



## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Οπτικές διασυνδέσεις υψηλής χωρητικότητας με  
πομποδέκτες σειριακής μετάδοσης για την  
διασύνδεση υπολογιστικών κέντρων

Διδακτορική διατριβή  
του  
Παναγιώτη Ν. Γκρούμα

Αθήνα, Φεβρουάριος 2021





## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Οπτικοί πομποδέκτες υψηλού εύρους ζώνης σειριακής μετάδοσης σε πολυμερική πλατφόρμα ολοκλήρωσης για τη διασύνδεση υπολογιστικών κέντρων

Διδακτορική διατριβή

ΤΟΥ

Παναγιώτη Ν. Γκρούμα

Συμβουλευτική Επιτροπή : Ηρακλής Αβραμόπουλος  
Νικόλαος Ουζούνoglou  
Νικόλαος Πλέρος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεαστική επιτροπή την 8 Φεβρουαρίου 2021.

.....  
Η. Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ν. Πλέρος  
Αναπληρωτής  
Καθηγητής Α.Π.Θ.

.....  
Ν. Κοζύρης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Κ. Δέρβος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Α. Παναγόπουλος  
Αναπληρωτής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ε. Βαρβαριγος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Γ. Κανέλλος  
Επίκουρος  
Καθηγητής Univ. of Bristol

Αθήνα, Φεβρουάριος 2021

.....  
Παναγιώτης Ν. Γκρούμας

Διδάκτωρ Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright ©Παναγιώτης Ν. Γκρούμας, 2021.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

---

## Περίληψη

Η σύγχρονη εποχή χαρακτηρίζεται από την δυνατότητα για άμεση ανταλλαγή πληροφοριών που δημιουργούνται είτε από ανθρώπους είτε από μηχανές. Αυτή η πληροφορία αποθηκεύεται και διακινείται από υπολογιστικά κέντρα τα οποία συνεχώς πρέπει να αναβαθμίζουν τις οπτικές διασυνδέσεις τους για να μπορούν να αντεπεξέρχονται στην ανάγκη για μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Οπτικές διασυνδέσεις 400 GbE ήδη έχουν αρχίσει να εγκαθίστανται στα υπολογιστικά κέντρα, παρόλα αυτά οι προσπάθειες ανάπτυξης του επόμενου προτύπου στα 800 ή και 1600 Gb/s έχουν ήδη ξεκινήσει.

Η ανάπτυξη πομποδεκτών που θα μπορούν να μεταδίδουν σε ταχύτητες υψηλότερες των 50 Gbaud είναι κλειδί προς την επίτευξη αυτού του στόχου καθώς η αύξηση της χωρητικότητας μέσω της αύξησης των γραμμών περιορίζεται από το μέγεθος του πομποδέκτη. Επίσης μελλοντικά είναι πολύ πιθανόν να χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με τους ηλεκτρικούς διακόπτες, κι οπτικοί διακόπτες που θα βασίζονται στην οπτική μεταγωγή κυκλώματος (OCS), για την πραγματοποίηση υβριδικών και αργότερα ίσως αμιγώς οπτικών αρχιτεκτονικών. Οι κυριότερες αρχιτεκτονικές υπολογιστικών κέντρων σε εφαρμογή σήμερα είναι οι τριών επιπέδων (three-tier), fat-tree και leaf-spine, με την τελευταία να υιοθετείται από τους μεγάλους χρήστες (FaceBook, Microsoft) καθώς προσπαθεί να μετατρέψει ένα επίπεδο δίκτυο αξιοποιώντας την οργάνωση των εξυπηρετητών σε μικρού μεγέθους δεξαμενές (pods) με καθορισμένο και σταθερό αριθμό από server rack, αντί των μεγαλύτερων cluster.

Η παρούσα διατριβή εστιάζει στις προσπάθειες που έγιναν προς την κατεύθυνση της ανάπτυξης ενός πομπού  $2 \times 100$  Gb/s, και ενός πομπού μεταβλητού μήκους κύματος 100 Gb/s, που θα βασίζονταν σε ένα νέο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές υλικό για την κατασκευή των πολύ γρήγορων διαμορφωτών και στον σχεδιασμό νέων φωτονικών δομών σε αυτό το υλικό ώστε να χρησιμοποιηθούν σαν δομικά στοιχεία στους πομπούς νέας γενιάς.

Ιστορικά, η επίτευξη υπερηψηλών ταχυτήτων σε οπτική μετάδοση πραγματοποιούνταν με χρήση οπτικής πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου (OTDM), λόγω της έλλειψης ηλεκτρονικών και οπτοηλεκτρονικών στοιχείων με μεγάλο εύρος ζώνης, όπως ηλεκτρονικά κυκλώματα γέννησης παλμών, κυκλώματα ενίσχυσης, οπτικοί διαμορφωτές, για να υποστηρίξουν μια αλυσίδα εξαρτημάτων ικανών για γέννηση σημάτων απευθείας στα 100 Gb/s. Στην OTDM το οπτικό σήμα ξεκινούσε από χαμηλότερη ταχύτητα και πολυπλεκόταν μέχρι να φτάσει στο επιθυμητό ρυθμό μετάδοσης. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιούνταν στα δίκτυα κορμού και χρησιμοποιούσε παλμούς RZ-OOK που είναι στενότεροι στο χρόνο για να αξιοποιήσει όλο το διαθέσιμο φάσμα της ίνας. Στα σημεία διεπαφής του δικτύου κορμού με τα μητροπολιτικά δίκτυα, όπου σε αυτά κυριαρχεί η πολυπλεξία στην συχνότητα (WDM), οι ευρείς φασματικοί παλμοί RZ-OOK πρέπει να μετατραπούν στους αποδοτικότερους από άποψη χρήσης φάσματος, NRZ-OOK. Για τον σκοπό αυτό αναπτύχθηκε ένας αμιγώς οπτικός μετατροπέας βασισμένος σε γραμμές καθυστέρησης κατασκευασμένες σε ολοκληρωμένο φωτονικό

κύκλωμα. Ο μετατροπέας μελετήθηκε με λογισμικό προσομοίωσης όπου επιδείχθηκε η καλή λειτουργία του με σήματα OOK, DPSK αλλά και ανώτερης τάξης 16-QAM. Πειραματικά επιδείχθηκε η καλή λειτουργία της RZ-DPSK σε NRZ-DPSK μετατροπής σε ρυθμό 40 Gb/s.

Ενναλλακτική τεχνική για την επίτευξη υψηλών ταχυτήτων είναι η ηλεκτρονική πολυπλεξία στο χρόνο. Με αυτήν την τεχνική, έχουν επιτευχθεί ταχύτητες 100 Gb/s παλιότερα, αλλά δεν υπήρχαν διαθέσιμα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης και γρήγοροι οπτικοί διαμορφωτές βασισμένοι σε νέο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές υλικό. Η διαθεσιμότητα ηλεκτρικών drivers και οπτικών διαμορφωτών με μεγάλο εύρος ζώνης επέτρεψε την ανάπτυξη του πρώτου ολοκληρωμένου πομπού σειριακής μετάδοσης στα 100 Gb/s.

Η περαιτέρω κλιμάκωση του πομπού στα  $2 \times 100$  Gb/s χρειαζόταν την ανάπτυξη νέων παθητικών φωτονικών δομών στο ηλεκτροοπτικό πολυμερές όπως  $1 \times 2$  MMI συζεύκτες που θα λειτουργούσαν ως διαχωριστές ισχύος, για να χωρίσουν την οπτική ισχύ μιας διόδου DFB στον πομπό σε 2 ίσα μέρη τροφοδοτώντας αντίστοιχους διαμορφωτές. Οι δομές σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν σε κατάλληλο λογισμικό με υπολογισμένες τιμές απωλειών κάτω από 1 dB και ανισορροπία μεταξύ των θυρών κάτω από 0.5 dB. Στην συνέχεια κατασκευάστηκαν σε τσιπ και χαρακτηρίστηκαν ως προς τις απώλειες και την ανισορροπία σε κατάλληλους σταθμούς εργασίας, με τις μετρήσεις να επιβεβαιώνουν την επίτευξη των ζητούμενων τιμών στους  $1 \times 2$  MMI σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 100 nm. Οι  $1 \times 2$  δομές με την καλύτερη απόδοση χαρακτηρίστηκαν και με υπέρυθη κάμερα όπου διακρίνονταν καθαρά δυο ρυθμοί. Αυτές οι δομές επιλέχθηκαν για ολοκλήρωση με μια συστοιχία δυο οπτικών διαμορφωτών για την δημιουργία του οπτικού υποσυνόλου. Στην συνέχεια έγινε συναρμογή του οπτικού υποσυνόλου με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης για την δημιουργία του πομπού  $2 \times 100$  Gb/s. Ο πομπός χαρακτηρίστηκε ως προς τα στατικά χαρακτηριστικά των συναρτήσεων μεταφοράς, επιβεβαιώθηκε η καλή λειτουργία του ολοκληρωμένου MMI και επίσης καταγράφηκε το διαμορφωμένο οπτικό φάσμα στα  $2 \times 80$  και  $2 \times 100$  Gb/s. Η πειραματική διάταξη βασιζόταν σε ηλεκτρονική πολυπλεξία για την δημιουργία των ηλεκτρικών σημάτων που τροφοδοτούνταν στον πομπό. Συνδυάστηκε με έναν δέκτη  $4 \times 100$  Gb/s για την δημιουργία μιας οπτικής διασύνδεσης και πραγματοποιήθηκαν πειράματα μετάδοσης στα 80 και 100 Gb/s μέχρι 1625 m μετρώντας τον ρυθμό λαθών. Ο πομπός είχε error-free επίδοση στα 80 και στα 100 Gb/s μέχρι τα 1000 m και BER χαμηλότερο από  $10^{-7}$  στα 1625 m. Σε αυτήν την απόσταση η ποιότητα των διαγραμμάτων οφθαλμού υποβαθμιζόταν σημαντικά λόγω του φαινομένου της διασποράς.

Ο πομπός μεταβλητού μήκους κύματος 100 Gb/s αποτελούταν από ένα λέιζερ εξωτερικής κοιλιότητας, τον οπτικό διαμορφωτή και τα ηλεκτρονικά οδήγησης. Το λέιζερ εξωτερικής κοιλιότητας αποτελούνταν από ένα στοιχείο κέρδους συζευγμένο σε ένα ολοκληρωμένο φωτονικό κύκλωμα Bragg grating το οποίο λειτουργεί ως ημι-περατός καθρέπτης στο ένα άκρο της κοιλιότητας. Η δομή Bragg grating σχεδιάστηκε και μελετήθηκε η λειτουργία της με κατάλληλο λογισμικό ώστε να επιτευχθεί συντονισμός στην περιοχή 1550 - 1570. Μελετήθηκαν και κατασκευάστηκαν περιθλαστικά φράγματα 3ης και 5ης τάξης, με αριθμό περιόδων 100, 200, 400, 600, 800, 1000, με περίοδο  $\Lambda$  1.392, 1.406, 1.420, 2.32, 2.338, 2.343, 2.349, και 2.366. Επίσης υπήρχαν παραλλαγές στο μέγεθος αυλάκωσης από 1.8 έως 6.3  $\mu\text{m}$  με βήμα 0.5  $\mu\text{m}$ . Μεγαλύτερο πλάτος συντονισμού επιτυγχάνανε τα φράγματα με αριθμό περιόδων  $> 800$  και μέγεθος αυλάκωσης  $> 5.3 \mu\text{m}$ , οποίος κυμαινόταν από 2 έως 3 dBm. Τα περιθλαστικά φράγματα Bragg, που είχαν κατασκευαστεί σε μεμονωμένα τσιπ, με την καλύτερη απόδοση επιλέχθηκαν για να ολοκληρωθούν υβριδικά με ένα στοιχείο κέρδους για την δημιουργία

ενός λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας. Το μήκος κύματος εκπομπής του λέιζερ μπορούσε να μεταβληθεί σε ένα εύρος μεγαλύτερο των 17 nm με θερμο-οπτικό τρόπο, δηλαδή ζεσταίνοντας το φράγμα με ηλεκτρόδιο και μεταβάλλοντας το μήκος κύματος συντονισμού. Η ισχύς που χρειαζόταν για την μεταβολή στο εύρος αυτό ήταν 800 mW. Το εύρος της φασματικής γραμμής μετρήθηκε με όμοδυνη και ετερόδυνη μέθοδο και βρέθηκε 1.5 MHz, η οποία μπορεί να βελτιωθεί μειώνοντας την φασματική γραμμή του περιθλαστικού φράγματος. Το λέιζερ χρησιμοποιήθηκε σε πείραμα μετάδοσης 40 Gb/s και συγκρίθηκε με ένα εμπορικό DFB λέιζερ στο ίδιο μήκος κύματος χωρίς να παρατηρείται μεγάλη διαφορά όσον αφορά τα διαγράμματα οφθαλμού και τις τιμές BER.

Το Bragg grating που είχε επιλεχθεί να ολοκληρωθεί μονολιθικά με τον οπτικό διαμορφωτή (στο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές) δεν επέδειξε την απαιτούμενη απόδοση, κι έτσι χρησιμοποιήθηκε ένα λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας βασισμένο σε Bragg grating πάλι, αλλά ολοκληρωμένο σε παθητικό πολυμερές υλικό. Η μεταβολή στο μήκος κύματος που μπορούσε να επιτευχθεί ήταν 22 nm ενώ η οπτική ισχύς στην έξοδο του τσιπ με το στοιχείο κέρδους στα 120 mA ήταν 3 dB. Το λέιζερ στο παθητικό πολυμερές ολοκληρώθηκε στην συνέχεια υβριδικά με έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή κατασκευασμένο στο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές, όπως επίσης και με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης και έγινε συναρμογή του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος. Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης κατανάλωναν 3.8 W για την λειτουργία της ηλεκτρονικής πολυπλεξίας και ενίσχυσης. Ο πομπός χαρακτηρίστηκε ως προς την στατική συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή, την δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος και αποκτήθηκαν χαρακτηριστικά φάσματα διαμορφωμένου σήματος στα 100 Gb/s χρησιμοποιώντας την ίδια πειραματική διάταξη ηλεκτρονικής πολυπλεξίας για την γέννηση 50 Gb/s OOK σημάτων. Χαρακτηρίστηκε επίσης σε πειράματα μετάδοσης μέχρι 1625 m όπου επιτεύχθηκε αλάνθαστη λειτουργία μέχρι τα 1000 m και τιμή ρυθμού μετάδοσης λαθών (BER)  $10^{-7}$  στα 1625 m. Ο πομπός χρησιμοποιήθηκε επίσης σε μια πειραματική διάταξη που είχε σκοπό να προσομοιώσει ένα δίκτυο μεταγωγής οπτικού κυκλώματος ενός δικτύου υπολογιστικού κέντρου, και επιδείχθηκε σε ρυθμό λειτουργίας 100 Gb/s ο τρόπος με τον οποίο η δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος μπορεί να επιλύσει προβλήματα σύγκρουσης και να βελτιώσει την ευελιξία και την απόδοση του δικτύου.

Συμπερασματικά, η ανάγκη των υπολογιστικών κέντρων να διακινούν πληροφορία στο εσωτερικό τους από μηχανήμα σε μηχανήμα σύντομα θα ξεπεράσει τις δυνατότητες των τωρινών προτύπων GbE που βασίζονται σε 4, 8, ή ακόμα 16 παράλληλες οπτικές γραμμές των 25 ή 50 Gbaud με σχήματα διαμόρφωσης είτε NRZ είτε PAM-4 για την επίτευξη της τελικής χωρητικότητας, και θα υπάρξει ανάγκη για αύξηση της ταχύτητας στα 100 Gbaud της μιας γραμμής. Η ανάγκη αυτή θα προκύψει από τους περιορισμούς που θα συναντήσει η προσπάθεια για περαιτέρω παραλληλοποίηση των οπτικών γραμμών όπως είναι οι περιορισμένες φυσικές διαστάσεις της συσκευασίας του κουτιού, το κόστος των επιπλέον εξαρτημάτων όπως πηγών λέιζερ, διαμορφωτών, φωτοδιόδων, το κόστος των επιπλέον οπτικών ινών και το κόστος λόγω πολυπλοκότητας στη συναρμογή των εξαρτημάτων. Προσεγγίζοντας το πρόβλημα της απόδοσης των δικτύων εντός των υπολογιστικών κέντρων από μια άλλη μεριά, αυτής των διακοπών, είναι εμφανές ότι οι τωρινοί ηλεκτρικοί διακόπτες βασισμένοι σε μεταγωγή πακέτου Electrical Packet Switching - EPS έχουν τους δικούς τους περιορισμούς. Στηρίζονται στην ηλεκτρο-οπτική μετατροπή του σήματος, καταναλώνουν πολλή ενέργεια, έως και 2500 W για τους τελευταίους γενιάς διακόπτες χωρητικότητας 51.2 Tb/s και η απόδοση τους εξαρτάται από την CMOS τεχνολογία των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων. Λαμβάνοντας αυτά υπόψη, τα

αμιγώς οπτικά δίκτυα ή τα υβριδικά ηλεκτρικά-οπτικά εμφανίζουν ενδιαφέρον καθώς έχουν κάποια πλεονεκτήματα έναντι των EPS. Δεν πραγματοποιούν ηλεκτρο-οπτική μετατροπή και άρα καταναλώνουν λιγότερη ενέργεια, δεν επηρεάζεται η απόδοση τους από το ρυθμό μετάδοσης του σήματος (transparent) και το οπτικό σήμα δεν χρειάζεται αποπολυπλεξία στη θύρα του διακόπτη. Για την πλήρη αξιοποίηση τέτοιου είδους διακοπών χρειάζονται και οι κατάλληλοι οπτικοί πομποδέκτες υψηλής χωρητικότητας που θα προσδίδουν ευελιξία.

Το ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές έχει δείξει ότι έχει ανταγωνιστικό πλεονέκτημα σαν υλικό για κατασκευή διαμορφωτών λόγω του μεγάλου εύρους ζώνης του (>64 GHz) και είναι κατάλληλο για διαμόρφωση απευθείας στα 100 Gbaud σε ένα μήκος κύματος και μπορεί να αποτελέσει τη βάση για την ανάπτυξη των επόμενης γενιάς πομπών για χρήση είτε σε EPS, είτε σε υβριδικό, είτε μελλοντικά σε OCS δίκτυο. Αυτό που έλειπε από το H-O πολυμερές ήταν η ανάπτυξη των φωτονικών δομών που θα χρησιμοποιούνταν σαν δομικά στοιχεία σε αυτούς τους πομπούς και θα επέτρεπε την πραγματοποίησή τους. Για αυτό το λόγο, σχεδιάστηκαν και ολοκληρώθηκαν  $1 \times 2$  MMI με συστοιχία 2 διαμορφωτών για την πραγματοποίηση του πομπού  $2 \times 100$  Gb/s, καθώς και περιθλαστικά φράγματα Bragg για την πραγματοποίηση πομπού 100 Gb/s με δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος εκπομπής. Ο χαρακτηρισμός του  $2 \times 100$  Gb/s και η δυνατότητα μετάδοσης σε αποστάσεις έως 1.6 km επιβεβαιώνουν ότι ο συγκεκριμένος πομπός υψηλής χωρητικότητας στην C-band μπορεί να λειτουργήσει επιτυχώς μέσα στα υπολογιστικά κέντρα με μόνο περιοριστικό παράγοντα τη διασπορά του σήματος. Ο πομπός 100 Gb/s με δυνατότητα μεταβολής μήκους κύματος απέδειξε ότι μπορεί να προσδώσει ευελιξία σε ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής κυκλώματος βασισμένο σε τοπολογία δακτυλίου και μπορεί να συνδέσει κόμβους του δικτύου μέχρι 1.6 km. Επίσης δείχθηκε ότι το ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές έχει την δυνατότητα να πραγματοποιήσει κι άλλες φωτονικές δομές, εμπλουτίζοντας την εργαλειοθήκη του και μετατρέποντας την συγκεκριμένη τεχνολογία, από τεχνολογία αποκλειστικά διαμορφωτών, σε τεχνολογία φωτονικής ολοκλήρωσης γενικής χρήσης. Όσον αφορά το μέλλον των οπτικών διασυνδέσεων, ο οδικός χάρτης του Ethernet έχει σαν επόμενα ορόσημα τα 800 και 1600 GbE με τα 800G πιθανόν να αποτελούν μεταβατικό στάδιο. Είναι βέβαιο πως για την επίτευξη αυτών των οροσήμεων θα χρειαστεί ταχύτητα 100 Gbaud σε ένα μήκος κύματος αλλά πιθανόν να μην αρκεί και να χρειαστεί και αλλαγή παραδείγματος όσον αφορά την ολοκλήρωση των πομποδεκτών. Οι πομποδέκτες θα χρειαστεί να μεταφερθούν από την τωρινή τους θέση στο μπροστινό πάνελ του διακόπτη και να έρθουν εγγύτερα του ηλεκτρονικού ASIC εφαρμόζοντας τεχνολογία co-packaging κι ολοκληρώνοντας στη μορφή multi-chip module στην καρδιά του διακόπτη το ASIC με τους οπτικούς πομποδέκτες. Αυτό μπορεί να αποτελέσει αντικείμενο μελλοντικής έρευνας.

**Λέξεις κλειδιά:** οπτικές διασυνδέσεις, οπτικοί πομποδέκτες, 100 Gb/s σειριακή μετάδοση, 400 GbE, διαμόρφωση κατά πλάτος, άμεση φώραση, ολοκληρωμένα περιθλαστικά φράγματα Bragg, συζεύκτες παρεμβολής πολλών ρυθμών, λέιζερ εξωτερικής κοιότητας, πομπός μεταβλητού μήκους κύματος, υβριδική ολοκλήρωση, ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές, ηλεκτρονική πολυπλεξία



---

## Abstract

The modern age is characterized by direct exchange of information created either by humans or by machines. This information is stored and circulated by data centers which must constantly upgrade their optical interfaces in order to cope with the need for greater bandwidth. 400 GbE optical interfaces have already begun to be installed in the data centers, however efforts to develop the next model to 800 or even 1600 Gb/s have already begun.

The development of transceivers that can transmit serially at speeds higher than 50 Gbaud is key to achieving this goal as the increase in capacity through the increase in lines is limited by the size of the transceiver package. It is also very likely that in the future, in conjunction with electrical switches, optical switches based on optical circuit switching (OCS) will be used, to realize hybrid and later perhaps purely optical switching network architectures. The main data center architectures in use today are three-tier, fat-tree and leaf-spine, with the latter being adopted by large users (FaceBook, Microsoft) as it tries to flatten the network utilizing the arrangement of servers into small pods with a fixed and defined number of server racks, instead of larger clusters.

This dissertation focuses on efforts to develop a  $2 \times 100$  Gb/s transmitter, and a 100 Gb/s variable wavelength transmitter, based on a new electro-optical polymer material for the construction of fast modulators and in the design of new photonic structures in this material to be used as building blocks in the new generation transmitters.

Historically, high-speed optical transmissions have been achieved using optical time division multiplexing (OTDM) due to the lack of broadband electronic and optoelectronic components, such as electronic pulse generating circuits, amplifiers, optical modulators to build a chain of components capable of generating signals directly at 100 Gb/s. In OTDM optical signals at a lower rates are generated and then multiplexed until the desired transmission rate is achieved. This technique was used in core networks and used RZ-OOK pulses that are narrower in time to utilize the entire available optical fiber bandwidth. At the interface points of the core network with the metropolitan networks, where wavelength multiplexing (WDM) is mainly used, the broad spectrum of the RZ-OOK pulses must be converted to the most efficient in terms of spectrum use, NRZ-OOK. For this purpose, an all-optical format converter based on delay lines fabricated in integrated photonic circuit was developed. The format converter was first simulated in appropriate software and its good operation was demonstrated with OOK, DPSK and more advanced 16-QAM signals. Experiments demonstrated the good operation of the RZ-DPSK to NRZ-DPSK conversion at a rate of 40 Gb/s.

An alternative technique for achieving high speeds is electronic time division multiplexing. With this technique, speeds of 100 Gb/s have been achieved in the past, but no electronic driving

circuits and high-speed optical modulators based on new electro-optical polymer material were available. The availability of electric drivers and high-bandwidth optical modulators allowed the development of the first integrated serial transmitter at 100 Gb/s.

Further scaling of the transmitter to 2x100 Gb/s required the development of new passive photonic structures in the electro-optical polymer such as 1x2 MMI couplers that would act as power splitters to split the optical power of a DFB laser on the transmitter in 2 equal parts feeding equal number of modulators. The structures were designed and simulated in appropriate simulation software with targeted loss values below 1 dB and port imbalance below 0.5 dB. They were then fabricated into PICs using the electro-optic polymer material and characterized in terms of losses and imbalance in probe-stations, with the measurements confirming the targeted values at the 1x2 MMIs were achieved in a bandwidth greater than 100 nm. The 1x2 structures with the best performance were also characterized by an infrared camera where two beam profiles were clearly formed on screen. These structures were selected for integration with an array of two optical modulators to create the optical subassembly. The optical subassembly was then integrated with the electronic driver circuits and packaged into the 2x100 Gb/s transmitter. The transmitter characterization process involved static measurements of the transfer functions, confirming the good operation of the integrated MMI and also the modulated optical spectrum was recorded at 2x80 and 2x100 Gb/s. The experimental setup was based on electronic time division multiplexing to generate the electrical signals that were sent to the transmitter. It was combined with a 4x100 Gb/s receiver to create an optical interface and transmission experiments were performed at 80 and 100 Gb/s up to 1625 m by measuring the error rate. The transmitter had error free performance at 80 and 100 Gb/s up to 1000 m and BER lower than  $10^{-7}$  at 1625 m. At this distance the eye diagram quality was significantly degraded due to dispersion in the SMF.

The 100 Gb/s variable wavelength transmitter consisted of an external cavity laser, an optical modulator and the driving electronics. The external cavity laser comprised a gain element hybridly integrated to a Bragg grating structure on photonic integrated circuit which acts as a semi-transparent mirror at one end of the cavity. Using appropriate software the Bragg grating structure was designed and its operation was studied in order to achieve operation in the area 1550 - 1570. 3rd and 5th order diffraction gratings were studied and fabricated, with a number of periods of 100, 200, 400, 600, 800, 1000, with period  $\Lambda$  1.392, 1.406, 1.420, 2.32, 2.338, 2.343, 2.349, and 2.366. There were also variations in the corrugation size from 1.8 to 6.3  $\mu\text{m}$  with a step of 0.5  $\mu\text{m}$ . Larger tuning amplitudes were achieved with gratings with a number of periods of  $> 800$  and a corrugation size of  $> 5.3 \mu\text{m}$ , ranging from 2 to 3 dB. The Bragg gratings, were fabricated on individual chips, and the best performing designs were selected to be integrated hybridly with a gain element to create an external cavity laser. The emission wavelength of the laser could be tuned in a range greater than 17 nm by thermo-optical effect, i.e. by heating the grating structure with a heating electrode and shifting the Bragg wavelength. The power required to achieve this tuning range was 800 mW. The linewidth of the laser was measured using both homodyne and heterodyne methods and was found 1.5 MHz, which can be further improved by making the Bragg grating filter response sharper. The laser was used in a 40 Gb/s transmission experiment and was compared to a commercial DFB laser at the same wavelength

with no significant difference in the obtained eye diagrams and BER values.

The Bragg grating design that was selected to be monolithically integrated with the optical modulator (in the electro-optical polymer) did not show the required performance, so a different Bragg grating based external cavity laser integrated in passive polymeric material was used as a mitigation plan. The wavelength tunability that could be achieved was 22 nm while the output optical power with the gain element at 120 mA was 3 dBm. The laser on the passive polymer was then hybridly integrated with an optical modulator fabricated in the electro-optical polymer material, the electrical driving circuits, and the tunable wavelength transmitter was packaged in a gold box. The electronic driving circuits consumed 3.8 W for the operation of the electronic multiplexing and amplification at 100 Gb/s. The transmitter was characterized in terms of the static transfer function of the modulator, the wavelength tunability and modulated spectra at the transmitter's output were obtained at 100 Gb/s using the same experimental setup based on electronic time division multiplexing for generating the 50 Gb/s OOK signals. Its performance was also assessed in transmission experiments up to 1625 m where an error-free operation of up to 1000 m and a bit error rate (BER) value of  $10^{-7}$  at 1625 m were achieved. The transmitter was also used in an experimental setup intended to simulate an optical circuit switching (OCS) network of an intra-data center network, and demonstrated at 100 Gb/s the way in which the tunability can resolve contentions and improve the flexibility and the efficiency of the network. In conclusion, the need for Data Centers to move information internally from machine to machine will soon exceed the capabilities of current GbE standards based on 4, 8, or even 16 parallel optical lines at 25 or 50 Gbaud, with either NRZ or PAM-4 modulation formats, to reach the final capacity, and there will be a need to increase the serial speed to 100 Gbaud. This need will arise from the barriers encountered in trying to further parallelize optical lines such as the limited physical dimensions of the form factor, the cost of the additional components such as laser sources, modulators, photodiodes, the cost of additional optical fibers and the cost due to the complexity in assembly and packaging. Looking at the problem of network performance within Data Centers from a different angle, that of the switches, it is clear that current Electrical Packet Switching (EPS) switches have their own limitations. They rely on electro-optical signal conversion, consume a lot of power, up to 2500 W for the latest generation switches with a capacity of 51.2 Tb/s and their performance depends on the CMOS technology scaling of the electronic components. With this in mind, all-optical networks or hybrid electrical-optical are of interest as they have some advantages over EPS. They do not perform electro-optical conversion and therefore consume less energy, their performance is not affected by the signal transmission rate (transparent) and the optical signal does not need demultiplexing at the switch port. For the full utilisation of such switches, the appropriate high-capacity optical transceivers are needed, which will provide flexibility.

Electro-optical polymer has been shown to have a competitive advantage as a material for modulators due to its high bandwidth ( $> 64$  GHz) and is suitable for modulation directly at 100 Gbaud at a single wavelength and can be the basis for the development of next generation transmitters for use in either EPS, hybrid or future OCS network.

What was missing from the E-O polymer was the development of photonic structures that would be used as building blocks and enable these transmitters. For this reason, 1x2 MMIs were de-

signed and integrated with an array of 2 modulators to realise the 2x100 Gb/s transmitter, as well as Bragg gratings to realise a 100 Gb/s tunable transmitter with the ability to change the emission wavelength within a 22 nm range in the C-band. The characterisation of the 2x100 Gb/s and the ability to transmit over distances up to 1.6 km confirm that this high-capacity transmitter in the C-band can operate successfully in Data Centers, limited only signal dispersion. The 100 Gb/s transmitter with wavelength tunability has proven that it can provide flexibility to optical circuit switching network based on ring topology and can connect network nodes up to 1.6 km. It was also shown that the electro-optical polymer has the ability to realize other photonic structures, enriching its toolbox of structures and transforming this technology, from a technology exclusively for modulators, to a general-purpose photonic integration technology. As for the future of optical interfaces, the Ethernet roadmap has 800 and 1600 GbE as the next milestones with 800G likely to be a short transition before 1600G. It is certain that to achieve these milestones will require serial speed of 100 Gbaud, but this alone may not be enough and a paradigm shift will be needed at the integration level of the transceivers. The transceivers will need to be moved from their current position at the front panel of the switch and come closer to the electronic ASIC realising a co-packaging methodology and integrating the ASIC with the optical transceivers in the form of a multi-chip module, that lies at the heart of the switch. This may be the subject of future research.

**Keywords:** optical interfaces, optical transceivers, 100 Gb/s serial transmission, 400 GbE, intensity modulation, direct detection, integrated Bragg gratings, multi-mode interference (MMI) couplers, hybrid integration, electro-optic polymer, electronic multiplexing

---

## Extensive Abstract

Optical interfaces are the backbone of modern computing centers and the only technology that allows them to grow seamlessly, as they are not affected by bandwidth limitations. This is particularly important because, as we have seen, the volume of information moving through Data Centers is increasing as a result of rapid technological developments at the level of applications that generate and manage information in almost real time. In terms of optical interface technology, Data Center networks remain at their majority Electrical Packet Switching (EPS) networks based on switches which rely on ASICs for the routing and switching. Pure Optical Packet Switching networks have been demonstrated at the research level and there is still some research interest, but no commercial purely optical switch product has been shown to be capable of operating at the packet level. On the other hand, it is more common for purely optical interfaces, based on optical circuit switches (OCS), to operate in parallel with EPS switches to carry slowly varying large volumes of data the so called elephant flows, bypassing the EPS switches, as they can do it more efficiently. The advantages of these switches are that they are transparent in the characteristics of the incoming signal, such as the modulation shape and the wavelength, as well as they have practically inexhaustible bandwidth. The disadvantages are the expensive purchase cost and the long switching time that make them unsuitable for managing data traffic within Data Centers, as it consists primarily of highly dynamic data packets and not static flows in a specific direction. The switching time depends on the switching technology (actuation) of the optical switch and the integration material, and is usually based on the thermo-optical effect with times of the order of tens of milliseconds. There is also the possibility for electro-optical activation of the switch which is significantly faster (in the order of nanoseconds) but only in the InP integration platform, which has the disadvantages of low performance in fabrication (low yield), so it is not possible to make switches with a large number of ports (high radix switches), the need for hermetic packaging and the high manufacturing cost of tablets that usually do not exceed 4 inches.

Data Center architectures are divided into two broad categories depending on the standard topology or networking technology. The first category includes hierarchical, recursive and rack-to-rack standards, with the most distinctive and widely used architectures being the hierarchical three-tier, fat-tree and leaf-spine. The second category includes optical, the SDN based and wireless networking technologies, with a greater focus on hybrid optical networking technologies as mentioned above. Although these networking technologies were beyond the scope of the present dissertation, the serial transmission 100 Gbit/s tunable wavelength transceiver presented in Chapter 4 could be applied to a purely optical or hybrid circuit switching network.

The transceivers presented in the dissertation can be applied in EPS Data Center networks with

hierarchical topology like fat-tree and leaf-spine. Leaf-spine is preferable because compared to the three levels - core, aggregation, edge - of the three-tier and fat-tree, it omits the core level resulting in a flatter architecture, reducing the number of nodes a packet has to hop as well as the bandwidth requirements of the machines at higher levels, and increasing the reliability in the event of a node failure redundant routes to the same destination.

According to Ethernet Alliance, the speeds of the optical transceivers connected to the switches have evolved in recent years from 100 Gbit/s in 2010, to 400 Gbit/s. The next standards will be the 800G and the 1600G, with the 800G likely to come first but form a short transitional stage before the 1600G, similar to the case of the 200G and 400G. The speeds achieved in single lane are of particularly interesting, as 100G in a single lane is still under development. The standard being developed is based on the use of a PAM-4 modulation format at 50 Gbaud which requires a digital to analog converter (DAC) contributing to the complexity of the transceiver. Achieving 100 Gbit/s at a wavelength (single lane) with OOK configuration without the use of a DAC shows the way to simplifying and further scaling transceivers, in particular considering the increase in the speeds of SerDes of ASICs from 50 Gbaud up to 100 Gbaud and to switch capacities of 25.6T or even 51.2T. This fact also confirms the importance of the dissertation and the prediction for the need to use serial transmission in the transmitter.

Laboratory equipment that directly generates 100 Gbit/s OOK electrical signal to modulate an optical carrier at the same speed is not widespread and the cost of obtaining it is very high. In this dissertation, two techniques for generating a 100 Gbit/s signal based on time domain multiplexing of either an optical signal (OTDM) or an electrical signal (ETDM) are reported. In the first case the lower speed optical signal RZ-OOK passes through a series of integrated delay interferometers with an appropriate path delay and therefore free spectral range (FSR). In the interferometer the optical signal is divided into two identical components that travel along the two paths, with one component being delayed by half a period ( $T/2$ ). At the exit of the interferometer, they interfere in-phase such that the delayed component is multiplexed with the other and the signal rate is doubled. The RZ-OOK modulation format is ideal for use on networks and techniques OTDM, but has a wider spectral content than NRZ-OOK due to narrower pulses, making it inefficient for use on WDM networks.

For more efficient networks with low cost and energy consumption it is necessary to develop a subsystem that will be located at the interface of OTDM and WDM networks and will be able to convert the configuration scheme from RZ-OOK to NRZ-OOK. In the present dissertation such a method was developed based on the spectral shaping of the RZ-OOK signal using a delay interferometer as a filter with the same FSR value as the signals bandwidth, so that the dips of its transfer function suppress the harmonics of the RZ-OOK signal and convert it to NRZ-OOK. The method was studied with simulation software and its correct operation was shown, not only for the OOK signal, but also with other modulation formats such as PSK as well as for higher order formats such as 16-QAM. The layout also included the OTDM stage of multiplexing for rate multiplication, where an optical band-pass filter (OBPF) was used to filter out a fluctuation in amplitude of the multiplexed signal.

The effect of various parameters that may affect the performance of the format converter, such as the bandwidth of the OBPF, the different phase shift value between the two interferometer

arms, the deviation of the interferometer delay value and the deviation of the central frequency of the OBPF from the frequency of the input signal were also studied in order to determine the tolerances of the conversion method under test. The results of the tolerance study showed that the amplitude variation is improved using a narrower filter, while a phase shift greater than 20 degrees degrades the signal. More important, however, is the effect of different time delay that the ideal one at the interferometer arms. A difference of greater than  $\pm 10\%$  degrades the output signal. The deviation of the central frequency of the filter from the optical carrier signal also affects the output signal and should be less than 20 GHz.

The format conversion from RZ-DPSK to NRZ-DPSK, with a signal modulated at 40 Gbit/s, and the achievement of error-free operation were also experimentally demonstrated. Comparing the bit-error-ratio curves, with respect to the optical power at the receiver, of the incoming RZ-PSK signal, the NRZ-PSK, and the converted NRZ-PSK after the experimental setup, it was found that converted signal coming from the developed method required only 1.5 dB more optical power on the receiver to achieve the same number of errors ( $10^{-10}$ ) with an original NRZ-PSK signal.

Other methods of all-optical format conversion were studied in the literature, which were divided into two categories, those that performed format conversion from RZ-OOK to NRZ-OOK, and those that performed the reverse process. The first category shows devices using optical signal locking techniques (injection locking) in Fabry-Perot laser diodes, devices that take advantage of nonlinearities in various components such as semiconductor optical amplifiers (SOAs), dispersion shifted fibres (DSF), photonic crystal fibres (PCF), LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulators, integrated micro-ring resonator circuits (MRRs) in Silicon. The second category shows injection locking setups in laser diodes, setups that take advantage of the non-linearity of semiconductor optical amplifiers, dispersion shifted fibres (DSFs), as well as fully passive devices with interferometric elements such as MRRs, Delay Interferometers and properly processed micro-loops of optical fiber. The method developed in this dissertation belongs to the fully passive interferometric devices, which are superior to those that use active elements, in the feasibility, applicability, very low power consumption and in the integration potential with other elements in photonic platforms. In the present dissertation the possibility of format converting phase coded signals PSK was experimentally demonstrated for the first time, and was shown in simulation the feasibility for format conversion of 16-QAM signals. It is noted that previous methods focused on amplitude modulated signals such as OOK.

The next technique for achieving 100 Gbit/s signals at a single wavelength involves the multiplexing of electrical signals and more specifically electrical time domain multiplexing (ETDM). Electronic multiplexing has been demonstrated in the literature using bulk components to achieve high-speed signals at 100 Gbit/s which drove LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulators with 30 GHz bandwidth, necessitating the use of equalisation techniques to compensate the signal degradation due to bandwidth limitations. The technology for making fast electro-optical modulators at 100 Gbit/s, ie with bandwidth  $>60$  GHz was not yet available. The Photonics Communications Research Laboratory characterized for the first time an integrated serial transmitter at 100 Gbit/s OOK which combined a Mach-Zehnder modulator with 64 GHz bandwidth made from innovative electro-optical polymer material, together with InP-DHBT 2:1 electronic multiplex-

ing and amplification circuit (2:1 MUX-DRV) with a bandwidth  $>100$  GHz that can provide  $>3 V_{pp}$  at its output. In this dissertation, the components of the transmitter are briefly presented along with the simulation studies that were carried out. Parameters such as the effect of the modulator bias point on the signal characteristics were studied as a function of the available driving amplitude, in order to find each time, accordingly, the bias point that gave the best signal quality depending on the available driving amplitude. The effect of the transmitter's electro-optical bandwidth on the signal quality was also studied. These two studies were important as in the packaging process of the transmitter, the 2:1 MUX-DRV circuit electrical pads and the modulator electrical pads could not come close due to the dies physical dimensions resulting in wirebonds longer than the ideal length, which resulted in bandwidth loss and amplitude attenuation. Despite this shortcoming, the integrated transmitter was experimentally characterised at 80 Gbit/s and 100 Gbit/s, exhibiting very good quality signals with wide-open eye-diagrams. The experimental setup was based on commercial off-the-shelf electronic time division multiplexing circuits to supply the 2:1 MUX-DRV transmitter with two PRBS from 7th to 31st order at 50 Gbit/s (or 40 Gbit/s for final rate 80 Gbit/s) and a clock signal at 50 GHz (or 40 GHz for final rate 80 Gbit/s).

The specific technology of the integrated 100 Gbit/s transmitter, ie the fast InP-DHBT electronics and the fast electro-optical polymer modulator, are the basic technology that will allow the further scaling of the system in an efficient way and to realise transmitters with capacities of 400 Gbit/s, 800 Gbit/s and 1600 Gbit/s. The next logical step would be to design a transceiver that would integrate an array of two or four 100 Gbit/s Mach-Zehnder modulators to scale its capacity to  $2 \times 100$  Gbit/s and  $4 \times 100$  Gbit/s. Already some standards 400 GbE such as e.g. the 400GBASE-FR4 promote 4 lines of 100 Gbit/s as it employs fewer components to achieve the same capacity.

In order to realise the transmitter with the array of modulators, it was required to design, fabricate on the electro-optical polymeric platform, and monolithically integrate with the rest of the elements, structures that would allow new functionalities, such as the separation of optical power into two and four equal parts to feed the modulators (power splitting), but also diffraction gratings (Bragg gratings) as filters for another functionality that will be described later on. The power splitter was realised as a 1: 2 Multi-Mode Interference coupler (MMI) fabricated for the first time in this polymer material. The  $2 \times 100$  Gbit/s transmitter was based on the monolithic integration of a 1:2 MMI with two Mach-Zehnder modulators in the E-O polymer, and the hybrid integration (edge coupling) of the E-O polymer chip with an InP laser diode emitting at 1553.4 nm. The light coupled in the polymer chip is split into two equal parts by the 1:2 MMI, which are fed to the MZ modulators and are modulated to NRZ-OOK. The signals exits the transmitter from two optical fibers (SMFs) coupled to the output waveguides. The geometry of the polymer waveguide is inverted ridge with propagation losses of 1.4 dB/cm, and supports an optical mode that is strongly localized due to the rather large RI contrast of the core and claddings. E-O polymer material has exhibited tolerance to temperatures up to 85 ° C. A peculiarity of E-O polymer modulators from this material is that they modulate only light at TM polarization. Since common laser diodes emit light with TE polarization, the signal polarization had to be rotated before entering the modulators for successful modulation. The



---

solution that was successfully tested is to turn the diode 90° during the hybrid integration of the optical subassembly.

The monolithic integration of the MMI coupler in the electro-optical polymer chip together with the two Mach-Zehnder modulators and the hybrid integration of the laser diode with the polymer chip, indicate the ability of the EO polymer platform to support integration of complex components, and evolve from a modulator specific technology, in a general-purpose integration platform for Photonic Integrated Circuits (PICs).

The MMI was chosen over the Y-junction structures because on one hand they are long and therefore would take up more space in the limited chip area, and on the other hand they required a very sharp angle between them which made the fabrication of good performing structures difficult due to constraints in the lithography process. The MMI structure is based on the self-imaging principle, where images of the input mode are formed along the length of the multi-mode waveguide at predefined positions due to the interference pattern of the guided modes. They consist of a single-mode input waveguide, a multi-mode region that supports at least 3 modes, and N output single-mode waveguides depending on the MMI structure. The MMI structures designed were 1:2 and 1:4, ie they had 2 and 4 output waveguides, to separate the power into 2 and 4 equal parts to supply an equal number of modulators. They were designed in CAD environment of the a photonics design software suite and solved electromagnetically with the beam propagation method (BPM) of the software tool. The most important parameters were the width and length of the multi-mode area of the MMI. As the width increased, the multi-mode region supported more modes that interfered with each other resulting in better mode profiles at the outputs. On the other hand greater width required longer length for the interference of the corresponding modes and the appearance of the images of the modes. The target of the simulation study was to find the width that gave the required images at the shortest possible length, but at the same time to be coupled to the output waveguides with the lowest possible losses and port imbalance (the difference of the power between the two output modes) in order to be less than 1 dB and 0.5 dB, respectively.

For the 1: 2 MMI structures with width 12  $\mu\text{m}$ , 16  $\mu\text{m}$ , 20  $\mu\text{m}$ , 22  $\mu\text{m}$ , 24  $\mu\text{m}$  were designed, and for each width different length values. The MMI with width 12  $\mu\text{m}$  gave the lowest losses and lowest imbalance, which was below 0.1 dB and below 0.3 dB respectively. Widths of 16  $\mu\text{m}$  and above did not appear to offer lower imbalance, except for slightly increased loss due to light scattering over the longer length of the structure. These structures were then fabricated (including variants) into 6-inch wafers. The fabricated structures had output waveguides that were extended with S-bends at a distance of 2.5 mm to be 500  $\mu\text{m}$ . After fabrication, the structures were characterized in terms of losses and imbalance, using sweeping laser from 1500 nm - 1600 nm. The polarization was controlled by a polarization controller so that it is always TM, with the TE polarization showing 1 dB more losses in a straight waveguide. Photonic chips containing structures with 11.5  $\mu\text{m}$ , 12  $\mu\text{m}$ , 12.5  $\mu\text{m}$ , 20  $\mu\text{m}$  were measured. Out of the structures with a width of 11.5  $\mu\text{m}$ , the lengths 135, 134  $\mu\text{m}$  met the criteria for  $IL < 1\text{dB}$  and  $IM < 0.5\text{dB}$ . Of the structures with 12  $\mu\text{m}$ , lengths 135 and 136 showed  $IL < 0.65\text{dB}$  and  $IM < 0.1\text{dB}$ . Measurements in structures with a width of 20  $\mu\text{m}$  showed that they meet the criterion for low imbalance, but show higher losses. The structure with 20  $\mu\text{m}$  width and 265  $\mu\text{m}$

length showed the best characteristics, as shown by the simulation. Due to the lower losses, the structures with a width of 12  $\mu\text{m}$  were chosen to be integrated together with the modulators. The structures were also measured with TE polarization where the losses increased 3 dB but without a significant increase in the imbalance. The increased losses are due to the different effective refractive index seen by the TE rhythm, which is directly related to the interference pattern and the appearance of the images. In the majority of cases measured, the values of two quantities met the targets and matched the values calculated by the simulation. Any discrepancies are due to fabrication tolerances in the dimensions of the structure due to lithography, or to computational errors in the simulation software that may have been due, for example, to the problem resolution parameters (grid size) due to limited computing resources.

Measurements of the structure with 12  $\mu\text{m}$  width and 135  $\mu\text{m}$  length in the range 400 nm, from 1260 to 1630 nm, with sweeping laser showed that it shows the lowest losses and imbalances (0.65 dB and 0.1 dB) in the C-band for which they were designed, but achieves value less than 2 dB IL and 0.5 dB IM for the other bands (O, E, S, L, U). Display of output modes with beam profiling camera shows two clearly formed modes, the same as the input mode, which exhibits the good operation of 1: 2 MMI.

The 1: 2 MMI with 12  $\mu\text{m}$  width and 135  $\mu\text{m}$  length, was integrated monolithically with two optical modulators and the chips containing the structures were made. These chips were characterized by placing them on a probestation, holding the polymer chip fixed on a vacuum-chuck base, and approaching a laser diode on a micropositioner from one end. The other end was approached by an optical fiber that was coupled to one of the two output waveguides spaced 250  $\mu\text{m}$  apart. Reference waveguides were also measured and 1.41 dB/cm propagation losses were found. The laser diode was then aligned with the 1:2 MMI input with the aid of a camera. The optical power on the two arms was found -17 dB and -19.2 dB. The power difference is due to the MMI since a structure with a width of 20  $\mu\text{m}$  and a length of 260  $\mu\text{m}$  was used. A second optical subset was assembled that integrated a structure with 12  $\mu\text{m}$  width and 125  $\mu\text{m}$ , with the optical power values measured for the two paths having a difference of 2.8 dB due to the different bias points of the MZMs, which could not be controlled as they were not electrically connected.

The optical subassembly was then packaged with the 2:1 MUX-DRV electronic circuits. InP-DHBT MUX-DRV achieves a maximum output width of  $2 \times 3V$  at 100 Gbit/s with a consumption of 3.8 W in dimensions  $1.5 \times 3.6\text{mm}^2$ . For the assembly of the circuit RF simulations were performed for the design of the RF interposers that provide the transmission lines and connect the GPPO connectors. The RF interposers included structures Micro Strip Line (MS), Coplanar Waveguide (CPW), on a substrate  $\text{Al}_2\text{O}_3$  250  $\mu\text{m}$  to achieve impedance 50 Ohms. Wirebonds with a length of 18  $\mu\text{m}$  were used for small losses. One output of the MUX-DRV was terminated to achieve single ended operation. The whole subset was placed in a box of KOVAR (FeNiCo). A thermal study was carried out to select a suitable TEC solution, and to manage the heat generated by the two drive circuits, due to the consumption of 3.8 W each MUX-DRV. The output waveguides were coupled using lensed fibers for smaller losses. The value achieved was 1.5 dB. The total power consumption is a total of 10.9 W or 54.5 mW/Gbps including the consumption of 0.25 mW of the laser, 7.6 W of the two MUX-DRV, 0.08 W of the two phase

shifters and 3 W of TEC.

As it can be seen from the power consumption, 70 % is attributed to the driving circuits. If a transmitter of 400 Gbit/s were to be implemented, the use of 4 MUX-DRV would require  $4 \times 3.8 = 15.2$  W of power exceeding the consumption limits set by the standards for pluggable transceiver modules such as QSFP-DD or OSFP which define a maximum total consumption of 14-15 W. However, InP-DHBT MUX-DRV circuits with a power consumption of 2 W or 0.8 W have also been shown which leave a large margin for the consumption of the remaining items.

In the framework of the European project ICT-POLYSYS two types of transmitter  $4 \times 100$  Gbit/s were realized, consisting of an array of 4 InP PDs with a bandwidth greater than 100 GHz, with one formula completing a 4 InP-DHBT DEMUX array, while the other completes a 4 InP-DHBT TIA-DEMUX array that amplifies the photodiode signal prior to demultiplexing. Two types of PDs were measured, with and without 50 Ohms termination. The terminated PDs had a higher bandwidth (112-120 GHz) but a lower conversion gain ( $\approx 13.5$  V/W), compared to the unterminated ones (80 - 90 GHz and  $\approx 27$  V/W). The photodiodes with the demultiplexing circuits were placed in a package to connect the input fiber array and to make the electrical connections of the chips with each other as well as with the electrical lines that connect the output connectors. Losses were measured with parameter  $S_{21}$  and found to be less than 1.25 dB at 50 GHz. The receiver needed 20 different supply voltages to operate, that were supplied by a suitable power supply. The average consumption of all the components of the receiver was about 5.5 W with a maximum of 8 W corresponding to 13.75 mW/Gbps.

Then simulation studies of the transmitter and receiver system were carried out to confirm the operation of the system at short distances at 80 and 100 Gb/s, as well as study the effect of dispersion on the quality of the transmitted optical signals. The studies were performed with the VPI Transmission Maker software. The electronic part of the transmitter consists of a PRBS generator, a NRZ encoder, an electric amplifier, a low-pass filter that emulates the bandwidth limitation in the driver circuit and the optical modulator. The PRBS order that was used was  $2^7 - 1$  with the time window corresponding to 2048 bits at 100 Gb/s with the sequence to fit within this time window. The optical section consisted of a laser diode at 1553.4 nm a modulator Mach-Zehnder and an optical fiber section (SSMF) with variable length, dispersion value  $16$  ps/nm/km, dispersion slope  $0.08$  ps/nm<sup>2</sup>/km. The filter bandwidth value was set to 65 GHz, the modulator  $V_\pi$  to 3.5 V, the modulator extinction ratio to 16 dB and the available width in the drive circuit at  $2V_{pp}$ . The simulated signals are detected by an ideal 70 GHz bandwidth receiver which was also simulated with a LPF and no optical amplifier was used in the device as we simulated a unamplified direct link such as those found inside Data Centers. The values Q-factor, extinction ratio and timing jitter for distances from B2B to 2000 m with intervals every 500 m for 80 and 100 Gb/s were studied. At both rates the Q-factor and the extinction ratio decreased with increasing distance, while the value of timing jitter increased. At 80 Gb/s the values Q-factor, extinction ratio and timing jitter for the B2B case were 23.3 dB, 13.3 dB, and 0.6 ps, while for 2000 m, 15.8 dB, 8.2 dB and 1.5 ps. At 100 the values Q-factor, extinction ratio and timing jitter for the B2B case were 22.5 dB, 11.9 dB and 0.6 ps, while for the 2000 m 12.4 dB, 5.7 dB and 2.0 ps.

An electronic multiplexing (ETDM) experimental setup was developed for the experimental

characterization of the transmitter  $2 \times 100$  Gb/s. The device supplied each transmitter circuit with two signals at 50 Gb/s (or 40 Gb/s) and one clock signal at 50 GHz (or 40 GHz). A signal at 25 GHz from a frequency generator is split into two consecutive 3-dB splitters into three parts, the first passing through a frequency divider to generate the 12.5 GHz signal that drives the PPG to 12.5 Gb/s. The second part is directed to the receiver, while the third is again divided into two components. The first goes to the 4:1 MUX, while the second goes through a frequency doubler to give birth to the 50 GHz clock that drives the MUX and DEMUX of the transmitter and receiver. Suitable phase shifters make sure the phases of the data signals and clocks are synchronized at the bit level. The output of the PPG is divided into four 12.5 Gb/s tributaries and with suitable cable lengths are decorrelated and multiplexed using a bulk MUX to give the two signals 50 Gb/s. The two 50 Gb/s signals are then used as input signals inside the 2:1 MUX of the integrated transmitter. The PRBS order in PPG was selected to be  $2^7 - 1$  and maintained its order after all multiplexing steps after the decoupling path lengths were properly selected. The electrical data signals generated by the ETDM setup were of very good quality with open eye diagrams. The electrical signals of the clock were also of good quality, although the first harmonic of the frequency doubler at 25 GHz was not completely suppressed in the signal and was evident in the signal measurements in the electric spectrum analyser, nevertheless no degradation of the operation of the multiplexers was observed.

At the transmitter output, the signal at 1553.4 nm propagates through SSMF with a total length of 1625 m and is then amplified by an EDFA and filtered by an OBPF. Part of the 100 (or 80) Gb/s signal is detected by a 70 GHz photodiode for eye-diagram measurements and the remainder is detected by one channel of the  $4 \times 100$  Gb/s receiver, which receives the optical signal at 100 Gb/s and converts it to electrical at the PD. The twin-DEMUX circuit demultiplexes the signal and outputs its two 50 Gb/s components, which are then further demultiplexed into the four 12.5 Gb/s components. The  $2 \times 100$  Gb/s transmitter and the  $4 \times 100$  receiver were static in terms of MZM transfer functions and photodiode responses. The transfer functions of the MZMs show extinction ratios of 16 dB and 19.5 dB. The maxima of the two curves are at -9 dBm and at -8.5 dBm, only 0.5 dB difference which is confirmed by the low imbalance of MMI. Power losses within the transmitter were calculated at 13 dB. The transfer functions differed slightly due to temperature differences between the two MZMs and structural tolerances, which were factors that determined slightly different operating points. The responses of the PDs were measured 0.53, 0.49 and 0.47 A/W, for the PDs 2,3,4 respectively, since the PD 1 had a problem. In the transmission experiments performed, the optical spectra show the typical harmonics (tones) at 80 or 100 GHz on either side of the optical carrier. The signals were transmitted at a maximum distance of 1625 m and eye-diagrams were obtained for the cases B2B, 500 m, 1000 m and 1625 m from both MZM, which show the similar operation of the modulators. Obviously, the quality of the signal deteriorates due to dispersion over longer distances, which is evident from the closing of the eye diagram and the appearance of overshoots at the upper level of the signal width. Deterioration is moderate at 1000 m, but becomes more severe at 1625 m. At 80 Gb/s the experimental extinction ratios were measured for B2B case 10.9 dB (MZM1), 10.5 dB (MZM2) and for 1625 m 8.5 dB (MZM1 and MZM2). At 100 Gb/s the experimental extinction ratios were measured for B2B case 9.5 dB (MZM1), 9.6 dB (MZM2) and for 1625 m

7.5 dB (MZM1) and 7.2 dB (MZM2). The eight electrical signals obtained after twin-DEMUX at 40 and 50 Gb/s had open eye diagrams and were measured for the values ER (dB), jitter (rms), jitter pp (ps), rise time (ps), fall time (ps), eye S/N (dB), ER, eye width (ps), Vpp (mV), which were similar in components, which indicates the good performance of all channels. Each of the eight electrical signals then goes through another stage of external 1:4 DEMUX, and the components at 10 and 12.5 Gb/s are evaluated for the BER. BER curves were obtained for each combination of MZM modulator and photodiode channel (six combinations in total). For 80 Gb/s and for all combinations of MZM and receiver channel the curves can reach BER levels down to  $10^{-10}$ . For 1625 m the curves start to show error floor which is lower than  $10^{-8}$ . For 100 Gb/s in all cases the achievable values BER for B2B are lower than  $10^{-8}$ , range from  $6 \cdot 10^{-8}$  to  $9 \cdot 10^{-9}$  and remain lower than  $10^{-7}$  for transmission distances up to 1000 m. At 1625 m the effect of color dispersion is significant and leads to BER  $10^{-5}$ , which allows reliable transmission using FEC codes. The transmitter operated for a total of about 75 hours in total, without any problems in the performance and reliability of the device.

Analysis of the optical power budget shows that the losses are mainly due to the inherent losses of the transmitter (13 dB). Also the driving amplitude of the transmitter was lower than required which contributed to the losses. For this purpose, the dependence of the configuration losses in relation to the available amplitude and the bias point of the MZM were studied. If the bias point is selected correctly to maximize ER, the measured losses correspond to a driving amplitude of less than 2 V. The lower driving amplitude is due to losses in the MZM electrical connection and internal MUX-DRV circuit. The low output power of the transmitter was improved by the use of an optical amplifier EDFA to reach the sensitivity value of the receiver. The use of an optical amplifier can be eliminated if both the transmitter and receiver are improved. On the transmitter side, if the optical power of the laser output is increased, the device losses are reduced and the modulation losses are reduced by improving the electrical connection, on the receiver side by improving the receiver sensitivity. These improvements can close the optical power difference. These improvements will have a relatively small impact on transmitter consumption which will now be 11.2 W (or 56 mW/Gbps). On the receiver side the power consumption will increase by 2.4 W in addition to the four TWA with a total consumption of 7.9 W (or 19.75 mW/Gbps). For the total transmitter-receiver transmission system without amplification the total consumption is 75.75 mW/Gbps. This consumption is higher than the prices given by commercially available transceivers, however it is of the same order of magnitude and can be improved. The transmitter can be easily scaled for operation at  $4 \times 100$  Gb/s for the standard 400 GbE using an array of 4 MZM modulators and a suitable interposer.

By retaining the basic elements of the transmitter and changing the laser source from a fixed wavelength DFB to an external cavity laser, a transmitter with the ability to change the wavelengths that can be used in future switching networks OCS was implemented. For the first time in this transmitter, a hybrid integration of three different photonic circuit platforms was achieved, such as InP, PolyBoard, E-O polymer. The transmitter operates in an OOK modulation format and combines the desired features of technologies such as the flexibility of the passive platform PolyBoard, the high bandwidth of the E-O polymer platform and the very fast electronic circuits InP-DHBT.

The components of the transmitter are the E-O polymeric MZM, the InP-DHBT MUX circuit and the external cavity laser. The latter was implemented by hybridly combining an InP gain chip with a diffraction barrier Bragg integrated in passive polymer technology PolyBoard. The optical part of the variable wavelength transmitter is based on the combination of a passive polymer chip and an E-O polymer chip. E-O integrates a monolithic MZM with 65 GHz bandwidth, the passive polymer chip integrates a Bragg grating and enables the hybrid integration of the gain chip, polarization control and hybrid integration with the E-O chip. Especially the ability for on-chip handling of the polarization can not be done on the E-O platform due to the relatively low tolerance to high temperature required by the BG, while the passive platform has better performance in terms of thermo-optical actuation of the BG, time stability and polarization control.

The passive polymer provides single-mode waveguides with propagation losses of 0.5 dB/cm and thermo-optical coefficient  $-210^{-4} \text{ } ^\circ \text{C}^{-1}$  at 1550 nm and a set of passive structures can be integrated either monolithically or hybridly. The E-O platform on the other hand is single-mode with the capability for monolithic integration of MZM modulators with a large bandwidth of 65 GHz. In the present dissertation passive structures such as 1:2 and 1:4 MMI and Bragg gratings on the platform were designed and constructed for the first time. Propagation losses are  $> 1 \text{ dB/cm}$  at 1550 nm. The passive structure is based on a channel waveguide with dimensions 3.2  $\mu\text{m}$  x 3.2  $\mu\text{m}$  with very little polarization dependence. The electrode for thermo-optical actuation is placed either above the structure or sideways or below. E-O polymer has a more complex cross-section and is based on a ridge waveguide with three layers of polymer. The structure shows an active refractive index of 1.660 for the TM mode while its dimensions are 2.8  $\mu\text{m}$  x 4.6  $\mu\text{m}$  in the vertical and horizontal direction respectively. The E-O coefficient of the material is 86 pm/V at 1550 nm and allows the efficient modulation of the transmitted TM light. The traveling wave electrode is placed only on the active regions of the MZM. The common material base of the two platforms makes them compatible for their physical integration in a hybridly integrated system.

The waveguides of the two platforms can be efficiently coupled with a loss of just 0.6 dB using taper width 4.7  $\mu\text{m}$  on the passive platform. Deviations up to  $\pm 0.5 \mu\text{m}$  give losses less than 1 dB. The E-O platform has desirable features for modulator applications, but 1:2 and 1:4 MMI structures, delay interferometers and Bragg gratings were designed and constructed. The DI delay lines are designed as unbalanced MZ interferometers, which in addition to filters can perform other functions such as PSK signal decoding. Delay lines were constructed with 160 and 200 GHz free spectral range. Electrodes above the waveguides can adjust the phase. The delay lines were characterised and their proper operation was confirmed. A current of 85 mA was required for pi phase shift. The length of 160 GHz DI is 12.95 mm, the inherent losses  $< 6 \text{ dB}$ , the polarization losses  $< 0.3 \text{ dB}$  and the ER  $> 17 \text{ dB}$ .

Bragg gratings were also designed and fabricated on the E-O platform to function as the semi-transparent mirror of the external cavity laser. In order to be able to fabricate the structures due to lithographic constraints, 5th class structures were designed. To achieve  $\lambda_{\text{Bragg}}$  at 1550 nm the period was selected at 2.366  $\mu\text{m}$  while the number of periods and the magnitude of the perturbation were varied to achieve high reflectivity keeping the length of the structure at

reasonable values. Gold electrodes were placed on top of the structures and along them so that they could change the  $\lambda_{Bragg}$  through the thermo-optical effect in the polymer material. For Bragg gratings of 5th class, with period  $\Lambda = 2.366$   $\mu\text{m}$ , number of periods  $N = 1000$ , disturbance width  $W_2 = 6.3$   $\mu\text{m}$  fabricated, gave resonance amplitude of 2.5 dB in its transfer function, which corresponds to about 40 % reflectivity and allows the creation and maintenance of the lasing effect in standard laser cavities.

In the framework of this dissertation, the operation of Bragg gratings of 3rd and 5th order in the E-O polymeric platform were designed and simulated. The larger diffraction order allows the fabrication of the perturbation to be easier since they have larger dimensions. The structures were simulated with software that implements the methods EigenMode Expansion and Rigorous Coupled Mode Theory. In conclusion, the study showed that the amplitude of the resonance increases with the number of periods. In total, more than 500 3rd and 5th class structures were built on chips. For the 3rd grade the structures had a period of 1.406 to 1.42 with grooves 4.8, 5.3, 5.8, 6.3  $\mu\text{m}$  and number of periods from 100 to 1000. For the 5th grade the structures had a period from 2.32 to 2.366 with grooves 1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3  $\mu\text{m}$  and number of periods from 100 to 1000.

After construction, the structures were sampled with sweeping laser for waveguide losses and Bragg grating response. Structures with diffraction order 3 as well as structures with a perturbation size of less than 4.8  $\mu\text{m}$  (for both classes) did not perform well and efforts were focused on characterizing the rest. For a period of 2,343  $\mu\text{m}$  and increasing number of periods, increase the amplitude of the filter transfer function. The rotation of the polarized state of light in a new direction (not known) leads to a shift in the resonant wavelength of the Bragg grating and is due to the change in the active refractive index  $n_{eff}$  of the propagated mode due to bifurcation, and therefore of  $\lambda_{Bragg}$ .

The structures found to perform best were selected to be integrated with the InP gain chip and to form the external cavity laser. Due to the limited number of gain chips, the selected structure was 5th class with period  $\Lambda = 2.366$ ,  $N = 1000$  which gives resonance at 1574.3 nm. The gain chip has only one fully reflective surface on the back, while the front is coupled on the edge of the polymer chip. The Bragg grating with 40 % reflectivity acts as the second semi-reflective surface for the realization of the outer laser cavity extending into the InP and the polymer section. The coupling losses between InP gain chip and E-O polymer chip are about 2 dB due to the difference in the waveguide mode profiles. The gain chip can compensate for these losses and provide a net gain within the cavity. The emission wavelength can be in the range 17 nm by thermally altering the resonant wavelength of the BG. The thermo-optical coefficient of E-O polymer is  $-1.410^{-4}$   $^{\circ}\text{C}^{-1}$ , while the thermal power required to cover 17 nm is 800 mW. Electrode optimization can lead to a reduction in consumption by half. The linewidth of the laser was measured by a homogeneous and heterogeneous method and was found to be lower than 1.5 MHz within the possible wavelength range. This value can be improved by reducing the spectral line of the Bragg grating and the coupling losses of the InP gain chip and E-O polymer chip. The optical signal from this outer cavity laser was amplified across different wavelengths, at 40 Gbps by MZM and compared to the modulated CW of a standard DFB laser at the same wavelengths. Error rate measurements of the optical power at the receiver showed a power penalty less than 0.5 dB.

For the assembly of the transmitter, the external cavity laser made with the EO polymer chip was not used, but rather an external cavity laser based on a passive polymer chip. The reason was that the Bragg grating that were designed to be integrated monolithically with the MZM in the EO platform did not exhibit the desired reflectivity and therefore the lasing function in the cavity was not possible. Individual EO polymer chips with desired characteristics were not available as they were damaged in the characterization process and also the chips were not fabricated to the appropriate dimensions for their hybrid integration with another chip. Therefore, an external cavity laser based on the passive polymer platform was hybridly integrated with the EO MZM modulators.

This laser consisted of a gain chip that emitted at a TE rate, and was coupled to the passive polymer chip that integrated a Bragg grating, which was designed as a side grating with a period length of 1.6  $\mu\text{m}$  and fill-factor 50 %. A polarizing filter (half-wave plate) at the output of the Bragg grating rotated the polarization to TM so that it could be modulated by the MZM. The tuning of the transfer function of the reflected signal can be varied in a 22 nm range from 1544 to 1566 nm using a thermo-optical mechanism. With 120 mA injection current in the gain chip the laser outputs a CW with 3 dBm optical power and  $> 40\text{dB}$  SMSR. The linewidth is of the order of 300 kHz. The polarizing filter was in the form of a thin-film element which was placed in a thin slot of about 50  $\mu\text{m}$  in the polymer chip. Compared to the method of rotating the laser diode that was used in the  $2 \times 100$  Gb/s transmitter, the use of the polarizing filter has the advantage of the simpler assembly process, as the diode must be powered during coupling and it is not easy when it is rotated. Also the use of the filter is compatible with automatic pick-and-place tools. The polarisation extinction ratio achieved by the filter is 15 dB.

At the output of the polymer chip, the TM mode is coupled to the EO polymer chip and modulated by the MZM which requires approximately 3.5 V for single-ended operation. The required electrical signals on the transmitter MUX-DRV are as before, two data signals at 50 Gb/s and one clock signal at 50 GHz. After MUX-DRV a DC-block is used to remove the DC component. All transmitter components and the optical subassembly were mounted on brackets of CuW together with a thermoelectric element for cooling and then in a gold box (Kovar). Lensed optical fiber was used at the output of the MZM polymer chip for lower losses. The optical power at the output of the modulator is -9.5 dBm while at the output of Bragg grating it is +3.5 dBm, therefore there are 12.5 dB losses. This value includes propagation losses in the passive and EO polymer chips and the lensed fiber. The power consumption of the device is estimated at around 7.2 W, with MUX-DRV and TEC contributing most, 3.8 W and 3 W respectively.

The tunable wavelength transmitter was evaluated through experimental measurements for its static characteristics and through transmission experiments made with SMF fiber using a complex experimental setup that simulated the transmitter operation within an Optical Circuit Switched ring-based network.

The basic experimental setup for generating the high-speed signals and clocks to drive the transmitter is based on the electronic multiplexing setup with bulk components which generates 4 signals at 12.5 (or 10) Gb/s, multiplexes them, and gives two signals at 50 (or 40) Gb/s together with the corresponding clocks inside the MUX-DRV of the device. The PRBS used was



7th order and the appropriate signal delays were used by the PPG to decorrelate the components. Other PRBS orders such as 11, 15 and 31 were tested without any significant change in the eye-diagrams or BER measurements. In the final rate the order of PRBS is not maintained, but the final bit sequence can be accurately calculated if the delays of the two multiplexing stages are known.

The optical signal at the transmitter output is amplified by an EDFA, transmitted through SMF length 1625 m and passed through OBPF before ending up in the measuring instruments. Part of the signal is detected by a photodiode with a bandwidth of 70 GHz for eye-diagram measurements, while the rest ends in a channel of  $4 \times 100$  Gb/s receiver. The dual DEMUX circuit receives the electrical signal from the photodiode and gives the 50 Gb/s component which is synchronized with the 50 GHz clock signal. The component is further decoupled by the 1:4 external decoupler and the final components at 12.5 Gb/s are evaluated for their BER.

The basic static measurements made at the transmitter concerned the static transfer functions of the MZM at three indicative wavelengths 1544.53, 1553.33, 1565.50 nm which give the optical output power of the unmodulated signal as a function of the current flowing through the thermal shifters. The three curves obtained have an optical extinction ratio of about 16 dB and a maximum optical output power close to -9.5 dBm. The extinction ratio and optical output power were also measured for a set of wavelengths corresponding to the ITU grid from 1544 - 1566 nm, keeping the laser diode current constant at 120 mA and device temperature at 23 degrees Celsius. The variance in the extinction ratio was measured at 0.50 dB while at the optical power 0.25 dB. The emission wavelength could be set lower than 1544 nm, if the power at the electrode of the phase shifter could be increased and achieve a tuning range greater than 30 nm.

In the same operating range 1544 - 1566 nm the spectra of the OOK modulated signals were obtained at 100 Gb/s at the output of the device, which clearly show the harmonics at a spacing of 100 GHz on both sides of the optical carrier. Transmission experiments were performed at 80 and 100 Gb/s via SMF fiber at a distance of 1625 m. Also the eye diagrams were obtained at 1544.53, 1553.33 and 1565.50 nm in B2B connection of the transmitter and receiver, but also after transmission of 500, 1000, and 1625 m of optical fiber. For all three wavelengths of the transmitter operation the eye diagrams show similar behaviour and good quality up to 500 m. After 1000 m they show the overshoots in the amplitude of 1 as a result of the dispersion. At 1625 m the eye-diagrams close and the quality deteriorates significantly.

The transmitter performance evaluation at 80 and 100 Gb/s was realised with the  $4 \times 100$  Gb/s receiver taking the BER measurements for 1544.53, 1553.33 and 1565.50 nm and for distances up to 1625 m. Each of the BER curves presented in Chapter 4 in the corresponding subsection, corresponds to the worst of the eight demultiplexed components of the received signal at 10 or 12.5 Gb/s. The main conclusions are (a) the confirmation of the uniform operation of the transmitter in the range of 22 nm, (b) the achievement of a BER value lower than  $10^{-10}$  at 80 Gb/s for all distances, (c) achieving a value BER lower than  $10^{-9}$  for 100 Gb/s for B2B and 500 m price range BER lower than  $10^{-9}$  for 100 Gb/s up to 1000 m, (e) price range BER close to  $1 \cdot 10^{-7}$  for 100 Gb/s up to 1625 m, which although not error-free, remains significantly lower than the FEC limit. Using FEC would require an overhead at the operating rate of about

7 %, and therefore operating at 107 Gb/s, which could not be achieved due to limitations at the maximum operating rate of the PPG and the BER tester. The MUX-DRV circuit of the transmitter has been experimentally tested up to 111 Gb/s, as well as the 3-dB bandwidth of the EO polymeric MZM at 65 GHz and 7-dB at 110 GHz. These data prove that the transmitter can be operated at rates above 100 Gb/s.

The last part of the experimental evaluation concerns the operation of the transmitter in a network scenario and specifically in a ring-based OCS, which allows the flexible interconnection of DC pods. The experimental setup is shown in the corresponding subsection of Chapter 4. Each pod represents a large set of computer and network resources such as servers, storage units, switches, which are organised based on a topology e.g. fat-tree, leaf-spine etc, and a corresponding switching hierarchy. At the top of the hierarchy are high-capacity switches equipped with 40 Gb/s and 100 Gb/s optical interfaces. These interfaces are located at the switches at the top of the hierarchy within each pod. The nodes are based on the use of WSSs which allow the addition and removal of optical channels from the WDM signal that is transmitted through the ring and transfers the optical flows between the switches. The number of nodes and the distance between them are design parameters and depend on the physical parameters of the DC and the data traffic. For the experiment, each node was considered to be connected to adjacent nodes through 500 of SMF fiber and a network segment with three nodes was considered. A scenario with three snapshots was studied.

In the first instance, the 100 Gb/s signal from the variable length transmitter at Node 1 is transmitted to  $\lambda_1$ , amplified and multiplied by the output WSS with 40 Gb/s signals coming from from the previous nodes and have spectral spacing 200 GHz at  $\lambda_2 - \lambda_5$ . After 500 m  $\lambda_1$  is dropped at node 2 from the input WSS and detected. In the second snapshot, the 40 Gb/s signal that was in  $\lambda_2$  is for some reason in  $\lambda_1$  forcing the 100 Gb/s signal to change to another wavelength,  $\lambda_6$ , to resolve the collision. The 100 Gb/s signal is also dropped at Node 2 and is detected. In the third snapshot, the 100 Gb/s signal is back to  $\lambda_6$  to resolve the conflict but has a different destination. The signal passes through Node 2 along with  $\lambda_1$  and  $\lambda_3$  and is finally dropped at Node 3 after propagation through 1000 m of fiber and four individual WSSs. In this case the 100 Gb/s transmitter was used at Node 1 and from one channel of the  $4 \times 100$  Gb/s receiver at Nodes 2 and 3. A  $1 \times 9$  flexible-grid WSS was also used at node 1 output, a  $1 \times 4$  fixed-grid WSS as input WSS at node 2, and two variable OBPFs to emulate output WSS at Node 2 and input WSS at Node 3. The bandwidth of the WSS channels was 300 GHz while in the OBPFs it was 250 GHz. Visual spectra were obtained for all screenshots of the script. The presence of small peaks next to the studied signals is due to a side mode of the transmitter that survived the filtering.

The eye diagrams of the 100 Gb/s signal obtained at Node 2 for wavelengths  $\lambda_1$  and  $\lambda_6$ , as well as at Node 3 for wavelength  $\lambda_6$ , relating to transmission at 500 m are of very good quality and open. Measurements BER measurements were obtained for the 100 Gb/s signal at  $\lambda_1$  for B2B and 500 m, and for  $\lambda_6$  for B2B, 500 and 1000 m. At 1000 m the power penalty compared to the B2B case was less than 2 dB. The results show that the use of optical amplifiers (EDFAs) and optical filters does not significantly degrade the transmitter's performance in transmitting information. The transmitter wavelength adjustment was done thermo-optically manually and

---

was in the order of tens ms. Speeds of the order of some ms are possible, with some compromise in the adjustment range. The time of thermo-optical adjustment of the wavelength is similar to the standard adjustment time of WSS elements and was not a limiting factor.

In the last subsection after the conclusions, suggestions are given for the use of the results and for the continuation of the research activities in the topics that the dissertation started. The research proposals are categorized into two groups, proposals for research at the level of the photonic integration platforms and structures, and proposals for research at the transmission system level.

The previous chapters of the dissertation presented the development work on very high speed transceivers based on photonic integration technology and more specifically on the combination of three photonic platforms, the EO polymer platform, the passive polymer platform (PolyBoard) and the InP platform. In terms of functions, the only platform that has the ability for autonomous and independent operation is InP as it allows the construction of laser diodes and photodiodes, in addition to a number of passive photonic structures. The table shown in the main text of this subsection (at the greek version of the dissertation) summarizes the features that are possible on each platform, as well as their shortcomings.

From the aforementioned table it is obvious that the InP photonic platform enables monolithic circuits as it can realise structures that perform the most important functions such as light generation, amplification and detection, with the only disadvantage being the high fabrication cost and the low yield for large circuits. PolyBoard on the other hand, has an advanced toolbox with a number of passive structures for many functions, the ability to machine sections on the chip with a dicing saw and insert thin films that act as filters or polarization control elements, as well as the ability to fabricate circuits with more than one waveguiding layer (3D integration). Its only drawbacks are, on the one hand, the inability to achieve lasing operation (i.e. generate light) and detect light due to the intrinsic properties of the material, which makes it necessary to hybridly integrate the required active components, and on the other hand, the lack of capability for fast electro-optical modulation. Recent efforts by the HHI Institute in Berlin have shown that electro-optical modulation is possible with the hybrid integration of graphene membranes and the creation of optical electro-absorption modulators, albeit with low modulation speed and low ER. Given the affinity of the two polymer materials, a research direction would be the development of passive structures in the EO polymeric platform beyond the MMIs and Bragg gratings, following the example of PolyBoard, so that a general purpose photonic integration platform is formed, with a rich toolbox for telecom applications and beyond, and not limited to optical modulation only. Examples of structures that could be studied and fabricated on the EO polymer platform are AWGs, optical hybrids, polarization rotators and more. Etching of slots and the introduction of thin films to extend the functions could also be investigated.

Regarding the reported structures that were fabricated on the EO platform, further studies could focus on improving the performance of the electrodes for thermo-optical tuning of the Bragg grating. The power consumption of the electrodes in the presented structures was close to 800 mW and can be reduced to half or even below with better design of the electrodes themselves, by placing them closer to the waveguide reducing the thickness of the upper cladding or in another position, by making slots on the side of the waveguide to fill with air and to act as insulation

and more. Improving the efficiency would also result in an increase in the tuning range of the Bragg grating and consequently an increase in the operating range of the variable wavelength laser beyond 22 nm.

Regarding the suggestions at the system level, the Ethernet roadmap shown in the main text of the dissertation at the last chapter, shows the increase in interface speeds and capacity as well as the different applications each capacity targets. It is interesting that with the development of technologies such as autonomous driving that requires the handling of large volumes of data at speeds of 10 Gb/s are now necessary and 50 Gb/s in the future. Service providers (telephony etc) as well as cloud service providers require the highest bandwidth for data transmission. The current speed of one line (lane rate) is at 100 Gb/s with the next milestone at 200 Gb/s. Increasing the single lane rate is the best way to increase the total capacity of the transceiver without increasing its size, however it presents great technical challenges especially after 100 Gb/s as the operating frequencies required exceed 65 GHz. As for the total capacity of the switches, it is now at 25.6 Tb/s with the next milestone at 51.2 Tb/s. The current standard is 400 GbE and the first optical transceivers became commercially available in 2020. According to market research, in the years 2021 - 2022 it is expected for 400 Gb/s transceivers to roll out. The 400 GbE standard was ratified in December 2017 and was available in various flavours. The FR8 version relied on the physical level using 8 channels operating at 26.5 Gbaud each with PAM-4 modulation for a total of 400 Gb/s ( $8 \times 50$ ) capacity, while DR4 in the use of 4 channels operating at 53.125 Gbaud again with PAM-4 modulation format for 400 Gb/s ( $4 \times 100$ ) capacity. The next milestones on the roadmap that have been highlighted as predominant are 800 GbE and 1600 GbE, with the 800 standard becoming commercially available for the first time in the period 2024 - 2026, while the 1600 becoming available before the end of the decade.

As the demands in Data Center traffic increase and as the dynamic nature of the data traffic increases, such as the need to cover different distances with different data volumes and the need for adaptability and network orchestration with the ultimate goal of more flexible and efficient use of it. These requirements can be met with a new generation of 4M transceivers, from the initials of the four functionalities Multi-rate, Multi-format, Multi-lane, Multi-reach, that will provide great flexibility. More specifically in the framework of another research project, transmitters were made that integrated hybridly two passive polymer chips with an array of fast IQ-MZM text and with fast electronic circuits DAC with amplification capability power-DAC. The final prototype targeted at the project is shown in a figure included in the main text of the dissertation. It would have 6 tunable lasers sources, from the same technology as those presented in the dissertation, and integrated optical switches that could control the direction of optical signals on the chip, and an array of 4 IQ-MZM. So it could work with either 4 independent streams at 64 Gbaud with a maximum modulation of 64-QAM for a data rate of 384 Gb/s at each stream, or create two streams at 64 Gbaud with maximum modulation DP-64-QAM (with polarization multiplexing) for data rate 768 Gb/s in each flow. In any case the total capacity was intended to be 1.5 Tb/s which is state-of-the-art, is on the Ethernet roadmap and products with such capacity have not been shown yet. To achieve the functionality of 64 Gbaud it is obvious that the technology of EO polymeric modulators and the technology of electronics InP-DHBT is necessary. Efforts in this direction, within the research project gave a series of prototypes that

---

proved the possibility, but concluded before the final prototype which was the most complex. To date no such transceiver has been constructed so a research effort could focus on the development of such a device. The description of the prototypes and the experiments carried out, in which the author was actively involved, are described in a number of publications.

Another research suggestion focuses on the simplification and automation of the optical transceivers' assembly process. As mentioned above in this text, the 400 GbE standard is based on the use of an array of laser sources and modulators to achieve the final capacitance. Traditionally, the transition to the next generation of transceivers involved either increasing the speed of each channel or increasing the number of channels. This method works when the number of channels remains relatively small (up to 8 channels, for example) and the whole circuit remains within reasonable limits to fit the size of a pluggable transceiver. Increasing the rate to 100 Gb/s per channel is necessary for the further smooth development of the capacity of the transceivers. But even with these rates per line, the increase of lines to more than 8 can be achieved by following a different packaging approach in the transmitter from pluggable form to midboard, ie transferring the optical subassembly with the electronics from the front panel of the switch to its motherboard, and closer to the ASIC. As the components to be integrated in the transceiver package increase in number, and their size decreases, its packaging complexity increases, as a result of which the assembly process, which was done by human labor, becomes more difficult and presents scaling problems. It is generally accepted that in order for the next generation of transceivers to have a commercial impact and find its place in the corresponding DC switches, it must be able to be mass-produced at low cost, and this presupposes the automation of the assembly process of the transceivers. In order for a transceiver to be compatible with mass production processes, it must be designed to allow it. More specifically, the number of interfaces between its components should be minimized, so that it can be assembled in fewer steps. It should be based on low-cost photonic integration technology to achieve the same functions where possible and the use of a photon platform with a rich toolbox. Aligning the optical fibers and gluing them to the optical chip, called fiber-pigtailing, is also a time-consuming and costly process. The use of cost-effective technologies in electronics is also important.

For the first issue of reducing the interfaces, the solution is ideally monolithic integration. Even when it is not possible to do for the entire photonic chip of the transceiver, the integration of the the most important functions such as light generation, its modulation and its amplification in a single chip is an important step. Such chips have already been built on the InP platform InP in the form of Externally Modulated Lasers (EMLs), ie Externally modulated lasers, which in essence integrate in a chip a laser diode, an electro-absorbtion modulator and an semiconductor optical amplifier (SOA). Also the use of arrays of laser diodes and photodiodes reduces the number of assembly steps, since more components are connected in one step. The use of a low-cost platform can be achieved by using the PolyBoard polymer platform which is low cost due to its material. This platform has a rich toolbox and can be used to make optical multiplexers and demultiplexers (in the form of AWGs) from a low cost material to replace more expensive ones such as InP for the same function. It also has the advantage that active elements such as lasers and photodiodes can be hybridly integrated in a straightforward way with edge coupling and low coupling losses, as well as that mechanical slots (U-grooves) can be formed in the dimensions of

optical fibers, aligned by design with the input waveguide, so that fiber-pigtailing is performed simply by pushing the fiber into the U-groove.

At the time of writing, no automated process had been developed for the assembly of these transceivers. Such a process would involve the development of specific mechanical (gripper) arms capable of handling laser and photodiode arrays, optical fibre components, as well as optical image processing algorithms to identify the elements and guide them to the correct locations to perform the hybrid integration. A European research project coordinated by PCRL, TERIPHIC is working in this direction, which in its three years aims to use the methodology described above and to build next generation transceivers which will be compatible with mass production processes. More specifically, the aim is to build pluggable transceivers with 8 channels and operation at 50 Gbaud PAM-4 for 800 Gb/s total capacity, following the Ethernet roadmap Ethernet and mid-board transceivers with 16 channels and operation at 50 Gbaud PAM-4 for 1600 Gb/s total capacity.

At another research front, it is expected that the optical transceivers will be integrated together with the switch silicon (ASIC) as line speeds increase towards 100 Gbaud. As mentioned above, the best way to increase the capacity of transceivers is to increase the operating frequency of the transceiver components to achieve lane rates of 200 Gb/s. This speed is a technological challenge for optical interfaces, both at the optical transceiver level and at the switch level. Starting at the level of optical transceivers, it requires opto-electronic components such as EMLs, photodiodes, electronic amplification circuits (drivers, transimpedance amplifiers) with a bandwidth greater than 60 GHz, as well as electrical connections via wirebonds that must support these speeds.

On the switch side, the maximum capacity of an ASIC is determined by the speed and number of serdes which consequently determine the size of the SoC chip. The current specifications with 256 pins, ie outputs of serdes, and with a speed of 50 Gbaud give us a total capacity of 25.6 Tb/s. Further scaling by increasing the outputs of the ASIC package would mean a larger chip and solder stability problems (due to the warping of large PCB surfaces) when mounted to the PCB. Increasing the speed would mean changing the lithographic technology for the ASIC architecture at a tremendous cost, as well as too much attenuation and other error and/or synchronization problems until the electrical signal travels through the backplane to optical transceiver. This necessitates the use of additional signal conditioning chips such as CDRs, DSPs for signal reconstruction and synchronization, resulting in increased costs and consumption. To achieve 100 Gbaud on the transceiver you also need electronic multiplexers that will receive two 50 Gbaud electrical signals and multiplex them before going to the opto-electronic components of the transmitter. On the receiver side, the reverse process occurs with electric demultiplexers.

The solution to the scaling problem is to move the optical transceivers from the front of the switch (faceplate) closer to ASIC, and if possible integrate the optical transceivers into a common PCB or in the form of satellite chips. Minimizing the length of signal transmission lines will result in better signal fidelity and eliminate the need for signal conditioning chips. Microsoft and FaceBook are already moving in this direction with the Co-packaged optics partnership, which aims to standardize the next generation of switches for Data Centers, based on in this method of integration. At European level, the project POETICS aims to develop transceivers with

---

lane rates at 200 Gb/s, upgrading the speed from 50 to 100 Gbaud with PAM-4 configuration scheme, utilizing electronic multiplexing in the transceiver, as mentioned above, targeting a total capacity of 1600 Gb/s with only 8 lines. The transceivers will be deployed as satellite chips to be integrated into the same PCB along with the central ASIC.

As it can be shown in the last picture of the main text in Chapter 5, the transceivers are located closer to the central chip, resulting in better signal fidelity and contributing to lower consumption due to reduced signal losses. These transceivers rely on a polymer PIC, external laser arrays (EMLs) and high-bandwidth photodiode arrays, electronic circuits SiGe for signal amplification and signal multiplexing to achieve 100 Gbaud.

The above suggestions for future research seem to have already been conceived as ideas and their implementation has begun, however it is certain that they will remain relevant for a long time. The challenges of implementing what has been mentioned as ideas are many, and it takes a long time to come up with products.





---

## Ευχαριστίες

Από την πρώτη μέρα σαν υποψήφιος διδάκτορας στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών μέχρι και την ολοκλήρωση της διδακτορικής διατριβής, το ταξίδι μου στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών ήταν γεμάτο από πολλή δουλειά κι ενδιαφέρουσες προκλήσεις. Υπάρχουν πολλοί άνθρωποι που θα ήθελα να ευχαριστήσω, αφού χωρίς την βοήθεια τους και την υποστήριξη τους, τούτο το ταξίδι δεν θα μπορούσε να έχει ολοκληρωθεί. Η Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών είναι αναμφισβήτητα από τις κορυφαίες σε εκπαίδευση και στην αιχμή της έρευνας, αλλά το σημαντικότερο είναι ότι μου έδωσε την ευκαιρία να γνωρίσω εξαιρετικούς ανθρώπους και επιστήμονες.

Θα ήθελα να ξεκινήσω ευχαριστώντας θερμά τον Καθηγητή Ηρακλή Αβραμόπουλο, επικεφαλής του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών, που με εμπιστεύτηκε και μου έδωσε την ευκαιρία να γίνω μέλος της ομάδας του. Ακόμα θυμάμαι την πρώτη συνάντηση στο γραφείο του λίγο μετά την αποφοίτησή μου από το Τμήμα Φυσικής του ΕΚΠΑ, που χωρίς δισταγμό με παρότρυνε να μπω στο εργαστήριο για να δω ζωντανά τα πειράματα, αλλά και να γνωρίσω τα μέλη του εργαστηρίου. Η προθυμία του να βοηθήσει οποιαδήποτε στιγμή και η υποστήριξη του ήταν ανεκτίμητες καθόλη την διάρκεια της διατριβής μου, όπως επίσης η διαίσθηση του και το πάθος του για την επιστήμη που το μετέδιδε σε κάθε μας συνομιλία. Ευχαριστώ επίσης τα υπόλοιπα μέλη της τριμελούς συμβουλευτικής επιτροπής, Καθηγητή Νικόλαο Ουζούνογλου και τον Καθηγητή Νίκο Πλέρο του ΑΠΘ.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω θερμά τον Διδάκτορα Χρήστο Κουλουμέντα για την αμέριστη βοήθεια και την πολύτιμη καθοδήγηση του κατά την διάρκεια της διατριβής μου, καθώς συνεργάστηκα στενά μαζί του όλα αυτά τα χρόνια στο εργαστήριο και έμαθα πολλά, όπως το πώς να ετοιμάζεται σωστά ένα πείραμα που θα οδηγήσει σε μια άριστη δημοσίευση. Η επιστημονική του κατάρτιση είναι αξιοθαύμαστη, όπως κι η εργατικότητα του. Ευχαριστώ πολύ τον Βασίλη Κατωπόδη, που τώρα συνεχίζει την πορεία του στην IBM Ελλάδα, βασικό συνεργάτη στο εργαστήριο και φίλο, με τον οποίο περάσαμε αμέτρητες ώρες στον πάγκο παλεύοντας να βγάλουμε τα πειράματα, μοιραστήκαμε την κόπωση αλλά και την χαρά των επιτυχιών. Επίσης μεγάλο ευχαριστώ στους συναδέλφους Χρήστο Τσώκο, Λευτέρη Γουναρίδη και Αδάμ Ραπτάκη για την άψογη συνεργασία, την αλληλεγγύη και τον ιδρώτα που έχουμε ρίξει σε πειράματα. Ειδικά με τον Χρήστο Τσώκο μας ενώνουν πολλά καθώς και οι δυο μεγαλώσαμε στην ίδια γειτονιά. Από τα παλιότερα μέλη θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα Παρασκευά Μπακόπουλο για την καλή συνεργασία και ανταλλαγή ιδεών σε πολλά θέματα, τους Διδάκτορες Γιάννη Γιαννούλη και Κωστή Χριστογιάννη για τις ενδιαφέρουσες συζητήσεις επί διαφόρων θεμάτων και την συναδελφική αλληλεγγύη. Τα υπόλοιπα μέλη του εργαστηρίου, παλιά και νέα, Μαρία Σπυροπούλου, Μαρία Μασσαούτη, Δημήτρη Αποστολόπουλο, Χάρη Ζερβό, Γιάννη Πουλόπουλο, Γιάννη Κανάκη, Κώστα Τόκα, Νίκο Λύρα, Δημήτρη Ζαβιτσάνο, Κωνσταντίνα Καντά, Παναγιώτη Τουμάση, Στάθη Ανδριανόπουλο, Δημήτρη Νικολαΐδη. Η σύσταση του εργαστηρίου

δεν παρέμεινε σταθερή όλα αυτά τα χρόνια, παλιά μέλη ακολούθησαν ξεχωριστούς δρόμους και νέα μέλη προστέθηκαν, οπότε θα ήθελα να ζητήσω συγγνώμη αν παρέλειψα να αναφέρω κάποιους.

Κατά την διάρκεια του διδακτορικού είχα την τύχη να εργαστώ σαν επισκέπτης ερευνητής για 6 μήνες στην ομάδα Hybrid PICs του ινστιτούτο Fraunhofer Heinrich-Hertz στο Βερολίνο, και να δω τεχνολογία αιχμής που αναπτυσσόταν σε ένα από τα καλύτερα ερευνητικά ινστιτούτα της Ευρώπης στο πεδίο των τηλεπικοινωνιών. Ευχαριστώ τον επικεφαλής της ομάδας Norbert Keil για την ευχαρία να δουλέψω στην ομάδα του, καθώς και τον συνάδελφο David Felipe για την πολύ καλή συνεργασία και φιλία που κρατάει έως σήμερα.

Ευχαριστώ από καρδιάς τους γονείς μου Νίκο και Γεωργία για τις θυσίες τους και την συμπαράσταση τους όλα αυτά τα χρόνια. Με έμαθαν να επιμένω, να μην τα παρατάω και να παλεύω για ότι πιστεύω ότι αξίζει. Τον αδερφό μου Άγγελο για την θερμή συμπαράσταση και τις στιγμές που χαλαρώναμε καπνίζοντας στο μπαλκόνι. Την Μαρία Πουρναρά, σύντροφο ζωής και πρόσφατα σύζυγο μου, για την υπομονή της και την κατανόηση της για τις αμέτρητες ώρες που χρειάστηκε να περάσω στο εργαστήριο αλλά και στο σπίτι δουλεύοντας. Χωρίς την υποστήριξη της, αυτό το πόνημα θα ερχόταν εις πέρας δυσκολότερα. Τέλος, την ξαδέρφη μου Αγγελική που πάντα με τα καλά της λόγια έδινε κουράγιο και δυστυχώς έφυγε πολύ νωρίς. Τους αφιερώνω αυτή τη διατριβή.

Παναγιώτης Γκρούμας  
Φεβρουάριος 2021

Στην οικογένεια μου  
Στη Μαρία  
Στην Αγγελική

---

## Κατάλογος συντμήσεων

<b>AMI</b>	Alternate-Mark Inversion
<b>AOC</b>	Active Optical Cable
<b>ASIC</b>	Application Specific Integrated Circuit
<b>AWG</b>	Arrayed Waveguide Grating
<b>AWGR</b>	Arrayed Waveguide Grating Router
<b>BER</b>	Bit-Error Rate
<b>BG</b>	Bragg Grating
<b>CDR</b>	Clock and Data Recovery
<b>CFP</b>	C Form-factor Pluggable
<b>CSRZ</b>	Carrier Suppressed Return-to-Zero
<b>CW</b>	Continuous Wave
<b>CWDM</b>	Coarse Wavelength Division Multiplexing
<b>DAC</b>	Direct Attach Copper
<b>DAC</b>	Digital to Analog Converter
<b>DB</b>	DuoBinary
<b>DC</b>	Data Center
<b>DC</b>	Direct Current
<b>DCF</b>	Dispersion Compensating Fiber
<b>DCN</b>	Data Center Network
<b>DEMUX</b>	Demultiplexer
<b>DFB</b>	Distributed Feedback
<b>DHBT</b>	Double Heterojunction Bipolar Transistor
<b>DI</b>	Delay Interferometer

---

<b>DML</b>	Directly Modulated Laser
<b>DMT</b>	Discrete MultTone
<b>DPSK</b>	(Differential) Phase Shift Keying
<b>DQPSK</b>	(Differential) Quadrature Phase Shift Keying
<b>DSF</b>	Dispersion Shifted Fiber
<b>DWDM</b>	Dense Wavelength Division Multiplexing
<b>EAM</b>	ElectroAbsorption Modulator
<b>EDF</b>	Erbium Doped Fiber
<b>EDFA</b>	Erbium Doped Fiber Amplifier
<b>EMI</b>	ElectroMagnetic Interference
<b>EML</b>	Electroabsorption Modulated Laser
<b>ER</b>	Extinction Ratio
<b>ESD</b>	ElectroStatic Discharge
<b>ETDM</b>	Electrical Time Division Multiplexing
<b>F-P</b>	Fabry-Perot
<b>FDM</b>	Frequency Division Multiplexing
<b>FEC</b>	Forward Error Correction
<b>FIR</b>	Finite Impulse Response
<b>FSR</b>	Free Spectral Range
<b>FWM</b>	Four Wave Mixing
<b>IaaS</b>	Infrastructure as a Service
<b>IL</b>	Inertion Loss
<b>IM/DD</b>	Intensity Modulation/Direct Detection
<b>IP</b>	Internet Protocol
<b>IRZ</b>	Inverse Return to Zero
<b>LiNbO3</b>	Lithium Niobate
<b>LR</b>	Long Range
<b>MCM</b>	MultiCarrier Modulation

---

<b>MFD</b>	Mode-Field Diameter
<b>MMF</b>	MultiMode Fiber
<b>MMI</b>	Multimode Interference
<b>MPO</b>	Multi-fiber Push On
<b>MRR</b>	Micro Ring Resonator
<b>MSA</b>	MultSource Agreement
<b>MUX</b>	Multiplexer
<b>MZI</b>	Mach-Zehnder Interferometer
<b>MZM</b>	Mach-Zehnder Modulator
<b>NRZ</b>	Non-return-to-zero
<b>OBO</b>	On Board Optics
<b>OBPF</b>	Optical Bandpass Filter
<b>OCP</b>	OpenCompute Project
<b>ODL</b>	Optical Delay Line
<b>OEQ</b>	Optical Equalizer
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>OOK</b>	On-Off Keying
<b>OSA</b>	Optical SubAssembly
<b>OSNR</b>	Optical Signal-to-Noise Ratio
<b>OTDM</b>	Optical Time Division Multiplexing
<b>OXC</b>	Optical Cross-Connect
<b>PaaS</b>	Platform as a Service
<b>PAM</b>	Pulse Amplitude Modulation
<b>PCF</b>	Photonic Crystal Fiber
<b>PIC</b>	Photonic Integrated Circuits
<b>PM</b>	Phase Modulator
<b>PMD</b>	Polarization Mode Dispersion
<b>PMD</b>	Physical Medium Dependent

---

<b>PPG</b>	Pulse Pattern Generator
<b>PRBS</b>	Pseudo-Random Bit Sequence
<b>PSM</b>	Parallel Single Mode
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QSFP</b>	Quad Small Form-factor Pluggable
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>RIE</b>	Reactive Ion Etching
<b>RZ</b>	Return-to-zero
<b>SaaS</b>	Software as a Service
<b>SDH</b>	Synchronous Digital Hierarchy
<b>SFP</b>	Small Form-factor Pluggable
<b>SLA</b>	Semiconductor Laser Amplifier
<b>SMF</b>	Single Mode Fiber
<b>SMSR</b>	Side-Mode Suppression Ratio
<b>SOA</b>	Semiconductor Optical Amplifier
<b>SOC</b>	System On Chip
<b>SOI</b>	Silicon on Insulator
<b>SONET</b>	Synchronous Optical Networking
<b>SR</b>	Short Range
<b>SSMF</b>	Standard Single Mode Fiber
<b>TEC</b>	Thermo-Electric Cooler
<b>ToR</b>	Top of the Rack
<b>TWA</b>	Travelling Wave Amplifier
<b>TWEAM</b>	Travelling Wave ElectroAbsorption Modulator
<b>VSF</b>	Vestigial Side Band
<b>WAN</b>	Wide Area Network
<b>WC</b>	Wavelength Conversion
<b>WDM</b>	Wavelength Division Multiplexing

**XGM**    Cross Gain Modulation

**XPM**    Cross Phase Modulation





---

## Περιεχόμενα

Περίληψη	v
Abstract	ix
Extensive Abstract	xiii
Ευχαριστίες	xxxiii
Κατάλογος συντημήσεων	xxxv
<b>1 Εισαγωγή: Οπτικές διασυνδέσεις για την αύξηση της χωρητικότητας σε δίκτυα υπολογιστικών κέντρων</b>	<b>4</b>
1.1 Τα σύγχρονα υπολογιστικά κέντρα στο μάτι του κυκλώνα . . . . .	4
1.2 Αρχιτεκτονικές υπολογιστικών κέντρων . . . . .	9
1.3 Οπτικές διασυνδέσεις υψηλών ταχυτήτων 100Gb/s και πάνω σε υπολογιστικά κέντρα	13
1.4 Κίνητρο και δομή διατριβής . . . . .	18
Αναφορές . . . . .	22
<b>2 Τεχνολογίες για επίτευξη ταχυτήτων 100Gb/s σε οπτικά δίκτυα</b>	<b>28</b>
2.1 Οπτική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου για 100Gb/s ρυθμούς μετάδοσης . . . . .	29
2.1.1 Δομικά στοιχεία οπτικής πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου . . . . .	30
2.1.2 Διατάξεις οπτικής πολυπλεξίας για 100 Gb/s μετάδοση . . . . .	33
2.2 Διατάξεις μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης RZ-OOK και NRZ-OOK . . . . .	33
2.2.1 Κατηγορίες διατάξεων μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης . . . . .	34
2.3 Πειραματική μελέτη διάταξης μετατροπής RZ σε NRZ σχημάτων ανώτερης τάξης . .	40
2.3.1 Αρχή λειτουργίας διάταξης . . . . .	40
2.3.2 Προσομοίωση λειτουργίας με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης DPSK, DQPSK και 16-QAM . . . . .	41
2.3.3 Πειραματική διάταξη και αποτελέσματα στα 40 Gb/s με RZ-DPSK σχήμα διαμόρφωσης . . . . .	47
2.3.4 Κανόνες κλιμάκωσης για επέκταση λειτουργίας του κυκλώματος υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης . . . . .	50
2.4 Ηλεκτρονική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου για 100 Gb/s ρυθμούς μετάδοσης . . .	51
2.4.1 Διατάξεις ηλεκτρονικής πολυπλεξίας για 100 Gb/s μετάδοση . . . . .	52
2.5 Ολοκληρωμένοι πομποί 100 Gb/s σειριακού ρυθμού μετάδοσης . . . . .	54
2.5.1 Ηλεκτρονική πολυπλεξία στον πομπό και χρήση ηλεκτροοπτικής πολυμερικής πλατφόρμας . . . . .	55
Αναφορές . . . . .	63

<b>3</b>	<b>Ολοκληρωμένος πομπόδέκτης σειριακού ρυθμού μετάδοσης <math>N \times 100\text{Gb/s}</math> για συστήματα <math>400\text{Gb/s}</math></b>	<b>71</b>
3.1	Πομπός $2 \times 100\text{ Gb/s}$ . . . . .	74
3.1.1	Περιγραφή κυκλώματος πομπού. . . . .	74
3.1.2	Σχεδιασμός, κατασκευή και χαρακτηρισμός παθητικών οπτικών δομών στην πολυμερική πλατφόρμα . . . . .	75
3.1.3	Υβριδική ολοκλήρωση λέιζερ διόδου στο πολυμερικό τσιπ - κατασκευή οπτικού υποσυνόλου . . . . .	90
3.1.4	Συναρμογή του οπτικού υποσυνόλου με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα . . . . .	96
3.2	Δέκτης $4 \times 100\text{ Gb/s}$ . . . . .	99
3.2.1	Περιγραφή κυκλώματος δέκτη . . . . .	99
3.2.2	Συστοιχία $4 \times 100\text{ GHz}$ InP-pin φωτοδιόδων. . . . .	99
3.2.3	Συστοιχία κυκλωμάτων ενίσχυσης κι αποπολυπλεξίας . . . . .	102
3.2.4	Συναρμογή των InP κυκλωμάτων στο κουτί . . . . .	104
3.3	Προσομοίωση λειτουργίας πομπού $2 \times 100\text{ Gb/s}$ σε οπτικό δίκτυο . . . . .	105
3.4	Πειραματικός χαρακτηρισμός $2 \times 100\text{ Gb/s}$ πομπού και $4 \times 100\text{ Gb/s}$ δέκτη . . . . .	107
3.4.1	Πειραματική διάταξη . . . . .	107
3.4.2	Στατικός χαρακτηρισμός του $2 \times 100\text{ Gb/s}$ πομπού και $4 \times 100\text{ Gb/s}$ δέκτη . . . . .	111
3.4.3	Αποτελέσματα πειραμάτων μετάδοσης στα $2 \times 80$ και $2 \times 100\text{ Gb/s}$ . . . . .	112
3.4.4	Ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος και του προϋπολογισμού της οπτικής ισχύος . . . . .	122
3.5	Συμπεράσματα - Κλιμάκωση του πομπού για λειτουργία $4 \times 100\text{ Gb/s}$ . . . . .	125
	Αναφορές . . . . .	127
<b>4</b>	<b>Ολοκληρωμένος πομπός σειριακού ρυθμού μετάδοσης <math>100\text{Gb/s}</math> μεταβλητού μήκους κύματος εκπομπής</b>	<b>133</b>
4.1	Περιγραφή κυκλώματος πομπού $100\text{Gb/s}$ μεταβλητού μήκους κύματος . . . . .	136
4.1.1	Υβριδική ολοκλήρωσης δυο πολυμερικών πλατφορμών . . . . .	137
4.1.2	Επέκταση λειτουργιών της ΕΟ πολυμερικής πλατφόρμας . . . . .	140
4.1.3	Περιγραφή του πομπού $100\text{ Gb/s}$ μεταβλητού μήκους κύματος . . . . .	145
4.2	Πειραματικός χαρακτηρισμός πομπού μεταβλητού μήκους κύματος . . . . .	152
4.2.1	Πειραματική διάταξη . . . . .	153
4.2.2	Μετρήσεις και πειράματα μετάδοσης . . . . .	154
4.2.3	Αξιολόγηση της επίδοσης του πομπού μέσα σε ένα ευέλικτο οπτικό δίκτυο μεταγωγής κυκλώματος (OCS) . . . . .	159
	Αναφορές . . . . .	164
<b>5</b>	<b>Συμπεράσματα - Προτάσεις για μελλοντική έρευνα</b>	<b>171</b>
5.1	Συμπεράσματα . . . . .	171
5.2	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα . . . . .	186
5.2.1	Σε επίπεδο φωτονικής πλατφόρμας και δομών . . . . .	186
5.2.2	Σε επίπεδο συστήματος . . . . .	188
	Αναφορές . . . . .	193
<b>A'</b>	<b>Κώδικας για μελέτη χαρακτηριστικών PRBS</b>	<b>196</b>
<b>B'</b>	<b>Δημοσιεύσεις</b>	<b>200</b>

---

## Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Εφαρμογές που θα γεννάνε μεγάλο όγκο δεδομένων (Big Data) σε μια μελλοντική έξυπνη πόλη. . . . .	5
1.2	Το σύγχρονο οικοσύστημα Ethernet (αριστερά), τα υπολογιστικά κέντρα στο μάτι του κυκλώνα (δεξιά). πηγή: 400 Gigabit Ethernet call for interest consensus, Orlando, FL, Mar 2013 . . . . .	6
1.3	(α) Αριθμός εγκατεστημένων hyperscale υπολογιστικών κέντρων και σαν ποσοστό επί του συνόλου των υπολογιστικών κέντρων, (β) ρυθμός ανάπτυξης της κίνησης IP στα υπολογιστικά κέντρα σε παγκόσμιο επίπεδο. . . . .	6
1.4	Παγκόσμια κίνηση δεδομένων στα υπολογιστικά κέντρα ανά προορισμό. . . . .	7
1.5	α) αντιστοιχία του φυσικού επιπέδου με το λογικό σε παραδοσιακό εξυπηρετητή, β) η αντιστοιχία αυτή παύει να υπάρχει σε εξυπηρετητή με επιμερισμένους πόρους. . . . .	8
1.6	Κατηγορίες υπηρεσιών cloud. . . . .	9
1.7	Αρχιτεκτονικές υπολογιστικών κέντρων. . . . .	10
1.8	Αρχιτεκτονική DCN τριών επιπέδων ( <i>three-tier</i> ). . . . .	10
1.9	Αρχιτεκτονική DCN <i>fat-tree</i> . . . . .	11
1.10	Αρχιτεκτονική DCN <i>leaf-spine</i> . πηγή: Introducing data center fabric, the next-generation Facebook data center network [10]. . . . .	12
1.11	Υβριδική ηλεκτρική/οπτική DCN αρχιτεκτονική <i>Helios</i> . . . . .	14
1.12	Υβριδική ηλεκτρική/οπτική DCN αρχιτεκτονική <i>c-through</i> . . . . .	15
1.13	Σχηματικό που δείχνει τα μεγέθη οπτικών πομποδεκτών διαφορετικών <i>Form-factors</i> όπως CFP, QSFP, OBO Πηγή: <i>Ethernet Alliance</i> . . . . .	17
2.1	(α) Σχεδιάγραμμα λειτουργίας της πολυπλεξίας OTDM η καναλιών, (β) σχεδιάγραμμα εφαρμογής της ηλεκτρονικής (ETDM) και οπτικής (OTDM) πολυπλεξίας σε ένα οπτικό σύστημα επικοινωνιών. . . . .	29
2.2	Διατάξεις πολυπλεξίας με διάρεση χρόνου (α) σειριακού τύπου διάταξη (β) παράλληλου τύπου. . . . .	31
2.3	Διατάξεις μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης NRZ-OOK σε RZ-OOK με χρήση (α)-(β) τεχνικών εγκλείδωσης κοιλότητας, (γ) συμβολόμετρου Sagnac και SOA, (δ) συμβολόμετρου Mach-Zehnder και SOA. . . . .	35
2.4	Διατάξεις μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης RZ-OOK σε NRZ-OOK με χρήση (α) τεχνικών εγκλείδωσης κοιλότητας, (β) συμβολόμετρου Sagnac και SOA, (γ) συμβολόμετρου Mach-Zehnder και SOA, (δ) οπτικής γραμμής καθυστέρησης (παθητική διάταξη). . . . .	37
2.5	Κύκλωμα και λειτουργία μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης για DPSK σήμα . . . . .	40
2.6	Η διάταξη που υλοποιήθηκε για την μελέτη του μετατροπέα με το λογισμικό προσομοίωσης. Πάνω από τη διάταξη φαίνεται ενδεικτικά ένα σήμα εισόδου RZ-DQPSK πώς μετασχηματίζεται καθώς περνάει από τα αντίστοιχα σημεία της μέχρι να γίνει NRZ-DQPSK. . . . .	41

- 2.7 Αποτελέσματα προσομοιώσεων (διαγράμματα οφθαλμού) για μετατροπή σχήματος διαμορφωσης στα 40 Gbaud με (a)-(b) εισερχόμενο RZ- και μετασχηματισμένο NRZ-DPSK σήμα, (c)-(d) εισερχόμενο RZ- και μετασχηματισμένο NRZ-DQPSK σήμα, και (e)-(f) εισερχόμενο RZ- και μετασχηματισμένο NRZ-16-QAM σήμα. Ο κύκλος εργασίας όλων των εισερχόμενων σημάτων είναι 33%. . . . . 42
- 2.8 Τιμές χρόνων ανόδου/καθόδου (10% - 90%) των σημείων που η ισχύς ελαχιστοποιείται και τιμές διακύμανσης πλάτους του μετασχηματισμένου NRZ-DPSK σήματος ως συνάρτηση του OBPF. Κανονικοποιημένες τιμές χρησιμοποιούνται για τις τιμές του χρόνου ανόδου/καθόδου και για το εύρος ζώνης του φίλτρου. . . . . 44
- 2.9 Σχηματική περιγραφή του συμβολόμετρου DI ως μέρους του μετατροπέα RZ-to-NRZ. 45
- 2.10 Διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων στην έξοδο του μετατροπέα στις περιπτώσεις 0°, 20° και 40° απόκλιση στη τιμή της φάσης μεταξύ των δυο βραχιόνων του DI. . . . . 46
- 2.11 Διαγράμματα οφθαλμού των I και Q συνιστωσών που αντιστοιχούν στο RZ-to-NRZ μετασχηματισμένο DQPSK σήμα στις περιπτώσεις 0°, 20° και 40° απόκλισης στη τιμή της φάσης μεταξύ των δυο βραχιόνων του 80 GHz DI. . . . . 47
- 2.12 Διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων στην έξοδο του μετατροπέα για χρονική καθυστέρηση τ ίση με 11.25 ps, 12.25 ps (ιδανική τιμή για 80 GHz DI και 13.75 ps). . . . . 48
- 2.13 Διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων στην έξοδο του μετατροπέα για απόκλιση 0GHz, 20GHz και 40GHz μεταξύ της κεντρικής συχνότητας του OBPF και του φέροντος του σήματος. 49
- 2.14 Πειραματική διάταξη για αξιολόγηση του μετατροπέα RZ-to-NRZ με σήματα DPSK στα 40Gb/s . . . . . 50
- 2.15 Πειραματικά αποτελέσματα. Διαγράμματα οφθαλμού (a) σήμα εισόδου RZ-PSK, (b) μετασχηματισμένο σήμα NRZ-PSK και (c)-(d) αντίστοιχες αποκωδικοποιημένες συνιστώσες . . . . . 51
- 2.16 Πειραματικές καμπύλες μέτρησης ρυθμού λαθών για το σήμα εισόδου RZ-PSK, το μετασχηματισμένο σήμα NRZ-PSK και το back-to-back σήμα NRZ-PSK στα 40 Gb/s 52
- 2.17 (α) Φωτογραφία από το κουτί του ολοκληρωμένου πομπού 100 Gb/s, χωρίς το κάλυμμα, που συνδυάζει τα γρήγορα στοιχεία σε ένα μοναδικό κουτί, (β) ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής 100 Gb/s βασισμένος σε πολυμερική πλατφόρμα ολοκλήρωσης, (γ) μικροφωτογραφία του ηλεκτρονικού 2:1 MUX-Driver κυκλώματος κατασκευασμένου σε InP-DHBT τεχνολογία. . . . . 55
- 2.18 Βασική διάταξη στο VPITransmissionMaker για την προσομοίωση του 100-Gb/s πομπού. . . . . 57
- 2.19 (α) Συνάρτηση μεταφοράς του πολυμερικού διαμορφωτή και βέλτιστο σημείο πόλωσης για 3.5 V διαθέσιμο πλάτος σήματος οδήγησης, (β) νέο σημείο πόλωσης του διαμορφωτή στην περίπτωση 2.5 V διαθέσιμου πλάτους. Υψηλός λόγος σβέσης ER του οπτικού σήματος είναι επιτυχής με κόστος μικρότερη ισχύ εξόδου και (γ) θεωρητικά βέλτιστα σημεία πόλωσης για διαφορετικά διαθέσιμα πλάτη του σήματος οδήγησης. . . . . 57
- 2.20 Διαγράμματα οφθαλμού για (α) 3.5 V πλάτος οδήγησης και 1.75 V σημείο πόλωσης, (β) 2.5 V πλάτος οδήγησης και 1.75 V σημείο πόλωσης και (γ) 2.5 V πλάτος οδήγησης και 2.25 V σημείο πόλωσης. . . . . 58
- 2.21 Μέση τιμή της οπτικής ισχύς εξόδου από τον διαμορφωτή συναρτήσει του διαθέσιμου πλάτους οδήγησης και του σημείου πόλωσης. . . . . 59

2.22	Διαγράμματα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος οδήγησης για (α) 50 GHz, (β) 65 GHz, (γ) 85 GHz, (δ) 100 GHz εύρος ζώνης του φίλτρου, και (ε) - (η) διαγράμματα οφθαλμού του λαμβανόμενου σήματος σε ιδανική φωτοδίοδο για τις αντίστοιχες τιμές εύρους ζώνης. . . . .	60
2.23	(α) Διάγραμμα οφθαλμού, (β) οπτικό φάσμα του 80 Gb/s οπτικού σήματος, και (στ) διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού αποπολυπλεγμένου σήματος 40 Gb/s. (δ) Διάγραμμα οφθαλμού, (ε) οπτικό φάσμα του 100 Gb/s οπτικού σήματος, και (στ) διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού αποπολυπλεγμένου σήματος 50 Gb/s. . . . .	61
3.1	(α) Σχεδιάγραμμα του 2x100 Gb/s πομπού και (β) εγκάρσια διατομή της ηλεκτροοπτικής πολυμερικής πλατφόρμας με πληροφορίες για τους δείκτες διάθλασης (RI) και τις διαστάσεις του πάνω μανδύα, του πυρήνα και του κάτω μανδύα, (γ) εγκάρσιο προφίλ του TM ρυθμού στον κυματοδηγό (και ενεργός δείκτης διάθλασης). . . . .	74
3.2	Διαγράμμα συμβολής των ρυθμών κατά μήκος ενός $1 \times 1$ MMI συζεύκτη με πλάτος 40 $\mu\text{m}$ και μήκος 2100 $\mu\text{m}$ (όχι στην πολυμερική πλατφόρμα). Τα <i>self-images</i> είναι εμφανή ανά περιοδικά διαστήματα (2D προσομοίωση). . . . .	77
3.3	Σχήμα ενός $1 \times 2$ MMI (αριστερά) και ενός $1 \times 4$ MMI (δεξιά) <i>optical splitter</i> . . .	77
3.4	Τιμές Insertion Loss και Imbalance σε $1 \times 2$ MMI με πλάτος 12 $\mu\text{m}$ για διαφορετικά μήκη. . . . .	81
3.5	Περίγραμμα της ισχύος στις XZ διαστάσεις (τομή στο $Y=0.5 \mu\text{m}$ ) όπως προκύπτει από το διάγραμμα συμβολής του MMI για (α) 12 $\mu\text{m}$ πλάτος - 126 $\mu\text{m}$ μήκος, (β) 16 $\mu\text{m}$ πλάτος - 180 $\mu\text{m}$ μήκος, (γ) 20 $\mu\text{m}$ πλάτος - 265 $\mu\text{m}$ μήκος, (δ) 22 $\mu\text{m}$ πλάτος - 310 $\mu\text{m}$ μήκος, (ε) 24 $\mu\text{m}$ πλάτος - 365 $\mu\text{m}$ μήκος. Δεξιά: προφίλ των ρυθμών στους δυο κυματοδηγούς εξόδου. . . . .	82
3.6	(α) Στιγμιότυπο ενός $1 \times 2$ MMI με $P12 \mu\text{m}$ και $M135 \mu\text{m}$ από τη μάσκα, (β) κατασκευασμένο τσιπ κάτω από μικροσκόπιο με τις δομές να φαίνονται στη σειρά, (γ) φωτογραφία από τη διαδικασία μέτρησης. . . . .	84
3.7	Μετρημένες τιμές Insertion Loss και Imbalance στις $1 \times 2$ MMI δομές για διαφορετικά πλάτη και μήκη για τα τσιπ E17, E11, C18 και E13. . . . .	86
3.8	Μετρημένες τιμές Insertion Loss και Imbalance στις $1 \times 2$ MMI δομές, σε μήκος κύματος 1550 nm για διαφορετικά πλάτη και μήκη για τα τσιπ E12, E15, C16 και E14. . . . .	88
3.9	Εικόνα των δυο ρυθμών από τις εξόδους του $1 \times 2$ MMI όπως καταγράφηκαν με beam profiling camera . . . . .	89
3.10	Insertion Loss για κάθε μια από τις δυο εξόδους του MMI μετρημένο για μήκη κύματος 1260 nm - 1630 nm για τα τσιπ C18. (α1) αρχικές μετρήσεις, (α2) οι μετρήσεις μετά από IIR φίλτρο για την αφαίρεση του θορύβου της μέτρησης. . . . .	89
3.11	Insertion Loss για κάθε μια από τις δυο εξόδους των MMI δομών για πλάτος 20 $\mu\text{m}$ , μεταβαλλόμενα μήκη από 240 - 280 $\mu\text{m}$ για μήκη κύματος 1260 nm - 1630 nm για το τσιπ C16. . . . .	91
3.12	Μάσκα των δυο διαμορφωτών και του $1 \times 2$ MMI (πάνω), δυο EO διαμορφωτές μονολιθικά ολοκληρωμένοι σε πολυμερικό τσιπ με $1 \times 2$ MMI με πλάτος 12 $\mu\text{m}$ (μέση) και 20 $\mu\text{m}$ (κάτω), (β) Δίοδος λέιζερ με τις ακίδες τροφοδοσίας, (γ) Φάσμα της δίοδου, ισχύς -2 . . . . .	92
3.13	(πάνω) Σχηματικό του σταθμού εργασίας που χρησιμοποιήθηκε για την ευθυγράμμιση του διαμορφωτή και της πηγής λέιζερ.(μέση) ο πολυμερικός διαμορφωτής τοποθετημένος στο σταθμό εργασίας. Η δίοδος λέιζερ φαίνεται από τα δεξιά με τις ακίδες που την τροφοδοτούν με ρεύμα, ενώ από αριστερά στον κυματοδηγό εξόδου έχει πλησιάσει οπτική ίνα. (κάτω αριστερά) προφίλ του ρυθμού του κυματοδηγού αναφοράς, (κάτω δεξιά) το φάσμα της δίοδου λέιζερ από τους δυο κυματοδηγούς αναφοράς . . . . .	93

- 3.14 (α) προφίλ των δυο ρυθμών από τις εξόδους των MZM διαμορφωτών (β) τα φάσματα της διόδου λέιζερ από τους δυο κυματοδηγούς των MZM στο τσιπ με MMI πλάτους 12  $\mu\text{m}$  και μήκους 260  $\mu\text{m}$ . Στο ένθετο φαίνεται το οπτικό υποσύνολο του πομπού. 94
- 3.15 Φασματα της διόδου λέιζερ από τους δυο κυματοδηγούς των MZM για το τσιπ με MMI πλάτους 12  $\mu\text{m}$  και μήκους 125  $\mu\text{m}$ . Στο ένθετο φαίνεται το οπτικό υποσύνολο του δεύτερου πομπού. . . . . 95
- 3.16 (α) Σχηματικό διάγραμμα του MUX-DRV που δείχνει τα συστατικά στοιχεία του, (β) μικρο-φωτογραφία του MUX-DRV κατασκευασμένου ολοκληρωμένου κυκλώματος, διαγράμματα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος εξόδου στα (γ) 100 Gb/s και (δ) 112 Gb/s. . . . . 96
- 3.17 Διάγραμμα εύρους ζώνης για τις S παραμέτρους (i)  $S_{11}$  και (ii)  $S_{21}$ . (α) SEL-DDA κύκλωμα και παθητικά κυκλώματα στο CuW φορέα, (β) μεγέθυνση στο *DC block* και στο 50  $\Omega$  τερματισμό, (γ) λεπτομέρειες από τα *wire-bonds* του κυκλώματος του SEL-DDA, (δ) συναρμολογημένος MZM με ηλεκτρονικά και ίνες εξόδου πάνω στο CuW φορέα, (ε)-(στ) μεγέθυνση στα *wire-bonds* του MZM με το *DC block* και το *chip resistor*, (ζ) κουτί με τα DC, HF alumina υποστρώματα και TEC, (η) λεπτομέρειες από την ευθυγράμμιση των ινών εξόδου. . . . . 98
- 3.18 (α) Λεπτομέρεια από την ευθυγράμμιση του DFB λέιζερ με το MZM τσιπ, (β) συναρμολογημένος πομπός 2  $\times$  100G στο kovar κουτί του. . . . . 98
- 3.19 (α) Σχεδιάγραμμα του 4  $\times$  100Gbps δέκτη, (β) σχηματικό των διαφορετικών ενεργών στρωμάτων που αποτελείται ο δέκτης, (γ) φωτογραφία συστοιχίας 4 φωτοδιόδων, (δ) κοντινή φωτογραφία 2 φωτοδιόδων, (ε) μετρημένο εύρος ζώνης *on wafer* για κάθε μια από τις φωτοδιόδους χωρίς τερματισμό με την ετερόδυνη μέθοδο. . . . . 100
- 3.20 (α) Αρχιτεκτονική του κυκλώματος 1:2 αποπολυπλεξίας στα 100 Gb/s με εμφανείς τις βαθμίδες από τις οποίες απαρτίζεται, (β) μικρο-φωτογραφία του κυκλώματος αποπολυπλεξίας όπου φαίνονται η διαφορική έξοδος των δεδομένων και η είσοδος του σήματος ρολογιού, (γ) μικρο-φωτογραφία δυο δίδυμων αποπολυπλέκτων, κάθε τσιπ έχει δυο όμοια κυκλώματα, (δ) ηλεκτρικό σήμα εισόδου NRZ-OOK στα 100 Gb/s, (ε) αποπολυπλεγμένα ηλεκτρικά σήματα στα 50 Gb/s. . . . . 103
- 3.21 (α) Σχέδιο των *coplanar* κυματοδηγών και οι κατασκευασμένοι κυματοδηγοί, (β) μετρήσεις *Insertion Loss* και *Group Delay*, (γ) φωτογραφία του κατασκευασμένου κουτιού, (δ) κυκλώμα πόλωσης των φωτοδιόδων και των απο-πολυπλεκτών, (ε) τρισδιάστατο σχηματικό του συναρμολογημένου δέκτη, (ζ) φωτογραφία του δέκτη με το σύστημα ψύξης του, (στ) φωτογραφία συναρμολογημένου δέκτη με το κουτί του. . . 104
- 3.22 Σχηματικό της διάταξης προσομοίωσης της ζεύξης. . . . . 105
- 3.23 Διαγράμματα οφθαλμού όπως προέκυψαν από το εργαλείο προσομοίωσης για 80 Gb/s και 100 Gb/s και αποστάσεις από B2B έως 2 km. . . . . 106
- 3.24 Βασική πειραματική διάταξη ηλεκτρονικής πολυπλεξίας για την γέννηση σημάτων δεδομένων στα 50 Gb/s και ρολογιού στα 50 GHz. . . . . 107
- 3.25 Πειραματική διάταξη για την γέννηση των σημάτων δεδομένων 50 Gb/s και ρολογιού στα 50 GHz, για το χαρακτηρισμό του 2  $\times$  100 Gb/s πομπού και 4  $\times$  100 Gb/s δέκτη. Οι συχνότητες που αναγράφονται αντιστοιχούν σε 2  $\times$  100 Gb/s λειτουργία και πρέπει να κλιμακωθούν ανάλογα για λειτουργία 2  $\times$  80 Gb/s. . . . . 109
- 3.26 Ηλεκτρικά σήματα ρολογιού στα (α) 40 GHz και (β) στα 50 GHz για την λειτουργία των MUX-DRV στον πομπό και του twin-DEMUX στο δέκτη. Διαγράμματα οφθαλμού των ηλεκτρικών σημάτων δεδομένων για (γ) 40 Gb/s και (δ) 50 Gb/s για την λειτουργία των MUX-DRV στον πομπό. . . . . 110

3.27 (αριστερά) Φάσμα εξόδου του ηλεκτρικού σήματος ρολογιού στον διπλασιαστή συχνότητας για είσοδο στα 20 GHz και έξοδο στα 40 GHz. (δεξιά) Φάσμα εξόδου για είσοδο 25 GHz και έξοδο 50 GHz. . . . .	110
3.28 (α) Εξάρτηση των φωτορευμάτων από την οπτική ισχύ εισόδου που δείχνει την απόκριση ( <i>responsivity</i> ) των pin φωτοδιόδων του $4 \times 100$ Gb/s δέκτη. Η πρώτη φωτοδίοδος καταστράφηκε κατά τη διαδικασία συναρμογής (β) Στατικές συναρτήσεις μεταφοράς των MZM1 και MZM2 στα 1553.4 nm συναρτήσει του ρεύματος πόλωσης των θερμο-οπτικών ολισθητών. . . . .	111
3.29 Οπτικά φάσματα του διαμορφωμένου σήματος από κάθε MZM για 80 Gb/s και 100 Gb/s. . . . .	113
3.30 Πειραματικά διαγράμματα οφθαλμού των διαμορφωμένων οπτικών σημάτων από κάθε MZM για (αριστερά) 80 Gb/s και (δεξιά) 100 Gb/s. . . . .	114
3.31 Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 40 Gb/s από το δεύτερο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ). . . . .	115
3.32 Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 50 Gb/s από το δεύτερο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ). . . . .	116
3.33 Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 40 Gb/s από το τρίτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ). . . . .	116
3.34 Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 50 Gb/s από το τρίτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ). . . . .	117
3.35 Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 40 Gb/s από το τέταρτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ). . . . .	117
3.36 Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 50 Gb/s από το τέταρτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ). . . . .	118
3.37 Καμπύλες BER για κάθε έναν από τους δυο MZM και για τρία κανάλια του δέκτη για ρυθμό μετάδοσης 80 Gb/s. . . . .	120
3.38 Καμπύλες BER για κάθε έναν από τους δυο MZM και για τρία κανάλια του δέκτη για ρυθμό μετάδοσης 100 Gb/s. . . . .	121
3.39 Εξάρτηση των απωλειών διαμόρφωσης σε σχέση με το διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης και του σημείου πόλωσης του διαμορφωτή MZM. Τα κυκλωμένα σημεία δείχνουν τα βέλτιστα σημεία λειτουργίας που εξασφαλίζουν υψηλό λόγο σβέσης για κάθε τιμή πλάτους. . . . .	122
3.40 Εξάρτηση του λόγου σβέσης (αριστερά) και του σημείου διασταύρωσης του διαγράμματος οφθαλμού (δεξιά) σε σχέση με το διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης και του σημείου πόλωσης του διαμορφωτή MZM . . . . .	123
4.1 Σχηματικό του 100 Gb/s πομπού μεταβλητού μήκους κύματος που βασίζεται στην υβριδική ολοκλήρωση ενός παθητικού και ενός EO πολυμερικού τσιπ. Το λείζερ απαρτίζεται από μια εξωτερική κοιλότητα που σχηματίζεται μεταξύ του InP στοιχείου κέρδους και του παθητικού πολυμερούς. Η δυνατότητα ρύθμισης δίνεται από το περιθλαστικό φράγμα Bragg στο πολυμερικό τσιπ. . . . .	136

- 4.2 Διατομή (α) της παθητικής πολυμερικής πλατφόρμας με ένα κυματοδηγό τύπου channel και ένα θερμικό ηλεκτρόδιο στο κάτω μέρος για την ρύθμιση των παθητικών δομών, και (β) της ΕΟ πολυμερικής πλατφόρμας με έναν κυματοδηγό τύπου ridge και δυο ηλεκτρόδια για την πόλωση του πολυμερούς υλικού του πυρήνα. . . . . 138
- 4.3 Προσομοιωμένα προφίλ και διαστάσεις των TM ρυθμών για (α) την παθητική πολυμερική πλατφόρμα, και (β) την ΕΟ πολυμερική πλατφόρμα. . . . . 139
- 4.4 Προσομοιωμένες τιμές απωλειών σύζευξης μεταξύ των δυο πλατφορμών σε συνάρτηση (α) με το πλάτος ( $W_T$ ) του οριζόντιου tapered τμήματος στο παθητικό πολυμερικό τσιπ, και (β) με την ευθυγράμμιση των δυο κυματοδηγών στον οριζόντιο και κάθετο άξονα (για την βέλτιστη τιμή  $W_T$ ) . . . . . 139
- 4.5 (α) φωτογραφία των DIs, (β) συνάρτηση μεταφοράς ενός 160 GHz DI με δυνατότητα ολίσθησης φάσης π, ελέγχοντας το ρεύμα που διαρρέει το ηλεκτρόδιο. . . . . 141
- 4.6 (α) Σχεδιάγραμμα του ολοκληρωμένου φράγματος περίθλασης Bragg τύπου side grating. P: περίοδος, D: κύκλος εργασίας και φωτογραφία του κατασκευασμένου φράγματος περίθλασης από μικροσκόπιο, (β) πολυμερικό τσιπ με πολλές δομές BG διαφορετικού μήκους. Από πάνω φαίνονται τα ηλεκτρόδια . . . . . 142
- 4.7 Φασματογράφημα με λέιζερ σάρωσης του BG που δείχνει το φάσμα μετάδοσης . . . 142
- 4.8 Προσομοιωμένη απόκριση δυο φραγμάτων περίθλασης με τα ίδια γεωμετρικά χαρακτηριστικά αλλά αριθμό περιόδων 550 (αριστερά) και 650 (δεξιά). . . . . 143
- 4.9 Φωτογραφίες των κατασκευασμένων δομών BG από δυο διαφορετικά τσιπ ( τρίτη φωτό) και σε μεγέθυνση (αριστερές). . . . . 144
- 4.10 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 400. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1554.5 nm . . . . . 145
- 4.11 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 600. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1554.5 nm . . . . . 146
- 4.12 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 800. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1554.6 nm . . . . . 146
- 4.13 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1554.7 nm . . . . . 146
- 4.14 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 600. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1559.41 nm λόγω διαφορετικής πολωτικής κατάστασης . . . . . 147
- 4.15 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 800. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1559.5 nm λόγω διαφορετικής πολωτικής κατάστασης . . . . . 147
- 4.16 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1559.4 nm λόγω διαφορετικής πολωτικής κατάστασης . . . . . 147
- 4.17 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται σε διαφορετικό μήκος κύματος στα 1545.7 nm . . . . . 148
- 4.18 Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.366$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται σε διαφορετικό μήκος κύματος στα 1574.3 nm . . . . . 148
- 4.19 (α) Λείζερ βασισμένο σε πολυμερικό BG φίλτρο, (β) μετατόπιση του μήκους κύματος εκπομπής συναρτήσει θερμοκρασίας, (γ) καμπύλες BER σημάτων διαμορφωμένων στα 40 Gb/s χρησιμοποιώντας σήμα cw από το λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας στο πολυμερές υλικό ή ένα κοινό DFB στα 1566 nm. Τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού δείχνονται στις ένθετες εικόνες. . . . . 149



- 4.20 (α) Φωτογραφία του οπτικού υποσυνόλου του λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας, ολοκληρωμένο με το EO πολυμερικό MZM. Δίνονται και οι διαστάσεις των τσιπ. (β) Οπτικά φάσματα από την έξοδο του λέιζερ που δείχνει τη δυνατότητα καλής λειτουργίας σε εύρος 22 nm με υψηλό SMSR . . . . . 150
- 4.21 (α) Φωτογραφία του κυκλώματος InP-DHBT MUX-DRV, (β) διάγραμμα οφθαλμού του διαφορικού ηλεκτρικού σήματος εξόδου στα 100 Gb/s. Μετρήθηκαν και οι δυο έξοδοι του κυκλώματος και αφαιρέθηκαν χρησιμοποιώντας την λειτουργία math του παλμογράφου. (γ) φωτογραφία της ηλεκτρικής σύνδεσης του MUX-DRV με τον MZM, όπου φαίνεται και το DC-block κύκλωμα και ο τερματισμός 50 Ohm (δ) κοιντή φωτογραφία της ηλεκτρικής σύνδεσης, (ε) φωτογραφία του συναρμολογημένου πομπού. . . . . 150
- 4.22 (α) Πειραματική διάταξη για την λειτουργία του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος και την αξιολόγηση της επίδοσης του στα 80 και 100 Gb/s. Οι ρυθμοί δεδομένων και οι συχνότητες των ρολογιών που αναφέρονται στο σχηματικό αντιστοιχούν σε λειτουργία 100 Gb/s και πρέπει να μειωθούν ανάλογα για την λειτουργία στα 80 Gb/s (β) Σχηματικό του  $4 \times 100\text{Gpin-DEMUX}$  δέκτη που χρησιμοποιήθηκε στα πειράματα της παρούσας δουλειάς και (γ) Φωτογραφία του  $4 \times 100\text{Gpin-DEMUX}$  δέκτη . . . . . 152
- 4.23 (α) Ενδεικτικές συναρτήσεις μεταφοράς του διαμορφωτή MZM για τρία μήκη κύματος (1544, 1553, 1565 nm) που καλύπτουν το εύρος λειτουργίας του πομπού (β) απαιτούμενη ισχύς στο ηλεκτρόδιο του BG φίλτρου για την μεταβολή του μήκους κύματος στην περιοχή 1544-1566 nm, και στατικές μετρήσεις που δείχνουν την εξάρτηση της μέγιστης οπτικής ισχύος και του ER της συνάρτησης μεταφοράς του MZM από το μήκος κύματος . . . . . 155
- 4.24 Φάσματα των 100 Gb/s OOK σημάτων στην έξοδο του πομπού για την περιοχή λειτουργίας 1544 - 1566 nm . . . . . 156
- 4.25 Διαγράμματα οφθαλμού OOK σημάτων (α) στα 80 Gb/s και (β) στα 100 Gb/s για B2B λειτουργία και μετά από μετάδοση 500, 1000 και 1625 m τυπικής οπτικής ίνας για τρία μήκη κύματος λειτουργίας (1544, 1552, 1565 nm) του πομπού. . . . . 157
- 4.26 Καμπύλες BER για λειτουργία στα 80 και 100 Gb/s για τα τρία μήκη κύματος (1544.53, 1553.33, 1565.50 nm). Κάθε καμπύλη αντιστοιχεί στη χειρότερη από τις οχτώ καμπύλες που αποκτήθηκαν για τις 10 και 12.5 Gb/s αποπολυπλεγμένες συνιστώσες των 80 και 100 Gb/s σημάτων αντίστοιχα. . . . . 158
- 4.27 Σχέδιο του οπτικού δικτύου και πειραματική διάταξη για την χρήση του 100 Gb/s πομπού μέσα σε ένα intra-DC δίκτυο μεταγωγής οπτικού κυκλώματος βασισμένο σε τοπολογία δακτυλίου ring-based OCS. Το δίκτυο δακτυλίου διασυνδέει τους ψηφιακούς διακόπτες που βρίσκονται στην κορυφή των μεμονωμένων DC pods που χρησιμοποιούν 40 και 100 Gb/s πομπούς μεταβλητού μήκους κύματος. . . . . 159
- 4.28 Οπτικά φάσματα των πολυπλεγμένων κατά WDM σημάτων ληφθέντα σε διαφορετικά σημεία (A-E) του οπτικού δικτύου δακτυλίου σε τρία διαφορετικά στιγμιότυπα του δικτυακού σεναρίου. . . . . 160
- 4.29 Οπτικό φάσμα του σήματος εξόδου του πομπού που δείχνει την παρουσία του πλευρικού λοβού. . . . . 161
- 4.30 Οπτικά διαγράμματα οφθαλμού του 100 Gb/s σήματος στους δυο κόμβους (σημεία C και E) για τα τρία στιγμιότυπα του δικτυακού σεναρίου. . . . . 162
- 4.31 Καμπύλες BER των 100 Gb/s σημάτων στα μήκη κύματος λ1 και λ6 που μεταδίδονται από τον KOMBO 1 και λαμβάνονται στους KOMBO 2 και KOMBO 3 στα τρία στιγμιότυπα του δικτυακού DC σεναρίου, μαζί με τις αντίστοιχες B2B μετρήσεις. . . 162

- 5.1 (α) Εξέλιξη της ταχύτητας μια γραμμής (single lane) ενός πομποδέκτη στο χρόνο και μελλοντική πρόβλεψη, (β) εξέλιξη των προτύπων Ethernet στο χρόνο δείχνοντας όλα τα πρότυπα μέχρι το 2020 και τα μελλοντικά προβλεπόμενα. Πηγή: Ethernet Alliance (<https://ethernetalliance.org/>) . . . . . 172
- 5.2 Οδικός χάρτης των Ethernet προτύπων, και κατηγορίες εφαρμογών ανάλογα με την ταχύτητα. . . . . 188
- 5.3 (α) Εμπρόσθιο πολυμερικό τσιπ με τα περιθλαστικά φράγματα (Bragg) και τους θερμο-οπτικούς διακόπτες, και οπίσθιο πολυμερικό τσιπ με τα λεπτά υμένα (TFE) για τον έλεγχο της πόλωσης. Δίπλα φαίνεται και το πολυμερικό τσιπ με τα optical hybrids και την εξωτερική κοιλότητα του τοπικού ταλαντωτή για τον δέκτη. (β) Τα παθητικά πολυμερικά τσιπ ολοκληρωμένα με την συστοιχία από ΕΟ πολυμερικούς διαμορφωτές και InP-DHBT ηλεκτρονικά. . . . . 189
- 5.4 (α) Πομποδέκτης 1.6 Tb/s με μορφή τσιπ-δορυφόρου που φαίνονται τα διαφορετικά εξαρτήματα του και με εξόδους παράλληλες ίνες (β) ο ίδιος πομποδέκτης με εξελιγμένο 3D PIC που υποστηρίζει MCFs και (γ) το συνολικό Multi-chip module με τα τσιπ-δορυφόρους και το ASIC για χωρητικότητες διακοπών ίσες και μεγαλύτερες από 12.5 Tb/s . . . . . 192

---

## Κατάλογος Πινάκων

1.1	Συγκεντρωτικός πίνακας προτύπων δικτύωσης 100-GbE, 200-GbE και 400-GbE, συμπεριλαμβανομένων και προτύπων εκτός IEEE. . . . .	16
2.1	Ενδεικτικές τιμές απαιτούμενης χρονικής καθυστέρησης σε ps του DI για την μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 100 Gb/s. Σε παρένθεση η ελεύθερη φασματική περιοχή που αντιστοιχεί σε κάθε τιμή χρονικής καθυστέρησης. 50	50
3.1	Πίνακας υπολογισμένων τιμών Insertion Loss και Imbalance σε 1x2 MMI για πλάτη 12 μm, 16 μm, 20 μm και για διαφορετικά μήκη για κάθε πλάτος. . . . .	80
3.2	Πίνακας υπολογισμένων τιμών Insertion Loss και Imbalance σε 1x2 MMI για πλάτη 22 μm, 24 μm και για διαφορετικά μήκη για κάθε πλάτος. . . . .	80
3.3	Πίνακας υπολογισμένων τιμών μήκους MMI με μέθοδο <i>guided mode analysis</i> (εξίσωση 3.2). . . . .	83
3.4	Αποτελέσματα χαρακτηρισμού των κατασκευασμένων δομών 1x2 MMI. . . . .	87
3.5	Εκτιμώμενα χαρακτηριστικά φωτοδιόδων με και χωρίς τερματισμό . . . . .	101
3.6	Μετρημένα χαρακτηριστικά φωτοδιόδων με και χωρίς τερματισμό . . . . .	101
3.7	Συνοπτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων μετάδοσης στα 80 και 100 Gb/s . . . . .	106
3.8	Τιμές λόγου σβέσης για σήματα 80 Gb/s και 100 Gb/s (Πειραματικά δεδομένα). . .	114
3.9	Μετρήσεις πλάτους και χρονισμού για ηλεκτρικά σήματα 40 Gb/s μετά από κάθε έξοδο του 4 × 100 Gb/s δέκτη . . . . .	118
3.10	Μετρήσεις πλάτους και χρονισμού για ηλεκτρικά σήματα 50 Gb/s μετά από κάθε έξοδο του 4 × 100 Gb/s δέκτη . . . . .	119
3.11	Κλιμάκωση πομπού για λειτουργία 4 × 100 Gb/s. . . . .	126
4.1	Βασικές ιδιότητες της παθητικής πολυμερικής και ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας . . . . .	137
4.2	Συγκριτικό πρότυπο της πολυμερικής-πολυμερικής πλατφόρμας με τις κύριες υβριδικές πλατφόρμες ολοκλήρωσης . . . . .	140
4.3	Συγκεντρωτικός πίνακας των διαφορετικών φραγμάτων περίθλασης που κατασκευάστηκαν . . . . .	144
5.1	Σύγκριση λειτουργιών της EO πολυμερικής πλατφόρμας, της PolyBoard και της InP	187
A'1	Τάξη και πολυώνυμο για την εκτέλεση του κώδικα . . . . .	199







---

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

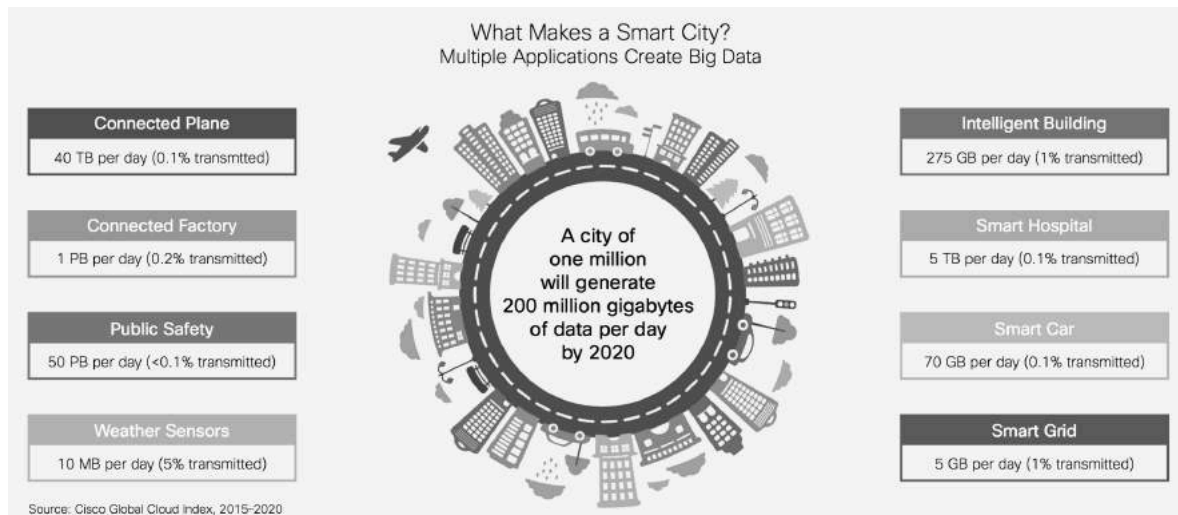
---

## Εισαγωγή: Οπτικές διασυνδέσεις για την αύξηση της χωρητικότητας σε δίκτυα υπολογιστικών κέντρων

**Τ**Ο παρόν εισαγωγικό κεφάλαιο έχει σκοπό να θέσει το περίγραμμα μέσα στο οποίο εκπονήθηκε η διατριβή, να παρουσιάσει τα κίνητρα και τους στόχους και να περιγράψει τη δομή της. Στις επόμενες δυο ενότητες παρουσιάζονται συνοπτικά τα υπολογιστικά κέντρα ως σύγχρονες δομές αποθήκευσης και διάθεσης πληροφορίας μέσω εφαρμογών κι υπηρεσιών, περιγράφεται η ραγδαία ανάπτυξη που αυτά βιώνουν τα τελευταία χρόνια, κι επακόλουθα, η ανάγκη για την επέκταση του εύρους ζώνης των διασυνδέσεων που σχηματίζουν το δίκτυο των διασυνδεδεμένων εγκαταστάσεων/μηχανημάτων. Όπως θα περιγραφεί και στη συνέχεια αναλυτικότερα, αυτή η επέκταση μπορεί να πραγματοποιηθεί με βιώσιμο τρόπο μόνο με τη χρήση φωτονικής τεχνολογίας. Στην συνέχεια περιγράφονται οι συνηθέστερες τεχνολογίες οπτικών διασυνδέσεων σε δίκτυα υπολογιστικών κέντρων, και στην τελευταία υποενότητα περιγράφεται το κίνητρο για την εκπόνηση της διατριβής, αναλύονται τα προβλήματα στα οποία επιχειρεί να δώσει λύση και παρουσιάζεται η δομή της.

### 1.1 Τα σύγχρονα υπολογιστικά κέντρα στο μάτι του κυκλώνα

Η σημερινή κοινωνία βασίζεται στην γρήγορη και αξιόπιστη ανταλλαγή πληροφορίας. Εξελιγμένα τηλεπικοινωνιακά συστήματα υποστηρίζουν την λειτουργία των βιομηχανιών, επιχειρήσεων και τραπεζών, οχημάτων και των μεταφορών γενικότερα, οικιακών συσκευών ψυχαγωγίας, καθώς και την παγκόσμια ροή ενημέρωσης και γνώσης. Η δυνατότητα μετάδοσης υψηλής ποιότητας βίντεο σε πραγματικό χρόνο σχεδόν καταργεί την ανάγκη για αποστολή φυσικών εγγράφων και ανθρώπων, ελαχιστοποιώντας έτσι την σπατάλη ενέργειας και συνεισφέροντας στην διατήρηση του περιβάλλοντος. Η ανάγκη για τηλεπικοινωνιακά δίκτυα υψηλών χωρητικότητων οδηγείται κατά κύριο λόγο από τις πολλές αναδυόμενες εφαρμογές κι υπηρεσίες, όπως για παράδειγμα η τηλε-ιατρική που επιτρέπει απομακρυσμένη διάγνωση και θεραπεία, η διασύνδεση αυτοκινήτων και η πλοήγηση τους, οικιακός αυτοματισμός - έξυπνα σπίτια, συστήματα ασφαλείας με παρακολούθηση βίντεο, ψηφιακή τηλεόραση, οικιακή ψυχαγωγία, όπως επίσης και το Ίντερνετ των Πάντων (*Internet of Everything - IoE*) που υπόσχεται έναν πλήρως διασυνδεδεμένο κόσμο γεμάτο αισθητήρες, συσκευές και μηχανές (*Machine-to-Machine - M2M*) που αλληλεπιδρούν [1]. Το σχήμα 1.1 δείχνει ενδεικτικά εφαρμογές που θα χρησιμοποιούνται σε μια μελλοντική έξυπνη καθώς και τον όγκο δεδομένων που θα γεννούν.



**Σχήμα 1.1:** Εφαρμογές που θα γεννάνε μεγάλο όγκο δεδομένων (*Big Data*) σε μια μελλοντική έξυπνη πόλη.

Μια πόλη 1 εκατ. ανθρώπων το 2020 θα γεννάει 200 εκατ. Gigabyte δεδομένων κάθε μέρα.

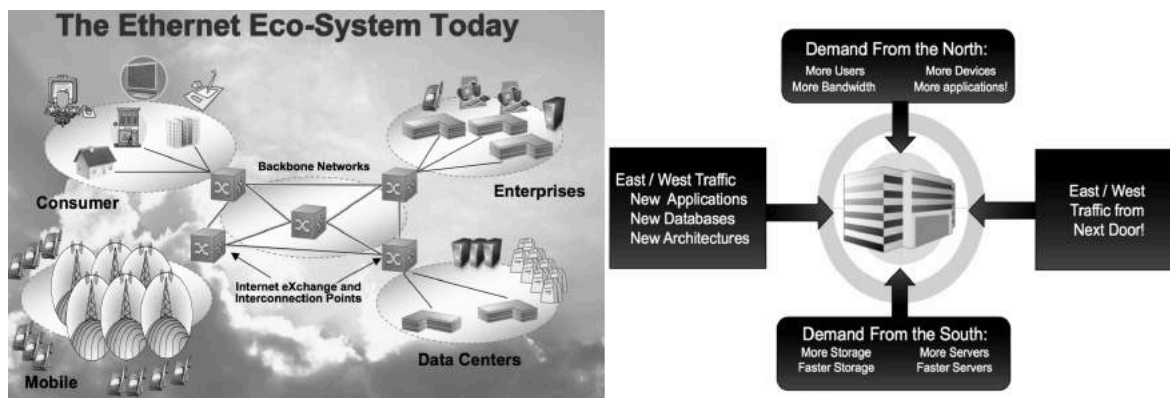
Προσθέτοντας στο προηγούμενο στοιχείο και αναλύοντας περαιτέρω, το 2015, ο αριθμός των χρηστών του Διαδικτύου και των συνδεδεμένων συσκευών ήταν: 288 εκατ. χρήστες και 2.2 δισεκατ. συσκευές στην Βόρεια Αμερική, 515 εκατ. χρήστες (70 % ευρ. πληθυσμού) και 3.2 δισεκατ. συσκευές στην Ευρώπη, 116 εκατ. χρήστες και 727 εκατ. συσκευές στην Ιαπωνία, 1330 εκατ. χρήστες και 5.8 δισεκατ. συσκευές στην περιοχή Ασίας-Ειρηνικού [2]. Τα μέσα κοινωνικής δικτύωσης, δημοφιλείς υπηρεσίες βίντεο και cloud storage όπως *Facebook*, *Twitter*, *Instagram*, *Youtube*, *Netflix*, *Dropbox* συνεισφέρουν επίσης σε μεγάλο βαθμό στην έκρηξη της κίνησης IP λόγω του περιεχομένου που δημιουργούν κι ανεβάζουν στους εξυπηρετητές. Σαν παράδειγμα αναφέρουμε ότι το 2016 το Facebook είχε 1.94 δισεκατ. ενεργούς χρήστες, όταν 10 χρόνια νωρίτερα, το 2006, αριθμούσε μόνο 12 εκατ. χρήστες. Στο Youtube το 2016 κάθε λεπτό ανέβαιναν 300 ώρες βίντεο, ενώ κάθε μέρα παρακολουθούνταν σχεδόν 5 δισεκατ. βίντεο. Μελέτες δείχνουν πως η ετήσια παγκόσμια κίνηση δεδομένων IP θα ξεπεράσει το *zettabyte (ZB)*<sup>1</sup> κατώφλι έως το τέλος του 2016 και προβλέπεται να φθάσει τα 2.3 ZB μέχρι το 2020 [3].

Όσον αφορά την παγκόσμια κίνηση IP, αναμένεται να γίνει τριπλάσια τα επόμενα 5 χρόνια. Γενικά, η κίνηση IP θα αυξάνεται με έναν σύνθετο ετήσιο ρυθμό (*compound annual growth rate - CAGR*) 22 % από το 2015 έως το 2020. Η κατά κεφαλήν μηνιαία κίνηση θα φθάσει τα 25 GB το 2020, από 10 GB το 2015. Επίσης η κίνηση δεδομένων από τα έξυπνα τηλέφωνα (*smartphones*) θα ξεπεράσει την κίνηση από τους προσωπικούς υπολογιστές μέχρι το 2020. Το 2015 η κίνηση από τους προσωπικούς υπολογιστές αντιπροσώπευε το 53 % της παγκόσμιας κίνησης IP, το 2020 όμως θα αντιπροσωπεύει μόνο το 29 %. Από την άλλη, στα έξυπνα τηλέφωνα θα αναλογεί το 30 % της παγκόσμιας κίνησης IP το 2020, από 8 % το 2015. Η κίνηση δεδομένων προερχόμενη από τους προσωπικούς υπολογιστές θα αυξηθεί με CAGR 8 %, ενώ η κίνηση από τηλεοράσεις, ταμπλέτες, έξυπνα τηλέφωνα και M2M συσκευές θα αυξηθεί αντίστοιχα κατά 17 %, 39 %, 58 % και 44 %. Ενδιαφέρον είναι επίσης ότι η κίνηση από τις ασύρματες και φορητές συσκευές θα αντιπροσωπεύει το 66 % της συνολικής κίνησης δεδομένων μέχρι το 2020, όταν το 2015 οι ενσύρματες συσκευές αντιπροσώπευαν το 52 %. Οι

<sup>1</sup>1 ZB = 1000 exabytes (EB), 1 EB = 1000000 terrabyte (TB)

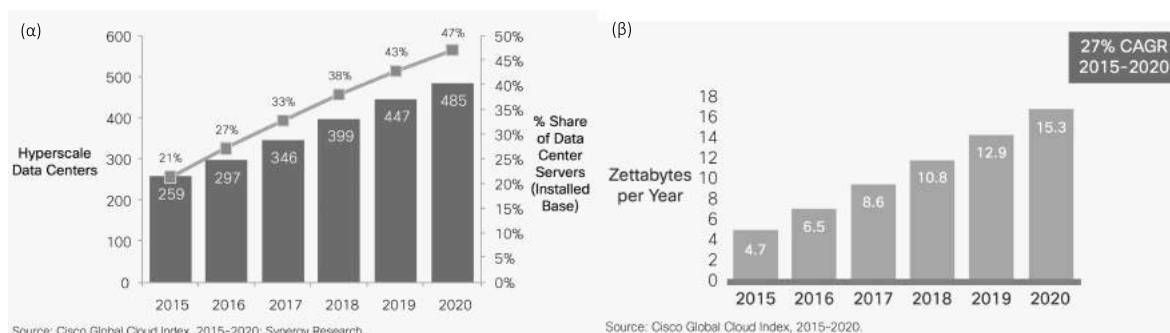


συνδεδεμένες συσκευές σε IP δίκτυα θα ξεπεράσουν 3 φορές στον αριθμό τον παγκόσμιο πληθυσμό μέχρι το 2020. Πιο συγκεκριμένα για κάθε άνθρωπο θα αντιστοιχούν 3.4 συνδεδεμένες συσκευές, από 2.2 το 2015, το οποίο μεταφράζεται σε 26.3 δισεκατ. συσκευές το 2020 από 16.3 δισεκατ. το 2015.



**Σχήμα 1.2:** Το σύγχρονο οικοσύστημα Ethernet (αριστερά), τα υπολογιστικά κέντρα στο μάτι του κυκλώνα (δεξιά). πηγή: 400 Gigabit Ethernet call for interest consensus, Orlando, FL, Mar 2013

Το βασικότερο στοιχείο όμως είναι πως μέχρι το 2020 το 66 % της παγκόσμιας κίνησης δεδομένων του Διαδικτύου θα περνάει μέσα από τα Δίκτυα Παροχής Περιεχομένου (*Content Delivery Networks - CDNs*), από 45 % το 2015. Τα CDNs, βασίζονται σε υπολογιστικά κέντρα, επομένως η πίεση για αύξηση του όγκου δεδομένων μεταφέρεται και σε αυτά. Τα υπολογιστικά κέντρα σήμερα μπορούμε να πούμε ότι βρίσκονται στο μάτι του κυκλώνα, δεχόμενα πίεση από όλες τις κατευθύνσεις, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.2. Από τον Βορρά υπάρχει η απαίτηση για υποστήριξη περισσότερων χρηστών, συσκευών, εφαρμογών και επομένως για μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Από τον Νότο υπάρχει η απαίτηση για περισσότερο και γρηγορότερο αποθηκευτικό χώρο, περισσότερους και γρηγορότερους εξυπηρετητές. Παράλληλα, στην κατεύθυνση Ανατολή/Δύση υπάρχει η κίνηση μεταξύ των εξυπηρετητών που βρίσκονται στις ίδιες εγκαταστάσεις κι οδηγείται από νέες εφαρμογές, βάσεις δεδομένων, αρχιτεκτονικές για υπολογιστικά κέντρα.



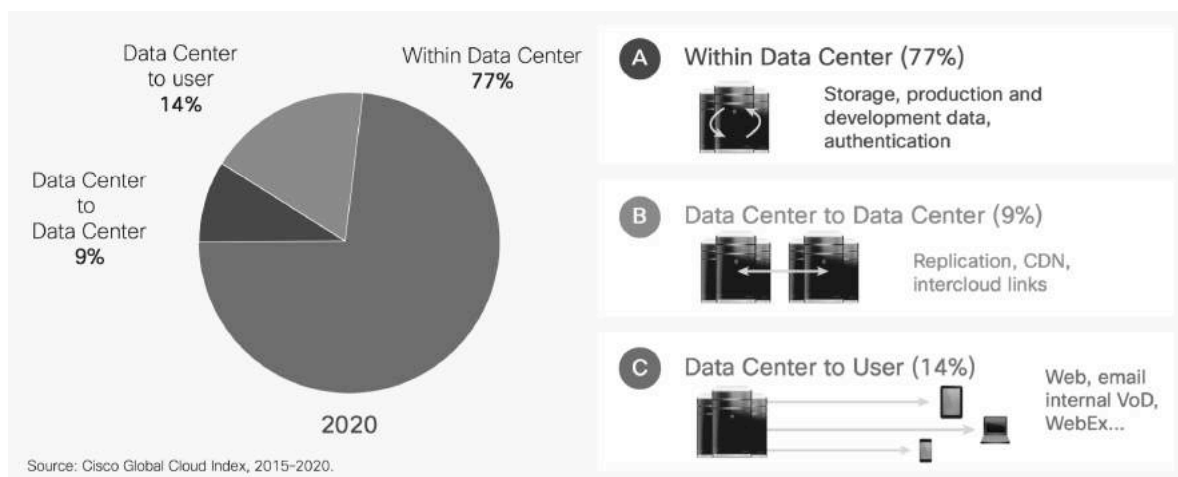
**Σχήμα 1.3:** (α) Αριθμός εγκατεστημένων hyperscale υπολογιστικών κέντρων και σαν ποσοστό επί του συνόλου των υπολογιστικών κέντρων, (β) ρυθμός ανάπτυξης της κίνησης IP στα υπολογιστικά κέντρα σε παγκόσμιο επίπεδο.

Δεδομένης της ανάγκης για συνεχή επέκταση των υπολογιστικών κέντρων - χωρίς ταυτόχρονη αύξηση της πολυπλοκότητας διαχείρισής τους - ο αρχικός σχεδιασμός κι εγκατάσταση γίνονται με γνώμονα αυτό το κριτήριο, δηλαδή να μπορούν να κλιμακώνονται χωρίς περιορισμούς απλά προ-

σθένοντας νέο εξοπλισμό. Για αυτό το λόγο αναδύθηκε η ιδέα της αρχιτεκτονικής των 'υπερ-κλιμακούμενων' υπολογιστικών κέντρων (*hyperscale data centers*). Η έννοια της υπερ-κλιμάκωσης είναι στην ουσία η ικανότητα της αρχιτεκτονικής να κλιμακώνεται κατάλληλα με την ζήτηση, δηλαδή παρέχει την δυνατότητα για προσθήκη πόρων, όπως υπολογιστική ισχύς, μνήμη, αποθήκευση και χωρητικότητα δικτύου, σε συγκεκριμένο τμήμα ή τμήματα του υπολογιστικού κέντρου με αδιάλειπτο τρόπο. Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3, η αρχιτεκτονική αυτή θα κυριαρχήσει στο μέλλον με σχεδόν τα μισά εγκατεστημένα υπολογιστικά κέντρα μέχρι το 2020 να είναι hyperscale. Επίσης η κίνηση δεδομένων που θα αφορά τα υπολογιστικά κέντρα παρουσιάζει ετήσιο ρυθμό ανάπτυξης 27 % φθάνοντας τα 15.3 zettabytes/χρόνο το 2020 [4].

Η κίνηση δεδομένων που γεννάται από καταναλωτές και εταιρίες, και που διαρρέει ένα υπολογιστικό κέντρο μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε τρεις μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με τον προορισμό της.

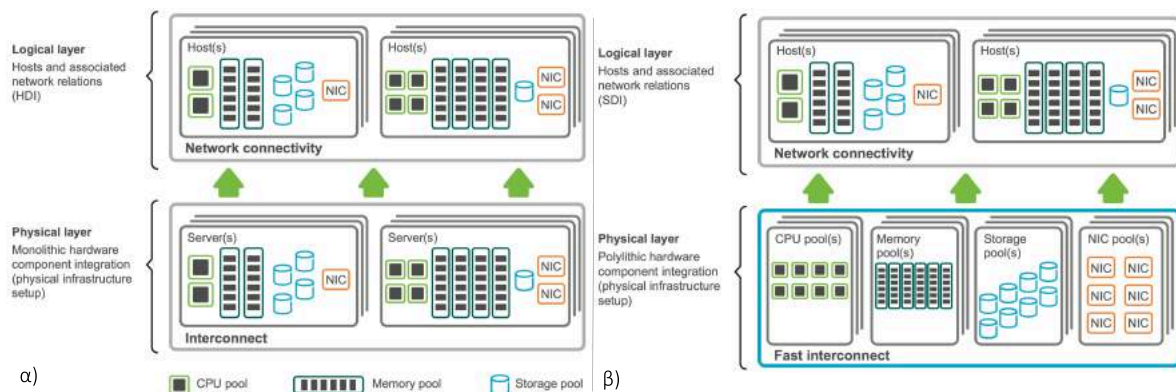
- Την κίνηση που παραμένει μέσα στο υπολογιστικό κέντρο (**machine to machine**), όπως για παράδειγμα εγγραφές δεδομένων σε αποθηκευτικές μονάδες.
- Την κίνηση που ρέει από υπολογιστικό κέντρο σε υπολογιστικό κέντρο, για παράδειγμα μετακίνηση δεδομένων μεταξύ των 'σύννεφων' (*clouds*) ή την δημιουργία αντιγράφων σε πολλά κέντρα δεδομένων ως μέρος ενός δικτύου παροχής περιεχομένου.
- Την κίνηση που ρέει από το κέντρο δεδομένων στους τελικούς χρήστες διαμέσου του Διαδικτύου ή IP WAN (**machine to user**), για παράδειγμα η μετάδοση (*streaming*) βίντεο σε μια φορητή συσκευή ή προσωπικό υπολογιστή.



**Σχήμα 1.4:** Παγκόσμια κίνηση δεδομένων στα υπολογιστικά κέντρα ανά προορισμό.

Το σχήμα 1.4 δείχνει σε γράφημα το ποσοστό επί της συνολικής κίνησης που αντιστοιχεί σε κάθε κατηγορία προορισμού. Το ποσοστό κίνησης που παραμένει μέσα στο υπολογιστικό κέντρο θα παραμείνει σταθερό έως το 2020, αντιστοιχώντας στο 77 % της συνολικής (1.3β). Αυτό το ποσοστό δεν περιλαμβάνει την κίνηση τοπικά σε ένα *rack* του εξυπηρετητή, δηλαδή κίνηση που παραμένει στο ίδιο *rack*. Αυτή η τοπική κίνηση υπολογίζεται να είναι περίπου διπλάσια σε όγκο από την κίνηση μέσα στο κέντρο δεδομένων. Η κίνηση από υπολογιστικό κέντρο σε υπολογιστικό κέντρο αυξάνεται γρηγορότερα από τις δυο άλλες κατηγορίες και θα αντιστοιχεί στο 9 % το 2020. Ο υψηλός ρυθμός

ανάπτυξης οφείλεται στην μεγαλύτερη επικράτηση των δικτύων παροχής περιεχομένου, τον πολυπλασιασμό των υπηρεσιών *cloud* και την ανάγκη για μετακίνηση δεδομένων μεταξύ των *clouds*, και τον αυξανόμενο όγκο δεδομένων που πρέπει να αντιγράφεται στα υπολογιστικά κέντρα. Συγκεντρικά, η κίνηση Ανατολής/Δύσης (κίνηση μέσα στο υπολογιστικό κέντρο και κίνηση μεταξύ υπολογιστικών κέντρων) θα αντιπροσωπεύει το 86 % της παγκόσμιας μέχρι το 2020, και η κίνηση Βορά/Νότου (η κίνηση που εξέρχεται προς το Διαδίκτυο ή το WAN) θα είναι μόνο το 14 % της κίνησης που σχετίζεται με υπολογιστικά κέντρα.

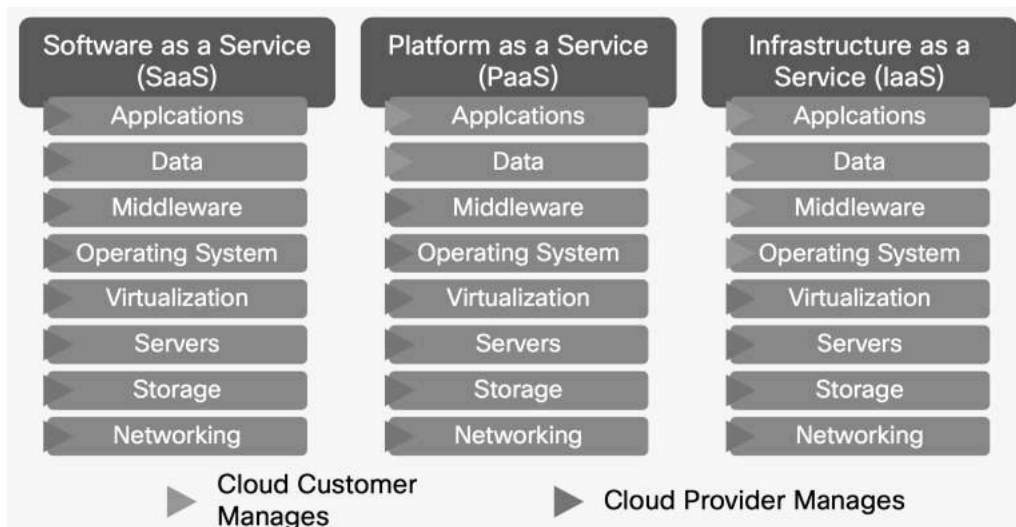


**Σχήμα 1.5:** α) αντιστοιχία του φυσικού επίπεδου με το λογικό σε παραδοσιακό εξυπηρετητή, β) η αντιστοιχία αυτή παύει να υπάρχει σε εξυπηρετητή με επιμερισμένους πόρους.

Εκτός από την συνεχόμενα αυξανόμενη κίνηση που οδηγεί την ανάγκη για προσθήκη νέων πόρων στα υπολογιστικά κέντρα, ένα ακόμα πρόβλημα είναι η χαμηλή αξιοποίηση των πόρων, λόγω του φαινομένου κατακερμάτισης που προκαλείται από τα διαφορετικά προφίλ των εφαρμογών που εκτελούνται (*compute-intensive*, *memory-intensive*, *networking-intensive*). Το *hardware*, δηλαδή τα φυσικά εξαρτήματα που υπάρχουν στο σασί ενός εξυπηρετητή (*physical layer*), αντιστοιχεί αυστηρά στο σύστημα που εκτελείται σε αυτό (*logical layer*). Επομένως οι εξυπηρετητές έχουν αμετάβλητες παραμέτρους λειτουργίας και είναι εξαιρετικά δύσκολο να προσαρμοστούν σε διαφορετικές εφαρμογές, καθώς το *hardware* στο σασί του εξυπηρετητή προσαρμόζεται εξαρχής για το συγκεκριμένο προφίλ εφαρμογής που θα τρέχει. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, η τάση στα σύγχρονα *cloud* υπολογιστικά κέντρα είναι η εικονικοποίηση (*virtualisation*) των πόρων [5] όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5. Με αυτόν τον τρόπο οι πόροι αξιοποιούνται καλύτερα και προσφέρεται μεγαλύτερη ευελιξία στους χρήστες αφού έχουν τη δυνατότητα να χρησιμοποιούν/αγοράζουν πόρους ανάλογα με τις ανάγκες τους.

Όσον αφορά το φόρτο εργασίας των υπολογιστικών κέντρων, αυτός μπορεί να χωριστεί σε τρεις κατηγορίες υπηρεσιών *cloud* που παρέχονται, τις SaaS, PaaS, IaaS [4, 6] όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.6. Στην πρώτη κατηγορία SaaS - Software as a Service, δίνεται η δυνατότητα στον πελάτη να χρησιμοποιήσει τις εφαρμογές του πάροχου που τρέχουν σε *cloud* υποδομή. Οι εφαρμογές είναι προσβάσιμες από τους χρήστες μέσα από κάποια *thin-client* διεπαφή. Ο πελάτης δεν διαχειρίζεται ούτε ελέγχει την υποκείμενη *cloud* υποδομή, συμπεριλαμβανομένων των δικτύων, εξυπηρετητών, λειτουργικών συστημάτων, αποθηκευτικών μέσων ή και των δυνατοτήτων ξεχωριστών εφαρμογών. Ένα παράδειγμα της συγκεκριμένης κατηγορίας αποτελούν οι υπηρεσίες email.

Στην PaaS - Platform as a Service, δίνεται η δυνατότητα στον πελάτη να εγκαταστήσει στην *cloud* υποδομή δικές του εφαρμογές που δημιουργήθηκαν με γλώσσες προγραμματισμού, βιβλιοθήκες και



Σχήμα 1.6: Κατηγορίες υπηρεσιών cloud.

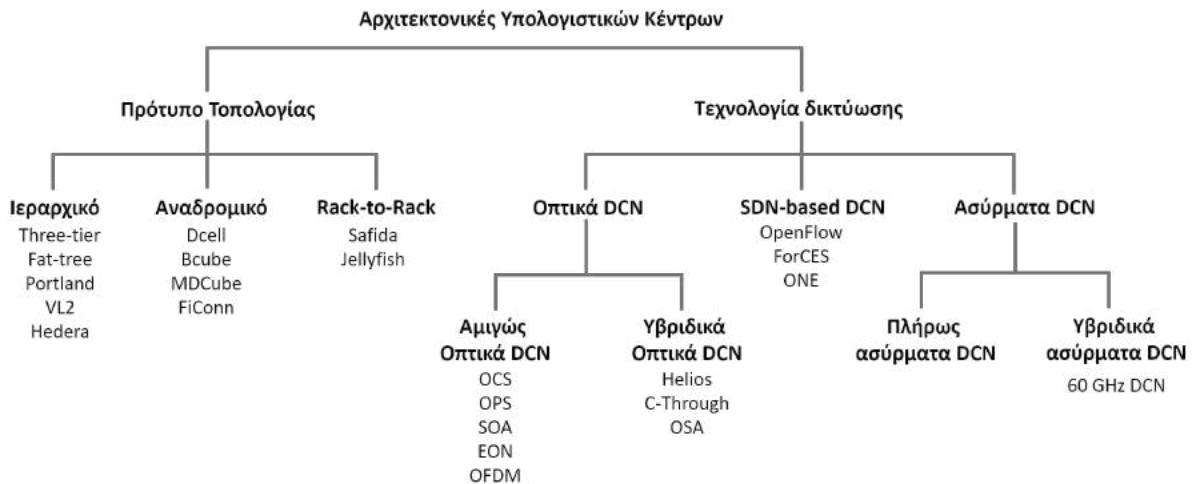
εργαλεία που υποστηρίζονται από τον πάροχο. Ο πελάτης δεν διαχειρίζεται ούτε ελέγχει την cloud υποδομή, αλλά ελέγχει τις εγκατεστημένες εφαρμογές και πιθανόν παραμέτρους του περιβάλλοντος φιλοξενίας των εφαρμογών.

Στην IaaS - Infrastructure as a Service, δίνεται η δυνατότητα στον πελάτη να προμηθεύεται επεξεργαστικούς, αποθηκευτικούς, δικτυακούς και άλλους βασικούς πόρους, στους οποίους είναι ικανός να εγκαθιστά και να εκτελεί οποιοδήποτε λογισμικό, το οποίο μπορεί να περιλαμβάνει λειτουργικά συστήματα και εφαρμογές. Ο πελάτης δεν διαχειρίζεται ούτε ελέγχει την cloud υποδομή, αλλά ελέγχει τα λειτουργικά συστήματα, αποθηκευτικά μέσα και τις εγκατεστημένες εφαρμογές.

## 1.2 Αρχιτεκτονικές υπολογιστικών κέντρων

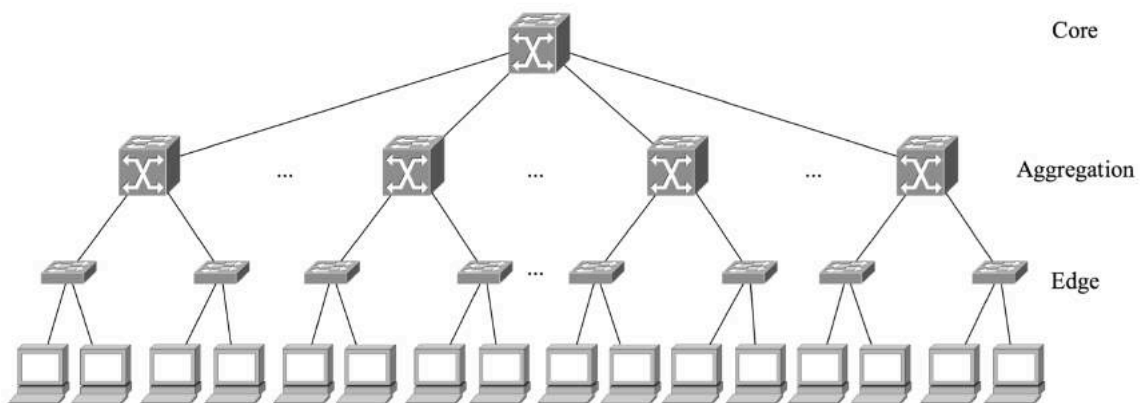
Η προηγούμενη ενότητα περιέγραψε τις τάσεις που οδηγούν την ανάπτυξη και ανάγκη για επέκταση των υπολογιστικών κέντρων. Οι τάσεις αυτές επιτάσσουν την εξέλιξη των αρχιτεκτονικών DC και την μετάβαση τους σε νέες που μπορούν να υποστηρίξουν καινοτόμες τεχνολογίες όπως το *virtualisation* και *disaggregation*, χρησιμοποιώντας χαμηλού κόστους εμπορικά διαθέσιμα προϊόντα δικτύωσης.

Η αρχιτεκτονική των υπολογιστικών κέντρων συνίσταται στην οργάνωση (στον χώρο) των στοιχείων του δικτύου και στην επιλογή των τεχνολογιών δικτύωσης. Αυτή συνήθως εφαρμόζεται σε δύο κατευθύνσεις, πρώτον προς το σχεδιασμό νέας τοπολογίας που επιτρέπει το χτίσιμο ενός αποδοτικού δικτύου για την επέκταση του υπολογιστικού κέντρου, δεύτερον προς την ανάπτυξη τεχνολογιών δικτύωσης στην υπάρχουσα τοπολογία ούτως ώστε να αντιμετωπιστούν ήδη υπάρχουσες προκλήσεις [7]. Το σχήμα 1.7 παρουσιάζει τις σημαντικότερες αρχιτεκτονικές υπολογιστικών κέντρων που έχουν δείξει στην βιβλιογραφία, χωρισμένες σε δυο μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με το πρότυπο τοπολογίας δικτύου ή την τεχνολογία δικτύωσης. Στο ιεραρχικό πρότυπο, οι μεταγωγείς (*switches*) οργανώνονται σε πολλαπλά επίπεδα. Το πιο διαδεδομένο πρότυπο στα υπάρχοντα δίκτυα είναι το ιεραρχικό που βασίζεται στη δομή δέντρου κι συγκεκριμένα η τοπολογία τριών επιπέδων (*three-tier*). Σε ένα *three-tier* δίκτυο οι μεταγωγείς χωρίζονται στα επίπεδα *core*, *aggregation*, *edge*, με το *core* επίπεδο να βρίσκεται στην ρίζα του δέντρου, το *aggregation* επίπεδο στη μέση και το *edge*



**Σχήμα 1.7:** Αρχιτεκτονικές υπολογιστικών κέντρων.

επίπεδο στα φύλλα του δέντρου, τα οποία αποτελούν οι εξυπηρετητές (*servers*).

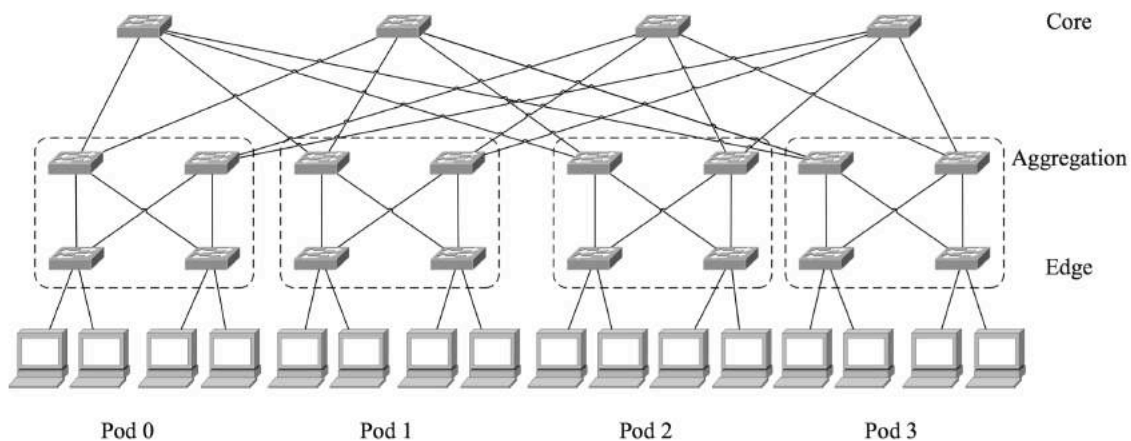


**Σχήμα 1.8:** Αρχιτεκτονική DCN τριών επιπέδων (*three-tier*).

Μια ομάδα εξυπηρετητών, συνήθως 16 ή 32 στον αριθμό, συνδέονται σε έναν μεταγωγέα που βρίσκεται στην κορυφή του ραφιού (*rack*) και ονομάζεται *Top of Rack - ToR* μεταγωγέας. Αυτοί οι ToR μεταγωγείς συνιστούν το edge επίπεδο της ιεραρχικής δομής δέντρου. Ο αριθμός των εξυπηρετητών σε μια τέτοια δομή περιορίζεται μόνο από τον αριθμό των θυρών των μεταγωγέων. Τα core και aggregation επίπεδα χρησιμοποιούν υψηλών αποδόσεων και άρα ακριβούς μεταγωγείς οι οποίοι ανθροίζουν την κίνηση που προέρχεται από τα χαμηλότερα επίπεδα. Κάθε core μεταγωγέας συνδέεται διαδοχικά με όλους τους aggregate, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.8. Η δρομολόγηση επιτυγχάνεται διασχίζοντας προς τα πάνω το δέντρο μέχρι τον χαμηλότερο κοινό μεταγωγέα και ύστερα πάλι προς τα κάτω το δέντρο μέχρι τον τελικό προορισμό. Υπάρχουν παραπάνω από ένα μονοπάτια μεταξύ δυο εξυπηρετητών για να λειτουργήσουν εφεδρικά στην περίπτωση αστοχιών στους μεταγωγείς [8]. Οι εξυπηρετητές συνδέονται με τους ToR μεταγωγείς με ηλεκτρικές συνδέσεις 1GbE, ενώ οι ToR συνδέονται με τους core και aggregation μεταγωγείς με ηλεκτρικές συνδέσεις 10GbE.

Οι υψηλής απόδοσης, ακριβοί μεταγωγείς που συνήθως χρησιμοποιούνται στα core και aggregation

επίπεδα, καθιστούν την three-tier αρχιτεκτονική εξαιρετικά δαπανηρή, ενεργοβόρα [9], όπως και ευάλωτη σε περίπτωση που αστοχήσει ένας μεταγωγέας στα υψηλά επίπεδα. Επίσης για να μειωθεί το κόστος εγκατάστασης εξοπλισμού, τα δίκτυα σχεδιάζονται με κάποιο λόγο υπερκάλυψης  $n : 1$  (*over-subscription ratio*). Αυτό πρακτικά σημαίνει, πως ανά πάσα στιγμή μόνο  $1/n \times 100\%^2$  ποσοστό του πλήρους εύρους ζώνης είναι διαθέσιμο στους εξυπηρετητές για μεταφορά δεδομένων. Αν και δίκτυα με λόγο υπερκάλυψης 1:1 είναι εφικτό να σχεδιαστούν, το κόστος τους είναι απαγορευτικό ακόμα και για μέτριου μεγέθους υπολογιστικά κέντρα.



Σχήμα 1.9: Αρχιτεκτονική DCN fat-tree.

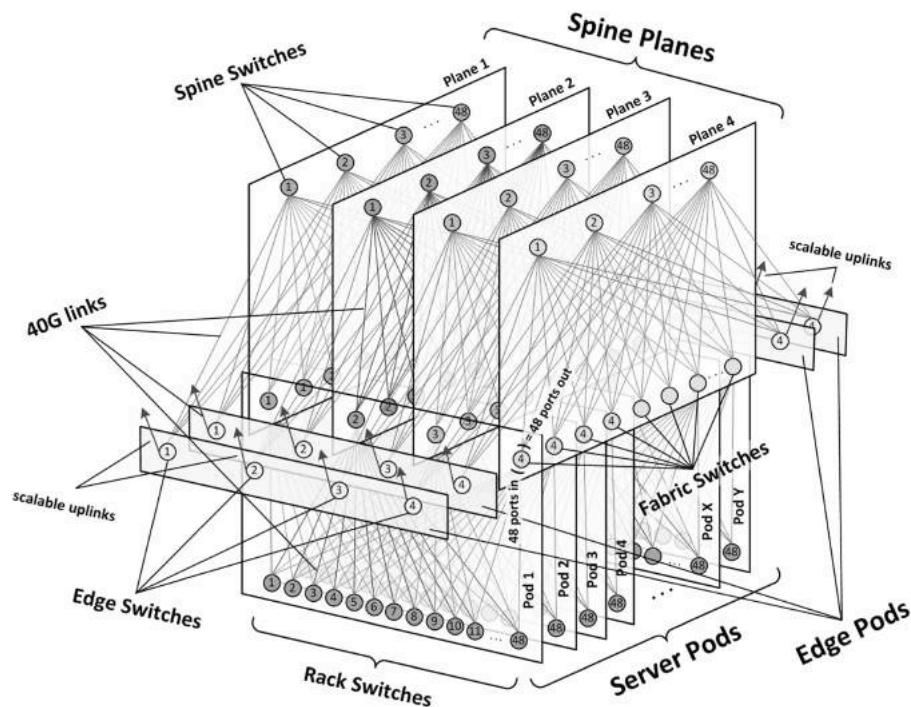
Η *Fat-tree*<sup>3</sup> αρχιτεκτονική σχεδιάστηκε ως μια αποδοτική λύση στο πρόβλημα του μειωμένου εύρους ζώνης λόγω *over-subscription*, με σκοπό να προσφέρει πλήρες εύρος ζώνης (λόγος 1:1). Το διακριτικό χαρακτηριστικό της είναι ότι για οποιοδήποτε μεταγωγέα, ο αριθμός των συνδέσεων που πηγαίνει κάτω προς τους 'αδελφούς' μεταγωγείς ή εξυπηρετητές (*siblings*) είναι ίδιος με τον αριθμό που πηγαίνει πάνω προς τον 'γονικό' μεταγωγέα (*parent*). Έτσι, οι συνδέσεις γίνονται πιο 'χοντρές' (*fatter*) προς τη ρίζα του δέντρου με τον core μεταγωγέα να έχει τον μεγαλύτερο αριθμό συνδέσεων συγκριτικά με τους μεταγωγείς από κάτω του. Επειδή στα δίκτυα εταιριών χρησιμοποιούνται εμπορικά διαθέσιμοι μεταγωγείς που έχουν καθορισμένο και σταθερό αριθμό θυρών, η αρχιτεκτονική στην οποία ο αριθμός των θυρών δεν παραμένει σταθερός δεν είναι πολύ αποδοτική. Πρέπει να τροποποιηθεί ούτως ώστε να μπορεί να χρησιμοποιήσει χαμηλού κόστους εμπορικά διαθέσιμους μεταγωγείς με σταθερό αριθμό θυρών.<sup>4</sup> Σε μια παραλλαγή της *Fat-tree* αρχιτεκτονικής, οι μεταγωγείς στα aggregation και edge επίπεδα (άρα και οι εξυπηρετητές) είναι οργανωμένοι σε 'δεξαμενές' (*Pods*), όπως φαίνεται στο σχήμα 1.9 όπου το κάθε *pod* δρομολογεί εσωτερικά από άκρη σε άκρη την επικοινωνία ανάμεσα στα μηχανήματα του. Οι μεταγωγείς στο core επίπεδο απλά συνδέουν τους μεταγωγείς εξόδου (*egress*) του κάθε *pod* με αποτέλεσμα τη μείωση του φόρτου κίνησης δεδομένων στο core επίπεδο. Με αυτόν τον τρόπο η αρχιτεκτονική γίνεται πιο 'επίπεδη' και δεν χρειάζονται μεγάλες αλλαγές σε δικτυακό υλικό για την επέκταση του υπολογιστικού κέντρου.

<sup>2</sup>Για παράδειγμα, λόγος υπερκάλυψης 5:1 σημαίνει πως το διαθέσιμο εύρος ζώνης είναι 20%. Τυπικοί λόγοι υπερκάλυψης είναι ανάμεσα σε 1.5:1 και 8:1

<sup>3</sup>Η *Fat-tree* αρχιτεκτονική εφευρέθηκε το 1985 από τον Charles Leiserson. Μπορεί να θεωρηθεί μια ειδική περίπτωση της τοπολογίας Clos.

<sup>4</sup>Ενδεικτικά, το κόστος ενός μεταγωγέα 48 θυρών GbE είναι \$7000, ενώ ενός μεταγωγέα 128 θυρών 10GbE \$700.000 χωρίς να υπολογίζεται το κόστος των καλωδίων.

Σε μια Fat-tree αρχιτεκτονική  $k$ -τάξης, κάθε δεξαμενή αποτελείται από  $(k/2)^2$  εξυπηρετητές και από  $k/2$  μεταγωγείς των  $k$  θυρών σε 2 επίπεδα. Κάθε edge μεταγωγέας συνδέεται με  $k/2$  εξυπηρετητές και  $k/2$  aggregation μεταγωγείς. Κάθε aggregation μεταγωγέας συνδέεται με  $k/2$  edge και με  $k/2$  core μεταγωγείς. Οι core μεταγωγείς είναι  $(k/2)^2$  και καθείς συνδέεται με  $k$  δεξαμενές.



**Σχήμα 1.10:** Αρχιτεκτονική DCN leaf-spine.

πηγή: *Introducing data center fabric, the next-generation Facebook data center network* [10].

Μια άλλη αρχιτεκτονική που αρχίζει να εφαρμόζεται στα σύγχρονα υπολογιστικά κέντρα, και την έχει υιοθετήσει ήδη η Facebook είναι η leaf-spine. Σκοπός αυτής της αρχιτεκτονικής είναι να μετατρέψει ολόκληρο το υπολογιστικό κέντρο σε ένα επίπεδο δίκτυο αξιοποιώντας και εδώ την οργάνωση των εξυπηρετητών σε μικρού μεγέθους δεξαμενές (*Pods*) με καθορισμένο και σταθερό αριθμό από *server rack*, αντί των μεγαλύτερων *cluster*<sup>5</sup>. Κάθε *pod* αποτελείται από 48 ToR μεταγωγείς με κάθε μεταγωγέα να έχει  $4 \times 40$  GbE uplinks, προσφέροντας συνολική χωρητικότητα 160 G για *rack* που τα μηχανήματα του συνδέονται με 10G συνδέσεις [8, 11]. Κάθε ένας από τους ToR συνδέεται με 4 μεταγωγείς που ονομάζονται *fabric switches*. Ο μικρότερος αριθμός θυρών σημαίνει ότι χρειάζονται μεσαίου μεγέθους μεταγωγείς για την άθροιση (*aggregation*) των ToR, οι οποίοι είναι εύκολα διαθέσιμοι από πολλές πηγές. Για την πραγματοποίηση πλήρους συνδεσιμότητας, υλοποιήθηκαν 4 ανεξάρτητα 'επίπεδα' (*planes*) από *spine* μεταγωγείς, που το καθένα μπορεί να συμπεριλάβει μέχρι 48 ανεξάρτητα μηχανήματα. Κάθε ένας από τους *fabric* μεταγωγείς ενός *pod* συνδέεται με κάθε έναν από τους *spine*, στο αντίστοιχο 'επίπεδο'. Η σύνδεση με το δίκτυο κορμού επιτυγχάνεται με τη χρήση *edge pods* με το καθένα να παρέχει συνολικό εύρος ζώνης 7.68 Tbps. Το πλεονέκτημα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι ότι τα *Pods* και *planes* συνιστούν μια 'αρθρωτή' (*modular*) τοπολογία ικανή να επεκτείνεται σε εκατοντάδες χιλιάδες μηχανήματα με 10G συνδέσεις.

<sup>5</sup>Κάθε *cluster* αποτελείται από πολλά *racks*, το καθένα από τα οποία έχει το δικό του *rack switch* με 44 θύρες 10GbE downlink και 4 uplink (10:1 υπερκάλυψη), για κάθε ένα από τα 4 *cluster switches*. Τα *server racks* με τα *rack switches* και τα *cluster switches* αποτελούν το *cluster*

Αν κι η ιεραρχική *three-tier* αρχιτεκτονική είναι η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη στα DCN, είδαμε ότι παρουσιάζει προβλήματα κλιμάκωσης τα οποία προκύπτουν όταν ο αριθμός των συνδεδεμένων μηχανημάτων γίνεται πολύ μεγάλος (εκατοντάδες χιλιάδες servers). Προσθέτοντας σε αυτό, το εύρος ζώνης αυξάνεται σημαντικά στην κορυφή της τοπολογίας (ρίζα του δέντρου) όπου η εγκατάσταση υψηλών επιδόσεων δικτυακού εξοπλισμού γίνεται απαραίτητη και συμβάλει στην αύξηση του κόστους και της κατανάλωσης ισχύος. Ακόμα κι αν χρησιμοποιηθούν υψηλών επιδόσεων μεταγωγείς, η κλιμάκωση περιορίζεται από τον πεπερασμένο αριθμό θυρών. Άλλο μειονεκτήμα συνιστά το γεγονός πως οι κόμβοι που βρίσκονται χαμηλότερα στην ιεραρχία είναι ευάλωτοι σε απώλεια σύνδεσης αν αστοχήσει κάποιος μεταγωγέας που βρίσκεται ψηλότερα στην ιεραρχία. Επίσης αυτή η αρχιτεκτονική έχει εμφανίζει εγγενώς πρόβλημα καταμερισμού του φόρτου (*load-balancing*). Κάποια από τα προβλήματα αντιμετωπίζονται με τις εναλλακτικές αρχιτεκτονικές που αναφέρθηκαν, εντούτοις το σημαντικότερο πρόβλημα της κλιμάκωσης και του εύρους ζώνης παραμένει. Οι 10G συνδέσεις μέσα στο rack θα χρειαστεί να αναβαθμιστούν σε 25G, με τα 50G να έπονται. Μεταξύ των rack οι 40G συνδέσεις θα γίνουν σύντομα 100G και μελλοντικά ίσως 200G ή ακόμα και 400G. Για το ευρύτερο δίκτυο μεταξύ υπολογιστικών κέντρων (*intra-data center*) 100G συνδέσεις εγκαθίστανται μέχρι τώρα, ενώ το 400GE πρωτόκολλο βρίσκεται σε διαδικασία προτυποποίησης. Το τι θα ακολουθήσει δεν είναι ακόμα γνωστό. Πιθανόν 800GE, 1TE ή 1.6TE [12]. Αυτές οι ταχύτητες μπορούν να επιτευχθούν μόνο με τη χρήση φωτονικών πομποδεκτών, όπως και μόνο οπτικές διασυνδέσεις μπορούν να αντεπεξέλθουν στην απαίτηση για χαμηλή κατανάλωση και υιοθέτηση ευέλικτων επίπεδων (*two-tier*) αρχιτεκτονικών.

### 1.3 Οπτικές διασυνδέσεις υψηλών ταχυτήτων 100Gb/s και πάνω σε υπολογιστικά κέντρα

Προς το παρόν, η οπτική τεχνολογία χρησιμοποιείται στα υπολογιστικά κέντρα για την επίτευξη συνδέσεων από σημείο σε σημείο (*point to point links*), με τον ίδιο τρόπο που οι οπτικές *point to point* συνδέσεις χρησιμοποιούνταν παλαιότερα στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα (*opaque networks*). Αυτές οι συνδέσεις βασίζονται σε χαμηλού κόστους πολυρυθμικές οπτικές ίνες (MMF) χρησιμοποιώντας διόδους VCSEL με απλά σχήματα διαμόρφωσης πλάτους NRZ-OOK και άμεση φώραση χωρίς τεχνικές επεξεργασία σήματος, αποτελώντας μια αποδοτική λύση για κοντινές αποστάσεις λόγω απλότητας και χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας. Αυτές οι ζεύξεις συνδέουν μεταγωγείς χρησιμοποιώντας *Small Form-factor Pluggable* πομποδέκτες<sup>6</sup> για να αντικαταστήσουν τις ζεύξεις χαλκού. Γρηγορότεροι πομποδέκτες με εύρος ζώνης 40 Gbps ή και 100 Gbps έχουν ήδη αρχίσει να εγκαθίστανται<sup>7</sup>. Τα κύρια μειονεκτήματα της συγκεκριμένης τεχνολογίας είναι η ενεργοβόρα μετατροπή του σήματος από ηλεκτρικό σε οπτικό και αντίστροφα καθώς η μεταγωγή πραγματοποιείται με ηλεκτρικούς μεταγωγείς πακέτου, καθώς και η αδυναμία διαμόρφωσης των διόδων VCSEL σε υψηλές ταχύτητες (>25 Gbaud). Η λύση θα ήταν η μετατροπή των δικτύων σε διαφανή (*transparent*), όπου η μεταγωγή θα πραγματοποιούταν αμιγώς στο οπτικό πεδίο, με διακριτότητα (*granularity*) πακέτου ή σχεδόν πακέτου (*burst*), χωρίς να χρειάζεται ηλεκτρική μεταγωγή πακέτου ή οπτική μεταγωγή κυκλώματος. Η μετάβαση σε αμιγώς οπτικές αρχιτεκτονικές

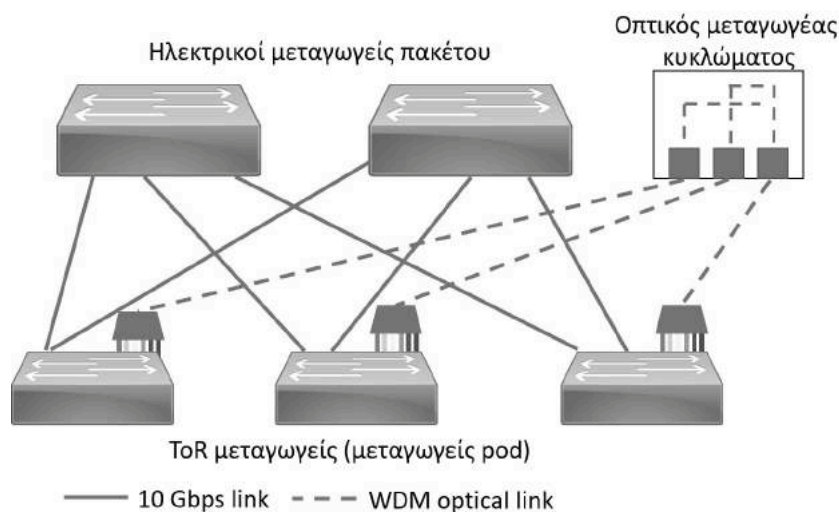
<sup>6</sup>SFP για 1 Gbps και SFP+ για 10 Gbps

<sup>7</sup>π.χ. 4 × 10 Gbps QFSP μονάδες με τέσσερα 10 Gbps παράλληλα οπτικά κανάλια και CXP μονάδες με 12 παράλληλα 10 Gbps οπτικά κανάλια.



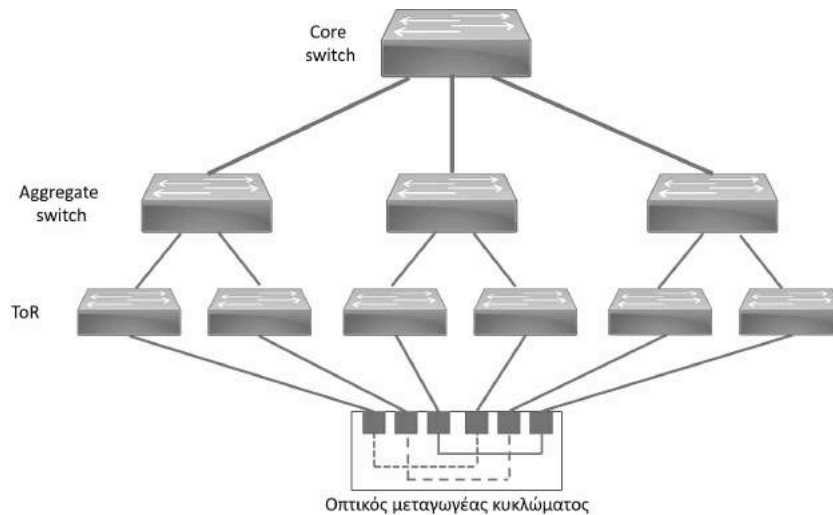
όμως απαιτεί την ανάπτυξη νέων δομικών στοιχείων όπως αμιγώς οπτικών μεταγωγέων πακέτων, η παρουσίαση των οποίων δεν θα μας απασχολήσει στην παρούσα διατριβή.

Ανάμεσα στις αμιγώς οπτικές και στις αμιγώς ηλεκτρικές αρχιτεκτονικές, έχουν προταθεί διάφορες *intra-* και *inter- DCN* αρχιτεκτονικές που βασίζονται σε οπτική μεταγωγή κυκλώματος και θα μπορούσαν να χαρακτηριστούν υβριδικές ηλεκτρικές/οπτικές. Η οπτική μεταγωγή κυκλώματος (*optical circuit switching*) και η πολυπλεξία διάιρεσης μήκους κύματος θα μπορούσαν να προσφέρουν ευελιξία στον καταμερισμό εύρους ζώνης μέσα στο υπολογιστικό κέντρο. Ένα οπτικό καλώδιο μπορεί να μεταφέρει πολλαπλές συνδέσεις των 10 Gbps, προϋποθέτοντας ότι η κίνηση οδεύει στον ίδιο προορισμό. Ο περιοριστικός παράγοντας είναι ο χρόνος μεταγωγής της τάξης των δεκάδων ms, καθιστώντας ανεδαφική την χρήση αυτής της τεχνολογίας κοντά στους εξυπηρετητές, η ταχύτητα των οποίων δεν ξεπερνά τα 10 Gbps. Εντούτοις, η οργάνωση του υπολογιστικού κέντρου σε *pods* ευνοεί την αποδοτική αξιοποίηση της οπτικής μεταγωγής εξαιτίας των σταθερότερων, μεγαλύτερων ροών, προερχόμενων από την άθροιση κίνησης σε επίπεδο *pod*. Από την άλλη όμως, δεν θα μπορούσε να εφαρμοστεί για την εξυπηρέτηση εκρηκτικής ροής μεταξύ διαφορετικών ζευγαριών *pods*, καθώς ο αριθμός των κυκλωμάτων που απαιτούνται είναι απαγορευτικός. Τέτοιου είδους εκρηκτικές ροές εξυπηρετούνται καλύτερα από την ηλεκτρική μεταγωγή πακέτου. Έτσι, στην βιβλιογραφία παρουσιάστηκαν υβριδικές αρχιτεκτονικές όπως [13, 14] οι οποίες χρησιμοποιούν αποδοτικά και τις δυο τεχνολογίες, αποδίδοντας το ίδιο με ένα αντίστοιχο δίκτυο μεταγωγής πακέτων αλλά με λιγότερο κόστος, λιγότερα καλώδια, μικρότερο μέγεθος και μικρότερη κατανάλωση ενέργειας.



**Σχήμα 1.11:** Υβριδική ηλεκτρική/οπτική DCN αρχιτεκτονική Helios

Στα σχήματα 1.11, 1.12 παρουσιάζονται δυο από τις προαναφερθείσες αρχιτεκτονικές, οι *c-through* και *Helios*. Στην *c-through* [14], οι ToR μεταγωγείς συνδέονται ταυτόχρονα σε ένα ηλεκτρικό δίκτυο μεταγωγής πακέτων (π.χ. *Ethernet*) και σε ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής κυκλώματος. Οι οπτικοί μεταγωγείς ρυθμίζονται ούτως ώστε τα *racks* με υψηλές απαιτήσεις σε εύρος ζώνης να συνδέονται δια μέσου αυτών. Φυσικά υπάρχει κατάλληλο σύστημα επίβλεψης που τοποθετείται στους υπολογιστές του δικτύου και καταγράφει τις απαιτήσεις τους σε εύρος ζώνης όταν συνδέονται με τους άλλους υπολογιστές, οι οποίες μετρήσεις στην συνέχεια συγκεντρώνονται από ένα πρόγραμμα διαχειριστή που ρυθμίζει τους οπτικούς μεταγωγείς ανάλογα με τις ανάγκες. Η *Helios* [13] είναι παρόμοια με την *c-through* μόνο που βασίζεται σε WDM ζεύξεις. Ακολουθεί μια 2-layer αρχιτε-



**Σχήμα 1.12:** Υβριδική ηλεκτρική/οπτική DCN αρχιτεκτονική c-through

κτονική κι αποτελείται από ToR και core μεταγωγείς. Οι ToR είναι ηλεκτρικοί μεταγωγείς πακέτου, ενώ οι core μπορεί να είναι είτε ηλεκτρικοί μεταγωγείς πακέτου είτε οπτικοί μεταγωγείς κυκλώματος. Οι ηλεκτρικοί μεταγωγείς χρησιμοποιούνται για επικοινωνία 'όλων-προς-όλα' όσον αφορά τα pods, ενώ οι οπτικοί μεταγωγείς χρησιμοποιούνται για υψηλού εύρους ζώνης, αργά μεταβαλλόμενη επικοινωνία μεταξύ των pods. Γίνεται φανερό ότι οι υβριδικές αρχιτεκτονικές προσπαθούν να συνδυάσουν τα καλύτερα στοιχεία των ηλεκτρικών και οπτικών δικτύων, βασιζόμενες σε ήδη διαθέσιμα οπτικά εξαρτήματα.

Όσον αφορά το οπτικό κομμάτι της δικτύωσης των παραπάνω υβριδικών αρχιτεκτονικών, αυτή δεν ακολουθεί κατανάγκη κάποιο πρότυπο όπως το Ethernet. Εκτός από την μεταφορά δεδομένων μέσω οπτικών μεταγωγέων κυκλώματος χωρίς την χρήση *Ethernet* πρότυπου (στις υβριδικές αρχιτεκτονικές), οι οπτικές ίνες αρχίζουν να αντικαθιστούν και τα συνηθισμένα χάλκινα καλώδια στους ηλεκτρικούς μεταγωγείς Ethernet λόγω της ανάγκης για μεταφορά ολοένα κι μεγαλύτερου όγκου δεδομένων, ολοένα και σε μακρύτερη απόσταση. Ο τρόπος που κυρίως γίνεται αυτό είναι με οπτικούς πομποδέκτες, σε διαφορετικά μεγέθη (*Form-factors*) και ταχύτητες, που εγκαθίστανται στις θύρες του μεταγωγέα μετατρέποντας τα ηλεκτρικά σήματα δεδομένων σε φως που στη συνέχεια διαδίδεται μέσω ίνας. Κάθε μονάδα οπτικού πομποδέκτη αποτελείται από δυο μέρη, τον πομπό και τον δέκτη. Είναι προφανές ότι έχουν συνδέσμους οπτικής ίνας στις άκρες τους, παρέχοντας σημεία άμεσης σύνδεσης καλωδίου, παρόμοια με την τεχνολογία Direct Attach Copper - DAC, με τη μόνη διαφορά ότι αντί για χαλκό χρησιμοποιείται ίνα. Οι οπτικοί πομποδέκτες τηρούν ή συμμορφώνονται με κάποιο πρότυπο ώστε να εξασφαλίζεται η διαλειτουργικότητα (*interoperability*) με αντίστοιχα προϊόντα άλλων εταιριών.

Τα *Form-factors* τείνουν να μικραίνουν με την πάροδο του χρόνου, ούτως ώστε, τελικά περισσότερες μονάδες (*modules*) οπτικών πομποδεκτών να χωράνε σε ένα σασί μεταγωγέα και να αυξάνεται η πυκνότητα των εγκατεστημένων πομποδεκτών σε ένα *rack*. Επίσης, οι αυξημένες συχνότητες λειτουργίας των οπτικών πομποδεκτών ωθούν τα οπτικά στοιχεία να έρχονται όλο και πιο κοντά με τα ηλεκτρονικά για περιορισμό των απωλειών. Σε αυτήν την κατεύθυνση έχει προταθεί η λύση της τοποθέτησης των οπτικών στοιχείων πάνω στην πλακέτα (*On Board Optics - OBO*).

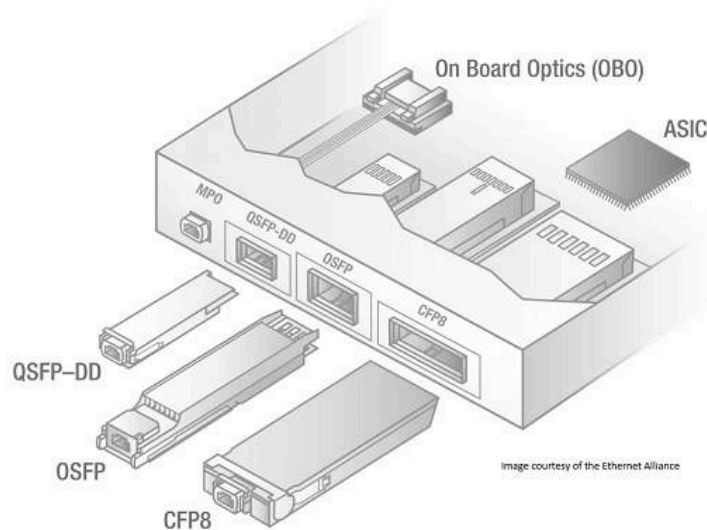
Στο σχήμα 1.13 παρουσιάζονται σε σχέδιο τα διάφορα πρότυπα CFP, QSFP, OBO με τα μεγέθη

Πίνακας 1.1: Συγκεκριμενοποιημένοι πίνακες προτύπων δικτύωσης 100-GbE, 200-GbE και 400-GbE, συμπληρωματικών και προτύπων εκτός IEEE.

Πρότυπο	Φυσικό επίπεδο	Εμβέλεια	Αριθμός καλώδ*/γρμμ.	GBaud ανά γρμμή	Μήκος κλάματος (κεντρικό) (mm)	Αείεση τομπού	Σχήμα διαμόρφ.	Μέθοδος διαμόρφωσης	Μέσο δίοδοσης	Form factor
IEEE 802.3ba	100GBASE-SR10	100 m	10 / 10	10.3125	850	VCSEL	NRZ	Εξ. διαμορφ.	MMF	CFP, CFP2
IEEE 802.3bm	100GBASE-SR4	100 m	4 / 4	25.78125 (RS-FEC)	850	VCSEL	NRZ	Εξ. διαμορφ.	MMF	CFP, CFP2, CFP4 QSFP, QSFP28
IEEE 802.3ba	100GBASE-LR4	10 km	1 / 4	25.78125	1295.56, 1300.05, 1304.59, 1309.14	DMLs/EMILs	NRZ	Απευθείας	SMF	CFP, CFP2, CFP4 QSFP, QSFP28
IEEE 802.3ba	100GBASE-ER4	30 - 40 km	1 / 4	25.78125	1295.56, 1300.05, 1304.59, 1309.14	EMILs (TOSA)	NRZ	Απευθείας	SMF	CFP, CFP2, CFP4 QSFP, QSFP28
non-IEEE	100GBASE-CWDM4 MSA	2 km	1 / 4	25.78125 (RS-FEC)	1270, 1291, 1311, 1331	DMLs/EMILs	NRZ	Απευθείας	SMF	CFP4, QSFP28
non-IEEE	100GBASE-CWDM4 OCP	500 m	1 / 4	25.78125 (RS-FEC)	1270, 1291, 1311, 1331	DMLs/EMILs	NRZ	Απευθείας	SMF	QSFP, QSFP28
non-IEEE	100GBASE-SWDM4 MSA	150 m	1 / 4	25.78125 (RS-FEC)	850, 880, 910, 940	VCSELs	NRZ	Απευθείας	MMF	QSFP, QSFP28
non-IEEE	100GBASE-PSM4	500 m	4 / 4	25.78125	1310	DMLs	NRZ	Εξ. διαμορφ.	SMF	CFP2, CFP4 QSFP28
non-IEEE	100GBASE-CLR4 MSA	2 km	1 / 4	25.78125	1271, 1291, 1311, 1331	DMLs	NRZ	Απευθείας	SMF	QSFP28
non-IEEE	OpenOptics MSA	2 m - 2 km	1 / 4	2578125	1504 - 1566	N/A	NRZ	N/A	SMF	QSFP28
IEEE 802.3cd	100GBASE-SR2	100 m	2 / 2	26.5625 (RS-FEC)	840 - 860	VCSELs	PAM-4	Εξ. διαμορφ.	MMF	CFP2, CFP4 QSFP28
IEEE 802.3bs	200GBASE-SR4	100 m	4 / 4	26.5625 (RS-FEC)	850	VCSELs	PAM4	Εξ. διαμορφ.	MMF	QSFP28, QSFP56
IEEE 802.3bs	200GBASE-DR4	500 m	4 / 4	26.5625 (RS-FEC)	1304.75 - 1317.5	DMLs/EMILs	PAM-4	Απευθείας	SMF	QSFP28, QSFP56
IEEE 802.3bs	200GBASE-FR4	2 km	1 / 4	26.5625 (RS-FEC)	1270, 1291, 1311, 1331	DMLs/EMILs	PAM-4	Απευθείας	SMF	QSFP28, QSFP56
IEEE 802.3bs	200GBASE-LR4	10 km	1 / 4	26.5625 (RS-FEC)	1295.56, 1300.05, 1304.59, 1309.14	DMLs/EMILs	PAM-4	Απευθείας	SMF	QSFP28, QSFP56
IEEE 802.3bs	400GBASE-SR16	100 m	16 / 16	26.5625 (RS-FEC)	840 - 860	VCSELs	NRZ	Εξ. διαμορφ.	MMF	CFP8, QSDP28 QSFP56, COBO
IEEE 802.3bs	400GBASE-DR4	500 m	4 / 4	53.125	1304.50-1317.50	DMLs/EMILs	PAM-4	Απευθείας	SMF	CFP8, QSDP28 QSFP56, COBO
IEEE 802.3bs	400GBASE-FR8	2 km	1 / 8	26.5625 (RS-FEC)	1273.55, 1277.89, 1282.26, 1286.66, 1295.56, 1300.05, 1304.58, 1309.14	DMLs/EMILs	PAM-4	Απευθείας	SMF	CFP8, QSDP28 QSFP56, COBO
IEEE 802.3bs	400GBASE-LR8	10 km	1 / 8	26.5625 (RS-FEC)	1273.55, 1277.89, 1282.26, 1286.66, 1295.56, 1300.05, 1304.58, 1309.14	DMLs/EMILs	PAM-4	Απευθείας	SMF	CFP8, QSDP28 QSFP56, COBO

\*ανά κατεύθυνση

RS-FEC = Reed Solomon Forward Error Correction, SR = Short Range, LR = Long Range, ER = Extended Range  
CFP = C Form-factor Pluggable, (Q)SFP = (Quad) Small Form-factor Pluggable, COBO = Consortium for On Board Optics



**Σχήμα 1.13:** Σχηματικό που δείχνει τα μεγέθη οπτικών πομποδεκτών διαφορετικών *Form-factors* όπως CFP, QSFP, OBO  
 Πηγή: Ethernet Alliance

τους να φανερώσουν την τάση για σμίχρυνση των μονάδων. Στον πίνακα 1.1 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα πρότυπα για Gigabit Ethernet. Ο πίνακας δείχνει ότι όλα τα πρότυπα της IEEE και τα MSA στηρίζονται στην χρησιμοποίηση παράλληλων γραμμών σε χαμηλότερη ταχύτητα ώστε να επιτύχουν αθροιστικά χωρητικότητες 100 Gbps, 200 Gbps και 400 Gbps. Τα κανάλια αυτά μεταδίδονται είτε σε διαφορετικές οπτικές ίνες χρησιμοποιώντας πηγές λέιζερ στο ίδιο μήκος κύματος π.χ στα 1310 nm ή 850 nm, είτε στο ίδιο φυσικό μέσο (οπτική ίνα) με πηγές λέιζερ σε διαφορετικά μήκη κύματος εκπομπής υλοποιώντας ένα είδος πολυπλεξίας με διαίρεση μήκους κύματος. Επίσης η μέθοδος διαμόρφωσης που ακολουθείται είναι η απευθείας διαμόρφωση πλάτους και άμεση φώραση (Intensity Modulation/Direct Detection - IM/DD λόγω της απλότητας της καθώς δεν χρειάζεται εξωτερικούς διαμορφωτές στον πομπό και πολύπλοκα οπτικά και ηλεκτρονικά στοιχεία στο δέκτη για την αποδιαμόρφωση του σήματος. Το φυσικό μέσο διάδοσης που επιλέγεται είναι η πολυρυθμική οπτική ίνα (MMF) λόγω των κοντινών αποστάσεων που στοχεύουν αυτά τα πρότυπα και του χαμηλότερου κόστους.

Από την άλλη μεριά, καθώς η επέκταση των DCN γίνεται και στο χώρο με καινούργια μηχανήματα να εγκαθίστανται συνέχεια, οι πομποδέκτες θα χρησιμοποιούν μόνο SMF λόγω των αποστάσεων των μηχανημάτων που θα είναι πάνω από μερικές εκατονάδες μέτρα, με τις MMF να αποσύρονται. Όπως αναφέρθηκε πιο πάνω οι οπτικοί πομποδέκτες αποτελούνται από διακριτά μέρη, με το φυσικό μέσο διάδοσης να συνδέει τον πομπό και το δέκτη στις άκρες του. Το βασικότερο μειονέκτημα αυτής της σχεδίασης, εκτός από το ξεχωριστό interface της οπτικής ίνας με τον πομπό και το δέκτη στους συνδέσμους, είναι η ανάγκη για συμμόρφωση με κάποιο GbE πρότυπο για την επίτευξη μέγιστης συμβατότητας ανάμεσα στους κατασκευαστές. Αυτή η αναγκαιότητα περιορίζει τους σχεδιαστές στην τεχνολογία μετάδοσης και στα εξαρτήματα που μπορούν να χρησιμοποιήσουν μέσα στα κουτιά του πομπού και του δέκτη.

Έτσι έκαναν την εμφάνιση τους τα *Ενεργά Οπτικά Καλώδια (Active Optical Cables - AOC)*, τα οποία προσφέρουν Ethernet δικτύωση σε ταχύτητες πολλαπλάσιες των 10 Gbps, με εμβέλεια με-

γαλύτερη από τα 100 μέτρα των απλών χάλκινων καλωδίων, με χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος συγκριτικά με ένα module πομποδέκτη, χωρίς να επηρεάζονται από ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) χωρίς την ανάγκη να καθαρίζονται τα οπτικά καλώδια. Επίσης το μικρότερο μέγεθος καλωδίων εξοικονομεί χώρο και βάρος στο rack. Ένα ενεργό οπτικό καλώδιο αποτελείται από ένα κομμάτι πολυρυθμικής ή μονορυθμικής οπτικής ίνας στις άκρες του οποίου βρίσκονται ένα πομπός και ένας δέκτης με τα αντίστοιχα οπτικά και ηλεκτρονικά κυκλώματά τους. Στον πομπό χρησιμοποιούνται συνήθως VCSEL πηγές λέιζερ οι οποίες διαμορφώνονται απευθείας, είναι χαμηλού κόστους, αλλά δεν είναι αξιόπιστα για ταχύτητες διαμόρφωσης πάνω από 20 GHz [15, 16]. Το ερευνητικό ενδιαφέρον σε αυτόν τον τομέα είναι μεγάλο, παρόλα αυτά μόνο εργαστηριακά έχουν δειχθεί πηγές που μπορούν να ξεπεράσουν τα 20 GHz εύρος ζώνης και μπορούν να υποστηρίξουν ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους των 40 Gbps [17]. Στη βιβλιογραφία έχουν επιτευχθεί εύρη ζώνης διαμόρφωσης έως και 50 GHz [18], χρησιμοποιώντας όμως τεχνικές όπως *injection locking* και όχι απευθείας διαμόρφωση που είναι η πιο απλή κι αξιόπιστη τεχνική. Η απευθείας διαμόρφωση χρησιμοποιείται από όλες τις εμπορικά διαθέσιμες υλοποιήσεις, οι οποίες όμως δεν ξεπερνούν το εύρος ζώνης των 20 GHz. Ένα AOC συνδέεται μόνο ηλεκτρικά στις άκρες του. Επομένως τα δεδομένα προς μετάδοση είναι ένα ηλεκτρικό σήμα που μετατρέπεται σε οπτικό, διαδίδεται μέσω της οπτικής ίνας, και στον δέκτη μετατρέπεται πάλι σε ηλεκτρικό. Αυτή η διαδικασία είναι 'διάφανης' για τους μεταγωγείς, οι οποίοι το μόνο που βλέπουν είναι ηλεκτρικά δεδομένα να μεταφέρονται. Η έλλειψη προτύπου δικτύωσης παρέχει στους σχεδιαστές την ελευθερία να χρησιμοποιούν τα χαμηλότερου κόστους υλικά και σχέδια οπτικού πομποδέκτη, αλλά και να επιλέγουν τα εξαρτήματα που θέλουν ώστε να επιτύχουν το βέλτιστο αποτέλεσμα, έχοντας να ικανοποιήσουν μόνο την ανάγκη για συμβατότητα με τα ηλεκτρικά σήματα και το *form-factor* [19].

## 1.4 Κίνητρο και δομή διατριβής

Η ανάγκη για μεγαλύτερο εύρος ζώνης στα DCN έχει ήδη αρχίσει να ωθεί στα όρια τις συνδέσεις 100 Gbps των μεταγωγέων στα ανώτερα επίπεδα και σύντομα δεν θα επαρκούν. Ήδη το 400GbE πρότυπο IEEE 802.3bs αναμένεται να οριστικοποιηθεί και να αρχίσουν να γίνονται εμπορικά διαθέσιμοι 400GBASE οπτικοί πομποδέκτες. Επίσης, όσον αφορά τις υβριδικές αρχιτεκτονικές που παρουσιάστηκαν πιο πάνω, γίνεται επίσης φανερό ότι οι υλοποιήσεις με παράλληλες γραμμές δεν είναι συμβατές με την οπτική μεταγωγή κυκλώματος, αν είναι να διατηρηθεί ο τελικός ρυθμός μετάδοσης και η ακεραιότητα των δεδομένων. Τα AOCs προσφέρουν μια ευελιξία στη σχεδίαση της διασύνδεσης και αρκετά πλεονεκτήματα συγκριτικά με τους απλούς οπτικούς πομποδέκτες, αλλά δεν παύουν κι αυτά να χρησιμοποιούν παράλληλες γραμμές με συστοιχίες πομπών και δεκτών για την επίτευξη υψηλών τελικών ταχυτήτων. Η απευθείας διαμόρφωση πηγών VCSEL δεν μπορεί να επιτύχει ταχύτητες πάνω από 25Gbps με απλά σχήματα διαμόρφωσης. Οι υλοποιήσεις με DFB πηγές και εξωτερικούς διαμορφωτές τεχνολογίας πυριτίου εμφανίζουν μειονεκτήματα ανάλογα με τον τύπο του διαμορφωτή στην πλατφόρμα SOI, λόγω αυξημένων απωλειών. Οι διαμορφωτές τύπου Mach-Zehnder έχουν μήκος μερικών mm κι ως εκ τούτου μεγάλη κατανάλωση, το μήκος κύματος λειτουργίας στους διαμορφωτές δακτυλίου εξαρτάται πολύ από τις κατασκευαστικές ανοχές, ενώ οι SiGe διαμορφωτές ηλεκτροαπορόφησης έχουν βέλτιστο μήκος κύματος λειτουργίας κοντά τα άκρα της C-band στα 1600nm περίπου [20].

Η χρήση της ηλεκτρονικής πολυπλεξίας μπορεί να επιτρέψει ταχύτητες μεγαλύτερες και από 100 Gbaud [21] με συγκεκριμένες τεχνολογίες όπως η InP-DHBT χωρίς την ανάγκη χρήσης παράλληλων γραμμών. Παρόλα αυτά απαιτούνται οπτοηλεκτρονικά στοιχεία όπως οπτικοί διαμορφωτές, φωτοδίοδοι και ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης με πολύ μεγάλο εύρος ζώνης. Για τα τελευταία, έχουν δειχθεί, ερευνητικά τουλάχιστον, κυκλώματα οδήγησης με εύρος ζώνης μεγαλύτερο των 100 GHz [22]. Είναι φανερό ότι μια τεχνολογική πλατφόρμα που μπορεί να συνδυάσει όλες τις λειτουργίες και να ξεπεράσει τα 100 Gbps ανοίγοντας δρόμο για ταχύτητες 200 ή και 400 Gbps χρησιμοποιώντας ένα μήκος κύματος και λιγότερες από 4 γραμμές, κι η οποία θα ήταν συμβατή με τις υβριδικές αρχιτεκτονικές δεν έχει γίνει ακόμα διαθέσιμη. Είναι εμφανές ότι υπάρχει ένα κενό. Μια πιθανή λύση είναι η χρήση διαφορετικών τεχνολογικών πλατφορμών για τις διαφορετικές λειτουργίες όπως παραγωγή φωτός, γρήγορη (>100Gbps) διαμόρφωση του σήματος, επεξεργασία ηλεκτρικών σημάτων και η υβριδική ολοκλήρωση τους σε ένα οπτικό υποσύνολο (Optical SubAssembly - OSA), συνδυάζοντας έτσι τα καλύτερα στοιχεία τους. Το κίνητρο για την παρούσα διατριβή ήταν η προσπάθεια για κάλυψη του κενού αναπτύσσοντας δυο εξελιγμένες μορφές πομπών υψηλής χωρητικότητας σειριακής μετάδοσης, καθώς και η ανάπτυξη των απαραίτητων φωτονικών δομών στην πολυμερική ηλεκτροοπτική πλατφόρμα που θα αναβάθμιζαν την λειτουργικότητα τους και θα επέτρεπαν την πραγματοποίηση των πομπών αυτών. Οι πομποί συνδυάστηκαν με πολύ γρήγορους δέκτες για να σχηματίσουν ολοκληρωμένες οπτικές διασυνδέσεις για κοντινές αποστάσεις, που θα βρίσκουν εφαρμογή σε οπτικές διασυνδέσεις εντός των κέντρων δεδομένων σε αποστάσεις έως 2 km. Ακολουθώντας μια τέτοια "από πάνω προς τα κάτω" προσέγγιση, αφού ορίστηκαν οι απαιτήσεις του συστήματος και των εξαρτημάτων, στην συνέχεια αναγνωρίστηκαν οι τεχνολογικές πλατφόρμες για τις απαιτούμενες λειτουργίες. Το επόμενο βήμα ήταν να συνδυαστούν σε συσκευές αυξημένης λειτουργικότητας. Για τους ποπούς, η διαμόρφωση του φωτός βασίστηκε σε πολύ γρήγορους Mach-Zehnder διαμορφωτές κατασκευασμένους σε ηλεκτροοπτική πολυμερική πλατφόρμα, η πολυπλεξία των ηλεκτρικών σημάτων στον τελικό ρυθμό για την οδήγηση των διαμορφωτών βασίστηκε σε κυκλώματα InP-DHBT και τα DFB λέιζερ σε InP. Με αυτά τα συστατικά μέρη σχεδιάστηκαν ένας πομπός που έφερε δυο παράλληλους διαμορφωτές Mach-Zehnder και άλλα στοιχεία που ολοκληρώθηκαν για πρώτη φορά σε ηλεκτροοπτική πλατφόρμα [23, 24], για συνολική χωρητικότητα  $\times 100$  Gbps [25, 26], καθώς και ένας πομπός σειριακής μετάδοσης 100 Gbps με δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος σε όλη τη C-band. Ειδικότερα για τον πομπό μεταβλητού μήκους κύματος, βασίστηκε στον ίδιο γρήγορο διαμορφωτή, και χρησιμοποιήθηκε ένα λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας το οποίο αποτελούταν από ένα InP-gain chip και ένα περιθλαστικό φράγμα Bragg κατασκευασμένο σε πολυμερικό τσιπ, το οποίο λειτουργούσε σαν την δεύτερη ανακλαστική επιφάνεια της κοιλότητας λέιζερ [23, 27, 28]. Το πολυμερικό τσιπ ήταν ολοκληρωμένο υβριδικά με το τσιπ του διαμορφωτή σχηματίζοντας το υποσύνολο των οπτικών στοιχείων, που με τη σειρά του πλαισιωνόταν από τα γρήγορα ηλεκτρονικά για την οδήγηση των διαμορφωτών και τη λειτουργία του πομπού [29, 30]. Το κίνητρο πίσω από την σύλληψη του συγκεκριμένου πομπού μεταβλητού μήκους κύματος είναι η ανάγκη για ανάπτυξη ενός πομπού υψηλής χωρητικότητας σε ένα κανάλι (ένα μήκος κύματος εκπομπής) που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί με οπτικούς μεταγωγείς κυκλώματος (OCS). Οι διακόπτες OCS έχουν προταθεί σαν εναλλακτική για να αντικατασταθούν μελλοντικά τους ηλεκτρικούς διακόπτες που συνεχώς πιέζονται από άποψη ταχύτητας και χωρητικότητας. Η χωρητικότητα του κεντρικού ASIC ενός ηλεκτρικού διακόπτη αυτή τη στιγμή είναι στα 12.5 Tb/s

με επόμενο σταθμό τα 25 Tb/s, αλλά με αλλαγή στην τεχνολογία της λιθογραφίας σε μικρότερο μέγεθος τρανζίστορ, το οποίο φαίνεται αφικτό, αλλά προκαλεί μεγάλη πρόκληση η κλιμάκωση πέρα από τα 25 Tb/s. Οι οπτικοί διακόπτες, καθώς μεταγούν σε επίπεδο οπτικού κυκλώματος είναι αγνωστικοί ως προς το ρυθμό μετάδοσης του καναλιού, υποστηρίζοντας εύκολα ταχύτητες γραμμής και συνολική χωρητικότητα πολλαπλάσιες από ότι ένας ηλεκτρικός διακόπτης. Από την άλλη, το κύριο μειονέκτημα των OCS διακοπών μέχρι σήμερα που έχει αναβάλει την εμπορική εξάπλωση τους είναι οι σχετικά αργοί χρόνοι μεταγωγής, δηλαδή της αλλαγής κατάστασης από έναν οπτικό δρόμο σε έναν νέο μέσα στο οπτικό κύκλωμα. Παράλληλα, αναπτύχθηκε μια μέθοδος μετασχηματισμού του σχήματος διαμόρφωσης ενός σήματος RZ σε NRZ, με αμιγώς οπτικό τρόπο, βασισμένη σε ολοκληρωμένο φωτονικό κύκλωμα. Το κύκλωμα αυτό μπορεί να βρίσκεται στην διεπαφή ενός κύριου τμήματος οπτικού δικτύου όπου επικρατεί η πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιώντας στενούς οπτικούς παλμούς RZ, με το τμήμα του μητροπολιτικού δικτύου ή δικτύου πρόσβασης στο οποίο το σχήμα διαμόρφωσης πρέπει να μετατραπεί στο πιο φασματικά αποδοτικό NRZ λόγω χρήσης πολυπλεξίας στο πεδίο της συχνότητας.

Πέρα από το παρόν εισαγωγικό κεφάλαιο, το υπόλοιπο της παρούσας διατριβής χωρίζεται σε τέσσερα κεφάλαια. Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται τεχνολογίες για επίτευξη ταχυτήτων 100 Gb/s σε οπτικά δίκτυα αξιοποιώντας πολυπλεξία στον χρόνο, γίνεται μια βιβλιογραφική ανασκόπηση των αμιγώς οπτικών μεθόδων μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης RZ σε NRZ, και περιγραφή της μεθόδου μετασχηματισμού RZ-DPSK σε NRZ-DPSK που αναπτύχθηκε. Παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης της λειτουργίας της μεθόδου σε λογισμικό, η πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της μεθόδου και αποτελέσματα μετάδοσης των μετασχηματισμένων σημάτων με αξιολόγηση λαθών. Περιγράφεται επίσης η ηλεκτρονική πολυπλεξία ως παράλληλος δρόμος στην επίτευξη ταχυτήτων 100 Gb/s και πάνω. Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται ο ολοκληρωμένος πομπός  $2 \times 100$  Gb/s, γίνεται περιγραφή του κυκλώματος του πομπού, εστιάζοντας στην ηλεκτροοπτική πολυμερική πλατφόρμα και στις καινούριες δομές. Περιγράφεται αναλυτικά ο σχεδιασμός των δομών Multi-mode interference couplers στην πλατφόρμα και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, παρουσιάζονται οι δομές που κατασκευάστηκαν και τα αποτελέσματα από τον πειραματικό χαρακτηρισμό τους. Στην συνέχεια περιγράφεται η κατασκευή του οπτικού υποσυνόλου του πομπού και η διαδικασία συναρμογής του πομπού. Γίνεται συνοπτική περιγραφή του δέκτη  $4 \times 100$  Gb/s που θα συνυδαστεί με τον πομπό για να επιτευχθεί μια ολοκληρωμένη οπτική διασύνδεση. Παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης του πομπού σε επίπεδο οπτικής ζεύξης με τον πομπό και τον δέκτη. Τέλος περιγράφεται η πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε για τον χαρακτηρισμό της  $2 \times 100$  Gb/s οπτικής διασύνδεσης και αποτελέσματα από τα πειράματα μετάδοσης σε ταχύτητες  $2 \times 100$  Gb/s και  $2 \times 80$  Gb/s. Στο τέταρτο κεφάλαιο περιγράφεται ο ολοκληρωμένος πομπός 100 Gb/s μεταβλητού μήκους κύματος. Περιγράφεται η ιδέα της υβριδικής ολοκλήρωσης δυο φωτονικών πλατφορμών με βάση την συμπληρωματικότητα τους, περιγράφεται ο σχεδιασμός των περιθλαστικών φραγμάτων Bragg στην πλατφόρμα και τα αποτελέσματα προσομοιώσεων, παρουσιάζεται το λέιζερ εξωτερικής κοιότητας που προέκυψε από την υβριδική ολοκλήρωση των φραγμάτων Bragg με στοιχεία κέρδους και περιγράφεται το κύκλωμα του πομπού. Στην συνέχεια παρουσιάζονται η πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε για τον χαρακτηρισμό του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος και αποτελέσματα από τις μετρήσεις και πειράματα μετάδοσης. Επίσης περιγράφεται η πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε για την προσομοίωση ενός οπτικού δικτύου μεταγωγής κυκλώματος (OCS). Το

τελευταίο κεφάλαιο της διατριβής παρουσιάζει τα συμπεράσματα και τις προτάσεις για μελλοντική έρευνα, όπου παρατίθενται κάποιες κατευθύνσεις για το που θα έπρεπε να στραφούν οι μελλοντικές ερευνητικές προσπάθειες, κατά την άποψη του συγγραφέα, λαμβάνοντας υπόψη και τα τωρινά άλυτα προβλήματα στο πεδίο της φωτονικής για οπτικούς πομποδέκτες.



## Αναφορές

- [1] E. Agrell, M. Karlsson, A. R. Chraplyvy, D. J. Richardson, P. M. Krummrich, P. Winzer, K. Roberts, J. K. Fischer, S. J. Savory, B. J. Eggleton, M. Secondini, F. R. Kschischang, A. Lord, J. Prat, I. Tomkos, J. E. Bowers, S. Srinivasan, M. Brandt-Pearce, and N. Gisin, “Roadmap of optical communications,” *Journal of Optics*, vol. 18, no. 6, p. 063002, 2016.
- [2] D. O. Juniper, “The Bandwidth Explosion,” in *IEEE 802.3 Working Group*, pp. 1–4, March 19 2013.
- [3] Cisco, “The Zettabyte Era: Trends and Analysis,” *Visual networking index*, Jun 2016.
- [4] Cisco, “Forecast and Methodology, 2015 - 2020,” *Global Cloud Index*, Jun 2016.
- [5] Ericsson, “Hyperscale Cloud - reimagining data centers from hardware to applications,” *Ericsson white paper*, May 2016.
- [6] H. Qi, M. Shiraz, J.-y. Liu, A. Gani, Z. Abdul Rahman, and T. A. Altameem, “Data center network architecture in cloud computing: review, taxonomy, and open research issues,” *Journal of Zhejiang University SCIENCE C*, vol. 15, no. 9, pp. 776–793, 2014.
- [7] B. Wang, Z. Qi, R. Ma, H. Guan, and A. V. Vasilakos, “A survey on data center networking for cloud computing,” *Computer Networks*, vol. 91, pp. 528 – 547, 2015.
- [8] B. Lebednik, A. Mangal, and N. Tiwari, “A Survey and Evaluation of Data Center Network Topologies,” *CoRR*, vol. abs/1605.01701, 2016.
- [9] K. Bilal, S. U. Khan, L. Zhang, H. Li, K. Hayat, S. A. Madani, N. Min-Allah, L. Wang, D. Chen, M. Iqbal, C.-Z. Xu, and A. Y. Zomaya, “Quantitative comparisons of the state-of-the-art data center architectures,” *Concurrency and Computation: Practice and Experience*, vol. 25, no. 12, pp. 1771–1783, 2013.
- [10] “Introducing data center fabric, the next-generation Facebook data center network.” <https://code.facebook.com/posts/360346274145943/introducing-data-center-fabric-the-next-generation-facebook-data-center-network/>. Available online; accessed April 2017.
- [11] N. Farrington and A. Andreyev, “Facebook’s data center network architecture,” in *2013 Optical Interconnects Conference*, pp. 49–50, May 2013.
- [12] C. Urricariet, “Latest Trends in Optical Interconnects,” in *2016 North American Network Operators’ Group 66*, pp. 1–33, February 2016.
- [13] N. Farrington, G. Porter, S. Radhakrishnan, H. H. Bazzaz, V. Subramanya, Y. Fainman, G. Papen, and A. Vahdat, “Helios: A Hybrid Electrical/Optical Switch Architecture for Modular Data Centers,” in *Proceedings of the ACM SIGCOMM 2010 Conference*, SIGCOMM ’10, (New York, NY, USA), pp. 339–350, ACM, 2010.
- [14] G. Wang, D. G. Andersen, M. Kaminsky, K. Papagiannaki, T. E. Ng, M. Kozuch, and M. Ryan, “c-through: part-time optics in data centers,” *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 41, pp. –, Aug. 2010.
- [15] A. Kasukawa, “VCSEL Technology for Green Optical Interconnects,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, pp. 642–646, April 2012.
- [16] L. Chrostowski, “Optical Interconnects using injection-locked VCSELs,” in *Frontiers in Optics 2007/Laser Science XXIII/Organic Materials and Devices for Displays and Energy Conversion*, p. FThH2, Optical Society of America, 2007.
- [17] S. Spiga, A. Andrejew, G. B. m, and M. C. Amann, “Single-mode 1.5-um VCSELs with small-signal bandwidth beyond 20 GHz,” in *2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, July 2016.

- [18] L. Chrostowski, X. Zhao, C. J. Chang-Hasnain, R. Shau, M. Ortsiefer, and M. C. Amann, “50-GHz optically injection-locked 1.55-  $\mu\text{m}$  VCSELs,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, pp. 367–369, Jan 2006.
- [19] “AOCs – Active Optical Cables Why are 2 transceivers and fibers priced less than one connectorized transceiver?.” <http://www.mellanox.com/blog/2016/12/aocs-active-optical-cables-why-are-2-transceivers-and-fibers-priced-less-than-one-connectorized-transceiver/>. Available online; accessed December 2017.
- [20] D. Feng, S. Liao, H. Liang, J. Fong, B. Bijlani, R. Shafiha, B. J. Luff, Y. Luo, J. Cunningham, A. V. Krishnamoorthy, and M. Asghari, “High speed gesi electro-absorption modulator at 1550 nm wavelength on soi waveguide,” *Opt. Express*, vol. 20, pp. 22224–22232, Sep 2012.
- [21] H. Mardoyan, F. Jorge, O. Ozolins, J. M. Estaran, A. Udalcovs, A. Konczykowska, M. Riet, B. Duval, V. Nodjiadjim, J.-Y. Dupuy, X. Pang, U. Westergren, J. Chen, S. Popov, and S. Bigo, “204-gbaud on-off keying transmitter for inter-data center communications,” in *Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers*, p. Th4A.4, Optical Society of America, 2018.
- [22] J. M. Estarán, H. Mardoyan, F. Jorge, O. Ozolins, A. Udalcovs, A. Konczykowska, M. Riet, B. Duval, V. Nodjiadjim, J. Dupuy, X. Pang, U. Westergren, J. Chen, S. Popov, and S. Bigo, “140/180/204-gbaud ook transceiver for inter- and intra-data center connectivity,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 1, pp. 178–187, 2019.
- [23] P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, C. Kouloumentas, D. de Felipe, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, “Complex monolithic and inp hybrid integration on high bandwidth electro-optic polymer platform,” *Opt. Lett.*, vol. 37, pp. 3465–3467, Aug 2012.
- [24] P. Groumas, Z. Zhang, D. de Felipe, V. Katopodis, C. Kouloumentas, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, “Novel photonic integration platform based on electro-optic polymers,” in *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, p. P2.05, Optical Society of America, 2012.
- [25] V. Katopodis, P. Groumas, Z. Zhang, J. Y. Dupuy, E. Miller, A. Beretta, L. Gounaridis, J. H. Choi, D. Pech, F. Jorge, V. Nodjiadjim, R. Dinu, G. Cangini, A. Dede, A. Vannucci, A. Konczykowska, N. Keil, H. G. Bach, N. Grote, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, “ $2 \times 100$  -gb/s NRZ-OOK Integrated Transmitter for Intradata Center Connectivity,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 2078–2081, Oct 2014.
- [26] P. Groumas, V. Katopodis, J. H. Choi, H.-G. Bach, J.-Y. Dupuy, A. Konczykowska, Z. Zhang, P. Harati, E. Miller, A. Beretta, L. Gounaridis, F. Jorge, V. Nodjiadjim, A. Dede, A. Vannucci, G. Cangini, R. Dinu, N. Keil, N. Grote, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, “Multi-100 GbE and 400 GbE Interfaces for Intra-Data Center Networks Based on Arrayed Transceivers with Serial 100 Gb/s Operation,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, pp. 943–954, Feb 2015.
- [27] D. D. Felipe, Z. Zhang, F. Soares, W. Rehbein, W. Brinker, H. Klein, C. Zawadzki, M. Moehrle, N. Keil, N. Grote, and P. Groumas, “Widely-tunable polymer waveguide grating laser,” in *16th European Conference on Integrated Optics (ECIO)*, 2012.
- [28] N. Grote, Z. Zhang, H. Klein, D. D. Felipe, W. Rehbein, W. Brinker, C. Zawadzki, N. Keil, P. Groumas, C. Kouloumentas, R. Dinu, and E. Miller, “Thermo-optically tunable polymer-based waveguide bragg-grating lasers for the c-band domain,” in *Latin America Optics and Photonics Conference*, p. LS4A.2, Optical Society of America, 2012.
- [29] P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, A. Konczykowska, J. Y. Dupuy, A. Beretta, A. Dede, J. H. Choi, P. Harati, F. Jorge, V. Nodjiadjim, M. Riet, R. Dinu, G. Cangini, E. Miller, A. Vannucci, N. Keil, H. G. Bach, N. Grote, M. Spyropoulou, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, “Tunable 100 gbaud transmitter based on hybrid polymer-to-polymer integration for flexible optical interconnects,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, pp. 407–418, Jan 2016.

- 
- [30] V. Katopodis, Z. Zhang, P. Groumas, A. Konczykowska, J. Y. Dupuy, A. Beretta, A. Dede, E. Miller, J. H. Choi, P. Harati, F. Jorge, V. Nodjiadjim, R. Dinu, G. Cangini, A. Vannucci, N. Keil, H. G. Bach, N. Grote, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, “Tunable transmitter for serial 100 gb/s connectivity inside flexible data centers using hybrid polymer integration,” in *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1–3, March 2015.







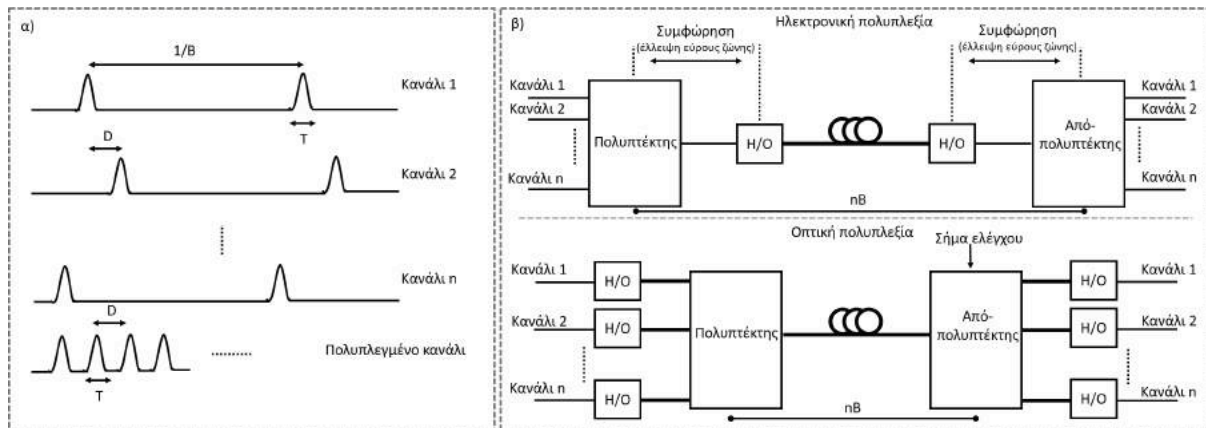
---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

---

### Τεχνολογίες για επίτευξη ταχυτήτων 100Gb/s σε οπτικά δίκτυα

**Τ**ο προηγούμενο κεφάλαιο περιέγραφε τα κίνητρα που ωθούν την ανάγκη για αύξηση της χωρητικότητας στις διασυνδέσεις των υπολογιστικών κέντρων, όπως επίσης και τεχνολογίες οπτικών διασυνδέσεων υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Όμως, ρυθμοί μετάδοσης της τάξης των 100 Gbit/s είναι δύσκολο να επιτευχθούν από τα ηλεκτρονικά κυκλώματα λόγω του πολύ μεγάλου εύρους ζώνης που απαιτείται (ίδιας τάξης σε GHz) και ωθεί την κατασκευαστική τεχνολογία (λιθογραφία) στα άκρα. Οι πρώτες εργαστηριακές διατάξεις σειριακής μετάδοσης 100 Gbit/s χρησιμοποιώντας ηλεκτρονική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (ETDM) εμφανίστηκαν το 2006-7 [1, 2], αλλά χρησιμοποιούσαν εξωτερικά κυκλώματα ηλεκτρονικής πολυπλεξίας στον πομπό. Μόλις το 2012 παρουσιάστηκε ο πρώτος πομπός σειριακής μετάδοσης 100 Gbit/s με τον ηλεκτρονικό πολυπλέκτη μέσα στο ίδιο κουτί με τον διαμορφωτή και την πηγή λέιζερ [3]. Γρήγοροι δέκτες με εύρος ζώνης 100 GHz) [4], κυκλώματα αποπολυπλεξίας στα 100 Gbit/s [5] αλλά και δέκτες με ηλεκτρονικό αποπολυπλέκτη στο ίδιο κουτί για λήψη στα 100 Gbit/s [6] είχαν παρουσιαστεί επίσης την ίδια περίπου χρονική περίοδο. Η ίδια τεχνική πολυπλεξίας στο οπτικό πεδίο (OTDM) είχε χρησιμοποιηθεί αρκετά νωρίτερα, αφού αυτός ήταν ένας τρόπος να ξεπεραστούν τα προβλήματα εύρους ζώνης των αργών ηλεκτρονικών στοιχείων, που τη δεκαετία του '90 δεν ξεπερνούσαν σε ταχύτητα τα 10 Gbit/s, και να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης ενός καναλιού. Με αυτόν τον τρόπο, διατάξεις ρυθμού μετάδοσης 100 Gbit/s είχαν δειχθεί ήδη από το 1993 χρησιμοποιώντας έναν πομπό στενών παλμών με βασικό ρυθμό μετάδοσης 6.3 Gbit/s και έναν παθητικό οπτικό  $16\times$  πολυπλέκτη [7]. Με αυτή την τεχνική έχουν επίσης δειχθεί μεγαλύτεροι ρυθμοί μετάδοσης 160 Gbit/s [8] έως και 400 Gbit/s [9] σε ένα μήκος κύματος (κανάλι). Η δομή του υπόλοιπου κεφαλαίου είναι ως εξής: στην συνέχεια δίνεται μια περιγραφή της τεχνικής OTDM για την αύξηση της χωρητικότητας ενός καναλιού, περιγράφονται σύντομα τα δομικά στοιχεία μιας OTDM ζεύξης, επίσης περιγράφεται η υλοποίηση και πειραματική μελέτη ενός πρωτότυπου κυκλώματος μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης που θα μπορούσε να βρει εφαρμογή στα σημεία διασύνδεσης μεικτών δικτύων WDM και OTDM. Τέλος περιγράφονται 100 Gbit/s ETDM πομποί εξωτερικής πολυπλεξίας ως πρόδρομοι ολοκληρωμένων πομπών σειριακής μετάδοσης 100 Gbit/s.



**Σχήμα 2.1:** (α) Σχεδιάγραμμα λειτουργίας της πολυπλεξίας OTDM  $n$  καναλιών, (β) σχεδιάγραμμα εφαρμογής της ηλεκτρονικής (ETDM) και οπτικής (OTDM) πολυπλεξίας σε ένα οπτικό σύστημα επικοινωνιών.

## 2.1 Οπτική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου για 100Gb/s ρυθμούς μετάδοσης

Οι τεχνικές πολυπλεξίας είναι πολύ διαδεδομένες και χρησιμοποιούνται σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα για να αυξήσουν τη χωρητικότητά τους. Η πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (TDM) κι η πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDM ή WDM για τα οπτικά συστήματα) είναι δυο από τις συνηθέστερες τεχνικές που εφαρμόζονται, με την δεύτερη τεχνική να μη μας απασχολεί στον παρών κεφάλαιο. Η πολυπλεξία TDM στα πρώιμα οπτικά τηλεπικοινωνιακά σύστημα (Synchronous Optical Networking - SONET/Synchronous Digital Hierarchy - SDH)<sup>1</sup> εφαρμόζοταν στα ηλεκτρικά σήματα σχηματίζοντας τις ψηφιακές ιεραρχίες που διαδίδονταν σε αυτά. Το σχήμα 2.1α παρουσιάζει τον τρόπο λειτουργίας της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου. Αυτή βασίζεται στον συνδυασμό πολλών καναλιών με βασικό ρυθμό μετάδοσης  $B$  που αντιστοιχεί σε χρονική απόσταση μεταξύ των παλμών  $1/B$  και των οποίων οι παλμοί έχουν διάρκεια  $T$  πολύ μικρότερη από  $1/B$  για την αποφυγή διακαναλικών παρεμβολών, ειδικότερα σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Τότε οι εισερχόμενες στον πολυπλέκτη ροές διφύων, μπορούν να μετατοπιστούν χρονικά η μια από την άλλη, κατά μια τιμή καθυστέρησης  $D$ . Τα δεδομένα κωδικοποιούνται σε κάθε παλμοσειρά πριν τον συνδυασμό τους, οπότε εν γένει μερικοί παλμοί μπορεί να έχουν μηδενικό πλάτος. Ωστόσο στο σχήμα φαίνονται όλοι σαν "1" για λόγους ευκρίνειας. Είναι προφανές πως για να προκύψει μέγιστος ρυθμός από την πολυπλεξία πρέπει κάθε παλμός στην πολυπλεγμένη παλμοσειρά μόλις να ακουμπάει τον διπλανό του. Σε αυτήν την περίπτωση το  $D=T$  και ο ρυθμός μετάδοσης είναι  $1/T$ . Έτσι με παλμούς διάρκειας 10 ps, ο ρυθμός μπορεί να φτάσει τα 100 Gbit/s. Το σχήμα 2.1β παρουσιάζει τις ομοιότητες και διαφορές μεταξύ ενός συστήματος ηλεκτρονικής και ενός οπτικής πολυπλεξίας. Στο πρώτο σύστημα, η λειτουργία της πολυπλεξίας λαμβάνει χώρα στα ηλεκτρικά σήματα πριν την μετατροπή από ηλεκτρικό-σε-οπτικό πεδίο (H/O). Η αποπολυπλεξία συμβαίνει μετά την μετατροπή από οπτικό-σε-ηλεκτρικό πεδίο (O/H). Για  $n$  κανάλια σε βασικό ρυθμό  $B$ , ο πολυπλεγμένος ρυθμός είναι  $nB$ . Επειδή ο H/O μετατροπέας στον πολυπλέκτη αλλά κι ο O/H μετατροπέας στον αποπολυπλέκτη

<sup>1</sup>Η πλειοψηφία των οπτικών δικτύων την δεκαετία του '90 ήταν δακτύλιοι SONET/SDH. Η ανάπτυξη της τεχνολογίας των οπτικών διακοπών (optical cross-connects - OXC) κι η συνεχής εγκατάσταση DWDM δικτύων την πρώτη δεκαετία του 21<sup>ου</sup> αιώνα οδήγησε του τηλεπικοινωνιακούς πάροχους να αντικαταστήσουν τις αρχιτεκτονικές δακτυλίων SONET, με αρχιτεκτονικές πλέγματος (mesh)[10].



πρέπει να λειτουργούν στον μέγιστο ρυθμό μετάδοσης nB, αυτό μπορεί να οδηγήσει σε συμφόρηση λόγω περιορισμών στο εύρος ζώνης των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, περιορισμών στην ταχύτητα των ενισχυτών που οδηγούν τις πηγές λέιζερ και τους διαμορφωτές στα κυκλώματα H/O και O/H μετατροπής, και περιορισμών στο διαθέσιμο εύρος ζώνης διαμόρφωσης πηγών λέιζερ και διαμορφωτών [11]. Σε ένα (OTDM) σύστημα αυτός ο περιορισμός αίρεται μετακινώντας τους H/O και O/H μετατροπείς στα κανάλια βασικής ζώνης (*baseband*). Η (απο)πολυπλεξία λαμβάνει χώρα μετά τις H/O και O/H μετατροπές. Με αυτόν τον τρόπο όλα τα ηλεκτρονικά που εμπλέκονται στην επεξεργασία των σημάτων δουλεύουν στο ρυθμό μετάδοσης βασικής ζώνης. Για την αποπολυπλεξία χρειάζεται ένα επιπλέον σήμα ελέγχου που μπορεί να είναι είτε οπτικό είτε ηλεκτρικό.

### 2.1.1 Δομικά στοιχεία οπτικής πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου

Μια ζεύξη οπτικών ινών στην γενικότερη της μορφή περιλαμβάνει τον πομπό, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την γέννηση και διαμόρφωση του σήματος, ένα κομμάτι οπτικής ίνας δια μέσου του οποίου διαδίδεται το σήμα, και τέλος τον δέκτη στον οποίο καταλήγει το οπτικό σήμα, το μετατρέπει σε ηλεκτρικό κι αναλαμβάνει να το αποκωδικοποιήσει/αποδιαμορφώσει αντλώντας τα δεδομένα. Ενδιάμεσα σε πομπό και δέκτη πιθανόν να παρεμβάλλονται κι ένας ή περισσότεροι ενισχυτές EDFA, ανάλογα με το μήκος της ζεύξης, για την ενίσχυση του σήματος [12]. Στην περίπτωση συστήματος OTDM, βασικές τεχνολογίες για τη ζεύξη αποτελούν η γέννηση/διαμόρφωση πολύ σύντομων οπτικών παλμών, η αμιγώς οπτική πολυπλεξία/αποπολυπλεξία, γραμμική ή μη γραμμική (σολιτονίων) οπτική μετάδοση, αμιγώς οπτική αναμετάδοση/αναγέννηση, αμιγώς οπτική αποπολυπλεξία [13–15]. Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα περιγραφούν τεχνολογίες που αφορούν μόνο τον πομπό και δέκτη, εστιάζοντας κυρίως στον πομπό. Το πρώτο βασικό συστατικό του πομπού αποτελεί η πηγή λέιζερ. Το εύρος των παλμών καθορίζει το άνω όριο του ρυθμού μετάδοσης, επομένως πρέπει να είναι αρκετά στενό, της τάξης των picosecond, κι μικρότερο του χρονικού παράθυρου του διφύου (*bit slot*) για τον συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Είναι προφανές ότι οι παλμοί πρέπει να είναι διαμορφωμένοι κατά RZ-OOK. Επίσης καθώς το φασματικό περιεχόμενο του οπτικού σήματος καθορίζει την απόσταση μετάδοσης, λόγω των φαινομένων διασποράς στην ίνα, αυτό πρέπει να είναι το μικρότερο δυνατό για το συγκεκριμένο εύρος παλμού. Παλμοί οι οποίοι είναι *transform limited* ικανοποιούν αυτήν ανάγκη. Άλλο προαπαιτούμενο είναι ο συγχρονισμός των καναλιών προς πολυπλεξία σε ένα κύριο ρολόι ούτως ώστε να δημιουργηθούν ψηφιακές ιεραρχίες. Παρακάτω παρατίθενται τεχνικές γέννησης τέτοιων παλμών καθώς και τα μειονεκτήματά τους:

#### Γέννηση πολύ στενών οπτικών παλμών

**Εναλλαγή κέρδους<sup>2</sup> DFB πηγής λέιζερ.** Ένας μεγάλου πλάτους και σχετικά στενού εύρους (<100 ps) ηλεκτρικός παλμός εφαρμόζεται στο ρεύμα πόλωσης της διόδου λέιζερ κι αυτός παράγει μια στενή παλμοσειρά (<30 ps) λόγω της ταλάντωσης χαλάρωσης (*relaxation oscillation*) της διόδου. Στενότεροι παλμοί  $\leq 10$  ps μπορούν να επιτευχθούν με τεχνικές αντιστάθμισης του chirp [16]. Αν και απλή τεχνική που χρησιμοποιεί μονοχρωματική πηγή, τα μειονεκτήματά της είναι ότι το οπτικό φάσμα των παλμών είναι αρκετά φαρδύ ( $\partial n/\partial t > 1$ ), επομένως χρειάζεται επιπλέον φιλτράρισμα για απόκτηση *transform limited* παλμών, κι όπως ήδη αναφέρθηκε, η επιπλέον επεξεργασία του

<sup>2</sup>Αγγλικός όρος: Gain-switching

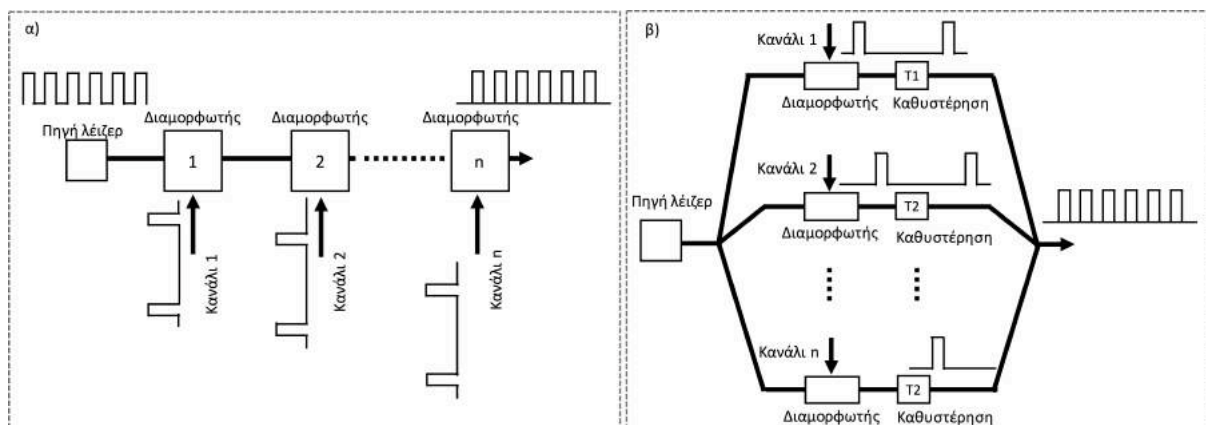
σήματος για απόκτηση στενών παλμών.

**Ηλεκτρονικός περιορισμός<sup>3</sup> σήματος CW** από διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EAM). Ένα σήμα CW διαμορφώνεται από έναν εξωτερικό EAM ο οποίος οδηγείται από ένα ημιτονοειδές ηλεκτρικό σήμα. Λόγω του φαινομένου συμπίεσης των παλμών που οφείλεται στη μη γραμμική εξασθένιση του ηλεκτρικού σήματος, μπορούν να γεννηθούν σχεδόν *transform limited* οπτικοί παλμοί [17]. Η δίοδος που εκπέμπει το CW σήμα και ο διαμορφωτής θα μπορούσαν να ολοκληρωθούν μαζί σε ένα εξάρτημα με αυξημένη λειτουργικότητα. Μειονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι πως για την επίτευξη παλμών εύρους <10 ps για 100 Gb/s μετάδοση, απαιτούνται επιπλέον τεχνικές συμπίεσης παλμών.

**Ενεργός εγκλείδωση ρυθμών<sup>4</sup> διόδου λέιζερ** είναι μια σημαντική μέθοδος που μπορεί να παράγει σύγχρονους, πολύ στενούς (<1 ps), *transform limited* παλμούς σε μεγάλη συχνότητα από μια δίοδο μόνο [18]. Σε αυτή τη μέθοδο, η συχνότητα ή το πλάτος του οπτικού πεδίου σε μια κοιλότητα λέιζερ διαμορφώνεται σε συχνότητα  $f_m$ , η οποία είναι ίση ή πολλαπλάσια της απόστασης  $\Delta n$  των ρυθμών του λέιζερ [19]. Το σήμα διαμόρφωσης γεννάει πλευρικές συχνότητες (ρυθμούς) και ο συγχρονισμός (εγκλείδωση) των διαφορετικών ρυθμών συμβαίνει εξαιτίας της αλληλοεπιπέδωσης των πλευρικών ρυθμών με κάθε ρυθμό του λέιζερ. Μειονεκτήματα αυτής της τεχνικής είναι αφενός το αυξημένο κόστος των διόδων με αυτή την ικανότητα, αφετέρου η αδυναμία ρύθμισης της συχνότητας εκπομπής των παλμών.

**Αρμονική εγκλείδωση ρυθμών λέιζερ δακτυλίου ίνας Ερβίου.<sup>5</sup>** Μπορούν να επιτευχθούν *transform limited* παλμοί <10 ps χωρίς επιπλέον επεξεργασία. Απαρτίζεται από ένα Ερβίου, εξωτερικό διαμορφωτή και ένα οπτικό φίλτρο μέσα στην κοιλότητα για να ρυθμίζει το κεντρικό μήκος κύματος εκπομπής. Λέιζερ αυτού του τύπου απαιτούν μεγάλο μήκος κοιλότητας (>10 m) και κλείδωμα σε υψηλές αρμονικές, που έχει σαν αποτέλεσμα δυσκολία στην επίτευξη σταθερότητας λόγω του ανταγωνισμού πολλών ρυθμών μέσα στην κοιλότητα καθώς και λόγω διακυμάνσεων στην πολωτική κατάσταση αλλά και το μήκος της κοιλότητας [20].

## Μέθοδοι οπτικής πολυπλεξίας



**Σχήμα 2.2:** Διατάξεις πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου (α) σειριακού τύπου διάταξη (β) παράλληλου τύπου.

<sup>3</sup> Αγγλικός όρος: Gating

<sup>4</sup> Αγγλικός όρος: Active mode-locking

<sup>5</sup> Αγγλικός όρος: Harmonic mode-locking of Erbium doped fiber ring laser

Όσον αφορά την εφαρμογή της πολυπλεξίας σε ένα κύκλωμα, αυτή μπορεί να γίνει συνήθως με δυο τρόπους όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2. Στην σειριακού τύπου πολυπλεξία (2.2α), ένα γρήγορο σήμα οπτικού ρολογιού κι ένα οπτικό σήμα δεδομένων εισέρχονται σε έναν οπτικό διαμορφωτή, τα δεδομένα διαμορφώνουν αμιγώς οπτικά το σήμα ρολογιού, με αποτέλεσμα ένα διαμορφωμένο σήμα στο ρυθμό του γρήγορου ρολογιού. Επαναλαμβάνοντας διαδοχικά τη διαδικασία μπορούν να διαμορφωθούν όλα τα κανάλια, αλλάζοντας μόνο την σχετική καθυστέρηση μεταξύ των καναλιών. Με αυτήν την τεχνική μια παλμοσειρά στα 100 GHz μπορεί να διαμορφωθεί αμιγώς οπτικά από σήματα χαμηλότερου ρυθμού στα 10 Gb/s για την σύνθεση ενός πολυπλεγμένου OTDM σήματος. Στην παράλληλου τύπου πολυπλεξία (2.2β), το οπτικό σήμα CW χωρίζεται σε ροές, με την κάθε ροή να περνάει από έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή ο οποίος τη διαμορφώνει με τα ηλεκτρικά δεδομένα του. Στη συνέχεια εισάγεται σχετική καθυστέρηση σε κάθε κανάλι και συνδυάζονται για να προκύψει το τελικό σήμα στον γρήγορο ρυθμό μετάδοσης. Αυτή η τεχνική είναι εύκολη στην υλοποίηση καθώς χρησιμοποιεί παθητικά εξαρτήματα. Εναλλακτικά απαντάται στην βιβλιογραφία κι ως *split-shift-and-recombine* μέθοδος. Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα MUX που χρησιμοποιούν αυτή τη μέθοδο, βασίζονται σε συμβολομετρικού τύπου πολυπλέκτες με πολλές βαθμίδες, που σχηματίζονται από  $2 \times 2$  συζεύκτες και οπτικές γραμμές καθυστέρησης. Πιο απλά, το σήμα χωρίζεται σε δυο ροές στο συζεύκτη εισόδου του ολοκληρωμένου κύκλωματος, η μια ροή διαδίδεται από μακρύτερο κυματοδηγό και συνδυάζονται πάλι στο συζεύκτη εξόδου. Συνδέοντας διαδοχικά τέτοια κυκλώματα αλλάζοντας τις σχετικές καθυστερήσεις, μπορούμε να επιτύχουμε  $2^n$  πολυπλεξία, όπου  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Η καθυστέρηση της  $n^{\text{th}}$  βαθμίδας αντιστοιχεί σε 1.5 φορές τη χρονική απόσταση των εισερχόμενων παλμών στην  $n^{\text{th}}$  βαθμίδα ( $3T/2^n$  όπου  $T$  το αρχικό χρονικό παράθυρο). Αν και αυτά τα κυκλώματα δεν είναι πραγματικοί πολυπλέκτες, καθώς δεν πολυπλέκουν διαφορετικά κανάλια, εντούτοις είναι χρήσιμα στην γέννηση υψηλών σημάτων δοκιμής για την αξιολόγηση αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων και OTDM συστημάτων.

### Μέθοδοι οπτικής αποπολυπλεξίας

Ένα βασικό συστατικό στην πλευρά του δέκτη αποτελεί το κύκλωμα αποπολυπλεξίας που εκτελεί την αντίστροφη διαδικασία ώστε να προκύψουν πάλι τα ξεχωριστά κανάλια και βασίζεται στην αμιγώς οπτική μεταγωγή. Τα χαρακτηριστικά που πρέπει να έχει ένα τέτοιο κύκλωμα είναι σταθερή λειτουργία με χαμηλής ισχύος σήματα ελέγχου, ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν κοινές δίοδοι λέιζερ, αναισθησία στην πόλωση και πολλαπλές εξόδους για πλήρη λειτουργία αποπολυπλεξίας. Τέτοια κυκλώματα έχουν δείξει χρησιμοποιώντας τεχνικές όπως οπτική μεταγωγή φαινομένου *Kerr* σε ένα, μίξη τεσσάρων φωτονίων σε ένα ή SOA, μεταγωγή βασισμένη σε XPM [21]. Το πιο συνηθισμένο κύκλωμα είναι το *nonlinear optical loop mirror - NOLM* ή συμβολόμετρο *Sagnac*, η λειτουργία του οποίου βασίζεται, όπως θα δούμε και παρακάτω, στη διαφοράς φάσης μεταξύ δυο πανομοιότυπων σημάτων δεδομένων που διαδίδονται σε αντίθετες κατευθύνσεις μέσα στο συμβολόμετρο, η οποία προκαλείται από την εισαγωγή ενός σήματος ελέγχου που αλληλεπιδρά ασυμμετρικά με τα σήματα. Τέλος, μια ακόμα ημιαγωγική συσκευή που χρησιμοποιείται ως εξάρτημα για την αποπολυπλεξία είναι ο EAM.

Μια ακόμα σημαντική λειτουργία που πρέπει να εκτελεί η πλευρά του δέκτη (αλλά κι όλα τα κυκλώματα που παρεμβάλλονται όπως επανλήπτες κτλ) είναι η εξαγωγή του σήματος ρολογιού του πολυπλεγμένου σήματος για τις ανάγκες συγχρονισμού του κυκλώματος αποπολυπλεξίας. Η λει-

τουργία πρέπει να επιτυγχάνεται σε γρήγορους ρυθμούς με χαμηλό θόρυβο φάσης και  $<1$  ps jitter για 100 Gb/s αποπολυπλεξία. Συνηθισμένα κυκλώματα για αυτού του είδους τη λειτουργία αποτελούν οι βρόχοι κλειδωμένης φάσης (*phase-locked loops* - PLLs).

### 2.1.2 Διατάξεις οπτικής πολυπλεξίας για 100 Gb/s μετάδοση

Η πρώτη επιτυχής επίδειξη 100 Gb/s OTDM σήματος ήταν το 1993 από τον S. Kawanishi *et al.* σε δυο πειράματα [7, 22] όπου μια παλμοσειρά στα 6.3 GHz κι εύρους  $<5$  ps προερχόμενη από ένα *modelocked EDF* λέιζερ, διαμορφώνεται εξωτερικά κι στη συνέχεια πολυπλέκεται με τη βοήθεια ενός 16:1 ολοκληρωμένου πολυπλέκτη μέχρι τον τελικό ρυθμό μετάδοσης. Ο πολυπλέκτης βασίζεται στη λειτουργία *split-shift-and-recombine* αποτελείται από τέσσερις βαθμίδες. Η αποπολυπλεξία πραγματοποιείται με τη χρήση NOLM και ενός PLL για εξαγωγή του ρολογιού με ακρίβεια. Παρόμοια τεχνική χρησιμοποιήθηκε σε ακόμα δυο πειράματα από την ίδια ομάδα για επίτευξη 100 Gb/s ρυθμού μετάδοσης σε αποστάσεις μέχρι 100 km [23, 24] ή 500 km χρησιμοποιώντας ενισχυτές [25]. Όσον αφορά τη σειριακού τύπου πολυπλεξία έχουν δειχτεί διατάξεις που χρησιμοποιούν δυο διαδοχικούς FWM πολυπλέκτες βασισμένους είτε σε μη γραμμική ίνα είτε σε SLA, όπου ένα σήμα ρολογιού στα 100 GHz διαμορφώνεται αμιγώς οπτικά από δυο σήματα στα 6.3 Gb/s [26] ή στα 10 Gb/s [27] σε διαφορετικά χρονικά παράθυρα για να δημιουργήσουν ένα 100 Gb/s σήμα σε διαφορετικό μήκος κύματος λόγω της μη γραμμικότητας του φαινομένου FWM. Παρόμοια τεχνική με FWM όπου ένα 100 GHz ρολόι διαμορφώνεται αμιγώς οπτικά από σήματα 10 Gb/s έχει δειχτεί επίσης χρησιμοποιώντας *LiNbO<sub>3</sub>* κυματοδηγούς για μη γραμμικό μέσο [28]. Εκτός από αμιγώς οπτική διαμόρφωση έχει δειχτεί και σειριακού τύπου πολυπλεξία που χρησιμοποιεί δυο διαδοχικούς *textitMach-Zehnder* ηλεκτροοπτικούς διαμορφωτές για την δημιουργία IRZ παλμών ή αλλιώς σκοτεινών σολιτωνίων από ένα CW σήμα [29]. Κάθε διαμορφωτής οδηγείται από ένα 50 Gb/s ηλεκτρικό σήμα δεδομένων από έναν PPG, με τα δυο κανάλια να έχουν σχετική καθυστέρηση μεταξύ τους. Η αποπολυπλεξία πραγματοποιείται επίσης με τη χρήση ενός MZM.

Πιο κάτω θα δούμε διατάξεις οι οποίες προσφέρουν ένα ακόμα στάδιο επεξεργασίας μετά την αποπολυπλεξία του σήματος το οποίο χρησιμεύει στα σημεία διασύνδεσης ενός OTDM και WDM δικτύου. Αυτή η επεξεργασία είναι η μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης RZ σε NRZ. Παραδοσιακά τα συστήματα μετάδοσης χρησιμοποιούσαν το απλό OOK σχήμα. Τα νέα συστήματα αρχίζουν να χρησιμοποιούν ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης καθώς αυτά προσφέρουν καλύτερη φασματική απόδοση [30]. Στη συνέχεια παρουσιάζονται διατάξεις μετατροπής σχήματος OOK και μετά μια πρωτότυπη διάταξη που αναπτύχθηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής για μετατροπή ανώτερων σχημάτων διαμόρφωσης.

## 2.2 Διατάξεις μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης RZ-OOK και NRZ-OOK

Όπως είδαμε, τα δίκτυα που υλοποιούν οπτική πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου, χρησιμοποιούν το σχήμα διαμόρφωσης RZ<sup>6</sup>, διότι παρουσιάζει μεγαλύτερη ανοχή στο φαινόμενο της διασποράς

<sup>6</sup>Σχήμα διαμόρφωσης RZ ορίζεται εκείνο το οποίο ο παλμός για το διφύο "1" επιστρέφει στο μηδέν κατά τη διάρκεια του χρονικού παραθύρου του διφύου, σε αντίθεση με το NRZ που παραμένει στο ίδιο πλάτος καθ' όλη τη διάρκεια του.

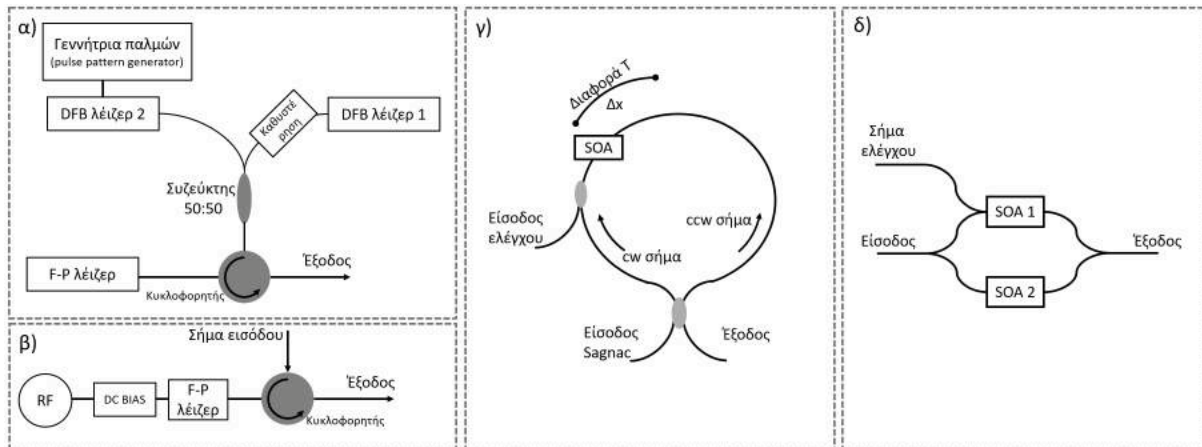
τρόπων πόλωσης, PMD, το οποίο αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για την εμβέλεια μετάδοσης του σήματος στους υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης άνω των 10 Gb/s. Επίσης εμφανίζει μεγαλύτερη ανοχή στις μη γραμμικότητες τις ίνας και μεγαλύτερη ανοχή για μετάδοση σε δίκτυα με μη βέλτιστους χάρτες διασποράς συγκριτικά με την NRZ διαμόρφωση. Η NRZ διαμόρφωση είναι αποδοτικότερη φασματικά, με μεγαλύτερη ανοχή στην χρονική παραμόρφωση (*timing jitter*), άρα πιο κατάλληλη για χρήση σε DWDM δίκτυα πρόσβασης στα οποία οι αποστάσεις μετάδοσης είναι μικρότερες, οι ρυθμοί μετάδοσης επίσης, και το μικρό φασματικό εύρος επιτρέπει την τοποθέτηση των γειτονικών καναλιών πλησιέστερα μεταξύ τους [31]. Οι ανάγκες των οπτικών δικτύων αλλάζουν διαρκώς, οδηγούμενες κυρίως από την ανάπτυξη νέων εφαρμογών για τους τελικούς χρήστες, οι οποίες χρησιμοποιούν ολοένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης, και την απαίτηση των χρηστών για αδιάλειπτη συνδεσιμότητα χωρίς γεωγραφικούς περιορισμούς. Λόγω αυτής της συνεχούς εξέλιξης, είναι πολύ πιθανό στο μέλλον τα δίκτυα επικοινωνιών οπτικών ινών να υιοθετήσουν ένα υβριδικό μοντέλο, χρησιμοποιώντας και τις δυο τεχνικές για να συνδυάσουν τα οφέλη τους [14]. Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι στα σημεία που τα OTDM δίκτυα μεγάλης χωρητικότητας και μεγάλων αποστάσεων θα διασυνδέονται με τα DWDM δίκτυα πρόσβασης, υπάρχει η ανάγκη για ένα κύκλωμα που θα μετατρέπει το σχήμα διαμόρφωσης από RZ σε NRZ κι αντίστροφα, με αμιγώς οπτικό τρόπο για μεγαλύτερη διαφάνεια (*transparency*). Έτσι, σήματα RZ με ταχύτητες μεγαλύτερες των 40Gb/s, θα απο-πολυπλέκονται στο πεδίο του χρόνου και μετά θα μετατρέπεται το σχήμα διαμόρφωσης τους για τα τοπικά DWDM δίκτυα πρόσβασης.

### 2.2.1 Κατηγορίες διατάξεων μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης

Οι διατάξεις και οι τεχνικές μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης μπορούν να διακριθούν σε δυο μεγάλες κατηγορίες: α) διατάξεις και τεχνικές για μετατροπή από NRZ σε RZ και β) διατάξεις και τεχνικές για μετατροπή από RZ σε NRZ. Στην πρώτη κατηγορία έχουν δειχτεί στη βιβλιογραφία διατάξεις που κάνουν χρήση τεχνικής εγκλειδωσης κοιλότητας με έγχυση σήματος (*injection-locking*) σε F-P διόδους λέιζερ [32–34], διατάξεις που εκμεταλλεύονται την μη γραμμικότητα ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών (SOA) [35–39], διατάξεις που εκμεταλλεύονται την υψηλή μη γραμμικότητα οπτικών ινών μετατοπισμένης διασποράς, DSF, ή οπτικών ινών φωτονικών κρυστάλλων, PCF, [40–42], τη μη γραμμικότητα LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder διαμορφωτών [43], καθώς και τη μη γραμμικότητα του πυριτίου σε ολοκληρωμένα κυκλώματα μικρο-δακτυλίων συντονισμού, MRR [44].

#### Διατάξεις μετατροπής NRZ-OOK σε RZ-OOK

Οι διατάξεις εγκλειδωσης κοιλότητας με έγχυση σήματος βασίζονται κατά κύριο λόγο στη χρήση F-P λέιζερ το οποίο είναι κλειδωμένο *injection locked* από ένα άλλο λέιζερ άντλησης  $\lambda_p$  και το οποίο εκπέμπει παλμούς οπτικού ρολογιού (σχήμα 2.3α). Αν αυτοί οι παλμοί συγχρονιστούν με το προς μετατροπή NRZ σήμα  $\lambda_s$  που θα εισαχθεί στην F-P κοιλότητα, αυτό θα οδηγήσει στην ελάττωση του κατωφλίου εκπομπής του F-P λέιζερ για το  $\lambda_s$  και αυτό θα αλλάξει το καθεστώς εγκλειδωσης στο λέιζερ του σήματος  $\lambda_s$ . Είναι προφανές ότι εκτός από μετατροπή σχήματος, θα πραγματοποιηθεί και μετατροπή μήκους κύματος εκπομπής (*wavelength conversion*). Εναλλακτικά στο F-P λέιζερ μπορεί να εφαρμοστεί πολύ χαμηλό DC ρεύμα οδήγησης μαζί με ένα μεγάλου πλάτους RF ημιτονοειδές σήμα, ούτως ώστε να πολωθεί λίγο χαμηλότερα από το κατώφλι εκπομπής (σχήμα 2.3β). Όταν το προς μετατροπή σήμα NRZ εισαχθεί στη F-P κοιλότητα, αυτή θα κλειδώσει στο



**Σχήμα 2.3:** Διατάξεις μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης NRZ-OOK σε RZ-OOK με χρήση (α)-(β) τεχνικών εγκλειδωσης κοιλότητας, (γ) συμβολόμετρου Sagnac και SOA, (δ) συμβολόμετρου Mach-Zehnder και SOA.

μήκος κύματος του σήματος και το ενεργό κατώφλι εκπομπής θα μειωθεί τις χρονικές στιγμές που υπάρχει οπτική ισχύς, δηλαδή "1". Σαν αποτέλεσμα τα εισερχόμενα διφύια του σήματος με τιμή "1" θα προκαλέσουν εναλλαγή κέρδους (*gain-switching*) στη F-P δίοδο λέιζερ, και θα λάβει χώρα η μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης. Τα διφύια του σήματος με τιμή "0", δεν θα προκαλέσουν καμία αλλαγή. Οι διατάξεις αυτές, εκτός από αυξημένο αριθμό ενεργών στοιχείων που συμβάλλουν στην πολυπλοκότητα, περιορίζονται σε πολύ χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης <math><10\text{Gb/s}</math> λόγω της ανάγκης για απευθείας διαμόρφωση των διόδων, παρουσιάζουν εξάρτηση από τη πόλωση των σημάτων και απαιτούν καλό έλεγχο συνθηκών λειτουργίας της F-P κοιλότητας του λέιζερ.

Η μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης με χρήση SOA βασίζεται συνήθως σε συμβολομετρικές διατάξεις μεταγωγής όπως το συμβολόμετρο Sagnac (σχήμα 2.3γ) και το συμβολόμετρο Mach-Zehnder με SOA (σχήμα 2.3δ), χωρίς όμως να λείπουν και διατάξεις απλής διάδοσης. Κοινό γνώρισμα αυτών των διατάξεων, είναι ο έλεγχος της φάσης και του κέρδους των εμπλεκόμενων σημάτων μέσω των SOA, σε συνδυασμό με τη συμβολομετρική φύση των κυκλωμάτων για επίτευξη της μετατροπής. Ο έλεγχος της φάσης και τους κέρδους επιτυγχάνεται με εκμετάλλευση των φαινομένων ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) και ετοδιαμόρφωσης κέρδους (XGM), τα οποία εμφανίζουν εγγενώς οι ημιαγωγικοί οπτικοί ενισχυτές. Στις συμβολομετρικές διατάξεις με Sagnac ο SOA τοποθετείται στην διάταξη ασυμμετρικά ως προς τα σήματα που προκύπτουν από τον διαχωρισμό του σήματος εισόδου, τα οποία διαδίδονται με ωρολογιακή (*clockwise* - *cw*) και αντιωρολογιακή φορά (*counterclockwise* - *ccw*), και συνήθως επιλέγεται να βρίσκεται πιο κοντά στο σήμα με την ωρολογιακή φορά διάδοσης. Το προς μετατροπή NRZ σήμα  $x(t)$  μπορεί να εισαχθεί είτε ως σήμα ελέγχου είτε ως σήμα εισόδου στο κύκλωμα μαζί με ένα καθαρό σήμα συνεχούς κύματος, CW. Το σήμα ελέγχου διαδίδεται με την *cw* φορά.

Στην πρώτη περίπτωση που εισέρχεται ως σήμα ελέγχου, ο SOA τοποθετείται κατάλληλα ώστε η χρονική διαφορά με την οποία εισέρχονται στον SOA τα δυο αντίθετα διαδομένα σήματα να είναι ίση με τη χρονική διάρκεια του διφύου ( $T$ ). Το προς μετατροπή NRZ σήμα, περνώντας από τον SOA προκαλεί ολίσθηση φάσης π στις δυο συνιστώσες του καθαρού σήματος τις χρονικές στιγμές των "1", με την ολίσθηση να εμφανίζεται με χρονική καθυστέρηση ενός διφύου  $T$  στη *ccw* συνιστώσα λόγω της θέσης του SOA). Η οπτική ισχύς στην έξοδο του συμβολόμετρου, θα είναι μηδέν για

τις χρονικές στιγμές που οι συνιστώσες θα έχουν την ίδια σχετική φάση, και μη μηδενική που αντιστοιχεί σε "1", αν έχουν διαφορετική. Με άλλα λόγια, η έξοδος λειτουργεί σαν μια πύλη XOR ανάμεσα στο προς μετατροπή σήμα  $x(t)$  και της καθυστερημένης εκδοχής του  $x(t+T)$ , με το σήμα στην έξοδο παίρνει τη μορφή RZ.

Στην δεύτερη περίπτωση το προς μετατροπή σήμα NRZ εισέρχεται από την είσοδο του κυκλώματος, ενώ από τη θύρα ελέγχου εισέρχονται ένα καθαρό σήμα CW μαζί με ένα σήμα ρολογιού, το οποίο έχει τον μισό ρυθμό μετάδοσης από το σήμα NRZ και ημιτονοειδή μορφή. Το CW σήμα χρησιμεύει αφενός μεν στον έλεγχο του κορεσμού του SOA και επομένως του βάθους διαμόρφωσης φάσης, αφετέρου δε στη μείωση του ενεργού χρόνου ζωής των φορέων του. Ο SOA είναι κι εδώ τοποθετημένος ασυμμετρικά ώστε να καταφθάνει πρώτο το σήμα  $cw$  με χρονική διαφορά ( $T$ ), ίση με την περίοδο ενός διφύου, από το σήμα  $ccw$ . Επιπλέον, στη θύρα ελέγχου υπάρχει μια μεταβλητή οπτική γραμμή καθυστέρησης (*tunable optical delay line*), ούτως ώστε το σήμα ρολογιού να συγχρονίζεται και να συμπίπτει με το bitslot του σήματος NRZ, προκαλώντας έτσι μια περιοδική διαμόρφωση φάσης στα δυο σήματα με χρονική περίοδο  $T$ , της οποίας η τιμή εναλλάσσεται μεταξύ 0 και  $\pi$  για διπλανά διφύα. Στην έξοδο του κυκλώματος αυτή η διαμόρφωση φάσης μετατρέπεται σε διαμόρφωση πλάτους λόγω της συμβολής των  $cw$  και  $ccw$  σημάτων, επιτυγχάνοντας έτσι τη μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης. Η μέθοδος αυτή είναι δυο βημάτων καθώς μετατρέπει το εισερχόμενο NRZ σήμα πρώτα σε CSRZ. Για μετατροπή σε RZ σχήμα χρειάζεται επανάληψη της διαδικασίας με το CSRZ σήμα ως σήμα εισόδου.

Στις συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder με SOA, η αρχή λειτουργίας είναι ίδια. Το προς μετατροπή σήμα NRZ εισέρχεται από τη θύρα ελέγχου, ενώ ένα σήμα ρολογιού RZ ως σήμα εισόδου. Η ισχύς του σήματος ελέγχου ρυθμίζεται κατάλληλα ώστε να προκαλεί αλλαγή στη φάση  $\pi$  στο ένα τμήμα του συμβολόμετρου και να εμφανίζεται αναιρετική ή προσθετική συμβολή στην έξοδο του, η οποία θα δώσει το επιθυμητό σήμα RZ.

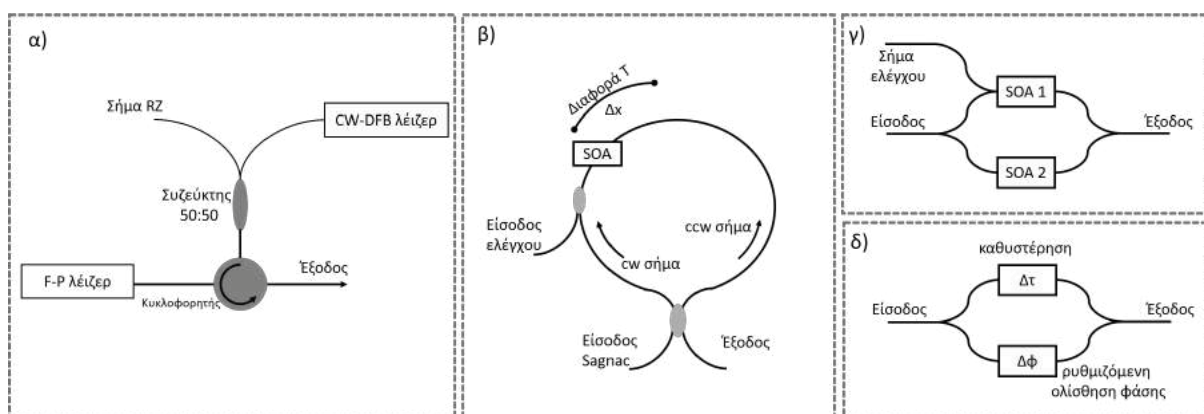
Στις διατάξεις απλής διάδοσης, το προς μετατροπή σήμα NRZ, συνδυάζεται και συγχρονίζεται με ένα σήμα ρολογιού στον ίδιο ρυθμό μετάδοσης, που χρησιμεύει ως σήμα ελέγχου, και εισέρχεται στον SOA. Η αρχή λειτουργίας είναι παρόμοια με τη μετατροπή μήκους κύματος (WC). Οι στενοί παλμοί του σήματος ρολογιού, της τάξης 2-10 ps, προκαλούν φασματική διεύρυνση του σήματος NRZ λόγω XPM, κι έπειτα ένα ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο με κεντρικό μήκος μετατοπισμένο ελάχιστα σε σχέση με του σήματος  $\lambda_s + \Delta\lambda$ , φιλτράρει την πλευρική συνιστώσα του φάσματος. Με άλλα λόγια το NRZ σήμα θα προκαλέσει μετατόπιση της συχνότητας για όσο χρόνο διαρκεί το σήμα ελέγχου, και το οπτικό φίλτρο θα μεταδώσει μόνο το μετατοπισμένο στη συχνότητα φάσμα λόγω XPM.

Η μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης με χρήση οπτικών ινών που εμφανίζουν υψηλή μη γραμμικότητα, βασίζεται κυρίως σε διατάξεις απλής διάδοσης και εκμεταλλεύονται το φαινόμενο της φασματικής διεύρυνσης του σήματος λόγω XPM. Για να επιτευχθεί φασματική διεύρυνση στο σήμα που φέρει τα δεδομένα, χρειάζεται να συνδιαδοθεί στην μη γραμμική ίνα με ένα ακόμα ισχυρό σήμα ελέγχου. Έτσι, το NRZ σήμα συζευγνύεται με μια στενή παλμοσειρά στον ίδιο ρυθμό μετάδοσης, η οποία χρησιμεύει ως σήμα ελέγχου, και προκύπτει συμπιέζοντας την αρχική παλμοσειρά με τεχνικές συμπίεσης παλμών. Για την επίτευξη ικανοποιητικής φασματικής διεύρυνσης, η παλμοσειρά έχει προηγουμένως ενισχυθεί σε αρκετά υψηλή στάθμη ισχύος, περνώντας από οπτικό ενισχυτή ίνας Ερβίου (EDFA). Τα δυο σήματα συγχρονίζονται χρησιμοποιώντας κατάλληλη γραμμή καθυστέρησης, και εισέρχονται στην PCF ή DSF ίνα. Πολύ πιθανόν η ίνα PCF να χρειάζεται να έχει ρυθμισμένη

τη διασπορά της κατασκευαστικά, ούτως ώστε να έχει μηδενική κλίση σε όλο το εύρος της *C-band* και να επιτρέπει στα σήματα να επικαλύπτονται καθ' όλη το μήκος διάδοσης, κι επίσης οι πολώσεις τους να χρειάζονται ευθυγράμμιση χρησιμοποιώντας ελεγκτές πόλωσης, ώστε να μεγιστοποιηθεί περαιτέρω η απόδοση του φαινομένου XPM. Χρησιμοποιώντας κατάλληλο ζωνοπερατό φίλτρο στην έξοδο της ίνας παίρνουμε τη *red-chirped* ή *blue-chirped* πλευρική συνιστώσα του σήματος, το οποίο είναι το μετασχηματισμένο RZ σήμα, αποκόπτοντας το σήμα ελέγχου, και τις υπόλοιπες *chirped* και *unchirped* συνιστώσες του σήματος. Χρησιμοποιώντας δυο ή και παραπάνω οπτικά ζωνοπερατά φίλτρα σε διαφορετικά μήκη κύματος, είναι δυνατόν να πάρουμε περισσότερα μετασχηματισμένα σήματα, αξιοποιώντας και τις συνιστώσες που προκύπτουν από το φαινόμενο *μίξης τεσσάρων φωτονίων* (FWM), υλοποιώντας έτσι μετάδοση σε παραπάνω από ένα προορισμούς (*multicasting*).

Όσον αφορά τη μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης με χρήση μικροδοακτυλίων συντονισμού, βασίζεται σε διατάξεις αλληλουχίας μικροδοακτυλίων. Η συνάρτηση μεταφοράς της αλληλουχίας (με αριθμό μικροδοακτυλίων μεγαλύτερο από 2) έχει μορφή τετραγωνική, όμοια με τη συνάρτηση πύλης (*gate function*). Όταν ένα σήμα μεγάλης ισχύος εισαχθεί στην διάταξη, η συνάρτηση μεταφοράς θα μετατοπιστεί σε μεγαλύτερα μήκη κύματος (*red-shift*) λόγω του μη γραμμικού φαινομένου *Kerr*. Η μετατόπιση είναι ανάλογη της ισχύος του οπτικού σήματος. Το προς μετατροπή σήμα NRZ ενισχύεται πρώτα και εισέρχεται στη διάταξη μαζί με μια ασθενούς ισχύος παλμοσειρά RZ. Τα μήκη κύματος των σημάτων έχουν επιλεγεί να συμπίπτουν με τους συντονισμούς των μικροδοακτυλίων, ούτως ώστε η σύζευξη των σημάτων να είναι η μέγιστη δυνατή. Αν η παλμοσειρά είναι αρκετά ασθενής, η μετατόπιση της συνάρτησης μεταφοράς θα εξαρτάται μόνο από την ισχύ του NRZ σήματος. Έτσι, τις χρονικές στιγμές που στο σήμα NRZ υπάρχουν "0", η συνάρτηση μεταφοράς θα μετατοπιστεί ανεπαίσθητα. Τις χρονικές στιγμές των "1", η μετατόπιση θα είναι μεγάλη και θα οδηγήσει το σήμα RZ εκτός συντονισμού, με αποτέλεσμα να μην συζευγνύεται σήμα στους μικροδοακτυλίους και όλη ισχύς να μεταδίδεται στην έξοδο της διάταξης.

### Διατάξεις μετατροπής RZ-OOK σε NRZ-OOK



**Σχήμα 2.4:** Διατάξεις μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης RZ-OOK σε NRZ-OOK με χρήση (α) τεχνικών εγκλειδωσης κοιλότητας, (β) συμβολόμετρου Sagnac και SOA, (γ) συμβολόμετρου Mach-Zehnder και SOA, (δ) οπτικής γραμμής καθυστέρησης (παθητική διάταξη).

Με τις προηγούμενες παραγράφους ολοκληρώσαμε την περιγραφή των διατάξεων και τεχνικών μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης από NRZ σε RZ. Συνεχίζουμε με την επόμενη μεγάλη κατηγορία, η οποία είναι των διατάξεων και τεχνικών για μετατροπή από RZ σε NRZ. Αρκετές διατάξεις και



τεχνικές είναι παρόμοιες με αυτές που περιγράψαμε προηγουμένως καθώς βασίζονται στις ίδιες αρχές. Έτσι, έχουν δειχτεί διατάξεις εγκλειδωσης κοιλότητας με έγχυση σήματος σε διόδους λέιζερ (σχήμα 2.4α) [45], διατάξεις που εκμεταλλεύονται την μη γραμμικότητα των SOA (σχήμα 2.4β-γ) [37, 39], διατάξεις με μη γραμμικές ίνες DSF [46, 47], καθώς και τελείως παθητικές διατάξεις με συμβολομετρικά στοιχεία όπως μικροδακτύλιους συντονισμού [48], οπτικές γραμμές καθυστέρησης (DIs) (σχήμα 2.4δ) [49, 50] και μικρο-βρόχους από οπτική ίνα [51].

Στη διάταξη εγκλειδωσης έγχυσης φορέων, το προς μετατροπή σήμα RZ περνάει πρώτα από μια διάταξη διπλασιασμού των παλμών, η οποία είναι ουσιαστικά μια γραμμή καθυστέρησης μισού διφύου και δημιουργεί αντίγραφα των παλμών μέσα στο ίδιο χρονικό παράθυρο του διφύου, με αποτέλεσμα να μεγαλώνει ο ενεργός χρόνος του διφύου. Έπειτα εισέρχεται σε μια F-P κοιλότητα λέιζερ η οποία είναι κλειδωμένη από ένα σήμα CW σε διαφορετικό μήκος κύματος. Εάν κάποιος από τους ρυθμούς της κοιλότητας συμπίπτει με το μήκος κύματος του σήματος RZ, αυτό θα βοηθήσει στην ελάττωση του κατωφλίου εκπομπής για το συγκεκριμένο μήκος κύματος. Στην περίπτωση που το κατώφλι εκπομπής πέσει χαμηλότερα από αυτό του CW, θα αλλάξει το καθεστώς εγκλειδωσης της κοιλότητας και θα κλειδωθεί πλέον στο RZ.

Στις διατάξεις μετατροπής με χρήση SOAs, συναντάμε τις συμβολομετρικές διατάξεις με *Sagnac* ή *Mach-Zehnder* που περιγράψαμε πριν και που εκμεταλλεύονται το φαινόμενο XPM. Όπως και πριν, το προς μετατροπή σήμα NRZ εισάγεται στη διάταξη ως σήμα ελέγχου, μαζί με ένα καθαρό σήμα CW. Στις διατάξεις με *Sagnac*, ο SOA τοποθετείται επίσης ασυμμετρικά ως προς τα δυο αντίθετα διαδιδόμενα σήματα, με το σήμα που διαδίδεται ωρολογιακά να φτάνει πρώτο, μόνο που η χρονική διαφορά ρυθμίζεται έτσι ώστε είναι μικρότερη από τη διάρκεια ενός διφύου (*bit slot*). Κατά τη διάρκεια των "1" του σήματος ελέγχου RZ, και πιο συγκεκριμένα κατά το χρόνο ανόδου του παλμού, προκαλείται ολίσθηση φάσης στα δυο αντίθετα διαδιδόμενα σήματα, με αποτέλεσμα να εμφανίζεται ισχύς στην έξοδο του *Sagnac*. Λόγω της χρονικής καθυστέρησης που είναι μικρότερη της χρονικής διάρκειας του *bit slot*, η ισχύς θα εξέλθει διαδοχικά μέσα στο *bit slot*, καταλαμβάνοντας το, και αποκτώντας την μορφή NRZ παλμών. Οι συμβολομετρικές διατάξεις *Mach-Zehnder* στηρίζονται στην ίδια αρχή. Το σήμα εισέρχεται από τη θύρα ελέγχου και περνώντας από τον SOA προκαλεί αλλαγή στη φάση ενός σήματος CW, η οποία μετατρέπεται σε αλλαγή στο πλάτος από το συμβολόμετρο και έχει σαν αποτέλεσμα να εμφανίζεται ισχύς στην έξοδο. Επειδή η χρονική διάρκεια των RZ παλμών του σήματος είναι μικρότερη του *bit slot*, θα είχε σαν αποτέλεσμα οι παλμοί στην έξοδο να επιστρέφουν στο μηδέν πριν το τέλος της διάρκειας του bit. Για να επιλυθεί το πρόβλημα και οι παλμοί στην έξοδο να καταλαμβάνουν όλη τη διάρκεια του bit, το σήμα ελέγχου διέρχεται πρώτα από μια ή περισσότερες γραμμές καθυστέρησης ενός κλάσματος του bit (π.χ.  $T/2$ ,  $T/4$ ), οι οποίες δημιουργούν αντίγραφα των παλμών του σήματος στα ίδια *bit slot*, και εν συνεχεία εισέρχεται στη θύρα ελέγχου.

Η μετατροπή με χρήση μη γραμμικών ινών στηρίζεται επίσης στον ίδιο μηχανισμό, αξιοποιώντας το φαινόμενο XPM σε ένα συμβολόμετρο *Sagnac*, του οποίου το μη γραμμικό στοιχείο είναι οι ίδιες οι ίνες, για να μετατρέψουν τη διαφορά στη φάση που προκαλείται από το σήμα ελέγχου, σε παλμούς NRZ στην έξοδο της διάταξης.

Στην βιβλιογραφία απαντώνται επίσης μια σειρά διατάξεων που εκμεταλλεύονται την περιοδική συνάρτηση μεταφοράς συμβολομετρικών στοιχείων. Πιο συγκεκριμένα, εκμεταλλεύονται τα ελάχιστα που εμφανίζονται στις συναρτήσεις μεταφοράς με περιοδικότητα (φασματική απόσταση) ίση με την

ελεύθερη φασματική περιοχή (FSR), η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από το μήκος κύματος λειτουργίας και την κατασκευαστική ασυμμετρία του συμβολόμετρου. Αυτή η ιδέα προέκυψε από την παρατήρηση ότι το φάσμα ενός RZ σήματος έχει πολύ ισχυρές πρώτες αρμονικές, οπότε χρησιμοποιώντας ένα περιοδικό φίλτρο για να καταπιεστούν, το φάσμα μπορεί να μετασχηματιστεί και να προσεγγίσει του NRZ. Βασικές προϋποθέσεις για επιτυχημένη μετατροπή σχήματος είναι το FSR να είναι διπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης και τα ελάχιστα της συνάρτησης μεταφοράς να συμπίπτουν με τις πρώτες αρμονικές για να τις καταπιέσουν. Για σήματα RZ με μικρό κύκλο εργασίας < 50% οι αρμονικές είναι ισχυρότερες κι είναι αναγκαία η χρήση ενός επιπλέον οπτικού ζωνοπερατού φίλτρου για την περαιτέρω καταπίεση τους κι εξομάλυνση κυματώσεων που ειδικά θα υπήρχαν στην στάθμη των "1" του σήματος NRZ. Αυτή η μέθοδος έχει δείχτει με μικροδακτύλιους συντονισμού, οι οποίοι εμφανίζουν την επιθυμητή συνάρτηση μεταφοράς στην θύρα *pass* (ή *through*) καθώς τα μήκη κύματος που συμπίπτουν με τους συντονισμούς της κοιλότητας του μικροδακτυλίου συζευγνύονται στην κοιλότητα και έτσι η συνάρτηση μεταφοράς στην έξοδο της διάταξης εμφανίζει ελάχιστα στα συγκεκριμένα σημεία του φάσματος. Οι μικρο-βρόχοι από οπτική ίνα έχουν την ίδια αρχή λειτουργίας με τους μικροδακτυλίου καθώς οι διατάξεις είναι στην ουσία ίδιες. Οι οπτικές γραμμές καθυστέρησης εισάγουν διαφορά δρόμου στο ένα σκέλος τους, η οποία μεταφράζεται σε διαφορά φάσης μεταξύ των δυο συνιστωσών τους σήματος. Αυτή εξαρτάται από το μήκος κύματος και την κατασκευή, με αποτέλεσμα για τα μήκη κύματος που οι δυο συνιστώσες καταλήγουν να έχουν διαφορά φάσης  $\pi$ , αυτές αναιρούνται κι η συνάρτηση μεταφοράς εμφανίζει ελάχιστα.

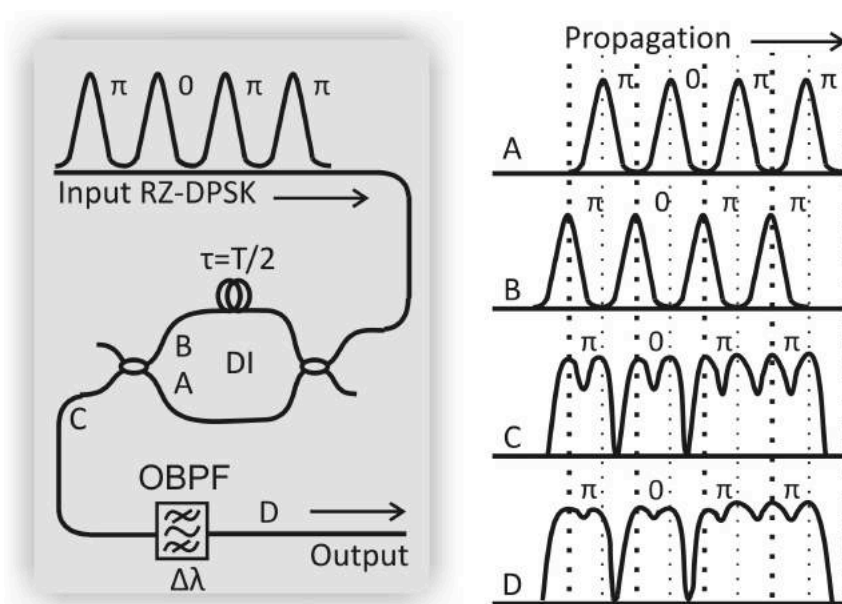
Οι διατάξεις που περιγράφηκαν πιο πάνω παρουσιάζουν πρακτικά προβλήματα όταν θεωρούμε την ανάπτυξη κι εγκατάσταση τους σε πραγματικά δίκτυα, όπου απαιτούνται ολοκληρωμένα φωτονικά κυκλώματα (PICs) μικρού μεγέθους και αυξημένης λειτουργικότητας. Οι διατάξεις εγκλειδωσης κοιλότητας περιορίζονται σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης λόγω της απευθείας διαμόρφωσης των διόδων. Επίσης, για την αποφυγή ανεπιθύμητων ανακλάσεων που μπορεί να διαταράξουν το κλειδίωμα της κοιλότητας γίνεται αναγκαία η χρήση ογκωδών στοιχείων όπως απομονωτών (*isolators*) και κυκλοφορητών (*circulators*), καθιστώντας πολύπλοκη και πρακτικά αδύνατη την ολοκλήρωση τους σε φωτονική πλατφόρμα. Το ίδιο πρόβλημα έχουν και οι διατάξεις που χρησιμοποιούν μεγάλα μήκη από οπτικές ίνες, είτε απλές όπως στο συμβολόμετρο *Sagnac* είτε μη γραμμικές. Επιπλέον, οι συμβολομετρικές διατάξεις με ίνα απαιτούν έλεγχο και σταθεροποίηση των φάσεων των σημάτων, οι μη γραμμικές ίνες απαιτούν σήματα μεγάλης οπτικής ισχύος που οδηγούν στη χρήση επιπλέον ενισχυτικών διατάξεων, όπως επίσης και καλό έλεγχο της πολωτικής κατάστασης των σημάτων με εξωτερικούς ελεγκτές πολώσεως. Οι SOAs έχουν μεγαλύτερη δυνατότητα ολοκλήρωσης σε διατάξεις, αλλά αποτελούν ενεργά στοιχεία τα οποία καταναλώνουν ισχύ, εισάγουν θόρυβο στο σήμα και η ταχύτητα τους περιορίζεται από τον γενικά μεγάλο χρόνο ανάκαμψης των φορέων (*carrier recovery lifetime*). Οι μικροδακτύλιοι συντονισμού αν και μπορούν να ολοκληρωθούν σε διαφορετικές φωτονικές πλατφόρμες, εντούτοις για να αποδώσουν σωστά, είναι αναγκαίο να έχουν μεγάλο παράγοντα Q, κάτι που επιτυγχάνεται μόνο σε πλατφόρμες με μεγάλο λόγο αντίθεσης στους δείκτες διάθλασης. Οι συμβολομετρικές οπτικές γραμμές καθυστέρησης από την άλλη, παρουσιάζουν πολύ καλή δυνατότητα ολοκλήρωσης σε όλες τις φωτονικές πλατφόρμες με χαμηλότερο κόστος και μηδενική κατανάλωση. Επίσης απαλλάσσονται από επιπλέον θόρυβο και περιορισμούς στην ταχύτητα λόγω της τελείως παθητικής λειτουργίας τους, συνδυάζοντας τα καλύτερα συστατικά για μια διάταξη μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης. Παρόλα αυτά, οι παραπάνω διατάξεις δουλεύουν με το απλό

σχήμα διαμόρφωσης OOK όπου κωδικοποιείται μόνο το πλάτος, ενώ τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα είναι πολύ πιθανόν να χρησιμοποιούν και σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης [30, 52] με κωδικοποίηση στη φάση ή και στο πλάτος, εκτός από υβριδική πολυπλεξία OTDM/DWDM. Είναι εμφανής η ανάγκη για μια τελείως παθητική διάταξη που δεν θα περιορίζεται στο σχήμα διαμόρφωσης, αλλά θα μπορεί να δουλεύει και με σχήματα ανώτερης τάξης.

### 2.3 Πειραματική μελέτη διάταξης μετατροπής RZ σε NRZ σχημάτων ανώτερης τάξης

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής σχεδιάστηκε και επιχειρήθηκε πειραματικά, για πρώτη φορά, διάταξη η οποία θα μπορεί να μετατρέπει από RZ σε NRZ σήματα κωδικοποιημένα με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τα οποία εκμεταλλεύονται τη φάση και το πλάτος για να μεταδώσουν την πληροφορία πιο αποδοτικά. Η συγκεκριμένη διάταξη είναι τελείως παθητική, οπότε συνδυάζει τα πλεονεκτήματα που αναφέρθηκαν πιο πάνω, και πιο συγκεκριμένα αξιοποιεί ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα συμβολομετρικής οπτικής γραμμής καθυστέρησης κι ένα οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο (OBPF) για την επίτευξη της μετατροπής. Η καλή λειτουργία και η αποδοτικότητα της διάταξης επιβεβαιώθηκαν αρχικά από αποτελέσματα προσομοιώσεων για ταχύτητες έως 40 GBaud με σχήματα διαμόρφωσης DPSK, DQPSK, 16-QAM, και πειραματικά για ταχύτητα 40 Gb/s με σχήμα διαμόρφωσης DPSK με μόνο 1.5 dB ποινή ισχύος (*power penalty*) σε σχέση με το *back-to-back* σήμα. Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζεται η διάταξη, περιγράφεται η αρχή λειτουργίας της και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης και πειράματος.

#### 2.3.1 Αρχή λειτουργίας διάταξης

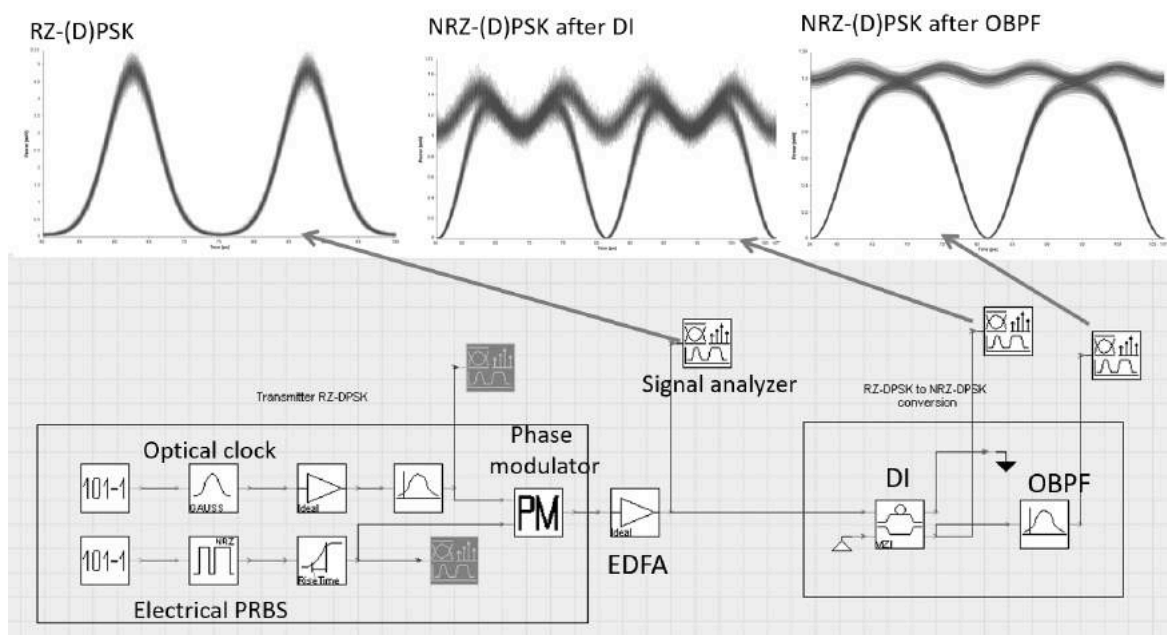


Σχήμα 2.5: Κύκλωμα και λειτουργία μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης για DPSK σήμα

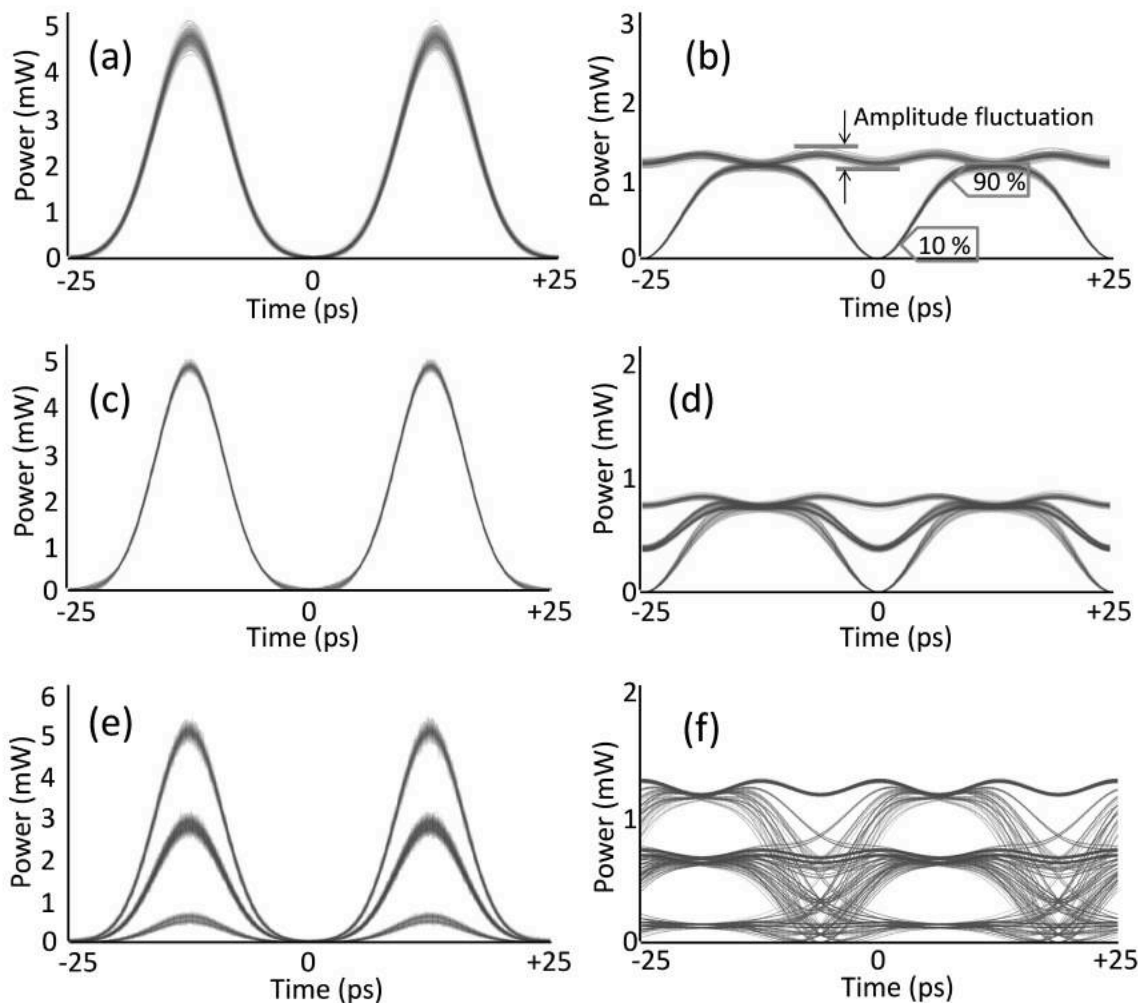
Σε αντίθεση με την κωδικοποίηση OOK όπου οι παλμοί ενός σήματος αντιπροσωπεύουν υψηλή "1" και χαμηλή "0" στάθμη ισχύος, οι παλμοί ενός DPSK σήματος είναι σταθεροί στο πλάτος

με μη μηδενική ισχύ και αντιπροσωπεύουν 0 ή  $\pi$  rad φάση. Το αριστερό τμήμα του σχήματος 2.5 παρουσιάζει την διάταξη και την αρχή λειτουργίας της. Οι παλμοί RZ-DPSK μπαίνουν σε ένα συμβολόμετρο DI και διαχωρίζονται σε δυο συνιστώσες που περνάνε από τα δυο σκέλη του συμβολόμετρου, με το ένα σκέλος να εισάγει χρονική καθυστέρηση ίση με τη μισή διάρκεια του παλμού (συμβόλου). Το συμβολόμετρο πρέπει να έχει FSR διπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης των συμβόλων για να εισάγει αυτήν την καθυστέρηση. Η αρχική συνιστώσα και η καθυστερημένη εκδοχή της συμβάλουν σε φάση στην έξοδο του συμβολόμετρου, ενώ στην συνέχεια το σήμα περνάει μέσα από ένα OBPF πριν την τελική έξοδο της διάταξης (σημείο D). Στο δεξί τμήμα του σχήματος 2.5 παρουσιάζονται οι σχετικές θέσεις των σημάτων στο χρόνο για τα διαφορετικά σημεία της διάταξης ώστε να γίνει πιο κατανοητός ο μηχανισμός μετατροπής. Επίσης, έχει ληφθεί υπόψη η στροφή φάσης  $\pi/2$  που εισάγεται στους παλμούς από το συζεύκτη στην έξοδο του συμβολόμετρου (σημείο C). Για ρεαλιστικές τιμές κύκλου εργασίας του σήματος, οι αρχικοί παλμοί και η καθυστερημένη συνιστώσα τους επικαλύπτονται στο χρόνο, συμβάλλουν σε φάση και μεγαλώνουν τον κύκλο εργασίας ώστε το υψηλό επίπεδο ισχύος να διατηρείται καθ' όλη τη διάρκεια του συμβόλου. Στην περίπτωση που τα διαδοχικά σύμβολα έχουν την ίδια φάση, οι επικαλυπτόμενοι παλμοί συμβάλλουν προσθετικά και διατηρούν το υψηλό επίπεδο ισχύος καθ' όλη τη διάρκεια του συμβόλου, όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω. Στην αντίθετη περίπτωση που έχουν φάσεις 0 και  $\pi$  συμβάλλουν αναιρετικά και σαν αποτέλεσμα στα σημεία εκείνα η ισχύς είναι ελάχιστη, όπως διακρίνονται στη δεξιά μεριά του σχήματος 2.5. Οι διακυμάνσεις στο πλάτος των παλμών που φαίνονται στο ίδιο σχήμα εξαρτώνται από το σχήμα και τον κύκλο εργασίας των εισερχόμενων στην διάταξη παλμών.

### 2.3.2 Προσομοίωση λειτουργίας με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης DPSK, DQPSK και 16-QAM



**Σχήμα 2.6:** Η διάταξη που υλοποιήθηκε για την μελέτη του μετατροπέα με το λογισμικό προσομοίωσης. Πάνω από τη διάταξη φαίνεται ενδεικτικά ένα σήμα εισόδου RZ-DQPSK πώς μετασχηματίζεται καθώς περνάει από τα αντίστοιχα σημεία της μέχρι να γίνει NRZ-DQPSK.



**Σχήμα 2.7:** Αποτελέσματα προσομοιώσεων (διαγράμματα οφθαλμού) για μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης στα 40 Gbaud με (a)-(b) εισερχόμενο RZ- και μετασχηματισμένο NRZ-DPSK σήμα, (c)-(d) εισερχόμενο RZ- και μετασχηματισμένο NRZ-DQPSK σήμα, και (e)-(f) εισερχόμενο RZ- και μετασχηματισμένο NRZ-16-QAM σήμα. Ο κύκλος εργασίας όλων των εισερχόμενων σημάτων είναι 33%.

Η διάταξη μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης που αναφέρουμε μελετήθηκε ως προς την απόδοση της για τα σχήματα διαμόρφωσης DPSK, DQPSK και 16-QAM χρησιμοποιώντας κατάλληλο λογισμικό προσομοίωσης [53]. Στο σχήμα 2.6 φαίνεται η διάταξη που υλοποιήθηκε στο εργαλείο προσομοιώσεων VPITransmissionMaker για να μελετηθεί ο μετατροπέας, καθώς και ενδεικτικά ένα σήμα εισόδου RZ-DPSK, το μετασχηματισμένο σήμα μετά το DI με εμφανή τη διακύμανση στην υψηλή στάθμη του πλάτους που οφείλεται στην τιμή του κύκλου εργασίας, και τέλος το σήμα στην έξοδο της διάταξης μετά το OBPF με την διακύμανση να έχει εξομαλυνθεί. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και η επιβεβαίωση της καλής λειτουργίας της διάταξης φαίνονται συγκεντρωτικά στο σχήμα 2.7. Συγκεκριμένα στο σχήμα 2.7(a) φαίνεται το εισερχόμενο RZ-DPSK σήμα στα 40 Gb/s με Γκαουσιανής μορφής πλαμούς και 33% κύκλο εργασίας, ενώ στο σχήμα 2.7(b) φαίνεται το προκύπτον NRZ-DPSK σήμα μετά το 80 GHz DI και ένα OBPF εύρους 0.6 nm (75 GHz), το οποίο και συμφωνεί με την ανάλυση που παρουσιάστηκε πιο πάνω. Τα σχήματα 2.7(c) και (d) παρουσιάζουν τα αντίστοιχα προσομοιωμένα διαγράμματα οφθαλμού για ένα 40 Gbaud RZ-DQPSK σήμα εισόδου με Γκαουσιανής μορφής πλαμούς και 33% κύκλο εργασίας, επίσης. Η επιπλέον στάθμη στο σημείο που υπάρχει το ελάχιστο στην ισχύ στο διάγραμμα οφθαλμού εξόδου αντιστοιχεί

σε μεταβάσεις παρακείμενων συμβόλων με  $\pm 90^\circ$  διαφορά φάσης. Τέλος, τα σχήματα 2.7(e) και (f) παρουσιάζουν τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού για ένα 40 Gbaud RZ-16-QAM σήμα εισόδου με την ίδια μορφή παλμών και κύκλο εργασίας όπως προηγούμενως. Ειδικά για την τελευταία περίπτωση, παρά τις επιπλέον στάθμες λόγω των πολλαπλών συνδυασμών φάσεων και πλατών των παρακείμενων συμβόλων, το διάγραμμα οφθαλμού του μετασχηματισμένου σήματος παραμένει καθαρό κι ανοιχτό καταδεικνύοντας την αποδοτικότητα της μεθόδου. Η παρουσίαση κι ανάλυση του μετατροπέα γίνεται στο πεδίο του χρόνου, η μεταφορά της ανάλυσης στο πεδίο των συχνοτήτων όπου η χρήση των εννοιών των συναρτήσεων μεταφοράς ενδείκνυται και το DI είναι ένα περιοδικό φίλτρο, αναδεικνύει τον μηχανισμό μετασχηματισμού του φάσματος που αναφέραμε πιο πάνω, αλλά και την γραμμικότητα της μεθόδου μας αφού η θέση των δυο φίλτρων (DI και OBPF) μπορεί να αντιμετωπιστεί χωρίς να επηρεαστεί η απόδοση.

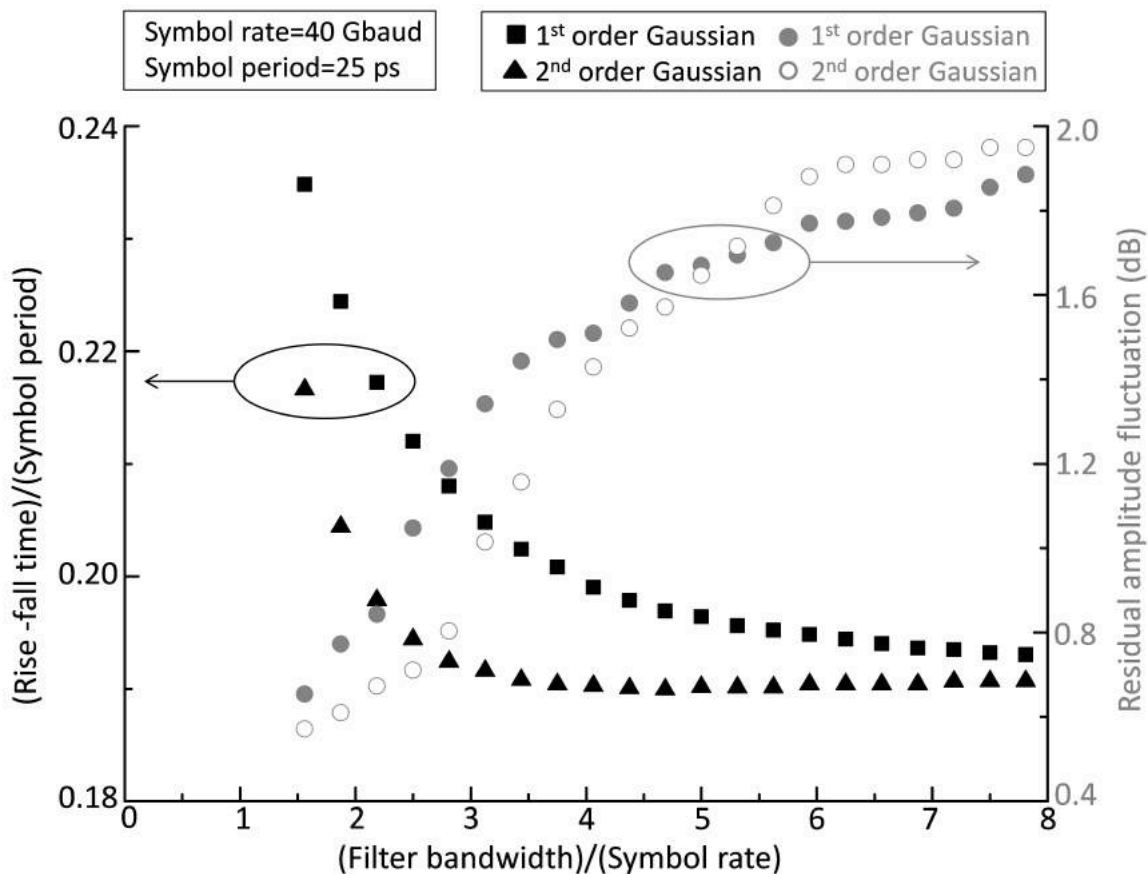
Παράγοντες που μπορεί να επηρεάζουν την απόδοση του μετατροπέα αποτελούν το εύρος ζώνης του OBPF, η διαφορετική τιμή της ολίσθησης φάσης μεταξύ των δυο βραχιόνων του συμβολόμετρου, η απόκλιση της χρονικής τιμής καθυστέρησης του συμβολόμετρου, καθώς και η απόκλιση της κεντρικής συχνότητας του OBPF σε σχέση με την συχνότητα του σήματος εισόδου. Η εξάρτηση της απόδοσης του μετατροπέα από αυτές τις παραμέτρους διερευνήθηκε μέσα από προσομοιώσεις, χρησιμοποιώντας την ίδια διάταξη στο εργαλείο προσομοιώσεων. Ο τρόπος με τον οποίο επιδρά στην απόδοση του μετατροπέα η κάθε παράμετρος, καθώς και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται παρακάτω.

### **Επίδραση του εύρους ζώνης του OBPF**

Το σχήμα 2.8 αναφέρεται στην περίπτωση ρυθμού μετάδοσης 40 Gb/s με σχήμα διαμόρφωσης DPSK, δείχνοντας την εξάρτηση του χρόνου μετάβασης του σήματος από το 10% στο 90% της ισχύος και την εξάρτηση της διακύμανσης του πλάτους του μετασχηματισμένου σήματος από το εύρος ζώνης του OBPF. Οι μετρικές αυτές ορίζονται στο σχήμα 2.7(b). Το φίλτρο καθορίζει το εύρος ζώνης του μετατροπέα, κι από το σχήμα φαίνεται ότι μεγάλο εύρος φίλτρου έχει σαν αποτέλεσμα γρήγορους χρόνους ανόδου-καθόδου, αλλά με μεγαλύτερη διακύμανση στο πλάτος και αντίθετα, καταλήγοντας σε συμβιβασμό μεταξύ των δυο μεγεθών. Στο σχήμα οι τιμές του χρόνου και του εύρους ζώνης του φίλτρου είναι κανονικοποιημένες για να μπορούν εύκολα να κλιμακωθούν και σε άλλους ρυθμούς μετάδοσης.

### **Επίδραση της διαφορετικής ολίσθησης φάσης μεταξύ των βραχιόνων**

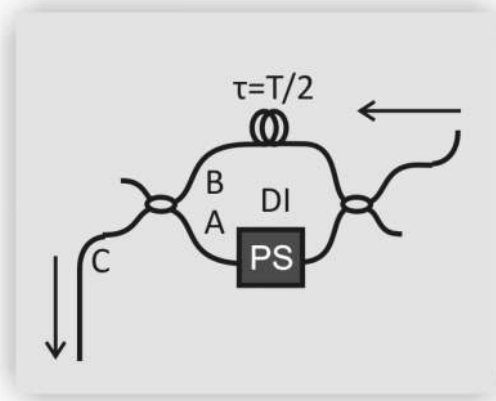
Το σχήμα 2.9 δείχνει το DI που αποτελεί μέρος του μετατροπέα. Ο μετατροπέας για να λειτουργήσει σωστά απαιτεί η διαφορά φάσης μεταξύ των βραχιόνων του να είναι  $0^\circ$ , εννοώντας ότι οι αρχικοί παλμοί που έρχονται από τον κάτω βραχίονα με την καθυστερημένη εκδοχή τους που προέρχεται από τον πάνω βραχίονα πρέπει να συμβάλλουν σε φάση στην έξοδο (σημείο C). Αυτή η συνθήκη πρέπει πάντα να ισχύει, όχι μόνο για λειτουργία με σήματα DPSK, αλλά και για σήματα DQPSK, M-QAM Οποιαδήποτε απόκλιση στην ολίσθηση φάσης, πρακτικά αντιστοιχεί σε μετατόπιση της περιοδικής συνάρτησης μεταφοράς του DI, με αποτέλεσμα την κακή ευθυγράμμιση του μέγιστου σημείου της και της συχνότητας του φέροντος του σήματος εισόδου. Στην πράξη η ευθυγράμμιση που ικανοποιεί την απαίτηση για  $0^\circ$  διαφορά φάσης επιτυγχάνεται με την τοποθέτηση ενός στοιχείου ολίσθησης φάσης



**Σχήμα 2.8:** Τιμές χρόνων ανόδου/καθόδου (10% - 90%) των σημείων που η ισχύς ελαχιστοποιείται και τιμές διακύμανσης πλάτους του μετασχηματισμένου NRZ-DPSK σήματος ως συνάρτηση του OBPF. Κανονικοποιημένες τιμές χρησιμοποιούνται για τις τιμές του χρόνου ανόδου/καθόδου και για το εύρος ζώνης του φίλτρου.

(*phase-shifter* σε έναν από τους δυο βραχίονες του συμβολόμετρου. Στην πειραματική διάταξη όπως θα δούμε παρακάτω, το ολοκληρωμένο συμβολόμετρο έφερε ένα θερμό-οπτικό ολισθητή φάσης σε έναν από τους βραχίονες για την ακριβή ρύθμιση της ολισθησης φάσης. Στην περίπτωση που η ολισθηση φάσης αποκλίνει από την ιδανική τιμή  $0^\circ$ , η απόδοση του μετατροπέα και η ποιότητα του σήματος εξόδου χειροτερεύουν. Η επίδραση της απορρύθμισης της τιμής της ολισθησης φάσης ποσοτικοποιήθηκε πραγματοποιώντας επιπλέον μελέτη.

Το σχήμα 2.10 δείχνει τα διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του μετατροπέα για λειτουργία με DPSK, DQPSK και 16-QAM σήματα. Οι παράμετροι των σημάτων, του DI, και του OBPF είναι όπως περιγράφηκαν πιο πάνω. Για κάθε σχήμα διαμόρφωσης θεωρήσαμε τρεις τιμές για την ολισθηση φάσης μεταξύ των δυο δρόμων διάδοσης του DI:  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  και  $40^\circ$ . Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει, η χειροτέρευση και για τα τρία σχήματα διαμόρφωσης παραμένει μέτρια και σε ανεκτά επίπεδα ακόμα και στην περίπτωση των  $40^\circ$  απόκλισης στη φάση των βραχιόνων. Η χειροτέρευση εμφανίζεται με τη μορφή αυξημένων διακυμάνσεων στο πλάτος, λιγότερο ανοιχτού διαγράμματος οφθαλμού (στην περίπτωση του 16-QAM σήματος) και μειωμένης ισχύος εξόδου. Επιπλέον, πρόσθετες μεταβάσεις/στάθμες στο πλάτος εμφανίζονται στα σημεία των ελαχίστων, το οποίο είναι εμφανέστερο στην περίπτωση του DQPSK σήματος, όπου τα αρχικώς τρία επίπεδα πλάτους έγιναν τέσσερα λόγω της μη μηδενικής τιμής της ολισθησης φάσης. Για να επιβεβαιώσουμε



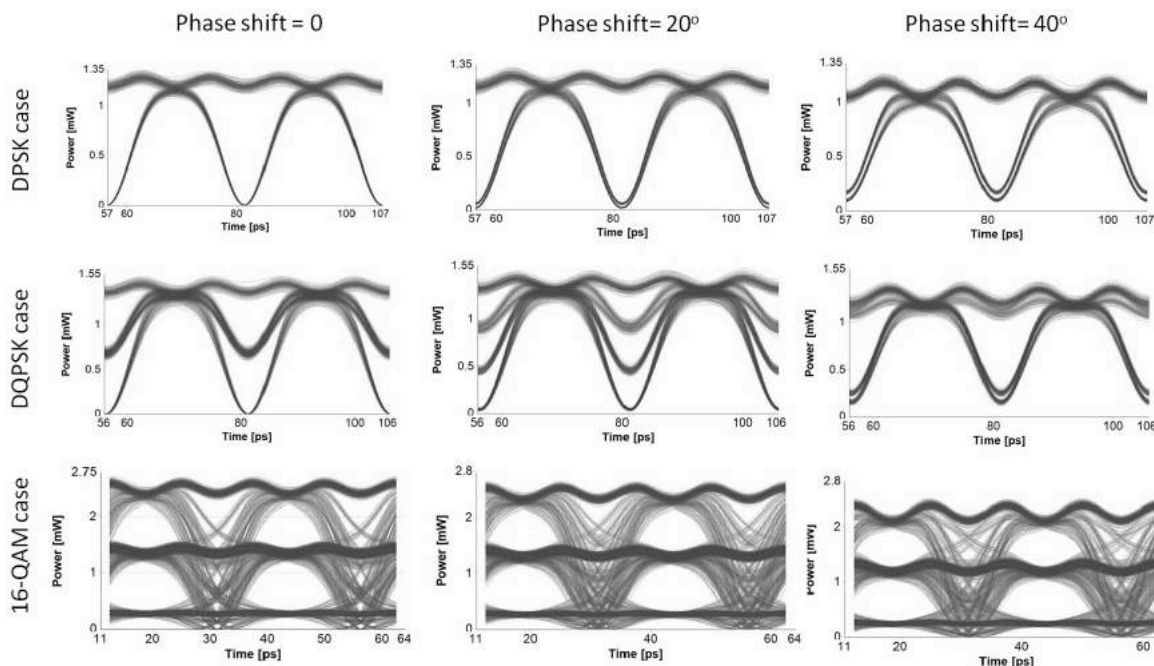
**Σχήμα 2.9:** Σχηματική περιγραφή του συμβολόμετρου DI ως μέρους του μετατροπέα RZ-to-NRZ.

ότι αυτή η επιπλέον στάθμη στο σημείο μεταβάσεων του μετασχηματισμένου DQPSK σήματος δεν επιδρά πρακτικά στην ποιότητα του σήματος, διεξαγάγαμε επιπλέον μελέτη αποκωδικοποιώντας το μετασχηματισμένο DQPSK σήμα με τη χρήση 40 GHz DIs και ισορροπημένων δεκτών (*balanced receivers*), εκτιμώντας την ποιότητα των αποκωδικοποιημένων διαγραμμάτων οφθαλμού. Το σχήμα 2.11 παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμού των αποκωδικοποιημένων I και Q συνιστωσών στις περιπτώσεις  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  και  $40^\circ$  απόκλισης στη τιμή της ολισθητής φάσης του μετατροπέα, και επιβεβαιώνει ότι η χειρότερηση της απόδοσης είναι περιορισμένη και μια απόκλιση της τάξης των  $40^\circ$  είναι καλά ανεκτή από τον μετατροπέα. Το συμπέρασμα αυτό μπορεί να γενικευτεί για ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης. Δεδομένης της διαθεσιμότητας μεγάλης ακρίβειας ολισθητών φάσης μέσα στο πραγματικό DI, η απόκλιση της ολισθητής φάσης από την ιδανική τιμή της, δεν αναμένεται να παρουσιάσει πρακτικές επιπλοκές στην μέθοδο.

### Επίδραση της απόκλισης της χρονικής τιμής καθυστέρησης

Η χρονική καθυστέρηση (ή ισοδύναμα το ελεύθερο φασματικό εύρος FSR) του DI καθορίζει τον σχετικό χρονισμό των αρχικών παλμών και της καθυστερημένης εκδοχής τους στην κοινή ροή στην έξοδο του DI. Εάν η χρονική καθυστέρηση είναι ακριβώς ίση με το μισό της διάρκειας ενός συμβόλου, τότε η καθυστερημένη εκδοχή θα τοποθετηθεί ακριβώς μεταξύ των αρχικών παλμών. Σε αντίθετη περίπτωση, αν η χρονική καθυστέρηση δεν είναι ίση με το μισό της διάρκειας του συμβόλου, μια χρονική ασυμμετρία εμφανίζεται στο σήμα εξόδου. Για εκτίμηση της επίδρασης της στην απόδοση αλλά και για να εκτιμήσουμε την απόκλιση που μπορεί να ανεχθεί ο μετατροπέας, πραγματοποιήσαμε μελέτη με το λογισμικό προσομοίωσης. Το σχήμα 2.12 παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων για την ιδανική τιμή καθυστέρησης (12.25 ps ή 80 GHz FSR), για 11.25 ps ( $-10\%$  από την ιδανική τιμή) και 13.75 ps ( $+10\%$  από την ιδανική τιμή). Αν και απόκλιση από την ιδανική χρονική καθυστέρηση έχει σαν αποτέλεσμα ισχυρότερες διακυμάνσεις στο πλάτος, εν τούτοις τιμές ανάμεσα στην περιοχή  $\pm 10\%$  της ιδανικής μπορούν να ανεχθούν ικανοποιητικά. Σαν γενικός κανόνας, τιμές που είναι μικρότερες της ιδανικής τείνουν να αφήνουν τη διαδικασία μετασχηματισμού ατελή, ενώ τιμές μεγαλύτερες από την ιδανική έχουν σαν αποτέλεσμα διαγράμματα οφθαλμού τα οποία είναι λιγότερο ανοιχτά (αυτό είναι εμφανές στην περίπτωση του 16-QAM σήματος).

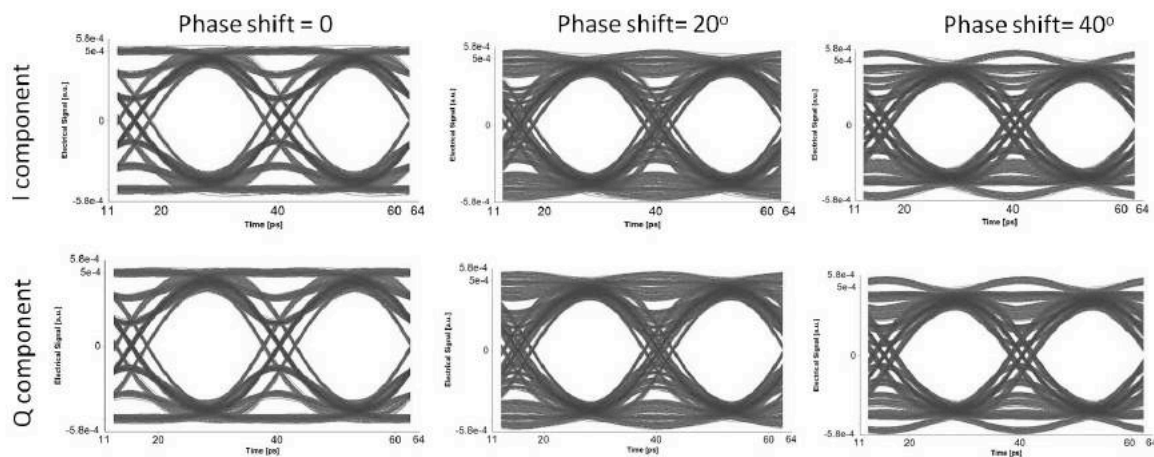




**Σχήμα 2.10:** Διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων στην έξοδο του μετατροπέα στις περιπτώσεις  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  και  $40^\circ$  απόκλιση στη τιμή της φάσης μεταξύ των δυο βραχιόνων του DI.

### Επίδραση της απόκλισης του OBPF από την κεντρική συχνότητα του σήματος

Δεδομένου ότι το DI είναι φασματικά ευθυγραμμισμένο με το εισερχόμενο RZ-DPSK σήμα, η απόδοση του μετατροπέα είναι βέλτιστη όταν και το OBPF είναι ευθυγραμμισμένο με το εισερχόμενο σήμα. Οποιαδήποτε απόκλιση μεταξύ της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου και της συχνότητας του φέροντος επιδεινώνει την απόδοση του μετατροπέα και υποβαθμίζει την ποιότητα του σήματος εξόδου. Ο τρόπος με τον οποίο η ποιότητα του μετασχηματισμένου σήματος υποβαθμίζεται είναι παρόμοιος με την περίπτωση της απόκλισης της τιμής ολίσθησης φάσης μεταξύ των βραχιόνων του DI. Αυτό αναμένεται καθώς και η διαφορετική τιμή ολίσθησης φάσης και η απόκλιση της κεντρικής συχνότητας του OBPF αναφέρονται σε κακή ευθυγράμμιση στο μήκος κύματος μεταξύ του φέροντος του σήματος εισόδου και των στοιχείων με λειτουργία φίλτρου μέσα στον μετατροπέα. Για να αξιολογήσουμε την επιδείνωση στην περίπτωση κακής ευθυγράμμισης στο μήκος κύματος του OBPF, πραγματοποιήσαμε μελέτη, η οποία παρουσιάζεται στο σχήμα 2.13. Σε αυτό το σχήμα, παρουσιάζονται διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του μετατροπέα για λειτουργία με DPSK, DQPSK και 16-QAM σήματα. Το 3dB εύρος ζώνης του OBPF είναι όπως και πριν 0.6nm ή 75 GHz. Για κάθε περίπτωση σχήματος διαμόρφωσης θεωρήσαμε τρεις τιμές απόκλισης συχνότητας: 0 GHz, 20 GHz και 40 GHz. Όπως είναι εμφανές, σημαντική επιδείνωση παρατηρείται μόνο για την περίπτωση 40 GHz απόκλισης (απόκλιση που ισούται με 100% του ρυθμού μετάδοσης συμβόλων ή 50% του 3 dB εύρος ζώνης). Η επιδείνωση εμφανίζεται κυρίως με τη μορφή ισχυρότερων διακυμάνσεων πλάτους, πιο κλειστού διαγράμματος οφθαλμού (για την περίπτωση 16-QAM σήματος) και μειωμένης ισχύος εξόδου. Σαν γενικό συμπέρασμα, η επίδραση της απόκλισης της συχνότητας του OBPF μέχρι 20 GHz είναι μικρή και μπορεί να ανεχθεί από τον μετατροπέα. Στην πράξη για ρυθμούς μετάδοσης 40 Gbaud αναμένονται αποκλίσεις πολύ μικρότερες των 20 GHz κι άρα πολύ καλά ανεχτές από

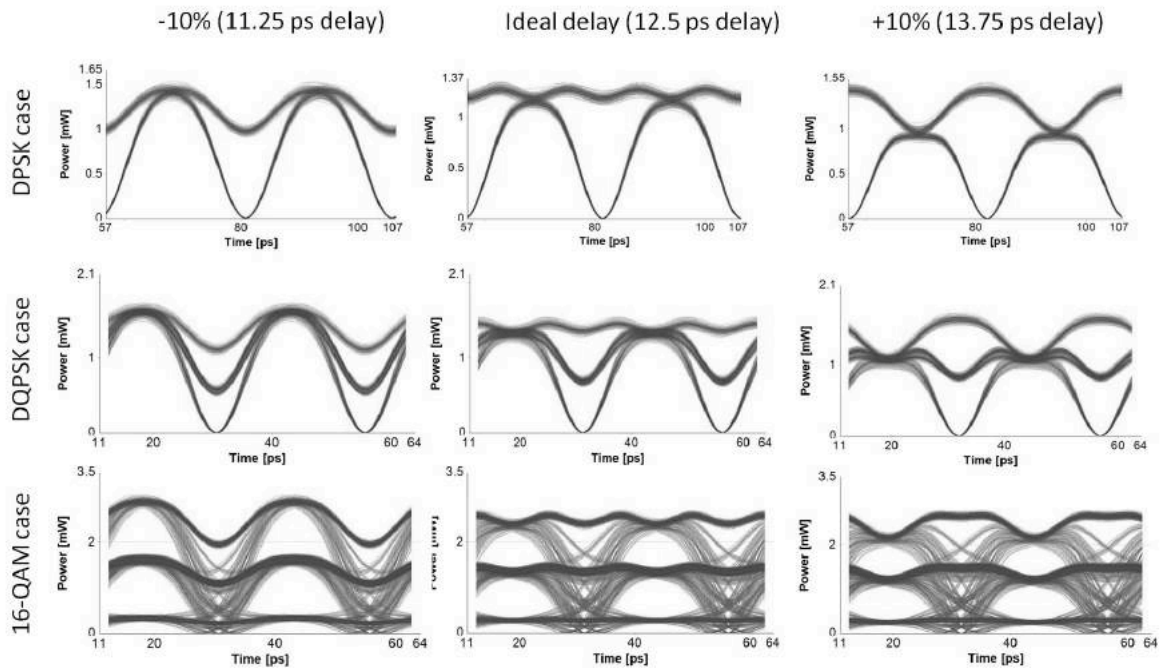


**Σχήμα 2.11:** Διαγράμματα οφθαλμού των  $I$  και  $Q$  συνιστωσών που αντιστοιχούν στο RZ-to-NRZ μετασχηματισμένο DQPSK σήμα στις περιπτώσεις  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  και  $40^\circ$  απόκλισης στη τιμή της φάσης μεταξύ των δυο βραχιόνων του 80 GHz DI.

τον μετατροπέα. Οι παραπάνω παράγραφοι έλλεισαν την θεωρητική περιγραφή και ανάλυση της διάταξης μέσω προσομοιώσεων. Η επόμενη παράγραφος παρουσιάζει την πειραματική διάταξη και τα αποτελέσματα που αποκτήθηκαν με τον μετατροπέα.

### 2.3.3 Πειραματική διάταξη και αποτελέσματα στα 40 Gb/s με RZ-DPSK σχήμα διαμόρφωσης

Ο μετατροπέας επιχειρήθηκε πειραματικά και εκτιμήθηκε η λειτουργία του με 40 Gb/s PSK σήματα υλοποιώντας την διάταξη που φαίνεται στο σχήμα 2.14. Το σήμα εξόδου ενός λέιζερ κατανεμημένης ανάδρασης (*distributed feedback* - DFB) στα 1557.9 nm εισήχθη σε ένα διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (*electro-absorption modulator* - EAM) για τη δημιουργία οπτικού ρολογιού από κόψιμο των παλμών (*pulse carving*) στα 40 GHz. Το οπτικό ρολόι με εύρος παλμού 8.5 ps (~33% κύκλος εργασίας) περνάει μέσα από μια οπτική γραμμή καθυστέρησης (*optical delay line* - ODL) για να καταλήξει στον διαμορφωτή φάσης (*phase modulator* - PM), ο οποίος οδηγείται από μια ψευδοτυχαία ακολουθία διφύων (*pseudo-random bit sequence* - PRBS) τάξης  $2^{31} - 1$ . Το 40 Gb/s RZ-PSK σήμα εισέρχεται στον μετατροπέα ο οποίος αποτελείται από ένα ολοκληρωμένο 80 GHz DI και ένα 0.6 nm OBPf. Το DI είναι ολοκληρωμένο σε τεχνολογία SOI από την CIP photonics [54] κι είχε σχεδιαστεί ώστε να μην επηρεάζεται από αλλαγές στην πολωτική κατάσταση του σήματος. Παρόλα αυτά η ευαισθησία στην πόλωση δεν είχε εξαλειφθεί πλήρως λόγω της εναπομένουσας διπλοθλαστικότητας στην πλατφόρμα SOI που κατασκευάστηκε. Γι αυτό το λόγο χρειαζόταν ένας ελεγκτής πόλωσης στην είσοδο του DI για να βελτιστοποιεί τον λόγο διαχωρισμού των συζευκτών του DI, κι έτσι την απόδοση του DI και του μετατροπέα. Η σωστή φάση των διαδοχικών διφύων ώστε να συμβάλλουν σωστά εξασφαλίζεται από έναν θερμο-οπτικό *phase shifter* στο κάτω άκρο του DI. Οι εγγενείς απώλειες (*insertion loss*) ολόκληρης της διάταξης του μετατροπέα είναι 12.5 dB, κυρίως λόγω των 11 dB απωλειών που εισήγαγε το ολοκληρωμένο DI. Μετά την μετατροπή, το NRZ-PSK σήμα προχωράει στον δέκτη για τις διαδικασίες της φώρασης και αξιολόγησης. Ο οπτικός εξασθενητής (*attenuator*) χρησιμοποιείται για να ρυθμίζει τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο (OSNR) του λαμβανόμενου σήματος. Το σήμα περνάει από μια προενισχυτική και μια ενισχυτική βαθμίδα

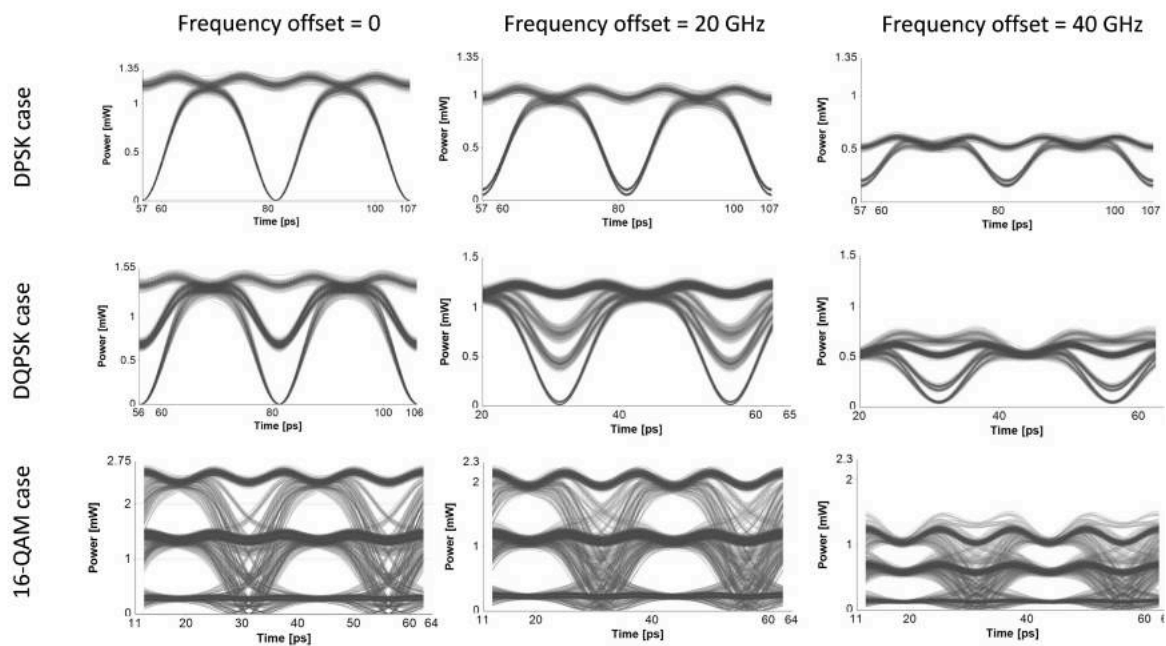


**Σχήμα 2.12:** Διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων στην έξοδο του μετατροπέα για χρονική καθυστέρηση  $\tau$  ίση με 11.25 ps, 12.25 ps (ιδανική τιμή για 80 GHz DI και 13.75 ps).

για να εισαχθεί στην συνέχεια στο 40 GHz DI για αποκωδικοποίηση. Οι δυο συμπληρωματικές OOK συνιστώσες οδηγούνται στον ισοσταθμισμένο δέκτη (*balanced receiver*) με ισχύ -1 dBm. Το ηλεκτρικό σήμα που προκύπτει από την φώραση, αποπολυπλέκεται 1 : 4 και αξιολογείται μέσω της διαδικασίας μέτρησης του ρυθμού των λαθών στη λήψη (*bit-error rate measurements - BER*). Τα διαγράμματα οφθαλμού των κωδικοποιημένων κατά φάση και των αποκωδικοποιημένων σημάτων απεικονίζονται με τη χρήση ενός οπτικού δέκτη μονής εισόδου (*single-ended photoreceiver*).

Το σχήμα 2.15 δείχνει συγκριτικά τα αποτελέσματα. Τα σχήματα 2.15a και 2.15b απεικονίζουν το σήμα εισόδου RZ-PSK και το μετασχηματισμένο σήμα NRZ-PSK. Τα σχήματα 2.15c και 2.15d απεικονίζουν τα AMI και DB σήματα στην έξοδο του 40 GHz DI μετά την αποκωδικοποίηση του μετασχηματισμένου σήματος. Τα διαγράμματα οφθαλμού των δυο σημάτων είναι καθαρά και ανοικτά υποδεικνύοντας την υψηλή ποιότητα του NRZ-PSK σήματος και την αποδοτικότητα της τεχνικής.

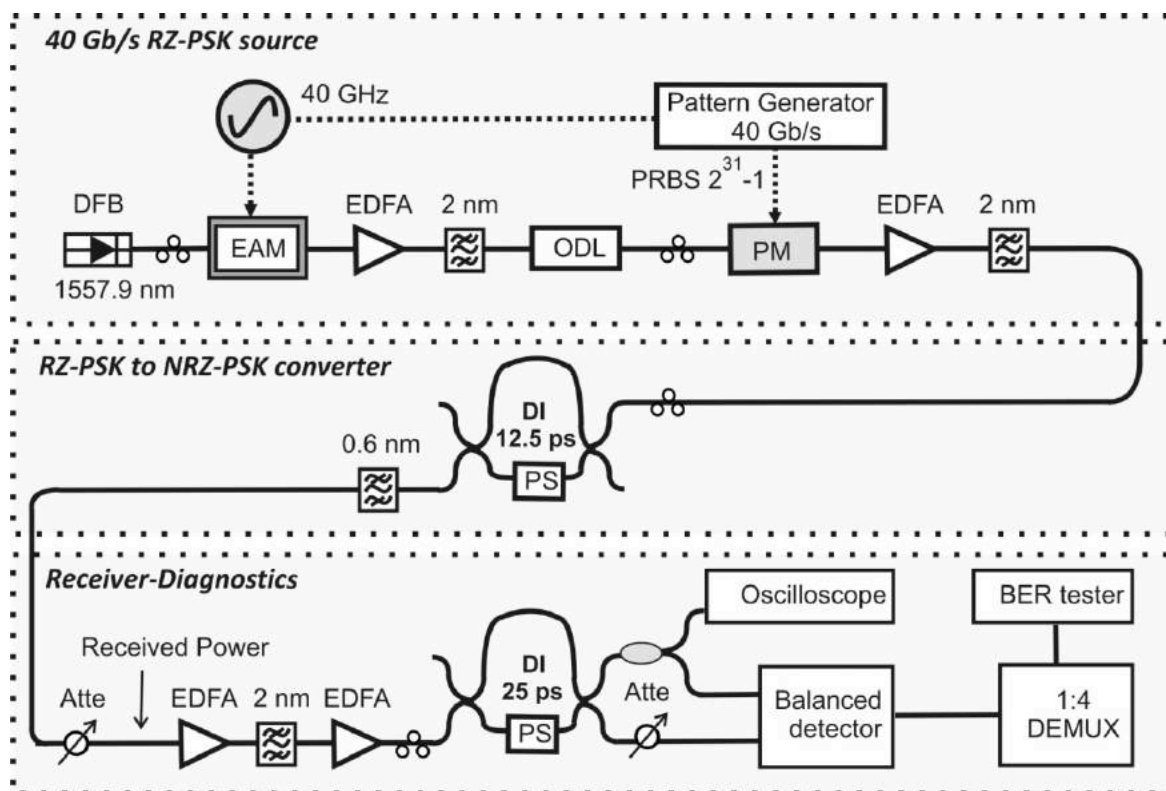
Το σχήμα 2.16 παρουσιάζει τις καμπύλες μέτρησης του ρυθμού λαθών *BER curves* για το σήμα εισόδου RZ-PSK, το μετασχηματισμένο σήμα NRZ-PSK και το back-to-back σήμα NRZ-PSK στα 40 Gb/s. Κάθε καμπύλη αντιστοιχεί στη χειρότερη από τις τέσσερις 10 Gb/s συνιστώσες του κάθε σήματος. Ωστόσο, οι διαφορές ανάμεσα στις τέσσερις συνιστώσες ήταν αμελητέες, λόγω της τελείως παθητικής λειτουργίας του μετατροπέα, όπως επίσης και η απουσία ανεπιθύμητων φαινομένων σχηματοφόρφωσης (*patterning effects*). Λειτουργία μετατροπής σήματος διαμόρφωσης χωρίς λάθη (*error-free*) επιβεβαιώθηκε με λιγότερα από 5 dB ποινή ισχύος συγκρινόμενη με την καμπύλη του RZ-PSK σήματος εισόδου. Πιο συγκεκριμένα η τιμή του BER ήταν μικρότερη από  $5 \times 10^{-11}$ , η οποία προκύπτει λαμβάνοντας υπόψη ότι στο χρονικό παράθυρο των 2 sec που διαρκούσε η μέτρηση, ο αριθμός των ελεγμένων διφύων ήταν  $2 \times 10^{10}$  για ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s. Δεν χρησιμοποιήθηκε μεγαλύτερο χρονικό παράθυρο καθώς η τιμή BER μπορεί να θεωρηθεί αρκετά χαμηλή για πρακτικές εφαρμογές δικτύων κορμού και μητροπολιτικών δικτύων. Σημειωτέον δε, αυτή η ποι-



**Σχήμα 2.13:** Διαγράμματα οφθαλμού των μετασχηματισμένων NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK και NRZ-16-QAM σημάτων στην έξοδο του μετατροπέα για απόκλιση 0GHz, 20GHz και 40GHz μεταξύ της κεντρικής συχνότητας του OBPF και του φέροντος του σήματος.

νή ισχύος οφείλεται κυρίως στην διαφορετική τιμή μέσης μέγιστης ισχύος που έχουν τα σχήματα RZ και NRZ λόγω της χρονικής διάρκειας τους στο textitbitslot. Η αντίστοιχη ποινή ισχύος του μετασχηματισμένου σήματος συγκρινόμενη με την back-to-back <sup>7</sup> περίπτωση ήταν μικρότερη του 1.5 dB υποδεικνύοντας ότι η παραμόρφωση που προκαλείται στο σήμα από το μετατροπέα είναι ελάχιστη. Για αυτήν την σύγκριση θεωρήσαμε ως back-to-back, το 40 Gb/s σήμα στην έξοδο του ίδιου διαμορφωτή φάσης, όταν αυτός λειτουργεί με ένα οπτικό σήμα συνεχούς κύματος (CW) στα 1557.9 nm. Αναμένουμε ότι η ποινή ισχύος 1.5 dB μπορεί να γίνει ακόμα μικρότερη εάν ο κύκλος εργασίας του RZ-PSK σήματος εισόδου είναι μεγαλύτερος από 33%. Αυτό εξηγείται από την αύξηση της επικάλυψης των παλμών στο χρόνο στην έξοδο του DI μεταξύ των αρχικών παλμών και της καθυστερημένης συνιστώσας τους, όταν αυξάνεται ο κύκλος εργασίας των εισερχόμενων RZ-PSK παλμών, η οποία έχει σαν αποτέλεσμα λιγότερη διακύμανση στο πλάτος όταν συνδυάζονται τα σήματα στο σημείο εξόδου. Συνεπώς οι μεγαλύτεροι κύκλοι εργασίας ευνοούν την λειτουργία του μετατροπέα. Αυτό μπορεί να γίνει και διαισθητικά κατανοητό καθώς οι εισερχόμενοι RZ παλμοί υψηλότερου κύκλου εργασίας είναι πιο κοντά στους τελικούς NRZ όσον αφορά τον χρόνο αλλά και το φάσμα. Αυτό υποστηρίζεται κι από ευρήματα προηγούμενων σχετικών μελετών για την περίπτωση RZ-OOK σε NRZ-OOK μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης χρησιμοποιώντας την ίδια τεχνική [49].

<sup>7</sup>Ένα κύκλωμα σε διαμόρφωση back-to-back ορίζεται εκείνο του οποίου ο πομπός έχει συνδεθεί απευθείας στον δέκτη χωρίς την παρεμβολή άλλων στοιχείων ενδιάμεσα, εξαιρουμένου ενός μικρού κομματιού ίνας.



Σχήμα 2.14: Πειραματική διάταξη για αξιολόγηση του μετατροπέα RZ-to-NRZ με σήματα DPSK στα 40Gb/s

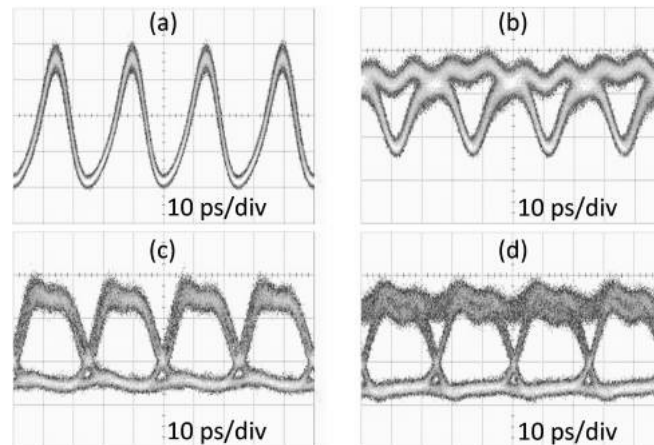
### 2.3.4 Κανόνες κλιμάκωσης για επέκταση λειτουργίας του κυκλώματος υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης

Προηγουμένως επιδείχθηκε η λειτουργία του κυκλώματος στα 40 Gb/s. Η ευελιξία του κυκλώματος μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης που υλοποιήθηκε για τη μετατροπή σημάτων RZ-PSK σε NRZ-PSK βασίζεται στο ότι περιλαμβάνει μόνο ένα στάδιο μετατροπής με ένα κυρίως στοιχείο, επομένως μπορεί να κλιμακωθεί ευθέως όσον αφορά την ελεύθερη φασματική περιοχή του DI για λειτουργία με σήματα υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης. Ο πίνακας 2.1 συνοψίζει την απαιτούμενη ε-

Κύκλος εργασίας	40 Gb/s	50 Gb/s	80 Gb/s	100 Gb/s
33%	12.5 ps (80 GHz)	10 ps (100 GHz)	6.25 ps (160 GHz)	5 ps (200 GHz)
50%	12.5 ps (80 GHz)	10 ps (100 GHz)	6.25 ps (160 GHz)	5 ps (200 GHz)
66%	12.5 ps (80 GHz)	10 ps (100 GHz)	6.25 ps (160 GHz)	5 ps (200 GHz)

Πίνακας 2.1: Ενδεικτικές τιμές απαιτούμενης χρονικής καθυστέρησης σε ps του DI για την μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 100 Gb/s. Σε παρένθεση η ελεύθερη φασματική περιοχή που αντιστοιχεί σε κάθε τιμή χρονικής καθυστέρησης.

λεύθερη φασματική περιοχή του συμβολόμετρου (DI) για την μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 100 Gb/s. Οι τιμές έχουν υπολογιστεί λαμβάνοντας υπόψη την χρονική διάρκεια του bitslot και την φασματική απόσταση των πρώτων ισχυρών αρμονικών ενός σήματος

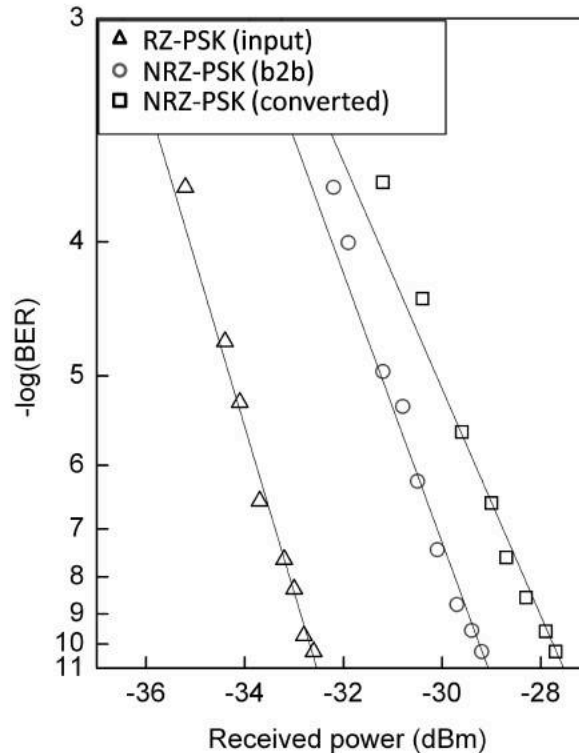


**Σχήμα 2.15:** Πειραματικά αποτελέσματα. Διαγράμματα οφθαλμού (a) σήμα εισόδου RZ-PSK, (b) μετασχηματισμένο σήμα NRZ-PSK και (c)-(d) αντίστοιχες αποκωδικοποιημένες συνιστώσες

RZ-PSK για τους διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης. Όπως παρατηρείται στον παραπάνω πίνακα, μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης μπορεί να επιτευχθεί εύκολα, ανεξαρτήτου κύκλου εργασίας του σήματος, απλά χρησιμοποιώντας ένα συμβολόμετρο με διαφορετική τιμή καθυστέρησης μεταξύ των δυο δρόμων. Η δυνατότητα κατασκευής ολοκληρωμένων συμβολόμετρων με πολύ μικρές τιμές καθυστέρησης [55] επιτρέπει την επέκταση της λειτουργίας του κυκλώματος και πέρα από τα 100 Gb/s, με μόνο όριο το ηλεκτρικό εύρος ζώνης και άρα την ταχύτητα του πομπού. Η τιμή της διαφοράς μήκους των δυο διαδρομών του συμβολόμετρου εξαρτάται από τον ενεργό δείκτη διάθλασης του κυματοδηγού του συμβολόμετρου κι επακόλουθα από την γεωμετρία και το υλικό κατασκευής του, επομένως δεν αναφέρουμε ενδεικτικές τιμές.

## 2.4 Ηλεκτρονική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου για 100 Gb/s ρυθμούς μετάδοσης

Μόλις πριν κάποια χρόνια (το 2006 περίπου) έγιναν εμπορικά διαθέσιμα κι άρχισαν να εγκαθίστανται τα πρώτα 40 Gb/s συστήματα μετάδοσης βασισμένα σε ηλεκτρονική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (ETDM), και άρχισαν τα πρώτα 100 Gb/s πειράματα, ενώ όπως είδαμε ρυθμοί μετάδοσης 100 Gb/s με OTDM είχαν ήδη δειχθεί από το 1993. Παρόλα αυτά προβλέπεται ότι στο μέλλον η ETDM θα ξεπεράσει την OTDM για ρυθμούς 100 Gb/s [56]. Αυτό οφείλεται σε χαρακτηριστικά που κάνουν την OTDM πολύπλοκη πρακτικά, όπως η ανάγκη για συγχρονισμό, η ακριβής εξαγωγή του ρολογιού από τα δεδομένα ειδικά για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης κι η ανάγκη για πολύ στενούς παλμούς που απαιτεί χρήση σύνθετων πηγών λέιζερ σε συνδυασμό πολλές φορές με επιπλέον στάδια επεξεργασίας σήματος. Από την πλευρά της μετάδοσης οι υψηλότεροι ρυθμοί είναι πιο ευάλωτοι στο φαινόμενο της χρωματικής διασποράς και διασποράς τρόπων πόλωσης. Παρόλα αυτά θα παραμείνει μια τεχνολογία που θα βοηθάει στην εξερεύνηση των ορίων της ταχύτητας που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα μήκος κύματος κι της ανάπτυξης τεχνικών αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος σε αυτές τις ταχύτητες.



**Σχήμα 2.16:** Πειραματικές καμπύλες μέτρησης ρυθμού λαθών για το σήμα εισόδου RZ-PSK, το μετασχηματισμένο σήμα NRZ-PSK και το back-to-back σήμα NRZ-PSK στα 40 Gb/s

#### 2.4.1 Διατάξεις ηλεκτρονικής πολυπλεξίας για 100 Gb/s μετάδοση

Όπως είδαμε η σειριακή μετάδοση είναι προτιμότερη από την παράλληλη μετάδοση χαμηλότερου ρυθμού καναλιών λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρει. Σε αυτά συγκαταλέγονται το χαμηλότερο κόστος μετάδοσης, η ανάγκη για λιγότερα διαθέσιμα γρήγορα εξαρτήματα, το μικρότερο μέγεθος του πομποδέκτη, λιγότερα εξαρτήματα που μπορεί να πάθουν βλάβη κι η καλύτερη διαχείριση του οπτικού φάσματος λόγω χρήσης ενός καναλιού. Το πρώτο πείραμα με χρήση ηλεκτρονικής πολυπλεξίας στα 107 Gb/s σε ένα μόνο μήκος κύματος (σειριακή μετάδοση), υπολογίζοντας ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 100 Gb/s και 7 % επιπλέον για FEC, δείχθηκε το 2006 [1]. Σε εκείνο το πείραμα δυο  $2^{31} - 1$  τάξης PRBSs από έναν PPG στα 53.5 Gb/s πολυπλέχθηκαν ηλεκτρονικά χρησιμοποιώντας έναν bulk SiGe 2:1 πολυπλέκτη, αφού πρώτα εισήχθη κατάλληλη καθυστέρηση ώστε οι δυο συνιστώσες να αποσυσχετιστούν. Το ηλεκτρικό σήμα στη συνέχεια οδήγησε έναν  $\text{LiNbO}_3$  οπτικό διαμορφωτή με 35 GHz διαθέσιμο 3 dB εύρος ζώνης και  $V_\pi = 4.8$  V, ο οποίος ήταν κατάλληλος για 40 Gb/s χρήση. Η χαμηλή τάση του ηλεκτρικού πολυπλεγμένου σήματος δεν επαρκούσε για την οδήγηση του διαμορφωτή με αποτέλεσμα αυξημένες απώλειες διαμόρφωσης. Το περιορισμένο εύρος ζώνης του διαμορφωτή δε, είχε σαν αποτέλεσμα την λειτουργία του διαμορφωτή σαν χαμηλοπερατό φίλτρο και ως μέσο για τη γέννηση *duobinary* οπτικών παλμών. Επίσης, ενώ το σχήμα διαμόρφωσης ήταν NRZ το διάγραμμα οφθαλμού ήταν τελείως κλειστό κι έμοιαζε περισσότερο για *duobinary*. Για την αντιμετώπιση του περιορισμένου εύρους ζώνης χρησιμοποιήθηκε ένας OEQ (οπτικός ισοσταθμιστής) υλοποιημένος σε ολοκληρωμένο φωτονικό κύκλωμα. Ο OEQ αποτελούταν από συστοιχία Mach-Zehnder δομών που ρύθμιζαν την φάση και το πλάτος του σήματος υλοποιώντας έτσι FIR φίλτρο. Στον δέκτη, καθώς δεν υπήρχε διαθέσιμος 107 Gb/s ηλεκτρικός

αποπολυπλέκτης, η 1:2 αποπολυπλεξία πραγματοποιήθηκε στο οπτικό πεδίο (OTDM) με χρήση ενός MZM διαμορφωτή πολωμένου στο χαμηλότερο σημείο της συνάρτησης μεταφοράς κι οδηγούμενου από 26.75 GHz σήμα.

Εδώ να σημειώσουμε ότι αν και υπήρχαν διαθέσιμοι ολοκληρωμένοι δέκτες βασισμένοι σε InP (III-V) υλικά με εύρος ζώνης 100 GHz, δηλαδή ικανοί για λήψη 100 Gb/s σήματος [4], εντούτοις ο πρώτος (υβριδικά) ολοκληρωμένος δέκτης που να συνδυάζει 100 GHz φωτοδίοδο και 1:2 ηλεκτρικό αποπολυπλέκτη (DEMUX) δείχθηκε λίγο αργότερα [6, 57]. Η ολοκλήρωση της φωτοδιόδου και του DEMUX σε ένα κουτί, προσέφερε πλεονεκτήματα συγκρινόμενη με την απόδοση ξεχωριστών στοιχείων, όπως: λιγότερα μικροκυματικά παρασιτικά φαινόμενα και χαμηλότερες απώλειες στις γραμμές μεταφοράς αφού καταργούνταν τα μακριά ομοαξονικά καλώδια και οι ασυνέχειες που αναπόφευκτα εισήγαγαν στο σήμα. Επίσης οι ακριβοί RF σύνδεσμοι (*connectors*) στα κουτιά της φωτοδιόδου και του DEMUX δεν είναι αναγκαίοι. Τέλος τα ηλεκτρικά σήματα ρολογιού και δεδομένων χρειάζεται να τρέχουν στο μισό ρυθμό μετάδοσης ελαττώνοντας τις απαιτήσεις των εξωτερικών ηλεκτρονικών. Σε παρόμοιο πείραμα μετάδοσης όπου οκτώ ηλεκτρικά σήματα 13.175 Gb/s πολυπλέκονται 4:1 και 2:1 για να δώσουν 107 Gb/s σήμα σε έναν  $LiNbO_3$  MZM, έγινε επιτυχής λήψη του οπτικού σήματος και 1:2 αποπολυπλεξία σε B2B διάταξη χρησιμοποιώντας τον ολοκληρωμένο δέκτη, ενώ ακολούθησε ακόμα ένα στάδιο 1:4 αποπολυπλεξίας για να καταλήξουν στο βασικό ρυθμό των αρχικών συνιστωσών και να πραγματοποιηθεί αξιολόγηση λαθών. Τα προβλήματα λόγω περιορισμένου ηλεκτρικού εύρους ζώνης στον διαμορφωτή του πομπού έκαναν αναγκαία τη χρήση OEQ.

Συνδυάζοντας δυο PRBSs στα 53.5 Gb/s σε ένα ηλεκτρονικό 2:1 πολυπλέκτη, οι οποίες έχουν πρώτα αποσυσχετιστεί εισάγοντας κατάλληλη καθυστέρηση, για την επίτευξη ηλεκτρικού σήματος 107 Gb/s και οδηγώντας με αυτό το σήμα έναν 30 GHz MZM, δείχθηκε μετάδοση οπτικού NRZ σήματος στα 107 Gb/s διαμέσου 160 km εγκατεστημένου δικτύου οπτικών ινών [58]. Το περιορισμένο εύρος ζώνης του διαμορφωτή και σε αυτό το πείραμα καθιστούσε αναγκαία τη χρήση OEQ με τη μορφή 6 *tap feed forward FIR*. Επίσης χρησιμοποιήθηκε VSB φίλτρο μετά τον διαμορφωτή κόβοντας φάσμα από το σήμα, όπως και DCF με τιμή  $-40ps/nm$  πριν τη μετάδοση για αντιστάθμιση (*pre-compensation*) της διασποράς. Στον δέκτη, το ηλεκτρικό σήμα που προκύπτει, οδηγείται σε ένα κύκλωμα που συνδυάζει 1:2 αποπολυπλεξία και CDR και στη συνέχεια στο κύκλωμα BER.

Το εμπόδιο του χαμηλού εύρους ζώνης 30GHz των *Mach-Zehnder* διαμορφωτών που καθιστά αναγκαία την χρήση μεθόδων οπτικής ισοστάθμισης (OEQ) και οπτικών φίλτρων είναι προφανές και πρέπει να ξεπεραστεί για την επίτευξη υψηλής ποιότητας 100 Gb/s σημάτων. Η προεξέχουσα λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η ανάπτυξη κι η χρήση γρήγορων ολοκληρωμένων πομπών και δεκτών που διαθέτουν το απαιτούμενο υψηλό εύρος ζώνης για λειτουργία στα 100 Gb/s. Προς σε αυτή την κατεύθυνση, επιτεύχθηκε ρυθμός μετάδοσης 112 Gb/s χωρίς χρήση OEQ με έναν ολοκληρωμένο πομπό που συνδυάζε DFB λέιζερ και διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης οδεύοντος κύματος (*travelling wave electroabsorption modulator - TWEAM*) με 90 GHz 3 dB εύρος ζώνης [59]. Για την οδήγηση του πομπού, δυο πολύ γρήγορες PRBSs από τον ίδιο PPG πολυπλέχθηκαν σε έναν InP-DHBT 2:1 ηλεκτρικό πολυπλέκτη και στη συνέχεια το σήμα ενισχύθηκε από έναν ενισχυτή οδεύοντος κύματος (TWA). Ο δέκτης αποτελούταν από μια φωτοδίοδο 100 GHz συνδεδεμένη με ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και 1:2 ηλεκτρικής αποπολυπλεξίας. Πριν το δέκτη υπήρχε ενισχυτής EDFA για να βελτιώσει το πλάτος του ηλεκτρικού σήματος που προκύπτει από τη φωτοδίοδο. Το σήμα μεταδόθηκε μέσα από 42 km οπτικής ίνας χρησιμοποιώντας όμως και πάλι ίνες DCF για την



αντιμετώπιση της διασποράς.

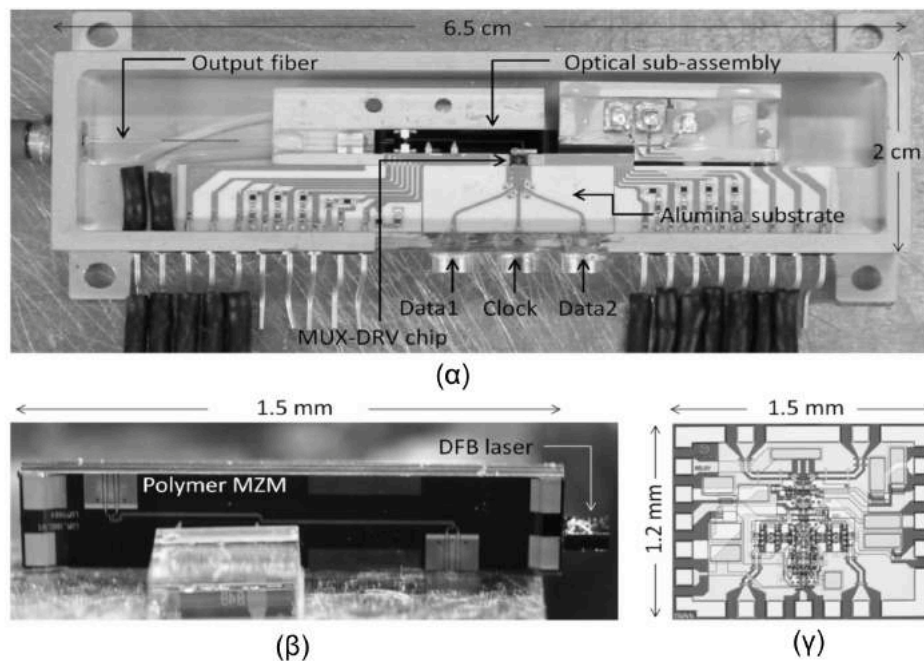
Η τεχνολογία InP-DHBT επιτρέπει την κατασκευή ηλεκτρονικών στοιχείων (αποπολυπλεκτών, ενισχυτών κτλ.) με εύρος ζώνης μεγαλύτερο των 50 GHz αν και με μεγάλο κόστος. Όσον αφορά οπτοηλεκτρονικά στοιχεία όπως διαμορφωτές, έχει δειχθεί διαμορφωτής βασισμένος σε ηλεκτροοπτικά πολυμερικά υλικά με εύρος ζώνης >65 GHz κατάλληλος για 100 Gb/s μετάδοση, αλλά πάλι με υψηλό κόστος. Η ταχύτητα των δομικών στοιχείων είναι σίγουρο ότι θα αυξάνεται με τον καιρό, όσο ωριμάζουν οι τεχνολογίες αλλά με το ανάλογο κόστος. Μέχρι τα εξαρτήματα για 100 Gb/s να γίνουν οικονομικά αποδοτικά έχουν δειχθεί πειράματα που επιτυγχάνουν 100 Gb/s μετάδοση, χρησιμοποιώντας 40G στοιχεία για οικονομικά αποδοτικές ζεύξεις κοντινών αποστάσεων για υπολογιστικά κέντρα όπως στο [60]. Σε αυτό το πείραμα, δυο σήματα στα 25.78 Gb/s από έναν PPG πολυπλέκονται από 2:1 InP-DHBT πολυπλέκτη για να επιτευχθεί ηλεκτρικό σήμα στα 51.56 Gb/s. Παίρνοντας τα δυο σήματα από τις δυο εξόδους του πρώτου πολυπλέκτη και τροφοδώντας ένα δεύτερο 2:1 MUX επιτυγχάνεται 103.12 Gb/s OOK τελικό σήμα, το οποίο οδηγεί έναν MZM με 30 GHz εύρος ζώνης. Το σήμα διαδόθηκε μέσα από 1 km ίνας. Το περιορισμένο εύρος ζώνης του σήματος δημιουργούσε ένα διάγραμμα οφθαλμού 3 επιπέδων που έμοιαζε περισσότερο με duobinary. Αν και η λήψη του σήματος έγινε με αργή φωτοδίοδο, για την αποκωδικοποίηση του απαιτήθηκε off-line επεξεργασία, δειγματοληπτώντας και αποθηκεύοντας το σε έναν παλμογράφο. Ο υπολογισμός των λαθών επίσης έγινε προσεγγιστικά λόγω αδυναμίας αποθήκευσης μεγάλου αριθμού δειγμάτων στον παλμογράφο. Πρακτικά δεν επιδείχτηκε πραγματικός δέκτης.

## 2.5 Ολοκληρωμένοι πομποί 100 Gb/s σειριακού ρυθμού μετάδοσης

Από τα παραπάνω είναι προφανές, ότι στοιχεία που δεν διαθέτουν το απαιτούμενο εύρος ζώνης, δεν πρόκειται ποτέ να αποδώσουν όπως στοιχεία σχεδιασμένα για 100 Gb/s OOK μετάδοση με επαρκές εύρος ζώνης, τουλάχιστον όσον αφορά διαμόρφωση πλάτους και άμεση λήψη (IM/DD). Το περιορισμένο εύρος ζώνης θα κάνει αναγκαία τη χρήση κυκλωμάτων οπτικών ισοσταθμιστών και φίλτρων στον πομπό. Σήματα στα 100 Gb/s δεν μπορούν να ληφθούν με μέθοδο άμεσης λήψης από αργές φωτοδιόδους, καθώς το σήμα δεν θα μοιάζει με OOK, το διάγραμμα οφθαλμού δεν θα έχει διακριτές στάθμες πλάτους και θα είναι αναγκαία η εκ των υστέρων επεξεργασία off-line με χρήση εξειδικευμένων διαγνωστικών μηχανημάτων όπως παλμογράφους πραγματικού χρόνου. Ακόμα κι αν χρησιμοποιηθούν στοιχεία με μεγάλο εύρος ζώνης, η χρήση εξωτερικών κυκλωμάτων πολυπλεξίας και ηλεκτρικών ενισχυτικών βαθμίδων οδηγεί σε πολύπλοκα συστήματα μετάδοσης, με τα προβλήματα που αναφέραμε ήδη πιο πάνω (αυξημένες απώλειες λόγω καλωδίων και συνδέσμων, παρασιτικές χωρητικότητες, αυξημένο κόστος λόγω των πολλών ξεχωριστών packages κτλ.). Είναι προφανές πως η ολοκλήρωση όλων των δομικών στοιχείων σε ένα μόνο κουτί είναι ο μοναδικός τρόπος για την επίλυση αυτών των προβλημάτων και την ανάπτυξη πομποδεκτών που πληρούν τις προϋποθέσεις κλιμάκωσης, προσφέροντας ανεμπόδιστη ανάπτυξη των μελλοντικών οπτικών δικτύων.

### 2.5.1 Ηλεκτρονική πολυπλεξία στον πομπό και χρήση ηλεκτροοπτικής πολυμερικής πλατφόρμας

Εργαζόμενοι προς την κατεύθυνση της ανάπτυξης ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος πομπού σειριακής μετάδοσης 100 Gb/s που θα συνδυάζει γρήγορα ηλεκτρικά και οπτοηλεκτρονικά στοιχεία μέσα στο ίδιο κουτί, δείξαμε το 2012 στα πλαίσια του ευρωπαϊκού έργου ICT-POLYSYS [61] τον πρώτο ολοκληρωμένο πομπό μετάδοσης 100 Gb/s σε ένα μήκος κύματος [3]. Οι εφαρμογές που στόχευε ο πομπός ήταν διασυνδέσεις *chip-to-chip*, διασυνδέσεις *rack-to-rack* μέσα σε ένα υπολογιστικό κέντρο ή μεταξύ διαφορετικών υπολογιστικών κέντρων, καθώς και τα μελλοντικά (τα οποία έχουν γίνει τώρα πραγματικότητα) 100 GbE δίκτυα. Για αυτό τον λόγο αναπτύχθηκαν επίσης γρήγοροι δέκτες με δυνατότητα λήψης 4 καναλιών στα 100 Gb/s το καθένα. Στα πλαίσια του ίδιου έργου αναπτύχθηκαν εκτός από τον 100 Gb/s πομπό και άλλοι δυο πομποί με αυξημένη λειτουργικότητα, ένας με χωρητικότητα  $2 \times 100\text{Gb/s}$  και ένας στα 100 Gb/s με δυνατότητα ρύθμισης του μήκους κύματος εκπομπής, οι οποίοι μαζί με τον πειραματικό χαρακτηρισμό τους αποτελούν αντικείμενα των επόμενων κεφαλαίων. Ο 100 Gb/s πρωτοποριακός πομπός συνδύαζε έναν πολύ γρήγορο πολυμερικό ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή Mach-Zehnder [62] με 3 dB εύρος ζώνης  $>65\text{ GHz}$  που οδηγείται από ένα 100 Gb/s ηλεκτρικό σήμα προερχόμενο από ένα 2:1 κύκλωμα πολυπλεξίας από τα 50 Gb/s στα 100 Gb/s κι ενισχυτή με δυνατότητα πλάτους εξόδου 2.5 τετταλιν", κατασκευασμένο σε τεχνολογία 0.7  $\mu\text{m}$  InP-DHBT [63].



**Σχήμα 2.17:** (α) Φωτογραφία από το κουτί του ολοκληρωμένου πομπού 100 Gb/s, χωρίς το κάλυμμα, που συνδυάζει τα γρήγορα στοιχεία σε ένα μοναδικό κουτί, (β) ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής 100 Gb/s βασισμένος σε πολυμερική πλατφόρμα ολοκλήρωσης, (γ) μικροφωτογραφία του ηλεκτρονικού 2:1 MUX-Driver κυκλώματος κατασκευασμένου σε InP-DHBT τεχνολογία.

Ο ηλεκτροοπτικός διαμορφωτής, το ηλεκτρονικό κύκλωμα πολυπλεξίας κι ο ολοκληρωμένος πομπός φαίνονται στο σχήμα 2.17.

Ως πηγή φωτός χρησιμοποιήθηκε ένα απλό DFB λέιζερ. Μια ιδιαιτερότητα του ηλεκτροοπτικού πολυμερικού διαμορφωτή είναι ότι διαμορφώνει φως με TM πόλωση, λόγω του τρόπου που έχουν

προσανατολιστεί οι χρωμοφόρες του κατά την πόλωση του υλικού. Εξαιτίας αυτής της ιδιαιτερότητας, το DFB λέιζερ το οποίο εκπέμπει φως σε TE πόλωση, έπρεπε να στραφεί 90° και να τοποθετηθεί σε ξεχωριστό υποστηρικτικό πλαίσιο πριν ευθυγραμμιστεί με τον κυματοδηγό του διαμορφωτή. Όσον αφορά τα στοιχεία ξεχωριστά, η ισχύς εξόδου του λέιζερ είναι περίπου 5 mW ή +6 dBm με ρεύμα έγχυσης 100-mA και εύρος φασματικής γραμμής (*linewidth*) 50-MHz ή <0.0005 nm.

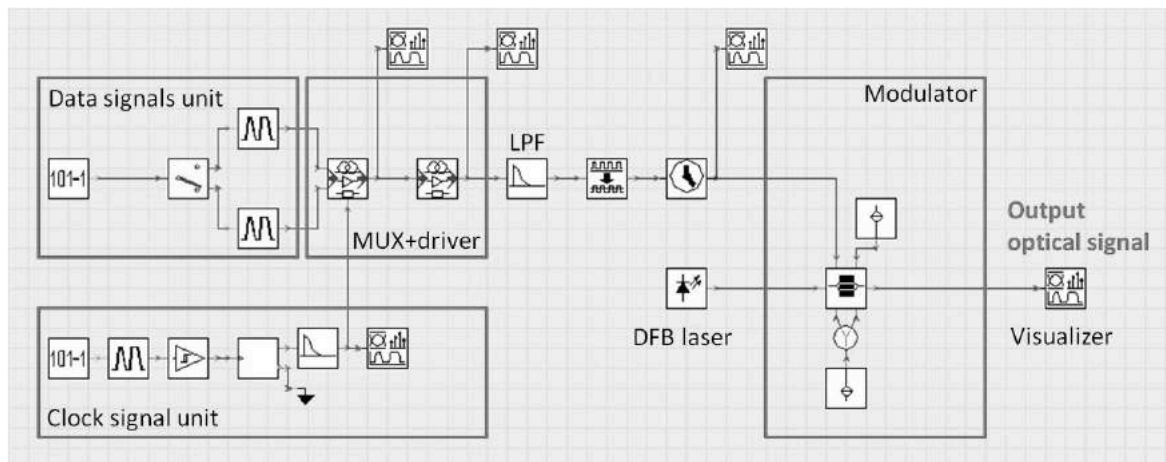
Ο ηλεκτροοπτικός διαμορφωτής όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω είναι Mach-Zehnder με εύρος ζώνης > 65 GHz για 100 Gb/s μετάδοση, κατασκευασμένος στην πολυμερική πλατφόρμα της GigOptix με δυνατότητα να διαμορφώνει σε όλη τη C-band 1530 - 1610 nm, optical ER (οπτικός λόγος σβέσης) 13 dB, optical IL (οπτική απώλεια εισαγωγής) 6.5 dB και το μήκος του είναι 11 mm. Η ηλεκτροοπτική σταθερά του υλικού είναι 65 pm/V και οι απώλειες διάδοσης του υλικού είναι 1 dB/cm. Για την οδήγηση του χρειάζεται ένα ηλεκτρικό σήμα 3.5 Vpp (*single ended operation*) και το ρεύμα πόλωσης για το σημείο λειτουργίας του MZM (DC bias) είναι 60 mA.

Ο MUX-Driver είναι κατασκευασμένος στην τεχνολογία 0.7-um InP-DHBT των III-V labs και δέχεται ως εισόδους δυο 50 Gb/s σήματα που πρέπει να έχουν πλάτος 200 - 300 mV, και ένα σήμα ρολογιού στον ίδιο ρυθμό (50 Gb/s) με 400 mV πλάτος. Το κύκλωμα καταναλώνει ισχύ 2 W, έχει διαστάσεις  $1.5 \times 1.2 \text{ mm}^2$  και δίνει σαν έξοδο δυο διαφορικά σήματα στα 100 Gb/s με μέγιστο πλάτος  $2 \times 2.5 \text{ V}$  το καθένα.

Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και η συνδεσμολογία των εξαρτημάτων μέσα στο *FeNiCo* κουτί. Γραμμές μεταφοράς με εμπέδηση 50 Ohm κατασκευασμένες σε *Alumina* υπόστρωμα συνδέουν τους GPPO συνδέσμους στο κύκλωμα MUX-DRV, και wirebonds με μήκος 150 μm συνδέουν την έξοδο του MUX-DRV στον MZM διαμορφωτή. Οι DC συνδέσεις που φαίνονται στη φωτογραφία χρησιμεύουν για την λειτουργία του DFB λέιζερ, των θερμικών ολισθητών φάσης που καθορίζουν το σημείο λειτουργίας (πόλωσης) του διαμορφωτή και του θερμοηλεκτρικού μηχανισμού ψύξης (TEC) του πομπού. Για την σύζευξη του διαμορφωμένου σήματος από τον πολυμερικό κυματοδηγό χρησιμοποιήθηκε φακοειδής οπτική ίνα με απώλειες 1.5 dB. Οι συνολικές οπτικές απώλειες μέσα στο κουτί ανέρχονται σε 8.5 dB συμπεριλαμβανοντας και τις απώλειες του διαμορφωτή, και έχουν σαν αποτέλεσμα 0.8 dBm οπτική ισχύ εξόδου σε σήμα CW στην μέγιστη τιμή της συνάρτησης μεταφοράς του διαμορφωτή, όταν η δίοδος λέιζερ λειτουργεί με 120 mA ρεύμα έγχυσης.

Το packaging μιας τέτοιας συσκευής που λειτουργεί με σήματα πολύ υψηλής συχνότητας είναι πολύπλοκη διαδικασία και απαιτεί καλό σχεδιασμό στην διασύνδεση των εξαρτημάτων, όπως για παράδειγμα πολύ κοντά wirebonds για την αποφυγή απωλειών και παρασιτικών χωρητικοτήτων, καλή προσαρμογή εμπεδήσεων (*impedance matching*) μεταξύ του διαμορφωτή και του πολυπλέκτη για την αποφυγή ανεπιθύμητων ανακλάσεων, αλλά και την σχεδίαση και ενσωμάτωση ενός μπλοκ τερματισμού για την δεύτερη έξοδο του MUX-DRV που δεν χρησιμοποιείται. Για την διερεύνηση της απόδοσης του πομπού με τόσο υψηλά σήματα, και ειδικότερα την επίδραση των γραμμών μεταφοράς στην ποιότητα των ηλεκτρικών σημάτων, την επίδραση του χαμηλότερου διαθέσιμου πλάτους του σήματος οδήγησης στον διαμορφωτή, καθώς και την επίδραση του καναλιού μεταφοράς της πληροφορίας, δηλαδή της οπτικής ίνας, στην μέγιστη απόσταση μετάδοσης, πραγματοποιήθηκαν μελέτες χρησιμοποιώντας το λογισμικό προσομοιώσεων VPITransmissionMaker.

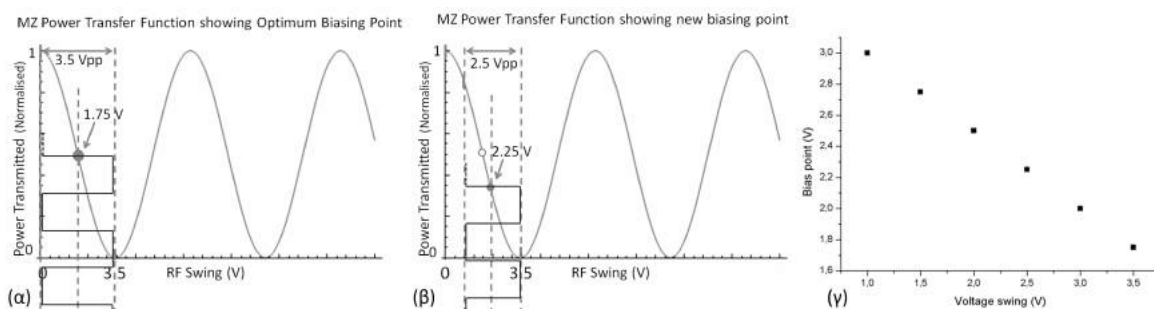
Η διάταξη που δημιουργήθηκε στο λογισμικό προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 2.18. Αποτελείται από 4 κυρίως δομικά στοιχεία, το τμήμα που γεννάει τα 50 Gb/s σήματα, το τμήμα που γεννάει το 50 GHz σήμα ρολογιού, ο ηλεκτρικός 2:1 πολυπλέκτης με τον *RF-driver* και ο *single-ended*



**Σχήμα 2.18:** Βασική διάταξη στο VPITransmissionMaker για την προσομοίωση του 100-Gb/s πομπού.

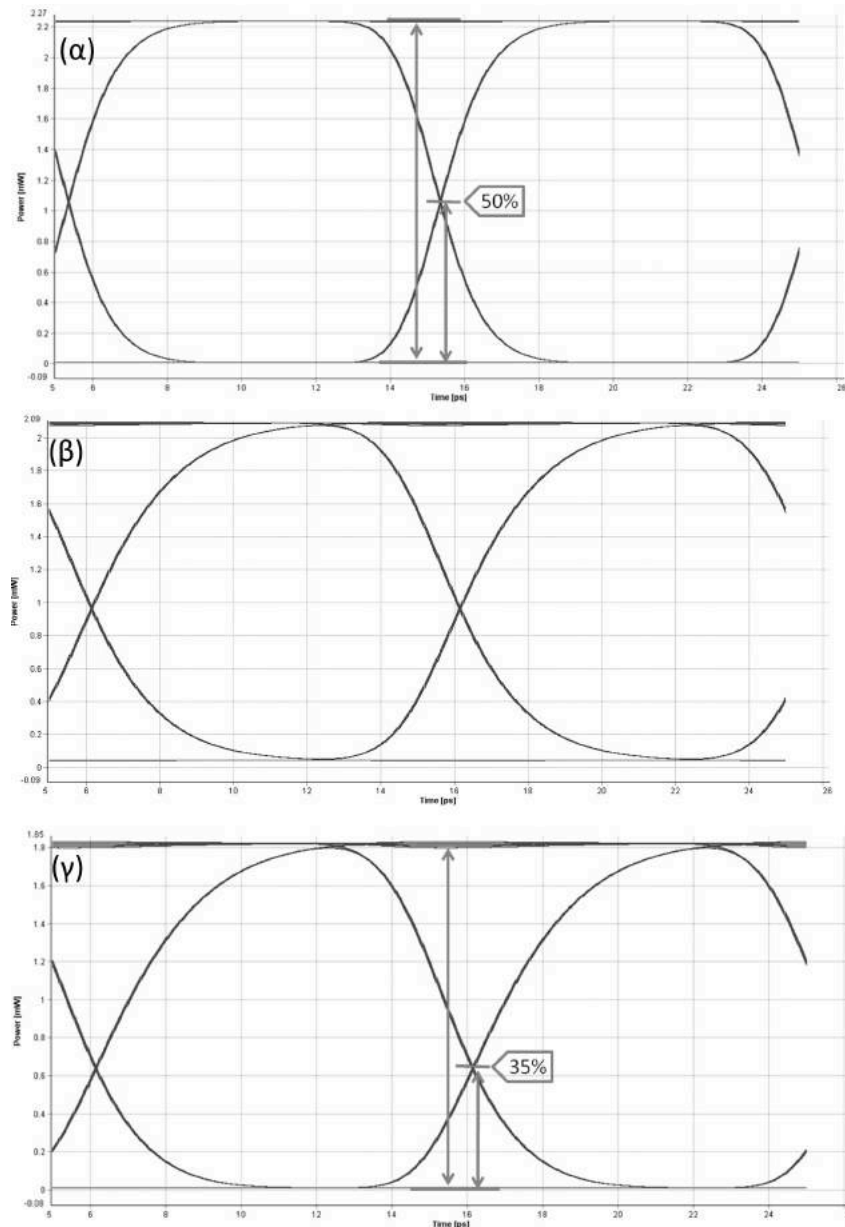
*driven* διαμορφωτής. Τα δυο 50 Gb/s σήματα αποτελούνται από  $2^9-1$  PRBSs και οδηγούνται στον πολυπλέκτη. Εκεί ο πολυπλέκτης που οδηγείται από το 50-GHz σήμα ρολογιού είναι υπεύθυνος για τη γέννηση του τελικού 100 Gb/s σήματος το οποίο διατηρεί την ίδια PRBS με τις δυο συνιστώσες. Επιπρόσθετα στη διάταξη έχουν τοποθετηθεί μια μονάδα που επιτρέπει την εισαγωγή θορύβου *jitter* στο σήμα ρολογιού ή στα δυο σήματα 50 Gb/s, και ένα χαμηλοπερατό ηλεκτρικό φίλτρο μεταξύ του *RF-driver* και του διαμορφωτή για την εξομοίωση του χαμηλού διαθέσιμου ηλεκτρικού εύρους ζώνης των ηλεκτρικών στοιχείων (*RF-driver*, 2:1 MUX). Παρακάτω περιγράφονται με λεπτομέρεια οι μελέτες που πραγματοποιήθηκαν καθώς και τα βασικά συμπεράσματα τους.

### Επίδραση του σημείου πόλωσης του διαμορφωτή και του σήματος οδήγησης



**Σχήμα 2.19:** (α) Συνάρτηση μεταφοράς του πολυμερικού διαμορφωτή και βέλτιστο σημείο πόλωσης για 3.5 V διαθέσιμο πλάτος σήματος οδήγησης, (β) νέο σημείο πόλωσης του διαμορφωτή στην περίπτωση 2.5 V διαθέσιμου πλάτους. Υψηλός λόγος σβέσης *ER* του οπτικού σήματος είναι εφικτός με κόστος μικρότερη ισχύ εξόδου και (γ) θεωρητικά βέλτιστα σημεία πόλωσης για διαφορετικά διαθέσιμα πλάτη του σήματος οδήγησης.

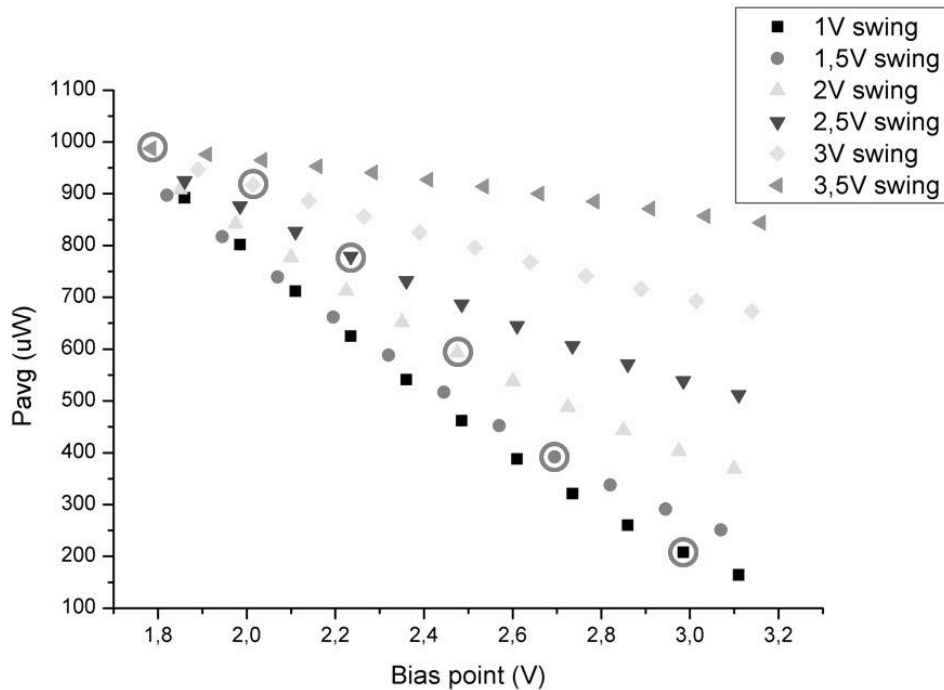
Όπως είδαμε το διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης που εξέρχεται του ενισχυτή είναι χαμηλότερο του απαιτούμενου  $V_{\pi}$  για πλήρη στροφή φάσης του διαμορφωτή, το οποίο είναι 3.5  $V_{pp}$ . Για το λόγο αυτό μελετήθηκε η επίδραση αυτής της αναντιστοιχίας στην ποιότητα του οπτικού σήματος εξόδου. Το σημείο πόλωσης εν γένει επιλέγεται να βρίσκεται στη μέση της συνάρτησης μεταφοράς του διαμορφωτή ούτως ώστε αυτός να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς και να προκαλείται ελάχιστη παραμόρφωση. Επομένως για διαθέσιμο πλάτος  $V_{\pi} = 3.5$ , το σημείο



**Σχήμα 2.20:** Διαγράμματα οφθαλμού για (α) 3.5 V πλάτος οδήγησης και 1.75 V σημείο πόλωσης, (β) 2.5 V πλάτος οδήγησης και 1.75 V σημείο πόλωσης και (γ) 2.5 V πλάτος οδήγησης και 2.25 V σημείο πόλωσης.

επιλέγεται να είναι  $3.5/2=1.75$  V. Όταν το διαθέσιμο πλάτος μειώνεται, το σημείο πόλωσης πρέπει να μετακινηθεί προς υψηλότερες τιμές ώστε να διατηρηθεί χαμηλή η οπτική ισχύς στη στάθμη του σημείου που αντιστοιχεί στο μηδέν και η τιμή του λόγου σβέσης για το οπτικό σήμα να παραμείνει σε υψηλές τιμές. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα όμως ο διαμορφωτής να οδηγείται κοντά στη μη γραμμική περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς και να περιορίζεται η οπτική ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή. Σύμφωνα με τα παραπάνω, το σημείο πόλωσης πρέπει να μετακινηθεί από την ιδανική τιμή 1.75 V, στην τιμή 2.25 V για διαθέσιμο 2.5 V σήμα οδήγησης. Τα σχήματα 2.19(α)-(β) δείχνουν τα σημεία πόλωσης πάνω στην συνάρτηση μεταφοράς, ενώ το σχήμα 2.19(γ) παρουσιάζει τα θεωρητικά βέλτιστα σημεία πόλωσης για διαφορετικά διαθέσιμα πλάτη του σήματος οδήγησης.

Η επίδραση του σημείου πόλωσης στο διάγραμμα οφθαλμού του οπτικού σήματος φαίνεται στο σχήμα



**Σχήμα 2.21:** Μέση τιμή της οπτικής ισχύς εξόδου από τον διαμορφωτή συναρτήσει του διαθέσιμου πλάτους οδήγησης και του σημείου πόλωσης.

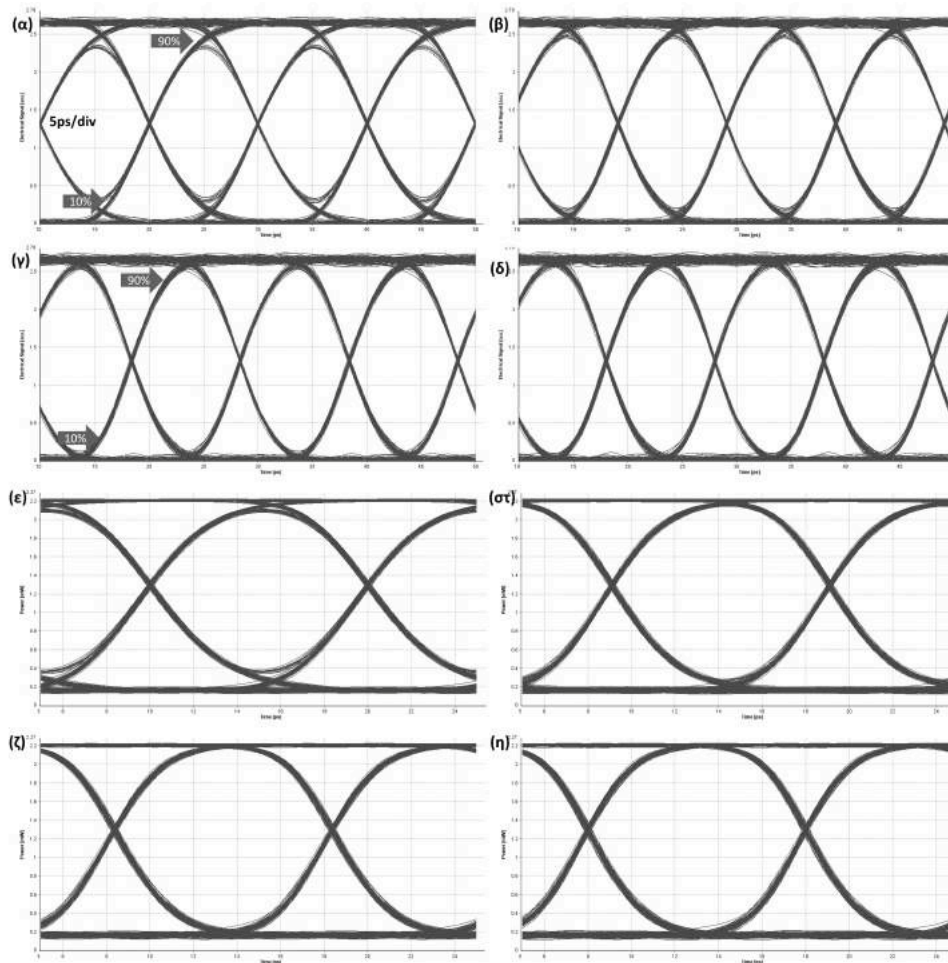
2.20. Οι τιμές 3.5 V πλάτος και 1.75 V σημείο πόλωσης έχουν σαν αποτέλεσμα αρκετά υψηλό λόγο σβέσης και σημείο διασταύρωσης στο 50% (σχήμα 2.20(α)). Όταν το πλάτος οδήγησης πέσει στα 2.5 V, διατηρώντας το σημείο πόλωσης στα 1.75 V κρατάει σταθερό το σημείο διασταύρωσης στο 50% αλλά μειώνει το λόγο σβέσης (σχήμα 2.20(β))<sup>8</sup>. Μετακινώντας το σημείο πόλωσης στα 2.25 V, ο λόγος σβέσης αποκαθίσταται αλλά το σημείο διασταύρωσης μετακινείται χαμηλότερα στο 35% χωρίς ωστόσο να επηρεάζει την ποιότητα του σήματος (σχήμα 2.20(γ)).

Τέλος το σχήμα 2.21 παρουσιάζει τα αποτελέσματα από τη μελέτη για την επίδραση του διαθέσιμου πλάτους οδήγησης στην οπτική ισχύ του διαμορφωμένου σήματος. Με κύκλο σημειώνεται το βέλτιστο σημείο πόλωσης για κάθε διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης, δηλαδή το σημείο εκείνο που μεγιστοποιεί το λόγο σβέσης του οπτικού σήματος. Από το σχήμα είναι εμφανής η μείωση της οπτικής ισχύος εξόδου με τη μείωση του διαθέσιμου πλάτους οδήγησης καθώς ο διαμορφωτής λειτουργεί στην χαμηλότερη μη γραμμική περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς του. Σύμφωνα με τη μελέτη, η μετακίνηση του σημείου πόλωσης θα έχει σαν αποτέλεσμα χαμηλότερη οπτική ισχύ εξόδου κατά 1 dB, η οποία μπορεί να αντισταθμιστεί αυξάνοντας το ρεύμα έγχυσης της διόδου λείζερ DFB.

### Επίδραση του ηλεκτρο-οπτικού εύρους ζώνης του πομπού

Η επόμενη μελέτη εστίασε στην επίδραση του πεπερασμένου εύρους ζώνης των ηλεκτρικών στοιχείων στη απόδοση του πομπού και την ποιότητα του οπτικού σήματος. Αυτή η μελέτη είναι σημαντική γιατί ο πομπός δουλεύει σε συχνότητες πολύ υψηλές >65-GHz και αυτό το απαιτούμενο εύρος ζώνης δεν είναι διαθέσιμο από πολλά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, αλλά και είναι δύσκολο να επι-

<sup>8</sup> Παρατηρώντας προσεχτικότερα το σχήμα φαίνεται πως στο διάγραμμα οφθαλμού το επίπεδο του σήματος που αντιστοιχεί στο σύμβολο 0, είναι μη μηδενικό. Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι εκπέμπεται ισχύς κατά τη διάρκεια του συμβόλου 0 ενώ κανονικά ο πομπός θα έπρεπε να είναι σβηστός.

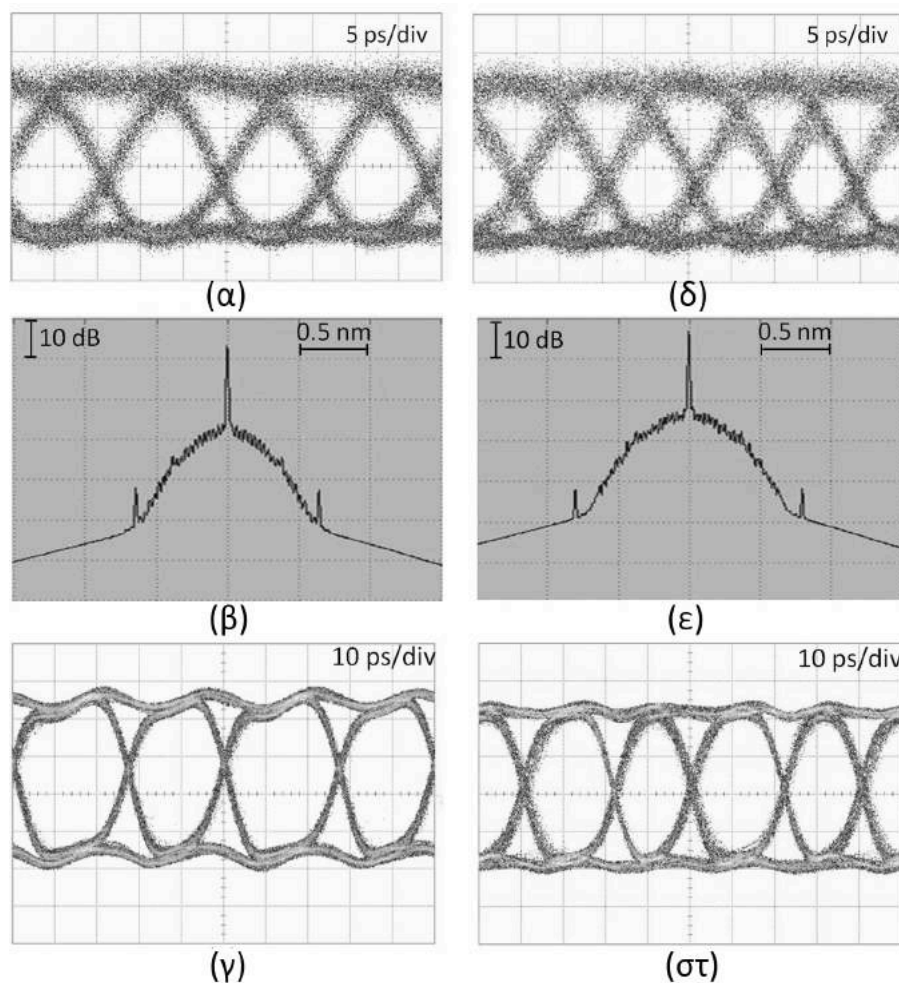


**Σχήμα 2.22:** Διαγράμματα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος οδήγησης για (α) 50 GHz, (β) 65 GHz, (γ) 85 GHz, (δ) 100 GHz εύρος ζώνης του φίλτρου, και (ε) - (η) διαγράμματα οφθαλμού του λαμβανόμενου σήματος σε ιδανική φωτοδίοδο για τις αντίστοιχες τιμές εύρους ζώνης.

τευχθούν γραμμές μεταφοράς (*wirebonds*) που να το υποστηρίζουν, οδηγώντας έτσι σε αυξημένες απώλειες σε αυτές τις συχνότητες. Οι περιορισμοί στο διαθέσιμο ηλεκτρικό εύρος ζώνης αναμένεται να επηρεάσουν τους χρόνους ανόδου και καθόδου του ηλεκτρικού σήματος που οδηγεί τον διαμορφωτή. Ο περιορισμός στο διαθέσιμο εύρος ζώνης εξομοιώθηκε στη διάταξη προσομοίωσης τοποθετώντας ένα χαμηλοπερατό ηλεκτρικό φίλτρο *Bessel* 3<sup>ης</sup> τάξης πριν από τον διαμορφωτή. Το σχήμα 2.22 παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμού για διαφορετικές τιμές του ηλεκτρικού φίλτρου που προσομοιώνει το περιορισμένο εύρος ζώνης των ηλεκτρικών εξαρτημάτων (σχήματα α-δ) καθώς και τα διαγράμματα οφθαλμού του λαμβανόμενου σήματος σε μια ιδανική φωτοδίοδο (σχήματα ε-η). Από τα σχήματα είναι εμφανές ότι οι χρόνοι ανόδου-καθόδου βελτιώνονται (μειώνονται) όσο το εύρος ζώνης αυξάνει κάτι που είναι λογικό γιατί περιλαμβάνονται στο φασματικό περιεχόμενο του σήματος υψηλές αρμονικές που συνεισφέρουν στις γρήγορες μεταβάσεις. Από τα διαγράμματα οφθαλμού του λαμβανόμενου σήματος συμπεραίνεται ότι διαθέσιμο εύρος ζώνης 65 GHz έχει σαν αποτέλεσμα ικανοποιητικής ποιότητας σήματα.

### Ενδεικτικά αποτελέσματα λειτουργίας του πομπού

Τα εξαρτήματα που αναφέρθηκαν πιο πάνω παραδόθηκαν στην εταιρία Linkra s.r.l., η οποία ανέλαβε την ολοκλήρωση των εξαρτημάτων στο κουτί και την δημιουργία του πομπού. Μετά την δύσκολη διαδικασία ολοκλήρωσης, η συσκευή παραδόθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών για τον πειραματικό χαρακτηρισμό της με υψίρρυθμα σήματα. Η διαδικασία του χαρακτηρισμού διήρκεσε 3 μήνες και τα πολύ καλά αποτελέσματα εστάλησαν σε εργασία στο διεθνές συνέδριο *European Conference on Optical Communication* και επιλέχθηκαν να παρουσιαστούν στην ενότητα *post-deadline* [64], αλλά και σε μια εργασία στο περιοδικό *Optics Express* η οποία περιείχε περισσότερα αποτελέσματα από τον πειραματικό χαρακτηρισμό [3].



**Σχήμα 2.23:** (α) Διάγραμμα οφθαλμού, (β) οπτικό φάσμα του 80 Gb/s οπτικού σήματος, και (στ) διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού αποπολυπλεγμένου σήματος 40 Gb/s. (δ) Διάγραμμα οφθαλμού, (ε) οπτικό φάσμα του 100 Gb/s οπτικού σήματος, και (στ) διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού αποπολυπλεγμένου σήματος 50 Gb/s.

Η πειραματική διάταξη αποτελούνταν από μια RF πηγή που γεννούσε ένα σήμα 12.5 GB/s, το οποίο οδηγούσε ένα PPG. Ο PPG γεννούσε μια ψευδοτυχαία ακολουθία  $2^{31} - 1$  τάξης, η οποία διαχωριζόταν σε 4 συνιστώσες χρησιμοποιώντας αλληλουχία 1:2 διαχωριστών. Στις συνιστώσες εισαγόταν κατάλληλη καθυστέρηση μέσω διαφορετικών μηκών καλωδίων ώστε να αποσυσχετιστούν μεταξύ τους, πριν καταλήξουν στις 4 εισόδους ενός 4:1 πολυπλέκτη, ο οποίος έδινε στις εξόδους του το



50 Gb/s σήμα και το αντίθετο του. Οι γραμμές καθυστέρησης (τα μήκη των καλωδίων) είχαν υπολογιστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να έχουν σαν αποτέλεσμα σχετική καθυστέρηση των σημάτων στο χρόνο  $T$ ,  $3T/4$ ,  $T/2$ ,  $T/4$ . Οι συνιστώσες συγχρονίζονται σε επίπεδο διφύου πριν μπου στον πολυπλέκτη με τη βοήθεια ηλεκτρικών ολισθητών φάσης. Στην συνέχεια, η ίδια διαδικασία ακολουθείται και για τις δυο έξοδους στα 50 Gb/s. Τα σήματα αποσυσχετίζονται με κατάλληλες γραμμές καθυστέρησης και εισέρχονται σαν είσοδοι στον πολυπλέκτη του πομπού. Στην έξοδο του πομπού το οπτικό σήμα στα 1551.3 nm ενισχύεται και φιλτράρεται. Μέρος του οπτικού σήματος λαμβάνεται από μια γρήγορη φωτοδίοδο για μελέτη του διαγράμματος οφθαλμού, ενώ το υπόλοιπο προωθείται στον δέκτη για ανάλυση λαθών και μετρήσεις BER. Ο δέκτης αποτελείται από μια *pin-photodiode* με διαθέσιμο εύρος ζώνης 100 GHz, συντελεστή απόκρισης 0.5 A/W και ένα ηλεκτρικό αποπολυπλέκτη 1:2 κατασκευασμένο σε InP-DHBT τεχνολογία. Ο αποπολυπλέκτης δέχεται το σήμα από την φωτοδίοδο και δίνει τις 50 Gb/s συνιστώσες στην έξοδο. Ο πομπός χαρακτηρίστηκε επίσης και με σήματα στα 80 Gb/s. Το σχήμα 2.23 δείχνει τα διαγράμματα οφθαλμού για τα 80 Gb/s και τα 100 Gb/s, τα αντίστοιχα φάσματα από τον αναλυτή φάσματος και τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού του αποπολυπλεγμένου ηλεκτρικού σήματος. Οι μετρήσεις λαθών που πραγματοποιήθηκαν και στις 8 συνιστώσες (4 για κάθε κανάλι) του σήματος, έδειξαν λειτουργία χωρίς λάθη με τιμή BER  $10^{-10}$  για λειτουργία στα 80 Gb/s και στα 100 Gb/s. Η απαιτούμενη οπτική ισχύς στο δέκτη για λειτουργία χωρίς λάθη είναι κατά προσέγγιση 8 dBm για τα 80 και 10.3 dBm για τα 100 Gb/s.

## Αναφορές

- [1] P. J. Winzer, G. Raybon, C. R. Doerr, M. Duelk, and C. Dorrer, “107-Gb/s optical signal generation using electronic time-division multiplexing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 3107–3113, Aug 2006.
- [2] S. L. Jansen, R. H. Derksen, C. Schubert, X. Zhou, M. Birk, C.-J. Weiske, M. Bohn, D. van den Borne, P. M. Krummrich, M. Möller, F. Horst, B.-J. Offrein, H. de Waardt, G.-D. Khoe, and A. Kirstädter, “107-Gb/s full-ETDM transmission over field installed fiber using vestigial sideband modulation,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*, p. OWE3, Optical Society of America, 2007.
- [3] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, G. Cangini, G. V. Büren, E. Miller, R. Dinu, J. H. Choi, D. Pech, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, “Serial 100 Gb/s connectivity based on polymer photonics and InP-DHBT electronics,” *Opt. Express*, vol. 20, pp. 28538–28543, Dec 2012.
- [4] H. G. Bach, A. Beling, G. G. Mekonnen, R. Kunkel, D. Schmidt, W. Ebert, A. Seeger, M. Stollberg, and W. Schlaak, “Inp-based waveguide-integrated photodetector with 100-GHz bandwidth,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 10, pp. 668–672, July 2004.
- [5] A. Konczykowska, F. Jorge, J. Y. Dupuy, M. Riet, J. Godin, A. Scavennec, H. G. Bach, G. G. Mekonnen, D. Pech, and C. Schubert, “InP HBT demultiplexing ics for over 100 Gb/s optical transmission,” in *18-th International Conference on microwaves, radar and wireless communications*, pp. 1–4, June 2010.
- [6] J. H. Sinsky, A. Adamiecki, L. Buhl, G. Raybon, P. Winzer, O. Wohlgenuth, M. Duelk, C. R. Doerr, A. Umbach, H. G. Bach, and D. Schmidt, “A 107-Gbit/s optoelectronic receiver utilizing hybrid integration of a photodetector and electronic demultiplexer,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 114–120, Jan 2008.
- [7] S. Kawanishi, H. Takara, K. Uchiyama, M. Saruwatari, and T. Kitoh, “Fully time-division-multiplexed 100 Gbit/s optical transmission experiment,” *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 2211–2212, Dec 1993.
- [8] T. G. Ulmer, M. C. Gross, K. M. Patel, J. T. Simmons, P. W. Juodawlkis, B. R. Wasbburn, W. S. Astar, A. J. SpringThorpe, R. P. Kenan, C. M. Verber, and S. E. Ralph, “160-Gb/s optically time-division multiplexed link with all-optical demultiplexing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, pp. 1964–1977, Dec 2000.
- [9] S. Kawanishi, H. Takara, T. Morioka, O. Kamatani, K. Takiguchi, T. Kitoh, and M. Saruwatari, “Single channel 400 Gbit/s time-division-multiplexed transmission of 0.98 ps pulses over 40 km employing dispersion slope compensation,” *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 916–918, May 1996.
- [10] “Optical mesh network.” [https://en.wikipedia.org/wiki/Optical\\_mesh\\_network](https://en.wikipedia.org/wiki/Optical_mesh_network). Online; accessed December 2016.
- [11] R. S. Tucker, G. Eisenstein, and S. K. Korotky, “Optical time-division multiplexing for very high bit-rate transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, pp. 1737–1749, Nov 1988.
- [12] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 4th ed., 2011.
- [13] S. Kawanishi, “Ultrahigh-speed optical time-division-multiplexed transmission technology based on optical signal processing,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 34, pp. 2064–2079, Nov 1998.
- [14] M. Saruwatari, “All-optical signal processing for Terabit/second optical transmission,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, pp. 1363–1374, Nov 2000.

- [15] D. M. Spirit, A. D. Ellis, and P. E. Barnsley, "Optical time division multiplexing: systems and networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 32, pp. 56–62, Dec 1994.
- [16] A. Takada, T. Sugie, and M. Saruwatari, "High-speed picosecond optical pulse compression from gain-switched 1.3- $\mu\text{m}$  distributed feedback-laser diode (dfb-ld) through highly dispersive single-mode fiber," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 5, pp. 1525–1533, Oct 1987.
- [17] M. Suzuki, H. Tanaka, N. Edagawa, K. Utaka, and Y. Matsushima, "Transform-limited optical pulse generation up to 20-ghz repetition rate by a sinusoidally driven ingaasp electroabsorption modulator," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, pp. 468–473, Mar 1993.
- [18] K. Sato, I. Kotaka, Y. Kondo, and M. Yamamoro, "Actively mode-locked strained-ingaasp multi-quantum-well lasers integrated with electroabsorption modulators and distributed bragg reflectors," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 2, pp. 557–565, Sep 1996.
- [19] A. E. Siegman, *Lasers*. University Science Books, revised ed., 1986.
- [20] H. Takara, S. Kawanishi, and M. Saruwatari, "20 ghz transform-limited optical pulse generation and bit-error-free operation using a tunable, actively modelocked er-doped fibre ring laser," *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 1149–1150, June 1993.
- [21] A. D. Ellis, D. M. Patrick, D. Flannery, R. J. Manning, D. A. O. Davies, and D. M. Spirit, "Ultra-high-speed otdm networks using semiconductor amplifier-based processing nodes," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, pp. 761–770, May 1995.
- [22] K. Uchiyama, H. Takara, S. Kawanishi, T. Morioka, M. Saruwatari, and T. Kitoh, "100 gbit/s all-optical demultiplexing using nonlinear optical loop mirror with gating-width control," *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 1870–1871, Oct 1993.
- [23] S. K. Kawanishi, H. Takara, K. Uchiyama, T. Kitoh, and M. Saruwatari, "100 gbit/s, 50 km optical transmission employing all-optical multi/demultiplexing and pll timing extraction," in *Conference on Optical Fiber Communication/International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication*, p. PD2, Optical Society of America, 1993.
- [24] S. K. Kawanishi, H. Takara, K. Uchiyama, T. Kitoh, and M. Saruwatari, "100 gbit/s, 100 km optical transmission with in-line amplification utilizing all-optical multi/demultiplexing and improved pll timing extraction," in *European Conference on Optical Communications*, p. 13, 1993.
- [25] S. Kawanishi, H. Takara, O. Kamatani, T. Morioka, and M. Saruwatari, "100 Gbit/s, 560 km optical transmission experiment with 80 km amplifier spacing employing dispersion management," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 470–471(1), February 1996.
- [26] S. Kawanishi and O. Kamatani, "All-optical time division multiplexing using four-wave mixing," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1697–1698, Sep 1994.
- [27] S. Kawanishi, K. Okamoto, M. Ishii, O. Kamatani, H. Takara, and K. Uchiyama, "All-optical time-division-multiplexing of 100 gbit/s signal based on four-wave mixing in a travelling-wave semiconductor laser amplifier," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 976–977, May 1997.
- [28] S. Kawanishi, M. H. Chou, K. Fujiura, M. M. Fejer, and T. Morioka, "All-optical modulation and time-division-multiplexing of 100 gbit/s signal using quasi-phase matched mixing in linbo3 waveguides," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 1568–1569, Aug 2000.
- [29] A. D. Ellis and C. W. Chow, "Serial otdm for 100 gbit-ethernet applications," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 485–487, April 2006.
- [30] M. Nakazawa, T. Hirooka, M. Yoshida, and K. Kasai, "Ultrafast Coherent Optical Transmission," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 18, pp. 363–376, Jan 2012.
- [31] J. Dong, X. Zhang, J. Xu, D. Huang, S. Fu, and P. Shum, "40 Gb/s all-optical NRZ to RZ format conversion using single SOA assisted by optical bandpass filter," *Opt. Express*, vol. 15, pp. 2907–2914, Mar 2007.

- [32] C. Chow, C. Wong, and H. Tsang, "All-optical NRZ to RZ format and wavelength converter by dual-wavelength injection locking," *Optics Communications*, vol. 209, no. 4–6, pp. 329 – 334, 2002.
- [33] C. W. Chow, C. S. Wong, and H. K. Tsang, "All-optical modulation format conversion and multicasting using injection-locked laser diodes," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, pp. 2386–2392, Nov 2004.
- [34] Y.-C. Chang, Y.-H. Lin, J. H. Chen, and G.-R. Lin, "All-optical NRZ-to-PRZ format transformer with an injection-locked Fabry-Perot laser diode at unlasng condition," *Opt. Express*, vol. 12, pp. 4449–4456, Sep 2004.
- [35] C.-M. Hung, K.-C. Yu, Y.-C. Chang, and G.-R. Lin, "10 Gbit/s all-optical NRZ-to-RZ data format in a dark-optical-comb injected semiconductor optical amplifier," in *2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 3 pp.–, March 2006.
- [36] A. Reale, P. Lugli, and S. Betti, "Format conversion of optical data using four-wave mixing in semiconductor optical amplifiers," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 7, pp. 703–709, Jul 2001.
- [37] L. Xu, B. C. Wang, V. Baby, I. Glesk, and P. R. Prucnal, "All-optical data format conversion between RZ and NRZ based on a Mach-Zehnder interferometric wavelength converter," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, pp. 308–310, Feb 2003.
- [38] W. Li, M. Chen, Y. Dong, and S. Xie, "All-optical format conversion from NRZ to CSRZ and between RZ and CSRZ using SOA-based fiber loop mirror," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, pp. 203–205, Jan 2004.
- [39] C. G. Lee, Y. J. Kim, C. S. Park, H. J. Lee, and C.-S. Park, "Experimental demonstration of 10-Gb/s data format conversions between NRZ and RZ using SOA-loop-mirror," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 834–841, Feb 2005.
- [40] C. H. Kwok and C. Lin, "Polarization-insensitive all-optical NRZ-to-RZ format conversion by spectral filtering of a cross phase modulation broadened signal spectrum," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, pp. 451–458, May 2006.
- [41] Z. Q. Hui, "All-optical NRZ-to-RZ format conversion with dual channel wavelength multicasting functions exploiting cross-phase modulation in a dispersion-flattened nonlinear photonic crystal fiber," *Laser Physics*, vol. 21, no. 7, pp. 1219–1229, 2011.
- [42] Z.-Q. Hui, B. Zhang, and J.-G. Zhang, "All-optical NRZ-to-RZ format conversion at 10 Gbit/s with 1-to-4 wavelength multicasting exploiting cross-phase modulation & four-wave-mixing in single dispersion-flattened highly nonlinear photonic crystal fiber," *Journal of Modern Optics*, vol. 63, no. 8, pp. 724–734, 2016.
- [43] J. Yu, G. K. Chang, J. Barry, and Y. Su, "40 gbit/s signal format conversion from NRZ to RZ using a Mach-Zehnder delay interferometer," *Optics Communications*, vol. 248, no. 4–6, pp. 419 – 422, 2005.
- [44] T. Ye, C. Yan, Y. Lu, F. Liu, and Y. Su, "All-optical regenerative NRZ-to-RZ format conversion using coupled ring-resonator optical waveguide," *Opt. Express*, vol. 16, pp. 15325–15331, Sep 2008.
- [45] C. Chow, C. Wong, and H. Tsang, "All-optical RZ to NRZ data format and wavelength conversion using an injection locked laser," *Optics Communications*, vol. 223, no. 4–6, pp. 309 – 313, 2003.
- [46] S. Bigo, E. Desurvire, and B. Desruelle, "All-optical RZ-to-NRZ format conversion at 10 Gbit/s with nonlinear optical loop mirror," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1868–1869, Oct 1994.
- [47] S. H. Lee, K. K. Chow, and C. Shu, "Spectral filtering from a cross-phase modulated signal for RZ to NRZ format and wavelength conversion," *Opt. Express*, vol. 13, pp. 1710–1715, Mar 2005.
- [48] Y. Ding, C. Peucheret, M. Pu, B. Zsigri, J. Seoane, L. Liu, J. Xu, H. Ou, X. Zhang, and D. Huang, "Multi-channel WDM RZ-to-NRZ format conversion at 50 Gbit/s based on single silicon microring resonator," *Opt. Express*, vol. 18, pp. 21121–21130, Sep 2010.

- [49] Y. Yu, X. Zhang, D. Huang, L. Li, and W. Fu, "20-Gb/s all-optical format conversions from RZ signals with different duty cycles to NRZ signals," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, pp. 1027–1029, July 2007.
- [50] Y. Yu, X. Zhang, and D. Huang, "All-optical format conversion from CS-RZ to NRZ at 40 Gbit/s," *Opt. Express*, vol. 15, pp. 5693–5698, Apr 2007.
- [51] Y. Zhang, E. Xu, D. Huang, and X. Zhang, "All-optical format conversion from RZ to NRZ utilizing microfiber resonator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, pp. 1202–1204, Sept 2009.
- [52] P. J. Winzer, "High-spectral-efficiency optical modulation formats," *J. Lightwave Technol.*, vol. 30, pp. 3824–3835, Dec 2012.
- [53] "VPItransmissionMaker<sup>TM</sup> optical systems." <http://www.vpiphotonics.com/Applications/TransmissionSystems/>. Available online; accessed December 2016.
- [54] "CIP photonics." <http://www.cipphotonics.com>. Available online; accessed December 2016.
- [55] P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, C. Kouloumentas, D. de Felipe, R. Dinu, E. Miller, J. Mal-lari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, "Complex monolithic and InP hybrid integration on high bandwidth electro-optic polymer platform," *Opt. Lett.*, vol. 37, pp. 3465–3467, Aug 2012.
- [56] H. G. Weber, R. Ludwig, S. Ferber, C. Schmidt-Langhorst, M. Kroh, V. Marembert, C. Boerner, and C. Schubert, "Ultrahigh-Speed OTDM-Transmission Technology," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 4616–4627, Dec 2006.
- [57] J. H. Sinsky, A. L. Adamiecki, L. Buhl, G. Raybon, P. Winzer, O. Wohlgenuth, M. Duelk, C. R. Doerr, A. Umbach, H.-G. Bach, and D. Schmidt, "107-Gbit/s Opto-Electronic Receiver with Hybrid Integrated Photodetector and Demultiplexer," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*, p. PDP30, Optical Society of America, 2007.
- [58] S. L. Jansen, R. H. Derksen, C. Schubert, X. Zhou, M. Birk, C. J. Weiske, M. Bohn, D. van den Borne, P. M. Krummrich, M. Moller, F. Horst, B. J. Offrein, H. de Waardt, G. D. Khoe, and A. Kirstadter, "107-Gb/s full-ETDM transmission over field installed fiber using vestigial sideband modulation," in *OFC/NFOEC 2007 - 2007 Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, March 2007.
- [59] J. Li, C. Schubert, R. H. Derksen, R. E. Makon, V. Hurm, A. Djupsjöbacka, M. Chacinski, U. Westergren, H. G. Bach, G. G. Mekonnen, A. G. Steffan, R. Driad, H. Walcher, and J. Rosenzweig, "112 gb/s field trial of complete etdm system based on monolithically integrated transmitter amp; receiver modules for use in 100gbe," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pp. 1–3, Sept 2010.
- [60] J. Lee, N. Kaneda, T. Pfau, A. Konczykowska, F. Jorge, J. Y. Dupuy, and Y. K. Chen, "Serial 103.125-gb/s transmission over 1 km ssmf for low-cost, short-reach optical interconnects," in *OFC 2014*, pp. 1–3, March 2014.
- [61] "ICT-POLYSYS." <http://www.ict-polysys.eu>. Available online; accessed December 2016.
- [62] S. R. Nuccio, R. Dinu, B. Shamee, D. Parekh, C. Chang-Hasnain, and A. E. Willner, "Modulation and chirp characterization of a 100-ghz eo polymer mach-zehnder modulator," in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, March 2011.
- [63] J. Y. Dupuy, A. Konczykowska, F. Jorge, M. Riet, P. Berdaguer, V. Nodjiadjim, J. Godin, and A. Ouslimani, "A large-swing 112-gb/s selector-driver based on a differential distributed amplifier in inp dhbt technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 517–524, Jan 2013.

- 
- [64] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, G. Cangini, G. Von Büren, E. Miller, R. Dinu, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, “Integrated transmitter for 100 gb/s ook connectivity based on polymer photonics and inp-dhbt electronics,” 2012. cited By 0.









---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

---

### Ολοκληρωμένος πομπόδέκτης σειριακού ρυθμού μετάδοσης $N \times 100\text{Gb/s}$ για συστήματα $400\text{Gb/s}$

**Σ**ΤΟ προηγούμενο κεφάλαιο είδαμε ότι η πρόοδος στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών στοιχείων όπως πολυπλεκτών και αποπολυπλεκτών έκανε δυνατή την επίτευξη σειριακού  $100\text{ Gb/s}$  σήματος με τη μέθοδο ETDM, απαιτώντας ωστόσο οπτοηλεκτρονικά στοιχεία ανάλογου εύρους ζώνης. Ο επιτυχημένος συνδυασμός των ηλεκτρονικών και οπτοηλεκτρονικών στοιχείων οδήγησε στην ανάπτυξη ενός πομπού μετάδοσης  $100\text{ Gbps}$  σε μια γραμμή (*lane*) και χρησιμοποιώντας ένα μήκος κύματος. Αυτό το επίτευγμα είναι σημαντικό αν αναλογιστεί κανείς ότι πριν, για να υλοποιηθούν διασυνδέσεις με ταχύτητες  $100\text{Gb/s}$  στο δίκτυο ενός υπολογιστικού κέντρου, έπρεπε να βασιστούν σε μια από τρεις υλοποιήσεις.

Η πρώτη είναι η  $100\text{GBASE-SR10}$  που χρησιμοποιεί 10 πηγές λέιζερ και 10 γραμμές MMF για να παρέχει ρυθμό μετάδοσης  $10\text{ Gbaud}$  ανά γραμμή, ενώ η δεύτερη είναι η  $100\text{GBASE-SR4}$  που βασίζεται σε 4 λέιζερ και 4 γραμμές MMF για ρυθμό μετάδοσης  $25\text{ Gbaud}$  ανά γραμμή [1, 2]. Η τρίτη υλοποίηση είναι η  $100\text{GBASE-LR4}$  και παρέχει εμβέλεια μέχρι  $10\text{ km}$  με χρήση μιας οπτικής ίνας SMF και 4 DFB πηγών λέιζερ γύρω από τα  $1300\text{nm}$  [3]. Τα κύρια πλεονεκτήματα της υλοποίησης αυτής είναι η χρησιμοποίηση μιας οπτικής ίνας και η μεγάλη εμβέλεια, η οποία παρόλα αυτά είναι πολύ μεγαλύτερη από την απαιτούμενη μέσα στα υπολογιστικά κέντρα. Τα μειονεκτήματα είναι η πολυπλοκότητα της WDM μεθόδου και η λειτουργία στα  $1300\text{ nm}$  που προσθέτει κόστος και δυσκολία, ειδικά αν πρέπει να δουλέψει μέσα σε δίκτυο οπτικής μεταγωγής κυκλώματος.

Επιπλέον προσπάθειες από μεριάς βιομηχανίας για να καλύψουν το κενό μεταξύ των  $500\text{ m}$  και των  $2\text{ km}$  αναπτύσσοντας ένα βέλτιστο  $100\text{ GbE}$  πρότυπο, έχουν οδηγήσει στη σύναψη συμφωνιών ανάμεσα στους κατασκευαστές (MultiSource Agreements - MSAs) όπως το  $100\text{G CLR4 MSA}$  [4], μια σειρά WDM υλοποιήσεων για διαφορετικές αποστάσεις όπως η  $100\text{G CWDM4 MSA}$  για αποστάσεις έως  $2\text{ km}$  [5], η  $100\text{G CWDM4 OCP}$  για αποστάσεις έως  $500\text{m}$  [6], η  $100\text{G SWDM4 MSA}$  με VCSEL στα  $850\text{nm}$  για αποστάσεις έως  $150\text{ m}$  [6], η  $100\text{G PSM4 MSA}$  [7] και η OpenOptics MSA. Υπάρχει και η υλοποίηση  $100\text{GBASE-SR2}$  επίσης για κοντινές αποστάσεις  $100\text{ m}$  με πηγές VCSEL στα  $\text{Gbaud}$  χρησιμοποιώντας σχήμα διαμόρφωσης PAM4 που έχει τη διπλάσια φασματική απόδοση από το NRZ μειώνοντας τον αριθμό των παράλληλων γραμμών από 4 σε 2 [8].

Όσον αφορά τις συνδέσεις με ταχύτητα  $200\text{ Gb/s}$ , αυτές μπορούν να υλοποιηθούν για κοντινές αποστάσεις  $100\text{ m}$  χρησιμοποιώντας πηγές VCSEL στα  $850\text{ nm}$  και PAM4 διαμόρφωση στα  $26.5\text{ Gbaud}$  με 4 γραμμές σε ισάριθμα καλώδια οπτικών ινών, όπως στην  $200\text{GBASE-SR4}$  [9]. Η  $200\text{GBASE-}$

SR4 αποτελεί τροποποίηση της αντίστοιχης υλοποίησης 100GBASE-SR4 με άλλο σχήμα διαμόρφωσης για επέκταση της χωρητικότητας στα 200Gb/s. Για μεγαλύτερες αποστάσεις, η 200GBASE-DR4 στοχεύει στα 500 m μεταδίδοντας 26.5 Gbaud PAM4 σήμα σε κάθε ένα από 4 SMF καλώδια για συνολικό ρυθμό 200 Gb/s [10]. Οι 200GBASE-FR4 και 200GBASE-LR4 [11, 12] σχεδιάστηκαν για εμβέλειες 2 km και 10 km αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας DMLs/EMLs με PAM4 διαμόρφωση στα 26.5 Gbaud μέσα από ένα ζεύγος SMF ινών, συμβατές με τα *duplex* καλώδια ινών που υπάρχουν ήδη μόνιμα σαν δομημένη καλωδίωση στις εγκαταστάσεις του υπολογιστικού κέντρου. Ένα *duplex* καλώδιο αποτελείται από δυο τμήματα ίνας ένα για τον δέκτη και ένα τον πομπό.

Οι συνδέσεις στα 400 Gb/s ακολουθούν παρόμοιο μοτίβο. Στις αποστάσεις μέχρι 100 m γίνεται χρήση VCSEL στα 850 nm και NRZ διαμόρφωση στα 26.5 Gbaud με 16 παράλληλες γραμμές και 16 καλώδια όπως στην 400GBASE-SR16 [13]. Στην ουσία αποτελείται από 4 πομποδέκτες 100GBASE-SR4 στο ίδιο κουτί, καθώς ήταν ο πιο απλός τρόπος για αύξηση της χωρητικότητας χρησιμοποιώντας τα ίδια στοιχεία. Η επόμενη υλοποίηση 400GBASE-DR4 [14] για τα 500 m χρησιμοποιεί 4 καλώδια και 4 γραμμές με DMLs/EMLs που εκπέμπουν στα 1300 nm και PAM4 διαμόρφωση στα 53 Gbaud για επίτευξη ρυθμού μετάδοσης 100 Gb/s ανά γραμμή, μειώνοντας έτσι τον αριθμό των καλωδίων και άρα το κόστος εγκατάστασης. Στα 2 km και 10 km οι υλοποιήσεις 400GBASE-FR8 και 400GBASE-LR8 [15, 16] αντίστοιχα, χρησιμοποιούν μια ίνα ανά κατεύθυνση (*duplex*), η οποία φέρει 8 οπτικές γραμμές σε ισάριθμα μήκη κύματος από DMLs/EMLs πηγές γύρω από τα 1300 nm, αξιοποιώντας PAM4 διαμόρφωση στα 26.5 Gbaud για συνολική μετάδοση  $8 \times 50$  Gb/s. Είναι προφανές ότι η ιδανική υλοποίηση για τα 400 Gb/s, όπως και η λύση για μακροπρόθεσμη (*long term*) επέκταση στα 800 Gb/s και πάνω από 1 Tb/s, θα ήταν μέσω της χρήσης  $4 \times 100$  Gb/s συνδέσεων, αν πρώτα ήταν διαθέσιμες συνδέσεις στα 100 Gb/s σε ένα μήκος κύματος και σε μια γραμμή. Ο αναγνώστης μπορεί να βρει τις υλοποιήσεις που αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους, συγκεντρωμένες και παρουσιασμένες με συνοπτικό τρόπο στον πίνακα 1.1 που βρίσκεται στο πρώτο κεφάλαιο της παρούσας διατριβής.

Τα μειονεκτήματα των υλοποιήσεων με παράλληλες γραμμές, τα οποία έχουμε αναφέρει και στο πρώτο κεφάλαιο, είναι αφενός η ασυμβατότητα με την οπτική μεταγωγή πακέτου (OCS) στις υβριδικές αρχιτεκτονικές DC δικτύων, και αφετέρου η χρήση χαμηλού εύρους ζώνης πηγών VCSEL στα 850 nm και MMF που περιορίζει την εμβέλεια σε λιγότερο από 500 m [17]. Η χρήση DMLs/EMLs υπερτερεί συγκριτικά με τα VCSEL καθώς αυξάνει την ταχύτητα στα 25 Gbaud, ωστόσο δεν δίνει λύση στο πρόβλημα των παράλληλων γραμμών που οδηγεί στη χρήση περισσότερων στοιχείων, στην αύξηση της πολυπλοκότητας, της κατανάλωσης και του κόστους. Στη βιβλιογραφία έχουν δειχθεί και υλοποιήσεις με σύμφωνη φάραση που παρέχουν πολύ μεγαλύτερη εμβέλεια [18, 19] αλλά ταιριάζουν καλύτερα σε μητροπολιτικά δίκτυα, αφού η χρήση της σύμφωνης φάρασης δεν είναι πρακτική για δίκτυα υπολογιστικών κέντρων.

Οι προσπάθειες για να βρεθεί λύση σε αυτό το θεμελιώδες μειονέκτημα ακολουθούν τρεις κατευθύνσεις, μερικές από τις οποίες περιγράφηκαν ήδη στην ανάλυση των υλοποιήσεων πιο πάνω, ωστόσο χωρίς να τονιστούν. Η πρώτη κατεύθυνση αφορά την χρήση ανώτερων σχημάτων διαμόρφωσης στον πομπό ούτως ώστε να στέλνονται περισσότερα *bit* ανά μεταδιδόμενο σύμβολο, όπως για παράδειγμα στη PAM4 διαμόρφωση που διπλασιάζει τη μεταφερόμενη πληροφορία σε σχέση με την NRZ, αφού μεταφέρει 2 *bits* ανά σύμβολο [20]. Η PAM4 ωστόσο αυξάνει την πολυπλοκότητα του δέκτη καθώς χρειάζεται DAC με την ανάλογη ανάλυση (*resolution*) σε *bits* και γραμμικούς

ενισχυτές για ομοιόμορφη ενίσχυση των σταθμών του πλάτους, όπως και του πομπού γιατί κι εκεί χρειάζεται πολύπλοκα ηλεκτρονικά κυκλώματα για την πιστή λήψη του σήματος.

Η δεύτερη κατεύθυνση αφορά την χρήση τεχνολογίας *Discrete Multitone - DMT* και άμεση φώραση (*direct detection*). Η DMT<sup>1</sup> τεχνολογία χωρίζει το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε πολλά φέροντα σήματα με μικρότερο εύρος ζώνης (*subcarriers*), τα οποία διαμορφώνονται ξεχωριστά με κάποιο σχήμα διαμόρφωσης, συνήθως QAM κι είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Ορθογωνιότητα σημαίνει ότι για κάθε ένα φέρον σήμα, η ισχύς των διπλανών φερόντων μέσα στο εύρος ζώνης του είναι μηδενική, με αποτέλεσμα να μην υπάρχουν παρεμβολές. Ο τρόπος που επιτυγχάνεται είναι μέσω της κατάλληλης επιλογής της απόστασης των συχνοτήτων των φερόντων<sup>2</sup>. Η DMT δείχνει να έχει καλύτερη απόδοση συγκριτικά με τις υλοποιήσεις που βασίζονται σε PAM4 [21], αλλά η πολυπλοκότητα των ηλεκτρονικών στον πομπό είναι ακόμα μεγαλύτερη και η εμβέλεια περιορισμένη σε λιγότερο από 2 km.

Η τρίτη κατεύθυνση βασίζεται στην ηλεκτρονική πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου ETDM μέχρι ρυθμούς 100 Gbaud και σειριακή διαμόρφωση με NRZ-OOK στα 100 Gb/s. Η υλοποίηση αυτή είναι η απλούστερη και μπορεί να γίνει η πιο οικονομική όσον αφορά τον αριθμό των εξαρτημάτων, την κατανάλωση ενέργειας, το μέγεθος και το κόστος, αλλά όμως είναι κι η πιο απαιτητική από άποψη εύρους ζώνης για τον διαμορφωτή, τη φωτοδίοδο και τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα. Σχετικά πρόσφατα (το 2014) παρουσιάστηκαν στη βιβλιογραφία *datacom* συνδέσεις στα 100 Gb/s χρησιμοποιώντας εμπορικά διαθέσιμο *Mach-Zehnder* διαμορφωτή και εμπορικά διαθέσιμη φωτοδίοδο, με το διαμορφωτή να οδηγείται από ETDM σήμα στα 100 Gb/s. Το περιορισμένο εύρος ζώνης των εξαρτημάτων έκανε αναγκαία την χρήση ενός παλμογράφου πραγματικού χρόνου για την αποθήκευση και *offline* επεξεργασία του λαμβανόμενου οπτικού σήματος μετά τη φωτοδίοδο, αφού η παραμόρφωση είχε οδηγήσει στην εμφάνιση και τρίτης στάθμης πλάτους στις ήδη δυο της NRZ-OOK διαμόρφωσης. Παρά την ανάγκη για *offline* επεξεργασία του σήματος, η συγκεκριμένη υλοποίηση πέτυχε BER χαμηλότερο από  $10^{-5}$  μετά από μετάδοση σε 1 km SSMF [22].

Ακολουθώντας την ίδια (τρίτη) κατεύθυνση, αλλά εστιάζοντας στην ανάπτυξη εξαρτημάτων που μπορούν να εξαλείψουν τον περιορισμό στο εύρος ζώνης στη σειριακή μετάδοση και λήψη 100 Gb/s σημάτων για *datacom* συνδέσεις, είχε δειχτεί στο παρελθόν ένας ολοκληρωμένος πομπός 100 Gb/s NRZ-OOK [23, 24]. Ο πομπός, ο οποίος έχει περιγραφεί και στο Κεφάλαιο 2 της παρούσας διατριβής, αποτελείται από έναν πολύ γρήγορο πολυμερικό ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή *Mach-Zehnder* (MZM) υβριδικά ολοκληρωμένο με μια InP δίοδο λείζερ στα 1550 nm και με ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα πολυπλεξίας και ενίσχυσης (MUX-DRV) κατασκευασμένο σε τεχνολογία InP διπολικού τρανζίστορ διπλής ετεροεξάρτησης (*Double Heterojunction Bipolar Transistor - DHBT*). Συνδυάζοντας τον πομπό αυτό με έναν ολοκληρωμένο δέκτη αποτελούμενο από μια πολύ γρήγορη InP pin-φωτοδίοδο κι ένα InP-DHBT κύκλωμα αποπολυπλεξίας (DEMUX) [25], δείχτηκε λειτουργία στα 80 Gb/s και 100 Gb/s χωρίς αποθήκευση και χρήση επεξεργασίας σήματος, δηλαδή

<sup>1</sup> Η τεχνολογία αυτή έχει πολλά κοινά με την *Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM* καθώς είναι και οι δυο τεχνολογίες επικοινωνιών που διαμορφώνουν πολλαπλά φερόντα (*Multi-carrier modulation - MCM*). Η DMT αναφέρεται σε ενσύρματες και *baseband multi-carrier* επικοινωνίες, ενώ η OFDM σε ασύρματες *bandpass multi-carrier* επικοινωνίες. Μια ακόμα διαφορά είναι πως η DMT λόγω της αργά μεταβαλλόμενης φύσης του διαύλου επιτρέπει *spectral shaping* μέσω *bit loading* αξιοποιώντας τα μετρημένα κι άρα γνωστά χαρακτηριστικά του διαύλου.

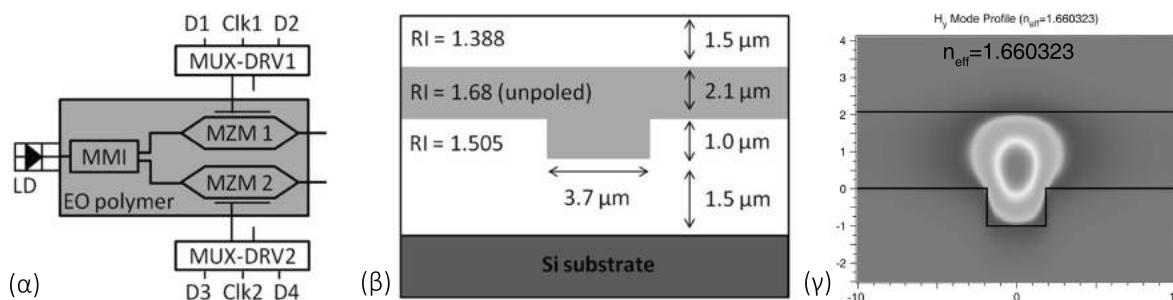
<sup>2</sup> Το κριτήριο της ορθογωνιότητας απαιτεί η απόσταση μεταξύ των φερόντων να είναι  $\Delta f = \frac{k}{T_U}$  Hertz, όπου  $T_U$  σε seconds είναι η διάρκεια του συμβόλου και  $k$  ένας θετικός ακέραιος συνήθως ίσος με 1. Έτσι, με  $N$  φέροντα, το συνολικό εύρος ζώνης θα είναι  $B \approx N \cdot \Delta f$  (Hz)

σε πραγματικό χρόνο, επιτυγχάνοντας BER χαμηλότερο από  $10^{-9}$  σε *back-to-back* τοπολογία [23]. Στο παρόν κεφάλαιο, θα παρουσιάσουμε το επόμενο βήμα στην εξέλιξη αυτού του πομπού, δηλαδή έναν  $2 \times 100\text{Gb/s}$  πομπό σαν μια συμπαγή λύση για πολλαπλές συνδέσεις των  $100\text{ Gb/s}$  και σαν ενδιάμεσο βήμα για τις συνδέσεις των  $400\text{ Gb/s}$ . Επίσης θα παρουσιάσουμε κι έναν  $4 \times 100\text{Gb/s}$  δέκτη, όπως και τα πειράματα μετάδοσης που έγιναν συνδυάζοντας αυτά τα δυο βασικά εξαρτήματα μαζί, για να αξιολογηθεί απόδοση τους για μελλοντικά  $400\text{ Gb/s}$  συστήματα για DCN. Ο πομπός βασίζεται στην μονολιθική ολοκλήρωση ενός συζεύκτη πολλών ρυθμών (*Multi-Mode Interference Coupler - MMI*) με δυο MZMs σε ένα ηλεκτρο-οπτικό πολυμερικό τσιπ και την υβριδική ολοκλήρωση αυτού του τσιπ με μια δίοδο λέιζερ και δυο κυκλώματα MUX-DRV. Ο δέκτης βασίζεται στην υβριδική ολοκλήρωση μιας συστοιχίας τεσσάρων πολύ γρήγορων InP pin-φωτοдиодων με συστοιχία κυκλωμάτων DEMUX και παρέχει οκτώ αποπολυπλεγμένα ηλεκτρικά σήματα στα  $50\text{ Gb/s}$ .

Στην επόμενη ενότητα ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή του κυκλώματος του  $2 \times 100\text{Gb/s}$  πομπού, δίνοντας λεπτομέρειες για όλα τα επί μέρους στοιχεία του. Ακολουθεί η ενότητα που περιγράφει τον σχεδιασμό, την προσομοίωση και τα αποτελέσματα χαρακτηρισμού των παθητικών δομών στην ηλεκτρο-οπτική πολυμερική πλατφόρμα, συγκεκριμένα των  $1 \times 2\text{ MMI}$  που χρησιμοποιήθηκαν στο κύκλωμα του πομπού, καθώς και των  $1 \times 4\text{ MMI}$  που θα ολοκληρώνονταν με τέσσερις παράλληλους MZMs στην  $4 \times 100\text{Gb/s}$  έκδοση του πομπού. Στην επόμενη ενότητα γίνεται αναλυτική περιγραφή του δέκτη και των στοιχείων που τον απαρτίζουν. Ακολουθεί η προσομοίωση της λειτουργίας του συστήματος μετάδοσης που απαρτίζουν ο πομπός και ο δέκτης μαζί σε ένα δίκτυο με οπτική ίνα χρησιμοποιώντας λογισμικό προσομοίωσης *VPI*, και μετά παρουσιάζονται τα αποτελέσματα πειραματικού χαρακτηρισμού του συστήματος σε μετάδοση μέσα από ίνα. Το κεφάλαιο κλείνει με την παρουσίαση κανόνων κλιμάκωσης του πομπού για λειτουργία στα  $400\text{ Gb/s}$  έως  $1600\text{ Gb/s}$ .

### 3.1 Πομπός $2 \times 100\text{ Gb/s}$

#### 3.1.1 Περιγραφή κυκλώματος πομπού.



**Σχήμα 3.1:** (α) Σχεδιάγραμμα του  $2 \times 100\text{ Gb/s}$  πομπού και (β) εγκάρσια διατομή της ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας με πληροφορίες για τους δείκτες διάθλασης (*RI*) και τις διαστάσεις του πάνω μανδύα, του πυρήνα και του κάτω μανδύα, (γ) εγκάρσιο προφίλ του *TM* ρυθμού στον κυματοδηγό (και ενεργός δείκτης διάθλασης).

Ο πομπός με χωρητικότητα  $2 \times 100\text{ Gb/s}$  αναπτύχθηκε στα πλαίσια του ερευνητικού έργου FP7 ICT-POLYSYS [26] και το σχεδιάγραμμα του παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1(α). Η συσκευή βασίζεται στην υβριδική ολοκλήρωση ενός ηλεκτρο-οπτικού πολυμερικού τσιπ με μια InP δίοδο λέιζερ και δυο ηλεκτρικά κυκλώματα πολυπλεξίας και ενίσχυσης (MUX-DRV) κατασκευασμένα σε InP-DHBT

τεχνολογία. Το φως από την έξοδο της διόδου λέιζερ, η οποία εκπέμπει στα 1553.4 nm, εισέρχεται στο πολυμερικό τσιπ από την άκρη του (*edge-coupling*) και χωρίζεται σε δυο ίσα μέρη από τον 1:2 MMI συζεύκτη. Αυτά τα δυο μέρη συνιστούν τα σήματα εισόδου για τους δυο παράλληλους διαμορφωτές *Mach-Zehnder*, και διαμορφώνονται με σχήμα NRZ-OOK σε ταχύτητες έως 100 Gb/s από δυο ανεξάρτητα ηλεκτρικά σήματα δεδομένων που παρέχουν τα δυο κυκλώματα MUX-DRV. Τα δυο διαμορφωμένα σήματα εξέρχονται από τη συσκευή με τη χρήση δυο οπτικών ινών SMF συζευγμένων στους κυματοδηγούς εξόδου του πολυμερικού τσιπ. Το σχήμα 3.1(β) δείχνει την εγκάρσια διατομή της ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας που χρησιμοποιήθηκε για την μονολιθική ολοκλήρωση του MMI συζεύκτη και των δυο διαμορφωτών *Mach-Zehnder*. Η πλατφόρμα υποστηρίζει μόνο ένα ρυθμό διάδοσης και όπως έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 2, λόγω της κατεύθυνσης που είναι πολωμένες οι χρωμοφόρες στο πολυμερικό υλικό, μπορεί να διαμορφώσει φως το οποίο είναι πολωμένο κατά TM μόνο και όχι για TE [27]. Ο ενεργός δείκτης διάθλασης του TM ρυθμού είναι 1.6603, η διάμετρος του προφίλ του ρυθμού είναι 2.8  $\mu\text{m}$  στην κάθετη διεύθυνση και 4.6  $\mu\text{m}$  στην οριζόντια, με τις απώλειες διάδοσης να είναι 1.4 dB/cm στα 1550 nm. Ο ρυθμός, ο οποίος φαίνεται στο σχήμα 3.1(γ), είναι ισχυρά εντοπισμένος μέσα στον κυματοδηγό και σε συνδυασμό με τον υψηλό ηλεκτρο-οπτικό συντελεστή που αποκτά ο πυρήνας μετά την πόλωση του πολυμερούς (0.65 pm/V στα 1550 nm), επιτρέπουν την εμφάνιση ισχυρού ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου και τη λειτουργία του διαμορφωτή σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με εύρος ζώνης που ξεπερνά τα 65 GHz [28, 29]. Αξίζει να αναφερθεί ότι τα οπτικά κυκλώματα κατασκευάστηκαν με την δεύτερη γενιά της ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας (M3) που αποδεδειγμένα είναι σταθερότερη σε θερμοκρασίες έως 85° C για μεγάλα χρονικά διαστήματα. Οι απώλειες κυματοδηγησης όμως είναι λίγο μεγαλύτερες από την πρώτη γενιά (M1).

Η μονολιθική ολοκλήρωση του MMI συζεύκτη στο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερικό τσιπ μαζί με τους δυο διαμορφωτές *Mach-Zehnder* και η υβριδική ολοκλήρωση της διόδου λέιζερ με το πολυμερικό τσιπ, υποδεικνύουν τη δυνατότητα της ΕΟ πολυμερικής πλατφόρμας να υποστηρίξει την ολοκλήρωση σύνθετων δομών, και να εξελιχθεί από μια τεχνολογία ειδικά για διαμορφωτές, σε μια γενικής χρήσης πλατφόρμα ολοκλήρωσης για Φωτονικά Ολοκληρωμένα Κυκλώματα (PICs) [30, 31].

### 3.1.2 Σχεδιασμός, κατασκευή και χαρακτηρισμός παθητικών οπτικών δομών στην πολυμερική πλατφόρμα

Όπως αναφέρθηκε πιο πάνω ο πομπός έχει μόνο μια δίοδο λέιζερ CW στα 1553.4 nm, η οποία πρέπει να τροφοδοτήσει τους δυο παράλληλους διαμορφωτές. Το οπτικό σήμα της διόδου πρέπει να χωριστεί σε δυο ίσα μέρη πάνω στο τσιπ με τη βοήθεια μιας δομής που θα εκτελεί το σκοπό αυτό. Έπρεπε να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί μια δομή που θα λειτουργούσε σαν διαχωριστής οπτικής ισχύος με εγγενείς απώλειες (*insertion loss*) μικρότερες από 1 dB και ανισορροπία ισχύος στις εξόδους του (*power imbalance*) μικρότερη από 0.25 dB.

Οι δυο πιο διαδεδομένες οπτικές δομές για αυτή τη λειτουργία, οι οποίες απαντώνται σε πολλές διαφορετικές πλατφόρμες ολοκλήρωσης, είναι ο *Y-splitter* ή αλλιώς *Y-junction* και ο MMI συζεύκτης [32]. Ο διαχωρισμός του σήματος σε δυο μέρη στις *Y-junction* δομές γίνεται με απλή διακλάδωση του κυματοδηγού που ταξιδεύει το φως σε δυο όμοιους κυματοδηγούς. Αν και απλή στη λειτουργία της, η γωνία μεταξύ των κυματοδηγών διακλάδωσης πρέπει να είναι πολύ μικρή (1°) για να επιτευχθούν χαμηλές απώλειες (1 dB). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το μήκος της δομής να γίνεται πολύ

μεγάλο για να απομακρυνθούν οι κυματοδηγοί απόσταση 250  $\mu\text{m}$  [33], μια ασφαλή απόσταση για να μην αλληλεπιδρούν οι κυματοδηγοί.

Λόγω των απωλειών διάδοσης στο πολυμερές, όπως και της περιορισμένης επιφάνειας στην οποία έπρεπε να κατασκευαστούν τα τσιπ, η λύση του *Y-junction* δεν θα ήταν πρακτικό να υλοποιηθεί. Έτσι στραφήκαμε στη λύση του MMI συζεύκτη που μπορεί να επιτύχει 3 dB διαχωρισμό με μικρό μήκος δομής. Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, σχεδιάστηκαν για πρώτη φορά στην ηλεκτροοπτική πολυμερική πλατφόρμα MMI συζεύκτες ως διαχωριστές οπτικής ισχύος 1:2 και 1:4, με χαμηλές απώλειες και χαμηλό *imbalance* μεταξύ των κυματοδηγών εξόδου. Αξίζει να σημειωθεί ότι η σχεδίαση των δομών πραγματοποιήθηκε από τον συγγραφέα στην ομάδα Πολυμερικών υλικών του Fraunhofer Heinrich Hertz Institute στο Βερολίνο, όπου ο συγγραφέας εργάστηκε σαν επισκέπτης επιστήμονας κατά τη διάρκεια του διδακτορικού του. Οι δομές κατασκευάστηκαν από την εταιρία GigOptix και χαρακτηρίστηκαν από τον συγγραφέα στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών, όπως και στο εργαστήριο μετρήσεων της ομάδας Πολυμερικών υλικών του Fraunhofer Heinrich Hertz Institute.

Η αρχή λειτουργίας ενός MMI συζεύκτη βασίζεται στην αυτο-απεικόνιση (*self-imaging principle*), η οποία μπορεί να ορισθεί ως ακολούθως:

*Η αυτο-απεικόνιση είναι μια ιδιότητα των πολυρυθμικών κυματοδηγών κατά την οποία ένα εισερχόμενο προφίλ πεδίου αναπαράγεται σε μια ή πολλαπλές απεικονίσεις σε περιοδικά διαστήματα κατά μήκος της κατεύθυνσης διάδοσης.*

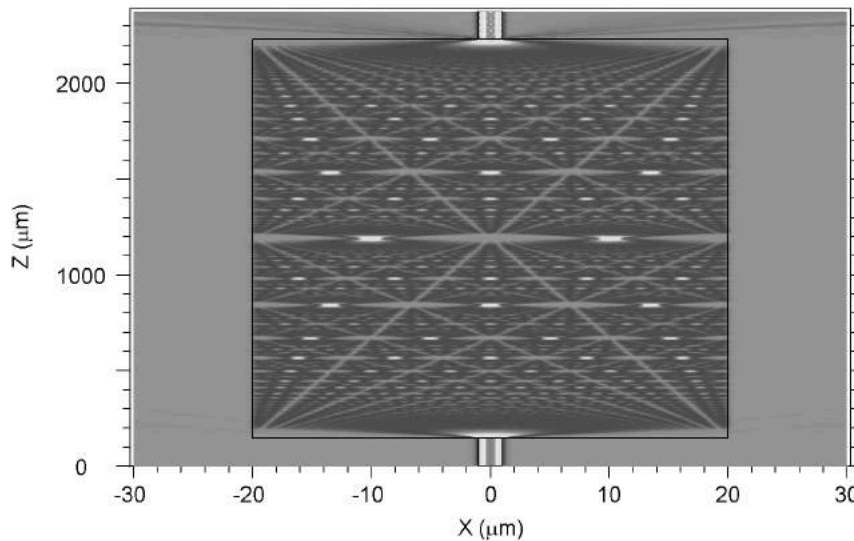
Βασική δομή σε έναν MMI συζεύκτη είναι ένας κυματοδηγός που μπορεί να υποστηρίξει μεγάλο αριθμό από ρυθμούς ( $>3$ ). Για να εισέλθει και να εξέλθει φως από τον πολυρυθμικό κυματοδηγό χρησιμοποιούνται κυματοδηγοί εισόδου και εξόδου που είναι συνήθως μονορυθμικοί και τοποθετούνται στην αρχή και το τέλος αντίστοιχα. Τέτοιοι MMI συζεύκτες αναφέρονται ως  $N \times M$  συζεύκτες, όπου  $N$  και  $M$  ο αριθμός των εισόδων και των εξόδων αντίστοιχα. Οι δομές που χρησιμοποιούνται για διαχωριστές ισχύος έχουν συνήθως μόνο έναν κυματοδηγό εισόδου, με τον αριθμό των κυματοδηγών εξόδου να είναι ίσο με τον αριθμό που θέλουν να διαχωρίσουν το σήμα και αναφέρονται ως  $1 \times M$  συζεύκτες. Στην περίπτωση του 200 Gb/s τομπού  $M = 2$ .

Η θεωρητική περιγραφή της δομής αυτής μπορεί να γίνει περιεκτικά χρησιμοποιώντας σαν εργαλείο την ανάλυση διάδοσης πλήρων ρυθμών (*full modal propagation analysis*) όπως επίσης<sup>3</sup>. Ο ρυθμός που έρχεται από τον κυματοδηγό εισόδου, διεγείρει τους ρυθμούς της πολυρυθμικής περιοχής (ανάλογα με τη θέση που βρίσκεται στο εύρος της πολυρυθμικής περιοχής) και αυτοί διαδίδονται κατά μήκος της. Οι ρυθμοί συμβάλουν μεταξύ τους και ανά περιοδικά διαστήματα οι φάσεις τους ευνοούν την εμφάνιση των αυτο-απεικονίσεων μέσα στην πολυρυθμική περιοχή. Επιλέγοντας κατάλληλα το μήκος της πολυρυθμικής περιοχής, μπορούμε να έχουμε τον αριθμό των αυτο-απεικονίσεων που θέλουμε, και στη συνέχεια τοποθετώντας τους κυματοδηγούς εξόδου να τους χωρίσουμε και να τους οδηγήσουμε στο υπόλοιπο κύκλωμα.

Στην πιο κάτω εικόνα φαίνεται το διάγραμμα συμβολής και οι αυτο-απεικονίσεις σε περιοδικά διαστήματα κατά μήκος της πολυρυθμικής περιοχής για την περίπτωση ενός MMI συζεύκτη, όπως υπολογίστηκε από πρόγραμμα προσομοίωσης σε ηλεκτρονικό υπολογιστή χρησιμοποιώντας την α-

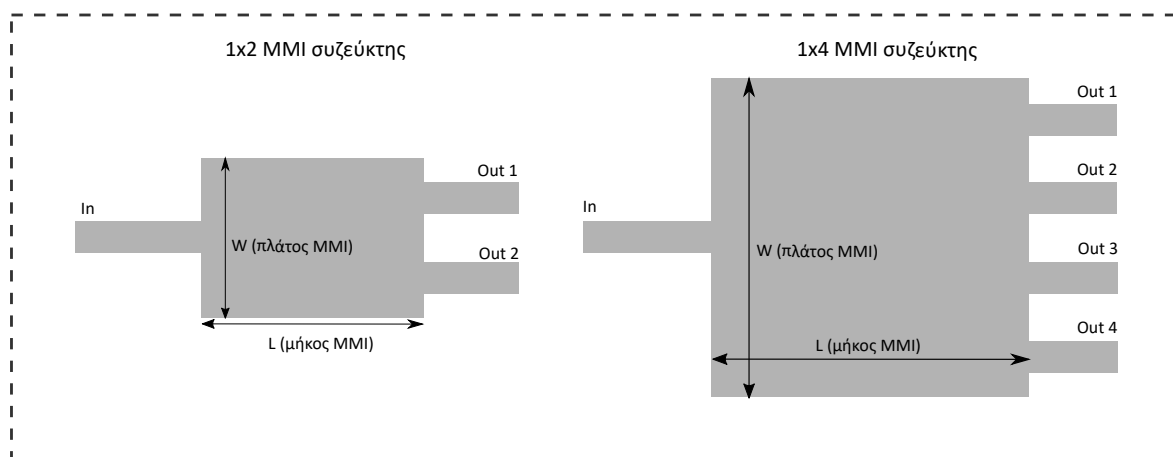
<sup>3</sup>Η θεωρητική ανάλυση των MMI συζευκτών με τη μέθοδο αυτή παρουσιάζεται συνοπτικά στο παράρτημα της διατριβής

ριθμητική μέθοδο *beam propagation method*<sup>4</sup> [34, 35]. Η συμμετρία του αριθμού των *self-images* ως προς τον κάθετο άξονα στο μέσο της πολυρυθμικής περιοχής είναι εμφανής.



**Σχήμα 3.2:** Διαγράμμα συμβολής των ρυθμών κατά μήκος ενός  $1 \times 1$  MMI συζεύκτη με πλάτος  $40 \mu\text{m}$  και μήκος  $2100 \mu\text{m}$  (όχι στην πολυμερική πλατφόρμα). Τα *self-images* είναι εμφανή ανά περιδικά διαστήματα (2D προσομοίωση).

Σχεδιάζοντας μια τέτοια δομή, αρχικά πρέπει να ληφθεί υπόψη η εφαρμογή που θα χρησιμοποιηθεί, αφού αυτή ορίζει τα βασικά χαρακτηριστικά όπως είναι ο αριθμός των κυματοδηγών εισόδου και εξόδου και η θέση τους στα άκρα της πολυρυθμικής περιοχής. Εκτός από την εφαρμογή για διαχωρισμό της οπτικής ισχύος (*optical splitter*) που αναφέρθηκε πιο πάνω, ένας MMI μπορεί να χρησιμοποιηθεί για παράδειγμα, και σαν οπτικό υβρίδιο (*optical hybrid*) μπροστά από ένα δέκτη για το διαχωρισμό των I και Q συνιστωσών ενός QAM οπτικού σήματος [36], οπότε αλλάζει ο αριθμός και η θέση των κυματοδηγών.



**Σχήμα 3.3:** Σχήμα ενός  $1 \times 2$  MMI (αριστερά) και ενός  $1 \times 4$  MMI (δεξιά) *optical splitter*

Οι σημαντικότεροι παράμετροι είναι το πλάτος και το μήκος της πολυρυθμικής περιοχής, όπως φαίνονται στο σχήμα 3.3. Ένας βασικός κανόνας λέει πως μεγαλώνοντας το πλάτος της περιοχής υποστηρίζονται περισσότεροι ρυθμοί διάδοσης και τα *self-images* εμφανίζονται σε μεγαλύτερο

<sup>4</sup>Στοιχεία από τη θεωρία της μεθόδου αυτής παρουσιάζονται επίσης στο παράρτημα της διατριβής



μήκος συγκριτικά με μια στενότερη περιοχή. Από την άλλη μεριά, περισσότεροι ρυθμοί οδηγούν σε καθαρότερα διαγράμματα συμβολής και *self-images*. Σημαντικό είναι να βρει κανείς τη χρυσή τομή μεταξύ μήκους και πλάτους. Στη συνέχεια, οι κυματοδηγοί εξόδου πρέπει να τοποθετηθούν με ακρίβεια στο κατάλληλο μήκος και στην κατάλληλη θέση για να ελαχιστοποιηθούν απώλειες (*imbalance*) λόγω σκέδασης φωτός από τα πλαϊνά τοιχώματα και για να ελαχιστοποιηθεί η διαφορά ισχύος μεταξύ των κυματοδηγών (*imbalance*) εξόδου. Η τιμή του *imbalance* ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη οπτική ισχύ για όλες τις εξόδους, εκφρασμένη σε dB, και δίνεται από τη σχέση

$$Imbalance = 10 \log \left( \frac{P_{out,max}}{P_{out,min}} \right) \quad (3.1)$$

Στους MMI που λειτουργούν σαν οπτικοί διακλαδωτές ισχύος η θέση του κυματοδηγού εισόδου στο κέντρο της πολυρυθμικής περιοχής, και στην πλειοψηφία των περιπτώσεων το συμμετρικό (Γκαουσιανό) προφίλ του εισερχόμενου ρυθμού, δεν οδηγεί στην διέγερση όλων των υποστηριζόμενων ρυθμών αλλά μόνο των άρτιων συμμετρικών ρυθμών. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο πολυρυθμικός κυματοδηγός να είναι τέσσερις φορές κοντύτερος για 1 σε N οπτικούς διακλαδωτές ισχύος. Η σχέση που υπολογίζει το μήκος του MMI για να επιτευχθούν N εικόνες του εισερχόμενου πεδίου είναι

$$L = \frac{p}{N} \left( \frac{3L\pi}{4} \right), p = 0, 1, 2, \dots \quad (3.2)$$

όπου p είναι η περίοδος της εμφάνισης (δηλαδή πόσες φορές συναντάμε το ζητούμενο συνδυασμό εικόνων κατά μήκος του MMI), με τις N εικόνες να βρίσκονται συμμετρικά κατά πλάτος του MMI σε ίσες αποστάσεις  $W_e/N$ .

Το  $W_e$  το ενεργό πλάτος του MMI, το οποίο δίνεται από τη σχέση

$$W_e = W_M + \left( \frac{\lambda_0}{\pi} \right) \left( \frac{n_c}{n_r} \right)^{2\sigma} (n_r^2 - n_c^2)^{-(1/2)} \quad (3.3)$$

όπου  $\sigma = 0$  για TE και  $\sigma = 1$  για TM,  $W_M$  το πλάτος του κυματοδηγού MMI,  $\lambda_0$  το μήκος κύματος του φωτός στον ελεύθερο χώρο και  $n_r$  ο δείκτης διάθλασης του υλικού του MMI,  $n_c$  ο δείκτης διάθλασης του υλικού του μανδύα. Για την επίτευξη τέλειων εικόνων απαιτείται οι σταθερές διάδοσης να ακολουθούν παραβολική σχέση

$$\Delta\beta_m = \beta_0 - \beta_1 = \frac{m(m+2)\pi}{3\Lambda_{pi}} \quad (3.4)$$

όπου m ο τελευταίος ρυθμός και το  $L_\pi$  είναι το μήκος του διακροτήματος των δυο χαμηλότερης τάξης ρυθμών που δίνεται από

$$L_\pi(\lambda) = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} = \frac{\lambda}{2 \cdot (n_{eff,0}(\lambda) - n_{eff,1}(\lambda))} \simeq \frac{4n_r W_e^2}{3\lambda_0} \quad (3.5)$$

με  $\beta_0$  και  $\beta_1$  τις σταθερές διάδοσης των ρυθμών αντίστοιχα,  $\lambda_0$  το μήκος κύματος του φωτός στον ελεύθερο χώρο και  $n_r$  ο δείκτης διάθλασης του υλικού του MMI. Οι παραπάνω εξισώσεις

υπολογίζουν με ικανοποιητική ακρίβεια τα μήκη που εμφανίζονται οι εικόνες στην περίπτωση που το  $W_e$  μπορεί να υπολογιστεί. Αυτό ισχύει όταν η διαφορά των δεικτών διάθλασης της πολυρυθμικής περιοχής και του μανδύα είναι μεγάλη και οι ρυθμοί παραμένουν εντοπισμένοι στην πολυρυθμική περιοχή χωρίς να εισχωρούν στο μανδύα, επομένως  $W_e \approx W$ . Σε διαφορετική περίπτωση πρέπει να χρησιμοποιηθούν προσεγγίσεις.

Όταν χρειάζεται μεγάλη ακρίβεια και όταν το πρόβλημα δεν είναι απλό (δηλαδή η γεωμετρία του κυματοδηγού), ή χρειάζεται να πραγματοποιηθεί κάποια μελέτη των παραμέτρων με σκοπό τη βελτιστοποίηση, η δομή σχεδιάζεται σε ειδικό λογισμικό το οποίο αναλαμβάνει την επίλυση του προβλήματος της διάδοσης εφαρμόζοντας κάποια αριθμητική μέθοδο. Αυτή τη μεθοδολογία ακολουθήσαμε για το σχεδιασμό των δομών στην ηλεκτρο-οπτική πολυμερική πλατφόρμα. Το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για την σχεδίαση και μελέτη της δομής ήταν το RSoft Photonic Component Design Suite, μια συλλογή εργαλείων της εταιρίας Synopsys [37]. Πιο συγκεκριμένα οι δομές σχεδιάστηκαν στο σχεδιαστικό περιβάλλον RSoft CAD environment και επιλύθηκαν με το λογισμικό BeamPROP που εφαρμόζει την Beam Propagation Method.

### Σχεδίαση 1x2 MMI οπτικών διακλαδωτών ισχύος

Οι δομές αυτές σχεδιάστηκαν χρησιμοποιώντας τη γεωμετρία κυματοδηγού που φαίνεται στο σχήμα 3.1(β). Λαμβάνοντας υπόψη την ανάγκη για μικρές σε μέγεθος δομές, έγινε προσπάθεια το πλάτος των MMI να κρατηθεί όσο το δυνατόν μικρότερο. Επομένως σχεδιάστηκαν δομές με πλάτη 12  $\mu\text{m}$ , 16  $\mu\text{m}$ , 20  $\mu\text{m}$ , 22  $\mu\text{m}$ , 24  $\mu\text{m}$  και με διαφορετικές τιμές μήκους η κάθε μια. Στη συνέχεια παρουσιάζονται πίνακες με τις υπολογισμένες τιμές των απωλειών (*Insertion Loss - IL*) και ανισοροπίας ισχύος στις θύρες εξόδου (*Imbalance - I*) για κάθε δομή και για διαφορετικές τιμές μήκους.

Ένας γενικός κανόνας λέει πως για την επίτευξη καλής ισοροπίας διαχωρισμού από 1 σε  $N$  θύρες, ο πολυρυθμικός κυματοδηγός πρέπει να υποστηρίζει τουλάχιστον  $m = N + 1$  ρυθμούς. Ο 1x2 MMI όντας από τις απλούστερες δομές, χρειάζεται μόνο 2 συμμετρικούς ρυθμούς.

Από τους πίνακες φαίνεται ότι ο MMI για πλάτος 12  $\mu\text{m}$  έχει την καλύτερη απόδοση όσον αφορά τις απώλειες κάτι που οφείλεται στο συμπαγές μέγεθος του, αλλά επίσης έχει πολύ χαμηλή ανισοροπία κάτι που επιβεβαιώνεται και από τον πειραματικό χαρακτηρισμό των κατασκευασμένων δομών όπως θα δούμε και πιο κάτω. Μια άλλη παρατήρηση είναι πως για τιμές πλάτους μεγαλύτερες από 16  $\mu\text{m}$  η ανισοροπία δεν δείχνει να βελτιώνεται δραστικά, κάτι που σημαίνει πως οι περισσότεροι ρυθμοί που συμβάλλουν δεν συνεισφέρουν στην βελτίωση τις εικόνας-αντίγραφου, ενώ οι απώλειες δείχνουν να αυξάνονται ελάχιστα λόγω σκέδασης στα μεγαλύτερου μήκους τοιχώματα. Παρόλα αυτά για κάθε πλάτος και μήκος ήταν εφικτό να επιτύχουμε τους στόχους για απώλειες κάτω από 1 dB και ανισοροπία μικρότερη από 0.5 dB. Επίσης, από τους πίνακες 3.1 και 3.2 βλέπουμε ότι οι απαιτήσεις μας ως προς το insertion loss και το imbalance ικανοποιούνται από παραπάνω από ένα μήκη, δίνοντας μας ένα εύρος μηκών μέσα στα οποία θα μπορούσε να λειτουργήσει ο 1x2 MMI για κάθε πλάτος. Αυτό φανερώνει την ανοχή της δομής σε κατασκευαστικές αποκλίσεις.

Το σχήμα 3.4 παρουσιάζει τις τιμές των πινάκων σε γραφήματα για ευκολότερη και γρηγορότερη εξαγωγή συμπερασμάτων.

Το σχήμα 3.5 παρουσιάζει τα *contour plots* στους άξονες XZ της ισχύος των διαφορετικών MMI όπως προκύπτουν από το λογισμικό BeamPROP. Στα σχήματα φαίνεται ο ρυθμός εισόδου να δια-

**Πίνακας 3.1:** Πίνακας υπολογισμένων τιμών *Insertion Loss* και *Imbalance* σε  $1 \times 2$  MMI για πλάτη 12  $\mu\text{m}$ , 16  $\mu\text{m}$ , 20  $\mu\text{m}$  και για διαφορετικά μήκη για κάθε πλάτος.

Πλάτος 12 $\mu\text{m}$			Πλάτος 16 $\mu\text{m}$			Πλάτος 20 $\mu\text{m}$		
Μήκος	IL (dB)	I (dB)	Μήκος	IL (dB)	I (dB)	Μήκος	IL (dB)	I (dB)
106	0.10	0.20	155	0.25	0.65	225	0.33	0.67
110	0.07	0.16	160	0.19	0.53	230	0.26	0.57
114	0.07	0.16	165	0.15	0.42	235	0.20	0.48
118	0.07	0.16	170	0.14	0.36	240	0.16	0.41
122	0.08	0.14	175	0.13	0.33	245	0.16	0.37
126	0.08	0.13	180	0.13	0.32	250	0.17	0.32
130	0.09	0.15	185	0.13	0.32	255	0.16	0.30
134	0.09	0.22	190	0.13	0.32	260	0.17	0.30
138	0.13	0.30	195	0.17	0.40	265	0.16	0.28
			200	0.22	0.49	270	0.18	0.35
						275	0.20	0.35
						280	0.24	0.39

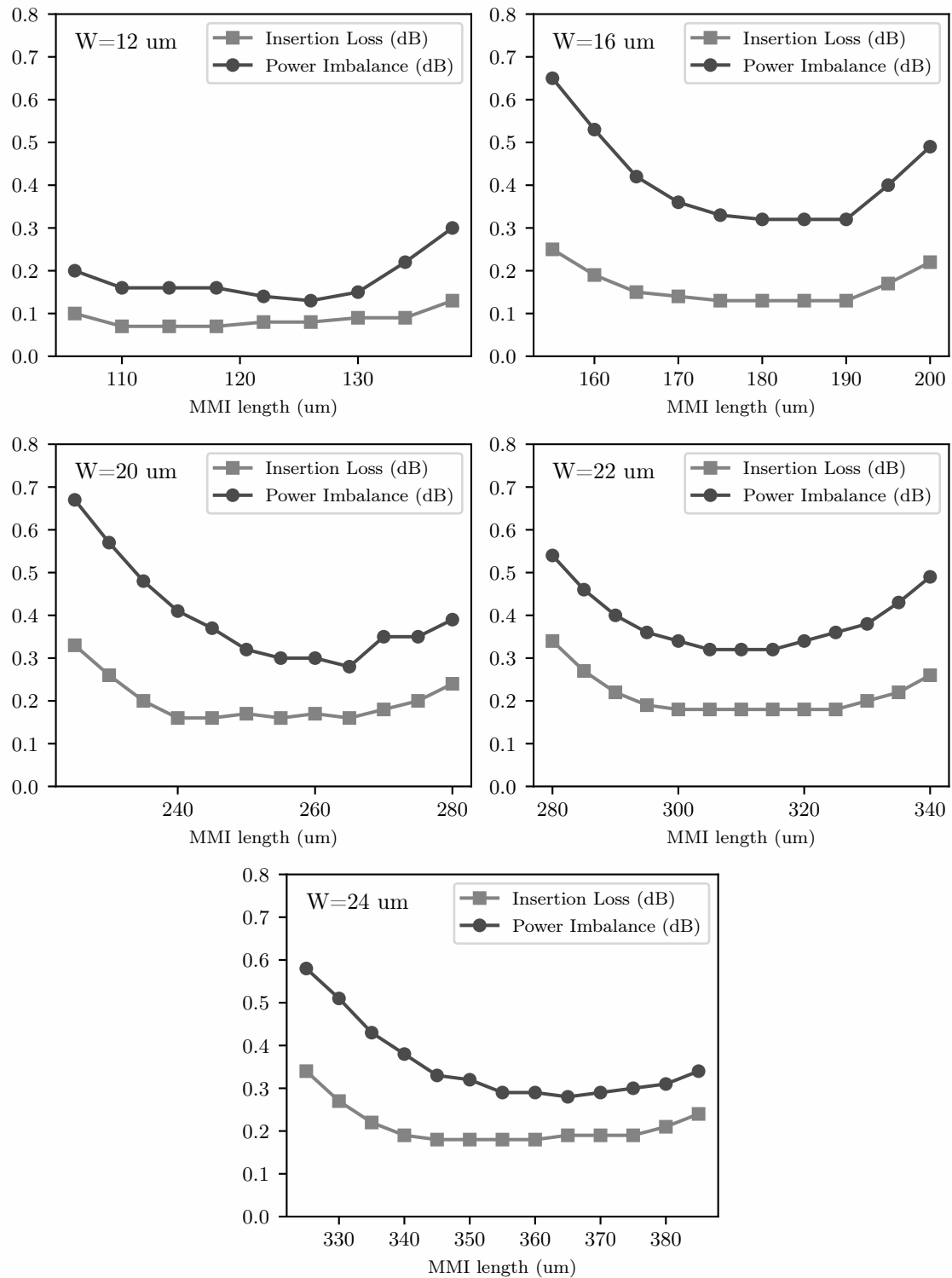
\*οι τιμές μήκους είναι σε  $\mu\text{m}$

**Πίνακας 3.2:** Πίνακας υπολογισμένων τιμών *Insertion Loss* και *Imbalance* σε  $1 \times 2$  MMI για πλάτη 22  $\mu\text{m}$ , 24  $\mu\text{m}$  και για διαφορετικά μήκη για κάθε πλάτος.

Πλάτος 22 $\mu\text{m}$			Πλάτος 24 $\mu\text{m}$		
Μήκος ( $\mu\text{m}$ )	IL (dB)	I (dB)	Μήκος ( $\mu\text{m}$ )	IL (dB)	I (dB)
280	0.34	0.54	325	0.34	0.58
285	0.27	0.46	330	0.27	0.51
290	0.22	0.40	335	0.22	0.43
295	0.19	0.36	340	0.19	0.38
300	0.18	0.34	345	0.18	0.33
305	0.18	0.32	350	0.18	0.32
310	0.18	0.32	355	0.18	0.29
315	0.18	0.32	360	0.18	0.29
320	0.18	0.34	365	0.19	0.28
325	0.18	0.36	370	0.19	0.29
330	0.20	0.38	375	0.19	0.30
335	0.22	0.43	380	0.21	0.31
340	0.26	0.49	385	0.24	0.34

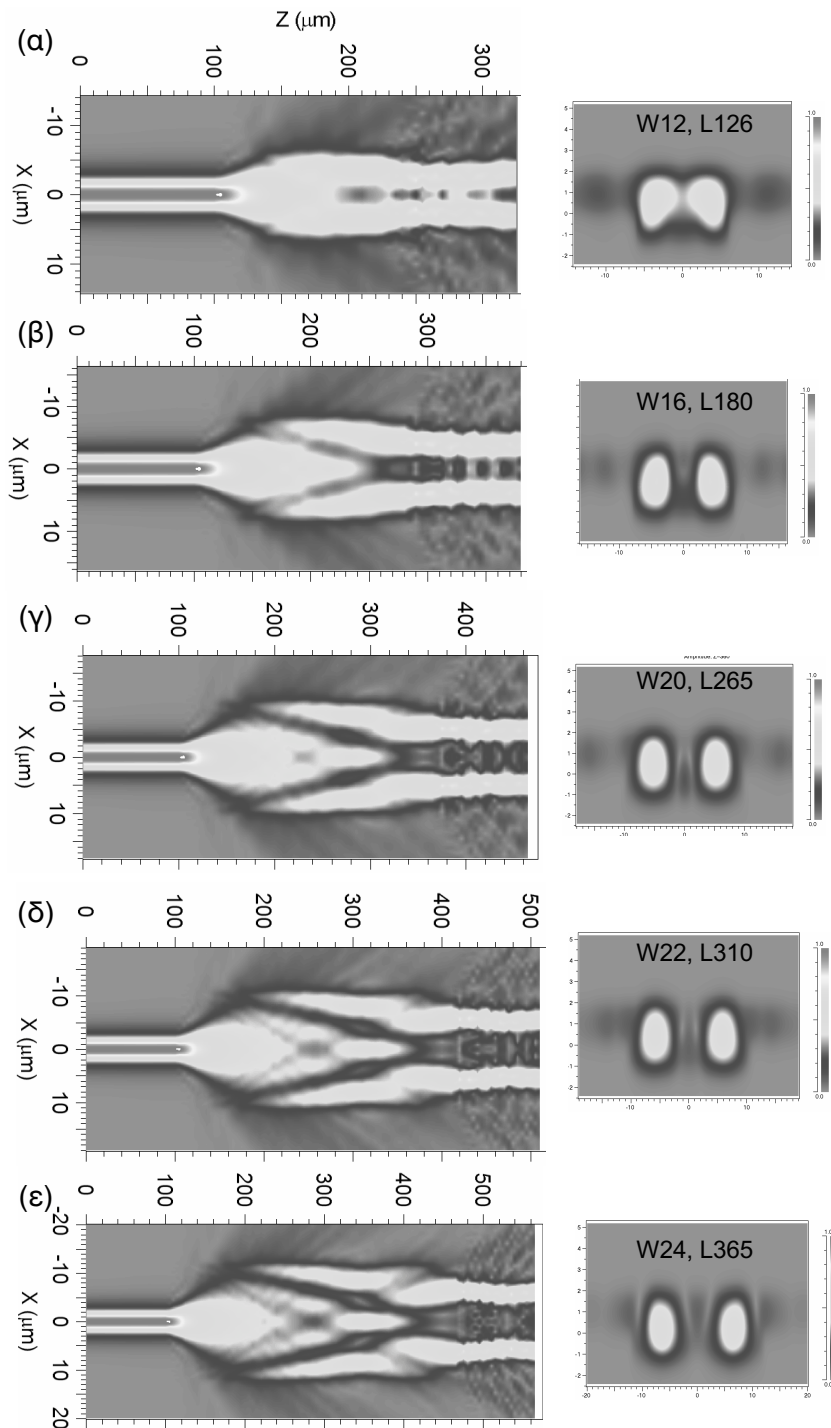
δίδεται μέσα στην πολυρυθμική περιοχή διεγείροντας και ανώτερης τάξης ρυθμούς και τα διαγράμματα συμβολής που σχηματίζονται δίνοντας τους δυο ρυθμούς-αντίγραφα. Τα διαγράμματα συμβολής παρουσιάζονται καθαρά, κάτι που αποδεικνύει το πλήθος των συμβαλλόμενων ρυθμών στην περιοχή και την καλή λειτουργία των δομών που σχεδιάστηκαν. Αριστερά στο ίδιο σχήμα, φαίνονται για κάθε πλάτος το προφίλ των κυματοδύγων εξόδου στο τέλος του μήκους τους, δηλαδή μετά 50  $\mu\text{m}$  μήκος διάδοσης. Οι κυματοδηγοί εξόδου έχουν τοποθετηθεί συμμετρικά στις θέσεις [3, - 3]  $\mu\text{m}$  για πλάτος 12  $\mu\text{m}$ , [4, - 4]  $\mu\text{m}$  για πλάτος 16  $\mu\text{m}$ , [5, -5]  $\mu\text{m}$  για πλάτος 20  $\mu\text{m}$ , [5.5, -5.5]  $\mu\text{m}$  για πλάτος 22  $\mu\text{m}$  και [6, -6]  $\mu\text{m}$  για πλάτος 24  $\mu\text{m}$ .

Παίρνοντας την εξίσωση 3.2 και εισάγοντας τις τιμές των παραμέτρων για κάθε περίπτωση πλάτους  $1 \times 2$  MMI μπορούμε να υπολογίσουμε με μια δεύτερη μέθοδο τις τιμές μήκους και συγκρίνοντας τις να επαληθεύσουμε αν βρισκόμαστε στη σωστή τιμή. Ο παρακάτω πίνακας δίνει τις τιμές των παραμέτρων και τις τιμές μήκους που προκύπτουν από την εξίσωση 3.2.



**Σχήμα 3.4:** Τιμές *Insertion Loss* και *Imbalance* σε  $1 \times 2$  MMI με πλάτος  $12 \mu\text{m}$  για διαφορετικά μήκη.

Στην τελευταία στήλη του πίνακα, δίνονται τα εύρη τιμών για το μήκος του MMI σε κάθε τιμή πλάτους όπως προέκυψαν από τους πίνακες 3.1 και 3.2. Βλέπουμε ότι οι τιμές που υπολογίζει η εξίσωση 3.2 που προκύπτει από τη μέθοδο *guided mode analysis* είναι πολύ κοντά σε αυτές που υπολογίστηκαν με το λογισμικό BPM, και για τα πλάτη 20 και 24 είναι μέσα στο εύρος μηκών που έδωσε το λογισμικό. Οι μικρές αποκλίσεις μερικών δεκάδων  $\mu\text{m}$  οφείλονται στη διαφορά της



**Σχήμα 3.5:** Περιγράμμα της ισχύος στις  $XZ$  διαστάσεις (τομή στο  $Y=0.5 \mu\text{m}$ ) όπως προκύπτει από το διάγραμμα συμβολής του MMI για (α) 12  $\mu\text{m}$  πλάτος - 126  $\mu\text{m}$  μήκος, (β) 16  $\mu\text{m}$  πλάτος - 180  $\mu\text{m}$  μήκος, (γ) 20  $\mu\text{m}$  πλάτος - 265  $\mu\text{m}$  μήκος, (δ) 22  $\mu\text{m}$  πλάτος - 310  $\mu\text{m}$  μήκος, (ε) 24  $\mu\text{m}$  πλάτος - 365  $\mu\text{m}$  μήκος. Δεξιά: προφίλ των ρυθμών στους δυο κυματοδηγούς εξόδου.

γεωμετρίας του κυματοδηγού της ηλεκτρο-οπτικής πλατφόρμας από την γεωμετρία που γίνεται η θεωρητική ανάλυση στην [32]. Οι τιμές πλάτους MMI που αναφέρθηκαν πιο πάνω αφορούν το πλάτος του *ridge* τμήματος, ενώ όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς από το σχήμα 3.1(γ) υπάρχει και *slab* τμήμα με αποτέλεσμα ο ρυθμός να απλώνει στην οριζόντια διεύθυνση. Αυτή η ασυμμετρία μεταφέρεται και σε μεγαλύτερα πλάτη, όπως αυτά της πολυρυθμικής περιοχής, με αποτέλεσμα να

**Πίνακας 3.3:** Πίνακας υπολογισμένων τιμών μήκους MMI με μέθοδο *guided mode analysis* (εξίσωση 3.2).

Παράμετροι	$W_M$	$W_e$	$L_\pi$	$L_{mmi}$	$W_{e,upd}$	$L_{mmi}$ (upd.)	$L_{mmi}$ από BPM
$\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$	12	12.55	226.44	84.9	15	121.3	106 - 138
$n_c = 1.505$	16	16.55	393.78	147.7	18	174.7	155 - 200
$n_r = 1.671$	20	20.55	607.11	227.7	22	260.9	225 - 280
$p = 1$	22	22.55	731.04	274.1	24	310.5	280 - 340
images $N = 2$ πόλωση TM	24	24.55	866.46	324.9	26	364.4	325 - 385

\*όλες οι τιμές πλάτους και μήκους είναι σε  $\mu\text{m}$ .

συνεισφέρει στο ενεργό πλάτος χωρίς να μπορεί να ληφθεί υπόψη από την εξίσωση 3.3. Λαμβάνοντας υπόψη αυτή την ασυμετρία, το ενεργό πλάτος μεγαλώνει  $2 \mu\text{m}$  περίπου, με τις νέες τιμές να φαίνονται στη στήλη  $W_{e,upd}$  του πίνακα 3.3, ενώ το νέο μήκος που φαίνεται στη διπλανή στήλη είναι μέσα στο εύρος μηκών και ειδικότερα πολύ κοντά (μόλις  $5 \mu\text{m}$  διαφορά για τα πλάτη 12, 16 και  $20 \mu\text{m}$ ) στις τιμές μήκους που υπολογίστηκαν ότι δίνουν τις χαμηλότερες τιμές για απώλειες κι ανισορροπία θυρών όπως υπολογίστηκαν από το λογισμικό. Με αυτό τον τρόπο επιβεβαιώνουμε και την ορθότητα των προσομοιώσεων μας. Στην συνέχεια ακολουθεί η κατασκευή και ο χαρακτηρισμός των παθητικών αυτών δομών.

### Κατασκευή και χαρακτηρισμός $1 \times 2$ MMI οπτικών διακλαδωτών ισχύος

Στη συνέχεια δομές με τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά αλλά και με μικρές διαφοροποιήσεις στις τιμές πλάτους και μήκους, ώστε να αντιμετωπιστούν τυχόν αποκλίσεις μεταξύ προσομοίωσης και κατασκευής, σχεδιάστηκαν σε μια μάσκα  $6 \mu\text{m}$  ιντσών και κατασκευάστηκαν με την διαδικασία κατασκευής της ηλεκτρο-οπτικής (EO) πολυμερικής πλατφόρμας. Η διαδικασία κατασκευής είναι η συνήθης για πολυμερή υλικά κι έχει ως εξής<sup>5</sup>:

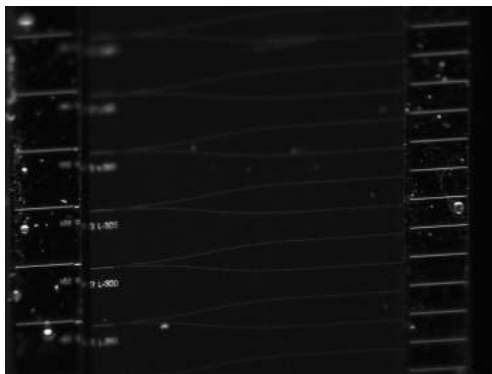
- *Spin coating* του στρώματος του κάτω μανδύα (υλικό UV-15LV) επάνω στο κάτω υπόστρωμα πυριτίου.
- Ωρίμανση του κάτω μανδύα με UV φως.
- Σχηματισμός κυματοδηγών στον κάτω μανδύα με χρήση φωτολιθογραφίας και oxygen plasma RIE.
- *Spin coating* του υλικού του EO πολυμερούς του πυρήνα.
- *Spin coating* του στρώματος του πάνω μανδύα (υλικό LP33) επάνω στο στρώμα του EO πολυμερούς.
- Ωρίμανση του πάνω μανδύα με UV φως.

<sup>5</sup>Η διαδικασία που περιγράφεται αφορά την *unpoled* ηλεκτρο-οπτική πολυμερική πλατφόρμα. Η διαφορά με την *poled* είναι πως δεν περιέχει τις χρωμοφόρες στο πολυμερές υλικό του πυρήνα, και κατ'επέκταση δεν έχει ηλεκτρόδια πάνω από το υπόστρωμα πυριτίου.

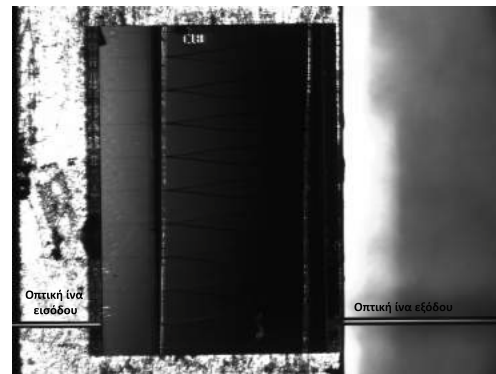
Η σύνθεση του ΕΟ υλικού του πυρήνα, όπως και εν γένει και τα υλικά των μανδύων, μπορεί να αλλάζουν από γενιά σε γενιά της πλατφόρμας. Οι αλλαγές συνήθως αποσκοπούν στην βελτίωση των περιβαλλοντολογικών αντοχών του πολυμερούς (π.χ. υγρασία, θερμοκρασία) για πιο αξιόπιστη λειτουργία. Στην περίπτωση μας δυο γενιές ΕΟ υλικών χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή των 1x2 MMI δομών, οι M1 και M3. Οι διαστάσεις του κυματοδηγού άλλαξαν ελάχιστα από 3.8  $\mu\text{m}$  σε 3.7 στο πλάτος, κάτι που δεν είχε ιδιαίτερη επίδραση στον κυματοδηγούμενο ρυθμό. Το M3 υλικό παρέχει μακροχρόνια θερμοκή σταθερότητα στους 85°C [38], ενώ η συνιστώμενη θερμοκρασία λειτουργίας για το M1 είναι κάτω από 55°C.



(α')



(β')



(γ')

**Σχήμα 3.6:** (α) Στηγμότυπο ενός 1x2 MMI με Π12  $\mu\text{m}$  και Μ135  $\mu\text{m}$  από τη μάσκα, (β) κατασκευασμένο τσιπ κάτω από μικροσκόπιο με τις δομές να φαίνονται στη σειρά, (γ) φωτογραφία από τη διαδικασία μέτρησης.

Στο σχήμα 3.6α' φαίνεται η δομή σχεδιασμένη για να αποτυπωθεί σε μάσκα φωτολιθογραφίας. Οι κυματοδηγοί εξόδου απομακρύνονται με S-bends για να φτάσουν μετά από περίπου 2500  $\mu\text{m}$  σε απόσταση 500  $\mu\text{m}$  η οποία είναι αρκετά μεγάλη για να μην υπάρχει αλληλεπίδραση. Για κάθε πλάτος, σχεδιάζονται από 5 έως 10 παραλλαγές στο μήκος με βήμα 5  $\mu\text{m}$  εκατέρωθεν της τιμής μήκους που υπολογίστηκε από το λογισμικό. Οι δομές τοποθετούνται στη μάσκα σε σειρά με τις παραλλαγές σε μήκος να τρέχουν κάθετα τη μάσκα, ενώ οι δομές με διαφορετικό πλάτος να τρέχουν οριζόντια. Η κατασκευή έγινε σε wafer 6 ιντσών και μετά την κοπή dicing προέκυψαν πάνω από 30 οπτικά τσιπ, τα οποία στη συνέχεια μετρήθηκαν και χαρακτηρίστηκαν ως προς τις παραμέτρους Insertion Loss - IL και Imbalance. Μια φωτογραφία από μικροσκόπιο από ένα τέτοιο τσιπ φαίνεται στο σχήμα 3.6β' με τις δομές να διακρίνονται.

Στις άκρες του τσιπ είναι κολλημένα πλακίδια γυαλιού στον πάνω μανδύα πολυμερούς, ώστε να προστατεύουν το υλικό και τους κυματοδηγούς από ζημιές κατά τη διάρκεια του dicing. Στην φωτογραφία μπορεί να τους διακρίνει κανείς από το σκαλοπάτι που φαίνεται. Το σχήμα 3.6γ' δείχνει φωτογραφία από μικροσκόπιο από τη διαδικασία της μέτρησης των τσιπ σε ένα σταθμό εργασίας, ο οποίος αποτελείται από ένα σφιγκτήρα κενού (vacuum chuck), ένα μικροσκόπιο και δυο μικρορυθμιστές θέσης (micropositioners) εκατέρωθεν του vacuum chuck που έχουν πάνω τους στερεωμένα

τιμήματα οπτικής ίνας. Η διάταξη συμπληρώνεται από μια πηγή λέιζερ CW στα 1543 nm και έναν μετρητή οπτικής ισχύος που είναι συνδεδεμένοι με τα τμήματα οπτικών ινών για να μπορούν να βάζουν φως από τον κυματοδηγό εισόδου του τσιπ και να μετράνε την οπτική ισχύ στην έξοδο.

Το τσιπ στερεώνεται στο *vacuum chuck* και με τους *micropositioners* οι ίνες έρχονται κοντά στους κυματοδηγούς και ευθυγραμμίζονται όσο το δυνατόν καλύτερα, ώστε να μην εξασθενείται η οπτική ισχύς του λέιζερ ( $P_{laser}$ ). Η πρώτη ευθυγράμμιση και μέτρηση γίνεται μόνο με τις ίνες, χωρίς να παρεμβάλλεται το τσιπ για να χαρακτηριστούν οι απώλειες ίνας-με-ίνα, οι οποίες είναι  $< 1dB$ . Στη συνέχεια παρεμβάλλεται το τσιπ, αλλά μετράται ένας ευθύς κυματοδηγός που βρίσκεται συνήθως σε κάθε οπτικό τσιπ για σκοπούς αναφοράς. Μετρώντας την οπτική ισχύ που λαμβάνουμε στην έξοδο του και γνωρίζοντας το μήκος του τσιπ ( $L$ ) και τις απώλειες διάδοσης της πλατφόρμας ( $dB/L$ ) μπορούμε να εξάγουμε την τιμή για τις απώλειες σύζευξης της ίνας με τον κυματοδηγό (*coupling loss/facet*). Για την ΕΟ πλατφόρμα οι απώλειες διάδοσης είναι 1.4 dB/cm και οι απώλειες σύζευξης οπτικής ίνας-κυματοδηγού 5.3 dB. Ο 1x2 MMI εισάγει και απώλειες 3 dB λόγω της διαχώρισης ισχύος κατά το ήμισυ σε κάθε έξοδο. Οι παραπάνω απώλειες συνυπολογίζονται για να καταλήξουμε στην τιμή του *Insertion Loss* της δομής, που μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά με την παρακάτω σχέση:

$$IL(dB) = P_o - \alpha_{f-f} - \alpha_p \cdot L - 2 \cdot \alpha_{facet} - \alpha_{split} - P_m \quad (3.6)$$

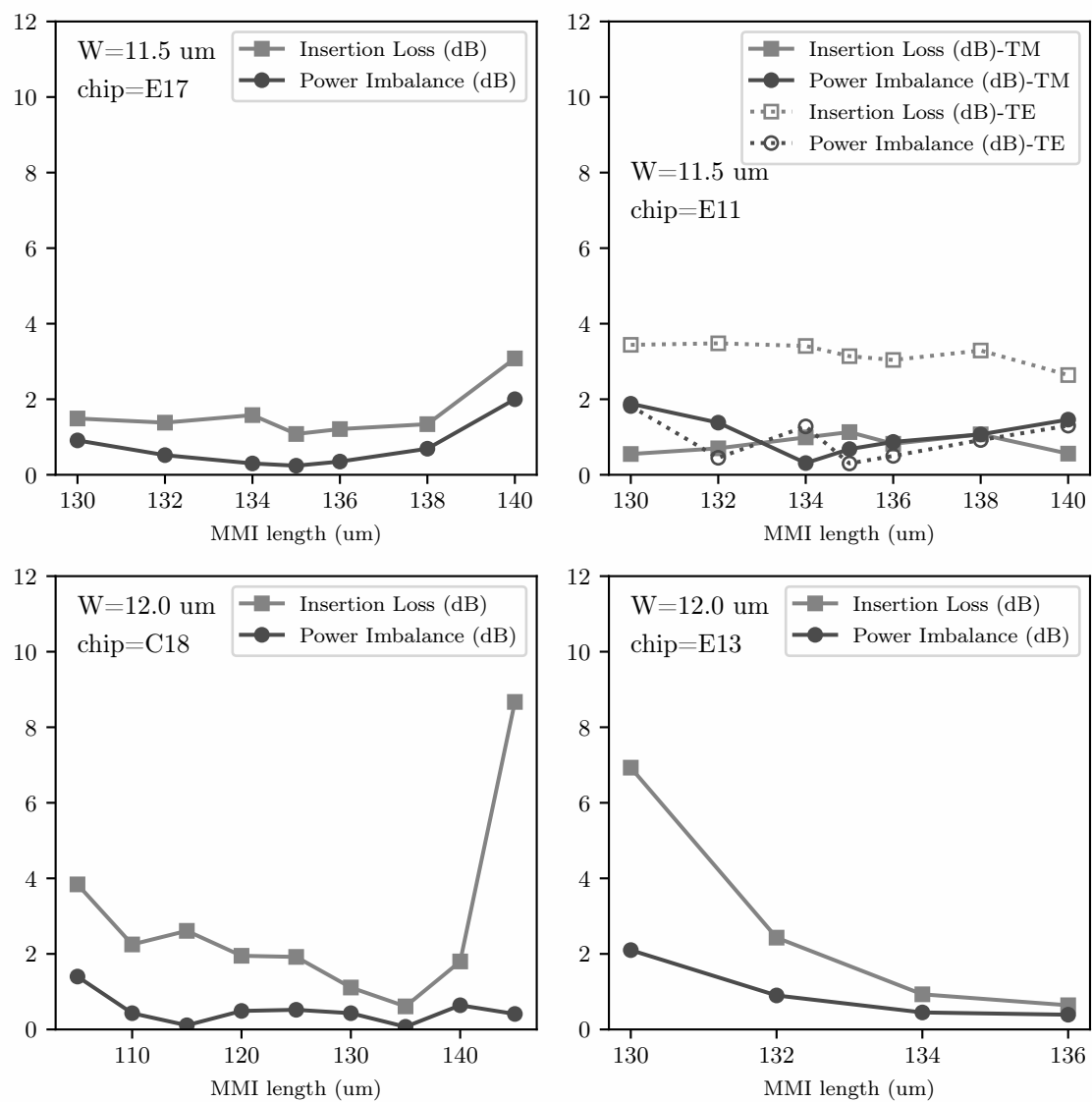
όπου  $P_o$  η ισχύς του λέιζερ,  $\alpha_{f-f}$  οι απώλειες ίνα-ίνα,  $\alpha_p$  οι απώλειες διάδοσης,  $\alpha_{facet}$  οι απώλειες σύζευξης ίνας-κυματοδηγού,  $\alpha_{split}$  οι απώλειες λόγω splitting και  $P_m$  η μετρούμενη ισχύς μετά τη δομή. Επίσης οι δομές μετρήθηκαν και με λέιζερ μεταβαλλόμενου μήκους κύματος (*sweeping laser*) από τα 1500 nm - 1600 nm για να διαπιστωθεί ότι η απόδοση τους δεν εξαρτάται από το μήκος κύματος, καθώς και με TE πόλωση, παρεμβάλλοντας έναν ελεγχτή πόλωσης μετά την πηγή, για να μελετηθεί η επίδραση της στροφής πόλωσης. Σε απλά (ευθεία) τμήματα κυματοδηγών, η στροφή της πόλωσης οδηγούσε στην αύξηση των απωλειών κατά 1 dB.

Μετρήθηκαν διάφορα τσιπ πάνω στα οποία είχαν κατασκευαστεί δομές με μήκη 11.5 μm (τσιπ E11 και E17), 12 μm (τσιπ E12, E13, C18), 12.5 μm (τσιπ E15) και 20 μm (τσιπ E14). Τα αποτελέσματα των μετρήσεων παρουσιάζονται στον πίνακα 3.4. Η πηγή λέιζερ εξέπεμπε φως στα 1543 nm το οποίο είναι διαφορετικό μήκος κύματος από τα 1550 nm για τα οποία σχεδιάστηκαν οι δομές και αυτό θα έχει αρνητική επίδραση στις απώλειες όπως θα φανεί καθαρότερα πιο κάτω στα γραφήματα.

Το σχήμα 3.7 παρουσιάζει τα αποτελέσματα χαρακτηρισμού για τα τσιπ E17, E11, C18 και E13 σε γράφηματα. Τα πλάτη των δομών για κάθε τσιπ έχουν αναφερθεί πιο πάνω. Από τα γραφήματα βλέπουμε πως οι δομές με πλάτος 11.5 μm που βρίσκονται στα τσιπ E17, E11, ικανοποιούν τα κριτήρια για *Insertion Loss*  $< 1dB$  και *Imbalance*  $< 0.5dB$  για τιμές μήκους 135 μm και 134 μm αντίστοιχα. Μελέτη ως προς το μήκος για δομές πλάτους 11.5 μm δεν είχε πραγματοποιηθεί καθώς η τιμή αυτή προέκυψε σαν παραλλαγή της δομής με πλάτος 12 μm.

Στα δυο επόμενα τσιπ που μετρήθηκαν δομές με πλάτος 12 μm (τσιπ E13, C18) οι χαμηλότερες τιμές *Insertion Loss* και *Imbalance* επιτεύχθηκαν για δομές με μήκος 135 μm και 136 μm, όπου οι τιμές ήταν κάτω από 0.65 dB και κάτω από 0.1 dB αντίστοιχα για το τσιπ C18, ενώ για το τσιπ E13 ήταν κάτω από 0.65 dB και κάτω από 0.4 dB. Αυτές οι δομές επιλέχθηκαν να ολοκληρωθούν στην ΕΟ πολυμερική πλατφόρμα μαζί με τους οπτικούς διαμορφωτές όπως θα παρουσιαστεί στις





**Σχήμα 3.7:** Μετρημένες τιμές Insertion Loss και Imbalance στις  $1 \times 2$  MMI δομές για διαφορετικά πλάτη και μήκη για τα τοιπ E17, E11, C18 και E13.

**Πίνακας 3.4:** Αποτελέσματα χαρακτηρισμού των κατασκευασμένων δομών  $1 \times 2$  MMI.

Μήκος	E17 - 11.5 $\mu\text{m}$		E11 - 11.5 $\mu\text{m}$				E12 - 12 $\mu\text{m}$		E13 - 12 $\mu\text{m}$	
	IL	I	IL	I	IL(TE)	I(TE)	IL	I	IL	I
130	1.49	0.91	0.55	1.88	3.44	1.82	2.13	0.70	6.93	2.10
132	1.38	0.52	0.70	1.38	3.48	0.45	1.68	0.20	2.43	0.90
134	1.58	0.30	0.99	0.31	3.41	1.28	0.13	0.10	0.93	0.45
135	1.08	0.24	1.13	0.68	3.14	0.30	0.99	0.60	0.64	0.39
136	1.21	0.35	0.82	0.87	3.04	0.50				
138	1.34	0.69	1.07	1.07	3.29	0.92				
140	3.08	2.00	0.56	1.46	2.64	1.30				

C18 - 12 $\mu\text{m}$			E15 - 12.5 $\mu\text{m}$					C16 - 20 $\mu\text{m}$		
Μήκος	IL	I	Μήκος	IL	I	IL(TE)	I(TE)	Μήκος	IL	I
105	3.84	1.40	130	1.28	0.36	4.66	0.74	240	2.87	0.21
110	2.25	0.43	132	1.89	0.22	5.25	1.51	245	1.92	0.36
115	2.61	0.11	134	0.76	0.35	3.91	1.25	250	1.52	0.20
120	1.95	0.49	135	1.46	0.64	4.59	0.19	255	6.28	2.84
125	1.92	0.52	136	0.51	0.52	3.29	0.40	260	2.28	2.06
130	1.11	0.43	138	0.90	0.35	3.90	0.64	265	0.18	0.14
135	0.61	0.07	140	5.03	1.30	8.99	2.28	270	0.71	0.29
140	1.80	0.64						275	4.31	4.79
145	8.67	0.41						280	7.34	2.02

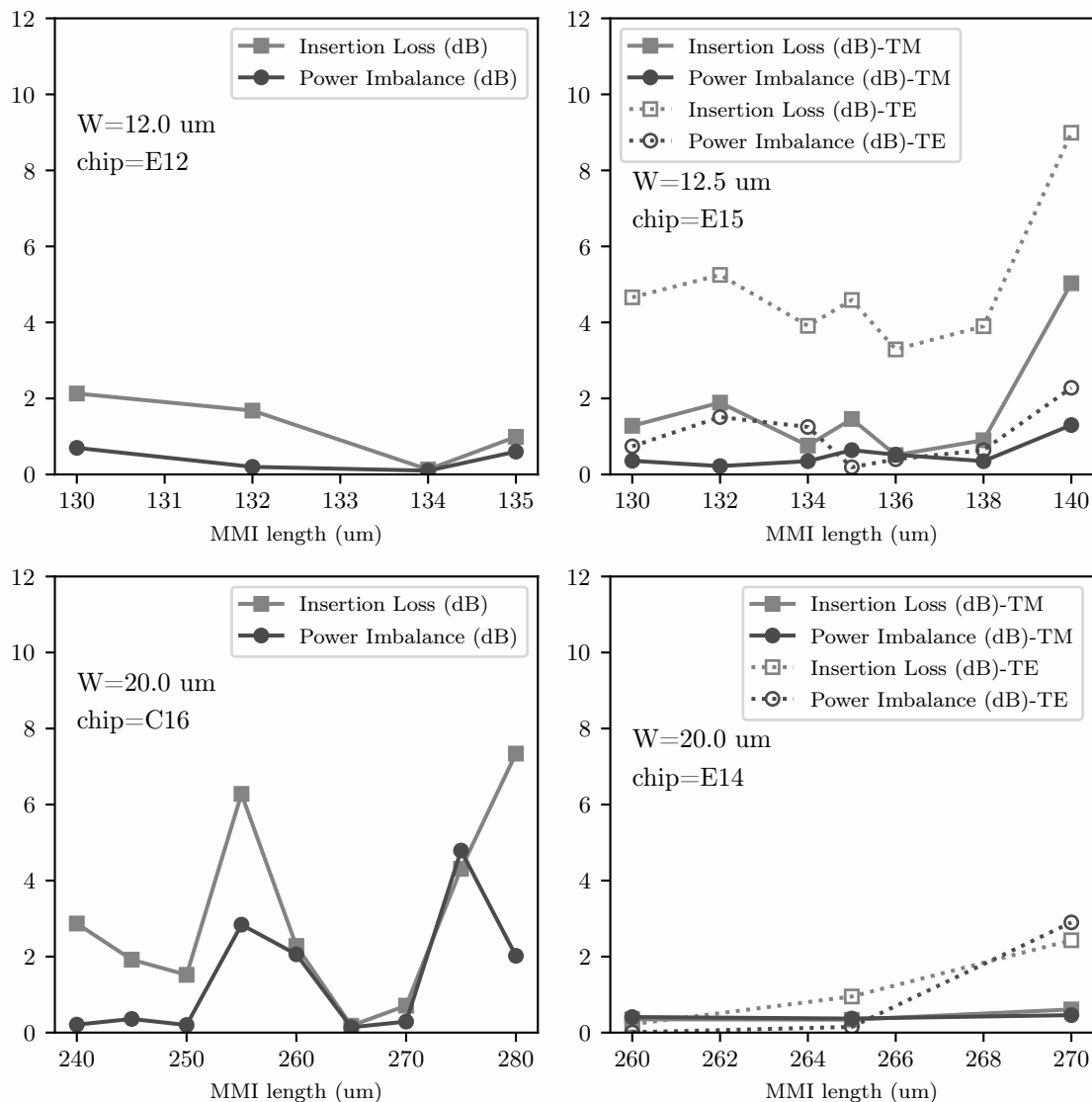
E14 - 20 $\mu\text{m}$				
Μήκος	IL	I	IL(TE)	I(TE)
260	0.35	0.41	0.22	0.01
265	0.34	0.37	0.95	0.15
270	0.61	0.46	2.43	2.90

Οι τιμές μήκους είναι σε  $\mu\text{m}$ , οι τιμές IL, I σε dB

παρακάτω ενότητες.

Το πάνω αριστερά σχήμα που αναφέρεται στο τσιπ E11, δείχνει τις μετρήσεις των μεγεθών αυτών και για TE ρυθμούς για να μελετηθεί η επίδραση της στροφής πόλωσης. Αν και σήματα με πόλωση TE δεν πρόκειται να εισαχθούν στις δομές λόγω της συγκεκριμένης πόλωσης TM που θα εκπέμπει η δίοδος λέιζερ, εντούτοις οι δομές μετρήθηκαν και με αυτή την πόλωση για μια πιο ολοκληρωμένη εικόνα της συμπεριφοράς τους. Η στρέψη της πόλωσης είχε σαν αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών κατά 3 dB, χωρίς μεγάλη επίδραση στην ανισοροπία. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί από το γεγονός ότι ο κυματοδηγός βλέπει διαφορετικό ενεργό δείκτη διάθλασης για τον TE ρυθμό, με αποτέλεσμα αλλάζουν οι σταθερές διάδοσης των ρυθμών άρα και το  $L_\pi$  που σχετίζεται άμεσα με το μήκος του MMI.

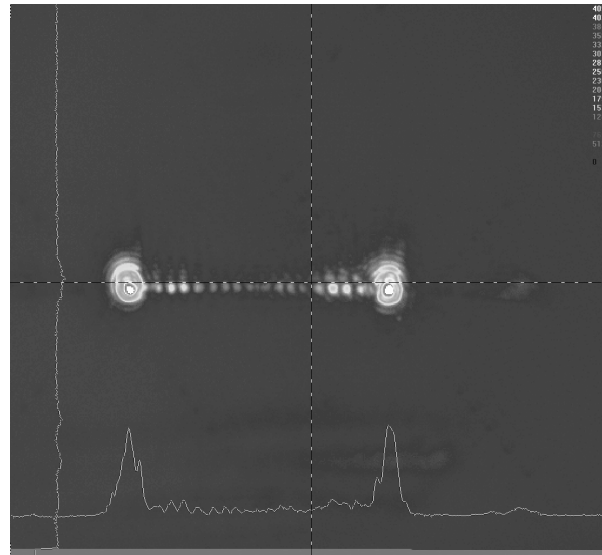
Οι στόχοι για τις τιμές των απωλειών και της ανισοροπίας επιτεύχθηκαν την πλειονότητα των περιπτώσεων. Οι δομές που επιλέχθηκαν έχουν τιμές για το μήκος που αποκλίνουν 10  $\mu\text{m}$  περίπου από τις υπολογισμένες τιμές και αυτό οφείλεται στο κριτήριο επιλογής που ήταν ο συνδυασμός και των δυο τιμών, και όχι απλά το χαμηλότερο *Imbalance*, αφού ελάχιστο *Imbalance* επιτυγχάναμε και σε μικρότερα μήκη MMI. Επίσης οι δομές μετρήθηκαν με πηγή μήκους κύματος 1543 nm λόγω μη διαθέσιμης πηγής στα 1550 nm για τα οποία είχε σχεδιαστεί η δομή, κάτι που συνεισφέρει στην απόκλιση γιατί η απόσταση διάδοσης, δηλαδή το μήκος του MMI στο οποίο σχηματίζονται οι εικόνες (ή είδολα) είναι ανάλογο του μήκους διακροτήματος  $L_\pi$ , το οποίο εξαρτάται εγγενώς από το μήκος



**Σχήμα 3.8:** Μετρημένες τιμές *Insertion Loss* και *Imbalance* στις  $1 \times 2$  MMI δομές, σε μήκος κύματος  $1550 \text{ nm}$  για διαφορετικά πλάτη και μήκη για τα τσιπ E12, E15, C16 και E14.

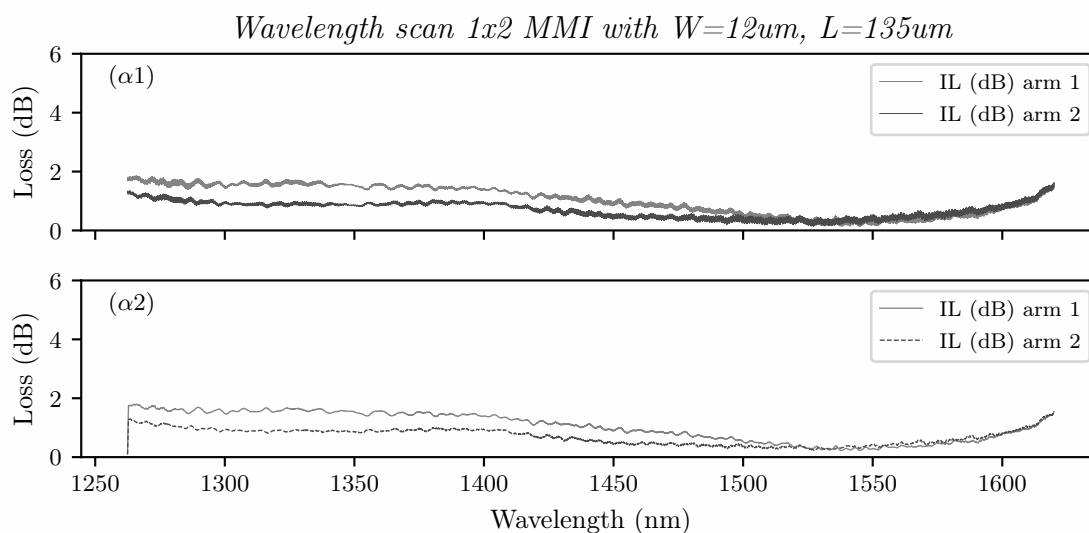
κύματος.

Άλλες αιτίες για τις αποκλίσεις μπορούν να είναι είτε κατασκευαστικές ανοχές στις διαστάσεις και σχηματισμό της δομής λόγω λιθογραφίας ειδικά στις γωνίες, είτε σε αποκλίσεις στις παραμέτρους που τέθηκαν στο λογισμικό προσομοίωσης όπως για παράδειγμα το μέγεθος της διακριτοποίησης του προβλήματος (grid size) λόγω πεπερασμένων υπολογιστικών πόρων. Όσον αφορά τις μετρήσεις στα τσιπ E12, E15, C16, E14 που φαίνονται στο σχήμα 3.8, για πλάτος  $12 \mu\text{m}$  τα κριτήρια επιτυγχάνονται για μήκος  $134 \mu\text{m}$  όπως και στα προηγούμενα τσιπ με αντίστοιχο πλάτος. Για πλάτος  $12.5 \mu\text{m}$  οι χαμηλότερες τιμές μετρήθηκαν για  $136$  και  $138 \mu\text{m}$ . Το συγκεκριμένο τσιπ μετρήθηκε και με πόλωση TE όπου παρατηρήθηκαν αυξημένες απώλειες όπως και παραπάνω. Στο τσιπ C16 με  $20 \mu\text{m}$  αν και μετρήθηκε *Imbalance* χαμηλότερο του  $0.5 \text{ dB}$  για αρκετές τιμές μήκους, οι απώλειες που μετρήθηκαν ήταν αυξημένες. Επίσης οι σταθερές διάδοσης μεταξύ των ανώτερης τάξης ρυθμών, που υπάρχουν εγγενώς σε μεγαλύτερα πλάτη πολυρυθμικών περιοχών, παρεκκλίνουν από την ιδανική παραβολική σχέση, κάτι που επηρεάζει το σχηματισμό των εικόνων [39]. Παρόλα αυτά, η χαμηλότερη



**Σχήμα 3.9:** Εικόνα των δυο ρυθμών από τις εξόδους του  $1 \times 2$  MMI όπως καταγράφηκαν με *beam profiling camera*

τιμή απωλειών και *Imbalance* μετρήθηκε για μήκος  $265 \mu\text{m}$  όσο είχε εκτιμηθεί και υπολογιστικά. Οι τιμές που μετρήθηκαν για μήκος  $255 \mu\text{m}$  είναι εμφανώς πιο αυξημένες και οφείλονται πιθανότατα σε κατεστραμμένη επιφάνεια (έδρα) του τσιπ στο σημείο των κυματοδηγούς εισόδου/εξόδου που προήλθε κατά την διαδικασία παραγωγής των τσιπ. Αυτό είναι πιθανό να συμβεί λόγω του επιπλέον γυάλινου μπλοκ πάνω από το σημείο που θα γινόταν ο τεμαχισμός, καθώς υπήρχαν θύλακες αέρα που εμπόδιζαν την σωστή εφαρμογή του (φαίνεται στο σχήμα 3.6β' και 3.6γ'). Στο τσιπ E14 μετρήθηκαν τρεις δομές οι οποίες έδωσαν τιμές για απώλειες και *Imbalance* κάτω από  $1 \text{ dB}$  και κάτω από  $0.5 \text{ dB}$  αντίστοιχα.



**Σχήμα 3.10:** *Insertion Loss* για κάθε μια από τις δυο εξόδους του MMI μετρημένο για μήκη κύματος  $1260 \text{ nm} - 1630 \text{ nm}$  για τα τσιπ C18. (α1) αρχικές μετρήσεις, (α2) οι μετρήσεις μετά από HIR φίλτρο για την αφαίρεση του θορύβου της μέτρησης.

Στο σχήμα 3.10 φαίνονται οι τιμές απωλειών που μετρήθηκαν σε ένα εύρος  $400 \text{ nm}$  περίπου από τα  $1260 \text{ nm}$  έως τα  $1630 \text{ nm}$  χρησιμοποιώντας ένα *sweeping laser*. Ο σκοπός ήταν να μελετηθεί

ο τρόπος που μεταβάλλονται οι απώλειες αλλά και η διαφορά μεταξύ των δυο εξόδων της δομής σε ένα μεγάλο εύρος λειτουργίας όσον αφορά τα μήκη κύματος των οπτικών σημάτων. Οι χαμηλότερες τιμές επιτυγχάνονται στα μήκη κύματος που αντιστοιχούν στην *C-band* όπου οι απώλειες κι η ανισοροπία είναι μικρότερες από 0.65 dB και 0.1 dB αντίστοιχα. Στο σχήμα επίσης φαίνεται πως η δομή επιτυγχάνει απώλειες μικρότερες από 2 dB και *Imbalance* 0.5 dB και για μπάντες οπτικών επικοινωνιών εκτός της *C-band* (οι μπάντες οπτικών επικοινωνιών είναι οι O, E, S, C, L, U), για την οποία σχεδιάστηκε. Στο σχήμα 3.10α1 δείχνει τα αποτελέσματα των μετρήσεων μετά την εφαρμογή ενός IIR φίλτρου για αφαίρεση του θορύβου.

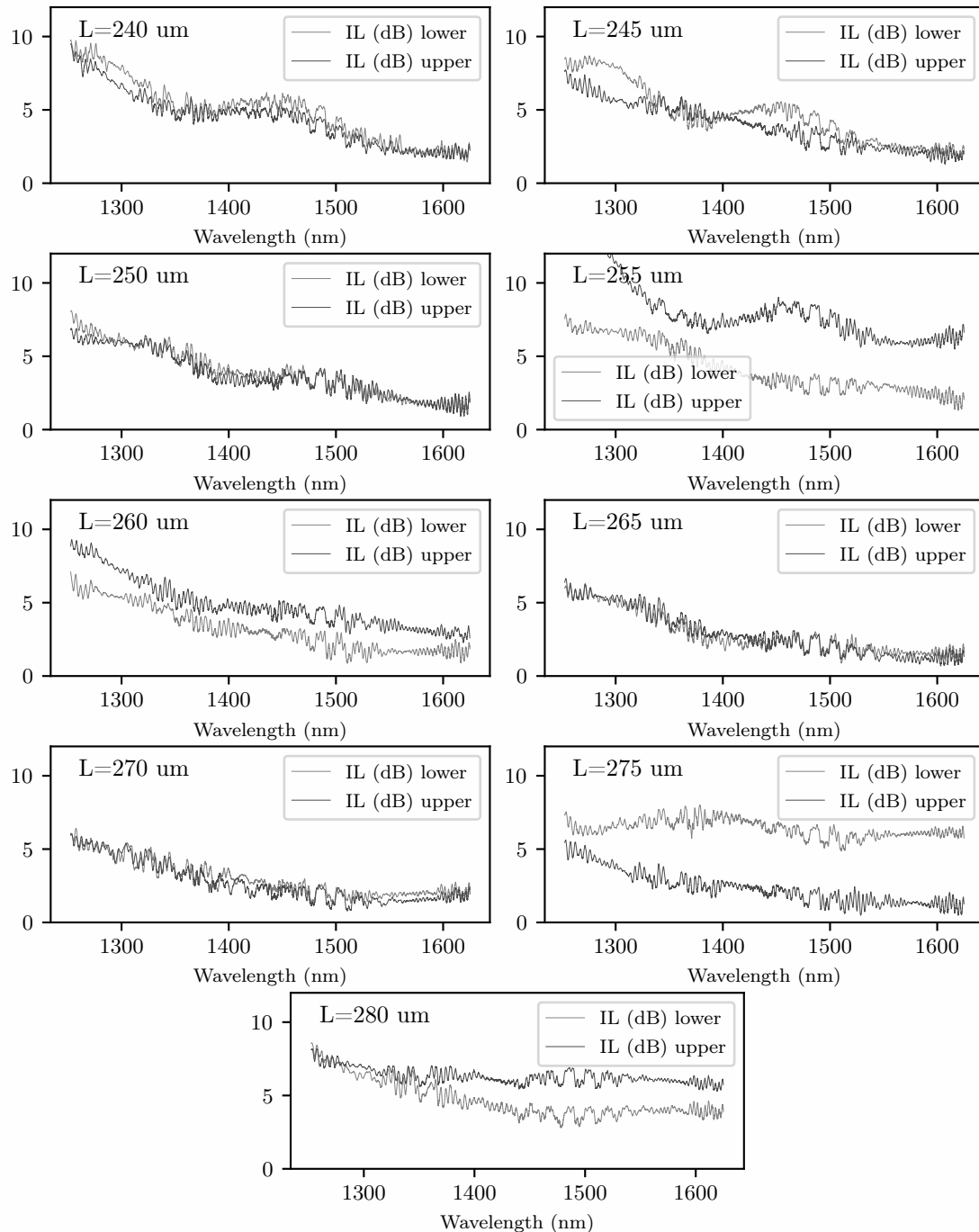
Το σχήμα 3.9 παρουσιάζει τα προφίλ των δυο ρυθμών που προκύπτουν στην έξοδο του  $1 \times 2$  MMI και καταγράφηκαν με beam profiling camera χρησιμοποιώντας κατάλληλο λογισμικό. Οι δυο ρυθμοί φαίνονται καθαροί και καλοσχηματισμένοι, με την ίδια ένταση κάτι που αποδεικνύει την σωστή λειτουργία της δομής με χαμηλή τιμή *Imbalance*. Οι ρυθμοί που φαίνονται στην εικόνα είναι καθαροί TM ρυθμοί, καθώς το TE περιεχόμενο του σήματος στην είσοδο του MMI είχε απορριφθεί χρησιμοποιώντας πολωτικό φίλτρο.

Το σχήμα 3.11 παρουσιάζει μετρήσεις για το Insertion Loss για δομές MMI με πλάτος 20  $\mu\text{m}$  (τσιπ C16) για διαφορετικά μήκη. Οι δομές με μήκη 240, 250, 265, 270  $\mu\text{m}$  παρουσιάζουν το χαμηλότερο *Imbalance*, σε όλες τις μπάντες, αλλά οι απώλειες μεταβάλλονται με ρυθμό 1 dB /100 nm κι ανεβαίνουν πάνω από το όριο του 1 dB πηγαίνοντας προς κοντύτερες μπάντες.

### 3.1.3 Υβριδική ολοκλήρωση λέιζερ διόδου στο πολυμερικό τσιπ - κατασκευή οπτικού υποσυνόλου

Ο χώρος που καταλαμβάνανε οι παραπάνω δομές στην μάσκα ήταν μεγάλος και δεν υπήρχε η δυνατότητα να χωρέσουν σχέδια που θα είχαν όλες αυτές τις δομές ολοκληρωμένες με διαμορφωτές. Για αυτό το λόγο, μόνο τα σχέδια των MMI με τις καλύτερες επιδόσεις επιλέχθηκαν να ολοκληρωθούν με τους 100 Gb/s διαμορφωτές. Στο σχήμα 3.12α' πάνω, φαίνεται η διάταξη των διαμορφωτών στη μάσκα (στιγμιότυπο από το GDS αρχείο) του διπλού  $2 \times 100$  Gb/s διαμορφωτή. Το πολυμερικό τσιπ έχει 16.0 mm μήκος και 2.42 mm πλάτος. Εκατέρωθεν των διαμορφωτών και σε απόσταση 250  $\mu\text{m}$  βρίσκονται δυο κυματοδηγοί αναφοράς, ούτως ώστε να διευκολύνουν την διαδικασία σύζευξης με οπτικές ίνες και ενεργά στοιχεία. Εδώ να σημειώσουμε πάλι ότι μόνο σήματα με TM πόλωση μπορούν να διαμορφωθούν λόγω των ιδιοτήτων του πολυμερικού υλικού των πολυμερικών οπτικών διαμορφωτών. Οι διαμορφωτές κατασκευάζονται με τη διαδικασία που περιγράψαμε στην υπο-ενότητα 3.1.2, προσθέτοντας τα στάδια της επιμετάλλωσης (*metallization*) για το σχηματισμό των ηλεκτροδίων και του τεμαχισμού. Στο ίδιο σχήμα στη μέση και κάτω φαίνονται φωτογραφίες από δυο τσιπάκια διπλών διαμορφωτών μονολιθικά ολοκληρωμένων με  $1 \times 2$  MMI με πλάτος 12  $\mu\text{m}$  - μήκος (μέση) και 20  $\mu\text{m}$  (κάτω), όπως προέκυψαν από τη διαδικασία του τεμαχισμού του *wafer*. Στις φωτογραφίες φαίνεται ξεκάθαρα ο κυματοδηγός εισόδου και η διακλάδωση που κάνει στην συνέχεια και σπάει σε δυο κυματοδηγούς καταλήγωντας στους διαμορφωτές. Το κάθε τσιπ έχει δυο κυματοδηγούς εξόδου από όπου βγαίνει το διαμορφωμένο φως.

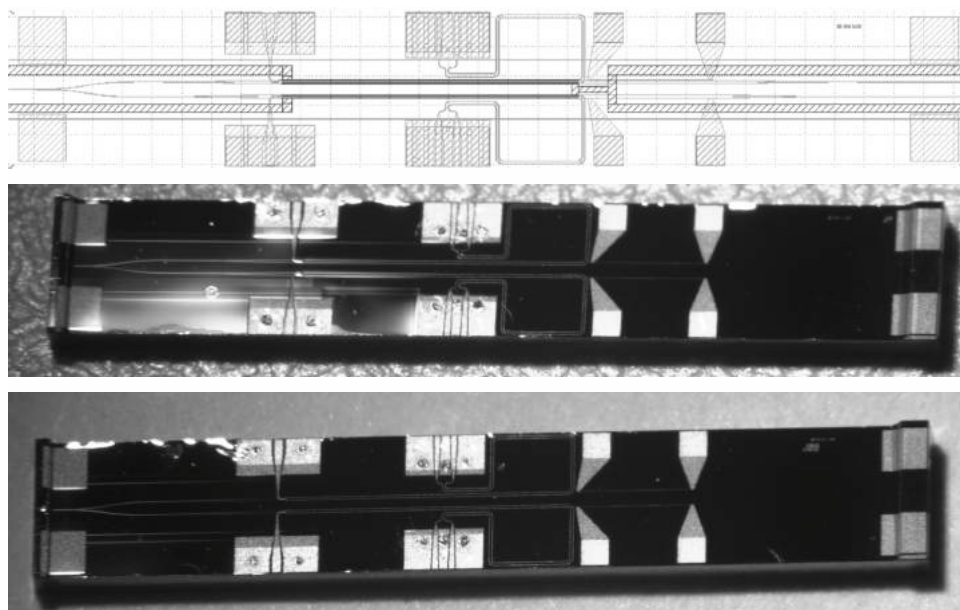
Κάθε ένα από τα παραπάνω τσιπ θα πρέπει να ολοκληρωθούν υβριδικά με διόδους λέιζερ, ώστε να προκύψουν τα οπτικά υποσύνολα που στη συνέχεια θα συνδυαστούν με τα ηλεκτρονικά στοιχεία και θα πακεταριστούν. Πριν τη διαδικασία αυτή είναι σημαντικό να πραγματοποιηθούν κάποιες μετρήσεις αναφοράς για να βρεθούν οι τιμές διάφορων παραμέτρων. Συγκεκριμένα πρέπει να χαρα-



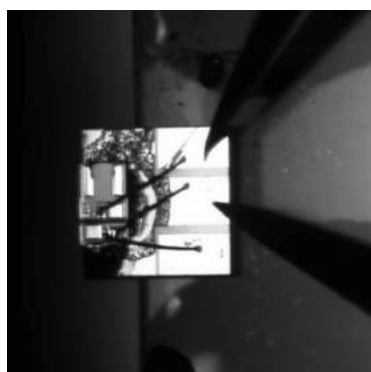
**Σχήμα 3.11:** *Insertion Loss* για κάθε μια από τις δυο εξόδους των MMI δομών για πλάτος  $20 \mu m$ , μεταβαλλόμενα μήκη από  $240 - 280 \mu m$  για μήκη κύματος  $1260 nm - 1630 nm$  για το τσιπ C16.

κτηριστούν οι απώλειες σύζευξης οπτικής ίνας με τον πολυμερικό κυματοδηγό, οι απώλειες διάδοσης του πολυμερικού κυματοδηγού, η οπτική ισχύς και το φάσμα της διόδου λέιζερ όταν οδηγείται με  $50 mA$  ρεύμα. Από προηγούμενες μετρήσεις, οι απώλειες σύζευξης οπτικής ίνας στον πολυμερικό κυματοδηγό (χωρίς την χρήση λαδιού προσαρμογής δ.δ.) έχουν βρεθεί  $5.3 dB/έδρα$  και οι απώλειες διάδοσης στον πολυμερικό κυματοδηγό είναι  $1.4 dB/cm$ .

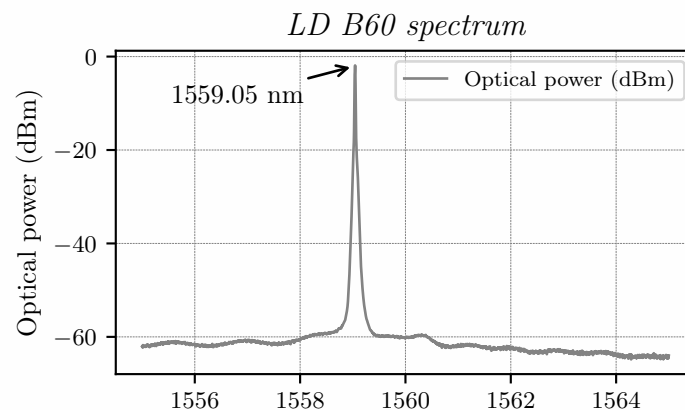
Στο σχήμα 3.12β' παρουσιάζεται σε φωτογραφία από μικροσκόπιο η δίοδος λέιζερ που θα χρηση-



(α')



(β')

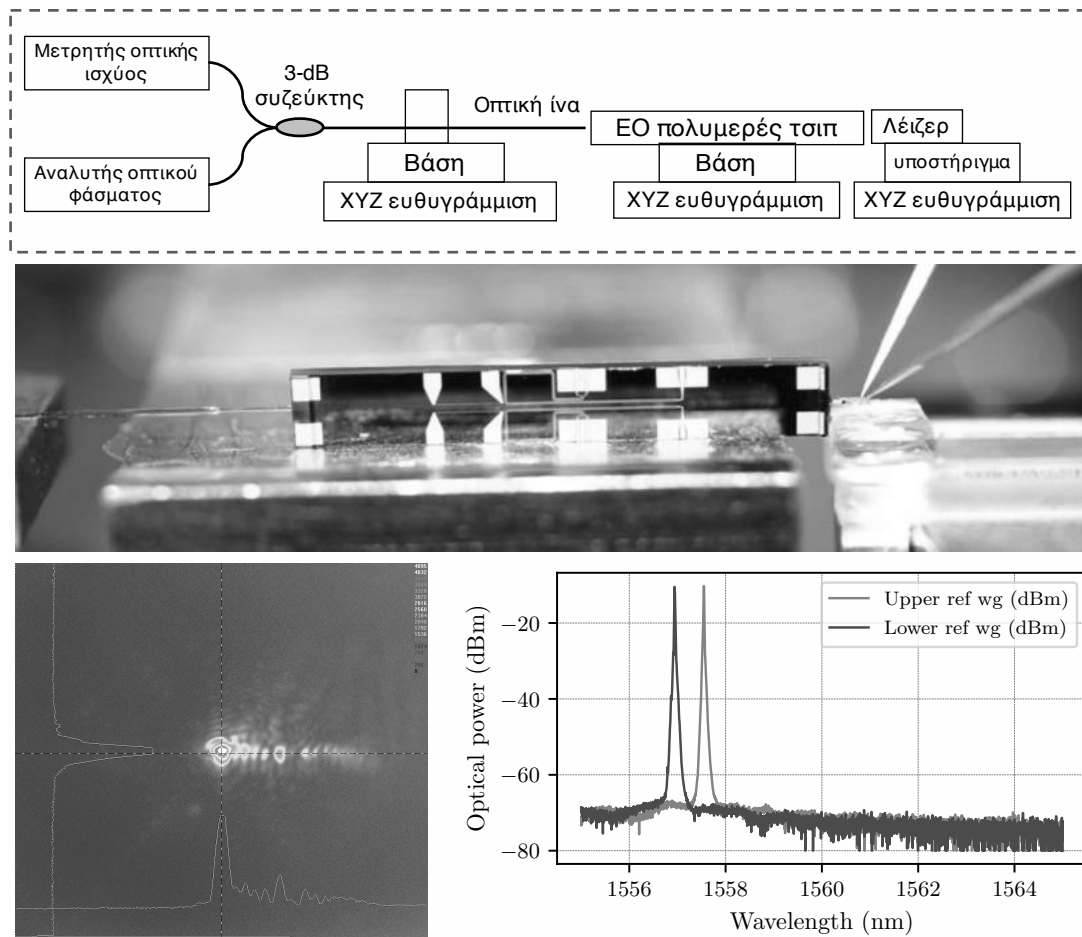


(γ')

**Σχήμα 3.12:** Μάσκα των δυο διαμορφωτών και του  $1 \times 2$  MMI (πάνω), δυο EΟ διαμορφωτές μονολιθικά ολοκληρωμένοι σε πολυμερικό τσιπ με  $1 \times 2$  MMI με πλάτος  $12 \mu\text{m}$  (μέση) και  $20 \mu\text{m}$  (κάτω), (β) Δίοδος λέιζερ με τις ακίδες τροφοδοσίας, (γ) Φάσμα της διόδου, ισχύς -2

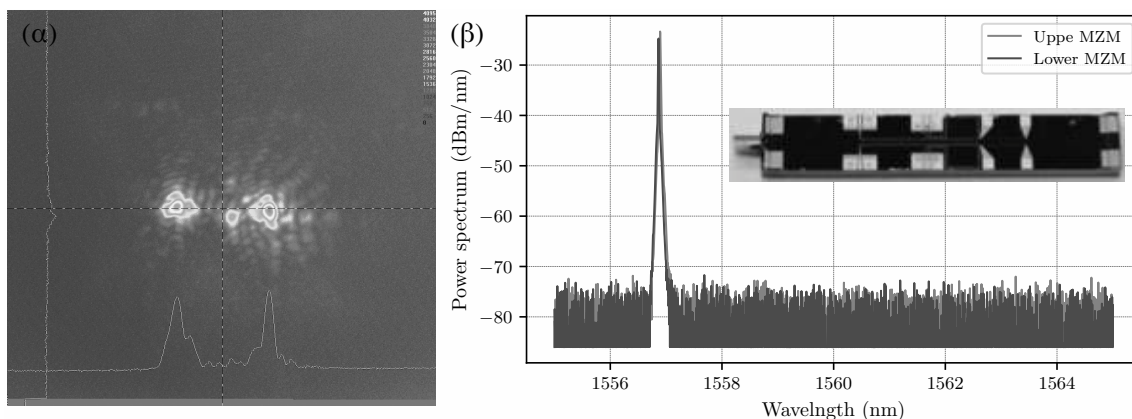
μπορηθεί για την δημιουργία του υποσυνόλου. Οι μικρές διαστάσεις της διόδου επιτάσσουν την τοποθέτηση της πάνω σε ένα υποστήριγμα που θα προσφέρει μεγαλύτερες επιφάνειες για την ασφαλή τοποθέτηση των ακροδεκτών που θα παρέχουν ηλεκτρικό ρεύμα στη δίοδο, αλλά και την μετέπειτα ευκολότερη σύνδεση της με τα υπόλοιπα εξαρτήματα χρησιμοποιώντας *wire bonds*. Το γράφημα 3.12γ' παρουσιάζει το φάσμα της διόδου όπως μετρήθηκε με οπτικό φασματογράφο στο εύρος από  $1555 \text{ nm}$  έως  $1565 \text{ nm}$  χρησιμοποιώντας οπτική ίνα στην έξοδο. Η πολύ καλή ποιότητα του σήματος είναι είναι εμφανής με το σηματοθρομβικό λόγο να ξεπερνάει τα  $50 \text{ dB}$ .

Για το χαρακτηρισμό των παραπάνω παραμέτρων, έπρεπε το φως από την δίοδο λέιζερ να εισέλθει στο τσιπ του διαμορφωτή και στη συνέχεια με μια οπτική ίνα στον κυματοδηγό εξόδου να οδηγηθεί δια μέσου ενός οπτικού διαχωριστή ισχύος 50:50 προς τον οπτικό μετρητή ισχύος και στον αναλυτή οπτικού φάσματος. Γι αυτό το λόγο ο οπτικός διαμορφωτής τοποθετήθηκε σε ρυθμιζόμενη βάση με σταθεροποιητή κενού και η δίοδος σε ρυθμιζόμενη βάση με ακίδες να την τροφοδοτούν με ρεύμα.



**Σχήμα 3.13:** (πάνω) Σχηματικό του σταθμού εργασίας που χρησιμοποιήθηκε για την ευθυγράμμιση του διαμορφωτή και της πηγής λέιζερ.(μέση) ο πολυμερικός διαμορφωτής τοποθετημένος στο σταθμό εργασίας. Η διόδος λέιζερ φαίνεται από τα δεξιά με τις ακίδες που την τροφοδοτούν με ρεύμα, ενώ από αριστερά στον κυματοδηγό εξόδου έχει πλησιάσει οπτική ίνα. (κάτω αριστερά) προφίλ του ρυθμού του κυματοδηγού αναφοράς, (κάτω δεξιά) το φάσμα της διόδου λέιζερ από τους δυο κυματοδηγούς αναφοράς



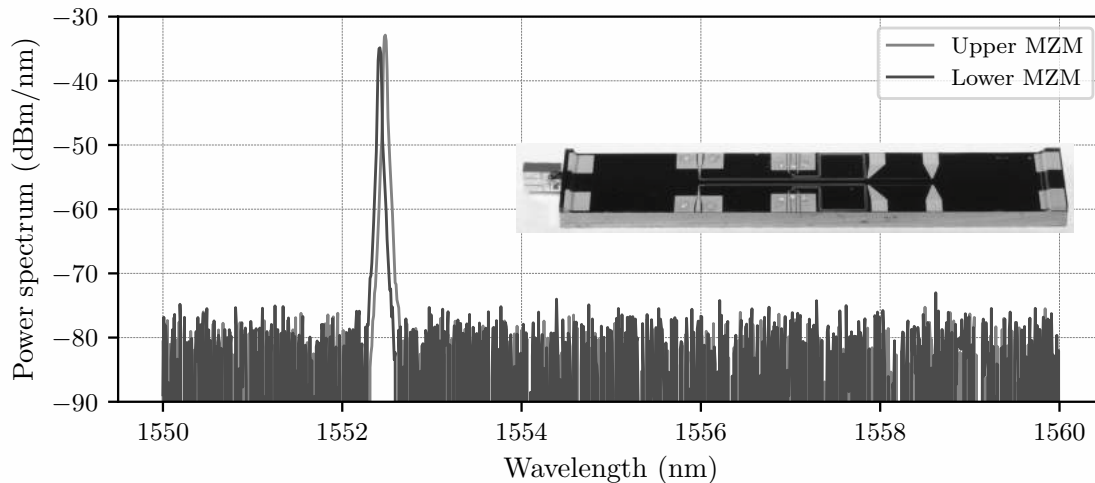


**Σχήμα 3.14:** (α) προφίλ των δυο ρυθμών από τις εξόδους των MZM διαμορφωτών (β) τα φάσματα της διόδου λέιζερ από τους δυο κυματοδηγούς των MZM στο τσιπ με MMI πλάτους  $12\ \mu\text{m}$  και μήκους  $260\ \mu\text{m}$ . Στο ένθετο φαίνεται το οπτικό υποσύνολο του πομπού.

Από τη αριστερή μεριά οπτική ίνα βρισκόταν επίσης σε ρυθμιζόμενη βάση και συνδεδεμένη με οπτικό μετρητή ισχύος για να μπορούμε να ελέγχουμε την ευθυγράμμιση του διαμορφωτή και της διόδου και να ποσοτικοποιήσουμε τις απώλειες σύζευξης. Η διάταξη φαίνεται στο σχήμα 3.13. Για την αρχική ευθυγράμμιση διόδου - διαμορφωτή χρησιμοποιήθηκε η *beam profiling camera* εξαλείφοντας την αβεβαιότητα στην ευθυγράμμιση της οπτικής ίνας εξόδου που θα επηρέαζε το αποτέλεσμα. Η διαδικασία της ευθυγράμμισης ξεκίνησε από τον κυματοδηγό αναφοράς που βρίσκεται  $250\ \mu\text{m}$  πάνω από τον MZM διαμορφωτή. Οι ανοχές στην ευθυγράμμιση είναι πιο κρίσιμες στην κάθετη κατεύθυνση, όπου μια αναντιστοιχία  $\pm 0.5\ \mu\text{m}$  θα είχε σαν αποτέλεσμα 1 dB απώλειες. Στην περίπτωση μας οι ρυθμιζόμενες βάσεις προσέφεραν ακρίβεια ευθυγράμμισης  $100\ \text{nm}$ . Μικρορυθμίζοντας την θέση της διόδου και του πολυμερικού τσιπ, ένα φωτεινό σημείο εμφανίζεται στην κάμερα υποδεικνύοντας τη θέση του κυματοδηγού αναφοράς. Το προφίλ του ρυθμού του κυματοδηγού εξόδου όπως καταγράφηκε από την κάμερα φαίνεται στο σχήμα 3.13 (κάτω αριστερά). Όταν η θέση του κυματοδηγού εισόδου βρεθεί, η οπτική ίνα εξόδου ευθυγραμμίζεται μέχρι η μέγιστη οπτική ισχύς  $-8.91\ \text{dBm}$ . Το μήκος κύματος εκπομπής και στις δυο περιπτώσεις έχει ολισθήσει μερικά νανόμετρα λόγω της απουσίας μέσου σταθεροποίησης της θερμοκρασίας κατά τη διάρκεια της μέτρησης. Στη συνέχεια μετρήθηκε και ο κάτω κυματοδηγός αναφοράς, με την ίδια διαδικασία και καταγράφηκε το φάσμα του. Η οπτική ισχύς που μετρήθηκε ήταν  $-8.71\ \text{dBm}$ . Η συνολική απώλεια ισχύος είναι 11.8 dB, όπου λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες σύζευξης ίνας κυματοδηγού 5.3 dB, τις απώλειες διάδοσης στον κυματοδηγό 2.3 dB ( $1.6\text{cm} \times 1.41\text{dB/cm}$ ), οι απώλειες σύζευξης για τον TM ρυθμό μεταξύ της στραμμένης κατά 90 μοίρες διόδου και του πολυμερικού κυματοδηγού υπολογίζονται σε 4.2 dB. Τα φάσμα μέσα και από τους δυο κυματοδηγούς αναφοράς φαίνονται επίσης στο ίδιο σχήμα<sup>6</sup>.

Αφού χαρακτηρίστηκαν οι κυματοδηγοί αναφοράς, η διόδος ευθυγραμμίστηκε με την είσοδο του  $1 \times 2\ \text{MMI}$ . Η ευθυγράμμιση της διόδου γίνεται με τη βοήθεια της κάμερας και του αντικειμενικού φακού μέχρι να γίνουν εμφανή δυο διακριτά σημεία στην οθόνη. Στην συνέχεια οι οπτικές ίνες τοποθετήθηκαν πάλι για να μετρηθεί η οπτική ισχύς στην έξοδο κάθε διαμορφωτή. Μετά από ευθυγράμμιση μετρήθηκαν  $-17\ \text{dBm}$  και  $-19.2\ \text{dBm}$  από τους άνω και κάτω διαμορφωτές αντίστοιχα.

<sup>6</sup>Για να αποφευχθεί η στρέψη της TE λέιζερ διόδου κατά 90 μοίρες, θα μπορούσαν εναλλακτικά είτε να χρησιμοποιηθούν λεπτά φίλτρα *thin film elements* σε μια σχισμή στον κυματοδηγό που θα λειτουργούσαν ως στρωφείς πόλωσης κατά  $\lambda/2$  μετατρέποντας τον TE ρυθμό σε TM, είτε να χρησιμοποιηθούν δίοδοι λέιζερ στον πομπό που εκπέμπουν σε TM.

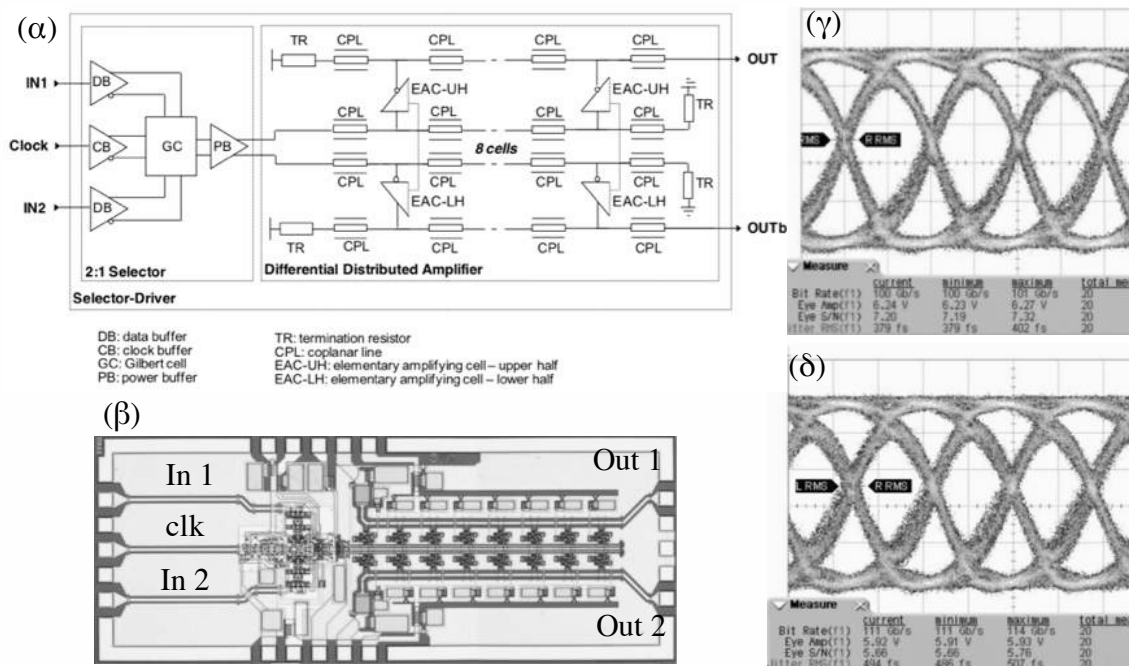


**Σχήμα 3.15:** Φάσματα της διόδου λέιζερ από τους δυο κυματοδηγούς των MZM για το τσιπ με MMI πλάτους  $12 \mu\text{m}$  και μήκους  $125 \mu\text{m}$ . Στο ένθετο φαίνεται το οπτικό υποσύνολο του δεύτερου πομπού.

Η διαφορά ισχύος  $2.2 \text{ dB}$  οφείλεται από το *imbalance* του  $1 \times 2$  MMI, καθώς όπως φαίνεται από το σχήμα 3.8 για το πλάτος  $20 \mu\text{m}$  και μήκος  $260 \mu\text{m}$  ο MMI εμφανίζει περίπου  $2 \text{ dB}$  *imbalance*. Από την άλλη η μικρή διαφορά στα ιδανικά σημεία λειτουργίας των διαμορφωτών μπορεί επίσης να επιδρά στην ανισοροπία. Οι υψηλές απώλειες αποδίδονται στην απουσία τάσης πόλωσης στους διαμορφωτές με αποτέλεσμα οι συναρτήσεις μεταφοράς τους να βρίσκονται σε τυχαία σημεία και όχι απαραίτητα στο σημείο μέγιστης μετάδοσης για το μήκος κύματος της διόδου. Παρόλα αυτά η μέθοδος που ακολουθήθηκε βρίσκει με ασφάλεια την θέση των κυματοδηγών εξόδου για βέλτιστη σύζευξη με τις οπτικές ίνες. Το προφίλ των ρυθμών των MZM κυματοδηγών φαίνεται στο σχήμα 3.14(α), ενώ στο 3.14(β) δίνονται τα φάσματα από τη διόδο στις εξόδους των MZM. Από το σχήμα φαίνεται πως αν και η μέγιστη φασματική πυκνότητα ισχύος έχει μειωθεί αρκετά, εντούτοις το λέιζερ διατηρεί τον λόγο κορυφής προς πλευρικών λοβών αρκετά υψηλό  $> 40 \text{ dB}$  (*SMSR*). Μετά την διαδικασία ευθυγράμμισης και αφού βρεθεί η βέλτιστη θέση για τη σύζευξη, η διόδος κολλήθηκε με εποξική κόλλα κατάλληλου δείκτη διάθλασης για να σχηματίσει το υποσύνολο του οπτικού πομπού  $2 \times 100 \text{ Gb/s}$  χρησιμοποιώντας το τσιπ M20. Στο ένθετο της ίδιας εικόνας φαίνεται μια φωτογραφία του οπτικού υποσυνόλου.

Για να επιτευχθεί χωρητικότητα  $4 \times 100 \text{ Gb/s}$ , ένα δεύτερο υποσύνολο έπρεπε να συναρμολογηθεί, ακολουθώντας την ίδια διαδικασία όπως πιο πάνω. Οι οπτικές ισχύες που μετρήθηκαν με τον οπτικό φασματογράφο είναι  $-30.9 \text{ dBm}$  και  $-33.7 \text{ dBm}$  από τις εξόδους του άνω και κάτω MZM αντίστοιχα. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.7 ο MMI με πλάτος  $12 \mu\text{m}$  και μήκος  $125 \mu\text{m}$  δίνει  $0.5 \text{ dB}$  *imbalance*. Η διαφορά στις ισχύες κατά  $2.8 \text{ dB}$  οφείλεται στα διαφορετικά σημεία λειτουργίας των MZM. Η εικόνα 3.15 δείχνει τα φάσματα των δυο κυματοδηγών εξόδου των MZM από τη διαδικασία ευθυγράμμισης καθώς και το συναρμολογημένο οπτικό υποσύνολο με την διόδο κολλημένη πάνω στο τσιπ του διαμορφωτή. Στη συνέχεια τα υποσύνολα των πομπών θα τοποθετούνταν σε κουτί από *kovar*<sup>7</sup> μαζί με *InP-DHBT* ηλεκτρονικά και θα συνδέονταν με *wirebonds* μεταξύ τους αλλά και με κατάλληλους ακροδέκτες για να αποκτήσουν πλήρη λειτουργικότητα και δυνατότητα σύνδεσης με εργαστηριακό

<sup>7</sup>το υλικό *kovar* χρησιμοποιείται για τα *gold box packages* γιατί έχει τον ίδιο συντελεστή θερμικής διαστολής με το γυαλί κάτω που είναι ιδιαίτερα χρήσιμο στο να εξασφαλίζει πως η οπτική ίνα εξόδου δεν θα χάσει την ευθυγράμμιση με τον κυματοδηγό εξόδου. Έχει όμως χαμηλό συντελεστή θερμικής αγωγιμότητας



**Σχήμα 3.16:** (α) Σχηματικό διάγραμμα του MUX-DRV που δείχνει τα συστατικά στοιχεία του, (β) μικρο-φωτογραφία του MUX-DRV κατασκευασμένου ολοκληρωμένου κυκλώματος, διαγράμματα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος εξόδου στα (γ) 100 Gb/s και (δ) 112 Gb/s.

εξοπλισμό.

### 3.1.4 Συναρμογή του οπτικού υποσυνόλου με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα

Σε αυτή την υποενότητα θα περιγραφούν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα του πομπού που θα παρέχουν τις λειτουργίες της πολυπλεξίας και ενίσχυσης ώστε να μπορέσει να οδηγηθεί ο MZM διαμορφωτής με 100 Gb/s σήμα κατάλληλης στάθμης. Ο MUX-DRV από τα III-V Lab και δέχεται στις εισόδους του δυο σήματα στα 50 Gb/s, ένα σήμα ρολογιού στα 50 GHz, τα οποία πολυπλέκει και ενισχύει δίνοντας δυο διαφορικές εξόδους στα 100 Gb/s με πλάτος έως  $2 \times 3V_{pp}$ . Πιο συγκεκριμένα ο MUX-DRV βασίζεται σε τεχνολογία *InP-DHBT 0.7 μm* η οποία προσφέρει συχνότητα λειτουργίας τρανζίστορ  $F_T/F_{max} = 350GHz$  και υψηλό *breakdown voltage*  $> 4.5V_{pp}$  [40, 41]. Ο ενισχυτής προσφέρει κέρδος ρεύματος 30. Το σχήμα 3.16(α) παρουσιάζει το σχηματικό λειτουργίας του κυκλώματος, που απαρτίζεται από δυο βασικά στοιχεία: το κύκλωμα πολυπλεξίας και το κύκλωμα ενίσχυσης. Το κύκλωμα πολυπλεξίας έχει δυο *single-ended* εισόδους για τα σήματα δεδομένων και μια *single-ended* είσοδο για το σήμα ρολογιού. Τα σήματα δεδομένων και ρολογιού, τα οποία πρέπει να έχουν ελάχιστο πλάτος  $200mV_{pp}$  και το μισό ρυθμό από τον τελικό δηλαδή 50 Gb/s, μετατρέπονται σε διαφορικά σήματα μέσω των *data* και *clock buffers* ούτως ώστε να τροφοδοτήσουν τον πυρήνα του πολυπλέκτη που αποτελείται από ένα *Gilbert cell* [42]. Στη συνέχεια, το πολυπλεγμένο σήμα ενισχύεται και αναδιαμορφώνεται (*reshaped*) σε έναν *lupmed power buffer* με  $2V_{pp}$  πλάτος. Στο τέλος, ένας διαφορικός καταναμημένος ενισχυτής (*differential distributed amplifier*) χρησιμοποιείται για να οδηγήσει σε μεγάλα πλάτη και ταχύτητες το σήμα. Ο καταναμημένος ενισχυτής αποτελείται από οκτώ κελιά και βρίσκεται στο ίδιο τσιπ με τον *lupmed*. Οι τεχνητές γραμμές μεταφοράς για τη βάση και το συλλέκτη του ενισχυτή σχηματίζονται σε ξεχωριστό επίπεδο μεταλλ-

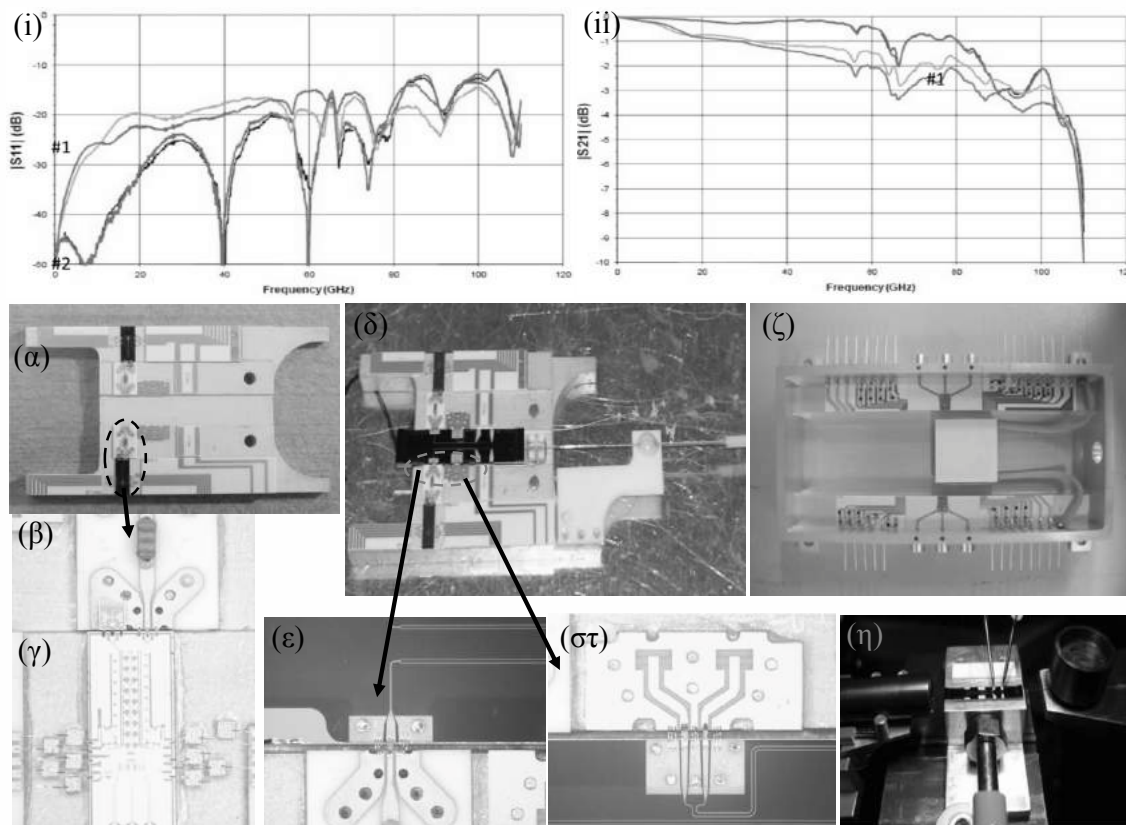
λοποίησης όσον αφορά την τεχνολογία. Η σωστή επιλογή των παραμέτρων των γραμμών μεταφοράς και η υλοποίηση είναι θεμελιώδους σημασίας για την επίτευξη λειτουργίας στα 100 Gb/s. Το σχήμα 3.16(β) παρουσιάζει μια μικρο-φωτογραφία του κατασκευασμένου κυκλώματος πολυπλέκτη-ενιχυτή. Τα υψηλής συχνότητας σήματα εισόδου και εξόδου συνδέονται με το τσιπ με γραμμές μεταφοράς  $50 \Omega$ . Το μέγεθος του τσιπ είναι  $1.5 \times 3.6 \text{ mm}^2$  και η κατανάλωση του είναι 3.8 W για μέγιστο πλάτος εξόδου  $2 \times 3V$ . Στα σχήματα 3.16(γ)-(δ) φαίνονται τα διαγράμματα οφθαλμού των εξόδων του κυκλώματος για ταχύτητες 100 Gb/s και 112 Gb/s αντίστοιχα, τα οποία μετρήθηκαν *on wafer*, χρησιμοποιώντας καλώδια με *V-connectors*, *DC blocks* και ακροδέκτες. Για τη μέτρηση των διαφορικών διαγραμμάτων οφθαλμού, χρησιμοποιήθηκαν οι κεφαλές 86118A-H01 της *Agilent*. Με το κύκλωμα ρυθμισμένο για μέγιστο πλάτος και κατανάλωση, το πλάτος των διαγραμμάτων οφθαλμού μετρήθηκε 6.24 V και 5.92 V, το SNR 7.2 dB και 5.66 dB και το rms jitter 379 fs και 494 fs για τα 100 και 112 Gb/s αντίστοιχα.

Για την συναρμογή (*packaging*) του κυκλώματος μαζί με το οπτικό σύνολο, πρώτα πραγματοποιήθηκαν RF προσομοιώσεις και σχεδιασμός των στοιχείων όπως οι RF interposers που παρέχουν τις γραμμές μεταφοράς και συνδέουν το τσιπ με τους GPPO connectors του package. Για τους RF interposers χρησιμοποιήθηκε κατάλληλες δομές *Micro Strip Line (MS) Coplanar Waveguide (CPW)*, οι οποίες σχεδιάστηκαν πάνω σε ένα υπόστρωμα  $Al_2O_3$  πάχους 250  $\mu\text{m}$  ώστε να επιτευχθεί εμπέδηση  $50 \Omega$ . Οι RF γραμμές μεταφοράς συνδέονται με το τσιπ με *Au wirebonds* μήκους 18  $\mu\text{m}$ . Οι δομές σχεδιάστηκαν με το λογισμικό ANSYS HFSS. Για να επιτευχθεί λειτουργία στα 100 GHz χρειάζεται ένα *DC block* μεταξύ του κυκλώματος οδήγησης και του διαμορφωτή με 100 GHz εύρος ζώνης, το οποίο προήλθε από την Presidio Components και μετρήθηκε από το III-V Lab μέχρι αυτή τη συχνότητα για να επιβεβαιωθεί η λειτουργία του. Τα αποτελέσματα από τις S parameters επιβεβαιώνουν ότι το εξάρτημα είναι κατάλληλο για χρήση σε αυτή τη συχνότητα. Για *single ended* λειτουργία, η συμπληρωματική έξοδος του κυκλώματος συνδέθηκε με έναν ευρυζωνικό εξασθενητή 10 dB με  $50 \Omega$  εμπέδηση.

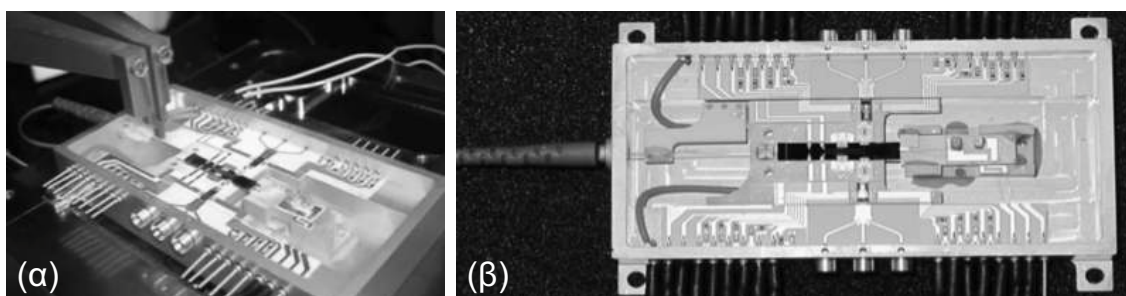
Το κουτί του πομπού κατασκευάστηκε σε KOVAR (FeNiCo) με τα ηλεκτρονικά και οπτικά εξαρτήματα να είναι τοποθετημένα σε κατάλληλα υποστηρίγματα από CuW. Το υποστήριγμα σχεδιάστηκε για να κρατά το τσιπ του διαμορφωτή στη θέση του και να δρα ως μηχανική υποστήριξη για τα οπτικά στοιχεία όπως η οπτική ίνα. Επίσης DC ηλεκτρικά κυκλώματα σε  $Al_2O_3$  λήφθηκαν υπόψη για την τροφοδοσία του TEC και του κυκλώματος οδήγησης. Οι DC συνδέσεις βρίσκονται στις κάθετες πλευρές του κουτιού. Ο σχεδιασμός υβριδικών κυκλωμάτων σε Alumina υποστρώματα είναι η καταλληλότερη προσέγγιση.

Η θερμική μελέτη και διαχείριση είναι σημαντική για τον πομπό λόγω της μεγάλης κατανάλωσης των δυο κυκλωμάτων οδήγησης που πλησιάζει τα 4 W το καθένα. Θερμική ανάλυση διεξάχθηκε με λογισμικό 3D πεπερασμένων στοιχείων και επιβεβαιώθηκε η καταλληλότητα του κουτιού να διαχειριστεί τα θερμικά φορτία. Η συναρμογή του  $2 \times 100$  Gb/s πομπού παρουσιάζεται στο σχήμα 3.17 και περιελάμβανε τα εξής βήματα:

- (α') συναρμογή των κυκλωμάτων οδήγησης (SEL-DDA), του AC κυκλώματος και του DC alumina υποστρώματος πάνω στο CuW φορέα
- (β') σύνδεση του MZM και του SEL-DDA με *wire-bonds*
- (γ') συναρμογή των GPPO ακροδεκτών, των DC και HF alumina υποστρωμάτων, του TEC και



**Σχήμα 3.17:** Διάγραμμα εύρους ζώνης για τις  $S$  παραμέτρους (i)  $S_{11}$  και (ii)  $S_{21}$ . (α) SEL-DDA κύκλωμα και παθητικά κυκλώματα στο  $CuW$  φορέα, (β) μεγέθυνση στο DC block και στο  $50 \Omega$  τερματισμό, (γ) λεπτομέρειες από τα wire-bonds του κυκλώματος του SEL-DDA, (δ) συναρμολογημένος MZM με ηλεκτρονικά και τρεις εξόδους πάνω στο  $CuW$  φορέα, (ε)-(στ) μεγέθυνση στα wire-bonds του MZM με το DC block και το chip resistor, (ζ) κουτί με τα DC, HF alumina υποστρώματα και TEC, (η) λεπτομέρειες από την ευθυγράμμιση των ινών εξόδου.



**Σχήμα 3.18:** (α) Λεπτομέρεια από την ευθυγράμμιση του DFB λέιζερ με το MZM τσιπ, (β) συναρμολογημένος πομπός  $2 \times 100G$  στο kovar κουτί του.

των συνδέσεων

(δ') ευθυγράμμιση και σταθεροποίηση της οπτικής ίνας εξόδου στο MZM τσιπ

(ε') ευθυγράμμιση της κατά 90 μοίρες στραμμένης DFB διόδου λέιζερ με την είσοδο του MZM τσιπ.

Η ευθυγράμμιση και η μικρορύθμιση συμβαίνει μέσα στο package. Για την ευθυγράμμιση των εξόδων του MZM τσιπ με τις φακοειδείς οπτικές ίνες χρησιμοποιήθηκε ένας φακός στην είσοδο του

MZM τσιπ και οι οπτικές ίνες σε κάθε έξοδο ρυθμίστηκαν με ακρίβεια νανομέτρου χρησιμοποιώντας πιεζοηλεκτρικές βάσεις ευθυγράμμισης. Κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας η τάση πόλωσης του MZM ρυθμιζόταν για επίτευξη μέγιστης μετάδοσης στην συνάρτηση μεταφοράς του MZM. Οι απώλειες για κάθε έξοδο είναι 10.5 και 10.3 dB, ενώ ο λόγος σβέσης των συναρτήσεων μεταφοράς είναι 24.7 και 20.6 dB, αντίστοιχα. Τέλος ο συναρμολογημένος πομπός μέσα στο package του φαίνεται στο σχήμα 3.18. Συνολικά οι οπτικές απώλειες μέσα στο package είναι 13 dB και συμπεριλαμβάνουν 3.5 dB απώλειες ζεύξης της διόδου λέιζερ, 1 dB απώλειες MMI, τις απώλειες κυματοδηγησης, τις απώλειες των *S-bends* και του MZM 7 dB καθώς και τις απώλειες σύζευξης της οπτικής ίνας 1.5 dB. Ξεκινώντας από +7 dBm στην έξοδο του λέιζερ για 120 mA ρεύμα έγχυσης, και λαμβάνοντας υπόψη τα 3 dB του MMI, καταλήγουμε σε -9 dBm στην έξοδο κάθε ίνας όταν λειτουργεί στο μέγιστο της συνάρτησης μεταφοράς του MZM. Η κατανάλωση ενέργειας είναι συνολικά 10.9 W ή 54.5 mW/Gbps και συμπεριλαμβάνει την κατανάλωση ενέργειας της διόδου λέιζερ 0.25 W, των SEL-DDA  $2 \times 3.8W$ , των θερμικών ολισθητών φάσης  $2 \times 0.04W$  και του TEC 3 W. Το πρωτότυπο αποτελείται τον πολυμερικό MZM από την *GigOptix*, το DFB λέιζερ και τον SEL-DDA από τα *III-V Lab*. Σε επόμενη ενότητα θα δειχθούν αναλυτικά αποτελέσματα από τον πειραματικό χαρακτηρισμό του στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών.

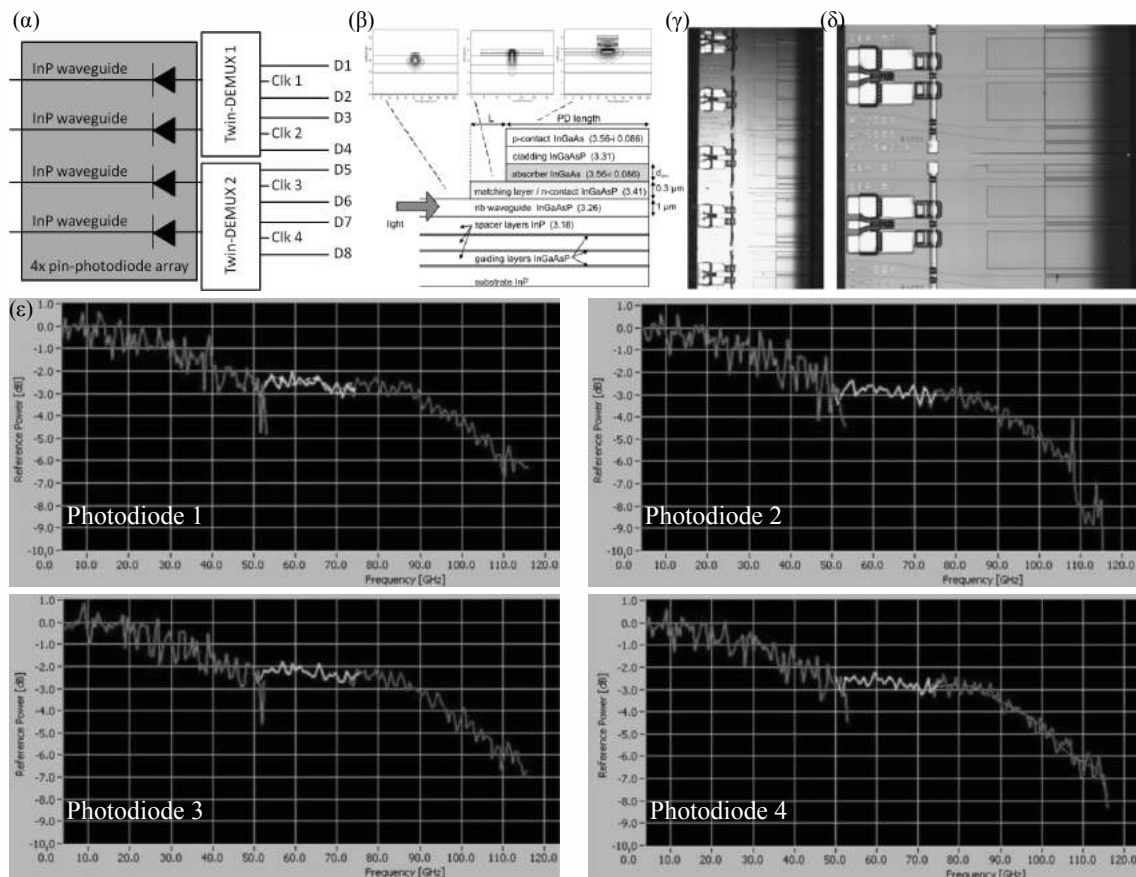
## 3.2 Δέκτης $4 \times 100$ Gb/s

### 3.2.1 Περιγραφή κυκλώματος δέκτη

Ο  $4 \times 100$  Gb/s δέκτης βασίζεται σε δοκιμασμένα οπτοηλεκτρονικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα ενός καναλιού, τα οποία σχηματίζοντας συστοιχίες τεσσάρων στοιχείων επεκτείνουν τον αριθμό των καναλιών σε 4 για να αυξήσουν την χωρητικότητα στα 400 Gb/s. Ο δέκτης ολοκληρώνει μια συστοιχία τεσσάρων υψηλού εύρους ζώνης InP pin φωτοδιόδων με δυο InP-DHBT ηλεκτρονικά κυκλώματα αποπολυπλεξίας υψηλής ταχύτητας, και δεχόμενος 4 σήματα στα 100 Gb/s και 4 σήματα ρολογιού στα 50 GHz, αποδίδει στις εξόδους του 8 σήματα των 50 Gb/s. Οι φωτοδιόδοι κατασκευάστηκαν στο HHI ενώ τα κυκλώματα αποπολυπλεξίας στο III-V Lab. Η μεθοδολογία της ολοκλήρωσης των υψηλής ταχύτητας ηλεκτρονικών και των φωτοδιόδων μαζί στο ίδιο package επιτρέπει την μείωση των απωλειών, οι οποίες στα 100 GHz υπολογίζονται περίπου στα 2 dB για κάθε σύνδεση και 2 dB για κάθε κύκλωμα πόλωσης (*Bias-T*) το οποίο συχνά χρειάζεται να παρεμβληθεί ανάμεσα από τα εξαρτήματα. Η σύνδεση των φωτοδιόδων και των κυκλωμάτων αποπολυπλεξίας με πολλαπλά *wirebonds* ήταν η μοναδική κρίσιμη διασύνδεση στο κύκλωμα του δέκτη που έπρεπε να υποστηρίξει 100 GHz. Οι 50 Gb/s εξόδοι του αποπολυπλέκτη συνδέονται με GPPO ακροδέκτες δια μέσου *quartz-based combined coplanar* γραμμών, οι οποίες έχουν και *vias* γειώσεων για εξάλειψη των ανώτερης τάξης ρυθμών. Επίσης μέσω GPPO παρέχονται τα σήματα ρολογιού που χρειάζονται για τη λειτουργία των αποπολυπλεκτών. Μια συστοιχία 4 οπτικών ινών με απόσταση 1 mm χρησιμοποιείται για την σύνδεση των φωτοδιόδων.

### 3.2.2 Συστοιχία $4 \times 100$ GHz InP-pin φωτοδιόδων.

Το σχήμα 3.19(α) δείχνει το σχεδιάγραμμα του δέκτη, όπως αυτός περιγράφηκε και στην προηγούμενη υπο-ενότητα. Το φως από τις οπτικές ίνες εισόδου διαδίδεται στους μονορυθμικούς κυματοδηγούς



**Σχήμα 3.19:** (α) Σχεδιάγραμμα του  $4 \times 100\text{Gbps}$  δέκτη, (β) σχηματικό των διαφορετικών ενεργών στρωμάτων που αποτελείται ο δέκτης, (γ) φωτογραφία συστοιχίας 4 φωτοδιόδων, (δ) κοντινή φωτογραφία 2 φωτοδιόδων, (ε) μετρημένο εύρος ζώνης *on wafer* για κάθε μια από τις φωτοδιόδους χωρίς τερματισμό με την ετερόδυνα μέθοδο.

και συζευγνύεται με το διαφεύγων πεδίο στο InGaAs στρώμα των φωτοδιόδων και εκεί ανιχνεύεται. Το σχέδιο με τη σύζευξη του διαφεύγοντος πεδίου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.19(β). Το φως από έναν κυματοδηγό με διαστάσεις  $2 \mu\text{m}$  συζευγνύεται δια μέσου ενός εσωτερικού στρώματος προσαρμογής, το οποίο χρησιμεύει ταυτόχρονα και σαν n-contact σε μια περιοχή απορρόφησης InGaAs με  $350 \text{ nm}$  πάχος. Μια τύπου *p heterostructure contact layer stack* χρησιμεύει για μικρή ωμική επαφή με την pin δίοδο και είναι βελτιστοποιημένη για χαμηλές τιμές PDL. Το μέγεθος του τσιπ μιας φωτοδιόδου είναι  $2000 \times 600 \mu\text{m}^2$ . Ο κυματοδηγός εισόδου έχει κωνοειδές τμήμα για να ταιριάζει με την διατομή των οπτικών ινών, ενώ το τμήμα αυτό μπορεί να παραληφθεί στην περίπτωση της σύζευξης με πολυμερικό κυματοδηγό λόγω μικρότερης διατομής. Το εύρος ζώνης της φωτοδιόδου στα  $130 \text{ GHz}$  μπορεί να επιτευχθεί μόνο για μικρό μέγεθος της ενεργού περιοχής  $4 \times 15 \mu\text{m}^2$  συμπεριλαμβανομένου τερματισμού  $50 \Omega$ . Σε αυτήν την περίπτωση το RF κέρδος μετατροπής (*RF conversion gain*) στο εξωτερικό φορτίο  $50 \Omega$  είναι:  $\text{responsivity} \times 50/2 \text{ Ohm}$ , άρα  $0.5 \text{ A/W} \times 25 \text{ Ohm} = 12.5 \text{ V/W}$ . Το ελάχιστο εύρος ζώνης για ETDM διαμόρφωση στα  $112 \text{ Gbps}$  απαιτεί το 75 % του ρυθμού μετάδοσης, ήτοι  $112 \text{ Gbps} \times 75\% = 84 \text{ GHz}$ . Για εγγυημένη απόδοση, το εύρος ζώνης επιλέχθηκε να φθάνει και να ξεπερνά τα  $90 \text{ GHz}$ . Οι χαμηλότερες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης δίνουν την ευχέρεια για να σχεδιαστούν φωτοδιόδοι με και χωρίς  $50 \Omega$  τερματισμό. Οι φωτοδιόδοι απέχουν  $1 \text{ mm}$  η μια από την άλλη και κατασκευάζονται σε μάρκες των 16 στοιχείων,

**Πίνακας 3.5:** Εκτιμώμενα χαρακτηριστικά φωτοδιόδων με και χωρίς τερματισμό

Χαρακτηριστικά	Με $R_{50}$ τερματισμό*	χωρίς $R_{50}$ τερματισμό**
Μέγεθος περιοχής	$5 \times 20 \mu\text{m}^2$	$4 \times 15 \mu\text{m}^2$
Απόκριση ( <i>responsivity</i> )	$\sim 0.65 \text{ A/W}$	$\sim 0.53 \text{ A/W}$
Εύρος ζώνης	$\sim 100 \text{ GHz}$	$\sim 85 - 90 \text{ GHz}$
Κέρδος μετατροπής ( <i>conversion gain</i> )	$\sim 16 \text{ V/W}$	$\sim 26 \text{ V/W}$

\* $R_{50}$  προσφέρει καλή προσαρμογή στην είσοδο του DEMUX

\*\*παράλειψη του  $R_{50}$  προϋποθέτει καλή  $S_{11}$  του DEMUX

**Πίνακας 3.6:** Μετρημένα χαρακτηριστικά φωτοδιόδων με και χωρίς τερματισμό

Χαρακτηριστικά	Με $R_{50}$ τερματισμό	χωρίς $R_{50}$ τερματισμό
Απόκριση ( <i>responsivity</i> )	$\sim 0.54 \text{ A/W}$	$\sim 0.54 \text{ A/W}$
Εύρος ζώνης	$\sim 112 - 120 \text{ GHz}$	$\sim 80 - 90 \text{ GHz}$
Κέρδος μετατροπής ( <i>conversion gain</i> )	$\sim 13.5 \text{ V/W}$	$\sim 27 \text{ V/W}$
PDL	0.3 dB	0.25 dB

από τις οποίες επιλέγονται συστοιχίες 4 φωτοδιόδων. Μια τέτοια συστοιχία από 4 φωτοδιόδους φαίνεται στο σχήμα 3.19(γ) ενώ στο σχήμα 3.19(δ) φαίνεται μια κοντινότερη φωτογραφία δυο φωτοδιόδων. Η πώλωση (τροφοδοσία) των καθόδων οδεύθηκε κάθετα στους κυματοδηγούς ώστε να είναι ευκολότερη η παρατήρηση του φωτορεύματος των ακριανών στοιχείων κατά τη διαδικασία της ευθυγράμμισης των οπτικών ινών και κατά συνέπεια ευκολότερη όλη η διαδικασία. Το διάστημα του 1 mm εκτός από το να βοηθάει στο να γίνεται η σύζευξη με συστοιχίες οπτικών ινών, βοηθάει και στην σύζευξη των DEMUX συστοιχιών που ακολουθούν το ίδιο μοτίβο στην απόσταση μεταξύ τους, επιτρέποντας τα κυκλώματα να συνδεθούν με πολύ μικρού μήκους *wirebonds*. Μετά την κατασκευή τους, οι φωτοδιόδοι χαρακτηρίστηκαν και για τις φωτοδιόδους με 50Ω τερματισμό οι τιμές για την απόκριση, το PDL και το κέρδος ήταν 0.54 A/W, 0.3 dB και 13.5 V/W, ενώ για τις φωτοδιόδους χωρίς τερματισμό οι τιμές ήταν 0.54 A/W, 0.25 dB και 27 V/W, αντίστοιχα. Όσον αφορά το εύρος ζώνης, αυτό μετρήθηκε με ετερόδουνη μέθοδο πάνω στο *wafer* και βρέθηκαν τιμές 112-120 GHz για τις φωτοδιόδους με τερματισμό και 80-90 GHz χωρίς, οι οποίες συμβαδίζουν με τις τιμές των προσομοιώσεων με το PSPICE. Κάποια αβεβαιότητα υπάρχει λόγω του *etching* της *mesa* περιοχής κατά 0.5 μm λιγότερο από την ονομαστική περιοχή. Επίσης θεωρήθηκε στη μοντελοποίηση μείωση της ενεργού περιοχής κατά 50 nm, στα 300 nm από 350 nm που προκαλείται από διάχυση Zn.

Το σχήμα 3.19(ε) παρουσιάζει το μετρημένο 3-dB εύρος ζώνης *on wafer* με την ετερόδουνη μέθοδο για κάθε μια από τις 4 φωτοδιόδους. Τα τρία διαφορετικά χρώματα στις καμπύλες αντιστοιχούν σε τρεις διαφορετικές μετρήσεις πάνω στην ίδια φωτοδίοδο με έναν μετρητή ισχύος και 3 διαφορετικές κεφαλές μετρήσεων ούτως ώστε να καλυφθεί το εύρος ζώνης από 5 - 110 GHz στις περιοχές 5 - 50 GHz, 50 - 75 GHz (*V-band*) και 75 - 110 GHz (*W-band*). Η χρήση των διαφορετικών κεφαλών οδηγεί και σε διαφορετικά χαρακτηριστικά θορύβου μέσα στις περιοχές αυτές. Πιο συγκεκριμένα στην χαμηλότερη περιοχή συχνοτήτων η κεφαλή του μετρητή ισχύος είχε *V-connectors*, ενώ στις δυο επόμενες περιοχές υψηλότερων συχνοτήτων οι κεφαλές είχαν 1 mm *connectors* και κυματοδηγούς για τους θερμικούς αισθητήρες. Κατά συνέπεια στις δυο υψηλότερες περιοχές συχνοτήτων δεν υπήρχε ανάγκη για να χρησιμοποιηθούν προσαρμογείς από τους 1 mm στους *V-connectors* και



μπορούσε να επιτευχθεί υψηλότερο SNR. Αν κι οι τρεις περιοχές βαθμονομήθηκαν μεμονωμένα, μόνο μικρές διορθώσεις ( $< 0.5 \text{ dB}$ ) ήταν αναγκαίες για να προσαρμοστεί η χαμηλής συχνότητας RF μέτρηση στις τιμές της μετρημένης DC απόκρισης. Το συνολικό σύστημα βαθμονομήθηκε μέσα σε  $\pm 0.5 \text{ dB}$ . Η μετρημένη απόκριση συχνότητας εμφανίζει μια γρήγορη εξασθένιση περίπου  $1.5 \text{ dB}$  μέχρι τα  $30 \text{ GHz}$  και μετά μια σταθερότητα στην καμπύλη μέχρι τα  $90 \text{ GHz}$ . Οι μετρήσεις αυτές συμβαδίζουν με τα μοντέλα και πιο συγκεκριμένα η απόκριση στη μεσαία περιοχή αποδίδεται σε μια μη-τέλεια τύπου p επαφή. Η τύπου p επαφή σε αυτές τις φωτοδιόδους αποτελείται από καθαρή ωμική αντίσταση σε σειρά  $\sim 5 \text{ Ohm}$  και μια all-p-type ντοπαρισμένη στοιβάδα GaInAs/GaInAsP/GaInAs που σχηματίζει μια αλληλουχία ισότυπων ετεροσυνδέσεων τύπου p (*isotype p-type heterojunction sequence*). Αυτή η ετεροσύνδεση συμπεριφέρεται στο ισοδύναμο κύκλωμα σαν μια σύνθετη αγωγιμότητα σε σειρά, η οποία αποτελείται από μια παράλληλη αντίσταση και μια παράλληλη χωρητικότητα. Σύμφωνα με το PSPICE μοντέλο, αυτό το ισοδύναμο κύκλωμα εμφανίζει εξασθένιση στις χαμηλές συχνότητες, επειδή η συνολική ενεργή αντίσταση σε σειρά στην p τύπου επαφή οδηγεί σε χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής. Παρόλα αυτά στις υψηλές συχνότητες η χωρητικότητα της *p-isotype heterojunction* επιτρέπει στην pin δίοδο να εμφανίζει την υψηλότερη συχνότητα αποκοπής λόγω της μετάβασης και της μικρής RC παραμέτρου [43]. Σε κάθε περίπτωση το 3-dB εύρος ζώνης είναι μεγαλύτερο των  $86 \text{ GHz}$ .

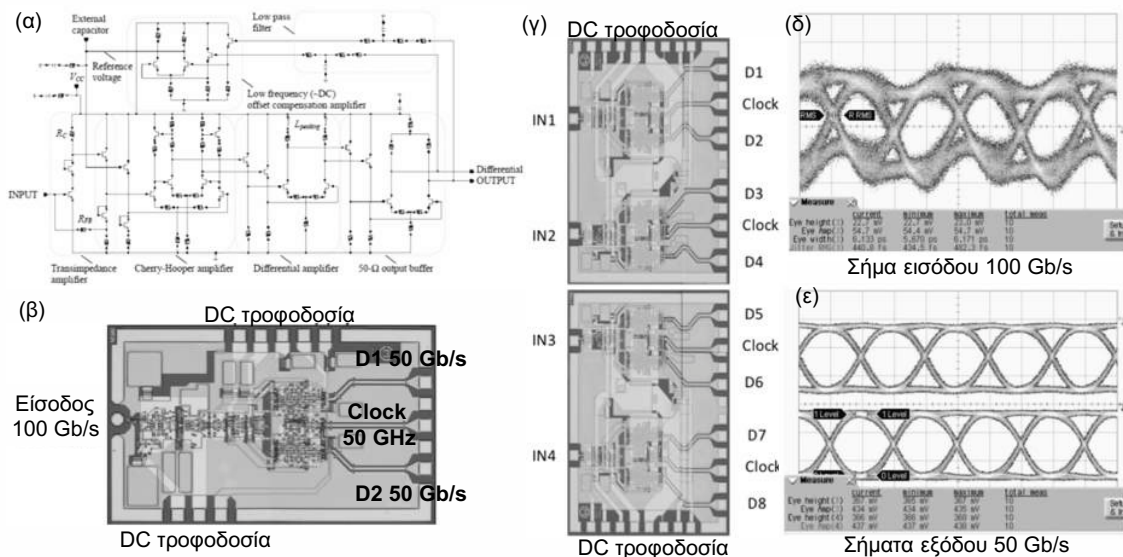
### 3.2.3 Συστοιχία κυκλωμάτων ενίσχυσης κι αποπολυπλεξίας

Για να αυξηθεί η ευαισθησία του δέκτη και για να βελτιωθεί ο προϋπολογισμός της οπτικής ισχύος της ζεύξης, χρησιμοποιήθηκαν κυκλώματα TIA-DEMUX, κατασκευασμένα σε τεχνολογία InP-DHBT, τα οποία ενίσχυαν και αποπολυπλεξαν τα σήματα που προέρχονταν από τις φωτοδιόδους. Το κύκλωμα απαρτίζεται από μια μια περιοχή ενδιάμεσης αποθήκευσης (*buffer*) του TIA, ακολουθούμενη από δυο κυκλώματα αποπολυπλεξίας κι απόφασης. Το κύκλωμα απόφασης λειτουργεί με ένα εξωτερικό ρολόι συχνότητας  $50 \text{ GHz}$ , ενώ το κύκλωμα αποπολυπλεξίας παίρνει το εισερχόμενο σήμα δεδομένων στα  $100 \text{ Gb/s}$  και ένα  $50 \text{ GHz}$  σήμα ρολογιού και δίνει δυο σήματα δεδομένων στα  $50 \text{ Gb/s}$ . Η λειτουργία αυτή πραγματοποιείται με τη χρήση D flip-flops (DFFs) τα οποία λειτουργούν μεταξύ των σημάτων δεδομένων και των σημάτων ρολογιού. Σχεδιάστηκαν δυο κυκλώματα ενισχυτών δι-εμπέδησης (*transimpedance* μονού σήματος εξόδου και διαφορικού σήματος εξόδου). Το κύκλωμα μονής εξόδου είχε υψηλότερο κέρδος ενώ το άλλο κύκλωμα είχε υψηλότερο εύρος ζώνης. Το κύκλωμα απαρτίζεται από έναν TIA τεσσάρων βαθμίδων και έναν βρόχο αντιστάθμισης του όφσετ στην τάση, συνδυάζοντας ένα χαμηλοπερατό φίλτρο και έναν διαφορικό ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα τα κύρια στοιχεία του TIA είναι<sup>8</sup>:

- Single-ended resistive shunt feedback input amplifier TIA
- Cheery-Hooper intermediate amplifier
- Differential amplifier with inductive peaking
- Differential  $50 \text{ } \Omega$  output buffer amplifier

Το σχήμα 3.20(α) παρουσιάζει την αρχιτεκτονική του κυκλώματος απο-πολυπλεξίας σε λειτουργικό διάγραμμα όπου φαίνονται και τα συστατικά μέρη που το απαρτίζουν, στο σχήμα σχήμα 3.20(β)

<sup>8</sup>Η ορολογία δίνεται στα Αγγλικά καθώς δεν υπάρχουν δόκιμοι όροι για ακριβή μετάφραση στα Ελληνικά.

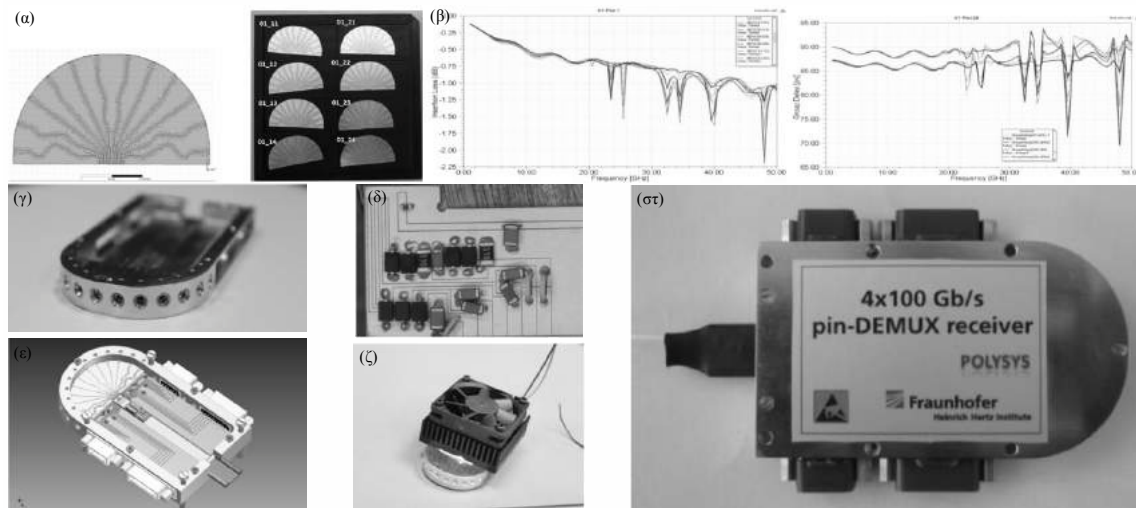


**Σχήμα 3.20:** (α) Αρχιτεκτονική του κυκλώματος 1:2 αποπολυπλεξίας στα 100 Gb/s με εμφανείς τις βαθμίδες από τις οποίες απαρτίζεται, (β) μικρο-φωτογραφία του κυκλώματος αποπολυπλεξίας όπου φαίνονται η διαφορική έξοδος των δεδομένων και η είσοδος του σήματος ρολογιού, (γ) μικρο-φωτογραφία δυο διδύμων αποπολυπλέκτων, κάθε τσιπ έχει δυο όμοια κυκλώματα, (δ) ηλεκτρικό σήμα εισόδου NRZ-OOK στα 100 Gb/s, (ε) αποπολυπλεγμένα ηλεκτρικά σήματα στα 50 Gb/s.

φαίνεται μια μικρο-φωτογραφία του υλοποιημένου κυκλώματος όπου διακρίνονται η θύρα εισόδου του σήματος δεδομένων, η θύρα εισόδου του ρολογιού και οι δυο απο-πολυπλεγμένες έξοδοι στα 50 Gb/s. Η τιμή του διαφορικού κέρδους είναι περίπου 54 dBΩ με 3-dB εύρος ζώνης κοντά στα 65 GHz. Το κύκλωμα καταναλώνει 2.15 W και έχει διαστάσεις 2.22 mm × 1.77 mm.

Για τον χαρακτηρισμό του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε ένα σήμα δεδομένων NRZ-OOK στα 100 Gb/s και ένα σήμα ρολογιού στα 50 GHz. Τα σήματα μετρήθηκαν σε έναν παλμογράφο με 70 GHz κεφαλές και V-connectors. Το σχήμα 3.20(δ) παρουσιάζει το διάγραμμα οφθαλμού του εξασθενημένου ηλεκτρικού σήματος δεδομένων NRZ-OOK στα 100 Gb/s πλάτους 52 mV, μετά από το DC-block που χρησιμοποιήθηκε σαν είσοδος στο κύκλωμα, ενώ στο σχήμα 3.20(ε) δίνονται τα δυο απο-πολυπλεγμένα σήματα εξόδου. Η ευαισθησία του κυκλώματος είναι πολύ καλή καθώς κατάφερε με επιτυχία να αποπολυπλέξει σήμα 100 Gb/s με πλάτος εισόδου μόνο 52 mV.

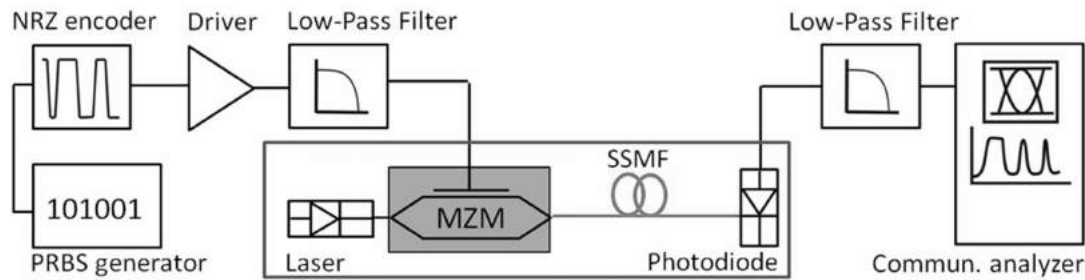
Ο δέκτης έχει τέσσερα κανάλια και λαμβάνει ισάριθμα οπτικά σήματα τα οποία αφού μετατραπούν σε ηλεκτρικά στην έξοδο των γρήγορων φωτοδιόδων πρέπει να αποπολυπλεχθούν από τα κυκλώματα αποπολυπλεξίας. Η απλή λύση να χρησιμοποιηθούν τέσσερα κυκλώματα αποπολυπλέκτη θα οδηγούσε σε αυξημένη επιφάνεια και πολυπλοκότητα κατά την συναρμογή αφού θα έπρεπε να τοποθετηθούν διαδοχικά στο package και να συνδεθούν ηλεκτρικά. Για αυτό το λόγο το βασικό κύκλωμα αποπολυπλέκτη αντιγράφηκε και σχεδιάστηκε σε συστοιχία δυο κυκλωμάτων στο ίδιο τσιπ, κι έτσι μειώθηκε ο αριθμός των στοιχείων στο μισό. Ο λόγος που δεν κατασκευάστηκαν τέσσερα κυκλώματα στο ίδιο τσιπ, ούτως ώστε να χρειαστεί μόνο ένα, οφείλεται στο γεγονός πως το yield για την πλατφόρμα InP μειώνεται όσο αυξάνεται η επιφάνεια του τσιπ. Ο συνδυασμός δυο κυκλωμάτων στο ίδιο τσιπ ήταν ο συμβιβασμός μεταξύ επιτρεπτού yield και αριθμού κυκλωμάτων. Το σχήμα 3.20(γ) παρουσιάζει μικροφωτογραφίες δυο τσιπ διπλών απο-πολυπλεκτών. Η κατανάλωση ισχύος κάθε διπλού κυκλώματος είναι 2.8 W ενώ οι διαστάσεις είναι 1.77 mm × 2.4 mm. Οι ακροδέκτες για την DC τροφοδοσία είναι τοποθετημένοι στις εξωτερικές μεριές των τσιπ για ευκολότερη πρόσβαση.



**Σχήμα 3.21:** (α) Σχέδιο των coplanar κυματοδηγών και οι κατασκευασμένοι κυματοδηγοί, (β) μετρήσεις Insertion Loss και Group Delay, (γ) φωτογραφία του κατασκευασμένου κουτιού, (δ) κυκλώμα πόλωσης των φωτοδίοδων και των απο-πολυπλεκτών, (ε) τρισδιάστατο σχηματικό του συναρμολογημένου δέκτη, (ζ) φωτογραφία του δέκτη με το σύστημα ψύξης του, (στ) φωτογραφία συναρμολογημένου δέκτη με το κουτί του.

### 3.2.4 Συναρμογή των InP κυκλωμάτων στο κουτί

Οι φωτοδιόδοι μαζί με τα κυκλώματα αποπολυπλεξίας πρέπει να μπουν στο κουτί και να συνδεθούν ηλεκτρικά μεταξύ τους, αλλά και να τοποθετηθούν οι οπτικές ίνες που θα φέρνουν το φως στις φωτοδιόδους και οι κοννέκτορες που θα δίνουν τα αποπολυπλεγμένα σήματα εξόδου και το σήμα ρολογιού. Για τις οπτικές ίνες εισόδου χρησιμοποιήθηκε συστοιχία οπτικών ινών (*fiber array*) με απόσταση μεταξύ τους που ταιριάζει το *pitch* των φωτοδίοδων στο 1 mm. Η συστοιχία των ινών είχε κατασκευαστεί με ακρίβεια 0.5  $\mu\text{m}$ . Τα τσιπ των φωτοδίοδων και των αποπολυπλεκτών τοποθετήθηκαν πάνω σε κατάλληλη ψύκτρα μέσα στο κουτί για την σωστή απαγωγή της θερμότητας. Η απόσταση του 1 mm τηρήθηκε και για τα κυκλώματα αποπολυπλεξίας που ακολουθούν. Η τοποθέτηση των κυκλωμάτων πολύ κοντά και διαδοχικά εξασφάλιζε την σύνδεση των φωτοδίοδων και των ψηφιακών κυκλωμάτων με πολύ κοντά *wire bonds* για την επίτευξη καλής ευαισθησίας και εύρους ζώνης. Ένα *quartz substrate* με 12 coplanar κυματοδηγούς οδηγεί τα 8 ηλεκτρικά αποπολυπλεγμένα σήματα στους κοννέκτορες εξόδου, οι υπόλοιποι 4 κυματοδηγοί χρησιμεύουν για την είσοδο των σημάτων ρολογιού. Η εκτενής χρήση *ground-via holes* κοντά στη σύνδεση των κυματοδηγών και των GPPO κοννέκτορων βοηθάει στην καταπίεση των ανεπιθύμητων παράλληλων ρυθμών. Για την επιβεβαίωση της καλής γείωσης έγιναν μετρήσεις ηλεκτρικής συνέχειας μεταξύ του μεταλλικού σασί και του επίπεδου γείωσης. Το υπόστρωμα έχει σχήμα ημικυκλίου και φαίνεται στο σχήμα 3.21(α). Το σχήμα 3.21(β) παρουσιάζει τις μετρήσεις των απωλειών και της καθυστέρησης ομάδας σε συνάρτηση της συχνότητας. Οι απώλειες ( $S_{21}$ ) είναι μικρότερες από τα 1.25 dB στα 50 GHz, ενώ οι τιμές καθυστέρηση ομάδας αποκλίνουν μόνο κατά 5 ps μέσα σε 30 GHz και για τις 12 γραμμές, που σημαίνει απροβλημάτιστη διάδοση για τα σήματα των 50 Gb/s. Στο σχήμα 3.21(γ) φαίνεται φωτογραφία του κουτιού του δέκτη με τις θέσεις για τους 12 GPPO κοννέκτορες σε σχήμα ημικυκλίου. Μέρος του κυκλώματος πόλωσης των ηλεκτρονικών στοιχείων του δέκτη το οποίο παρέχει και προστασία από υπερτάσεις και από ESD στις 20 διαφορετικές τάσεις που χρειάζεται για να λειτουργήσει, φαίνεται στο σχήμα 3.21(δ). Τρισδιάστατη απεικόνιση του συναρμολογημένου



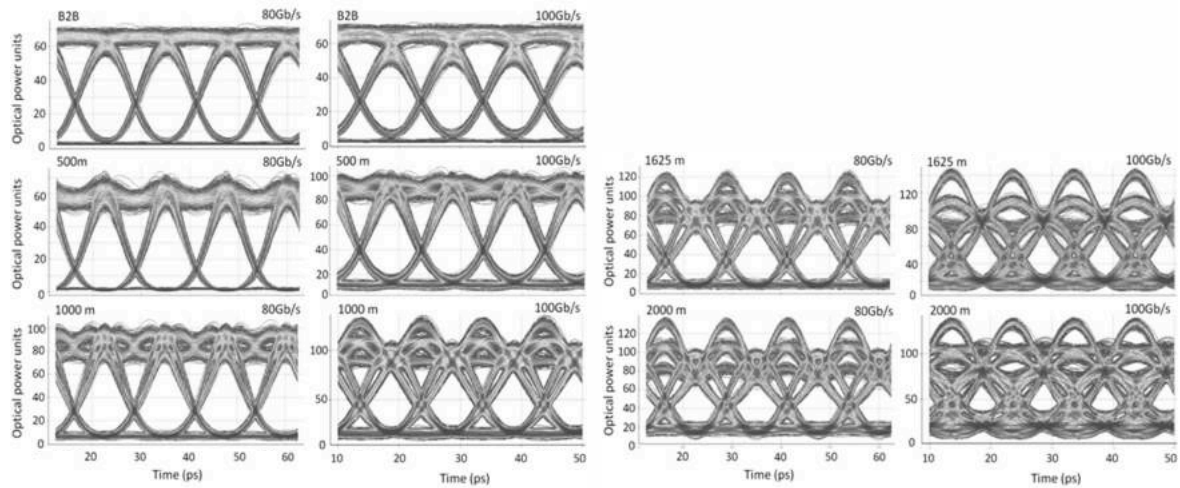
Σχήμα 3.22: Σχηματικό της διάταξης προσομοίωσης της ζεύξης.

δέκτη φαίνεται στο σχήμα 3.21(ε). Στο σχήμα 3.21(ζ) φαίνεται το σύστημα ψύξης του δέκτη. Η μέση κατανάλωση όλων των στοιχείων του δέκτη ήταν περίπου  $5.5 W$  με μέγιστη  $8 W$ , η οποία αν μετατραπεί σε κατανάλωση ανά Gbps δίνει  $13.75 mW/Gbps$ . Τέλος ο συναρμολογημένος  $4 \times 100$  Gb/s δέκτης φαίνεται στη φωτογραφία του σχήματος 3.21(στ).

### 3.3 Προσομοίωση λειτουργίας πομπού $2 \times 100$ Gb/s σε οπτικό δίκτυο

Οι μελέτες προσομοίωσης σε αυτό το υποκεφάλαιο έχουν σκοπό να υποδείξουν την δυνατότητα των σημάτων στα  $80$  Gb/s και  $100$  Gb/s να ταξιδέψουν σε κοντινές αποστάσεις μέσα από SSMF και να υποστηρίξουν τα πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο επόμενο υπο-κεφάλαιο. Πραγματοποιήθηκαν με το εργαλείο λογισμικού VPItransmission Maker™ [44] και επικεντρώθηκαν στην επίδραση της χρωματικής διασποράς στο σχήμα και την ποιότητα των μεταδιδόμενων οπτικών σημάτων.

Το σχήμα 3.22 παρουσιάζει τη διάταξη προσομοίωσης στο λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για τις μελέτες. Το ηλεκτρονικό τμήμα του αποτελείται από μια γεννήτρια ψευδοτυχαίας ακολουθίας διφύων (PRBS generator), έναν κωδικοποιητή NRZ (NRZ encoder) που λειτουργεί απευθείας στα  $80$  Gb/s ή  $100$  Gb/s, έναν ηλεκτρονικό ενισχυτή (driver) με μεταβλητό πλάτος εξόδου, μεταβλητό DC offset και μεταβλητά χαρακτηριστικά θορύβου, ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (LPF) που προσομοιώνει τον περιορισμό στο εύρος ζώνης που υπάρχει στο πραγματικό κύκλωμα οδήγησης και στον οπτικό διαμορφωτή. Η τάξη της ψευδοτυχαίας ακολουθίας που χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη προσομοίωσης είναι  $2^7 - 1$ , ενώ το χρονικό παράθυρο αντιστοιχούσε σε  $2048$  διφύα στα  $100$  Gb/s με την ακολουθία να χωράει ακριβώς μέσα σε αυτό το παράθυρο. Το οπτικό τμήμα του αποτελείται από μια δίοδο λέιζερ (LD) που εκπέμπει στα  $1553.4$  nm, έναν single drive διαμορφωτή Mach-Zehnder και ένα τμήμα οπτικής ίνας (SSMF) με μεταβλητό μήκος, τιμή χρωματικής διασποράς  $16 ps/nm/km$  και τιμή για την κλίση της καμπύλης διασποράς  $0.08 ps/nm^2/km$  στο συγκεκριμένο μήκος κύματος. Κύριοι παράμετροι για την προσομοίωση, οι οποίες και ταιριάζουν με τα χαρακτηριστικά των εξαρτημάτων του  $2 \times 100$  Gb/s πομπού ή τα πειραματικά αποτελέσματα, συμπεριλαμβάνουν το  $3 - dB$  εύρος ζώνης του χαμηλοπερατού φίλτρου ( $65 GHz$ ), το πλάτος ημίσιου κύματος  $V_\pi$  του διαμορφωτή ( $3.5 V$ ), ο μέγιστος λόγος σβέσης του διαμορφωτή ( $16 dB$ ), και το πλάτος οδήγησης που είναι διαθέσιμο από τον ενισχυτή ( $2 V_{pp}$ ). Αξίζει να σημειωθεί επίσης ότι στη διάταξη τα οπτικά σήματα ανιχνεύονται από ιδανικό δέκτη με εύρος ζώνης  $70 GHz$ , το οποίο προσομοιώθηκε επίσης με LPF, και ότι δεν χρησιμοποιήθηκε οπτικός ενισχυτής στη διάταξη.



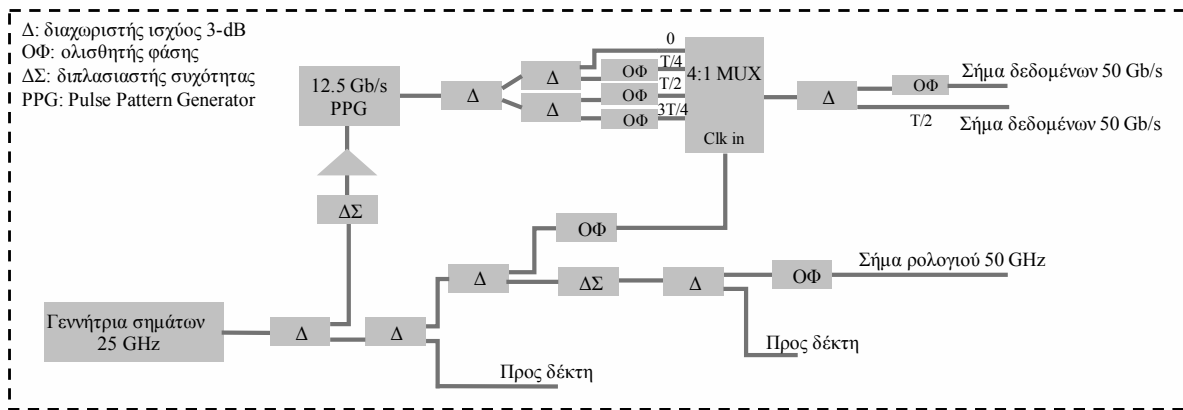
**Σχήμα 3.23:** Διαγράμματα οφθαλμού όπως προέκυψαν από το εργαλείο προσομοίωσης για 80 Gb/s και 100 Gb/s και αποστάσεις από B2B έως 2 km.

**Πίνακας 3.7:** Συνοπτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων μετάδοσης στα 80 και 100 Gb/s

Ρυθμός μετάδοσης (Gb/s)	Μήκος διάδοσης (m)	Q-factor (dB)	Λόγος σβέσης (dB)	rms timing jitter (ps)
80	B2B	23.3	13.3	0.6
80	500	21.7	12.9	0.7
80	1000	19.2	11.5	1.0
80	1625	17.0	9.6	1.2
80	2000	15.8	8.2	1.5
100	B2B	22.5	11.9	0.6
100	500	21.5	11.7	0.8
100	1000	19.9	10.0	1.3
100	1625	16.4	6.9	1.6
100	2000	12.4	5.7	2.0

Το σχήμα 3.23 παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμού των 80 Gb/s και 100 Gb/s οπτικών σημάτων μετά την έξοδο του MZM καθώς και μετά από 500, 1000, 1625 και 2000 m. Στο ρυθμό μετάδοσης 80 Gb/s η επίδραση της χρωματικής διασποράς είναι εμφανής μετά τα 1000 m, αλλά τα διαγράμματα οφθαλμού παραμένουν ανοιχτά ακόμα και μετά από 2000 m. Στα 100 Gb/s η επίδραση της χρωματικής διασποράς είναι εντονότερη και έχει σαν αποτέλεσμα τους χαρακτηριστικούς λόφους πάνω στα διαγράμματα οφθαλμού ήδη μετά τα 1000 m. Παρόλα αυτά, με κατάλληλη ρύθμιση του σημείου λειτουργίας και μεταβολή του σημείου πόλωσης από το ελάχιστο της συνάρτησης μεταφοράς προς το *quadrature* του MZM, η υποβάθμιση της ποιότητας του 100 Gb/s σήματος μπορεί να εξελισσεται αργά και τα διαγράμματα οφθαλμού να παραμένουν ανοιχτά ακόμα και μετά από 2000 m με το κόστος ενός σταδιακά χαμηλότερου λόγου σβέσης (ER). Ο πίνακας 3.7 συνοψίζει τις τιμές για το συντελεστή Q (Q-factor) και το λόγο σβέσης (ER) για τα 80 και 100 Gb/s διαγράμματα οφθαλμού για διαφορετικές αποστάσεις μετάδοσης, επισημαίνοντας τη γενικότερη τάση για την επιλογή του σημείου λειτουργίας. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι συγκεκριμένες τιμές αντιστοιχούν στον ορισμό του Q-factor ως

$$Q - factor = 20 \times \log_{10} \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 - \sigma_0}, \quad (3.7)$$



**Σχήμα 3.24:** Βασική πειραματική διάταξη ηλεκτρονικής πολυπλεξίας για την γέννηση σημάτων δεδομένων στα 50 Gb/s και ρολογιού στα 50 GHz.

όπου  $\mu_1$  και  $\mu_0$  οι μέσες τιμές πλάτους στα σημεία του άσσου και του μηδέν, ενώ  $\sigma_1$  και  $\sigma_0$  αντιστοιχούν στις τιμές τυπικών αποκλίσεων αντίστοιχα.

### 3.4 Πειραματικός χαρακτηρισμός $2 \times 100$ Gb/s πομπού και $4 \times 100$ Gb/s δέκτη

Σε αυτήν την ενότητα θα περιγράψουμε τον πειραματικό χαρακτηρισμό του οπτικού πομπού  $2 \times 100$  Gb/s και του οπτικού δέκτη  $4 \times 100$  Gb/s μέσα από στατικές μετρήσεις και συστημικές μετρήσεις. Η ενότητα ξεκινάει με την εκτενή περιγραφή της πειραματικής διάταξης που χρησιμεύουν στην λειτουργία των συσκευών και την αξιολόγηση της απόδοσης στην μετάδοση του σήματος μέσα από SSMF. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι στατικές μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στο δέκτη και τον πομπό, ενώ ακολουθεί η παρουσίαση των αποτελεσμάτων από την πειράματα μετάδοσης στα 80 Gb/s και 100 Gb/s. Η ενότητα κλείνει με την ανάλυση για το *budget* της οπτικής ισχύος της ζεύξης μετάδοσης και περιγράφονται τρόποι βελτίωσης του.

#### 3.4.1 Πειραματική διάταξη

Για τον πειραματικό χαρακτηρισμό του οπτικού πομπού  $2 \times 100$  Gb/s και του οπτικού δέκτη  $4 \times 100$  Gb/s, αναπτύχθηκε πειραματική διάταξη ηλεκτρονικής πολυπλεξίας στο χρόνο (ETDM) στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών χρησιμοποιώντας πλήθος ηλεκτρονικών οργάνων και εξαρτημάτων. Βασίζεται στη διάταξη που αναπτύχθηκε για τον χαρακτηρισμό του πομπού 100 Gb/s, η οποία σχεδιάστηκε και αναπτύχθηκε με κύρια χαρακτηριστικά της, την παροχή δυο υψηλής ποιότητας σημάτων δεδομένων στα 50 Gb/s και ενός υψηλής ποιότητας ηλεκτρικού σήματος ρολογιού στα 50 GHz.

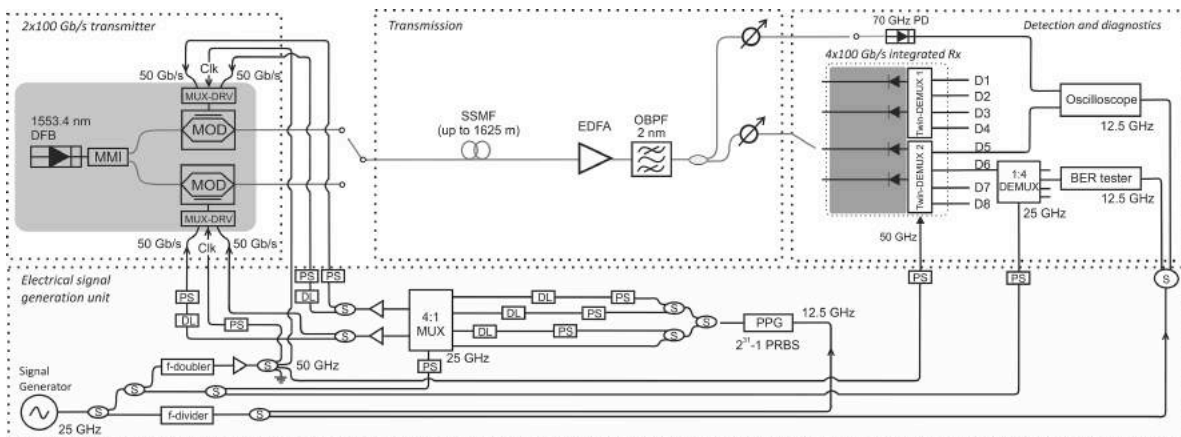
Κύριο συστατικό μέρος της διάταξης, η οποία φαίνεται και στο σχήμα 3.24, αποτελεί η γεννήτρια σημάτων που λειτουργεί στα 25 GHz. Το 25 GHz σήμα χωρίζεται με δυο διαδοχικούς διαχωριστές 3-dB (*splitters*) σε τρία μέρη, το πρώτο περνάει από τον διαιρέτη συχνοτήτων (*frequency divider*) για να γεννηθεί το 12.5 GHz σήμα που οδηγεί την γεννήτρια ακολουθίας παλμών (*Pulse Pattern Generator - PPG*) στα 12.5 Gb/s. Το δεύτερο μέρος κατευθύνεται στον δέκτη, ενώ το τρίτο χωρίζεται εκ νέου σε δυο δρόμους. Στον πρώτο δρόμο, το σήμα οδηγείται προς τον 4:1 MUX για να τον οδηγήσει, ενώ στον δεύτερο δρόμο το σήμα περνάει μέσα από έναν διπλασιαστή συ-

χνότητας (*f-doubler*) για να γεννήσει ένα 50 GHz σήμα. Αυτό χρησιμοποιείται για να οδηγήσει τα MUX και DEMUX στοιχεία του πομπού και του δέκτη. Κατάλληλοι ολισθητές φάσης (*phase shifters*) χρησιμοποιούνται σε διαφορετικούς δρόμους για να καθυστερήσουν τα σήματα ρολογιού και να τα συγχρονίσουν σε επίπεδο διφύου με τα ηλεκτρικά σήματα δεδομένων στα διαφορετικά εξαρτήματα όπως ο 4:1 MUX, ο εσωτερικός 2:1 MUX του POLYSYS πομπού και ο 1:2 DEMUX του POLYSYS δέκτη. Η έξοδος του PPG χωρίζεται με τη χρήση τριών διαχωριστών σε δυο διαδοχικά στάδια ούτως ώστε να σχηματιστούν τέσσερα αντίγραφα του 12.5 Gb/s σήματος δεδομένων. Χρησιμοποιώντας γραμμές μεταφοράς, οι οποίες είναι ομοαξονικά καλώδια διαφορετικών μηκών καθώς και ολισθητές φάσης, μπορούσαν να εφαρμοστούν κατάλληλες καθυστερήσεις στα αντίγραφα των σημάτων δεδομένων για τον συγχρονισμό τους σε επίπεδο διφύου ώστε να τροφοδοτήσουν τον 4:1 εξωτερικό πολυπλέκτη. Το 50 Gb/s σήμα εξόδου χωρίζεται ξανά σε δυο μέρη, εφαρμόζοντας κατάλληλες καθυστερήσεις για να χρησιμοποιηθούν ως σήματα εισόδου στον 2:1 πολυπλέκτη του POLYSYS πομπού. Το πλάτος των δυο σημάτων είναι περίπου 200 mV<sub>pp</sub> και 260 mV<sub>pp</sub> λόγω του επιπλέον ολισθητή φάσης στη διαδρομή του σήματος.

Η τελική ακολουθία του 100 Gb/s σήματος που οδηγεί τον διαμορφωτή εξαρτάται από μια σειρά παραμέτρων όπως από την ακολουθία που δίνει στην έξοδο του ο PPG, από την διαφορά δρόμων των γραμμών μεταφοράς που τροφοδοτούν τον 4:1 εξωτερικό πολυπλέκτη καθώς και από την διαφορά δρόμων των γραμμών μεταφοράς του 2:1 πολυπλέκτη του πομπού. Ο PPG είχε την δυνατότητα να γεννήσει ακολουθίες διαφορετικών τάξεων συμπεριλαμβανομένων των  $2^{31} - 1$  και  $2^7 - 1$ . Στην πρώτη περίπτωση οι διαφορές δρόμων στις γραμμές μεταφοράς θα επαρκούν για αποσυσχέτιση (*decorrelation*) των σημάτων που πολυπλέκονται και στους δυο πολυπλέκτες, παρόλα αυτά η τελική ακολουθία δεν θα είναι μια ψευδοτυχαία ακολουθία τάξης  $2^{31} - 1$ . Στην περίπτωση της  $2^7 - 1$  η ακολουθία που θα προκύψει μετά από τα δυο διαφορετικά στάδια πολυπλεξίας θα διατηρεί την τάξη της αφού οι διαφορές δρόμων των γραμμών μεταφοράς επιλέχθηκαν κατάλληλα ώστε να αντιστοιχούν, στην περίπτωση του 4:1 πολυπλέκτη, σε καθυστερήσεις  $T/4$ ,  $T/2$ ,  $3T/4$  μεταξύ της δεύτερης, τρίτης και τέταρτης διαδρομής σε σχέση με την πρώτη, όπου  $T$  η περίοδος της  $2^7 - 1$  PRBS στα 12.5 Gb/s (10.160 ns). Η ίδια μεθοδολογία χρησιμοποιήθηκε και για την αποσυσχέτιση των σημάτων από τα 50 στα 100 Gb/s, όπου η διαφορά ήταν  $T'/2$ , όπου  $T'$  η περίοδος της ακολουθίας έβδομης τάξης στα 50 Gb/s (2.54 ns). Αυτές οι διαφορές δρόμου στα δυο στάδια πολυπλεξίας εξασφαλίζουν την διατήρηση της αρχικής τάξης της ακολουθίας. Κατά την πειραματική διαδικασία, η μεθοδολογία επιβεβαιώθηκε αλλάζοντας την λειτουργία του PPG μετξύ αυτών των δυο τάξεων χωρίς να παρατηρείται στο οπτικό σήμα φαινόμενα *patterning*.

Για τον πειραματικό χαρακτηρισμό του  $2 \times 100$  Gb/s η βασική διάταξη έπρεπε να τροποποιηθεί ώστε να μπορεί να γεννάει τα απαραίτητα σήματα για τους δυο ηλεκτρονικούς πολυπλέκτες και να οδηγηθούν οι δυο MZM διαμορφωτές της συσκευής. Συνολικά έπρεπε να παράγει τέσσερα σήματα στα 50 Gb/s και δυο σήματα ρολογιού των 50 GHz.

Η αναβαθμισμένη διάταξη φαίνεται στο σχήμα 3.25. Η γεννήτρια σημάτων παράγει ένα ημίτονο στα 25 GHz το οποίο σπάει σε δυο δρόμους. Στον κάτω δρόμο, το σήμα θα περάσει από έναν διαιρέτη συχνοτήτων (*frequency divider*) που θα μετατρέψει τη συχνότητα στα 12.5 GHz και στη συνέχεια θα σπάσει σε δυο μέρη για να τροφοδοτηθεί ο PPG με το ένα μέρος, ενώ το άλλο να συνεχίσει προς το κύκλωμα του δέκτη όπου θα ξανασπάσει για να εισαχθεί σαν σήμα ρολογιού στον BER tester και στον παλμογράφο (Oscilloscope). Στον πάνω δρόμο το 25 GHz σήμα θα ξανασπάσει σε δυο



**Σχήμα 3.25:** Πειραματική διάταξη για την γέννηση των σημάτων δεδομένων 50 Gb/s και ρολογιού στα 50 GHz, για το χαρακτηρισμό του  $2 \times 100$  Gb/s πομπού και  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη. Οι συχνότητες που αναγράφονται αντιστοιχούν σε  $2 \times 100$  Gb/s λειτουργία και πρέπει να κλιμακωθούν ανάλογα για λειτουργία  $2 \times 80$  Gb/s.

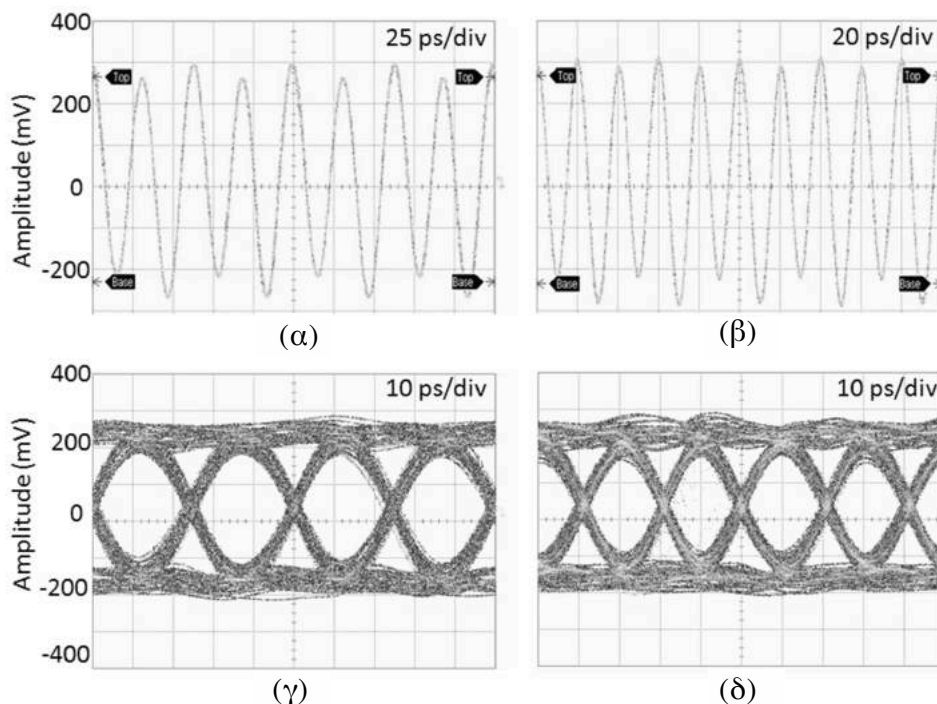
συνιστώσες με την κάτω συνιστώσα να διαχωρίζεται σε δυο ίσα σήματα που θα χρησιμοποιηθούν σαν σήματα ρολογιού, με κατάλληλη ρύθμιση του συγχρονισμού από τους ολισθητές φάσης (PS), στους εξωτερικούς 4:1 πολυπλέκτη (MUX) και στον 1:4 απο-πολυπλέκτη (DEMUX). Η πάνω συνιστώσα θα διπλασιάσει την συχνότητα της στα 50 GHz και αφού ενισχυθεί θα διαχωριστεί σε τέσσερα ίσα μέρη, εκ των οποίων τα τρία θα χρησιμοποιηθούν σαν 50 GHz σήματα ρολογιού για τα δυο κυκλώματα MUX-DRV του πομπού και για το κύκλωμα twin-DEMUX του δέκτη.

Ο PPG γεννάει μια ψευδοτυχαία ακολουθία διφύων τάξης  $2^7 - 1$  στα 12.5 Gb/s, οποία θα σπάσει σε τέσσερις ίσες συνιστώσες περνώντας διαδοχικά από τρεις 3-dB διαχωριστές. Οι διαφορές στα μήκη των γραμμών μεταφοράς των συνιστωσών έχουν επιλεγεί κατάλληλα για την σωστή αποσυσχέτιση τους, ενώ ολισθητές φάσεις χρησιμοποιούνται σε κάθε γραμμή για τον κατάλληλο συγχρονισμό σε επίπεδο διφύου των σημάτων που θα τροφοδοτήσουν τον εξωτερικό 4:1 MUX. Ο MUX δίνει στην έξοδο του δυο σήματα, το 50 Gb/s πολυπλεγμένο σήμα και το συμπληρωματικό του, τα οποία αφού ενισχυθούν σπάνε το καθένα σε δυο σήματα που τροφοδοτούν, μετά από κατάλληλη αποσυσχέτιση και συγχρονισμό, τα κυκλώματα MUX-DRV του πομπού. Σημειώνεται ότι και σε αυτή τη διάταξη οι γραμμές καθυστέρησης και στα δυο στάδια πολυπλεξίας είχαν σχεδιαστεί να διατηρούν την εβδόμης τάξης PRBS στα 100 Gb/s, αλλά μπορούν να αποσυσχετίσουν ικανοποιητικά και ανώτερης τάξης PRBS κατά τη διαδικασία της πολυπλεξίας.

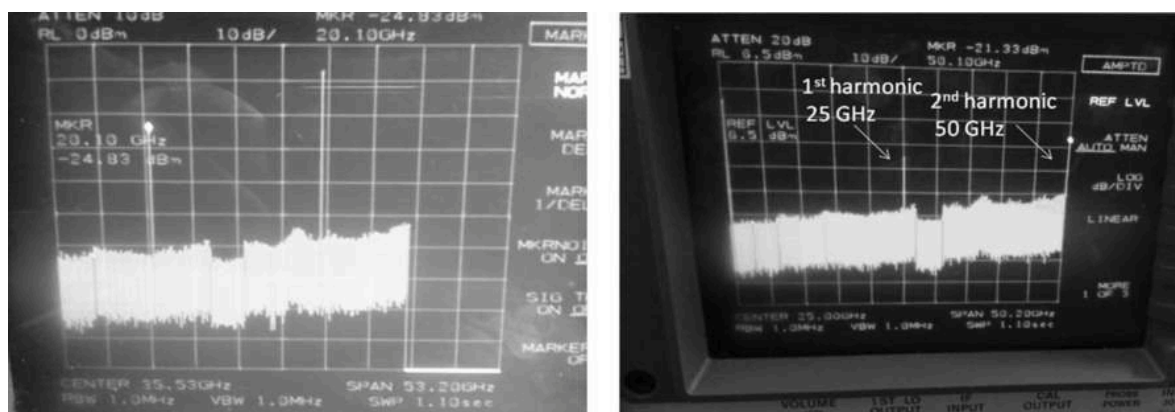
Τα σχήματα 3.26(α)-(β) παρουσιάζουν τα σήματα ρολογιού στα 40 και 50 GHz που γεννούνται από τον κύκλωμα διπλασιασμού συχνότητας για τους MUX-DRVs και το twin-DEMUX στους δυο ρυθμούς λειτουργίας ( $2 \times 80$  και  $2 \times 100$  Gb/s) και φανερώνουν την ύπαρξη της θεμελιώδους αρμονικής των 20 και 25 GHz στο σήμα και στις δυο περιπτώσεις. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 3.27 που δίνει στιγμιότυπα από το ηλεκτρικό φάσμα εξόδου του του ρολογιού στο διπλασιαστή συχνότητας για σήμα εισόδου 20 GHz και έξοδο 40 GHz, καθώς και για σήμα εισόδου 25 GHz και 50 GHz αντίστοιχα. Τα ηλεκτρικά φάσματα μετρήθηκαν με έναν αναλυτή φάσματος HP 8565E με 50 GHz διαθέσιμο εύρος ζώνης. Τα σχήματα 3.26(γ)-(δ) παρουσιάζουν ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμού των 40 και 50 Gb/s σημάτων δεδομένων που γεννούνται από τη διάταξη για τη λειτουργία των MUX-DRVs στις δυο περιπτώσεις λειτουργίας.

Στην έξοδο του πομπού, το υπό αξιολόγηση οπτικό σήμα στα 1553.4 nm μεταδίδεται δια μέσου



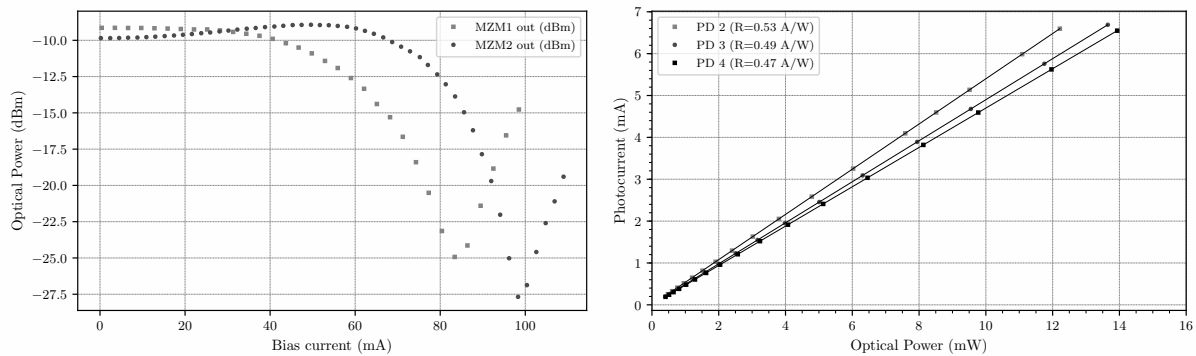


**Σχήμα 3.26:** Ηλεκτρικά σήματα ρολογιού στα (α) 40 GHz και (β) στα 50 GHz για την λειτουργία των MUX-DRV στον πομπό και του twin-DEMUX στο δέκτη. Διαγράμματα οφθαλμού των ηλεκτρικών σημάτων δεδομένων για (γ) 40 Gb/s και (δ) 50 Gb/s για την λειτουργία των MUX-DRV στον πομπό.



**Σχήμα 3.27:** (αριστερά) Φάσμα εξόδου του ηλεκτρικού σήματος ρολογιού στον διπλασιαστή συχνότητας για είσοδο στα 20 GHz και έξοδο στα 40 GHz. (δεξιά) Φάσμα εξόδου για είσοδο 25 GHz και έξοδο 50 GHz.

τμημάτων SSMF με 16.6 ps/nm/km μέση τιμή διασποράς και συνολικό διαθέσιμο μήκος 1625 m και εν συνεχεία ενισχύεται από έναν οπτικό ενισχυτή ίνας ερβίου (EDFA) και φιλτράρεται από ένα οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο (OBPF). Μέρος του σήματος ανιχνεύεται από μια 70 GHz φωτοδίοδο για μετρήσεις διαγραμμάτων οφθαλμού, ενώ μέρος του από το συγκεκριμένο κανάλι του 4 × 100 Gb/s δέκτη που είναι υπό χαρακτηρισμό κι αξιολόγηση. Το αντίστοιχο κύκλωμα αποπολυπλεξίας στον twin-DEMUX λαμβάνει το ηλεκτρικό σήμα από την pin φωτοδίοδο και παραδίδει την 50 Gb/s συνιστώσα που είναι συγχρονισμένη με το 50 GHz σήμα ρολογιού. Αυτή η συνιστώσα αποπολυπλέεται πάλι στην συνέχεια από τον εξωτερικό 1:4 DEMUX, και τα τελικά σήματα στα 12.5 Gb/s αξιολογούνται από τον μετρητή BER. Τα πειράματα που περιγράφονται στις επόμενες υποενότητες



**Σχήμα 3.28:** (a) Εξάρτηση των φωτορευμάτων από την οπτική ισχύ εισόδου που δείχνει την απόκριση (responsivity) των pin φωτοδιόδων του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη. Η πρώτη φωτοδίοδος καταστράφηκε κατά τη διαδικασία συναρμογής (β) Στατικές συναρτήσεις μεταφοράς των MZM1 και MZM2 στα 1553.4 nm συναρτήσει του ρεύματος πόλωσης των θερμο-οπτικών ολισθητών.

πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας την  $2^7 - 1$  και την  $2^{31} - 1$  ακολουθία σαν έξοδο από τον PPG. Όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω, στην πρώτη περίπτωση η τάξη της ακολουθίας μπορούσε να διατηρηθεί στα 100 Gb/s λόγω της προσεχτικής επιλογής των μηκών των γραμμών καθυστέρησης στα δυο στάδια πολυπλεξίας. Στην δεύτερη περίπτωση, η τάξη της ακολουθίας δεν μπορούσε να διατηρηθεί, αλλά οι γραμμές καθυστέρησης μπορούσαν να αποσυσχετίσουν τα σήματα ικανοποιητικά και να επιτρέψουν τη γέννηση μιας ντετερμινιστικής σειράς διφύων στα 100 Gb/s με μακριές ακολουθίες διαδοχικών '1' και '0'. Τα διαγράμματα οφθαλμού και οι μετρήσεις BER που παρουσιάζονται στις επόμενες παραγράφους αντιστοιχούν στην δεύτερη περίπτωση. Σημειώνεται ωστόσο ότι δεν παρατηρήθηκαν αξιοσημείωτες αλλαγές στην ποιότητα των διαγραμμάτων οφθαλμού και των μετρήσεων BER αλλάζοντας από τη μια λειτουργία στην άλλη αποδεικνύοντας την ανοχή του συστήματος μας όσον αφορά φαινόμενα *patterning*. Για την επιβεβαίωση της πιο πάνω υπόθεσης αναπτύχθηκε ένας κώδικας σε γλώσσα MATLAB που μπορεί να υπολογίσει την τελική ακολουθία διφύων στα 100 Gb/s για οποιαδήποτε τάξη της αρχικής 12.5 Gb/s PRBS και ο οποίος παρατίθεται στο παράρτημα της παρούσας διατριβής. Χρησιμοποιώντας αυτόν τον κώδικα είναι εύκολο να επιβεβαιωθεί ότι οι αριθμοί των '1' και '0' στην τελική ακολουθία είναι ακριβώς ίδιοι με την αντίστοιχη PRBS. Επιπλέον διαπιστώνεται εύκολα ότι η τελική ακολουθία περιέχει προοδευτικά μεγαλύτερες ακολουθίες από διαδοχικά '1' και '0' αυξάνομενης της τάξης της αρχικής 12.5 Gb/s PRBS, και μπορεί να καταπονήσει την λειτουργία του συστήματος μας.

### 3.4.2 Στατικός χαρακτηρισμός του $2 \times 100$ Gb/s πομπού και $4 \times 100$ Gb/s δέκτη

Πριν την εκτέλεση των πειραμάτων μετάδοσης στην οπτική ζεύξη, ο συγκεκριμένος πομπός και δέκτης χαρακτηρίστηκαν ως προς την στατική λειτουργία τους. Όσον αφορά τον πομπό  $2 \times 100$  Gb/s αρχικά χαρτογραφήθηκε η οπτική ισχύς στην έξοδο του MZM ως συνάρτηση του εφαρμοζόμενου ρεύματος στον θερμικό ολισθητή φάσης. Για την πραγματοποίηση της χαρτογράφησης η οπτική έξοδος ισχύος της διόδου λέιζερ συνεχούς κύματος (CW) στα 1553.4 nm μετρούνταν καθώς άλλαζε το ρεύμα πόλωσης των ολισθητών. Το ρεύμα έγχυσης της διόδου ήταν ρυθμισμένο στα 120 mA, το οποίο αντιστοιχεί σε περίπου 7 dBm οπτικής ισχύος στην έξοδο της διόδου σύμφωνα με προηγούμενες μετρήσεις.

Το αποτέλεσμα αυτής της χαρτογράφησης φαίνεται στο σχήμα 3.28(α). Οι δυο καμπύλες εμφανίζουν λόγο σβέσης που κυμαίνεται από 16 dB στην περίπτωση του MZM1 έως 19.5 dB στην περίπτωση του MZM2. Τα μέγιστα των δυο καμπυλών βρίσκονται στο -9 dBm για το MZM1 και -8.5 dBm για το MZM2 δηλαδή έχουν μόνο 0.5 dB διαφορά, το οποίο εύρημα επιβεβαιώνει και το χαμηλό *imbalance* του MMI συζεύκτη σε συμφωνία με τα αποτελέσματα μετρήσεων των δομών που παρουσιάστηκαν νωρίτερα. Η μέγιστη τιμή οπτικής ισχύος -9 dBm σε συνδυασμό με την παρουσία του MMI υποδεικνύει συνολικές απώλειες (*insertion loss*) 13 dB μέσα στον πομπό. Λεπτομερής ανάλυση των απωλειών αυτών, καθώς και ανάλυση του προϋπολογισμού οπτικής ισχύος για τη μετάδοση μέσα από τη ζεύξη παρατίθεται στη συνέχεια του κεφαλαίου.

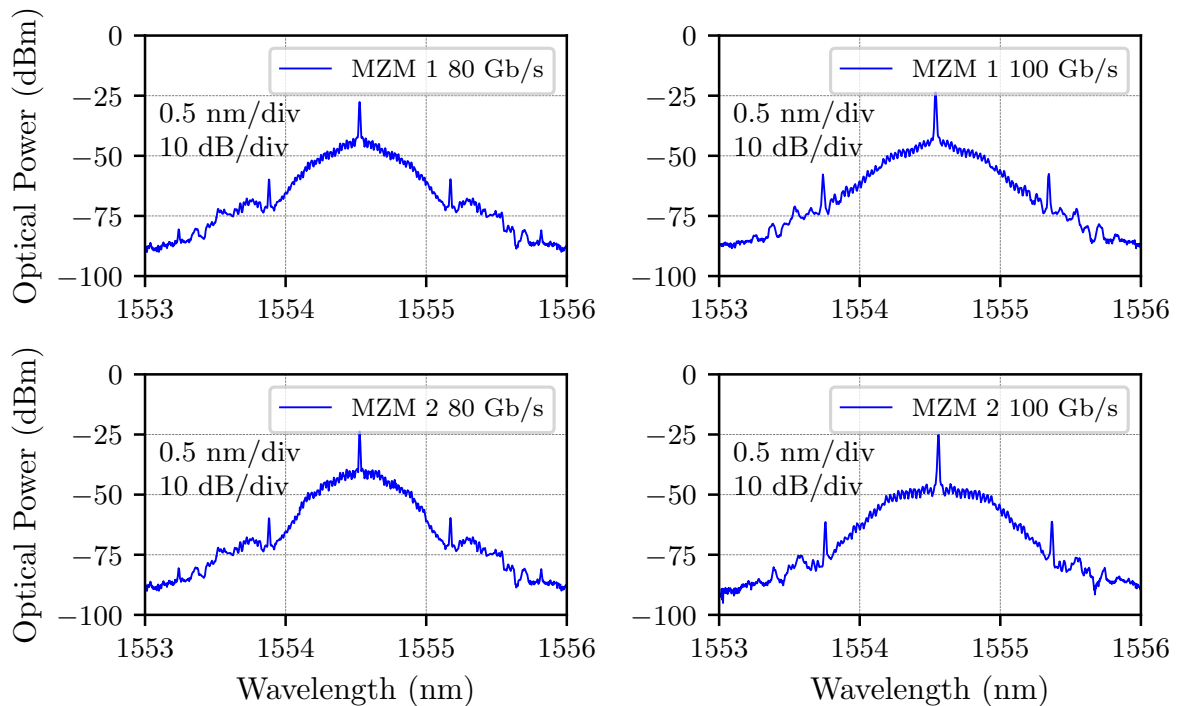
Η διαφορά των 15 mA στα ρεύματα των ολισθητών για την επίτευξη των ελαχίστων σημείων στην συνάρτηση μεταφοράς των MZM που φαίνονται στο σχήμα 3.28 (α) μπορεί να αποδοθεί σε τρεις λόγους. Ο πρώτος λόγος σχετίζεται με τα ελαφρώς διαφορετικά χαρακτηριστικά όπως μήκος, ωμική αντίσταση που έχουν οι θερμικοί ολισθητές για την ρύθμιση της φάσης κάθε MZM. Ο δεύτερος σχετίζεται με την πολύ μικρή διαφορά που αναμένεται μεταξύ των τοπικών θερμοκρασιών κοντά σε κάθε MZM. Αυτή η διαφορά πιθανόν να πηγάζει από τα διαφορετικά θερμικά φορτία που παράγονται από τα δυο MUX-DRV κυκλώματα, τους ελαφρά διαφορετικούς δρόμους διάχυσης της θερμότητας από τα δυο κυκλώματα αυτά και την ελαφρά διαφορετική επίδραση που μπορεί να έχει το TEC στους δυο MZM. Αυτή η διαφορά στις τοπικές θερμοκρασίες φέρνει τους δυο MZM σε ελαφρώς διαφορετικά σημεία λειτουργίας. Τέλος ο τρίτος λόγος σχετίζεται με την μικρή διαφορά στους τέσσερις βραχίονες των MZM (δυο για κάθε MZM) που θα περιμέναμε λόγω κατασκευαστικών ανοχών για MZM δομές με μήκος κοντά στο 1 cm. Είναι εξαιρετικά δύσκολο να εκτιμήσει κάποιος τη σχετική συνεισφορά κάθε παράγοντα, αλλά μπορούμε να υποθέσουμε με σχετικά καλή βεβαιότητα ότι και οι τρεις παράγοντες συνεισφέρουν στην παρατηρούμενη διαφορά στις συναρτήσεις μεταφοράς των MZM.

Το σχήμα 3.28 (β) παρουσιάζει αποτελέσματα από τον χαρακτηρισμό των pin φωτοδίοδων του δέκτη όσον αφορά την ευαισθησία στα 1553.4 nm, χρησιμοποιώντας την δίοδο λέιζερ του πομπού και μια κατάλληλη ενισχυτική βαθμίδα. Ο χαρακτηρισμός βασίστηκε στην μέτρηση του παραγόμενου, από κάθε φωτοδίοδο, φωτορεύματος συναρτήσεως της προσπίπτουσας οπτικής ισχύος και τον υπολογισμό της κλίσης της προσαρμοσμένης γραμμής. Όπως παρατηρείται η απόκριση κυμαίνεται από 0.47 A/W για φωτοδίοδο 4, έως 0.53 A/W για φωτοδίοδο 2 και βρίσκεται σε καλή συμφωνία με τις αρχικές *on-wafer* μετρήσεις. Η συγκεκριμένη διαδικασία χαρακτηρισμού υπέδειξε ένα πρόβλημα με την λειτουργία της φωτοδίοδου λόγω πιθανής ζημιάς κατά τη διάρκεια της διαδικασίας συναρμογής του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη.

### 3.4.3 Αποτελέσματα πειραμάτων μετάδοσης στα $2 \times 80$ και $2 \times 100$ Gb/s

Κατά τη διάρκεια αυτών των πειραμάτων το TEC του πομπού ήταν ρυθμισμένο στους  $23^\circ\text{C}$  και η θερμοκρασία του χώρου ήταν τυπικά στην περιοχή  $21 - 25^\circ\text{C}$

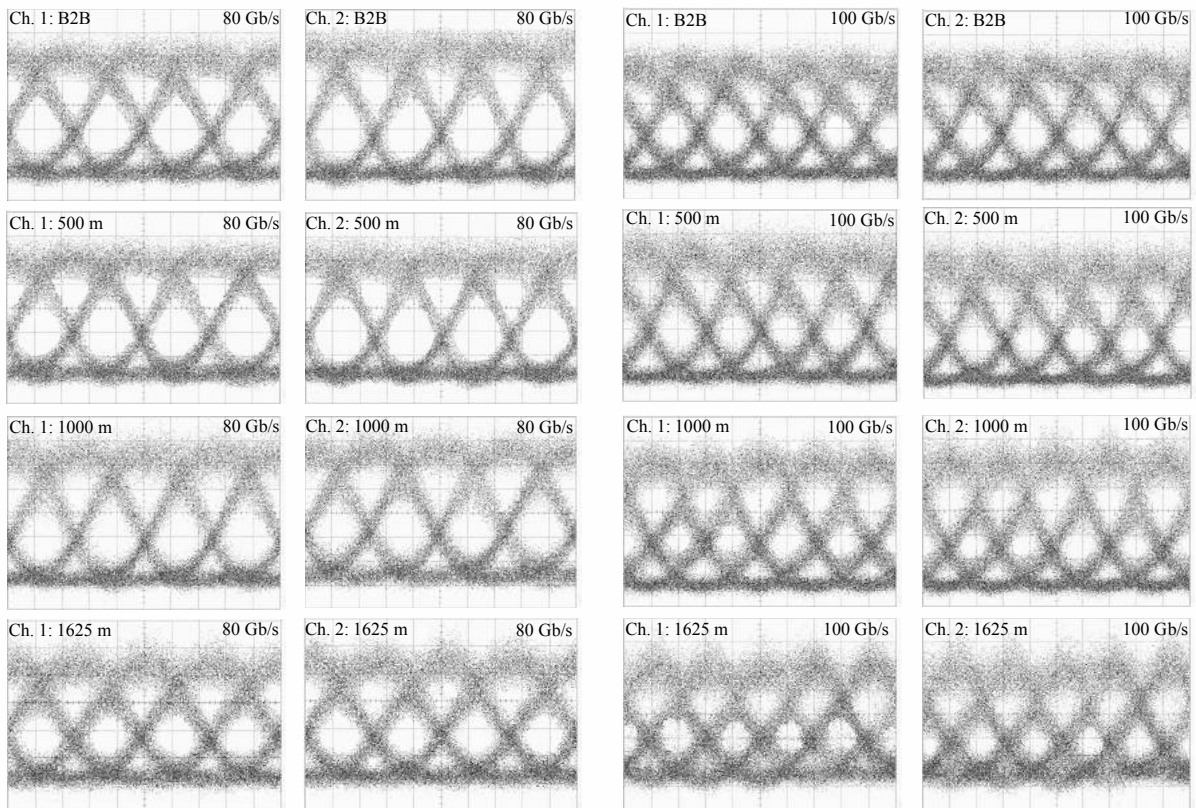
Το σχήμα 3.29 παρουσιάζει τα φάσματα στην έξοδο των δυο διαμορφωτών MZM για λειτουργία στα  $2 \times 80$  και  $2 \times 100$  Gb/s. Οι τυπικές κορυφές (τόνοι) στο φάσμα είναι εμφανείς εκατέρωθεν της κορυφής του οπτικού φέροντος με 80 GHz (0.64 nm) ή 100 GHz (0.8 nm) απόσταση αναλόγως το ρυθμό μετάδοσης, ενώ σε όλες τις περιπτώσεις το οπτικό φέρον είναι στο κέντρο και στα 1553.4 nm. Τα φάσματα αποκτήθηκαν τροφοδοτώντας τους διαμορφωτές με πολυπλεγμένα ηλεκτρικά σήματα



**Σχήμα 3.29:** Οπτικά φάσματα του διαμορφωμένου σήματος από κάθε MZM για 80 Gb/s και 100 Gb/s.

στα 80 και 100 Gb/s στην διάταξη που έχει παρουσιαστεί στην αρχή της ενότητας (σχήμα 3.25), ενισχύοντας τα οπτικά σήματα των δυο MZM από δυο ενισχυτές ίνας Ερβίου και καταγράφοντας τα σήματα διαδοχικά με έναν αναλυτή οπτικού φάσματος.

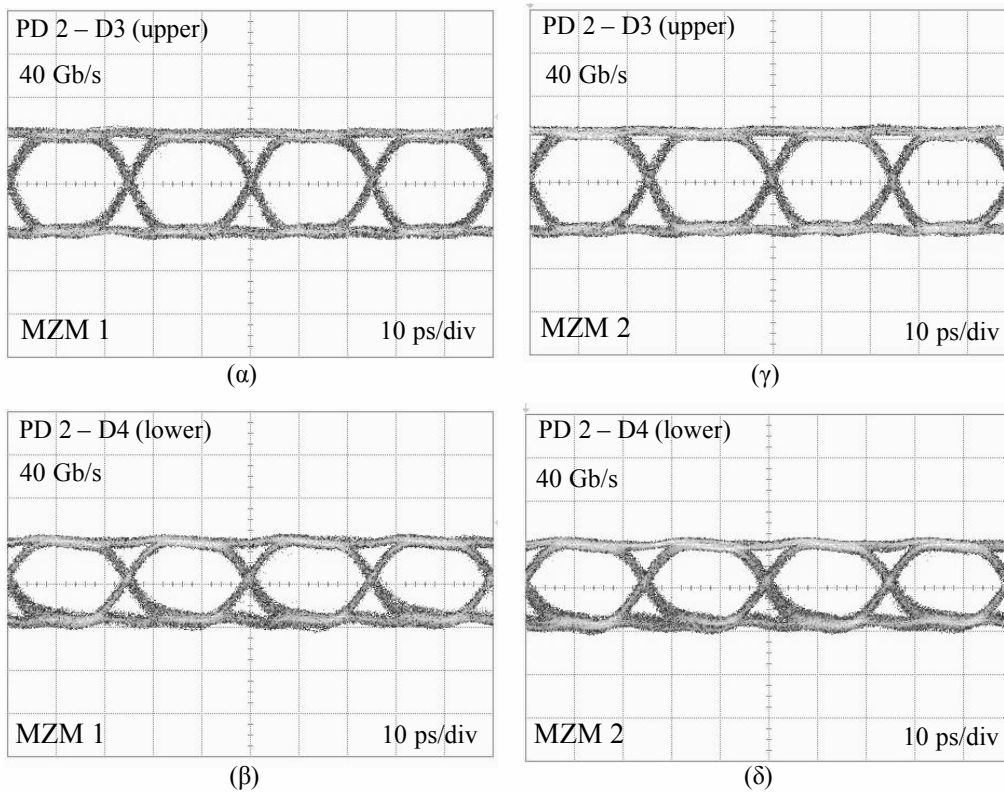
Το σχήμα 3.30(αριστερά) παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμού από την  $2 \times 80$  Gb/s λειτουργία του πομπού όπως προέκυψαν από την πειραματική διαδικασία. Τα διαγράμματα οφθαλμού αντιστοιχούν στα οπτικά σήματα ακριβώς στην έξοδο των δυο MZM και μετά από απόσταση 500 m, 1000 m και 1625 m SSMF και ανιχνεύθηκαν με τη βοήθεια ενός φωτοανιχνευτή με 70 GHz εύρος ζώνης. Η ομοιότητα μεταξύ των διαγραμμάτων οφθαλμού των δυο MZM υποδεικνύει την παρόμοια συμπεριφορά των δυο μεταδιδόμενων καναλιών και την ομοιογένεια της συστοιχίας πομπών στη συσκευή. Επιπρόσθετα, η μορφή, το άνοιγμα του οφθαλμού είναι σε συμφωνία με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάστηκαν στην υποενότητα 3.3 και στον αντίστοιχο πίνακα. Πιο συγκεκριμένα, η ποιότητα των πειραματικών διαγραμμάτων οφθαλμού διατηρείται για τα πρώτα 1000 m αλλά υποβιβάζεται στα ακόλουθα 625 m λόγω του φαινομένου της χρωματικής διασποράς. Οι 'λοφίσκοι' που παρατηρούνται στα προσομοιωμένα διαγράμματα οφθαλμού στα 1625 m και που συνοδεύονται με μείωση στο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού, βρίσκονται παρόντα και στα δυο πειραματικά διαγράμματα οφθαλμού με παρόμοια μείωση στο άνοιγμα. Το σχήμα 3.30(δεξιά) παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμού από την  $2 \times 100$  Gb/s λειτουργία του πομπού. Η ομοιότητα των διαγραμμάτων οφθαλμού των δυο MZM είναι έκδηλη και σε αυτήν την περίπτωση και τα πειραματικά αποτελέσματα συμβαδίζουν με τα αποτελέσματα προσομοιώσεων. Η ποιότητα του σήματος είναι καλή για μετάδοση μέχρι 500 m και εμφανίζει μέτρια επιδείνωση στα 1000 m. Ο υποβιβασμός του σήματος γίνεται δριμύτερος στα 1625 m και εκδηλώνεται με τη μορφή λοφίσκων στο πάνω μέρος των διαγραμμάτων οφθαλμού και δριμεία μείωση στην καθαρότητα και στο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού.



**Σχήμα 3.30:** Πειραματικά διαγράμματα οφθαλμού των διαμορφωμένων οπτικών σημάτων από κάθε MZM για (αριστερά) 80 Gb/s και (δεξιά) 100 Gb/s.

**Πίνακας 3.8:** Τιμές λόγου σβέσης για σήματα 80 Gb/s και 100 Gb/s (Πειραματικά δεδομένα).

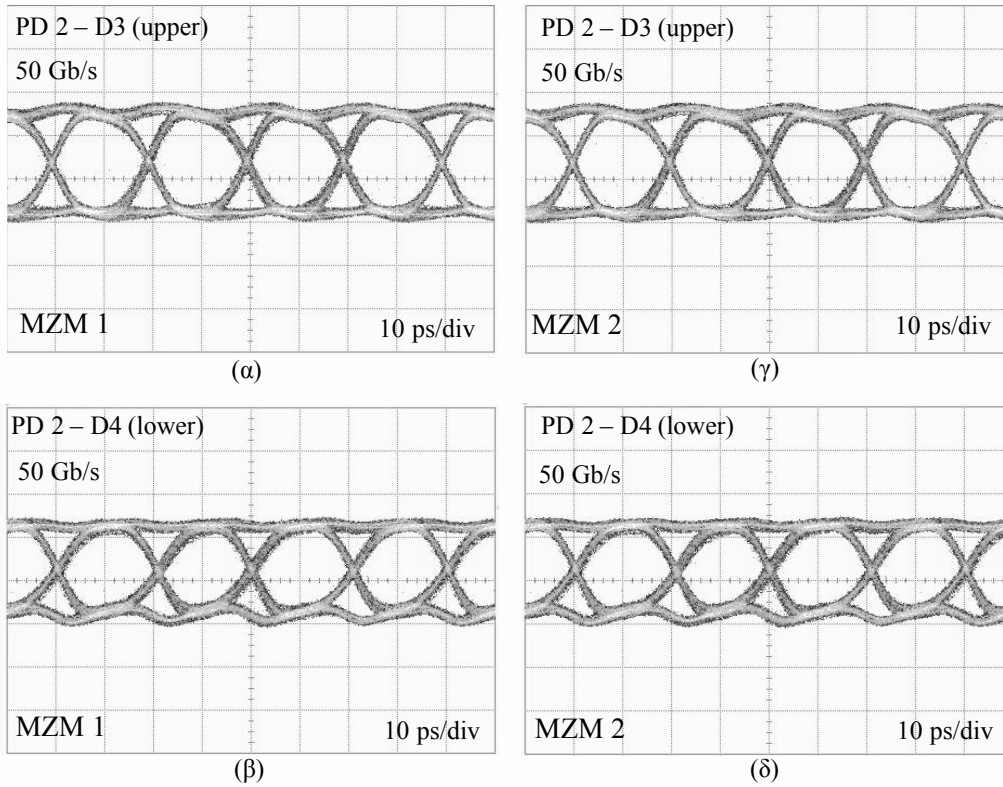
Διαμορφωτής (MZM 1/2)	Μήκος διάδοσης (m)	80 Gb/s		100 Gb/s	
		΄Πραγματικό΄ ER (dB)	Ενεργό ER (dB)	΄Πραγματικό΄ ER (dB)	Ενεργό ER (dB)
MZM 1	0 (B2B case)	10.9	10.7	9.5	8.9
MZM 1	500	10.3	9.2	9.4	8.9
MZM 1	1000	9.6	9.0	8.6	7.8
MZM 1	1625	8.5	6.9	7.5	5.5 (εκτίμηση)
MZM 2	0 (B2B case)	11.0	10.9	9.6	9.0
MZM 2	500	10.5	9.5	9.5	9.2
MZM 2	1000	9.8	9.1	8.7	8.3
MZM 2	1625	8.5	7.0	7.2	5.5 (εκτίμηση)



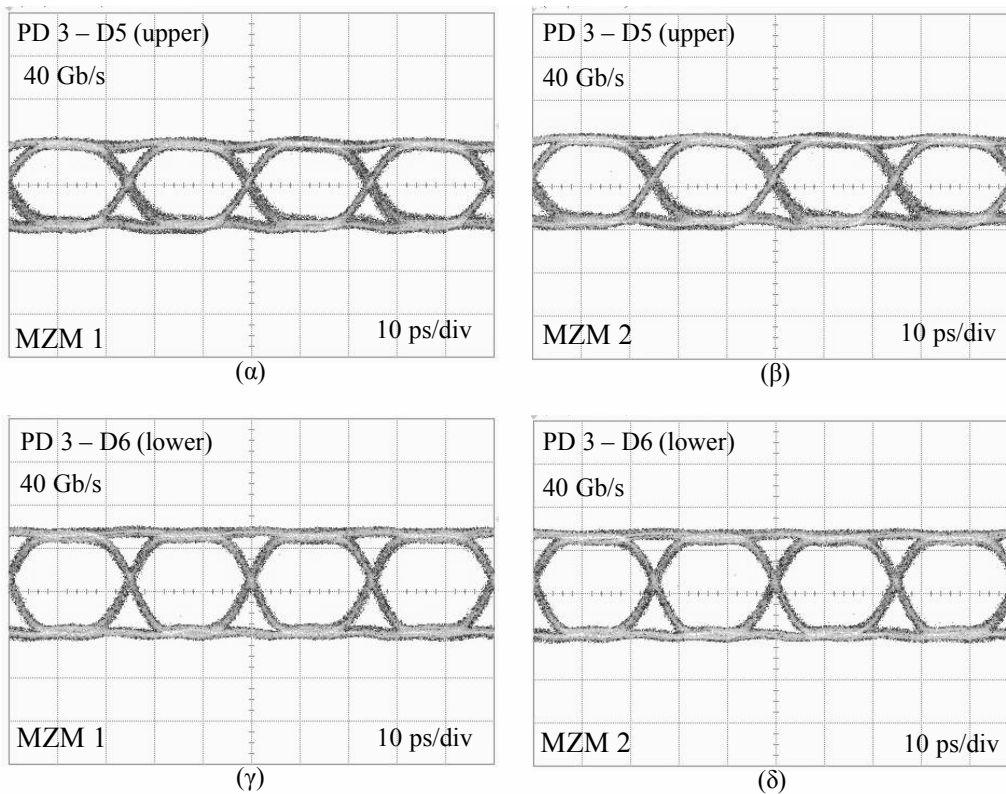
**Σχήμα 3.31:** Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 40 Gb/s από το δεύτερο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ).

Ο πίνακας 3.8 συνοψίζει τις τιμές των λόγων σβέσης (ER) για τα 80 Gb/s και 100 Gb/s σήματα, παρουσιάζοντας και το 'πραγματικό' (ER) στην αρχή της μετάδοσης, όπως αυτό ρυθμίστηκε με το σημείο πόλωσης του διαμορφωτή, και τις τιμές του ενεργού λόγου σβέσης στο τέλος της μετάδοσης, καθώς αυτές επηρεάστηκαν από την επιπλέον υποβίβαση του λόγου σβέσης λόγω του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (*inter-symbol interference*). Σημειώνεται πως για τα 100 Gb/s σήματα μετά τα 1625 m, δεν ήταν δυνατόν να μετρηθεί ο ενεργός λόγος σβέσης με το αυτοματοποιημένο υπολογισμό του λογισμικού του ψηφιακού αναλυτή (*digital communications analyzer*) λόγω της χαμηλής ποιότητας αυτών των σημάτων. Παρόλα αυτά μπορεί να εκτιμηθεί ότι ο ενεργός λόγος σβέσης σε αυτήν την περίπτωση είναι περίπου 5.5 dB. Ο πειραματικός υπολογισμός του 'πραγματικού' λόγου σβέσης πραγματοποιήθηκε σε κάθε οπτικό σήμα πριν από το ξεκίνημα της μετάδοσης στο πραγματικό ρυθμό μετάδοσης. Για αυτόν τον υπολογισμό χρησιμοποιήσαμε τα διαγράμματα οφθαλμού αλλά και τμήματα του ίχνους (*traces*) των οπτικών σημάτων (για τις χαμηλότερης τάξης PRBS) με μακριές αλληλουχίες '1' και '0' ούτως ώστε να αποκλείσουμε φαινόμενα προερχόμενα από περιορισμούς στο εύρος ζωνής. Το ενεργό υπολογίστηκε ξανά μετά τη μετάδοση του σήματος από τα διαγράμματα οφθαλμού. Το πέναλτυ λόγω διασυμβολικής παρεμβολής μπορεί να εξαχθεί συγκρίνοντας το 'πραγματικό' ER με το 'ενεργό' ER.

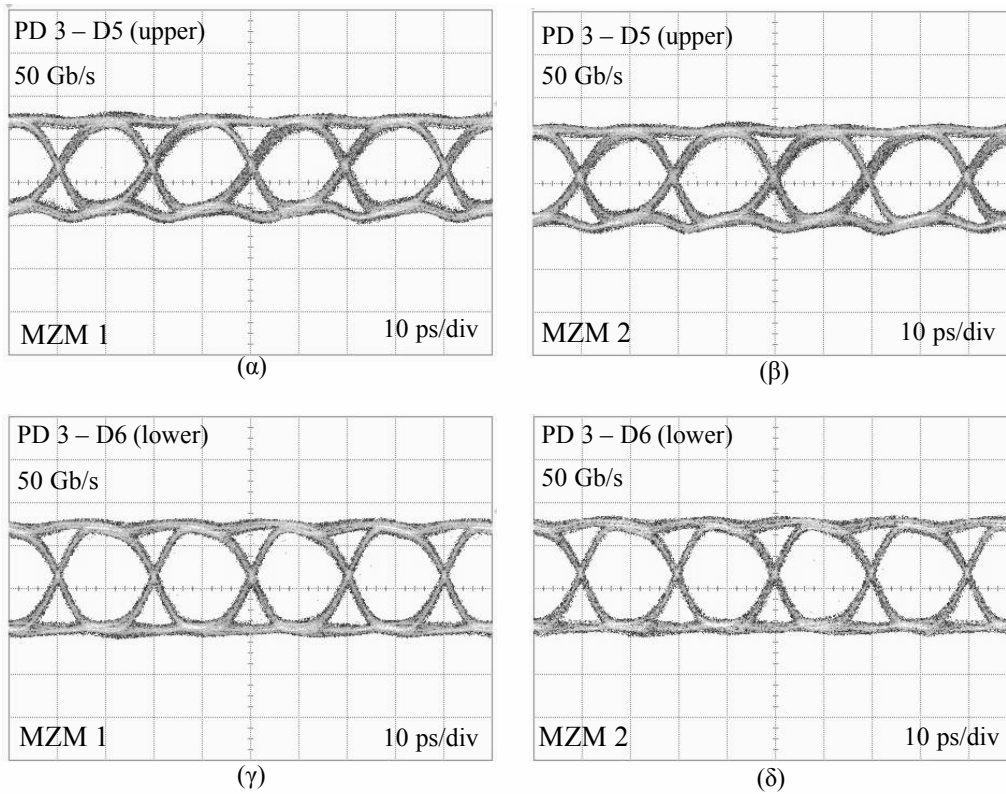
Η πραγματική αξιολόγηση των οπτικών σημάτων στα 80 Gb/s και 100 Gb/s βασίζεται στη χρήση του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη. Όπως έχει ήδη περιγραφεί και πιο πάνω, το εισερχόμενο οπτικό σήμα ανιχνεύεται από μια φωτοδίοδο και αποπολυπλέκεται σε δυο ηλεκτρικά σήματα (συνιστώσες), είτε 40 Gb/s είτε 50 Gb/s ανάλογα με τον αρχικό ρυθμό μετάδοσης, από την αντίστοιχη μονάδα αποπολυπλεξίας του διπλού DEMUX κυκλώματος.



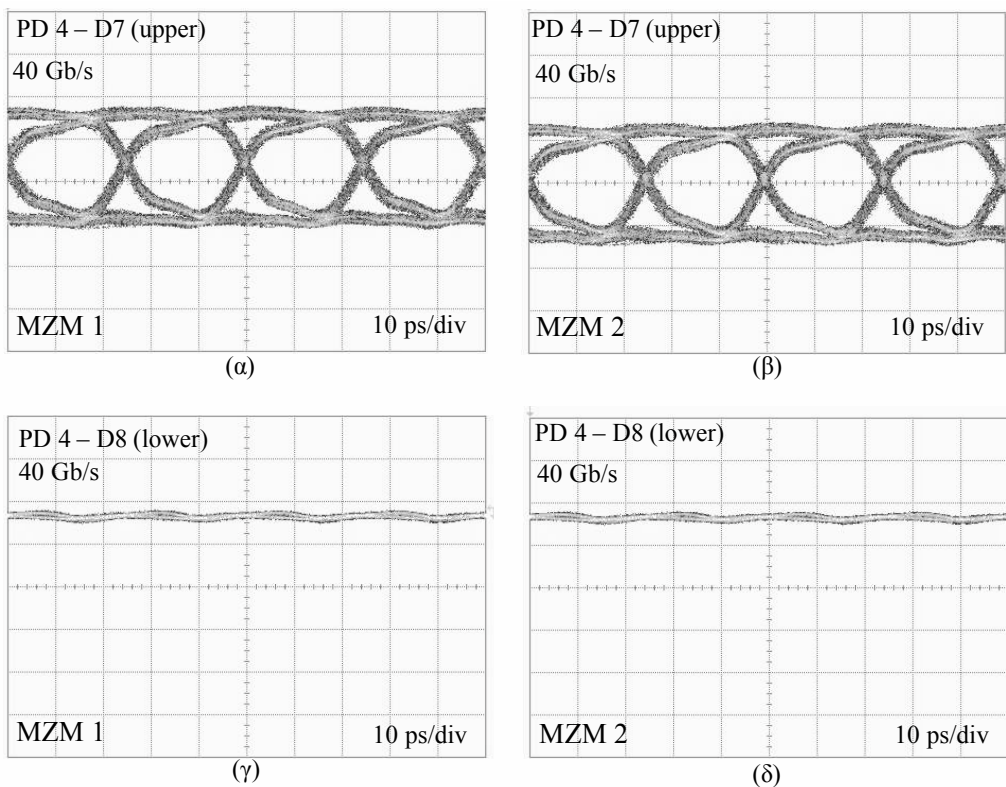
**Σχήμα 3.32:** Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 50 Gb/s από το δεύτερο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ).



**Σχήμα 3.33:** Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 40 Gb/s από το τρίτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ).

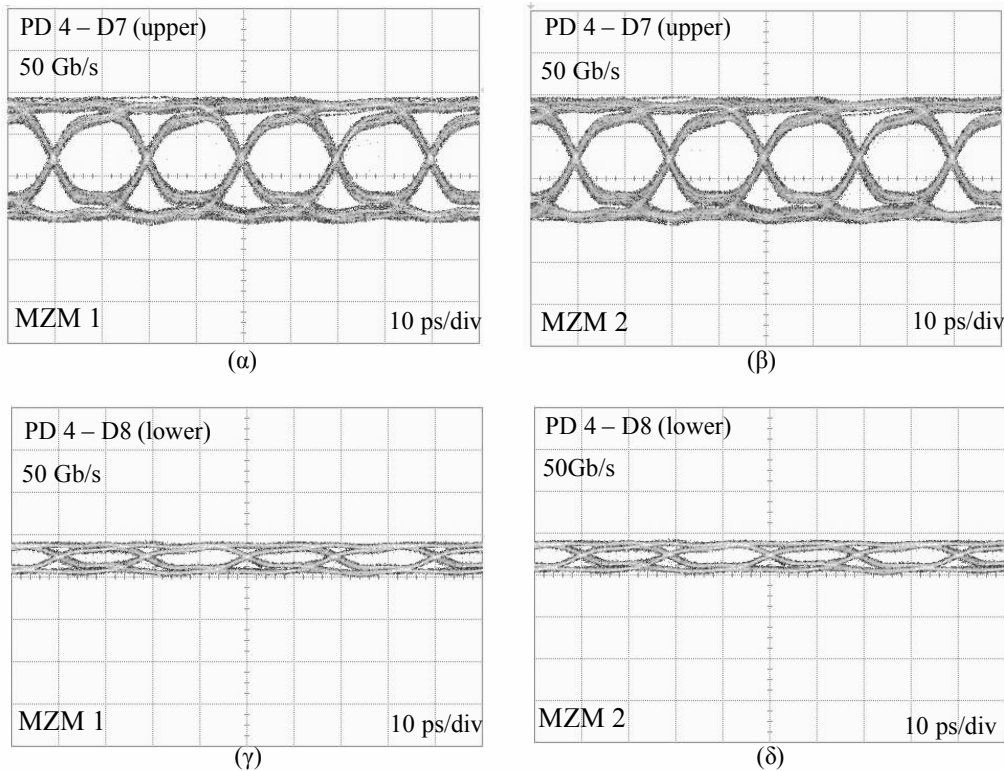


**Σχήμα 3.34:** Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 50 Gb/s από το τρίτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ).



**Σχήμα 3.35:** Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 40 Gb/s από το τέταρτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ).





**Σχήμα 3.36:** Διαγράμματα οφθαλμού των δυο αποπολυπλεγμένων συνιστωσών στα 50 Gb/s από το τέταρτο κανάλι του δέκτη για οπτικό σήμα από τον MZM 1 (α)-(β) και από τον MZM 2 (γ)-(δ).

**Πίνακας 3.9:** Μετρήσεις πλάτους και χρονισμού για ηλεκτρικά σήματα 40 Gb/s μετά από κάθε έξοδο του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη

Θύρα	ER (dB)	Jitter rms (fs)	Jitter p-p (ps)	Rise time (ps)	Fall time (ps)	eye S/N (dB)	eye width (ps)	Vpp (mV)
D3	8.13	534	2.67	10.44	9.33	11.29	23.22	263.12
D4	7.72	607	3.33	10.22	9.56	11.55	21.74	255.67
D5	7.29	586	2.89	9.56	18.89	10.95	21.15	225.13
D6	7.06	663	3.56	4.67	14.44	10.23	21.29	228.35
D7	7.18	773	3.78	15.11	14.22	8.78	20.59	243.42
D8	-	-	-	-	-	-	-	-

Στα σχήματα 3.31 έως 3.36 παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού από την  $2 \times 80$  Gb/s και  $2 \times 100$  Gb/s λειτουργία του πομπού μετά την ανίχνευση του οπτικού σήματος από τα κανάλια 2, 3 και 4 του δέκτη σε B2B σύνδεση. Το κανάλι 1 (πρώτη φωτοδίοδος) δεν δούλεψε λόγω βλάβης. Από τα διαγράμματα φαίνεται η καλή λειτουργία του κυκλώματος. Στην τέταρτη φωτοδίοδο, η D8 έξοδος του κυκλώματος αποπολυπλεξίας δεν έδινε σήμα στην έξοδο πιθανόν λόγω βλάβης. Στα διαγράμματα οφθαλμού μετρήθηκαν και οι τιμές ER (dB), jitter (rms), jitter p-p (ps), rise time (ps), fall time (ps), eye S/N (dB), eye width (ps), Vpp (mV), οι οποίες δίνονται στους παρακάτω πίνακες.

Όπως φαίνεται από τους πίνακες 3.9 και 3.10 όλα τα κανάλια του εμφάνισαν καλή απόδοση. Μετά από αυτό το στάδιο αποπολυπλεξίας, το κανάλι κι πιο συγκεκριμένα η συνιστώσα του καναλιού που εξετάζεται εκείνη τη στιγμή περνά από ένα ακόμα στάδιο αποπολυπλεξίας από τον εξωτερικό 1:4 απολυπλέκτη της πειραματικής διάταξης και οι συνιστώσες στα 10 Gb/s και 12.5 Gb/s κατευθύνονται

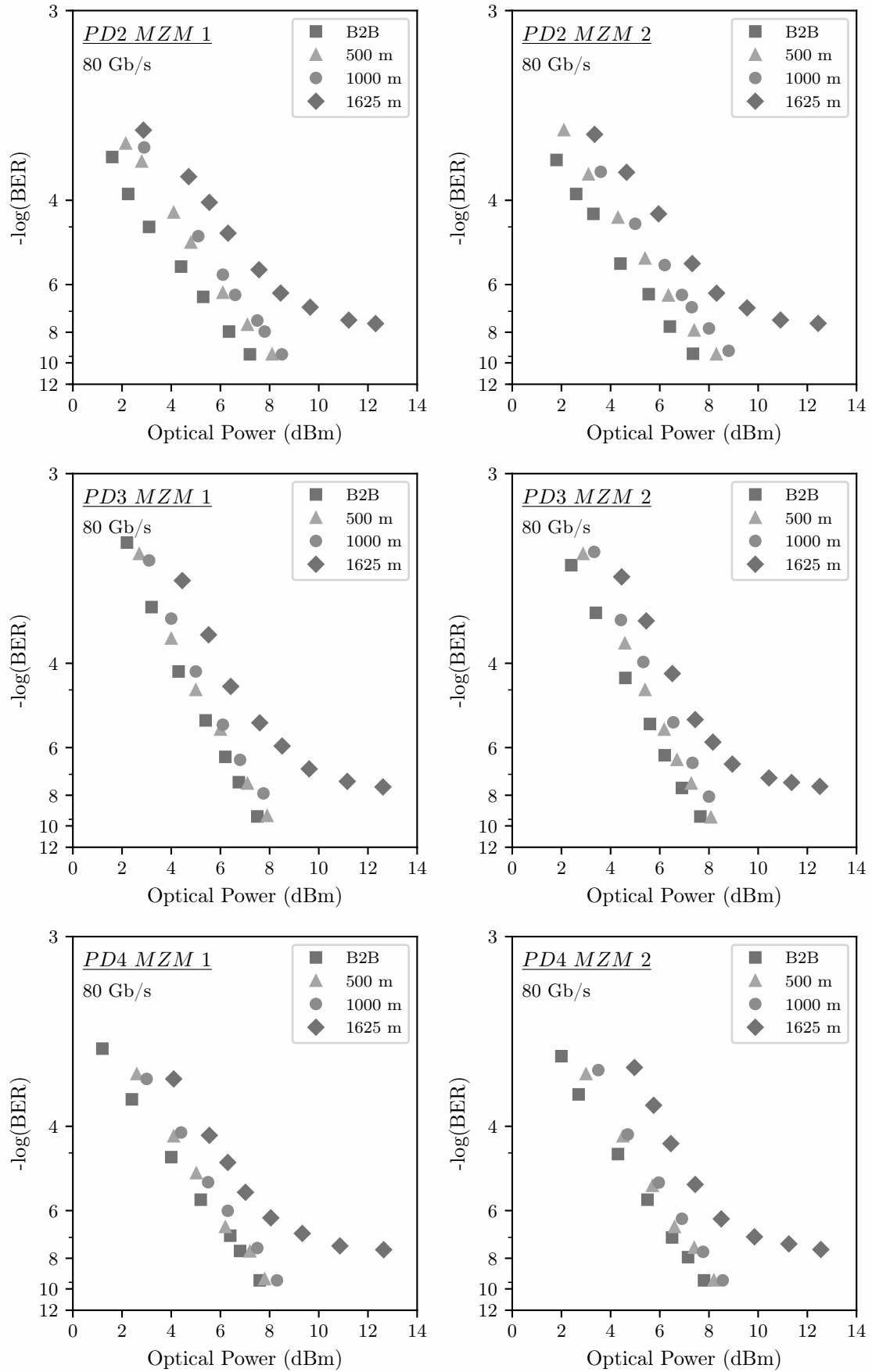
**Πίνακας 3.10:** Μετρήσεις πλάτους και χρονισμού για ηλεκτρικά σήματα 50 Gb/s μετά από κάθε έξοδο του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη

Θύρα	ER (dB)	Jitter rms (fs)	Jitter p-p (ps)	Rise time (ps)	Fall time (ps)	eye S/N S/N (dB)	eye width (ps)	Vpp (mV)
D3	8.35	418	2.44	9.78	10.67	11.36	17.54	277.63
D4	7.64	358	1.78	9.11	10.44	11.83	17.58	272.03
D5	7.67	556	2.89	12.89	8.89	10.57	15.89	258.56
D6	7.45	573	3.11	12.89	8.00	11.13	17.42	210.28
D7	7.34	455	2.67	18.22	16.89	7.76	17.20	303.24
D8	-	-	-	-	-	-	-	-

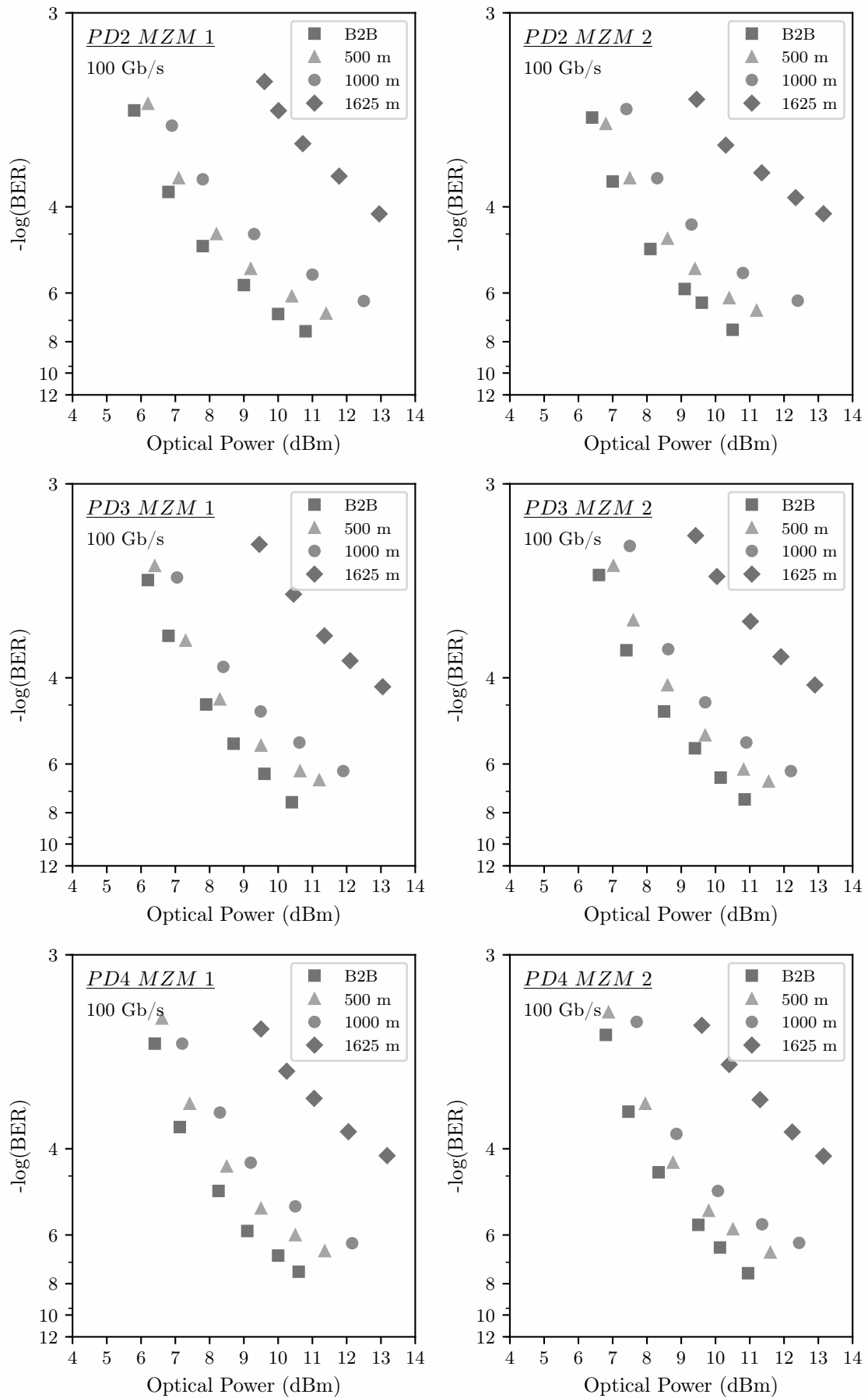
προς το κύκλωμα αξιολόγησης λαθών BER όπως φαίνεται και στην πειραματική διάταξη στο σχήμα 3.25.

Για να αξιολογηθεί η απόδοση κάθε καναλιού του δέκτη και η ομοιογένεια του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη συνολικά, χαρακτηρίστηκαν οι έξι πιθανοί συνδυασμοί των MZM διαμορφωτών και των καναλιών. Οι καμπύλες μέτρησης του ρυθμού των λαθών (BER curves) για τους δυο διαμορφωτές MZM και χρησιμοποιώντας όλα τα κανάλια (φωτοδιόδους) του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη διαδοχικά, για ρυθμό μετάδοσης 80 Gb/s παρουσιάζονται στο σχήμα 3.37. Οι καμπύλες BER αποκτήθηκαν για διαφορετικές αποστάσεις μετάδοσης, ξεκινώντας από απευθείας σύνδεση πομπού-δέκτη (B2B), ύστερα για 500 m, 1000 m έως τα 1625 m. Σε κάθε γράφημα για κάθε απόσταση παρουσιάζεται η καμπύλη BER της χειρότερης από τις οχτώ αποπολυπλεγμένες συνιστώσες στα 10 Gb/s. Η ομοιότητα των καμπυλών για τις ίδιες αποστάσεις μετάδοσης στα έξι διαγράμματα υποδεικνύει την ομοιογένεια του  $2 \times 100$  Gb/s πομπού και του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη. Επιπρόσθετα, παρουσιάζεται σχεδόν 3 dB βελτίωση αυτών των καμπυλών συγκριτικά με τις αντίστοιχες καμπύλες στη αναφορά [45] όπου είχε δειχτεί ο ίδιος πομπός αλλά με προηγούμενης γενιάς 100 Gb/s pin-DEMUX δέκτη ενός καναλιού. Αυτό δείχνει επίσης τα βήματα βελτίωσης που έγιναν σε έναν ήδη τελευταίας τεχνολογίας δέκτη, λαμβάνοντας επίσης υπόψη την μορφή συστοιχίας του δέκτη και το σημαντικά χαμηλότερο πλάτος Vpp (περίπου 700 mVpp) του σήματος ρολογιού στην είσοδο της συσκευής. Για όλους τους συνδυασμούς καναλιού δέκτη και MZM οι καμπύλες για αποστάσεις μέχρι 1000 m μπορούν να φτάσουν επίπεδα BER μέχρι  $10^{-10}$ . Για τα 1625 m οι καμπύλες αρχίζουν να εμφανίζουν ένα ελάχιστο φράγμα (*error floor*) το οποίο είναι χαμηλότερο από  $10^{-8}$  (σχήμα 3.37).

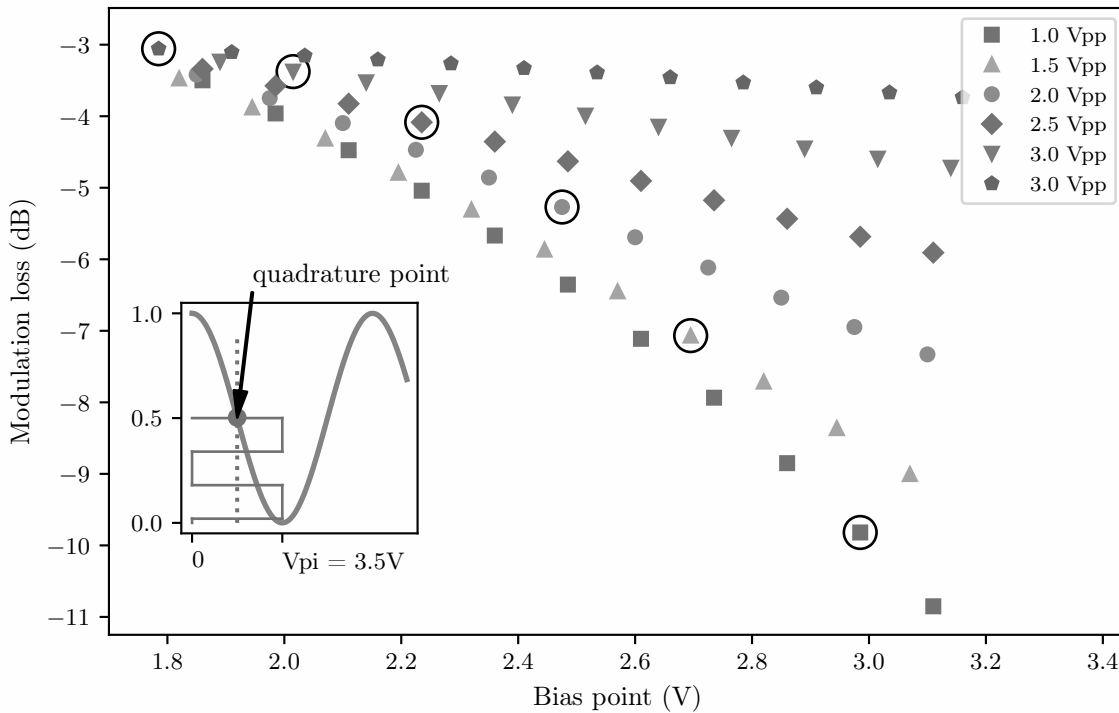
Το σχήμα 3.38 παρουσιάζει τις αντίστοιχες καμπύλες μέτρησης λαθών για ρυθμό μετάδοσης 100 Gb/s. Η ομοιογένεια της απόδοσης του  $2 \times 100$  Gb/s πομπού και του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη επιβεβαιώνονται επίσης για αυτόν τον ρυθμό μετάδοσης από τις καμπύλες των έξι διαγραμμάτων του σχήματος. Σε όλες τις περιπτώσεις οι επιτευχθείμες τιμές BER για τις B2B είναι χαμηλότερες από  $10^{-8}$ , κυμαίνονται από  $6 \cdot 10^{-8}$  έως  $9 \cdot 10^{-9}$  και παραμένουν χαμηλότερες από  $10^{-7}$  για αποστάσεις μετάδοσης μέχρι 1000 m. Στα 1625 m η επίδραση της χρωματικής διασποράς είναι σημαντική και οδηγεί σε τιμές BER της τάξης  $10^{-5}$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι αυτό το επίπεδο BER επιτρέπει σημαντικά χαμηλούς ρυθμούς λαθών και αξιόπιστη μετάδοση μεταξύ συνδέσεων υπολογιστικών κέντρων χρησιμοποιώντας κατάλληλα σχήματα διόρθωσης λαθών (*forward error correction* - FEC) όπως αυτά που περιγράφονται στο πρότυπο IEEE P802.3bj για σήματα ρυθμών μετάδοσης 100 Gb/s δια μέσου *backplanes* και χάλκινων καλωδίων [46]. Κλείνοντας την υποενότητα σημειώνουμε ότι δεν παρατηρήθηκαν θέματα σχετικά με την αξιοπιστία και απόδοση της πολυμερικής συσκευής κατά τη διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας, η οποία διήρκεσε σχεδόν 75 ώρες λειτουργίας συνολικά.



**Σχήμα 3.37:** Καμπύλες BER για κάθε έναν από τους δυο MZM και για τρία κανάλια του δέκτη για ρυθμό μετάδοσης 80 Gb/s.



**Σχήμα 3.38:** Καμπύλες BER για κάθε έναν από τους δυο MZM και για τρία κανάλια του δέκτη για ρυθμό μετάδοσης 100 Gb/s.



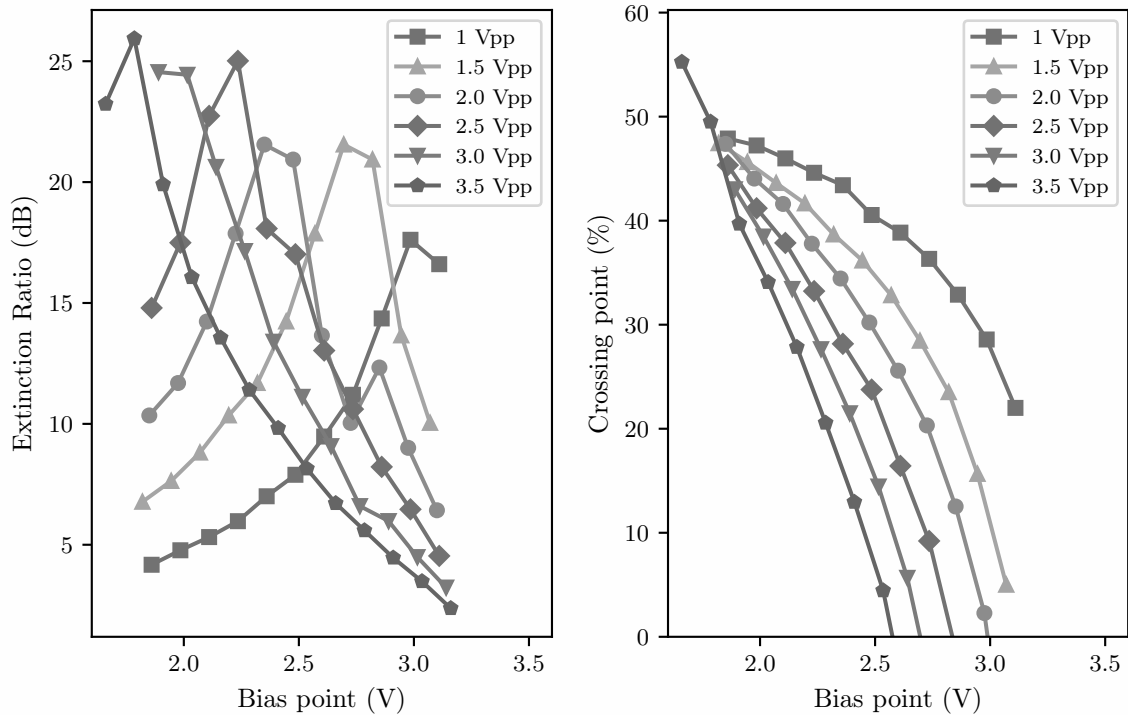
**Σχήμα 3.39:** Εξάρτηση των απωλειών διαμόρφωσης σε σχέση με το διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης και του σημείου πόλωσης του διαμορφωτή MZM. Τα κυκλωμένα σημεία δείχνουν τα βέλτιστα σημεία λειτουργίας που εξασφαλίζουν υψηλό λόγο σβέσης για κάθε τιμή πλάτους.

Αυτό είναι σε συμφωνία με τα ευρήματα και τα συμπεράσματα μιας μελέτης για την αξιοπιστία της ΕΟ πολυμερικής πλατφόρμας [38].

### 3.4.4 Ανάλυση της ευαισθησίας του συστήματος και του προϋπολογισμού της οπτικής ισχύος

Από τα διαγράμματα στα σχήματα 3.37 και 3.38 της προηγούμενης υποενότητας γίνεται φανερό ότι η απαιτούμενη οπτική ισχύς στο δέκτη είναι περίπου 10 dBm. Παρόλα αυτά η οπτική ισχύς των διαμορφωμένων σημάτων στην έξοδο κάθε MZM ήταν περίπου -15 dBm, αφήνοντας έτσι ένα κενό 25 dBm που έπρεπε να καλυφθεί στις μελέτες μας από το κέρδος ενός ενισχυτή ίνας ερβίου (EDFA). Η οπτική ισχύς εξόδου (-15 dBm) προκύπτει υπολογίζοντας την οπτική ισχύ εξόδου της διόδου λέιζερ (+7 dBm), τις εγγενείς απώλειες του πομπού (13 dB), τις απώλειες λόγω *splitting* του MMI συζεύκτη (3 dBm) και τις απώλειες διαμόρφωσης κάθε MZM (σχεδόν 6 dB). Η τελευταία τιμή συμπεριλαμβάνει τα 3 dB απωλειών λόγω της κωδικοποίησης των '1' των δεδομένων με πιθανότητα 50% και επιπλέον απώλειες λόγω του ελλιπούς διαθέσιμου πλάτους οδήγησης στον διαμορφωτή συγκριτικά με το απαιτούμενο. Όπως έχει αναφερθεί ο διαμορφωτής απαιτεί πλάτος  $V_{\pi} = 3.5$  V, ενώ το διαθέσιμο πλάτος ήταν σημαντικά χαμηλότερο.

Το σχήμα 3.39 παρουσιάζει την εξάρτηση των απωλειών διαμόρφωσης σε σχέση με το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης και το σημείο πόλωσης του MZM, και δείχνει πως αν το σημείο πόλωσης έχει επιλεγεί κατάλληλα ώστε να μεγιστοποιεί τον λόγο σβέσης (όπως στην περίπτωση των B2B μετρήσεων), οι απώλειες διαμόρφωσης αντιστοιχούν σε μια τιμή πλάτους οδήγησης χαμηλότερη από 2 V. Από το σχήμα φαίνεται επίσης πως όσο χαμηλότερο είναι το πλάτος οδήγησης, τόσο αυξάνονται



**Σχήμα 3.40:** Εξάρτηση του λόγου σβέσης (αριστερά) και του σημείου διασταύρωσης του διαγράμματος οφθαλμού (δεξιά) σε σχέση με το διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης και του σημείου πόλωσης του διαμορφωτή MZM

οι απώλειες διαμόρφωσης ακόμα κι αν το σημείο πόλωσης επιλεγεί αρκετά χαμηλά στην συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή (δηλαδή σε τιμές τάσης που πλησιάζουν το  $V_{\pi}$ ) που εξασφαλίζουν ικανοποιητικό λόγο σβέσης. Η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή και το ιδανικό σημείο πόλωσης που βρίσκεται στο μέσον της συνάρτησης μεταφοράς (*quadrature point*) και της γραμμικής περιοχής, φαίνονται στο ένθετο του ίδιου σχήματος. Η μεγιστοποίηση του λόγου σβέσης ακόμα και με χαμηλότερο διαθέσιμο πλάτος επιτυγχάνεται μετακινώντας το σημείο πόλωσης κοντά στην τιμή  $V_{\pi}$  που η συνάρτηση μεταφοράς έχει την ελάχιστη τιμή. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται πως το ηλεκτρικό σήμα θα 'σβήνει' ικανοποιητικά τον πομπό κατά τη διάρκεια των 'μηδεν' και δεν θα εξέρχεται οπτική ισχύς από τον πομπό.

Το σχήμα 3.39(αριστερά) δείχνει την εξάρτηση του λόγου σβέσης του σήματος που εξέρχεται από τον πομπό σε σχέση με το σημείο πόλωσης και το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης. Όπως αναφέρθηκε και πιο πριν ακόμα και για χαμηλά πλάτη οδήγησης, υπάρχει σημείο πόλωσης τέτοιο ώστε η τιμή του λόγου σβέσης να μεγιστοποιείται αλλά και να προσφέρει ικανοποιητικό λόγο σβέσης. Παρόλα αυτά η μέγιστη τιμή του λόγου σβέσης που μπορεί να επιτευχθεί μειώνεται όσο μειώνεται το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης. Αυτό εξηγείται γιατί αν και η μετακίνηση του σημείου πόλωσης βοηθάει στο να 'σβήνει' ικανοποιητικά ο πομπός στο 'μηδέν', παρόλα αυτά δεν έχει αρκετό πλάτος για να φθάσει ψηλά στην συνάρτηση μεταφοράς και να ανοίξει τον πομπό κατά τη διάρκεια του 'άσσου'.

Το σχήμα 3.39(δεξιά) δείχνει την εξάρτηση του σημείου διασταύρωσης του διαγράμματος οφθαλμού του σήματος που εξέρχεται από τον πομπό σε σχέση με το σημείο πόλωσης και το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης. Το σχήμα δείχνει ότι η μετακίνηση του σημείου πόλωσης για όλες τις τιμές πλάτους οδήγησης οδηγεί σε ραγδαία μείωση της τιμής του σημείου διασταύρωσης μακριά από την ιδανική

50%.

Τα παραπάνω διαγράμματα έδωσαν εικόνα για την επίδραση του χαμηλότερου διαθέσιμου πλάτους οδήγησης σε μια σειρά από σημαντικές παραμέτρους, με την σημαντικότερη να είναι οι απώλειες διαμόρφωσης. Όσον αφορά την απόκλιση του ονομαστικού πλάτους οδήγησης που το κύκλωμα MUX-DRV μπορεί να αποδώσει (3 V) αυτή αποδίδεται στην παρουσία του DC-block και τις γενικότερες απώλειες της ηλεκτρικής σύνδεσης μεταξύ του MUX-DRV κυκλώματος και του MZM.

Από τα παραπάνω είναι φανερό πως υπάρχει και μεγάλη διαφορά μεταξύ της τιμής της οπτικής ισχύος στην έξοδο του πομπού και της απαιτούμενης οπτικής ισχύος στην είσοδο του δέκτη. Οι δρόμοι που μπορεί να ακολουθήσει κανείς για την εξάλειψη της ανάγκης για οπτική ενίσχυση είναι δυο. Ο πρώτος σχετίζεται με την βελτίωση του προϋπολογισμού της οπτικής ισχύος στη μεριά του δέκτη μέσω της αύξησης στην ισχύ εξόδου της διόδου λέιζερ από 7 dBm σε 12 dBm, την μείωση των απωλειών (*insertion loss*) της συσκευής από 13 dB σε 8 dB, και την μείωση των απωλειών διαμόρφωσης από 6 dB σε 3.5 dB δια μέσου της βελτίωσης της ηλεκτρικής σύνδεσης του MUX-DRV κυκλώματος και του MZM. Η υπόλοιπη διαφορά μπορεί να καλυφθεί με βελτίωση της ευαισθησίας του δέκτη και αφορά στον δεύτερο δρόμο.

Η βελτίωση της ευαισθησίας του δέκτη κατά 12.5 dB, ούτως ώστε να επιτευχθεί ευαισθησία κοντά στα 0 dBm, είναι εφικτή αν και όχι απλή ακολουθώντας και εδώ δυο διακριτά μονοπάτια. Το πρώτο σχετίζεται με την βελτίωση της ευαισθησίας του διπλού DEMUX κυκλώματος, που χαρακτηρίζει το ελάχιστο πλάτος του ηλεκτρικού σήματος εισόδου για σωστή αποπολυπλεξία και τελικώς καθορίζει την συνολική ευαισθησία του δέκτη. Αυτή η ευαισθησία είναι τώρα περίπου 60 mV για 100 Gb/s σήματα εισόδου, αλλά μπορεί να βελτιωθεί περαιτέρω (πιθανόν μέχρι τα 40 mV) μέσω βελτιώσεων στο σχέδιο του κυκλώματος και της απόδοσης της βασικής InP-DHBT τεχνολογίας τρανζίστορ. Το δεύτερο μονοπάτι είναι πιο δραστικό και σχετίζεται με την βελτίωση του μπροστινού μέρους (*front-end*) του δέκτη που ανιχνεύει το οπτικό σήμα και παρέχει το ηλεκτρικό σήμα στο διπλό DEMUX κύκλωμα δια μέσου μιας προσεχτικά σχεδιασμένης ηλεκτρικής σύνδεσης. Αυτό το *front-end* στην  $4 \times 100$  pin-DEMUX συσκευή βασίζεται σε ατερμάτιστες pin φωτοδιόδους χωρίς κανένα τρόπο ηλεκτρικής ενίσχυσης και υποτίθεται ότι παρέχουν υψηλό κέρδος μετατροπής (*conversion gain*) 26 V/W που ορίζεται ως το πηλίκο του πλάτος του παρεχόμενου ηλεκτρικού σήματος προς το πλάτος του διαμορφωμένου οπτικού σήματος που ανιχνεύεται. Καθόσον η ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ των ατερμάτιστων φωτοδιοδών και των DEMUX κυκλωμάτων δεν έχει βελτιστοποιηθεί ακόμα, το ενεργό κέρδος μετατροπής γίνεται αρκετά μικρότερο (περίπου 10 V/W). Μέσα σε αυτό το πλαίσιο, το συγκεκριμένο μονοπάτι βελτίωσης περιλαμβάνει την ολοκλήρωση TWAs μετά από τις φωτοδιόδους για ηλεκτρική ενίσχυση των σημάτων και την βελτιστοποίηση της ηλεκτρικής σύνδεσης του *front-end* και του DEMUX. Προσομοιώσεις που έχουν γίνει στα πλαίσια του έργου, έχουν δείξει την δυνατότητα για κέρδος μετατροπής μέχρι 150 V/W και τα πρώτα αποτελέσματα χαρακτηρισμού τέτοιων δομών είναι ενθαρρυντικά. Το βελτιωμένο κέρδος μετατροπής σε συνδυασμό με το βελτιωμένο σχεδιασμό της ηλεκτρικής σύνδεσης (περίπου 11 dB) και την βελτίωση στην ευαισθησία του κυκλώματος DEMUX ( $> 1.5$  dB) είναι εφικτή μια συνολική βελτίωση μεγαλύτερη από 12.5 dB. Σημειώνεται ότι η προσθήκη των TWAs θα προκαλέσει και μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος όπως και περιγράφεται στις ακόλουθες παραγράφους αναλυτικότερα.

Από τις προτεινόμενες βελτιώσεις στη μεριά του πομπού μόνο η αύξηση της οπτικής ισχύος εξόδου της διόδου λέιζερ ενδέχεται να έχει αντίκτυπο στην κατανάλωση του πομπού, καθώς οι υπόλοιπες

αφορούν ελάττωση των απωλειών. Η αύξηση της κατανάλωσης δεν αναμένεται να είναι μεγάλη σε απόλυτους ρυθμούς κρατώντας την κατανάλωση του λέιζερ κάτω από το 0.5 W (για 7 dBm είναι τώρα 0.25 W). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα συνολική κατανάλωση πομπού στα 11.2 W (ή 56 mW-/Gbps). Τα πράγματα διαφέρουν στην μεριά του δέκτη αφού το μεγαλύτερο μέρος της βελτίωσης αναμένεται να προέλθει από έναν μηχανισμό ενίσχυσης του σήματος μεταξύ των φωτοδίοδων και των κυκλωμάτων DEMUX, πιθανόν στη μορφή ενισχυτή διαδιδόμενου κύματος (*travelling wave amplifier* - TWA). Η κατανάλωση ισχύος κάθε TWA μπορεί να εκτιμηθεί ότι είναι υψηλή μέχρι 0.6 W με αποτέλεσμα την αύξηση της συνολικής κατανάλωσης κατά  $4 \times 0.6 = 2.4$  W. Αυτό με τη σειρά του ανεβάζει την κατανάλωση ισχύος στα  $5.5 + 2.4 = 7.9$  W (ή 19.75 mW/Gbps). Για το συνολικό σύστημα μετάδοσης χωρίς ενίσχυση περιλαμβάνοντας και τον πομπό και τον δέκτη, αυτές οι τιμές οδηγούν σε συνολική κατανάλωση 75.75 mW/Gbps.

Σε γενικά πλαίσια, η σύγκριση και ο σχολιασμός των απαιτήσεων σε επίπεδο συστήματος όσον αφορά την κατανάλωση ισχύος των 100 GbE και multi-100 GbE συστημάτων σε εφαρμογές υπολογιστικών κέντρων είναι δύσκολο να γίνει, καθώς δεν είναι πάντα διαθέσιμα σαν εμπορικά προϊόντα, κι ακόμα κι αν είναι, δεν είναι διαθέσιμες όλες οι τιμές των χαρακτηριστικών. Ένας άλλος παράγοντας είναι οι διαφορετικές προσδοκίες από κάθε διαφορετική αρχιτεκτονική δικτύου του υπολογιστικού κέντρου και ο τρόπος με τον οποίο θέλουν να εγκαθιστούν τα νέα προϊόντα σε αυτές τις αρχιτεκτονικές οι υπεύθυνοι για την αρχιτεκτονική των δικτύων. Ένας καλός οδηγός όμως μπορεί να είναι οι τιμές κατανάλωσης στις οποίες στοχεύουν οι τελευταίες προσπάθειες της βιομηχανίας που αφορούν παράλληλα πρότυπα.

Πιο συγκεκριμένα, το πρότυπο<sup>9</sup> 100G CLR4 MSA οδηγείται από μεγάλους βιομηχανικούς παίκτες όπως η Intel, Arista, Fujitsu, Oracle, Ciena κι άλλους και στοχεύουν σε συνολική κατανάλωση ενέργειας 35 mW/Gbps [47]. Στην περίπτωση μας η κατανάλωση είναι υψηλότερη, παρόλα αυτά είναι της ίδιας τάξης μεγέθους και η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε μπορεί να προσφέρει δυνητικά άλλα πλεονεκτήματα όσον αφορά τον αριθμό εξαρτημάτων προς ολοκλήρωση, την απλότητα στην συναρμογή και άρα στο κόστος, το μέγεθος και την κλιμάκωση. Τρόποι να μειωθεί η κατανάλωση ενέργειας και να προσεγγίσει τις τιμές που στοχεύουν άλλα βιομηχανικά πρότυπα είναι εφικτοί και περιλαμβάνουν την μείωση στην κατανάλωση των κυρίως InP-DHBT κυκλωμάτων MUX-DRVs, twin-DEMUX και βελτιστοποίηση της θερμικής διαχείρισης στον πομπό ούτως ώστε να μειωθεί η κατανάλωση ισχύος που σχετίζεται με το TEC.

### 3.5 Συμπεράσματα - Κλιμάκωση του πομπού για λειτουργία 4 × 100 Gb/s

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκε η ανάπτυξη και πειραματική αξιολόγηση ενός καινοτόμου πομπού 2 × 100 Gb/s και ενός καινοτόμου δέκτη 4 × 100 Gb/s. Παρουσιάστηκαν αναλυτικά όλα τα συστατικά μέρη του πομπού και λεπτομέρειες από τη σχεδίαση τους, όπως του 1 σε 2 συζεύκτη MMI, των InP-DHBT κυκλωμάτων οδήγησης, του ΕΟ διαμορφωτή και η διαδικασία ολοκλήρωσης, καθώς επίσης και λεπτομέρειες από τα συστατικά μέρη του δέκτη, όπως οι φωτοδίοδοι, τα InP-

<sup>9</sup>τα MSA (Multi-source agreement δεν αποτελούν ακριβώς πρότυπα καθώς δεν προέκυψαν από κάποιο οργανισμό προτυποποίησης, αλλά αποτελούν συμφωνία μεταξύ πολλών προμηθευτών όσον αφορά τα λειτουργικά χαρακτηριστικά ενός προϊόντος ώστε να υπάρχει δια-λειτουργικότητα και εναλλαξιμότητα στα αναπτυσσόμενα προϊόντα.



**Πίνακας 3.11:** Κλιμάκωση πομπού για λειτουργία  $4 \times 100$  Gb/s.

Εξάρτημα πομπού	$2 \times 100$ Gb/s	$4 \times 100$ Gb/s	Επίπτωση
MMI	$1 \times 2$	$1 \times 4$	επιπλέον απώλειες 3 dB λόγω splitting
MUX-DRV	2	4	επιπλέον κατανάλωση ισχύος 6 W
EO MZM	2	4	χρήση <i>interposer</i> για τις ηλεκτρικές συνδέσεις
Οπτικές ίνες εξόδου	2	4	καμία επίπτωση (χρήση συστοιχίας)

DHBT κυκλώματα αποπολυπλεξίας. Οι συσκευές αυτές υποστηρίζουν σειριακή λειτουργία στα 80 Gb/s και 100 Gb/s με συνολική κατανάλωση ισχύος 68.25 mW/Gbps, από τα οποία 54.5 mW/Gbps στον πομπό και 13.75 mW/Gbps στον δέκτη, και παρουσιάζουν μια βιώσιμη λύση για την υλοποίηση παράλληλων 100 GbE και των επόμενης γενειάς 400 GbE οπτικών θυρών για συνδεσιμότητα μέσα σε υπολογιστικά κέντρα.

Συγκεκριμένα ο πομπός βασίζεται στην μονολιθική ολοκλήρωση ενός 1 σε 2 MMI συζεύκτη με δυο MZM διαμορφωτές σε μια EO πολυμερική πλατφόρμα και την υβριδική ολοκλήρωση αυτού του τσιπ με μια InP δίοδο λέιζερ και δυο κυκλώματα οδήγησης υλοποιημένα στην InP-DHBT τεχνολογική πλατφόρμα. Από την άλλη ο δέκτης βασίζεται στην υβριδική ολοκλήρωση μιας συστοιχίας τεσσάρων InP pin φωτοδίοδων με δυο InP-DHBT twin-DEMUX κυκλώματα. Συνδυάζοντας αυτές τις συσκευές, αξιολογήσαμε την απόδοση μετάδοσης δια μέσου τμημάτων SSMF και επιτύχαμε BER τιμές  $10^{-10}$  μετά από μετάδοση 1000 m και BER χαμηλότερο  $10^{-8}$  μετά από 1625 m για λειτουργία στα  $2 \times 80$  Gb/s, όπως επίσης BER χαμηλότερο από  $10^{-7}$  μετά από 1000 m για λειτουργία στα  $2 \times 100$  Gb/s.

Στην παρούσα του μορφή ο πομπός υπολείπεται σε χωρητικότητα ακόμα  $2 \times 100$  Gb/s για να μπορεί με τον δέκτη να προσφέρει χωρητικότητα 400 Gb/s που θα τον έκανε κατάλληλο για τα πρότυπα 400 GbE αποστάσεων έως 2 km και τα οποία βασίζονται στην χρήση είτε παράλληλων καλωδίων, όπως τα  $8 \times 50$  Gb/s ή WDM μεθόδων μέσα από duplex ίνες. Τα οφέλη από την κλιμάκωση του πομπού για λειτουργία  $4 \times 100$  Gb/s είναι προφανή όσον αφορά τον αριθμό των καλωδίων οπτικών ινών που απαιτούνται και τον αριθμό των στοιχείων του συστήματος (λιγότεροι διαμορφωτές, κυκλώματα οδήγησης, φωτοδίοδοι, κυκλώματα αποπολυπλεξίας). Η επιτυχής κλιμάκωση του πομπού στα 400 Gb/s είναι εν γένει απλή και βασίζεται στην αντικατάσταση του  $1 \times 2$  MMI συζεύκτη με έναν  $1 \times 4$  πάνω στο ολοκληρωμένο EO τσιπ, το οποίο θα φέρει συστοιχία 4 διαμορφωτών MZM, τέσσερα κυκλώματα οδήγησης και τέσσερις ίνες εξόδου. Η κατασκευή ενός τέτοιου κυκλώματος είναι εφικτή και το EO πολυμερικό τσιπ που ολοκληρώνει τον MMI και τους διαμορφωτές έχει ήδη κατασκευαστεί. Το δυσκολότερο μέρος της κατασκευής του πομπού είναι οι ηλεκτρικές συνδέσεις από τους MUX-DRVs προς τους διαμορφωτές καθώς τα σήματα είναι πολύ ψηλά σε συχνότητα (100 Gb/s) κάτι που δεν επιτρέπει τη χρήση μακρικών *wirebonds*. Λύση σε αυτό δίνεται με την σχεδίαση κατάλληλων κυματοδηγών πάνω σε *interposer* και χρήση του για την σύνδεση των δύσκολα προσβάσιμων διαμορφωτών. Η τοποθέτηση περισσότερων οπτικών ινών εξόδου μπορεί να γίνει εύκολα χρησιμοποιώντας συστοιχία καθώς ο τρόπος σύζευξης με τους κυματοδηγούς παραμένει *butt coupling*. Ο πίνακας 3.11 δίνει συγκεντρωτικά τα στοιχεία που κλιμακώνονται και την επίπτωση που θα έχει κάθε φορά η αλλαγή.

## Αναφορές

- [1] C. Cole, “Next Generation 100G client optics,” in *European Conference on Optical Communications*, Optical Society of America, 2011.
- [2] C. Cole, “Beyond 100g client optics,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, pp. s58–s66, February 2012.
- [3] “100GBASE-LR4 Summary.” [www.ieee802.org/3/ca/email/pdfz0jXRJBKZG.pdf](http://www.ieee802.org/3/ca/email/pdfz0jXRJBKZG.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [4] “100G CLR4 Alliance.” <https://www.clr4-alliance.org>. Available online; accessed December 2017.
- [5] “100G CWDM4 MSA.” <http://www.cwdm4-msa.org>. Available online; accessed December 2017.
- [6] “100G CWDM4 OCP.” [http://www.opencompute.org/wiki/Networking/SpecsAndDesigns#Facebook\\_-\\_CWD4-OCP](http://www.opencompute.org/wiki/Networking/SpecsAndDesigns#Facebook_-_CWD4-OCP). Available online; accessed December 2017.
- [7] “100G PSM4 MSA.” <http://psm4.org>. Available online; accessed December 2017.
- [8] “100GBASE-SR2 MMF Basline proposal.” [http://www.ieee802.org/3/cd/public/May16/king\\_3cd\\_02a\\_0516.pdf](http://www.ieee802.org/3/cd/public/May16/king_3cd_02a_0516.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [9] “200GBASE-SR4 MMF Basline proposal.” [http://www.ieee802.org/3/50G/public/Jan16/ghiasi\\_50GE\\_NGOATH\\_01\\_0116.pdf](http://www.ieee802.org/3/50G/public/Jan16/ghiasi_50GE_NGOATH_01_0116.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [10] “200GBASE-DR4 Basline proposal.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/adhoc/smf/16\\_04\\_05/welch\\_01a\\_0416\\_smf.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/adhoc/smf/16_04_05/welch_01a_0416_smf.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [11] “200GBASE-FR4 & -LR4 Baseline Proposal.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/16\\_05/cole\\_3bs\\_03\\_0516.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/16_05/cole_3bs_03_0516.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [12] “Updated baseline proposals for 200GBASE-FR4 and 200GBASE-LR4.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/16\\_05/stassar\\_3bs\\_01\\_0516.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/16_05/stassar_3bs_01_0516.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [13] “400GBASE-SR16 Baseline Proposal.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/14\\_05/king\\_3bs\\_01a\\_0514.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/14_05/king_3bs_01a_0514.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [14] “Considerations and discussion around an optimized link budget for 400GBASE-DR4.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/15\\_11/traverso\\_3bs\\_01\\_1115.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/15_11/traverso_3bs_01_1115.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [15] “400Gb/s 2km & 10km duplex SMF PAM-4 PMD Baseline Specifications.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/15\\_05/cole\\_3bs\\_01\\_0515.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/15_05/cole_3bs_01_0515.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [16] “400Gb/s 8x50G PAM4 WDM 2km SMF PMD Baseline Specifications.” [http://www.ieee802.org/3/bs/public/15\\_07/cole\\_3bs\\_01a\\_0715.pdf](http://www.ieee802.org/3/bs/public/15_07/cole_3bs_01a_0715.pdf). Available online; accessed December 2017.
- [17] R. Rodes, J. Estaran, B. Li, M. Muller, J. B. Jensen, T. Gruendl, M. Ortsiefer, C. Neumeyr, J. Roskopf, K. J. Larsen, M. C. Amann, and I. T. Monroy, “100 Gb/s single VCSEL data transmission link,” in *OFC/NFOEC*, pp. 1–3, March 2012.
- [18] C. Xie, P. Dong, P. Winzer, C. Gréus, M. Ortsiefer, C. Neumeyr, S. Spiga, M. Müller, and M.-C. Amann, “960-km SSMF transmission of 105.7-Gb/s pdm 3-PAM using directly modulated VCSELs and coherent detection,” *Opt. Express*, vol. 21, pp. 11585–11589, May 2013.
- [19] C. Xie, S. Spiga, P. Dong, P. Winzer, A. Gnauck, C. Gréus, M. Ortsiefer, C. Neumeyr, M. Müller, and M. C. Amann, “Generation and transmission of 100-Gb/s PDM 4-PAM using directly modulated VCSELs and coherent detection,” in *OFC 2014*, pp. 1–3, March 2014.

- [20] J. Wei, Q. Cheng, R. V. Penty, I. H. White, and D. G. Cunningham, "400 Gigabit Ethernet using advanced modulation formats: Performance, complexity, and power dissipation," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, pp. 182–189, Feb 2015.
- [21] Y. Kai, M. Nishihara, T. Tanaka, T. Takahara, L. Li, Z. Tao, B. Liu, J. C. Rasmussen, and T. Drenski, "Experimental comparison of pulse amplitude modulation (PAM) and discrete multi-tone (DMT) for short-reach 400-Gbps data communication," in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, pp. 1–3, Sept 2013.
- [22] J. Lee, N. Kaneda, T. Pfau, A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, and Y.-K. Chen, "Serial 103.125-gb/s transmission over 1 km ssmf for low-cost, short-reach optical interconnects," in *Optical Fiber Communication Conference: Postdeadline Papers*, p. Th5A.5, Optical Society of America, 2014.
- [23] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjadjim, G. Cangini, G. V. Büren, E. Miller, R. Dinu, J. H. Choi, D. Pech, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, "Serial 100 Gb/s connectivity based on polymer photonics and InP-DHBT electronics," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 28538–28543, Dec 2012.
- [24] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjadjim, G. Cangini, G. V. Büren, E. Miller, R. Dinu, N. Keil, H. G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, "Integrated Transmitter for 100 Gb/s OOK Connectivity Based on Polymer Photonics and InP-DHBT Electronics," in *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, p. Th.3.B.4, Optical Society of America, 2012.
- [25] G. G. Mekonnen, H. G. Bach, R. Kunkel, C. Schubert, D. Pech, T. Rosin, A. Konczykowska, F. Jorge, A. Scavennec, and M. Riet, "Hybrid co-packaged receiver module with pin-photodiode chip and DEMUX-IC for 107 Gb/s data rates," in *2009 35th European Conference on Optical Communication*, pp. 1–2, Sept 2009.
- [26] "ICT-POLYSYS website." <http://www.ict-polysys.eu>. Available online; accessed December 2017.
- [27] R. Dinu, E. Miller, G. Yu, B. Chen, A. Scarpaci, H. Chen, and C. Pilgrim, "Chapter 5 - High-Speed Polymer Optical Modulators," in *Optical Fiber Telecommunications (Sixth Edition)* (R. Dinu, I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, eds.), Optics and Photonics, pp. 175 – 204, Boston: Academic Press, sixth edition ed., 2013.
- [28] S. R. Nuccio, R. Dinu, B. Shamee, D. Parekh, C. Chang-Hasnain, and A. E. Willner, "Modulation and chirp characterization of a 100-GHz EO polymer Mach-Zehnder modulator," in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, March 2011.
- [29] H. Huang, J. Y. Yang, Y. Yue, Y. Ren, S. R. Nuccio, R. Dinu, D. Parekh, C. Chang-Hasnain, and A. E. Willner, "100-gbit/s amplitude and phase modulation characterization of a single-drive, low-vpi; polymer mach-zehnder modulator," in *OFC/NFOEC*, pp. 1–3, March 2012.
- [30] P. Groumas, Z. Zhang, D. de Felipe, V. Katopodis, C. Kouloumentas, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, "Novel photonic integration platform based on electro-optic polymers," in *2012 38th European Conference and Exhibition on Optical Communications*, pp. 1–3, Sept 2012.
- [31] P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, C. Kouloumentas, D. de Felipe, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, "Complex monolithic and inp hybrid integration on high bandwidth electro-optic polymer platform," *Opt. Lett.*, vol. 37, pp. 3465–3467, Aug 2012.
- [32] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, "Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, pp. 615–627, Apr 1995.
- [33] W. K. Burns and A. F. Milton, *Waveguide Transitions and Junctions*, pp. 89–144. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1988.

- [34] W. P. Huang and C. L. Xu, "Simulation of three-dimensional optical waveguides by a full-vector beam propagation method," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 29, pp. 2639–2649, Oct 1993.
- [35] K. Saitoh and M. Koshiba, "Full-vectorial finite element beam propagation method with perfectly matched layers for anisotropic optical waveguides," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, pp. 405–413, Mar 2001.
- [36] Z. Zhang, A. Maese-Novo, A. Polatynski, T. Mueller, G. Irscher, D. de Felipe, M. Kleinert, W. Brinker, C. Zawadzki, and N. Keil, "Colorless, dual-polarization 90° hybrid with integrated VOAs and local oscillator on polymer platform," in *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1–3, March 2015.
- [37] "SYNOPSYS website." <https://www.synopsys.com/optical-solutions/rsoft/rsoft-products.html>. Available online; accessed December 2017.
- [38] D. Jin, H. Chen, A. Barklund, J. Mallari, G. Yu, E. Miller, and R. Dinu, "Eo polymer modulators reliability study," vol. 7599, pp. 7599 – 7599 – 8, 2010.
- [39] A. Maese-Novo, R. Halir, S. Romero-García, D. Pérez-Galacho, L. Zavargo-Peche, A. O.-M. nux, I. Molina-Fernández, J. G. Wangüemert-Pérez, and P. Cheben, "Wavelength independent multimode interference coupler," *Opt. Express*, vol. 21, pp. 7033–7040, Mar 2013.
- [40] J. Godin, V. Nodjiadjim, M. Riet, P. Berdaguer, O. Drisse, E. Derouin, A. Konczykowska, J. Moulou, J. Y. Dupuy, F. Jorge, J. L. Gentner, A. Scavennec, T. Johansen, and V. Krozer, "Submicron inpdhbt technology for high-speed high-swing mixed-signal ics," in *2008 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium*, pp. 1–4, Oct 2008.
- [41] J. Y. Dupuy, A. Konczykowska, F. Jorge, M. Riet, P. Berdaguer, V. Nodjiadjim, J. Godin, and A. Ouslimani, "A Large-Swing 112-Gb/s Selector-Driver Based on a Differential Distributed Amplifier in InP-DHBT Technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 517–524, Jan 2013.
- [42] P. Weger, G. Schultes, L. Treitinger, E. Bertagnolli, and K. Ehinger, "Gilbert multiplier as an active mixer with conversion gain bandwidth of up to 17 GHz," *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 570–571, March 1991.
- [43] J. H. Choi and H. G. Bach, "Optimization of Photodiode Bandwidth Employing Peak Distortion Analysis," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, pp. 2254–2262, July 2013.
- [44] "VPItransmissionMaker website." <http://www.vpiphotonics.com/Tools/OpticalSystems/>. Available online; accessed February 2018.
- [45] V. Katopodis, P. Groumas, Z. Zhang, J. Y. Dupuy, E. Miller, A. Beretta, L. Gounaridis, J. H. Choi, D. Pech, F. Jorge, V. Nodjiadjim, R. Dinu, G. Cangini, A. Dede, A. Vannucci, A. Konczykowska, N. Keil, H. G. Bach, N. Grote, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, "2 × 100-Gb/s NRZ-OOK Integrated Transmitter for Intradata Center Connectivity," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 2078–2081, Oct 2014.
- [46] S. Bates, M. Brown, R. Cideciyan, M. Gustlin, A. Healey, M. Langhammer, J. Slavick, and Z. Wang, "Backplane NRZ FEC Baseline Proposal," [online] [http://www.ieee802.org/3/bj/public/mar12/gustlin\\_01\\_0312.pdf](http://www.ieee802.org/3/bj/public/mar12/gustlin_01_0312.pdf), March 2012.
- [47] "Intel, arista launch 100g clr4 alliance for mid-reach data center links." <https://www.lightwaveonline.com/articles/2014/04/intel-arista-launch-100g-clr4-alliance-for-mid-reach-data-center-links.html>. Available online; accessed February 2018.







---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

---

### Ολοκληρωμένος πομπός σειριακού ρυθμού μετάδοσης 100Gb/s μεταβλητού μήκους κύματος εκπομπής

**Τ**ο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζει την ανάπτυξη, συναρμογή και τον πλήρη χαρακτηρισμό ενός πομπού σειριακής μετάδοσης 100 Gb/s με δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος εκπομπής για εφαρμογή σε ευέλικτες οπτικές διασυνδέσεις, σαν μια εξελιγμένη παραλλαγή του πομπού 2 × 100 Gb/s που παρουσιάστηκε προηγουμένως. Κρατώντας τα βασικά στοιχεία του πομπού, δηλαδή τον γρήγορο διαμορφωτή Mach-Zehnder στην ηλεκτρο-οπτική πολυμερική πλατφόρμα, τα γρήγορα ηλεκτρονικά InP-DHBT και συνδυάζοντας τα με μια πηγή λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας, υλοποιείται ένας πομπός με εξελιγμένες δυνατότητες για χρήση σε μελλοντικά οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος (OCS). Ο πομπός είναι μοναδικός στο είδος του, καθώς για πρώτη φορά επιτυγχάνεται υβριδική ολοκλήρωση τριών διαφορετικών τεχνολογιών φωτονικών κυκλωμάτων, ήτοι Φωσφίδιο του Ινδίου (InP), παθητικής πολυμερικής πλατφόρμας (PolyBoard) και της ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι οπτικές διασυνδέσεις που λειτουργούν στα 100 Gb/s έχουν τη δυνατότητα να ξεπεράσουν τους περιορισμούς όσον αφορά την μεταφορά δεδομένων και την πυκνότητα εγκατεστημένων μηχανημάτων (line cards) που εμφανίζουν τα προϊόντα των 10 Gb/s και 40 Gb/s εμφανίζουν στα σύγχρονα intra-data center δίκτυα, δηλαδή τα δίκτυα που βρίσκονται εγκατεστημένα μέσα σε ένα υπολογιστικό κέντρο [1]. Διασυνδέσεις στα 100 Gb/s έχουν ήδη βρει το δρόμο τους στην αγορά και αναμένεται να εγκατασταθούν ευρέως στο προσεχές μέλλον, διασυνδέοντας διακόπτες ( switches) στα υψηλότερα επίπεδα του ηλεκτρικού δικτύου μεταγωγής πακέτου (Electrical Packet Switched -EPS) ή διακόπτες που θα βρίσκονται στα άκρα του οπτικού δικτύου μεταγωγής κυκλώματος (Optical Circuit Switched - (OCS) του κατά τα άλλα EPS δικτύου και θα παρέχουν συνδέσεις σε αποστάσεις έως 2 km [2]. Κατά κύριο λόγο, οι τρέχουσες υλοποιήσεις βασίζονται σε 4 γραμμές μετάδοσης με 4 κανάλια των 25 Gb/s παράλληλα, δηλαδή σε 4 διαφορετικές οπτικές ίνες. Η προσπάθεια για ανάπτυξη προϊόντων βασιζόμενα σε μια γραμμή μεταφοράς είναι εντατική, λόγω των προσδοκώμενων πλεονεκτημάτων αυτών των προϊόντων συγκριτικά με τα 4 × 25 Gb/s προϊόντα, όσον αφορά τον αριθμό των εξαρτημάτων, κατανάλωση ισχύος, μέγεθος, ευελιξία συνδεσιμότητας μέσα σε OCS δίκτυα, και δυνατότητα για παραλληλοποίηση και κλιμάκωση προς τις επόμενες γενιές διασυνδέσεις [2]. Οι προσπάθειες αυτές βασίζονται συγκεκριμένα στην χρήση χαμηλότερης ταχύτητας σημάτων ρολογιών και ανώτερης τάξης σχημάτων διαμόρφωσης όπως για παράδειγμα pulse amplitude modulation-4 (PAM-4) [3–5], PAM-8 [6–8], discrete multi-tone (DMT) διαμόρφωση [9, 10] ή multi band carrierless amplitude phase (MultiCAP) διαμόρφωση



[11–13] σε συνδυασμό με απευθείας φώραση και τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.

Ακολουθώντας μια διαφορετική προσέγγιση, η οποία βασίζεται σε σειριακή λειτουργία non-return-to-zero on-off keying (OOK) απευθείας στα 100 Gb/s, δείξαμε πομπούς σε διάταξη μονάδας αλλά και συστοιχίας για 100 Gb/s και  $2 \times 100$  Gb/s διασυνδέσεις μέσα σε υπολογιστικά κέντρα [14, 15], οι οποίοι πομποί παρουσιάστηκαν λεπτομερώς στα προηγούμενα δυο προηγούμενα κεφάλαια. Συγκριτικά με την χρήση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, η σειριακή OOK μετάδοση είναι απλούστερη και έχει τη δυνατότητα να είναι και η οικονομικότερη από πλευράς αριθμού εξαρτημάτων, μεγέθους, χρόνου καθυστέρησης, καταπόνησης ενέργειας και κόστους, με την προϋπόθεση ότι είναι διαθέσιμοι οπτικοί διαμορφωτές και ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης που πληρούν τις απαιτήσεις για λειτουργία με υψηλό εύρος ζώνης και μπορούν να υποστηρίξουν λειτουργία στα 100 Gbaud.

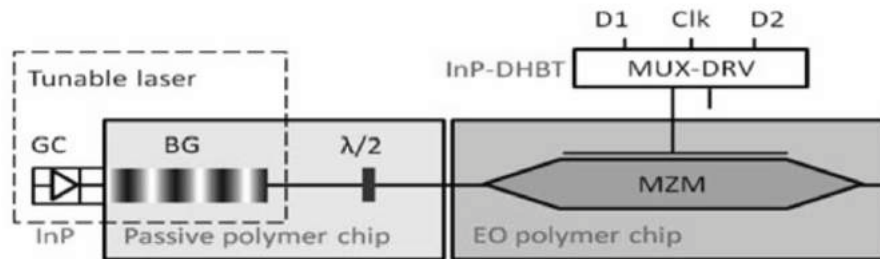
Ανατρέχοντας στο παρελθόν, η πρώτη προσπάθεια που σχετιζόταν με ένα σύστημα 100 Gbaud είχε πραγματοποιηθεί το 2006 στα πλαίσια εφαρμογών μετάδοσης για μεγάλες αποστάσεις, και περιελάμβανε ένα OOK σύστημα στα 107 Gb/s βασισμένο σε έναν lithium niobate Mach-Zehnder διαμορφωτή και silicon germanium ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης στον πομπό [16]. Ο περιορισμός από το χαμηλό εύρος ζώνης ήταν γεγονός και μπορούσε να ξεπεραστεί εν μέρει μόνο με τη χρήση optical duobinary διαμόρφωσης ή τη χρήση οπτικής ισοστάθμισης στην περίπτωση συμβατικής non-return-to-zero διαμόρφωσης. Οι μετέπειτα προσπάθειες από επιστημονικές ομάδες πραγματοποιήθηκαν στο ίδιο πλαίσιο για εφαρμογές μετάδοσης μεγάλων αποστάσεων, χρησιμοποιώντας διακριτά εξαρτήματα στον πομπό και βασίζονταν στην βελτιστοποίηση του σχεδίου οπτικής ισοστάθμισης. Οι προσπάθειες αυτές επέδειξαν επιτυχώς μετάδοση OOK στα 107 Gb/s δια μέσου οπτικών ζεύξεων που είχαν αντισταθμιστεί για διασπορά (dispersion compensated) [17, 18] και μετάδοση dual polarization quadrature phase-shift-keying (DP-QPSK) στα 107 Gbaud [19] και 128.8 Gbaud [20] μέσα από ζεύξεις χωρίς αντιστάθμιση της διασποράς χρησιμοποιώντας τεχνικές σύμφωνης φώρασης και ψηφιακή επεξεργασία σήματος που πραγματοποιείται εκ των υστέρων (off-line). Από την άλλη, σημαντικές προσπάθειες για την αύξηση του εύρους ζώνης του πομπού και για την εξάλειψη της ανάγκης για οπτική ισοστάθμιση στα 100 Gb/s OOK συστήματα στηρίχθηκαν στην ανάπτυξη λέιζερ διόδων με διαμορφωτές ηλεκτροαπορρόφησης οδεύοντος κύματος (travelling wave electroabsorption modulated laser - EML) και την ολοκλήρωσή τους με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης σε μια συσκευή [21]. Χρησιμοποιώντας αυτήν τη συσκευή επέδειξαν OOK μετάδοση στα 112 Gb/s χωρίς οπτική ισοστάθμιση, αλλά με σχετικά έντονα φαινόμενα patterning σχετιζόμενα με το περιορισμένο εύρος ζώνης.

Τέλος, οι προσπάθειες για εφαρμογές κοντινών αποστάσεων, οι οποίες είναι και πιο σχετικές με την δουλειά που θα παρουσιαστεί στο παρών κεφάλαιο, περιλαμβάνουν την επίδειξη ενός σειριακού OOK συστήματος στα 103.125 Gb/s και μετάδοση μέσα από ένα χιλιόμετρο στάνταρ μονορυθμικής οπτικής ίνας (SSMF) [22]. Στο συγκεκριμένο πείραμα λόγω του σημαντικά περιορισμένου εύρους ζώνης της πειραματικής διάταξης, το OOK σήμα μετασχηματίστηκε σε duobinary κάνοντας αναγκαία την χρήση ενός duobinary δέκτη. Οι προσπάθειές μας να ξεπεραστούν οι δυσκολίες που περιγράφονται πιο πάνω και να αυξηθεί η απόδοση ενός συστήματος κατάλληλου για εφαρμογές κοντινών αποστάσεων, βασίζονται στην χρήση ταχύτατων ηλεκτρο-οπτικών πολυμερικών διαμορφωτών MZM και InP-DHBT ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, και την ολοκλήρωσή τους σε πομπό που μπορεί να λειτουργήσει απευθείας στα 100 Gbaud χωρίς την χρήση μεθόδων οπτικής ή ηλεκτρονικής ισοστάθμισης. Οι πραγματικές δυνατότητες αυτών των πομποδεκτών για λειτουργία μέσα

σε δίκτυα υπολογιστικών κέντρων επιβεβαιώθηκε πειραματικά με πειράματα μετάδοσης δια μέσου οπτικής ίνας συνολικού μήκους που ξεπερνούσε τα 1.6 χιλιόμετρα, και τα οποία παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στον  $2 \times 100$  Gb/s πομπό, το οπτικό μέρος βασιζόταν στην υβριδική ολοκλήρωση μιας InP διόδου λέιζερ με το EO πολυμερικό τσιπ επιτρέποντας λειτουργία μόνο σε ένα μήκος κύματος γύρω από τα 1550 nm.

Αυτό επαρκεί όταν οι 100 Gb/s διασυνδέσεις χρησιμοποιούνται στα πλαίσια ηλεκτρονικής μεταγωγής πακέτου (EPS) στα DC δίκτυα ή όταν χρησιμοποιούνται σε δίκτυα οπτικής μεταγωγής κυκλώματος (OCS) όπου η μεταγωγή των οπτικών ροών βασίζεται σε χωρικούς διακόπτες [23]. Τα πράγματα αλλάζουν όταν αυτές οι διασυνδέσεις χρησιμοποιούνται για την για την διασύνδεση διακοπών μέσα σε καινοτόμες OCS αρχιτεκτονικές, όπου η λειτουργία της μεταγωγής πραγματοποιείται με βάση το μήκος κύματος της οπτικής ροής και πραγματοποιείται από μεταγωγείς επιλεκτικούς σε μήκος κύματος (wavelength selective switches), συστοιχίες περιθλαστικών φραγμάτων (arrayed waveguide gratings), ή arrayed waveguide grating router [24–26]. Σε αυτές τις αρχιτεκτονικές, η απουσία ρύθμισης του μήκους κύματος στους πομπούς μπορεί να αποτελέσει τον κυριότερο περιοριστικό παράγοντα για την ευελιξία και την απόδοση του δικτύου και για αυτό το λόγο δεν είναι αποδεκτή. Στην παρούσα ενότητα, παρουσιάζουμε έναν σειριακό πομπό 100 Gb/s με δυνατότητα ρύθμισης του μήκους κύματος εκπομπής στη C μπάντα, ο οποίος μπορεί να προσδώσει ευελιξία, επιλύοντας συμφορήσεις και επιτρέποντας την αποδοτική χρήση των πόρων μέσα σε ένα OCS δίκτυο υπολογιστικού κέντρου. Η ρύθμιση στο μήκος κύματος πραγματοποιείται από τη χρήση ενός ρυθμιζόμενου περιθλαστικού φράγματος Bragg πάνω σε παθητικό πολυμερικό τσιπ, το οποίο δρα ως ένας ημιπερατός καθρέπτης επιλεκτικός ως προς το μήκος κύματος, και ο οποίος συνδυαζόμενος με ένα InP στοιχείο κέρδους σχηματίζει μια εξωτερική κοιλότητα λέιζερ με ευρεία δυνατότητα επιλογής μήκους κύματος. Αυτό το λέιζερ μεταβλητού μήκους κύματος, ολοκληρώνεται με ένα EO πολυμερικό τσιπ με έναν MZM που επιτρέπει σειριακή OOK διαμόρφωση στα 100 Gb/s. Πέρα από την προφανή πρόοδο που σχετίζεται με την εισαγωγή της δυνατότητας ρύθμισης στο μήκος κύματος και την επίδειξη για πρώτη φορά ενός σειριακού πομπού 100 Gb/s μέσα σε ένα OCS δίκτυο με τυπική απόσταση 500 μέτρων μεταξύ των κόμβων και σενάρια δικτύου, η παρούσα δουλειά εμπεριέχει και ένα πολύ σημαντικό στοιχείο το οποίο σχετίζεται με την εισαγωγή, για πρώτη φορά, της καινοτόμου ιδέας/μεθόδου του συνδυασμού της παθητικής και της EO πολυμερικής πλατφόρμας. Συγκρινόμενη με τις μονολιθικές ή υβριδικές μεθόδους ολοκλήρωσης για ευέλικτους και υψηλής ταχύτητας οπτικούς πομπούς, η παρούσα μπορεί να έχει σημαντικά πλεονεκτήματα τόσο στο παθητικό μέρος, όσο και στο EO μέρος του φωτονικού κυκλώματος, λόγω της μεγάλης ευελιξίας της παθητικής πλατφόρμας [27] και του υψηλού εύρους ζώνης της EO πλατφόρμας [28]

Στο υπόλοιπο κεφάλαιο οι ενότητες παρουσιάζονται ως εξής: στην συνέχεια παρουσιάζονται αναλυτικά η ιδέα της υβριδικής ολοκλήρωσης των δυο πολυμερικών πλατφορμών και περιγράφεται η συσκευή του πομπού. Ακολουθούν αποτελέσματα προσομοίωσης δομών Bragg σε δομή του EO κυματοδηγού με κατάλληλο λογισμικό για την χρήση ως φίλτρα μεταβαλλόμενου μήκους κύματος που πραγματοποιήθηκαν στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) αλλά και στο Fraunhofer Heinrich Hertz Institute του Βερολίνου από τον συγγραφέα. Στην ακόλουθη ενότητα περιγράφεται αναλυτικά η πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε στο ΕΦΕ για την αξιολόγηση της επίδοσης του πομπού και παρατίθενται αποτελέσματα του στατικού χαρακτηρισμού της συσκευής όσον αφορά τη μεταβλητότητα του μήκους κύματος, την επίδοση του σε πειράματα μετάδοσης και την αξιολόγηση



**Σχήμα 4.1:** Σχηματικό του 100 Gb/s πομπού μεταβλητού μήκους κύματος που βασίζεται στην υβριδική ολοκλήρωση ενός παθητικού και ενός ΕΟ πολυμερικού τσιπ. Το λέιζερ απαρτίζεται από μια εξωτερική κοιλοότητα που σχηματίζεται μεταξύ του InP στοιχείου κέρδους και του παθητικού πολυμερούς. Η δυνατότητα ρύθμισης δίνεται από το περιθλαστικό φράγμα Bragg στο πολυμερικό τσιπ.

της ευελιξίας μέσα σε ένα OCS δίκτυο τοπολογίας δακτυλίου στο οποίο συνυπάρχουν 40 Gb/s και 100 Gb/s οπτικές διασυνδέσεις. Όπως θα δειχθεί, επετεύχθη δυνατότητα ρύθμισης του μήκους κύματος για 22 nm μέσα στην C μπάντα, μεταδόθηκε πληροφορία στα 80 Gb/s σε απόσταση 1625 m με ρυθμό σφαλμάτων χαμηλότερο από  $10^{-10}$ , μετάδοση στα 100 Gb/s σε απόσταση 1000 m με ρυθμό σφαλμάτων χαμηλότερο από  $10^{-9}$  και χαμηλότερο από  $10^{-7}$  μετά από 1625 m. Επίσης παρατίθενται αποτελέσματα από την αξιολόγηση της συσκευής σε μια πειραματική διάταξη που στήθηκε για να προσομοιώνει ένα intra-DC δίκτυο μεταγωγής οπτικού κυκλώματος (OCS) τοπολογίας δακτυλίου, υλοποιώντας ένα σενάριο αποφυγής συγκρούσεων ή συμφορήσεων. Το κεφάλαιο κλείνει με συμπεράσματα για τις επιδόσεις του πομπού.

#### 4.1 Περιγραφή κυκλώματος πομπού 100Gb/s μεταβλητού μήκους κύματος

Ο πομπός μεταβλητού μήκους κύματος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1. Το οπτικό του μέρος βασίζεται στον συνδυασμό, για πρώτη φορά, ενός παθητικού πολυμερικού τσιπ και ενός ΕΟ πολυμερικού τσιπ. Το ΕΟ πολυμερικό τσιπ ολοκληρώνει μονολιθικά έναν ΜΖΜ με 65 GHz εύρος ζώνης και παρέχει την δυνατότητα για γρήγορη διαμόρφωση. Από την άλλη, το παθητικό πολυμερικό τσιπ παρέχει την δυνατότητα για υβριδική ολοκλήρωση του InP στοιχείου κέρδους, την εκπομπή φωτός σε διαφορετικά μήκη κύματος, τον έλεγχο της πολωτικής κατάστασης του και τελικά την όδευση του στο διαμορφωτή ΜΖΜ. Η υβριδική ολοκλήρωση ενός στοιχείου κέρδους με ένα μεταβλητό περιθλαστικό φράγμα Bragg (BG) είχε πραγματοποιηθεί στο παρελθόν και στην ΕΟ πολυμερική πλατφόρμα επιτρέποντας την ανάπτυξη ενός λέιζερ εξωτερικής κοιλοότητας με εύρος μεταβολής του μήκους κύματος 17 nm [29]. Παρόλα αυτά, περαιτέρω αύξηση του εύρους μεταβολής του μήκους κύματος και υλοποίηση της λειτουργίας για στρέψη της πόλωσης του φωτός στην ΕΟ πλατφόρμα δεν πραγματοποιούνται εύκολα λόγω των εγγενών χαρακτηριστικών του υλικού (π.χ. σχετικά μικρή ανοχή στην υψηλή θερμοκρασία που απαιτείται για ρύθμιση του BG) και στην διαδικασία κατασκευής. Η παθητική πολυμερική πλατφόρμα έχει την δυνατότητα να παρέχει λέιζερ μεταβλητού μήκους κύματος με μεγάλο εύρος, μεγάλη απόδοση όσον αφορά την θερμότητα που απαιτείται για την μεταβολή, σταθερότητα στο χρόνο και αποδοτικό έλεγχο της πολωτικής κατάστασης [30–32]. Για αυτό το λόγο, εισάγουμε την ολοκλήρωση πολυμερούς-πολυμερούς σαν την τεχνολογία κλειδί και παρουσιάζουμε στην επόμενη υποενότητα τις βασικές παραμέτρους αυτής της διαδικασίας πριν

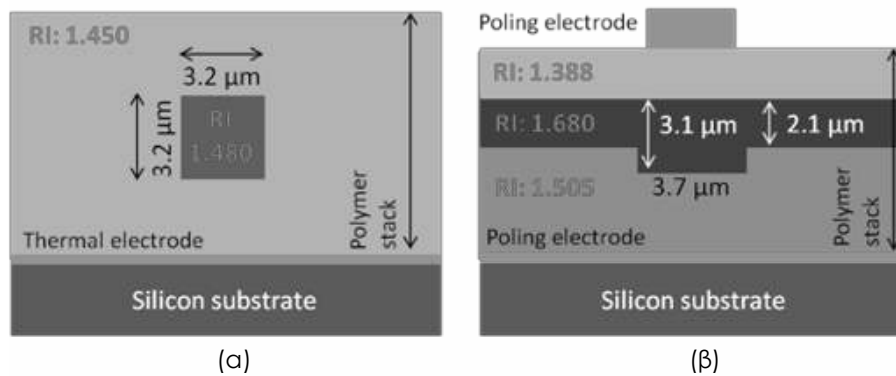
**Πίνακας 4.1:** Βασικές ιδιότητες της παθητικής πολυμερικής και ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας

	Παθητική πολυμερική πλατφόρμα	Ηλεκτρο-οπτική πολυμερική πλατφόρμα
Απώλειες διάδοσης στα 1550 nm (dB/cm)	0.5	1.4
Γρήγορη οπτική διαμόρφωση	Όχι <sup>1</sup>	Ναι
Ολοκλήρωση φίλτρων	Ναι/απλή διαδικασία Bas, AWGs, DLIs, thin films	Ναι/σύνθετη διαδικασία Bas, DLIs
Ολοκλήρωση συζευκτών	Ναι/απλή διαδικασία (splitters, MMI)	Ναι/σύνθετη διαδικασία (splitters, MMI)
Ολοκλήρωση άλλων ευέλικτων παθητικών δομών	Ναι (TOSs, VOAs, 90° hybrids)	Όχι
Ολοκλήρωση στοιχείων ελέγχου πολωτικής κατάστασης	Ναι (PRs, PBSs)	Όχι
Ολοκλήρωση στοιχείων InP	Ναι απλή διαδικασία χαμηλές απώλειες	Ναι σύνθετη διαδικασία υψηλές απώλειες

προχωρήσουμε στην περιγραφή του πομπού.

#### 4.1.1 Υβριδική ολοκλήρωσης δυο πολυμερικών πλατφορμών

Ο πίνακας 4.1 συνοψίζει τις κύριες ιδιότητες και λειτουργίες των δυο πολυμερικών πλατφορμών υποδεικνύοντας την συμπληρωματικότητα τους. Το παθητικό πολυμερές αποτελεί μια μονορυθμική φωτονική πλατφόρμα με χαμηλές απώλειες διάδοσης (0.5 dB/cm στα 1550 nm) στην οποία μπορούν με ευκολία να ολοκληρωθούν μονολιθικά πληθώρα από δομές, συμπεριλαμβανομένων διαχωριστών, συζευκτών παρεμβολής πολλών ρυθμών, περιθλαστικών φραγμάτων Bragg, arrayed waveguide gratings, συμβολόμετρα γραμμών καθυστέρησης και 90° οπτικά υβριδικά [32]. Αξιοποιώντας τον υψηλό θερμο-οπτικό συντελεστή του πολυμερούς υλικού ( $-2 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$  στα 1500 nm), μπορούν να σχεδιαστούν ρυθμιζόμενες εκδώσεις των συγκεκριμένων δομών και να λειτουργήσουν ως μεταβλητά φίλτρα, μεταβλητοί οπτικοί διακόπτες και μεταβλητοί οπτικοί εξασθενητές με μεγάλο δυναμικό εύρος και μικρούς χρόνους ανασύνθεσης (<1 ms). Επιπρόσθετα, χρησιμοποιώντας την πλατφόρμα σαν έναν ευέλικτο πάγκο ολοκλήρωσης, μπορούν να ενσωματωθούν στην μορφή φίλτρων λεπτών υμενίων, τοποθετώντας τα σε στενές (50 μm) σχισμές πάνω στην πλατφόρμα, υψηλής ποιότητας ζωνοπερατά φίλτρα, στοιχεία στρέψης της πόλωσης, και στοιχεία διαχωρισμού της πόλωσης. Επίσης η παθητική πολυμερική πλατφόρμα μπορεί να διευκολύνει την υβριδική ολοκλήρωση InP στοιχείων όπως διόδων λέιζερ και κέρδους και να τα συνδυάσει με παθητικές δομές πάνω στο πολυμερικό τσιπ. Οπτική διαμόρφωση παρέχεται από την μέθοδο απευθείας διαμόρφωσης των InP στοιχείων, τα οποία όμως παρέχουν περιορισμένο εύρος ζώνης (<20 GHz). Τη στιγμή που γραφόταν η διατριβή υπήρχαν έντονες προσπάθειες για ανάπτυξη διαμορφωτών ηλεκτροαπορρόφησης, ενσωματώνοντας φύλλα γραφενίου στη παθητική πολυμερική πλατφόρμα, υπερκεράζοντας έτσι την απώλεια λειτουργίας διαμόρφωσης. Οι προσπάθειες είχαν καταφέρει να δείξουν λειτουργία διαμόρφωσης, σε πολύ χαμηλή όμως ταχύτητα, η οποία δεν ξεπερνούσε το 1 Gb/s και με χαμηλό λόγω σβέσης (3 dB) [33]. Είναι προφανές ότι η ανάπτυξη διαμορφωτών ηλεκτροαπορρόφησης γραφενίου κατάλληλους για μεγάλες ταχύτητες και με καλά χαρακτηριστικά έχει ακόμα μεγάλο ερευνητικό δρόμο μπροστά της. Η ΕΟ πλατφόρμα από την άλλη μεριά, είναι μια μονορυθμική πλατφόρμα με μοναδική δυνατότητα για

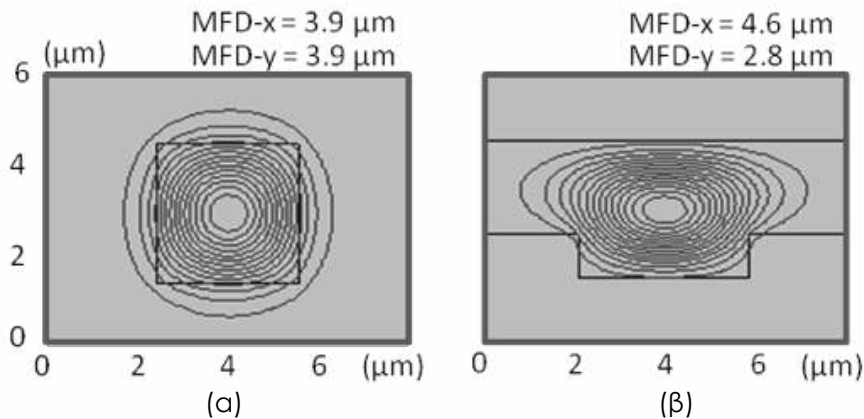


**Σχήμα 4.2:** Διατομή (α) της παθητικής πολυμερικής πλατφόρμας με ένα κυματοδηγό τύπου channel και ένα θερμικό ηλεκτρόδιο στο κάτω μέρος για την ρύθμιση των παθητικών δομών, και (β) της ΕΟ πολυμερικής πλατφόρμας με έναν κυματοδηγό τύπου ridge και δυο ηλεκτρόδια για την πόλωση του πολυμερούς υλικού του πυρήνα.

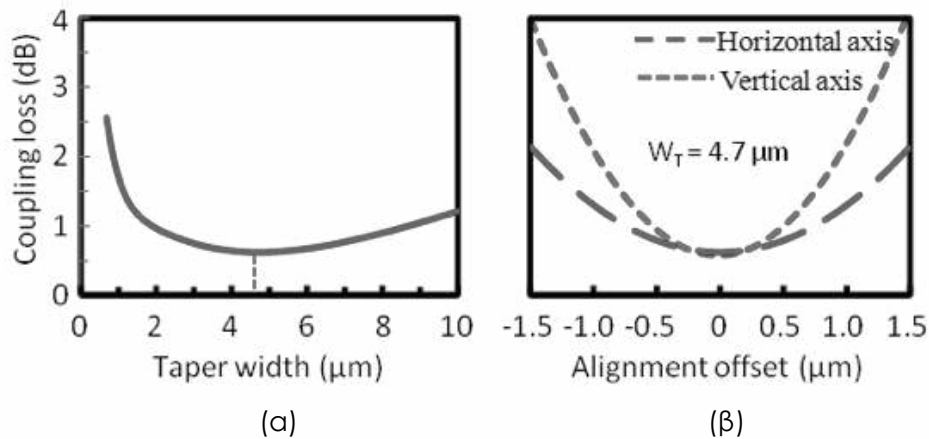
μονολιθική ολοκλήρωση διαμορφωτών φάσης και MZM με μεγάλο εύρος ζώνης που ξεπερνάει τα 65 GHz για διαμόρφωση σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Έχουν γίνει προσπάθειες για να εξελιχθεί η συγκεκριμένη πλατφόρμα σε πιο γενικής χρήσης, οι οποίες έχουν καταλήξει στην επίδειξη μονολιθικών MMI συζευκτών και μεταβλητών περιθλαστικών φραγμάτων Bragg [29]. Οι υψηλές απώλειες διάδοσης ( $>1$  dB/cm) και η μικρότερη ευελιξία στη σχεδίαση και κατασκευή παθητικών δομών είναι οι λόγοι για τους οποίους η πλατφόρμα παραμένει μια φωτονική πλατφόρμα ειδικά για διαμορφωτές.

Το σχήμα 4.2 παρουσιάζει τις διατομές των δυο πλατφορμών. Η παθητική βασίζεται σε έναν channel κυματοδηγό με σχετικά μικρή τιμή αντίθεσης των δείκτων διάθλασης (RI contrast) και  $3.2 \mu\text{m} \times 3.2 \mu\text{m}$  τετραγωνική διατομή, το οποίο σημαίνει μηδενική εξάρτηση από την πολωτική κατάσταση για ευθείς κυματοδηγούς. Το θερμικό ηλεκτρόδιο που χρησιμοποιείται για την ρύθμιση των παθητικών δομών μπορεί να τοποθετηθεί είτε από πάνω, είτε στο πλάι, ή κάτω από τον κυματοδηγό, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2(α), η θέση του οποίου εξαρτάται από το τρόπο διάχυσης της θερμότητας που πρέπει να εφαρμοστεί. Η διατομή του ΕΟ πολυμερούς είναι πιο σύνθετη, καθώς βασίζεται σε έναν ridge κυματοδηγό με τρία στρώματα πολυμερούς και φαίνεται στο σχήμα 4.2(β). Οι κατάλληλες διαστάσεις του ridge κυματοδηγού σε συνδυασμό με τους δείκτες διάθλασης για τα τρία στρώματα, έχουν σαν αποτέλεσμα η δομή να εμφανίζει ενεργό δείκτη διάθλασης για τον εγκάρσιο (TM) ρυθμό ίσο με 1.660, ενώ οι διαστάσεις του ρυθμού είναι  $2.8 \mu\text{m}$  και  $4.6 \mu\text{m}$  στην κάθετη και οριζόντια διεύθυνση, αντίστοιχα [28]. Ο ισχυρός εντοπισμός του πεδίου μέσα στον κυματοδηγό σε συνδυασμό με τον υψηλό ΕΟ συντελεστή που εμφανίζει το υλικό όταν πολωθεί,  $86 \text{ pm/V}$  στα  $1550 \text{ nm}$ , επιτρέπει την εμφάνιση ισχυρού ΕΟ φαινομένου και αποδοτική διαμόρφωση του TM διαδιδόμενου φωτός σε υπερ-υψηλές ταχύτητες. Το κάτω ηλεκτρόδιο είναι μέρος της πλατφόρμας, ενώ το άνω ηλεκτρόδιο τοποθετείται μόνο στις ενεργές περιοχές των MZM για την επιλεκτική πόλωση τους κατά τη διάρκεια της διαδικασίας σταθεροποίησης του υλικού.

Παρά τις σημαντικές διαφορές, είναι προφανές ότι η βάση του υλικού των δυο πλατφορμών είναι κοινή, καθώς αποτελούνται από πολυμερές υλικό, συνεπώς εμφανίζουν συγγένειες ως προς τις χημικές και φυσικές ιδιότητες τους που τις κάνει συμβατές για την φυσική ολοκλήρωσή τους σε ένα υβριδικά ολοκληρωμένο σύστημα. Η κατασκευή και των δυο πλατφορμών περιλαμβάνει ένα υπόστρωμα πυριτίου (silicon substrate) και μια στοιβάδα από πολυμερή με παρόμοια πάχη και ιδιότητες, όσον



**Σχήμα 4.3:** Προσομοιωμένα προφίλ και διαστάσεις των TM ρυθμών για (α) την παθητική πολυμερική πλατφόρμα, και (β) την ΕΟ πολυμερική πλατφόρμα.



**Σχήμα 4.4:** Προσομοιωμένες τιμές απωλειών σύζευξης μεταξύ των δυο πλατφορμών σε συνάρτηση (α) με το πλάτος ( $W_T$ ) του οριζόντιου tapered τμήματος στο παθητικό πολυμερικό τσιπ, και (β) με την ευθυγράμμιση των δυο κυματοδηγών στον οριζόντιο και κάθετο άξονα (για την βέλτιστη τιμή  $W_T$ )

αφορά τους δείκτες διάθλασης, τις μηχανικές ανοχές, τις θερμικές ιδιότητες και τους συντελεστές θερμικής διαστολής. Επιπρόσθετα, παρά τους διαφορετικούς τύπους κυματοδηγών, οι διαστάσεις των προφίλ των ρυθμών (mode-filed diameters - MFD) είναι πολύ κοντά για την λειτουργία με TM ρυθμό, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.3, επιτρέποντας μεγαλύτερη επικάλυψη (mode overlap) των ρυθμών και χαμηλές απώλειες σύζευξης κατά την butt-end σύζευξη.

Το σχήμα 4.4(α) παρουσιάζει τις προσομοιωμένες τιμές απωλειών σύζευξης μεταξύ των δυο πολυμερικών τσιπ συναρτήσει του τελικού πλάτους,  $W_T$ , του παθητικού τσιπ, όταν σχηματίζεται ένα απλό  $2\Delta$  κωνικό τμήμα στην οριζόντια διάσταση του κυματοδηγού. Για πλάτος  $W_T$  ίσο με  $4.7 \mu\text{m}$ , η τιμή των απωλειών γίνεται ελάχιστη και κάτω από  $0.6 \text{ dB}$ . Το σχήμα 4.4(β) παρουσιάζει επιπλέον την εξάρτηση των απωλειών σύζευξης από την απόκλιση των δυο κυματοδηγών όταν είναι μακριά από τη βέλτιστη θέση ευθυγράμμισης, μια παράμετρος που σχετίζεται άμεσα με τις ανοχές της διαδικασίας συναρμογής, και συνεπώς σχετίζεται και με την απαιτούμενη πολυπλοκότητα της διαδικασίας. Όπως παρουσιάζεται, ακόμα και μεγάλες αποκλίσεις, έως  $\pm 0.5 \mu\text{m}$  σε οποιονδήποτε άξονα, μπορούν να γίνουν καλά ανεκτές, καθώς έχουν σαν αποτέλεσμα απώλειες χαμηλότερες από  $1 \text{ dB}$ .

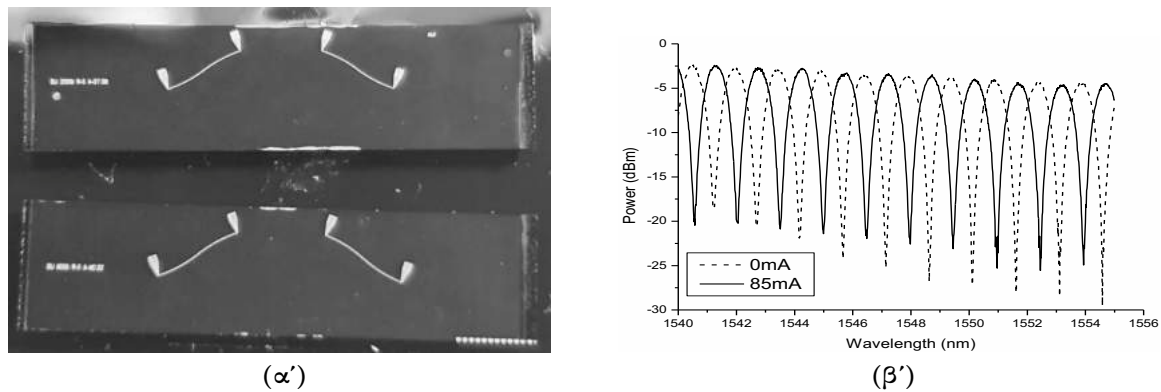
**Πίνακας 4.2:** Συγκριτικό πρότυπο της πολυμερικής-πολυμερικής πλατφόρμας με τις κύριες υβριδικές πλατφόρμες ολοκλήρωσης

	Silica- <i>LiNbO</i> <sub>3</sub>	Silica-InP	Polymer-Polymer
Συμβατότητα υλικών	Μεσαία	Χαμηλή	Υψηλή
Πυκνότητα ολοκλήρωσης	Χαμηλή	Χαμηλή	Μεσαία
Απώλειες διάδοσης	Πολύ χαμηλές	Πολύ χαμηλές	Χαμηλές
Λειτουργικότητα στο παθητικό μέρος	Χαμηλή	Χαμηλή	Υψηλή
Έλεγχος πόλωσης πάνω στο τσιπ	Όχι	Όχι	Ναι
Υβριδική ολοκλήρωση ενεργών στοιχείων	Σύνθετη	Σύνθετη	Απλή και αποδοτική
Εύρος ζώνης διαμόρφωσης (GHz)	< 40	< 50	> 65

Δεδομένων των συμπληρωματικών ιδιοτήτων των δυο πολυμερικών πλατφορμών και της απλότητας της διαδικασίας ολοκλήρωσης όπως εξηγήθηκε πιο πάνω, η ιδέα της πολυμερικής σε πολυμερική ολοκλήρωσης που εισάγαμε για πρώτη φορά, έχει την δυναμική να φέρει σημαντικά πλεονεκτήματα στο πεδίο της υβριδικής φωτονικής ολοκλήρωσης και να συνεισφέρει σε μια νέα γενιά ολοκληρωμένων πομποδεκτών που θα επιδεικνύουν μεγαλύτερη ευελιξία και πολύ υψηλότερη ταχύτητα λειτουργίας. Ο πίνακας 4.2 παρουσιάζει συνοπτικά μια ποιοτική σύγκριση της υβριδικής πλατφόρμας μας, με δυο άλλες υβριδικές πλατφόρμες που αποτελούν την αιχμή της τεχνολογίας σήμερα. Η πρώτη βασίζεται σε silica-on-silicon για το παθητικό μέρος και σε lithium niobate *LiNbO*<sub>3</sub> για το ηλεκτρο-οπτικό μέρος του κυκλώματος, και είχε χρησιμοποιηθεί ευρέως στο πρόσφατο παρελθόν για την ανάπτυξη ευέλικτων συσκευών [34, 35]. Η δεύτερη βασίζεται πάλι σε silica-on-silicon για το παθητικό μέρος και σε InP για το ηλεκτρο-οπτικό μέρος, ούτως ώστε να υποστηρίζει υψηλότερους ρυθμούς διαμόρφωσης [36]. Όπως φαίνεται στον πίνακα 4.2, η πολυμερική πλατφόρμα μας έχει σημαντικά πλεονεκτήματα όσον αφορά το ΕΟ μέρος, λόγω του πολύ υψηλότερου εύρους ζώνης των πολυμερών συγκρινόμενο με το *LiNbO*<sub>3</sub> ή το InP. Επιπρόσθετα, η πλατφόρμα μας μπορεί να έχει σημαντικά πλεονεκτήματα και στο παθητικό μέρος του κυκλώματος, λόγω της πυκνότερης ολοκλήρωσης που μπορούν να προσφέρουν τα πολυμερή συγκρινόμενα με το silica-on-silicon (γυαλί), την υψηλότερη ευελιξία στο σχεδιασμό και στην κατασκευή ρυθμιζόμενων στοιχείων πάνω στο τσιπ, τον υψηλότερο θερμο-οπτικό συντελεστή για την ρύθμιση των στοιχείων, την δυνατότητα για αποδοτικό έλεγχο της πόλωσης επίσης πάνω στο τσιπ και την δυνατότητα για εύκολη ολοκλήρωση ενεργών InP στοιχείων χρησιμοποιώντας την τεχνική σύζευξης butt-end.

#### 4.1.2 Επέκταση λειτουργιών της ΕΟ πολυμερικής πλατφόρμας

Η ΕΟ πολυμερική πλατφόρμα είδαμε πως είναι κυρίως για εφαρμογές διαμορφωτών. Αυτό όμως δεν σημαίνει πως δεν έχουν γίνει προσπάθειες για την σχεδίαση και ανάπτυξη και άλλων δομών στην ΕΟ πλατφόρμα με σκοπό να ολοκληρώνονταν σε ένα βήμα με τους διαμορφωτές, ούτως ώστε να επεκταθεί η λειτουργικότητα της και να αναβαθμιστεί σε μια πλατφόρμα γενικής χρήσης όπως η παθητική πολυμερική. Στην κατεύθυνση αυτή έχουν σχεδιαστεί δομές όπως οι συζεύκτες παρεμβολής πολλών ρυθμών, γραμμές καθυστέρησης, περιθλαστικά φράγματα Bragg (BG), όπως επίσης έχει πραγματοποιηθεί υβριδική ολοκλήρωση στοιχείων κέρδους (gain chips) με τα BG στην ΕΟ



**Σχήμα 4.5:** (α) φωτογραφία των DIs, (β) συνάρτηση μεταφοράς ενός 160 GHz DI με δυνατότητα ολίσθησης φάσης  $\pi$ , ελέγχοντας το ρεύμα που διαρρέει το ηλεκτρόδιο.

πολυμερική για την ανάπτυξη, για πρώτη φορά, ενός λέιζερ εξωτερικής κοιλοότητας που εκπέμπει σε TM ρυθμό και με δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος για 17 nm. Η σχεδίαση και κατασκευή 1 × 2 και 1 × 4 συζεύκτων παρεμβολής πολλών ρυθμών στην EO πλατφόρμα για χρήση ως διαχωριστές οπτικής ισχύος, περιγράφηκαν με λεπτομέρεια στην αντίστοιχη υποενότητα του προηγούμενου κεφαλαίου.

Οι γραμμές καθυστέρησης πραγματοποιήθηκαν στην EO πλατφόρμα ως unbalanced Mach-Zehnder συμβολόμετρα. Εκτός του ότι μπορούν να λειτουργήσουν σαν φίλτρα, οι γραμμές καθυστέρησης μπορούν να επιτελέσουν και άλλες λειτουργίες όπως αποκωδικοποίηση σημάτων διαμορφωμένων κατά φάση [37] και μετατροπή σχήματος διαμόρφωσης [38]. Στην EO πολυμερική πλατφόρμα σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν δυο ειδών γραμμές καθυστέρησης που είχαν 160 GHz και 200 GHz ελεύθερη φασματική περιοχή. Μεταλλικά ηλεκτρόδια προστέθηκαν πάνω από τα τσιπ για να μπορούν να μεταβάλλουν την φάση καθώς διαρρέονται από ρεύμα και ζεσταίνονται λειτουργώντας έτσι ως θερμικοί ολισθητές φάσης. Φωτογραφίες από μικροσκόπιο των κατασκευασμένων γραμμών καθυστέρησης φαίνονται στο σχήμα 4.5(α). Η συνάρτηση μεταφοράς ενός 160 GHz DI φαίνεται στο σχήμα 4.5(β) για τιμές ρεύματος 0 mA και 85 mA, όπου είναι εμφανής η δυνατότητα για ολίσθηση της φάσης κατά  $\pi$ . Το μήκος του 160 GHz DI είναι 12.95 mm, το insertion loss χαμηλότερο από 6 dB, οι απώλειες σχετιζόμενες με την πόλωση χαμηλότερες από 0.3 dB και ο λόγος σβέσης υψηλότερος από 17 dB.

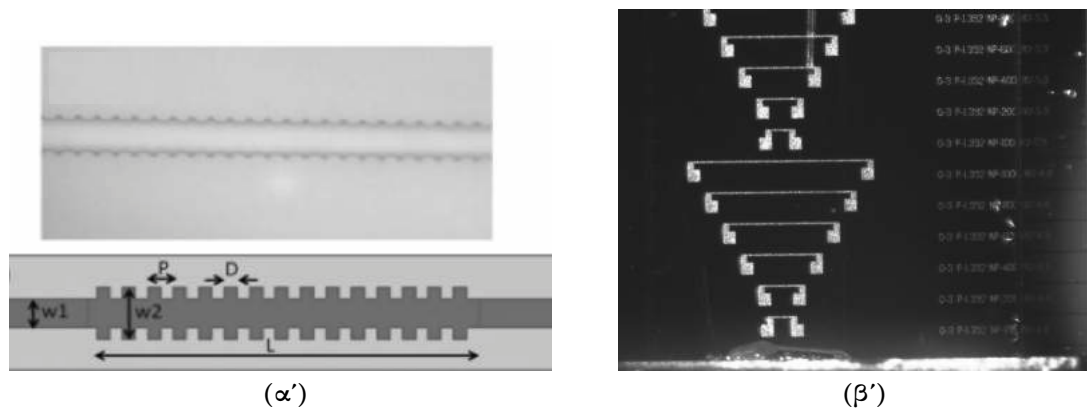
Τα φράγματα περίθλασης Bragg (BG) είναι δομές που παρουσιάζουν μια περιοδική ή μια σχεδόν περιοδική διαταραχή στον ενεργό δείκτη διάθλασης ενός κυματοδηγού και λειτουργούν ως οπτικά φίλτρα. Ένας αποδοτικός τρόπος για να πραγματοποιηθεί ένα φράγμα περίθλασης στον κυματοδηγό της ηλεκτρο-οπτικής πολυμερικής πλατφόρμας είναι να σχηματιστούν οι διαταραχές στο ridge κομμάτι του πυρήνα, ούτως ώστε να σχηματιστεί ένα φράγμα περίθλασης τύπου side grating. Για να ξεπεραστούν οι δυσκολίες στην κατασκευή, οι οποίες σχετίζονται με την συμβατική i-line<sup>2</sup> φωτολιθογραφία, σχεδιάστηκαν δομές 5ης τάξης σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$m \cdot \lambda_B = 2 \cdot n_e \cdot \Lambda \quad (4.1)$$

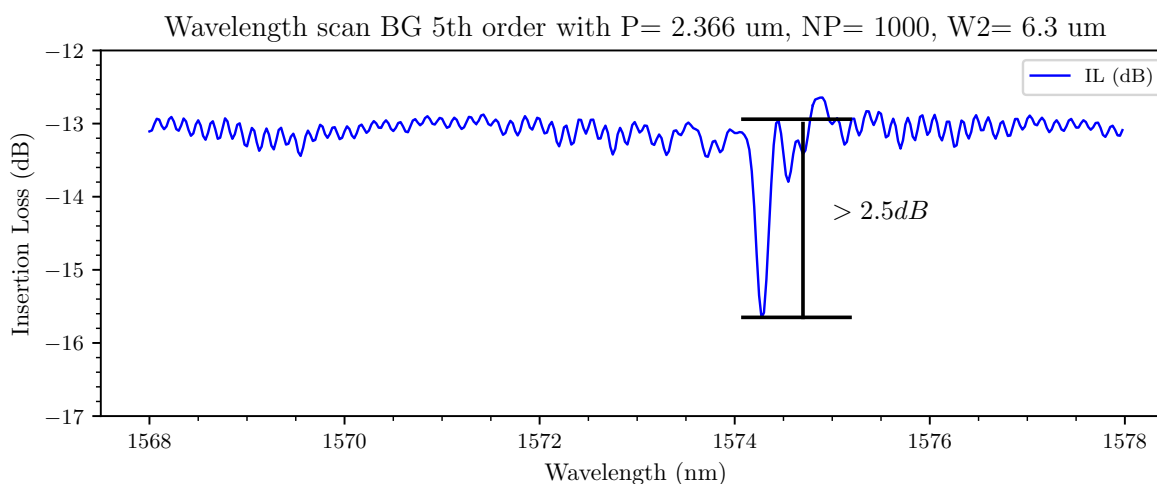
όπου m είναι η τάξη του ολοκληρωμένου περιθλαστικού φράγματος,  $\lambda_B$  το μήκος κύματος Bragg,

<sup>2</sup>Η συγκεκριμένη τεχνολογία φωτολιθογραφίας χρησιμοποιεί φως από μια λάμπα Hg υδραργύρου και συγκεκριμένα τη φασματική γραμμή i-line με μήκος κύματος 365 nm.





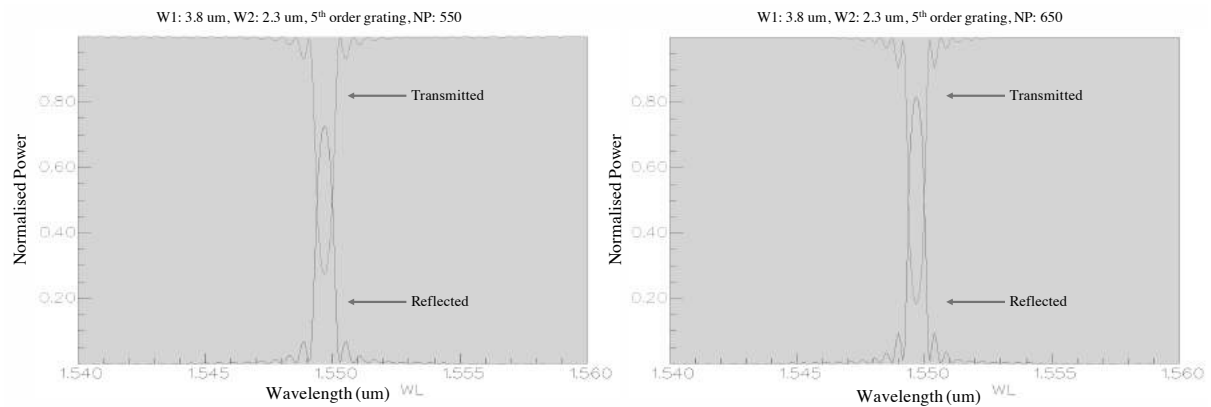
**Σχήμα 4.6:** (α) Σχεδιάγραμμα του ολοκληρωμένου φράγματος περίθλασης Bragg τύπου *side grating*.  $P$ : περίοδος,  $D$ : κύκλος εργασίας και φωτογραφία του κατασκευασμένου φράγματος περίθλασης από μικροσκόπιο, (β) πολυμερικό τσιπ με πολλές δομές BG διαφορετικού μήκους. Από πάνω φαίνονται τα ηλεκτρόδια



**Σχήμα 4.7:** Φασματογράφημα με λέιζερ σάρωσης του BG που δείχνει το φάσμα μετάδοσης

$n_e$  ο ενεργός δείκτης διάθλασης του κυματοδηγούμενου ρυθμού, και  $\Lambda$  η περίοδος του φράγματος περίθλασης. Για να επιτύχουμε  $\lambda_B$  κοντά στην περιοχή των 1550 nm, η περίοδος του φράγματος επιλέχθηκε στα 2.366  $\mu\text{m}$ , ενώ ο αριθμός των περιόδων και το μέγεθος του 'δοντιού' της διαταραχής μεταβάλλονταν κατά τη σχεδίαση ούτως ώστε να επιτύχουμε υψηλή ανακλαστικότητα κρατώντας ταυτόχρονα το μήκος της δομής σε λογικές τιμές. Στην εικόνα 4.6(α) φαίνεται μια φωτογραφία από μικροσκόπιο του κατασκευασμένου φράγματος στον πυρήνα του κυματοδηγού σε ένα ενδιάμεσο στάδιο της διαδικασίας κατασκευής, καθώς και ένα σχεδιάγραμμα που δείχνει το σχέδιο του φράγματος με τις διαφορετικές παραμέτρους του. Η εικόνα 4.6(β) δείχνει φωτογραφία του πολυμερικού τσιπ που ολοκλήρωνε πολλές δομές BG διαφορετικού μήκους. Όπως διακρίνεται και στην εικόνα, μεταλλικά ηλεκτρόδια χρυσού τοποθετήθηκαν πάνω από τις δομές και κατά μήκος τους, ώστε να παρέχουν τη δυνατότητα για μεταβολή του  $\lambda_B$  μέσω του θερμο-οπτικού φαινομένου στο πολυμερές υλικό.

Παρά την περιορισμένη διακριτικότητα της κατασκευαστικής μεθόδου, μπορούσαμε να διακρίνουμε αποδοτική λειτουργία για περιθλαστικά φράγματα με μεγάλο αριθμό περιόδων (από 800 περιόδους ή 1874.4  $\mu\text{m}$  μήκος) και μεγάλο μέγεθος 'δοντιού' διαταραχής ( $w1 = 3.8 \mu\text{m}$  και  $w2 = 6.3 \mu\text{m}$ ).



**Σχήμα 4.8:** Προσομοιωμένη απόκριση δυο φραγμάτων περίθλασης με τα ίδια γεωμετρικά χαρακτηριστικά αλλά αριθμό περιόδων 550 (αριστερά) και 650 (δεξιά).

Παίρνοντας την σχέση 4.1 για  $m = 5$ ,  $n_{eff} = 1.66$  και  $\Lambda = 2.366$ , μας δίνει σαν αποτέλεσμα για το μήκος κύματος Bragg  $\lambda_B = 1571nm$ . Στο σχήμα 4.8, φαίνεται το φάσμα ενός περιθλαστικού φράγματος με τα αναφερθέντα χαρακτηριστικά που αποκτήθηκε με σάρωση στο μήκος κύματος από ένα κατάλληλο λέιζερ. Στο φάσμα διακρίνεται ξεκάθαρα ένα βύθισμα στο σημείο κοντά στα 1574 nm που υποδεικνύει το μήκος κύματος ανάκλασης του BG το οποίο είναι πολύ κοντά στην θεωρητική τιμή, με την μικρή απόκλιση να οφείλεται στην αβεβαιότητα ως προς την τιμή του ενεργού δείκτη διάθλασης λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών και ακρίβειας προσομοιώσεων. Το πλάτος του είναι 2.5 dB που αντιστοιχεί σε περίπου 40% ανακλαστικότητα. Η τιμή αυτή επιτρέπει τη δημιουργία και διατήρηση του φαινομένου *lasing* σε τυπικές κοιλότητες λέιζερ.

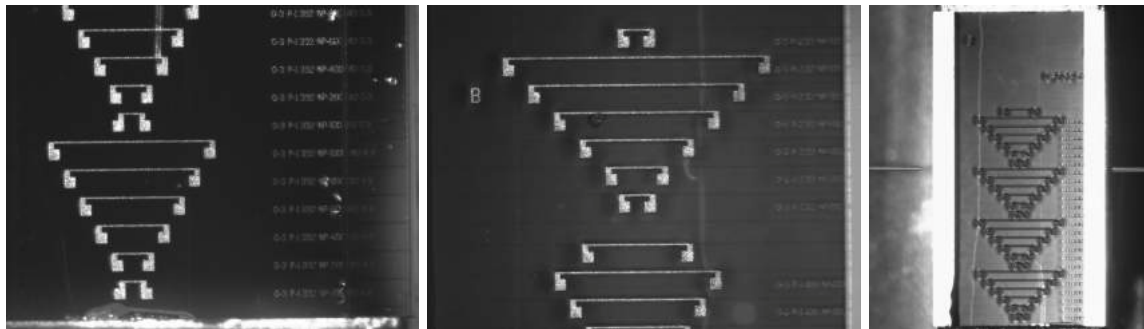
### Προσομείωση και κατασκευή φραγμάτων περίθλασης Bragg στην ΕΟ πολυμερική πλατφόρμα

Στα πλαίσια της διατριβής σχεδιάστηκαν, προσομοιώθηκε η λειτουργία των δομών με κατάλληλο λογισμικό και εν συνεχεία κατασκευάστηκαν σε ΕΟ πολυμερές υλικό φράγματα περίθλασης Bragg 3ης και 5ης τάξης με διαφοροποίηση στον αριθμό των περιόδων και στο μήκος της περιόδου. Ο λόγος που επιλέχθηκε μεγαλύτερη τάξη περίθλασης είναι η ευκολία στην κατασκευή καθώς επιτρέπουν δομές με μεγαλύτερο μήκος περιόδου που μπορούν να σχηματιστούν με στάνταρ λιθογραφία. Ένα φράγμα πρώτης τάξης για λειτουργία στα 1.5μm με ενεργό δείκτη διάθλασης 1.66, θα απαιτούσε σύμφωνα με την 4.1 περίοδο 451 nm και άρα ανάγκη να σχηματιστεί αυλάκωση με το ήμισυ της περιόδου, σε αντίθεση με ένα φράγμα 3ης ή 5ης τάξης όπου η περίοδος θα είναι 1.35 μm και 2.259 μm αντίστοιχα.

Για την προσομείωση των φραγμάτων χρησιμοποιήθηκαν τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά που φαίνονται στην πιο πάνω εικόνα και προσομοιώθηκαν διαφορετικές παραλλαγές της συγκεκριμένης δομής όσον αφορά τα πλάτη των αυλακώσεων και των αριθμό των περιόδων. Οι δομές προσομοιώθηκαν σε εμπορικό λογισμικό που υλοποιεί τις αριθμητικές μεθόδους EigenMode Expansion και Rigorous Coupled Mode Theory. Η εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζει την απόκριση δυο φραγμάτων περίθλασης που σχεδιάστηκαν για μήκος κύματος 1.55 με τα ίδια γεωμετρικά χαρακτηριστικά αλλά 550 περιόδους στην μια περίπτωση και 650 στην άλλη. Από τα γραφήματα φαίνεται ότι το πλάτος της απόκρισης αυξάνει με τον αριθμό των περιόδων.

**Πίνακας 4.3:** Συγκεντρωτικός πίνακας των διαφορετικών φραγμάτων περίθλασης που κατασκευάστηκαν

Τάξη περίθλασης	Περίοδος $\Lambda$ ( $\mu\text{m}$ )	Μέγεθος αυλάκωσης $W2$ ( $\mu\text{m}$ )	Αριθμός περιόδων NP
3	1.392	4.8, 5.3, 5.8, 6.3	100, 200, 400, 600, 800, 1000
3	1.406	4.8, 5.3, 5.8, 6.3	100, 200, 400, 600, 800, 1000
3	1.420	4.8, 5.3, 5.8, 6.3	100, 200, 400, 600, 800, 1000
5	2.32	1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3	100, 200, 400, 600, 800, 1000
5	2.338	1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3	450, 550, 650, 800, 1000
5	2.343	1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3	100, 200, 400, 600, 800, 1000
5	2.349	1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3	450, 550, 650, 800, 1000
5	2.366	1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3	100, 200, 400, 600, 800, 1000

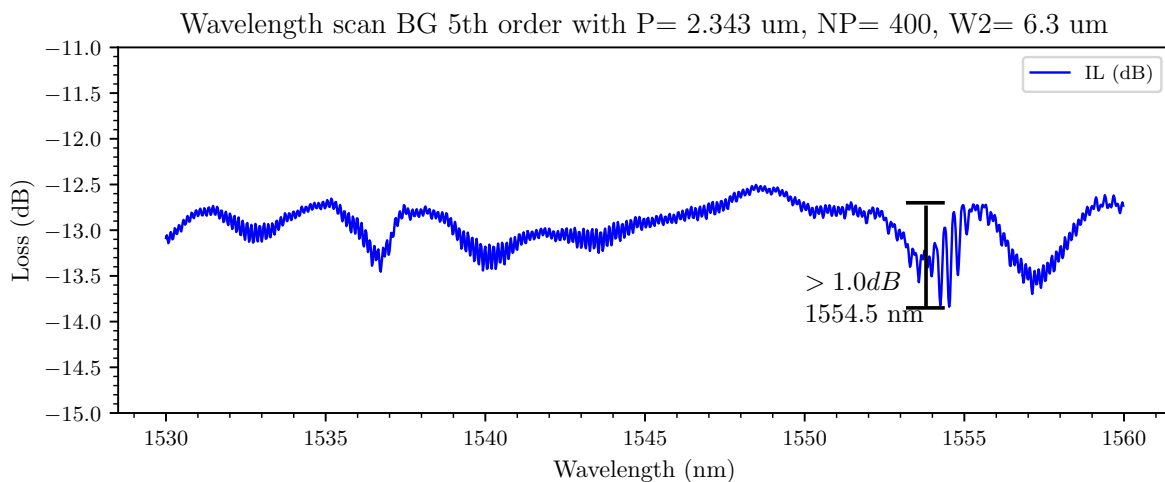


**Σχήμα 4.9:** Φωτογραφίες των κατασκευασμένων δομών BG από δυο διαφορετικά τσιπ (τρίτη φωτό) και σε μεγέθυνση (αριστερές).

Δεν συμπεριλαμβάνονται τα υπόλοιπα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για οικονομία χώρου. Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σχεδιάστηκαν οι δομές στην μάσκα, συμπεριλαμβάνοντας και πολλές παραλλαγές για να καλυφθούν οι κατασκευαστικές ανοχές και τυχόν αποκλίσεις από τις προσομοιώσεις. Γενικά τοποθετήθηκαν σε μάσκα δομές με τάξη περίθλασης 3 και 5. Για την τάξη 3 οι δομές είχαν περίοδο 1.406 έως 1.42 με αυλακώσεις 4.8, 5.3, 5.8, 6.3  $\mu\text{m}$  και αριθμό περιόδων από 100 έως 1000. Για την τάξη 5, οι δομές είχαν περίοδο από 2.32 έως 2.366 με αυλακώσεις 1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3  $\mu\text{m}$  και αριθμό περιόδων από 100 έως 1000. Τα χαρακτηριστικά των φραγμάτων περίθλασης που κατασκευάστηκαν φαίνονται στον πίνακα 4.3. Φωτογραφίες από τις δομές που κατασκευάστηκαν παρουσιάζονται στο σχήμα 4.9.

Μετά την κατασκευή τους, οι δομές μετρήθηκαν και χαρακτηρίστηκαν ως προς τις απώλειες κυματοδότησης και την απόκριση του περιθλαστικού φράγματος χρησιμοποιώντας ένα λέιζερ σάρωσης (sweeping laser). Συνολικά κατασκευάστηκαν πάνω από 500 δομές. Δειγματοληπτικός χαρακτηρισμός που πραγματοποιήθηκε αρχικά έδειξε ότι οι δομές με τάξη περίθλασης 3 καθώς και οι δομές με μέγεθος αυλάκωσης μικρότερο από 4.8  $\mu\text{m}$  (και για τις δυο τάξεις) δεν είχαν ικανοποιητική απόδοση και έτσι οι προσπάθειες επικεντρώθηκαν στον χαρακτηρισμό των υπολοίπων. Αποτελέσματα από τον χαρακτηρισμό των δομών με το λέιζερ σάρωσης παρουσιάζονται παρακάτω. Είναι φανερό

πως για την περίοδο 2.343  $\mu\text{m}$  και για αυξανόμενο αριθμό περιόδων, μεγαλώνει το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου. Αν στρέψουμε την πολωτική κατάσταση του φωτός σε μια νέα διεύθυνση (η οποία δεν είναι απόλυτα γνωστή) αυτό που θα παρατηρήσουμε είναι μετατόπιση στο μήκος κύματος που συντονίζει το περιθλαστικό φράγμα. Η μετατόπιση οφείλεται στην αλλαγή του ενεργού δείκτη διάθλασης  $n_{eff}$  του ρυθμού διάδοσης λόγω διπλοθλαστικότητας και από την σχέση 4.1 προκύπτει και αλλαγή στο μήκος κύματος Bragg. Η καμπύλη της ισχύος ως προς το μήκος κύματος εμφανίζει αρκετές πυκνές και μικρές κυματώσεις στο πλάτος και σε μερικά γραφήματα και πιο αραιές κυματώσεις. Οι πιο αραιές κυματώσεις οφείλονται σε ανακλάσεις του φωτός στην επαφή της οπτικής ίνας.



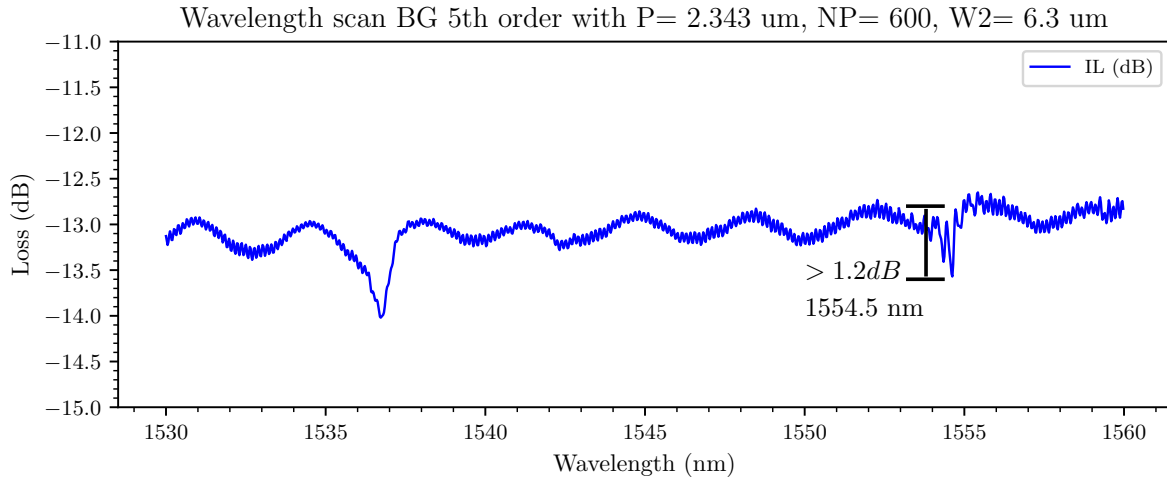
**Σχήμα 4.10:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 400. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1554.5 nm

### 4.1.3 Περιγραφή του πομπού 100 Gb/s μεταβλητού μήκους κύματος

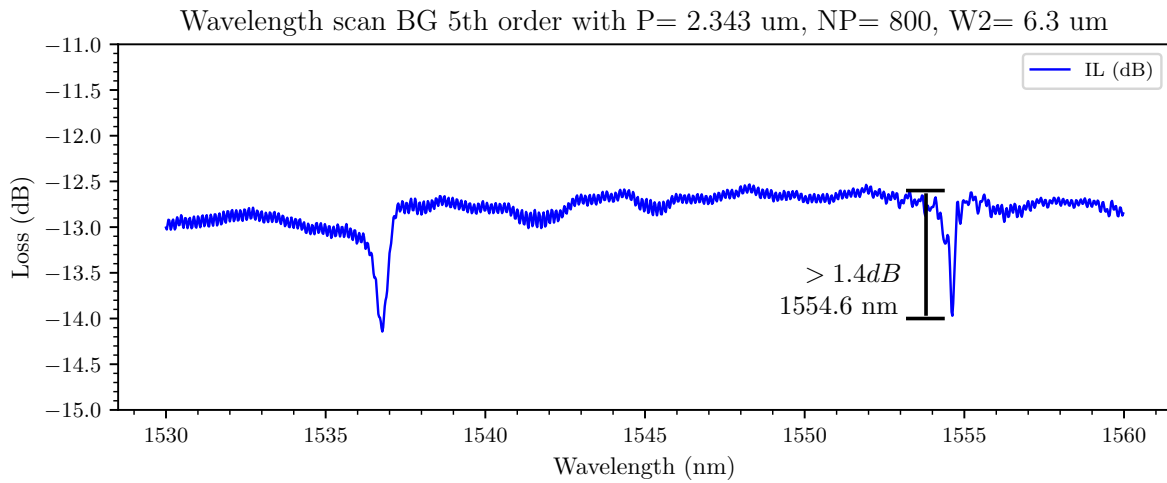
#### Λείζερ εξωτερικής κοιότητας

Οι δομές που βρέθηκαν να αποδίδουν καλύτερα μετά τον χαρακτηρισμό τους, επιλέχθηκαν ως υποψήφιες για να ολοκληρωθούν με το στοιχείο κέρδους και να σχηματίσουν ένα λέιζερ εξωτερικής κοιότητας. Λόγω του περιορισμένου αριθμού διόδων, επιλέχθηκε η δομή 5ης τάξης με  $\Lambda=2.366$ , αριθμό περιόδων 1000 που δίνει συντονισμό στα 1574.3 nm (σχήμα 4.18). Το στοιχείο κέρδους είναι μια δίοδος που έχει μόνο μια πλήρως ανακλαστική επιφάνεια στην πίσω μεριά της, ενώ η μπροστινή κολλήθηκε στην άκρη του πολυμερικού τσιπ. Το φράγμα Bragg με ανακλαστικότητα πάνω από 40% λειτουργεί ως μια ημι-ανακλαστική επιφάνεια, ούτως ώστε ο συνδυασμός των δυο να λειτουργήσει ως ένα λέιζερ εξωτερικής κοιότητας που εκτείνεται και στο InP και στο πολυμερικό τμήμα. Το λέιζερ αυτό έχει την δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος εκπομπής και αποτελεί ένα από τα δομικά συστατικά του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος.

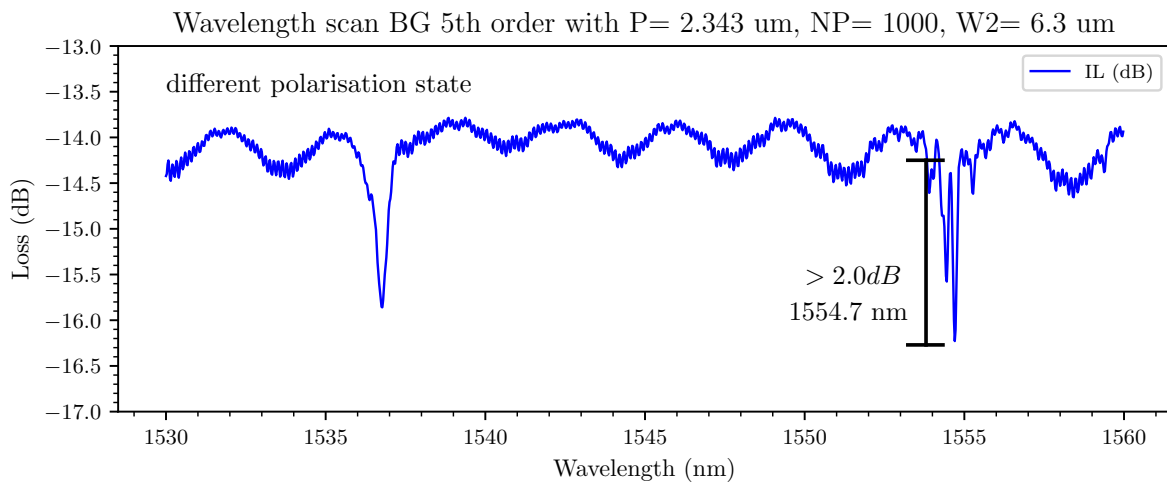
Το σχήμα 4.19 δείχνει το λέιζερ να λειτουργεί εκπέμποντας TE ρυθμό. Οι απώλειες σύζευξης στην διεπαφή InP/Polymer είναι περίπου 2 dB λόγω της διαφοράς των προφίλ των κυματοδηγούμενων ρυθμών στους InP και πολυμερικούς κυματοδηγούς. Το στοιχείο κέρδους μπορεί να αντισταθμίσει αυτές τις απώλειες και να παράσχει καθαρό κέρδος μέσα στην κοιότητα. Το μήκος κύματος εκπομπής μπορεί να κυμανθεί σε εύρος μεγαλύτερο των 17 nm, μεταβάλλοντας με θερμικό τρόπο



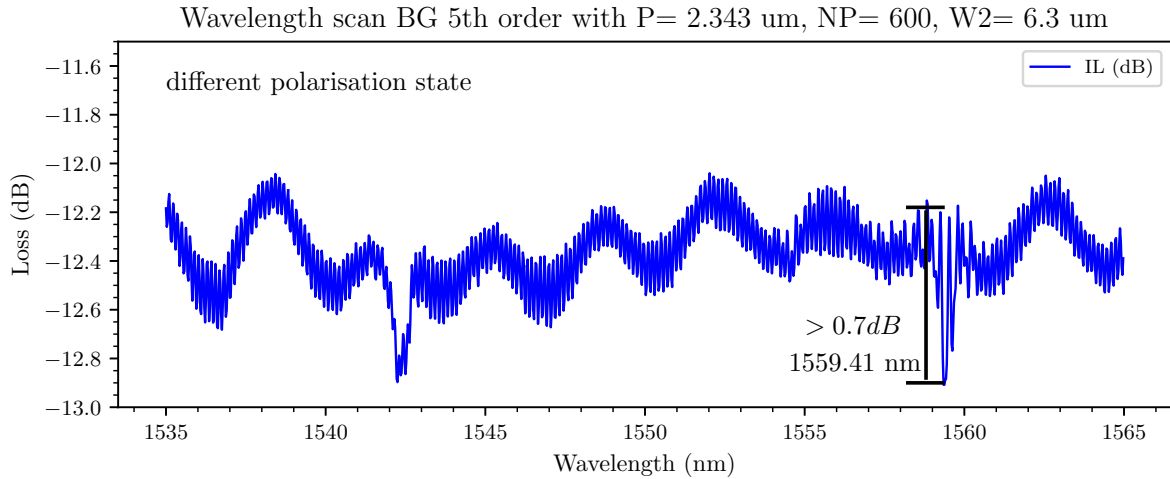
**Σχήμα 4.11:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 600. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα  $1554.5\ \text{nm}$ .



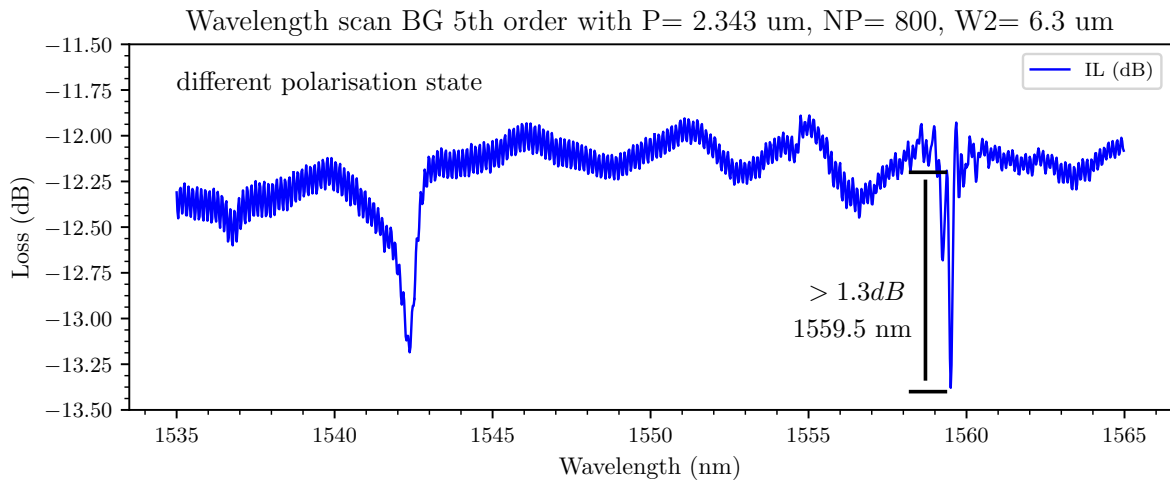
**Σχήμα 4.12:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 800. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα  $1554.6\ \text{nm}$ .



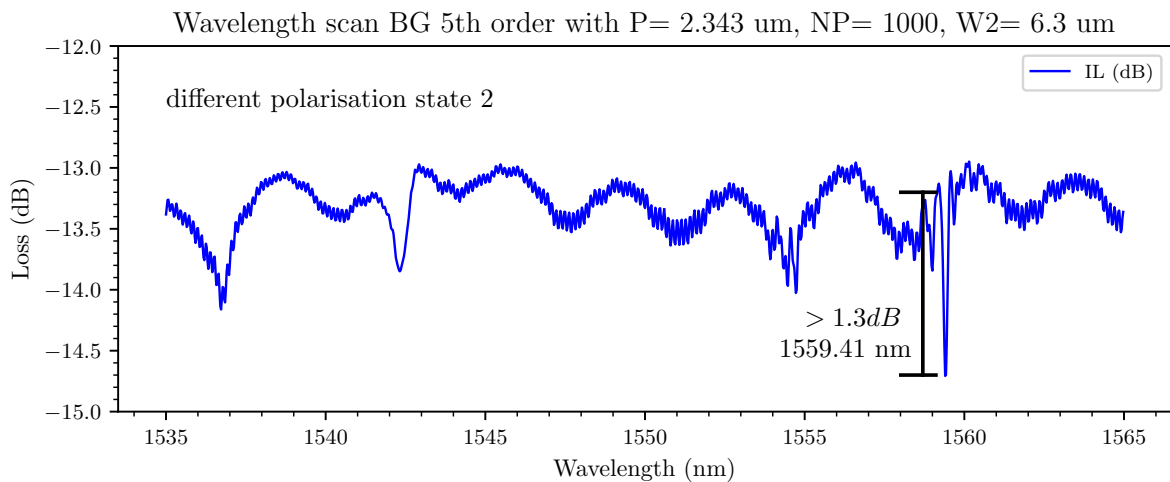
**Σχήμα 4.13:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα  $1554.7\ \text{nm}$ .



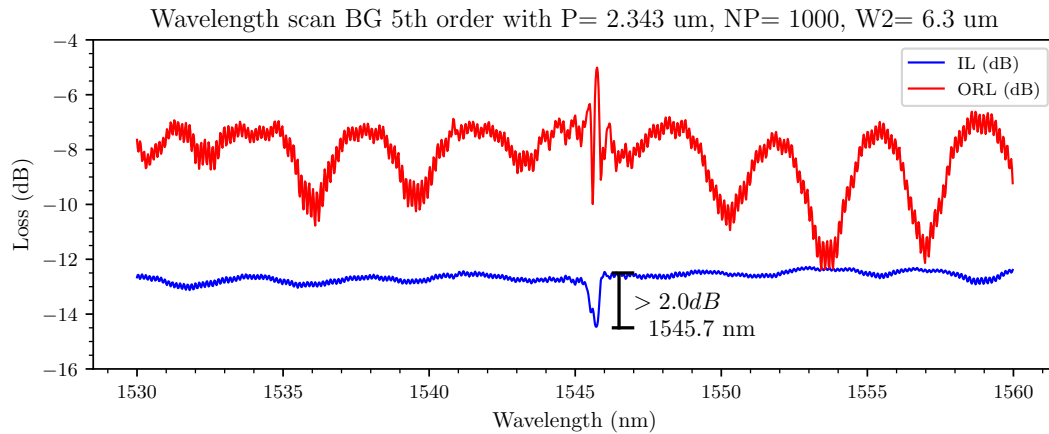
**Σχήμα 4.14:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 600. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1559.41 nm λόγω διαφορετικής πολωτικής κατάστασης



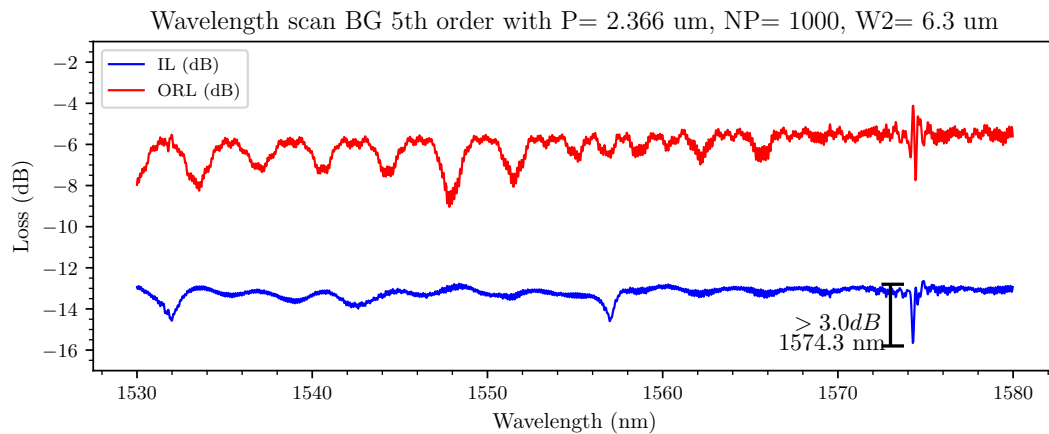
**Σχήμα 4.15:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 800. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1559.5 nm λόγω διαφορετικής πολωτικής κατάστασης



**Σχήμα 4.16:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται στα 1559.4 nm λόγω διαφορετικής πολωτικής κατάστασης



**Σχήμα 4.17:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.343$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται σε διαφορετικό μήκος κύματος στα 1545.7 nm

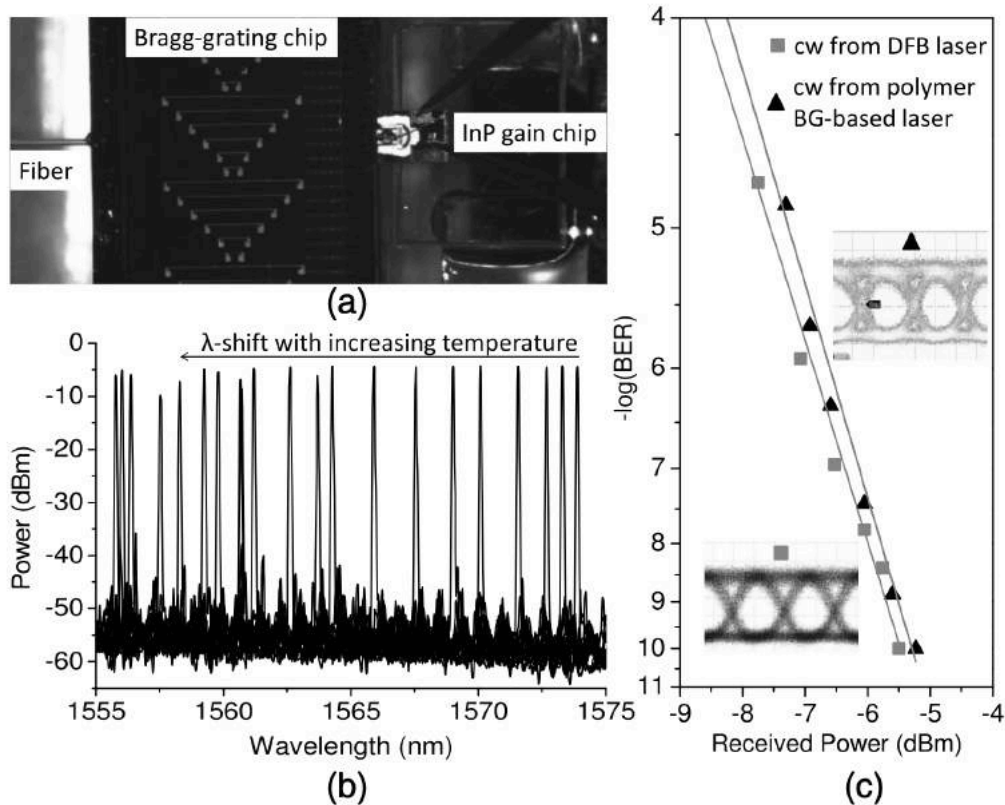


**Σχήμα 4.18:** Απόκριση κατασκευασμένου BG 5ης τάξης,  $\Lambda=2.366$  και αριθμό περιόδων 1000. Ο συντονισμός παρουσιάζεται σε διαφορετικό μήκος κύματος στα 1574.3 nm

το μήκος κύματος συντονισμού του BG . Ο θερμο-οπτικός συντελεστής του πολυμερούς είναι  $-1.4 \cdot 10^{-4} C^{-1}$ , ενώ η θερμική ισχύς που απαιτείται για να καλύψει τα 17 nm είναι 800 mW. Εντούτοις βελτιστοποίηση του σχεδιασμού του ηλεκτροδίου όσον αφορά την θέση, το πάχος και το υλικό μπορεί να οδηγήσει σε μείωση της κατανάλωσης στο μισό τουλάχιστον. Το εύρος γραμμής (linewidth) του λέιζερ μετρήθηκε με ομόδυνη και ετερόδυνη μέθοδο και βρέθηκε να είναι χαμηλότερο από 1.5 MHz μέσα στο δυνατό εύρος μηκών κυμάτων εκπομπής. Η τιμή μπορεί να βελτιωθεί μειώνοντας και άλλο τη φασματική γραμμή του περιθλαστικού φράγματος. Η εξόδος του λέιζερ διαμορφώθηκε κατά πλάτος σε διάφορα μήκη κύματος, χρησιμοποιώντας έναν  $LiNbO_3$  διαμορφωτή στα 40 Gb/s και συγκρίθηκε με το διαμορφωμένο cw ενός τυπικού DFB λέιζερ στα ίδια μήκη κύματος. Ενδεικτικά στο σχήμα φαίνονται αποτελέσματα από τη σύγκριση στα 1566 nm και δείχνει μέσα από καμπύλες BER και διαγράμματα οφθαλμού την αποδοτικότητα του BG polymer λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας.

### Οπτικό υποσύστημα και ηλεκτρονικά

Στη συνέχεια, η συναρμογή του πομπού βασίστηκε στο σχηματικό της συσκευής που παρουσιάστηκε στο σχήμα 4.1. Για την συναρμογή του πομπού δυστυχώς δεν χρησιμοποιήθηκε το λέιζερ εξωτερικής



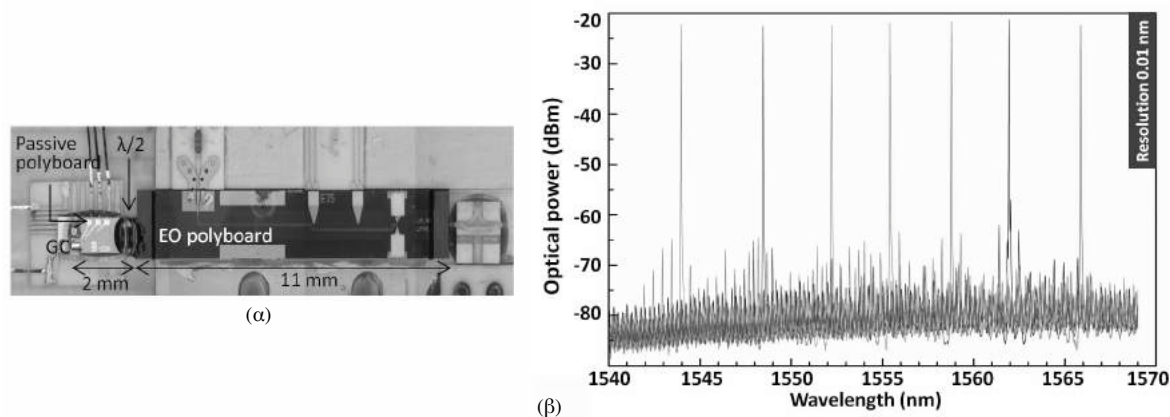
**Σχήμα 4.19:** (α) Λείζερ βασισμένο σε πολυμερικό BG φίλτρο, (β) μετατόπιση του μήκους κύματος εκπομπής συναρτήσει θερμοκρασίας, (γ) καμπύλες BER σημάτων διαμορφωμένων στα 40 Gb/s χρησιμοποιώντας σήμα cw από το λείζερ εξωτερικής κοιλότητας στο πολυμερές υλικό ή ένα κοινό DFB στα 1566 nm. Τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού δείχνονται στις ένθετες εικόνες.

κοιλότητας που είχε φταχτεί με το EO πολυμερικό τσιπ, αλλά ένα λείζερ εξωτερικής κοιλότητας βασισμένο σε παθητικό πολυμερικό τσιπ. Ο λόγος ήταν πως τα περιθλαστικά φράγματα που είχαν σχεδιαστεί να ολοκληρωθούν μονολιθικά με τους MZM στην EO πλατφόρμα δεν είχαν τις σωστές τιμές περιόδου και μήκους, με αποτέλεσμα να μην παρουσιάζουν την επιθυμητή ανακλαστικότητα και κατ'επέκταση να μην είναι δυνατή η επιλογή ενός ρυθμού (μήκους κύματος) εξαναγκασμένης εκπομπής στην κοιλότητα, λόγω της ασθενούς ανατροφοδότησης του στοιχείου κέρδους.

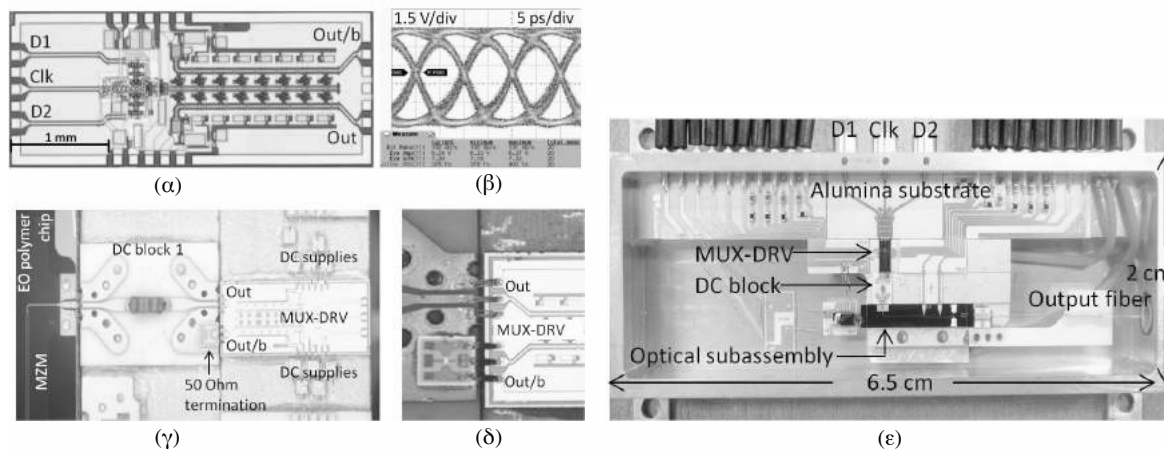
Τα μεμονομένα EO πολυμερικά τσιπ με περιθλαστικά φράγματα, που είχαν επιθυμητά χαρακτηριστικά και που θα μπορούσαν να ολοκληρωθούν με ένα στοιχείο κέρδους, είχαν ήδη χρησιμοποιηθεί για να φτιάξουν οπτικά υποσύνολα λείζερ τα οποία δεν ήταν πλέον λειτουργικά λόγω της εκτενούς διαδικασίας χαρακτηρισμού που τα ωθούσε στα όρια τους, καταστρέφοντας τα στο τέλος της διαδικασίας. Όπως έχει περιγραφεί, το περιθλαστικό φράγμα BG λειτουργεί ως ημιπερατός καθρέπτης μιας εξωτερικής κοιλότητας που εκτείνεται στην διαδρομή από το στοιχείο κέρδους GC μέχρι το πολυμερικό τσιπ. Ακολούθως, το πολωτικό φίλτρο ημίσιου κύματος (half-wave plate) στρέφει την πόλωση κατά 90 μοίρες και μετατρέπει τον TE ρυθμό του λείζερ σε TM, αφού αυτόν τον ρυθμό μπορεί να διαμορφώσει ο διαμορφωτής MZM στην EO πολυμερική πλατφόρμα, λόγω των εγγενών ιδιοτήτων του συγκεκριμένου υλικού [28].

Αφού περιστραφεί η πολωτική του κατάσταση, το φως εισέρχεται σε έναν MZM και διαμορφώνεται κατά OOK από το ηλεκτρικό σήμα που παρέχει το InP-DHBT κύκλωμα οδήγησης με ρυθμό δεδομένων μέχρι 100 Gb/s. Το κύκλωμα δέχεται δυο ηλεκτρικά σήματα εισόδου D1 και D2, και ένα





**Σχήμα 4.20:** (α) Φωτογραφία του οπτικού υποσυνόλου του λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας, ολοκληρωμένο με το ΕΟ πολυμερικό ΜΖΜ. Δίνονται και οι διαστάσεις των τσιπ. (β) Οπτικά φάσματα από την έξοδο του λέιζερ που δείχνει τη δυνατότητα καλής λειτουργίας σε εύρος 22 nm με υψηλό SMSR



**Σχήμα 4.21:** (α) Φωτογραφία του κυκλώματος InP-DHBT MUX-DRV, (β) διάγραμμα οφθαλμού του διαφορικού ηλεκτρικού σήματος εξόδου στα 100 Gb/s. Μετρήθηκαν και οι δυο έξοδοι του κυκλώματος και αφαιρέθηκαν χρησιμοποιώντας την λειτουργία math του παλμογράφου. (γ) φωτογραφία της ηλεκτρικής σύνδεσης του MUX-DRV με τον ΜΖΜ, όπου φαίνεται και το DC-block κύκλωμα και ο τερματισμός 50 Ohm (δ) κοντινή φωτογραφία της ηλεκτρικής σύνδεσης, (ε) φωτογραφία του συναρμολογημένου πομπού.

σήμα ρολογιού στο μισό του τελικού ρυθμού, και παρέχει, μετά από 2:1 πολυπλεξία στο χρόνο και ενίσχυση του σήματος (λειτουργία MUX-DRV) το τελικό σήμα οδήγησης στον ΜΖΜ, το οποίο είναι single-ended. Ο εκτιμώμενος παράγοντας chirp είναι -0.022 σύμφωνα με προηγούμενες μετρήσεις της συγκεκριμένης παραμέτρου [39].

Το σχήμα 4.21 δείχνει μια κοντινή όψη του οπτικού υποσυνόλου του πομπού δίνοντας και μια εικόνα για τις σχετικές διαστάσεις των τριών διαφορετικών τσιπ (InP GC, passive polymer, EO polymer chips). Το InP GC ήταν συζευγμένο στην οριζόντια διάσταση (butt-coupled) με το πολυμερικό τσιπ και ο κυματοδηγός του είχε κλίση 9 μοιρών για την αποφυγή ανεπιθύμητων ανακλάσεων, και ευθυγραμμίστηκε με ακρίβεια μικρότερη του μικρόμετρου.

Το BG σχεδιάστηκε και ολοκληρώθηκε μονολιθικά στο παθητικό πολυμερικό τσιπ σαν ένα πλάγιο περιθλαστικό φράγμα (side-grating) με περιοδική διατάραξη της οριζόντιας διάστασης του channel κυματοδηγού [30]. Το μήκος της περιόδου είναι περίπου 1.6 μm και ο παράγοντας πλήρωσης (fill-factor) της διατάραξης 50%. Η κορυφή της συνάρτησης μεταφοράς του ανακλώμενου σήματος

του BG μπορεί να ρυθμιστεί με ασφάλεια σε ένα εύρος 22 nm (1544-1566 nm) με θερμικό τρόπο, επιτρέποντας έτσι την ρύθμιση και του μήκους κύματος εκπομπής του λέιζερ στο ίδιο εύρος.

Όταν το στοιχείο κέρδους λειτουργεί με 120 mA ρεύμα εγχύσης, το λέιζερ μεταβλητού μήκους κύματος δίνει σταθερό σήμα εξόδου με υψηλό λόγο καταπίεσης πλευρικών ρυθμών (side-mode suppration ratio - SMSR) >40 dB και υψηλή οπτική ισχύ εξόδου (εκτιμώμενη ισχύς 3 dBm στην έξοδο του BG) που μπορεί με ευκολία να καλύψει το εύρος 1544-1566 nm όπως φαίνεται στο σχήμα 4.20. Το εύρος της φασματικής γραμμής (linewidth) του σήματος εξόδου μπορεί να είναι 300 kHz ή και χαμηλότερο ανάλογα με το σχέδιο του BG [30].

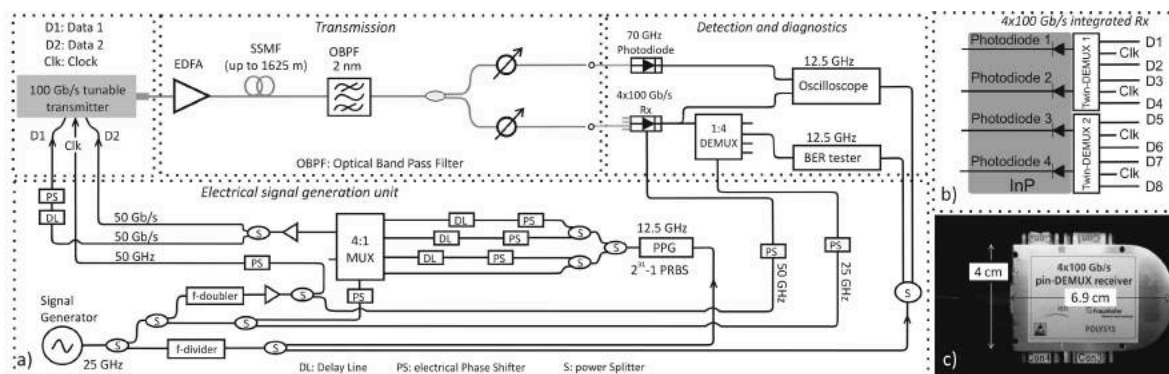
Το πολωτικό φίλτρο ημίσιου κύματος (half-wave plate) υλοποιήθηκε εισάγοντας ένα φίλτρο λεπτού υμενίου (thin-film element) μέσα με μια λεπτή σχισμή περίπου 50  $\mu\text{m}$ , που χαραχθήκε στο πολυμερές τσιπ χρησιμοποιώντας τεχνικές μικρο-μηχανικής κατεργασίας. Με αυτόν τον απλό και αποδοτικό τρόπο, η πόλωση του σήματος στρέφεται 90 μοίρες επιτρέποντας την διαμόρφωση του από το EO πολυμερικό διαμορφωτή. Συγκρινόμενο με το οπτικό υποσύστημα του πομπού 2  $\times$  100 Gb/s που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και δεν χρησιμοποιούσε το πολωτικό φίλτρο αλλά στηριζόταν στην στρέψη της διόδου λέιζερ κατά 90 μοίρες για να παρέχει τον TM ρυθμό στον MZM, η εισαγωγή του φίλτρου αποτελεί ένα σημαντικό βήμα προς μια πιο απλή και γρήγορη διαδικασία συναρμογής.

Ο λόγος είναι ότι η στρέψη της διόδου κατά 90 μοίρες αυξάνει τη δυσκολία ευθυγράμμισης και επίτευξης καλής σύζευξης με το πολυμερικό κυματοδηγό. Η τωρινή διαδικασία πέρα από απλή και αποδοτική, είναι επίσης συμβατή με μεθόδους συναρμογής μεγάλης κλίμακας, όπου κατάλληλα εργαλεία pick-and-place θα εκτελούσαν την διαδικασία συναρμογής αυτόματα σε μια γραμμή παραγωγής. Η ισχύς εξόδου του εξερχόμενου φωτός από τον κυματοδηγό του πολυμερικού τσιπ μετρήθηκε, κατά τη διαδικασία συναρμογής, με πολωτικό φίλτρο που επέτρεπε κάθε φορά μόνο τον TE ή μόνο τον TM ρυθμό να περάσει. Ο TE ρυθμός μετρήθηκε 15 dB λχαμηλότερα από τον TM, γεγονός που υποδεικνύει την αποδοτικότητα του ολοκληρωμένου φίλτρου ημίσιου κύματος.

Στην έξοδο του πολυμερικού τσιπ, ο TM ρυθμός συζευγνύεται στο EO πολυμερικό τσιπ και διαμορφώνεται από τον MZM. Ο MZM έχει παράμετρο  $V_{\pi}$  για 100 Gb/s λειτουργία, περίπου 3.5 V για single-ended λειτουργία.

Στο σχήμα 4.21 φαίνεται το κύκλωμα MUX-DRV με διαστάσεις 1.5mm  $\times$  3.6mm που παρέχει το υψηλού ρυθμού σήμα οδήγησης και οδηγεί τον διαμορφωτή [40]. Στην αριστερή μεριά, το κύκλωμα έχει τρεις single-ended εισόδους για τα σήματα δεδομένων (D1 και D2) και το ρολόι Clk. Τα τρία σήματα έχουν τον μισό από τον τελικό ρυθμό, ελάχιστο πλάτος 200 mV<sub>pp</sub> και είναι συγχρονισμένα σε επίπεδο bit για την κατάλληλη λειτουργία του MUX-DRV.

Στο πρώτο στάδιο του κυκλώματος, τα σήματα D1 και D2 μετατρέπονται σε διαφορικά σήματα και πολυπλέκονται σε ένα μέρος του κυκλώματος βασισμένο σε Gilbert cell [41]. Στο επόμενο στάδιο, γίνεται ανασύσταση του πολυπλεγμένου σήματος και ενισχύεται από ενισχυτική βαθμίδα που συνδυάζει κατανομημένη (distributed) και συγκεντρωμένη (lumped) αρχιτεκτονική στο ίδιο τσιπ. Το κύκλωμα καταναλώνει 3.8 W και παρέχει διαφορικό σήμα εξόδου στον τελικό ρυθμό με κυμαινόμενο πλάτος, που δύναται να είναι μέχρι περίπου 2  $\times$  3 = 6V στα 100 Gb/s όταν αφαιρείται η συνιστώσα Out/b από την Out. Στο σχήμα 4.21(β) φαίνεται ενδεικτικά το ηλεκτρικό διάγραμμα οφθαλμού από τις on-wafer μετρήσεις της διαφορικής εξόδου στα 100 Gb/s και αποδεικνύει την καλή ποιότητα του σήματος.



**Σχήμα 4.22:** (α) Πειραματική διάταξη για την λειτουργία του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος και την αξιολόγηση της επίδοσης του στα 80 και 100 Gb/s. Οι ρυθμοί δεδομένων και οι συχνότητες των ρολογιών που αναφέρονται στο σχηματικό αντιστοιχούν σε λειτουργία 100 Gb/s και πρέπει να μειωθούν ανάλογα για την λειτουργία στα 80 Gb/s (β) Σχηματικό του 4 × 100Gpin-DEMUX δέκτη που χρησιμοποιήθηκε στα πειράματα της παρούσας δουλειάς και (γ) Φωτογραφία του 4 × 100Gpin-DEMUX δέκτη

Το ίδιο σχήμα παρουσιάζει επίσης λεπτομέρειες από την υβριδική ολοκλήρωση του MUX-DRV κυκλώματος με τον MZM στο ΕΟ πολυμερικό τσιπ. Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 4.21(γ) και (δ) φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο η πρώτη έξοδος του MUX-DRV συνδέεται AC-coupled στο ηλεκτρόδιο οδεύοντος κύματος (travelling-wave) του MZM. Η σύνδεση πραγματοποιείται με ένα υψηλού εύρους ζώνης DC-block που αφαιρεί την DC συνιστώσα του σήματος. Η δεύτερη έξοδος του κυκλώματος τερματίζεται, αφού ο MZM είναι κατασκευασμένος για single-ended λειτουργία. Η διπλανή εικόνα (δ) δίνει μια πιο κοντινή ματιά στις ηλεκτρικές συνδέσεις του MUX-DRV κυκλώματος, του DC-block και του 50 Ohm τερματισμού, οι οποίες βασίζονται σε wirebonds πολύ μικρού μήκους. Το σχήμα 4.21(ε) παρουσιάζει τον συναρμολογημένο πομπό μεταβλητού μήκους κύματος στην τελική του μορφή. Η διαδικασία και τα υλικά της συναρμογής του πομπού περιλαμβάνουν επιχρυσωμένα υποστηρίγματα από CuW τα οποία παρέχουν μηχανική υποστήριξη για τα οπτικά και ηλεκτρονικά στοιχεία, υποστρώματα για DC και RF σήματα, ενεργή ψύξη με θερμο-ηλεκτρικό στοιχείο (TEC), και φακοειδή οπτική ίνα για την σύζευξη του διαμορφωμένου σήματος και μεταφορά του εκτός της θήκης.

Η οπτική ισχύς cw στην έξοδο του BG είναι +3 dBm, ενώ στην έξοδο του διαμορφωτή -9.5 dBm όταν αυτός λειτουργεί στην κορυφή της συνάρτησης μεταφοράς. Από τις τιμές συμπεραίνεται ότι οι απώλειες μεταξύ του BG και της φακοειδούς ίνας είναι περίπου 12.5 dB. Η τιμή αυτή συμπεριλαμβάνει τις απώλειες διάδοσης στο παθητικό και στο ΕΟ πολυμερικό τσιπ και την φακοειδή ίνα. Η κατανάλωση ισχύος της συσκευής υπολογίζεται περίπου στα 7.2 W λαμβάνοντας υπόψη την κατανάλωση του λέιζερ μεταβλητού μήκους (0.25 W για το GC και 0.06 W για τα ηλεκτρόδια που θερμαίνουν το BG), του MUX-DRV κυκλώματος (3.8 W), τους θερμικούς ολισθητές φάσης για την πόλωση του MZM (0.04 W) και του θερμο-ηλεκτρικού στοιχείου (περίπου 3 W).

## 4.2 Πειραματικός χαρακτηρισμός πομπού μεταβλητού μήκους κύματος

Στην παρούσα ενότητα, παρουσιάζεται η αξιολόγηση της επίδοσης του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος μέσα από βασικές πειραματικές μετρήσεις (όπως στατικές μετρήσεις και τεστ μεταβο-

λής/ρύθμισης του μήκους κύματος εκπομπής), μέσα από πειράματα μετάδοσης δια μέσου SSMF ίνας, καθώς και μια σύνθετη πειραματική επίδειξη χρήσης του συστήματος μέσα σε ένα δίκτυο Οπτικού Κυκλώματος Μεταγωγής βασισμένο σε τοπολογία δακτυλίου (ring-based OCS domain). Η πρώτη υποενότητα, περιγράφει τη βασική πειραματική διάταξη για την λειτουργία της συσκευής και την πειραματική αξιολόγηση της επίδοσης της σε μετάδοση δεδομένων. Στην δεύτερη υποενότητα περιγράφονται τα αποτελέσματα από τις βασικές μετρήσεις και τα πειράματα μετάδοσης στα 80 και 100 Gb/s. Τέλος, στην τρίτη υποενότητα παρουσιάζεται το σενάριο χρήσης του πομπού μέσα σε δίκτυο και τα κύρια αποτελέσματα από την πειραματική επίδειξη του πομπού μέσα στο Οπτικό Κύκλωμα Μεταγωγής.

#### 4.2.1 Πειραματική διάταξη

Το σχήμα 4.22(α) παρουσιάζει την βασική πειραματική διάταξη για την λειτουργία του πομπού μεταβλητού μήκους κύματος στα 80 και 100 Gb/s, την μετάδοση των σημάτων δια μέσου τυπικής μονορυθμικής οπτικής ίνας (SSMF) και την ανίχνευση τους από έναν δέκτη  $4 \times 100$  Gb/s, ο οποίος βασίζεται σε μια τετραπλή συστοιχία φωτοδιόδων και σε δυο διπλά κυκλώματα αποπολυπλεξίας (twin-DEMUX) κατασκευασμένα σε τεχνολογία InP-DHBT [42, 43]. Η διάταξη και φωτογραφία της συσκευής φαίνονται στα σχήματα 4.22(β) και (γ) αντίστοιχα. Οι συχνότητες των ρολογιών και οι ρυθμοί δεδομένων που αναφέρονται στο σχήμα αντιστοιχούν σε λειτουργία 100 Gb/s και πρέπει να μειωθούν ανάλογα για λειτουργία στα 80 Gb/s. Η γεννήτρια συχνοτήτων λειτουργεί στα 25 GHz και σε συνδυασμό με έναν διαιρέτη συχνότητας (f-divider), έναν διπλασιαστή συχνότητας (f-doubler) και μια σειρά από RF διαχωριστές ισχύος, παρέχει (S) τα σήματα ρολογιού για την γεννήτρια παλμοσειρών (pulse pattern generator - PPG) στα 12.5 GHz, τον εξωτερικό 4:1 πολυπλέκτη (MUX) στα 25 GHz, το κύκλωμα MUX-DRV του πομπού στα 50 GHz, το κύκλωμα των διπλών twin-DEMUX του δέκτη στα 50 GHz, τον εξωτερικό 1:4 αποπολυπλέκτη (DEMUX) στα 25 GHz, τον ψηφιακό αναλυτή/παλμογράφο (DCA) στα 12.5 GHz και τον απαριθμητή ρυθμού λαθών (BER) στα 12.5 GHz.

Η γεννήτρια παλμοσειρών (PPG) γεννάει μια ψευδοτυχαία ακολουθία διαδικών ψηφίων (PRBS) στα 12.5 Gb/s, η οποία χωρίζεται σε τέσσερα μέρη. Αυτά οδηγούνται στον 4:1 πολυπλέκτη (MUX) δια μέσου παράλληλων γραμμών καθυστέρησης (delay lines-DL) και ολισθητών φάσης (phase shifters-PS) που επιτρέπουν την αντίστοιχα την αποσυσχέτιση της ακολουθίας και τον συγχρονισμό της σε επίπεδο διφύου. Υπενθυμίζουμε ότι για την σωστή αποσυσχέτιση των τεσσάρων διαφορετικών ροών δεδομένων, οι γραμμές καθυστέρησης πρέπει να εισάγουν καθυστέρηση ίση με  $T/4$ ,  $T/2$ ,  $3T/4$  στις αντίστοιχες διαδρομές των σημάτων πριν τον πολυπλέκτη, όπου  $T$  η περίοδος της  $2^7 - 1$  PRBS στα 12.5 Gb/s. Η περίοδος αυτή μπορεί να υπολογιστεί εύκολα πως είναι 10.16 ns. Πιο συγκεκριμένα, οι καθυστερήσεις που έπρεπε να εισαχθούν ήταν 2.54 ns, 5.08 ns και 7.62 ns και αντιστοιχούσαν σε καλώδια μήκους 0.5 m, 1.0 m και 1.5 m. Η καθυστέρηση της γραμμής πριν τον 2:1 πολυπλέκτη ήταν μόλις 1.27 ns και αντιστοιχούσε σε  $T/2$ , όπου  $T$  ήταν η περίοδος της ίδιας ακολουθίας στα 50 Gb/s. Για την αποσυσχέτιση των δεδομένων με μεγαλύτερη τάξης PRBS όπως η 31, θα απαιτούσε πολύ μεγάλο μήκος καλωδίων<sup>3</sup>, καθιστώντας αδύνατη την πειραματική αξιολόγηση. Εναλλακτική λύση σε αυτό το πρόβλημα θα έδινε η χρήση διαφορετικών πολυωνύμων για κάθε μια από τις ροές

<sup>3</sup>Ενδεικτικά, για τον ίδιο ρυθμό μια  $2^{31} - 1$  PRBS χρειάζεται περίπου 8000 km καλώδιου για να εισάγει καθυστέρηση  $T/4$  ίση με 43 ns

δεδομένων [44], αλλά ο PPG παρείχε μόνο ένα κανάλι και δεν έδινε αυτήν την δυνατότητα.

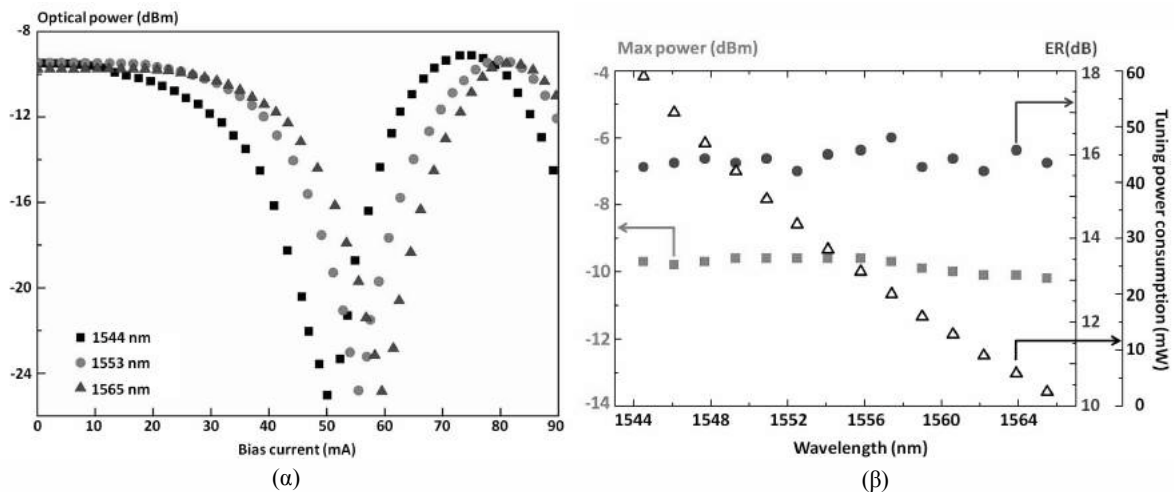
Εδώ πρέπει να τονιστεί κατά την λειτουργία του πομπού στα 100Gb/s, ήταν δυνατό να αλλάξει η τάξη της ψευδοτυχαίας ακολουθίας του αρχικού σήματος και να διερευνηθεί η επίδραση αυτής της αλλαγής στα διαγράμματα οφθαλμού και στο συνολικό ρυθμό λαθών (BER) του συστήματος. Η τάξη της ακολουθίας αλλάχτηκε από την  $2^7 - 1$  έως και την  $2^{31} - 1$ , περνώντας και από τις ενδιάμεσες τάξεις  $2^9 - 1$ ,  $2^{11} - 1$ ,  $2^{15} - 1$  και δεν παρατηρήθηκε καμία ουσιαστική αλλαγή είτε στα διαγράμματα οφθαλμού ή στις μετρήσεις ρυθμού λαθών. Τα διαγράμματα οφθαλμού και οι μετρήσεις BER που παρουσιάζονται σε αυτήν και στην επόμενη ενότητα αποκτήθηκαν χρησιμοποιώντας την  $2^{31} - 1$  PRBS στο αρχικό 12.5 Gb/s σήμα. Αν και η τάξη της PRBS δεν μπορεί να διατηρηθεί στον τελικό ρυθμό, η τελική ακολουθία διφύων μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια εφόσον είναι γνωστές οι καθυστερήσεις των δυο σταδίων πολυπλεξίας. Κάποιες από τις ιδιότητες της  $2^{31} - 1$  PRBS μπορεί να χαθούν, αφού η τελική ακολουθία δεν υπακούει πιστά τον ορισμό της PRBS. Παρόλα αυτά από τις παρατηρήσεις ότι η αλλαγή της τάξης από  $2^7 - 1$  PRBS<sup>4</sup> σε  $2^{31} - 1$  PRBS, δεν προκάλεσε ουσιαστική αλλαγή στις μετρήσεις, πιστεύουμε ότι το σύστημα μπορεί να αποτρέψει φαινόμενα σχηματοποίησης (patterning) και οι μετρήσεις ρυθμού λαθών θα ήταν πολύ όμοια εάν είχαμε την τεχνική δυνατότητα να λειτουργήσει με  $2^{31} - 1$  PRBS στα 100 Gb/s. Η παραπάνω ανάλυση ισχύει και για ρυθμό δεδομένων 80 Gb/s.

Επιστρέφοντας στην περιγραφή της πειραματικής διάταξης, στην έξοδο του πομπού, το οπτικό σήμα ενισχύεται από ένα οπτικό ενισχυτή ίνας Ερβίου (EDFA), μεταδίδεται δια μέσου SSMF οπτικής ίνας, με 16.6 ps/nm/km μέση τιμή χρωματικής διασποράς, συνολικού διαθέσιμου μήκους 1625 m, και περνάει μέσα από ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο (OBPF) πριν καταλήξει στα μετρητικά όργανα. Μέρος του σήματος ανιχνεύεται από μια φωτοδίοδο με εύρος ζώνης 70 GHz για μετρήσεις της ποιότητας του σήματος μέσω διαγραμμάτων οφθαλμού, και μέρος της από τον  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη. Το αντίστοιχο κύκλωμα διπλού DEMUX δέχεται το ηλεκτρικό σήμα από την p-i-n φωτοδίοδο και παραδίδει την 50 Gb/s συνιστώσα που είναι συγχρονισμένη με το 50 GHz σήμα ρολογιού. Αυτή η συνιστώσα στη συνέχεια αποπολυπλέκεται περαιτέρω από το εξωτερικό 1:4 κύκλωμα αποπολυπλεξίας, και τα τελικά κανάλια στα 12.5 Gb/s αξιολογούνται από το όργανο απαρίθμησης ρυθμού λαθών (BER tester).

#### 4.2.2 Μετρήσεις και πειράματα μετάδοσης

Η παρούσα υποενότητα περιγράφει τις βασικές μετρήσεις των χαρακτηριστικών του πομπού και τα πειράματα μετάδοσης που πραγματοποιήθηκαν στο εργαστήριο. Το σχήμα 4.23(α) παρουσιάζει τις στατικές συναρτήσεις μεταφοράς σε τρία ενδεικτικά μήκη κύματος (1544.53, 1553.33 και 1565.50 nm), οι οποίες δίνουν την οπτική ισχύ εξόδου του αδιαμόρφωτου σήματος συναρτήσει του ρεύματος που διαρρέει τους θερμικούς ολισθητές φάσης του MZM. Οι τρεις καμπύλες έχουν οπτικό λόγο σβέσης (ER) κοντά στα 16 dB και μέγιστη οπτική ισχύ εξόδου κοντά τα -9.5 dBm. Για να μελετηθεί με μεγαλύτερη λεπτομέρεια την εξάρτηση της συνάρτησης μεταφοράς με το μήκος κύματος λειτουργίας, επαναλήφθηκε η διαδικασία ανάκτησης της συνάρτησης μεταφοράς που περιγράψαμε πιο πάνω, μετρώντας κάθε φορά τον λόγο σβέσης ER και την οπτική ισχύ εξόδου, για ένα σύνολο μηκών κυμάτων που αντιστοιχούν στο πλέγμα ITU (ITU grid) και καλύπτουν την περιοχή 1544 - 1566 nm. Σε όλες τις περιπτώσεις το ρεύμα έγχυσης στο InP στοιχείο κέρδους ήταν στα 120 mA, το θερμο-ηλεκτρικό στοιχείο ψύξης (TEC) ήταν ορισμένο στους 23°C και η θερμοκρασία

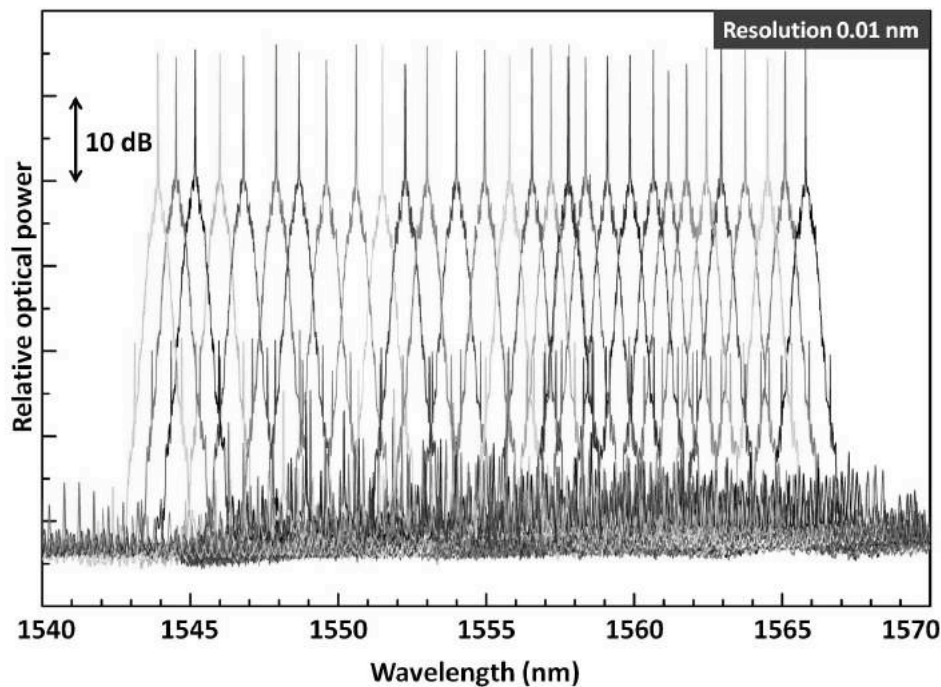
<sup>4</sup>στην οποία τάξη το σύστημα μπορεί να χαρακτηριστεί στα 100 Gb/s με πραγματική  $2^7 - 1$  PRBS



**Σχήμα 4.23:** (α) Ενδεικτικές συναρτήσεις μεταφοράς του διαμορφωτή MZM για τρία μήκη κύματος (1544, 1553, 1565 nm) που καλύπτουν το εύρος λειτουργίας του πομπού (β) απαιτούμενη ισχύς στο ηλεκτρόδιο του BG φίλτρου για την μεταβολή του μήκους κύματος στην περιοχή 1544-1566 nm, και στατικές μετρήσεις που δείχνουν την εξάρτηση της μέγιστης οπτικής ισχύος και του ER της συνάρτησης μεταφοράς του MZM από το μήκος κύματος

περιβάλλοντος ήταν σε τυπικές τιμές από  $21^{\circ}C$  έως  $25^{\circ}C$ . Τα αποτελέσματα των μετρήσεων αυτών παρουσιάζονται στο σχήμα 4.23(β) μαζί με τιμές κατανάλωσης ισχύος του ηλεκτροδίου θέρμανσης του BG για την ρύθμιση του μήκους κύματος μέσα σε αυτήν την περιοχή. Όπως παρατηρείται, η διακύμανση του λόγου σβέσης (ER) και η διακύμανση της μέγιστης οπτικής ισχύος είναι πολύ μικρές,  $\pm 0.5dB$  και  $\pm 0.25dB$  αντιστοίχως, αποδεικνύοντας την μικρή εξάρτηση των χαρακτηριστικών του πομπού από το μήκος κύματος λειτουργίας. Εδώ πρέπει να τονιστεί, ότι επί της αρχής είναι δυνατόν να αυξηθεί η ισχύς που καταναλώνει το ηλεκτρόδιο θέρμανσης του BG, ώστε να επεκταθεί το μήκος κύματος εκπομπής του πομπού χαμηλότερα από τα 1544 nm και να επιτευχθεί συνολικό εύρος λειτουργίας μεγαλύτερο από 30 nm. Αυτή η δυνατότητα δεν ερευνηθήκε πλήρως σε αυτή τη μελέτη ούτως ώστε να μην ριψοκινδυνεύσει να καταστραφεί η συσκευή. Το σχήμα 4.24 παρουσιάζει ένα σύνολο από φάσματα σημάτων διαμορφωμένων κατά OOK στα 100 Gb/s, τα οποία αποκτήθηκαν κατευθείαν από την έξοδο της συσκευής, και αποδεικνύουν την δυνατότητα του πομπού για μεταβολή του μήκους κύματος λειτουργίας του, πρακτικά, με συνεχή τρόπο, δηλαδή χωρίς κενά διαστήματα, μέσα στην περιοχή 1544 - 1566 nm. Οι τυπικές αρμονικές της OOK διαμόρφωσης μπορούν να παρατηρηθούν αμφίπλευρα των φέροντων σημάτων και σε απόσταση 100 GHz (0.8 nm). Παρόμοια φάσματα αποκτήθηκαν και ερευνηθήκαν στην περίπτωση σημάτων διαμορφωμένων στα 80 Gb/s.

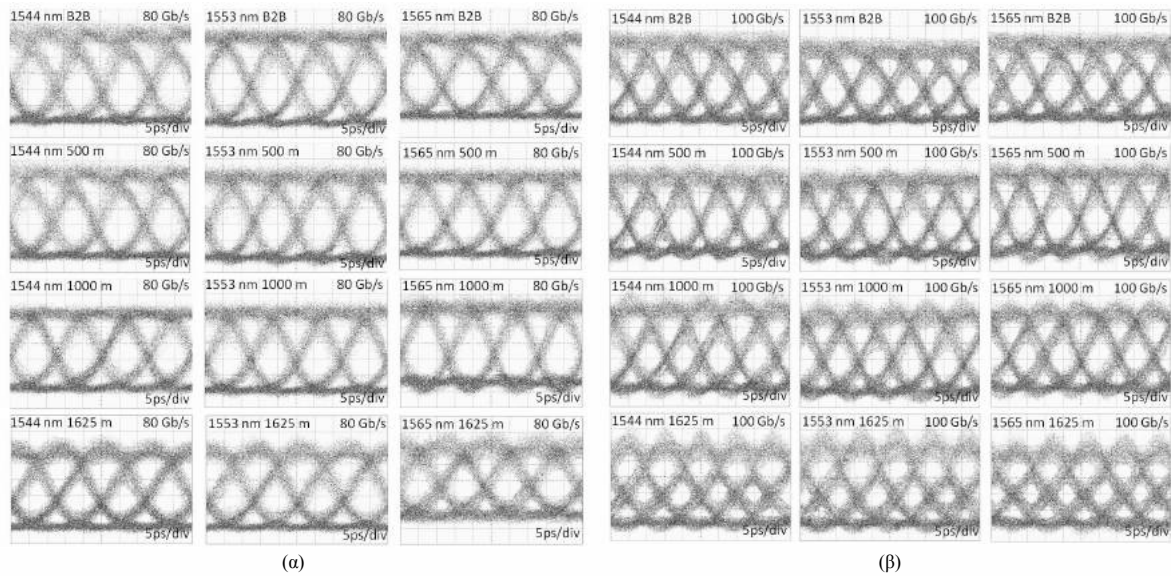
Η επίδοση του πομπού ερευνηθήκε και αξιολογήθηκε με πειράματα μετάδοσης πληροφορίας σε ρυθμούς 80 και 100 Gb/s δια μέσου SSMF οπτικής ίνας με συνολικό μήκος 1625 m. Σε όλες τις περιπτώσεις, το σημείο λειτουργίας του MZM είχε επιλεγεί στην μεριά της συνάρτησης μεταφοράς με αρνητική κλίση. Το σχήμα 4.25(α) παρουσιάζει ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμού από την λειτουργία του πομπού στα 80 Gb/s σε τρία μήκη κύματος 1544.53, 1553.33 και 1565.50 nm. Τα διαγράμματα οφθαλμού αντιστοιχούν στην απευθείας σύνδεση του πομπού με τον δέκτη (back-to-back ή B2B), αφού έχει προηγηθεί κατάλληλη ενίσχυση και φιλτράρισμα του οπτικού σήματος, καθώς και μετά από μετάδοση δια μέσου 500, 1000 και 1625 μέτρων τυπικής οπτικής ίνας (SSMF).



**Σχήμα 4.24:** Φάσματα των 100 Gb/s OOK σημάτων στην έξοδο του πομπού για την περιοχή λειτουργίας 1544 - 1566 nm

Όπως παρατηρείται, η ποιότητα των οπτικών σημάτων για τα τρία διαφορετικά μήκη κύματος είναι πολύ παρόμοια, και παραμένει για τις τρεις περιπτώσεις σχεδόν ίδια για τα πρώτα 1000 μέτρα μετάδοσης. Μετά από 1625 m, τα διαγράμματα οφθαλμού παραμένουν αρκετά ανοιχτά, αλλά η υποβάθμιση της ποιότητας λόγω της επίδρασης της χρωματικής διασποράς γίνεται φανερή από την υπέρβαση (overshoot) στο πλάτος του σημείου '1' του διαγράμματος οφθαλμού. Το σχήμα 4.25(β) παρουσιάζει τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού στα 100 Gb/s και για τα ίδια μήκη κύματος λειτουργίας του πομπού. Σε αυτήν την περίπτωση επίσης, η ομοιότητα των διαγραμμάτων οφθαλμού και για τα τρία μήκη κύματος επιβεβαιώνει την ομοιόμορφη λειτουργία του πομπού μέσα στην περιοχή 1544 - 1566 nm. Η ποιότητα των διαγραμμάτων οφθαλμού μετά από μετάδοση 500 m παραμένει παρόμοια με την back-to-back περίπτωση και σε αυτόν το ρυθμό μετάδοσης. Μετά τα 1000 m, τα διαγράμματα οφθαλμού παρουσιάζουν τις υπερβάσεις στο πλάτος του σημείου '1' που δείχνουν την επίπτωση της χρωματικής διασποράς. Τέλος, για τα 1625 m, οι υπερβάσεις γίνονται μεγαλύτερες και το άνοιγμα των διαγραμμάτων οφθαλμού κλείνει, επιδεικνύοντας την σημαντική επίδραση του ίδιου φαινομένου. Η ουσιαστική αξιολόγηση της επίδοσης μετάδοσης του πομπού στα 80 και 100 Gb/s πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας τον  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη, και όπως ήδη περιγράφηκε, απαριθμώντας τον ρυθμό λαθών (BER measurements) στις βασικές συνιστώσες των 10 και 12.5 Gb/s των ληφθέντων σημάτων μετά τα δυο στάδια αποπολυπλεξίας (εσωτερικά του πομπού 1:2 και εξωτερικά του πομπού 1:4).

Το σχήμα 4.26 δίνει συγκεντρωτικά τις μετρήσεις ρυθμού λαθών (BER) για την λειτουργία στα 80 και 100 Gb/s στα μήκη κύματος 1544.53, 1553.33 και 1565.50 nm, και για αποστάσεις μετάδοσης έως 1625 m τυπικής οπτικής ίνας (SSMF). Πρέπει να τονιστεί ότι κάθε μια από τις καμπύλες BER στα γραφήματα, αντιστοιχεί στην χειρότερη από τις οχτώ αποπολυπλεγμένες συνιστώσες του ληφθέντος σήματος στα 10 ή στα 12.5 Gb/s. Οι κυριότερες παρατηρήσεις και τα κυριότερα συμπεράσματα

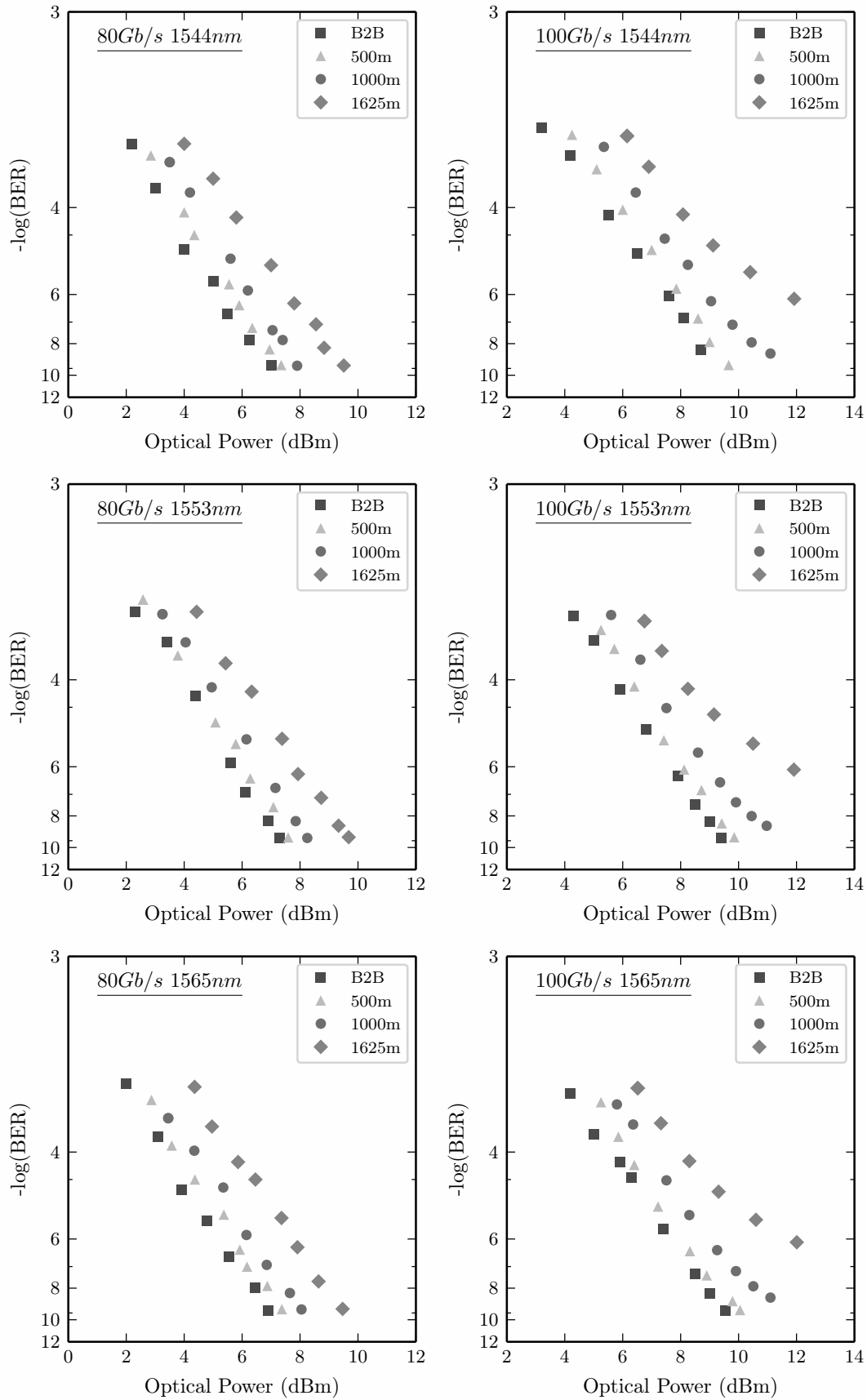


**Σχήμα 4.25:** Διαγράμματα οφθαλμού OOK σημάτων (α) στα 80 Gb/s και (β) στα 100 Gb/s για B2B λειτουργία και μετά από μετάδοση 500, 1000 και 1625 m τυπικής οπτικής ίνας για τρία μήκη κύματος λειτουργίας (1544, 1552, 1565 nm) του πομπού.

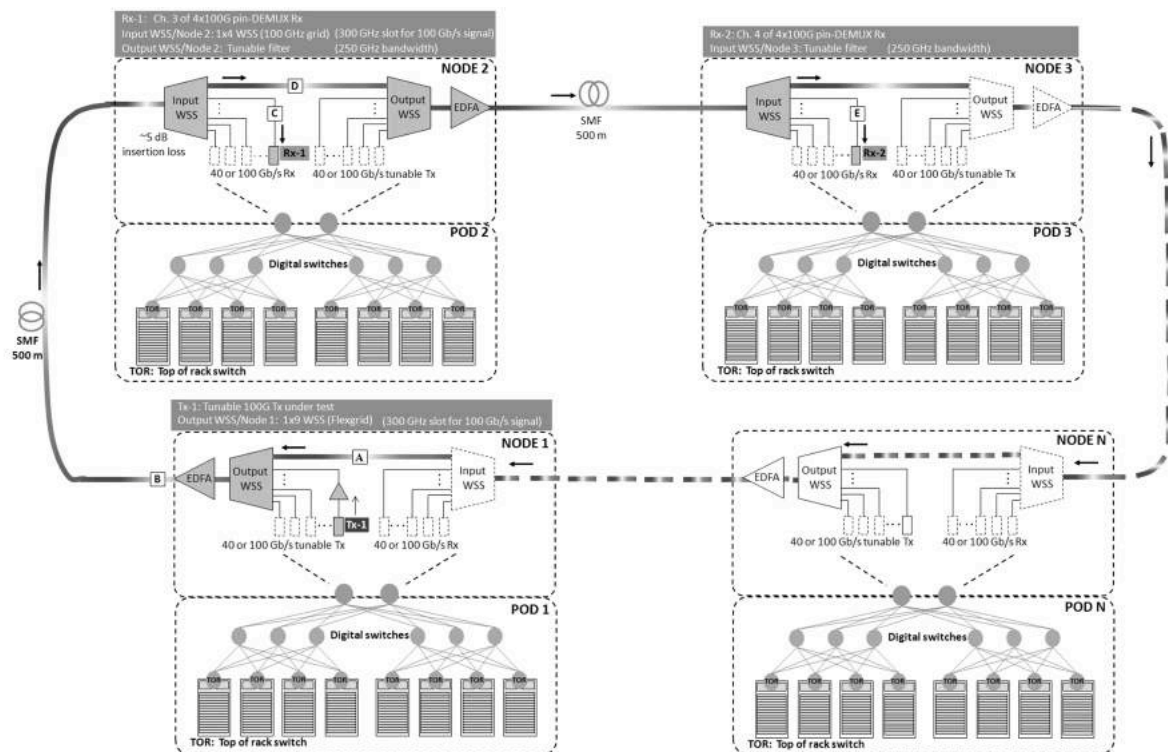
από αυτά τα αποτελέσματα συμπεριλαμβάνουν: α) την επιβεβαίωση της ομοιόμορφης επίδοσης του πομπού μέσα στην περιοχή λειτουργίας 22 nm, β) την επίτευξη τιμής BER χαμηλότερης από  $10^{-10}$  στα 80 Gb/s για όλες τις αποστάσεις που ερευνήθηκαν, γ) την επίτευξη τιμής BER χαμηλότερης από  $10^{-10}$  στα 100 Gb/s για την B2B περίπτωση και μετάδοση μέχρι τα 500 m, δ) την επίτευξη τιμής BER χαμηλότερης από  $10^{-9}$  στα 100 Gb/s για μετάδοση μέχρι 1000 m και ε) την επίτευξη τιμής BER κοντά στο  $1 \cdot 10^{-7}$  στα 100 Gb/s για μετάδοση μέχρι τα 1625 m. Παρά το γεγονός πως η τιμή BER μετά από 1000 και 1625 m δεν υποδηλώνει αλάνθαστη λειτουργία (error-free)<sup>5</sup>, η τιμή BER είναι σημαντικά χαμηλότερη από τις τιμές που επιτεύχθηκαν από σειριακές οπτικές διασυνδέσεις στα 100 Gb/s που βρίσκονται στις αναφορές αυτού του κεφαλαίου. Αυτό με την σειρά του σημαίνει ότι η ανάγκη για εφαρμογή κώδικα διόρθωσης λαθών (forward-error correction - FEC), για να επιτύχει πραγματική αλάνθαστη λειτουργία, θα είναι χαμηλότερη συγκριτικά με τα χαρακτηριστικά των FEC [45] που συζητούνται, με προφανή οφέλη όσον αφορά την απλότητα, την καθυστέρηση, την κατανάλωση ισχύος και το κόστος. Η χρήση FEC στο σύστημα μας θα απαιτούσε την λειτουργία σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης από τα 100 Gb/s, όπως για παράδειγμα στα 107 Gb/s για hard decision FEC. Περιορισμοί στον μέγιστο ρυθμό λειτουργίας του PPG και στον BER tester, δεν επέτρεψαν να ελεγχθεί η λειτουργία της συσκευής σε υψηλότερους ρυθμούς. Παρόλα αυτά το κύκλωμα MUX-DRV έχει ελεγχθεί μεμονωμένα και έχει επιδείξει ανοιχτά διαγράμματα οφθαλμού στα 111 Gb/s, όπως επίσης έχει ελεγχθεί και ο ΕΟ πολυμερικός MZM και έχει επιδείξει S21 καμπύλες με 65 GHz ημίσιο εύρος ζώνης (3-dB bandwidth) και 110 GHz 7-dB bandwidth. Τα στοιχεία αυτά αποδεικνύουν ότι η λειτουργία του πομπού σε ρυθμούς πάνω από 100 Gb/s είναι εφικτή.

<sup>5</sup> Η τιμή BER που ορίζεται σαν κατώφλι για τον χαρακτηρισμό ενός συστήματος error-free αποτελεί τυπικά η  $10^{-12}$ . Από αυτή την τιμή και κάτω, το σύστημα μπορεί να θεωρηθεί ότι μεταδίδει και λαμβάνει την πληροφορία χωρίς λάθη. Το κατώφλι φυσικά εξαρτάται και από την εφαρμογή που προορίζεται το σύστημα, δηλαδή το πόσα λάθη μπορεί να ανεχτεί πριν αυτά προκαλέσουν πρόβλημα. Για πιο ανθεκτικές εφαρμογές το κατώφλι μπορεί να ανέβει στην τιμή  $10^{-10}$





**Σχήμα 4.26:** Καμπύλες BER για λειτουργία στα 80 και 100 Gb/s για τα τρία μήκη κύματος 1544.53, 1553.33, 1565.50 nm). Κάθε καμπύλη αντιστοιχεί στη χειρότερη από τις οχτώ καμπύλες που αποκτήθηκαν για τις 10 και 12.5 Gb/s αποπολυπλεγμένες συνιστώσες των 80 και 100 Gb/s σημάτων αντίστοιχα.

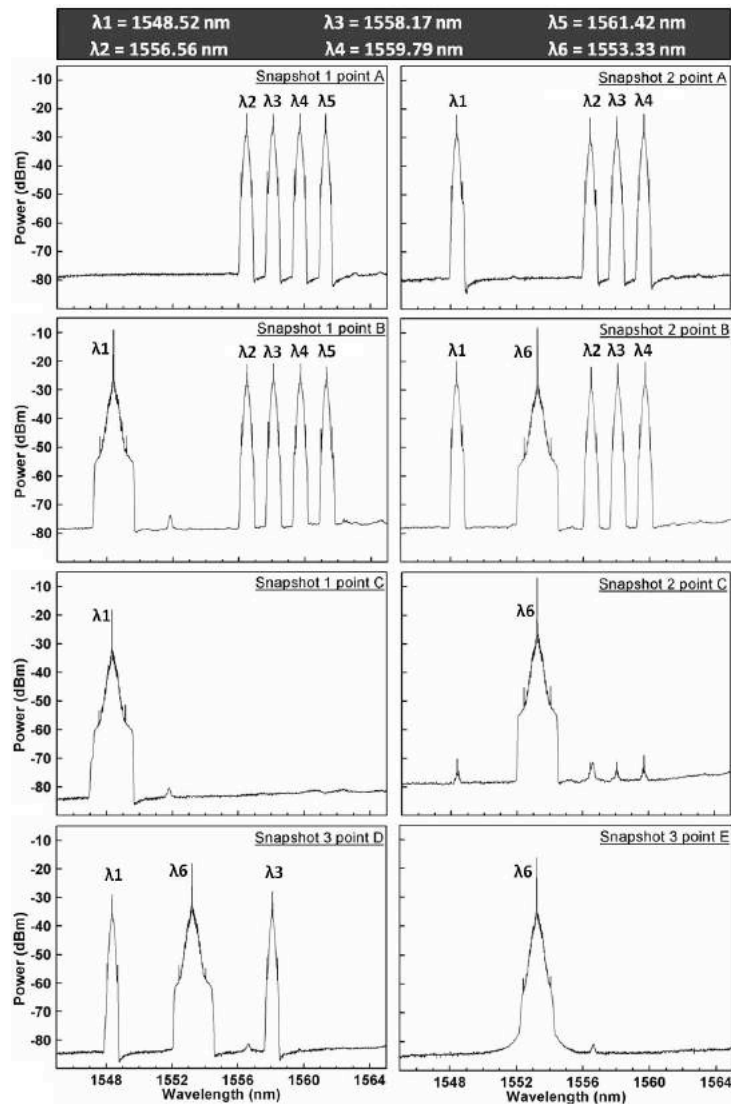


**Σχήμα 4.27:** Σχέδιο του οπτικού δικτύου και πειραματική διάταξη για την χρήση του 100 Gb/s πομπού μέσα σε ένα *intra-DC* δίκτυο μεταγωγής οπτικού κυκλώματος βασισμένο σε τοπολογία δακτυλίου *ring-based OCS*. Το δίκτυο δακτυλίου διασυνδέει τους ψηφιακούς διακόπτες που βρίσκονται στην κορυφή των μεμονωμένων *DC pods* που χρησιμοποιούν 40 και 100 Gb/s πομπούς μεταβλητού μήκους κύματος.

#### 4.2.3 Αξιολόγηση της επίδοσης του πομπού μέσα σε ένα ευέλικτο οπτικό δίκτυο μεταγωγής κυκλώματος (OCS)

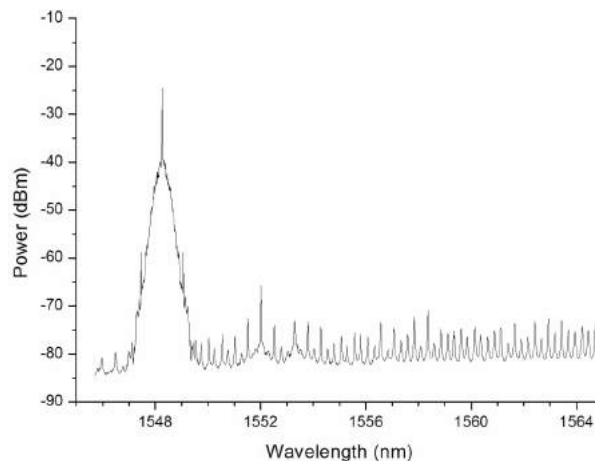
Το σχήμα 4.27 περιγράφει το δικτυακό σενάριο και παρουσιάζει την πειραματική διάταξη για την χρήση του πομπού μέσα σε ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής κυκλώματος βασισμένο σε τοπολογία δακτυλίου (*ring-based OCS*), το οποίο επιτρέπει την ευέλικτη διασύνδεση των *DC pods*. Κάθε *pod*<sup>6</sup> αντιπροσωπεύει ένα μεγάλο σετ από *DC* πόρους στην μορφή των *server*, μονάδων αποθήκευσης και διακοπών, τα οποία οργανώνονται βάση κάποιας συγκεκριμένης τοπολογίας (π.χ. *fat-tree*, *leaf-spine*) και αντίστοιχης ιεραρχίας μεταγωγής (*switching hierarchy*). Στην κορυφή της ιεραρχίας βρίσκονται μεγάλης χωρητικότητας διακόπτες που είναι εξοπλισμένοι με οπτικές διασυνδέσεις των 40 και 100 Gb/s και βρίσκονται μέσα στους κόμβους του *OCS* δικτύου. Ο όρος 'κόμβος' αναφέρεται στον οπτικό κόμβο του *OCS* δικτύου. Κάθε κόμβος αποτελείται από δυο στοιχεία διακοπών επιλογής μήκους κύματος (*wavelength selective switches - WSSs*) και έναν αριθμό από οπτικές διασυνδέσεις στα 40 και 100 Gb/s. Αυτές οι οπτικές διασυνδέσεις έχουν φυσική παρουσία στους διακόπτες που βρίσκονται στην κορυφή της ιεραρχίας μεταγωγής μέσα σε κάθε *pod*. Ο ορισμός των δυο αυτών εννοιών εξηγείται καλύτερα από το σχήμα 4.27. Όπως αναφέρθηκε ήδη, αυτοί οι κόμβοι βασίζονται στην χρήση *WSS*, οι οποίοι επιτρέπουν την προσθήκη και την αφαίρεση (*adding*

<sup>6</sup>Το *pod* αποτελεί μια δομική μονάδα ενός σύγχρονου υπολογιστικού κέντρου που επιτρέπει την επέκταση του ανάλογα με τις ανάγκες και με απλό τρόπο. Στην ουσία, τα *rods* είναι κοντέινερς που το καθένα περιέχει μερικούς χιλιάδες εξυπηρετητές (*server*), συνδεδεμένους με τους *ToR* διακόπτες τους σε ένα υποδίκτυο που είναι έτοιμο να ενσωματωθεί σε ένα μεγαλύτερο. Η ιδέα του προέκυψε σαν μια προσπάθεια για λύση στο σημαντικό πρόβλημα της κλιμάκωσης που αντιμετωπίζουν τα *DCs* όταν μεγαλώνουν σε μέγεθος



**Σχήμα 4.28:** Οπτικά φάσματα των πολυπλεγμένων κατά WDM σημάτων ληφθέντα σε διαφορετικά σημεία (A-E) του οπτικού δικτύου δακτύλιου σε τρία διαφορετικά στιγμιότυπα του δικτυακού σεναρίου.

and dropping) οπτικών καναλιών από το πολυπλεγμένο με WDM σήμα που διαδίδεται μέσα στον δακτύλιο και μεταφέρει τις οπτικές ροές που ανταλλάσσονται από τους διακόπτες. Ο αριθμός των κόμβων και η απόσταση μεταξύ των παρακείμενων κόμβων είναι σχεδιαστικοί παράμετροι που εξαρτώνται από τις φυσικές παραμέτρους του DC και τα χαρακτηριστικά της κίνησης του DC δικτύου. Για τις ανάγκες του πειράματος, θεωρούμε ότι κάθε κόμβος συνδέεται με παρακείμενους κόμβους δια μέσου τμημάτων SSMF μήκους 500 m, και περιορίζουμε την πειραματική μελέτη μας σε τμήμα του OCS δικτύου με 3 κόμβους. Το σενάριο που θεωρούμε αποτελείται από τρία χρονικά στιγμιότυπα. Στο πρώτο στιγμιότυπο, το 100 Gb/s σήμα από έναν πομπό μεταβλητού μήκους κύματος στον KOMBO 1 (NODE 1) εκπέμπεται στο μήκος κύματος  $\lambda_1$ , ενισχύεται και πολυπλέκεται με τη βοήθεια του WSS εξόδου με 40 Gb/s σήματα που προέρχονται από τους προηγούμενους κόμβους και απέχουν φασματικά 200 GHz στα μήκη κύματος  $\lambda_2 - \lambda_5$ . Μετά από 500 m, το 100 Gb/s σήμα αφαιρείται στον KOMBO 2 με τη βοήθεια του WSS εισόδου και ανιχνεύεται. Στο δεύτερο στιγμιότυπο, το 40 Gb/s σήμα που αρχικά ήταν στο  $\lambda_2$ , βρίσκεται για τον οποιοδήποτε λόγο στο  $\lambda_1$  κάνοντας αναγκαία την μεταβολή του 100 Gb/s πομπού σε ένα άλλο μήκος κύματος  $\lambda_6$  για να

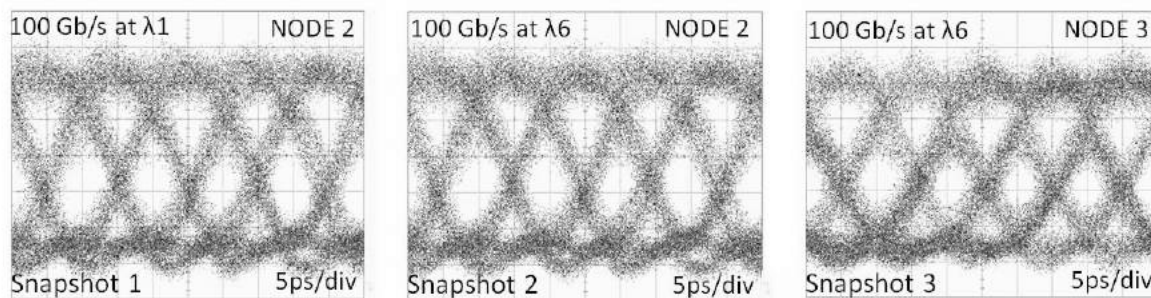


**Σχήμα 4.29:** Οπτικό φάσμα του σήματος εξόδου του πομπού που δείχνει την παρουσία του πλευρικού λοβού.

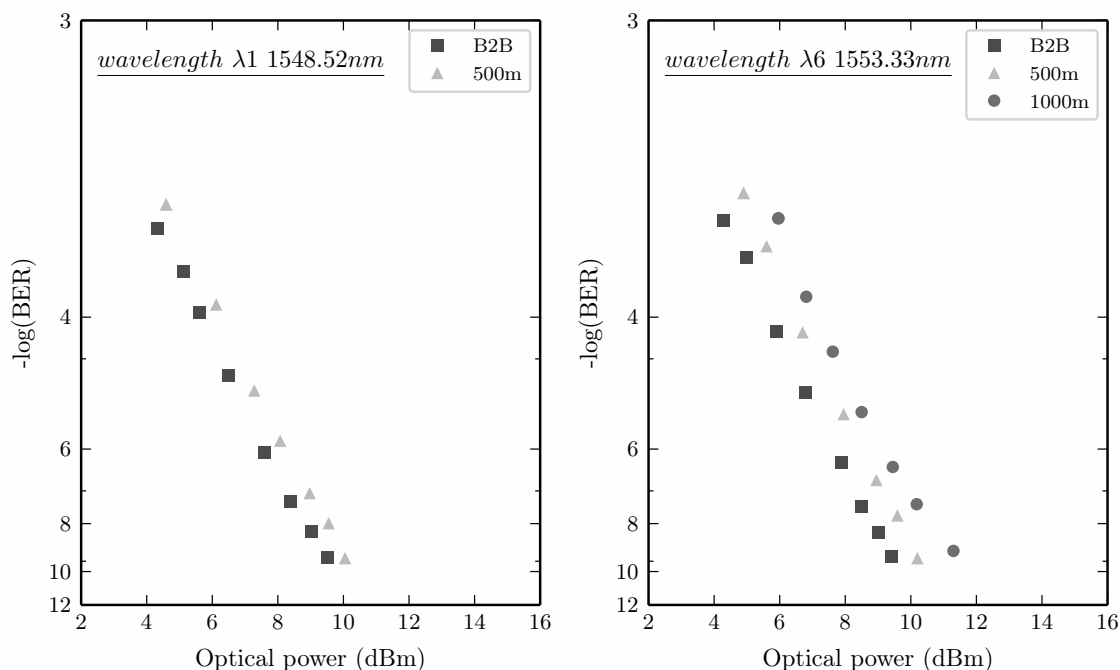
επιλύσει την σύγκρουση. Το 100 Gb/s σήμα αφαιρείται επίσης στον KOMBO 2 και ανιχνεύεται. Στο τρίτο στιγμιότυπο, το 100 Gb/s σήμα εκπέμπεται ξανά στο λ6 για να επιλύσει τη σύγκρουση αλλά έχει διαφορετικό προορισμό. Σε αυτήν την περίπτωση, το σήμα περνάει από τον KOMBO 2 μαζί με τα δυο σήματα στα λ1 και λ3, και τελικά αφαιρείται στον KOMBO 3 μετά από διάδοση μέσα από συνολικά 1000 m ίνας και τεσσάρων μεμονωμένων WSS. Για την αξιολόγηση αυτού του σεναρίου, χρησιμοποιήσαμε τον 100 Gb/s πομπό στον KOMBO 1 και αξιοποιήσαμε δυο κανάλια από τον  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη, σαν δυο μεμονωμένους 100 Gb/s δέκτες στους KOMBO 2 και KOMBO 3. Τέλος, αξιοποιήσαμε ένα  $1 \times 9$  WSS με flexible grid σαν WSS εξόδου στον KOMBO 1, ένα  $1 \times 4$  WSS με σταθερό 100 GHz grid σαν το WSS εισόδου στον KOMBO 2, και δυο μεταβλητά ζωνοπερατά οπτικά φίλτρα για να χρησιμοποιηθούν σαν WSS εξόδου στον KOMBO 2 και WSS εισόδου στον KOMBO 3. Το φασματικό εύρος της ζώνης που είχε καταχωρηθεί για την επεξεργασία (π.χ. dropping) του 100 Gb/s σήματος και στο  $1 \times 9$  και στο  $1 \times 4$  WSS ήταν 300 GHz, ενώ το εύρος ζώνης των ρυθμιζόμενων οπτικών φίλτρων ήταν περίπου 250 GHz.

Το σχήμα 4.28 δίνει την πληροφορία για την κατανομή των μηκών κυμάτων λ1 – λ6, παρουσιάζει ενδεικτικά φάσματα του WDM σήματος που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σημεία του OCS δικτύου και σε διαφορετικά στιγμιότυπα του δικτυακού σεναρίου, και εξηγεί τον τρόπο με τον οποίο η δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος του 100 επιλύει την πιθανή σύγκρουση και βελτιώνει την απόδοση του οπτικού δικτύου μεταγωγής κυκλώματος (OCS). Οι μικρές κορυφές που εμφανίζονται σε μερικά φάσματα δίπλα στο 100 Gb/s σήμα σε 3.5 nm μεγαλύτερο μήκος κύματος, οφείλονται σε έναν πλευρικό ρυθμό του πομπού. Αυτός ο πλευρικός ρυθμός επέζησε μετά από το φιλτράρισμα από τα WSS, λόγω της πεπερασμένης ικανότητας αποκοπής ( $< 40\text{dB}$ ) των WSS, καθώς και από το γεγονός ότι σε τουλάχιστον μια περίπτωση (π.χ. στιγμιότυπο 1 - σημείο C), το κανάλι του δεύτερου WSS που αντιστοιχεί στον συγκεκριμένο πλευρικό ρυθμό δεν είχε μπλοκαριστεί μέσα από τις ρυθμίσεις του. Σαν αποτέλεσμα, ο πλευρικός ρυθμός μπόρεσε να διαδοθεί μέσα από το WSS με σχετικά μικρή εξασθένιση ( $< 10\text{dB}$ ) και να εμφανιστεί στην θύρα εξόδου μαζί με το πραγματικό σήμα.

Το σχήμα 4.30 παρουσιάζει ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμού του 100 Gb/s σήματος κατά την εξέλιξη του δικτυακού σεναρίου. Το σχήμα 4.30 (α) παρουσιάζει το διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στο λ1 μετά από 500 m (στον KOMBO 2 και στιγμιότυπο 1), το 4.30 (β) δείχνει το



**Σχήμα 4.30:** Οπτικά διαγράμματα οφθαλμού του 100 Gb/s σήματος στους δυο κόμβους (σημεία C και E) για τα τρία στιγμιότυπα του δικτυακού σεναρίου.



**Σχήμα 4.31:** Καμπύλες BER των 100 Gb/s σημάτων στα μήκη κύματος  $\lambda_1$  και  $\lambda_6$  που μεταδίδονται από τον KOMBO 1 και λαμβάνονται στους KOMBO 2 και KOMBO 3 στα τρία στιγμιότυπα του δικτυακού DC σεναρίου, μαζί με τις αντίστοιχες B2B μετρήσεις.

διάγραμμα οφθαλμού στο  $\lambda_6$  μετά από 500 m (στον KOMBO 2 και στιγμιότυπο 2), και το 4.30 (γ) δείχνει το διάγραμμα οφθαλμού στο  $\lambda_6$  μετά από 1000 m (στον KOMBO 3 και στιγμιότυπο 3).

Το σχήμα 4.31 από την άλλη, παρουσιάζει τις αντίστοιχες μετρήσεις BER μαζί με τις καμπύλες για την B2B περίπτωση. Τα αποτελέσματα είναι παρόμοια με αυτά που αποκτήθηκαν κατά την αξιολόγηση της επίδοσης μετάδοσης του πομπού (βλέπε αντίστοιχο σχήμα 4.26), γεγονός που υποδεικνύει ότι η χρήση του πομπού μέσα στο OCS σενάριο, η χρήση επιπλέον οπτικών ενισχυτών EDFA και η χρήση οπτικών φίλτρων σε σειρά δεν υποβαθμίζουν σημαντικά την απόδοση του πομπού στην μετάδοση πληροφορίας. Η ρύθμιση του μήκους κύματος του πομπού σε αυτά τα πειράματα ήταν χειροκίνητη και αργή. Για το συγκεκριμένο λέιζερ μεταβλητού μήκους κύματος, ο χρόνος ρύθμισης εξαρτάται από τον σχεδιασμό της κοιλότητας και προηγούμενες μελέτες έχουν δείξει ότι τιμές μερικών χιλιοστών του δευτερολέπτου είναι εφικτές, πιθανόν με κάποιον συμβιβασμό στο εύρος ρύθμισης του λέιζερ [46], [47]. Σε ένα τελικό προϊόν, η σταθεροποίηση του μήκους κύματος του λέιζερ θα περιλαμβάνει έναν εγκλειδωτή μήκους κύματος (wavelength locker) και επιπλέον ηλεκτρονικά

για την σταθεροποίηση του μήκους κύματος, τα οποία μπορεί να εισάγουν καθυστέρηση στον χρόνο ρύθμισης του λέιζερ. Παρόλα αυτά σε ένα πραγματικό δικτυακό περιβάλλον με αυτοματοποιημένο επίπεδο ελέγχου, η ρύθμιση του μήκους κύματος για την επίλυση πιθανών συγχρούσεων θα γίνεται σε διάστημα μερικών χιλιοστών του δευτερολέπτου, λόγω της θερμικής φύσης του μηχανισμού ρύθμισης, που είναι παρόμοιο με τον τυπικό χρόνο ρύθμισης των WSS στοιχείων.

## Αναφορές

- [1] C. Cole, “Next Generation 100g Client Optics,” vol. 7599, pp. 7599 – 7599 – 8, 2011.
- [2] C. Cole, “Beyond 100G client optics,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, pp. s58–s66, February 2012.
- [3] W. Way, T. Chan, A. Lebedev, and M. Mazzini, “Improved Results for both 56 and 112Gb/s PAM4 Signals,” 2015.
- [4] N. Kikuchi and R. Hirai, “Intensity-modulated, direct-detection (IM/DD) Nyquist pulse-amplitude modulation (PAM) signaling for 100-Gbit/s/lamda optical short-reach transmission,” in *2014 The European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pp. 1–3, Sept 2014.
- [5] D. Sadot, G. Dorman, A. Gorshtein, E. Sonkin, and O. Vidal, “Single channel 112Gbit/sec PAM4 at 56Gbaud with digital signal processing for data centers applications,” *Opt. Express*, vol. 23, pp. 991–997, Jan 2015.
- [6] U. Troppenz, M. Narodovitch, C. Kottke, G. Przyrembel, W. Molzow, A. Sigmund, H. Bach, and M. Moehrle, “1.3 um Electroabsorption Modulated lasers for PAM4/PAM8 single channel 100 Gb/s,” in *26th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*, pp. 1–2, May 2014.
- [7] M. Chagnon, M. Osman, M. Poulin, C. Latrasse, J.-F. Gagne, Y. Painchaud, C. Paquet, S. Lessard, and D. Plant, “Experimental study of 112 Gb/s short reach transmission employing PAM formats and SiP intensity modulator at 1.3um,” *Opt. Express*, vol. 22, pp. 21018–21036, Aug 2014.
- [8] M. Chagnon, M. Morsy-Osman, M. Poulin, C. Paquet, S. Lessard, and D. V. Plant, “Experimental Parametric Study of a Silicon Photonic Modulator Enabled 112-Gb/s PAM Transmission System with a DAC and ADC,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, pp. 1380–1387, April 2015.
- [9] T. Tanaka, M. Nishihara, T. Takahara, W. Yan, L. Li, Z. Tao, M. Matsuda, K. Takabayashi, and J. C. Rasmussen, “Experimental demonstration of 448-Gbps+ DMT transmission over 30-km SMF,” in *OFC 2014*, pp. 1–3, March 2014.
- [10] T. Chan, I. . Lu, J. Chen, and W. I. Way, “400-Gb/s Transmission Over 10-km SSMF Using Discrete Multitone and 1.3-um emls,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 1657–1660, Aug 2014.
- [11] M. I. Olmedo, T. Zuo, J. B. Jensen, Q. Zhong, X. Xu, S. Popov, and I. T. Monroy, “Multiband Carrierless Amplitude Phase Modulation for High Capacity Optical Data Links,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, pp. 798–804, Feb 2014.
- [12] T. Zuo, A. Tatarczak, M. I. Olmedo, J. Estaran, J. B. Jensen, Q. Zhong, X. Xu, and I. T. Monroy, “O-band 400 Gbit/s client side optical transmission link,” in *OFC 2014*, pp. 1–3, March 2014.
- [13] J. Wei, Q. Cheng, D. G. Cunningham, R. V. Penty, and I. H. White, “100-Gb/s Hybrid Multiband CAP/QAM Signal Transmission Over a Single Wavelength,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, pp. 415–423, Jan 2015.
- [14] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, G. Cangini, G. V. Buren, E. Miller, R. Dinu, J. H. Choi, D. Pech, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, “Serial 100 Gb/s connectivity based on polymer photonics and InP-DHBT electronics,” *Opt. Express*, vol. 20, pp. 28538–28543, Dec 2012.
- [15] P. Groumas, V. Katopodis, J. H. Choi, H. Bach, J. Dupuy, A. Konczykowska, Z. Zhang, P. Harati, E. Miller, A. Beretta, L. Gounaridis, F. Jorge, V. Nodjiadjim, A. Dede, A. Vannucci, G. Cangini, R. Dinu, N. Keil, N. Grote, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, “Multi-100 GbE and 400 GbE Interfaces for Intra-Data Center Networks Based on Arrayed Transceivers With Serial 100 Gb/s Operation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, pp. 943–954, Feb 2015.

- [16] P. J. Winzer, G. Raybon, C. R. Doerr, M. Duelk, and C. Dorrer, “107-Gb/s Optical Signal Generation Using Electronic Time-Division Multiplexing,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, p. 3107, Aug 2006.
- [17] S. L. Jansen, R. H. Derksen, C. Schubert, X. Zhou, M. Birk, C. . Weiske, M. Bohn, D. van den Borne, P. M. Krummrich, M. Moller, F. Horst, B. J. Offrein, H. de Waardt, G. D. Khoe, and A. Kirstadter, “107-Gb/s full-ETDM transmission over field installed fiber using vestigial sideband modulation,” in *OFC/NFOEC 2007 - 2007 Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, March 2007.
- [18] J. H. Sinsky, A. Adamiecki, L. Buhl, G. Raybon, P. Winzer, O. Wohlgenuth, M. Duelk, C. R. Doerr, A. Umbach, H. Bach, and D. Schmidt, “A 107-Gbit/s Optoelectronic Receiver Utilizing Hybrid Integration of a Photodetector and Electronic Demultiplexer,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 114–120, Jan 2008.
- [19] G. Raybon, A. Adamiecki, P. Winzer, C. Xie, A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, L. L. Buhl, C. Sethumadhavan, S. Draving, M. Grove, and K. Rush, “Single-carrier 400G interface and 10-channel WDM transmission over 4800 km using all-ETDM 107-Gbaud PDM-QPSK,” in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, p. PDP5A.5, Optical Society of America, 2013.
- [20] J. Zhang, J. Yu, B. Zhu, F. Li, H.-C. Chien, Z. Jia, Y. Cai, X. Li, X. Xiao, Y. Fang, and Y. Wang, “Transmission of single-carrier 400G signals 515.2-Gb/s based on 128.8-GBaud PDM QPSK over 10,130- and 6,078 km terrestrial fiber links,” *Opt. Express*, vol. 23, pp. 16540–16545, Jun 2015.
- [21] J. Li, C. Schubert, R. H. Derksen, R. E. Makon, V. Hurm, A. Djupsjöbacka, M. Chacinski, U. Westergren, H. . Bach, G. G. Mekonnen, A. G. Steffan, R. Driad, H. Walcher, and J. Rosenzweig, “112 Gb/s field trial of complete ETDM system based on monolithically integrated transmitter and receiver modules for use in 100gbe,” in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, pp. 1–3, Sep. 2010.
- [22] J. Lee, N. Kaneda, T. Pfau, A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, and Y.-K. Chen, “Serial 103.125-gb/s transmission over 1 km SSMF for low-cost, short-reach optical interconnects,” in *Optical Fiber Communication Conference: Postdeadline Papers*, p. Th5A.5, Optical Society of America, 2014.
- [23] N. Farrington, G. Porter, S. Radhakrishnan, H. Bazzaz, V. Subramanya, Y. Fainman, G. Papen, and A. Vahdat, “Helios: A hybrid electrical/optical switch architecture for modular data centers,” *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 40, pp. 339–350, Aug. 2010.
- [24] N. Farrington, A. Forencich, G. Porter, P. . Sun, J. E. Ford, Y. Fainman, G. C. Papen, and A. Vahdat, “A multiport microsecond optical circuit switch for Data Center networking,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, pp. 1589–1592, Aug 2013.
- [25] T. Niwa, H. Hasegawa, and K. Sato, “A 270 x 270 optical cross-connect switch utilizing wavelength routing with cascaded AWGs,” in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, pp. 1–3, March 2013.
- [26] Y. Yin, R. Proietti, X. Ye, C. J. Nitta, V. Akella, and S. J. B. Yoo, “Lions: An AWGR-based low-latency optical switch for High-Performance Computing and Data Centers,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 19, pp. 3600409–3600409, March 2013.
- [27] Z. Zhang, N. Mettbach, C. Zawadzki, J. Wang, D. Schmidt, W. Brinker, N. Grote, M. Schell, and N. Keil, “Polymer-based photonic toolbox: passive components, hybrid integration and polarisation control,” *IET Optoelectronics*, vol. 5, pp. 226–232(6), October 2011.
- [28] R. Dinu, E. Miller, G. Yu, B. Chen, A. Scarpaci, H. Chen, and C. Pilgrim, “High-speed polymer optical modulators,” *Optical Fiber Telecommunications: Components and Subsystems: Sixth Edition*, vol. 5, pp. 175–204, 12 2013.



- [29] P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, C. Kouloumentas, D. de Felipe, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, "Complex monolithic and inp hybrid integration on high bandwidth electro-optic polymer platform," *Optics Letters*, vol. 37, pp. 3465–3467, Aug 2012.
- [30] D. de Felipe, Z. Zhang, W. Brinker, M. Kleinert, A. M. Novo, C. Zawadzki, M. Moehrle, and N. Keil, "Polymer-based external cavity lasers: Tuning efficiency, reliability, and polarization diversity," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 1391–1394, July 2014.
- [31] T. Mueller, A. Maese-Novo, Z. Zhang, A. Polatynski, D. Felipe, M. Kleinert, W. Brinker, C. Zawadzki, and N. Keil, "Switchable dual-polarization external cavity tunable laser," *Optics Letters*, vol. 40, pp. 447–450, Feb 2015.
- [32] M. Kleinert, Z. Zhang, D. de Felipe, C. Zawadzki, A. Maese-Novo, W. Brinker, M. Moehrle, and N. Keil, "Recent progress in inp/polymer-based devices for telecom and data center applications," vol. 9365, 02 2015.
- [33] M. Kleinert, F. Herziger, P. Reinke, C. Zawadzki, D. de Felipe, W. Brinker, H.-G. Bach, N. Keil, J. Maultzsch, and M. Schell, "Graphene-based electro-absorption modulator integrated in a passive polymer waveguide platform," *Optical Materials Express*, vol. 6, pp. 1800–1807, Jun 2016.
- [34] H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, and A. Kaneko, "Pdm-qpsk modulator with a hybrid configuration of silica plcs and LiNbO3 phase modulators," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, pp. 721–727, March 2011.
- [35] H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, Y. Sakamaki, and A. Kaneko, "64QAM modulator with a hybrid configuration of silica PLCs and LiNbO3 phase modulators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 344–346, March 2010.
- [36] E. Yamada, S. Kanazawa, A. Ohki, K. Watanabe, Y. Nasu, N. Kikuchi, Y. Shibata, R. Iga, and H. Ishii, "112-Gb/s InP DP-QPSK modulator integrated with a silica-PLC polarization multiplexing circuit," pp. 1–3, March 2012.
- [37] M. Bougioukos, T. Richter, C. Kouloumentas, V. Katopodis, R. Harmon, D. Rogers, J. Harrison, A. Poustie, G. Maxwell, C. Schubert, and H. Avramopoulos, "Phase-incoherent DQPSK wavelength conversion using a photonic integrated circuit," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, pp. 1649–1651, Nov 2011.
- [38] P. Groumas, V. Katopodis, C. Kouloumentas, M. Bougioukos, and H. Avramopoulos, "All-optical RZ-to-NRZ conversion of advanced modulated signals," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, pp. 179–181, Feb 2012.
- [39] H. Huang, S. R. Nuccio, Y. Yue, J.-Y. Yang, Y. Ren, C. Wei, G. Yu, R. Dinu, D. Parekh, C. J. Chang-Hasnain, and A. E. Willner, "Broadband modulation performance of 100-ghz eo polymer mzms," *J. Lightwave Technol.*, vol. 30, pp. 3647–3652, Dec 2012.
- [40] J. Dupuy, A. Konczykowska, F. Jorge, M. Riet, P. Berdaguer, V. Nodjiadjim, J. Godin, and A. Ouslimani, "A large-swing 112-gb/s selector-driver based on a differential distributed amplifier in inp dhbt technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 517–524, 2013.
- [41] P. Weger, G. Schultes, L. Treitinger, E. Bertagnolli, and K. Ehinger, "Gilbert multiplier as an active mixer with conversion gain bandwidth of up to 17 ghz," *Electronics Letters*, vol. 27, no. 7, pp. 570–571, 1991.
- [42] H. . Bach, A. Beling, G. G. Mekonnen, R. Kunkel, D. Schmidt, W. Ebert, A. Seeger, M. Stollberg, and W. Schlaak, "Inp-based waveguide-integrated photodetector with 100-ghz bandwidth," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 668–672, 2004.
- [43] A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, M. Riet, J. Godin, A. Scavennec, H.-G. Bach, G. Mekonnen, D. Pech, and C. Schubert, "Inp hbt demultiplexing ics for over 100 gb/s optical transmission," pp. 1–4, 01 2010.

- 
- [44] K. Lusted and A. O.Ran, “De-correlating training pattern sequences between lanes in high-speed multi-lane links and interconnects,” *EP2974199A1*, Issued 2014.
- [45] S. Bates, “Backplane NRZ FEC Baseline Proposal,” *IEEE P802.3bj 100Gb/s Backplane and Copper Cable Task Force*, p. 0, online March 2012.
- [46] G. Coppola, L. Sirleto, I. Rendina, and M. Iodice, “Advance in thermo-optical switches: principles, materials, design, and device structure,” 2011.
- [47] Jie Hyun Lee, Mahn Yong Park, Cheol Young Kim, Seung-Hyun Cho, Wooram Lee, Geon Jeong, and Byoung Whi Kim, “Tunable external cavity laser based on polymer waveguide platform for wdm access network,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 1956–1958, 2005.







---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

---

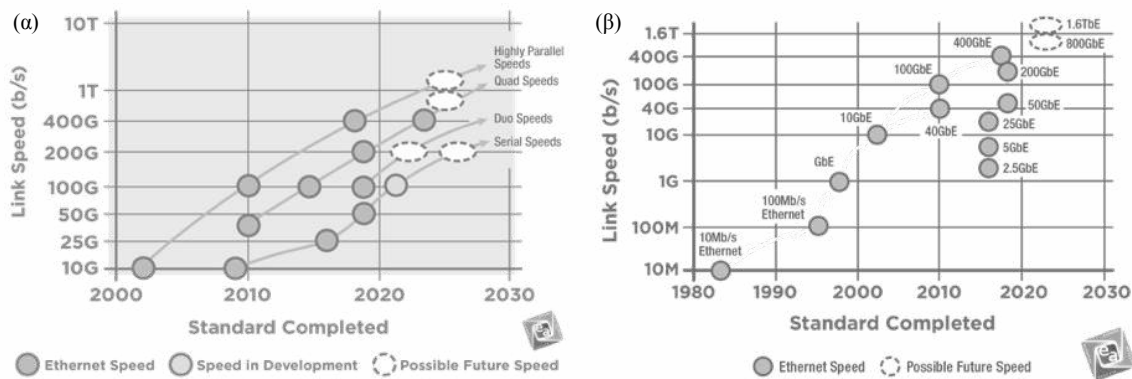
### Συμπεράσματα - Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

#### 5.1 Συμπεράσματα

**Ο**Ι οπτικές διασυνδέσεις αποτελούν τη ραχοκοκαλιά των σύγχρονων υπολογιστικών κέντρων και την μοναδική τεχνολογία που επιτρέπει την απρόσκοπτη ανάπτυξη τους, καθώς δεν επηρεάζονται από περιορισμούς στο εύρος ζώνης. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό γιατί όπως είδαμε ο όγκος της πληροφορίας που κινείται δια μέσου των υπολογιστικών κέντρων ολοένα αυξάνεται ως απόρροια των ραγδαίων τεχνολογικών εξελίξεων σε επίπεδο εφαρμογών που γεννούν και διαχειρίζονται πληροφορίες σε σχεδόν πραγματικό χρόνο. Όσον αφορά την τεχνολογία των οπτικών διασυνδέσεων, τα δίκτυα των υπολογιστικών κέντρων παραμένουν στην συντριπτική πλειοψηφία τους<sup>1</sup> δίκτυα μεταγωγής ηλεκτρικού πακέτου (EPS) βασισμένα σε διακόπτες (switches) οι οποίοι στον πυρήνα τους έχουν ολοκληρωμένα κυκλώματα (ASICs) για την πραγματοποίηση της μεταγωγής. Αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου έχουν δειχθεί σε ερευνητικό επίπεδο και υπάρχει ακόμα κάποιο ερευνητικό ενδιαφέρον, αλλά δεν έχει δειχτεί κάποιο εμπορικό προϊόν αμιγώς οπτικού διακόπτη που να μπορεί να λειτουργήσει σε επίπεδο πακέτου. Αφετέρου, είναι συνηθέστερο αμιγώς οπτικές διασυνδέσεις, βασισμένες σε διακόπτες μεταγωγής οπτικού κυκλώματος (optical circuit switching - OCS), να λειτουργούν επικουρικά με τους διακόπτες EPS ούτως ώστε να αναλαμβάνουν να μεταφέρουν μεγάλες σε όγκο και διάρκεια ροές δεδομένων, παρακάμπτοντας τους EPS διακόπτες, αφού μπορούν να το κάνουν αποδοτικότερα. Τα πλεονεκτήματα αυτών των διακοπών είναι η διαφάνεια (transparency) στα χαρακτηριστικά του εισερχόμενου σήματος, όπως το σχήμα διαμόρφωσης και το μήκος κύματος, καθώς και το πρακτικά ανεξάντλητο εύρος ζώνης. Μειονεκτήματα είναι το ακριβό κόστος κτήσης και ο μεγάλος χρόνος μεταγωγής που τα καθιστά ακατάλληλα για τη διαχείριση κίνησης δεδομένων μέσα σε υπολογιστικά κέντρα, αφού αυτή αποτελείται κατεξοχήν από πακέτα δεδομένων με έντονη δυναμικότητα και όχι στατικές ροές προς μια συγκεκριμένη κατεύθυνση. Ο χρόνος μεταγωγής εξαρτάται από την τεχνολογία ενεργοποίησης (actuation) του οπτικού διακόπτη και το υλικό ολοκλήρωσης, και συνήθως βασίζεται στο θερμο-οπτικό φαινόμενο με χρόνους της τάξης των δεκάδων ms. Υπάρχει και η δυνατότητα για ηλεκτρο-οπτική ενεργοποίηση του διακόπτη που είναι σημαντικά πιο γρήγορη (της τάξης των ns) αλλά μόνο σε υλικό ολοκλήρωσης InP, το οποίο έχει μειονεκτήματα όμως την χαμηλή απόδοση στην ολοκλήρωση (low yield), οπότε δεν είναι εφικτή η πραγματοποίηση διακοπών με μεγάλο αριθμό από θύρες (high radix switches), την ανάγκη για ερμητικό packaging και το μεγάλο κόστος κατασκευής των δισκίων που συνήθως δεν

---

<sup>1</sup>Τον καιρό που γραφόταν ετούτη η διατριβή.



**Σχήμα 5.1:** (α) Εξέλιξη της ταχύτητας μια γραμμής (single lane) ενός πομποδέκτη στο χρόνο και μελλοντική πρόβλεψη, (β) εξέλιξη των προτύπων Ethernet στο χρόνο δείχνοντας όλα τα πρότυπα μέχρι το 2020 και τα μελλοντικά προβλεπόμενα. Πηγή: Ethernet Alliance (<https://ethernetalliance.org/>)

ξεπερνάνε τις 4 in. Οι αρχιτεκτονικές των υπολογιστικών κέντρων χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με το πρότυπο τοπολογίας ή την τεχνολογία δικτύωσης. Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει τα ιεραρχικά, αναδρομικά και rack-to-rack πρότυπα, με πιο διακεκριμένα και ευρέως χρήσης τα ιεραρχικά three tier, fat tree και leaf-spine. Η δεύτερη κατηγορία περιλαμβάνει τις οπτικές, τις βασισμένες σε SDN και τις ασύρματες τεχνολογίες δικτύωσης, με μεγαλύτερο ενδιαφέρον να επικεντρώνεται στις υβριδικές οπτικές τεχνολογίες δικτύωσης όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω. Αν και αυτές οι τεχνολογίες δικτύωσης ήταν εκτός του ατνικειμένου της παρούσας διατριβής, ο πομποδέκτης μεταβλητού μήκους κύματος σειριακής μετάδοσης 100 Gbit/s που παρουσιάστηκε στο τέταρτο κεφάλαιο θα μπορούσε να βρει εφαρμογή σε ένα αμιγώς οπτικό ή υβριδικό δίκτυο μεταγωγής κυκλώματος. Οι πομποδέκτες που παρουσιάστηκαν στην διατριβή μπορούν να βρουν εφαρμογή σε EPS δίκτυα υπολογιστικών κέντρων με ιεραρχική τοπολογία fat-tree και leaf-spine. Η leaf-spine είναι προτιμητέα γιατί συγκρινόμενη με τα τρία επίπεδα core, aggregation, edge, των three-tier και fat-tree, καταργεί το core επίπεδο καταλήγοντας σε μια πιο επίπεδη αρχιτεκτονική, μειώνοντας τον αριθμό των κόμβων που πρέπει να διασχίσει ένα πακέτο καθώς και τις απαιτήσεις σε εύρος ζώνης των μηχανημάτων στα ανώτερα επίπεδα, και αυξάνοντας την αξιοπιστία σε περίπτωση βλάβης ενός κόμβου, αφού υπάρχουν πλεονάζουσες διαδρομές για τον ίδιο προορισμό.

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα 5.1(α), οι ταχύτητες των οπτικών πομποδεκτών που συνδέονται πάνω στους διακόπτες έχουν εξελιχθεί τα τελευταία χρόνια από τα 100 Gbit/s το 2010, στα 400 Gbit/s<sup>2</sup> το 2017. Τα επόμενα πρότυπα θα είναι τα 800G και τα 1600G, με τα 800 πιθανόν να έρθουν πρώτα αλλά να αποτελέσουν ένα σύντομο μεταβατικό στάδιο πριν τα 1600G, όμοια με την περίπτωση των 200G και 400G. Ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι ταχύτητες που έχουν επιτευχθεί σε single lane, καθώς το 100G βρίσκεται ακόμα υπό ανάπτυξη. Το πρότυπο που αναπτύσσεται έχει σαν βάση την χρήση PAM-4 σχήματος διαμόρφωσης στα 50 Gbaud κάτι που απαιτεί ψηφιακό σε αναλογικό μετατροπέα (DAC) συμβάλλοντας στην πολυπλοκότητα του πομποδέκτη. Η επίτευξη 100Gbit/s σε ένα μήκος κύματος (single lane) με OOK διαμόρφωση χωρίς την χρήση DAC δείχνει τον δρόμο προς την απλοποίηση των πομποδεκτών και την περαιτέρω κλιμάκωση των ταχυτήτων των πομποδεκτών, ειδικότερα έχοντας κατα νου την αύξηση των ταχυτήτων των SerDes των ASICs από 50Gbaud σε έως και 100 Gbaud και σε χωρητικότητες διακοπών 25.6T ή ακόμα και 51.2T

<sup>2</sup>Η IEEE επισημοποίησε το πρότυπο 802.3bs για τα 200G και 400G στις 6 Δεκεμβρίου 2017

[1]. Επίσης το γεγονός αυτό επιβεβαιώνει την σημασία της διατριβής και την πρόβλεψη για ανάγκη χρήσης σειριακής μετάδοσης στον πομπό.

Εργαστηριακός εξοπλισμός που να παράγει απευθείας 100Gbit/s OOK ηλεκτρικό σήμα για την διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος στην ίδια ταχύτητα δεν είναι ευρέως διαδεδομένος και το κόστος απόκτησης του είναι πολύ μεγάλο. Στην παρούσα διατριβή αναφέρθηκαν δυο τεχνικές για την απόκτηση ενός σήματος 100Gbit/s βασιζόμενες στην πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου είτε ενός οπτικού σήματος (OTDM) είτε ενός ηλεκτρικού σήματος (ETDM). Στην πρώτη περίπτωση το οπτικό σήμα RZ-OOK χαμηλότερης ταχύτητας περνάει από μια σειρά ολοκληρωμένων συμβολομέτρων καθυστέρησης με κατάλληλο μήκος δρόμου καθυστέρησης και άρα ελεύθερη φασματική περιοχή (FSR). Στο συμβολόμετρο το οπτικό σήμα χωρίζεται σε δυο ίδιες συνιστώσες που ταξιδεύουν κατά μήκος των δυο διαδρομών, με την μια συνιστώσα να καθυστερείται κατά μισή περίοδο. Στο τέλος του συμβολόμετρου, συμβάλουν με αποτέλεσμα οι καθυστερημένη συνιστώσα να πολυπλέκεται με την άλλη και να διπλασιάζεται ο ρυθμός του σήματος. Το σχήμα διαμόρφωσης RZ-OOK είναι ιδανικό για χρήση σε δίκτυα και τεχνικές OTDM, αλλά έχει μεγαλύτερο φασματικό περιεχόμενο από το NRZ-OOK λόγω των στενότερων παλμών, κάτι που το καθιστά μη αποδοτικό για χρήση σε WDM δίκτυα.

Για αποδοτικότερα δίκτυα με χαμηλό κόστος και κατανάλωση ενέργειας είναι αναγκαία η ανάπτυξη ενός υποσυστήματος που θα βρίσκεται στην διεπαφή των OTDM και WDM δικτύων και θα μπορεί να μετατρέπει το σχήμα διαμόρφωσης από RZ-OOK σε NRZ-OOK. Στην παρούσα διατριβή αναπτύχθηκε μια τέτοια μέθοδος βασιζόμενη στην φασματική διαμόρφωση (spectral shaping) του RZ-OOK σήματος χρησιμοποιώντας ένα συμβολόμετρο καθυστέρησης σαν φίλτρο με ίδια τιμή FSR με το σήμα, ούτως ώστε τα βυθύσματα της συνάρτησης μεταφοράς του να καταπιέσουν τις αρμονικές του RZ-OOK σήματος και να το μετατρέψουν σε NRZ-OOK. Η μέθοδος μελετήθηκε με προγράμμα προσομοίωσης και δείχθηκε η σωστή λειτουργία της, όχι μόνο με σήμα OOK, αλλά και για σχήματα διαμόρφωσης PSK καθώς και για σχήματα ανώτερης τάξης όπως 16-QAM [2]. Η διάταξη περιελάμβανε και το στάδιο της OTDM πολυπλεξίας για πολλαπλασιασμό του ρυθμού, όπου εκεί έγινε χρήση ενός OBPF για την εξομάλυνση μιας διακύμανσης στο πλάτος του πολυπλεγμένου σήματος. Μελετήθηκαν επίσης η επίδραση διάφορων παραγόντων που μπορεί να επηρεάζουν την απόδοση του μετατροπέα, όπως το εύρος του OBPF, η διαφορετική τιμή της ολίσθησης φάσης μεταξύ των δυο βραχιόνων του συμβολόμετρου, η απόκλιση της χρονικής τιμής καθυστέρησης του συμβολόμετρου καθώς και η απόκλιση της κεντρικής συχνότητας του OBPF από την συχνότητα του σήματος εισόδου. Τα αποτελέσματα της μελέτης έδειξαν ότι η διακύμανση του πλάτους βελτιώνεται χρησιμοποιώντας στενότερο φίλτρο, ενώ ολίσθηση φάσης μεγαλύτερη από 20 μοίρες υποβαθμίζει το σήμα. Σημοντικότερη όμως είναι η επίδραση της διαφορετικής χρονικής καθυστέρησης στους βραχίονες του συμβολόμετρου από την ιδανική. Μια διαφορά της τάξης  $\pm 10\%$  υποβαθμίζει σημαντικά το σήμα εξόδου. Η απόκλιση της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου επηρεάζει επίσης το σήμα εξόδου και θα πρέπει να είναι μικρότερη των 20GHz.

Επίσης επιδείχθηκε πειραματικά η μετατροπή από RZ-DPSK σε NRZ-DPSK, με σήμα διαμορφωμένο στα 40 Gbit/s, και η επίτευξη αλάνθαστης λειτουργίας (error-free). Συγκρίνοντας τις καμπύλες λαθών ως προς την οπτική ισχύ στο δέκτη, του εισερχόμενου σήματος RZ-PSK, ενός NRZ-PSK, και του μετασχηματισμένου NRZ-PSK μετά την διάταξη, διαπιστώθηκε ότι η μέθοδος που αναπτύχθηκε χρειάζεται μόνο 1.5 dB περισσότερη οπτική ισχύ στο δέκτη για την επίτευξη του ίδιου αριθμού λαθών



( $10^{-10}$ ) με ένα καθαρό NRZ-PSK σήμα.

Μελετήθηκαν βιβλιογραφικά και άλλες μέθοδοι μετατροπής σχήματος διαμόρφωσης, οι οποίες χωρίζονταν σε δυο κατηγορίες, αυτές που πραγματοποιούσαν μετατροπή από RZ-OOK σε NRZ-OOK και αυτές που πραγματοποιούσαν την αντίστροφη διαδικασία. Στην πρώτη κατηγορία έχουν δειχθεί διατάξεις που χρησιμοποιούν τεχνικές εγκλειδωσης κοιλότητας με έγχυση οπτικού σήματος (injection locking) σε F-P διόδους, διατάξεις που εκμεταλεύονται μη γραμμικότητες σε διάφορα στοιχεία όπως ημιαγωγίμους οπτικούς ενισχυτές (SOAs), οπτικές ίνες μετατοπισμένης διασποράς (DSF), οπτικές ίνες φωτονικών κρυστάλλων (PCF), οπτικούς διαμορφωτές LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder, ολοκληρωμένα κυκλώματα μικρο-δακτυλίων συντονισμού (MRR) σε πυρίτιο. Στην δεύτερη κατηγορία έχουν δειχθεί διατάξεις εγκλειδωσης κοιλότητας σε διόδους λέιζερ, διατάξεις που εκμεταλεύονται τη μη γραμμικότητα ημιαγωγίμων οπτικών ενισχυτών, διατάξεις με ίνες DSF, καθώς και τελειώς παθητικές διατάξεις με συμβολομετρικά στοιχεία όπως MRRs, γραμμές καθυστέρησης DIs και μικρο-βρόχους από οπτική ίνα κατάλληλα επεξεργασμένη. Η μέθοδος που αναπτύχθηκε σε αυτήν την διατριβή ανήκει στις πλήρως παθητικές συμβολομετρικές διατάξεις, που υπερέχουν έναντι αυτών που χρησιμοποιούν ενεργά στοιχεία, σε απλότητα εφαρμογής, πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος και σε δυνατότητα ολοκλήρωσης μαζί με άλλα στοιχεία σε φωτονικές πλατφόρμες. Στην παρούσα διατριβή δείχθηκε πειραματικά για πρώτη φορά η δυνατότητα μετατροπής σημάτων κωδικοποιημένων κατά φάση PSK, και σε προσομοίωση η δυνατότητα για σήματα 16-QAM αφού οι μέχρι τότε διατάξεις εστίαζαν σε κωδικοποιημένα σήματα κατά πλάτος (OOK).

Η επόμενη τεχνική για επίτευξη σημάτων 100Gbit/s σε ένα μήκος κύματος αφορά την πολυπλεξία ηλεκτρικών σημάτων (ETDM). Ηλεκτρονική πολυπλεξία έχει δειχθεί βιβλιογραφικά χρησιμοποιώντας διακριτά στοιχεία για την επίτευξη σημάτων υψηλών ρυθμών στα 100Gbit/s που τροφοδοτούσαν LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder διαμορφωτές με εύρος ζώνης στα 30 GHz που απαιτούσαν την χρήση ισοσταθμιστών για να αίρουν την υποβάθμιση του σήματος λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης. Η τεχνολογία για την κατασκευή γρήγορων ηλεκτρο-οπτικών διαμορφωτών στα 100Gbit/s δηλαδή με εύρος ζώνης >60 GHz δεν ήταν ακόμα διαθέσιμη. Στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών χαρακτηρίστηκε για πρώτη φορά ολοκληρωμένος πομπός σειριακής μετάδοσης στα 100 Gbit/s OOK ο οποίος συνδύαζε έναν διαμορφωτή με εύρος ζώνης 64 GHz κατασκευασμένο σε καινοτόμο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερές υλικό, μαζί με InP-DHBT ηλεκτρονικό κύκλωμα 2:1 πολυπλεξίας και ενίσχυσης (2:1 MUX-DRV) με εύρος ζώνης >100 GHz που μπορεί να δώσει πλάτος >3  $V_{pp}$  στην έξοδο του. Συνοπτικά παρουσιάστηκαν τα συστατικά μέρη του πομπού στην παρούσα διατριβή μαζί με τις μελέτες προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν. Μελετήθηκαν παράμετροι όπως η επίδραση του σημείου πόλωσης του διαμορφωτή στα χαρακτηριστικά του σήματος, συναρτήσε του διαθέσιμου πλάτους οδήγησης ώστε να υποδειχθεί κάθε φορά ανάλογα με το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης το σημείο πόλωσης που έδινε την καλύτερη ποιότητα σήματος. Επίσης μελετήθηκε και η επίδραση του ηλεκτρο-οπτικού εύρους ζώνης του πομπού στην ποιότητα του σήματος. Αυτές οι δυο μελέτες ήταν σημαντικές καθώς στην διαδικασία packaging του πομπού, το κύκλωμα 2:1 MUX-DRV με τον διαμορφωτή δεν μπορούσαν να έρθουν κοντά λόγω φυσικών διαστάσεων με αποτέλεσμα τα wire-bonds να έχουν μήκος μεγαλύτερο του ενδεδειγμένου και να οδηγήσουν σε απώλειες εύρους ζώνης και εξασθένησης πλάτους. Παρά την δυσχέρεια αυτή, ο ολοκληρωμένος πομπός χαρακτηρίστηκε πειραματικά στα 80 Gbit/s και 100 Gbit/s αποδίδοντας πολύ καλής ποιότητας σήματα με ανοιχτά διαγράμματα οφθαλμού [3]. Η πειραματική διάταξη βασίστηκε σε εξωτερικά κυκλώματα ηλεκτρονι-

κής πολυπλεξίας για να τροφοδοτήσουν τον 2:1 MUX-DRV του πομπού με δυο PRBS 7ης έως και 31ης τάξης στα 50 Gbit/s (40 Gbit/s για τελικό ρυθμό 80 Gbit/s) και ένα σήμα ρολογιού στα 50 GHz (40 GHz για τελικό ρυθμό 80 Gbit/s).

Η συγκεκριμένη τεχνολογία του ολοκληρωμένου 100 Gbit/s πομπού, δηλαδή τα γρήγορα InP-DHBT ηλεκτρονικά και τον γρήγορο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερικό διαμορφωτή, αποτελούν την βασική τεχνολογία που θα επιτρέψει την περαιτέρω κλιμάκωση του συστήματος με αποδοτικό τρόπο, ώστε να επιτευχθούν πομποί με χωρητικότητες 400 Gbit/s, 800 Gbit/s και 1600 Gbit/s. Το επόμενο λογικό βήμα θα ήταν να σχεδιαστεί ένας πομποδέκτης που θα ολοκλήρωνε μια συστοιχία δυο και τεσσάρων διαμορφωτών 100Gbit/s ώστε να κλιμακωθεί η χωρητικότητα του στα  $2 \times 100$  Gbit/s και  $4 \times 100$  Gbit/s. Ήδη κάποια πρότυπα 400GbE όπως π.χ. το 400GBASE-FR4 προωθούν 4 γραμμές από 100 Gbit/s καθώς χρησιμοποιεί λιγότερα εξαρτήματα για την επίτευξη της ίδιας χωρητικότητας.

Η έκδοση του πομπού με την συστοιχία των διαμορφωτών προϋπέθετε τον σχεδιασμό και κατασκευή στην ηλεκτρο-οπτική πολυμερική πλατφόρμα, μονολιθικά με τα υπόλοιπα στοιχεία, δομών που θα τις επέτρεπαν νέες λειτουργίες όπως ο διαχωρισμός οπτικής ισχύος σε δυο και σε τέσσερα ίσα μέρη ώστε να τροφοδοτήσουν τους διαμορφωτές, αλλά και περιθλαστικά φράγματα σαν φίλτρα για άλλη λειτουργία που θα περιγραφεί πιο κάτω στο παρόν κεφάλαιο. Ο διαχωριστής ισχύος πραγματοποιήθηκε σαν ένας συζεύκτης παρεμβολής πολλών ρυθμών 1:2 (MMI), η οποία δομή κατασκευαζόταν για πρώτη φορά στο συγκεκριμένο πολυμερές υλικό. Ο πομπός  $2 \times 100$  Gbit/s βασιζόταν στην μονολιθική ολοκλήρωση ενός 1:2 MMI με δυο Mach-Zehnder διαμορφωτές στο H-O πολυμερές, και στην υβριδική ολοκλήρωση με edge coupling του H-O πολυμερικού τσιπ με μια InP δίοδο λέιζερ που εκπέμπει στα 1553.4 nm. Το φως που εισέρχεται στο πολυμερικό τσιπ, χωρίζεται σε δυο ίσα μέρη από τον 1:2 MMI, τα οποία οδηγούνται στους MZ διαμορφωτές και διαμορφώνονται με σχήμα NRZ-OOK. Τα σήματα εξέρχονται του πομπού από δυο οπτικές ίνες SMF συζευγμένες στους κυματοδηγούς εξόδου. Η δομή του πολυμερικού κυματοδηγού είναι inverted ridge με απώλειες διάδοσης 1.4 dB/cm, και υποστηρίζει έναν ρυθμό που είναι ισχυρά εντοπισμένος λόγω της αρκετά μεγάλης αντίθεσης των RI πυρήνα και μανδουών. Το H-O πολυμερές υλικό έχει αποδειχτεί ανθεκτικό σε θερμοκρασίες έως 85°C. Μια ιδιαιτερότητα των H-O πολυμερικών διαμορφωτών από αυτό το υλικό είναι ότι διαμορφώνουν μόνο φως σε πόλωση TM. Καθώς οι δίοδοι λέιζερ εκ κατασκευής εκπέμπουν φως με πόλωση TE, έπρεπε να στραφεί η πολωσή του σήματος πριν τους διαμορφωτές, για την επιτυχή διαμόρφωση. Η λύση που δοκιμάστηκε με επιτυχία είναι η στρέψη της διόδου κατά 90° κατά την υβριδική ολοκλήρωση.

Η μονολιθική ολοκλήρωση του MMI συζεύκτη στο ηλεκτρο-οπτικό πολυμερικό τσιπ μαζί με τους δυο διαμορφωτές Mach-Zehnder και η υβριδική ολοκλήρωση της διόδου λέιζερ με το πολυμερικό τσιπ, υποδεικνύουν τη δυνατότητα της EO πολυμερικής πλατφόρμας να υποστηρίξει την ολοκλήρωση σύνθετων δομών, και να εξελιχθεί από μια τεχνολογία ειδικά για διαμορφωτές, σε μια γενικής χρήσης πλατφόρμα ολοκλήρωσης για Φωτονικά Ολοκληρωμένα Κυκλώματα PICs.

Ο MMI επιλέχθηκε έναντι των δομών Y-junctions γιατί αφενός αυτές έχουν μεγάλο μήκος και άρα θα καταλάμβαναν μεγαλύτερη επιφάνεια στο περιορισμένης επιφάνειας τσιπ, και αφετέρου απαιτούσαν πολύ μικρή γωνία μεταξύ τους που δυσχέρωνε την αξιόπιστη κατασκευή τους λόγω λιθογραφίας. Μια τέτοια δομή βασίζεται στην αρχή του self-imaging, όπου αντίγραφα του ρυθμού εισόδου σχηματίζονται κατά μήκος της πολυρυθμικής περιοχής σε προκαθορισμένα σημεία λόγω της συμβολής

των διαδιδόμενων ρυθμών. Αποτελείται από έναν μονορυθμικό κυματοδηγό εισόδου, μια πολυρυθμική περιοχή που υποστηρίζει τουλάχιστον 3 ρυθμούς, και N κυματοδηγούς εξόδου ανάλογα με τον τύπο MMI. Οι δομές MMI που σχεδιάστηκαν ήταν 1:2 και 1:4, δηλαδή είχαν 2 και 4 κυματοδηγούς εξόδου, για τον διαχωρισμό ισχύος σε 2 και 4 ίσα μέρη για να τροφοδοτήσουν ισάριθμους διαμορφωτές. Σχεδιάστηκαν σε CAD πρόγραμμα φωτονικών δομών της σουίτας λογισμικού RSoft Photonic device tools και επιλύθηκαν ηλεκτρομαγνητικά με την μέθοδο διάδοσης δέσμης (Beam Propagation Method) [4] του εργαλείου της σουίτας. Οι σημαντικότεροι παράμετροι ήταν το πλάτος και μήκος της πολυρυθμικής περιοχής του MMI. Μεγαλώνοντας το πλάτος η πολυρυθμική περιοχή υποστήριζε περισσότερους ρυθμούς που συνέβαλαν μεταξύ τους με αποτέλεσμα να βελτιώνονται τα προφίλ των ρυθμών εξόδου. Από την άλλη μεγαλύτερο πλάτος απαιτούσε μεγαλύτερο μήκος για την συμβολή των κατάλληλων ρυθμών και την εμφάνιση των αντιγράφων των ρυθμών. Σκοπός της μελέτης προσομοίωσης ήταν να βρεθεί το πλάτος που έδινε τα αντίγραφα στο μικρότερο δυνατό μήκος, αλλά παράλληλα να συζευχθούν στους κυματοδηγούς εξόδου με τις μικρότερες δυνατές απώλειες και ανισοροπία (port imbalance) στην ισχύ μεταξύ των ρυθμών, με στόχο να είναι σε κάθε περίπτωση μικρότερες από 1 dB και 0.5 dB αντίστοιχα.

Για τον 1:2 MMI σχεδιάστηκαν δομές με πλάτη 12  $\mu\text{m}$ , 16  $\mu\text{m}$ , 20  $\mu\text{m}$ , 22  $\mu\text{m}$ , 24  $\mu\text{m}$  με διαφορετικές τιμές μήκους η κάθε μια. Η τιμή πλάτους 12  $\mu\text{m}$  έδινε τις χαμηλότερες απώλειες και ανισοροπία, που ήταν κάτω από 0.1 dB και κάτω από 0.3 dB σε κάθε περίπτωση. Τιμές πλάτους 16  $\mu\text{m}$  και πάνω δεν έδειχναν να προσφέρουν χαμηλότερη ανισοροπία, παρά μόνο ελάχιστα αυξημένες απώλειες λόγω σκέδασης του φωτός στο μεγαλύτερο μήκος της δομής. Οι δομές αυτές στην συνέχεια κατασκευάστηκαν (συμπεριλαμβάνοντας και παραλλαγές) σε δισκία των 6 ιντσών. Οι κατασκευασμένες δομές είχαν κυματοδηγούς εξόδου που απομακρύνονταν με S-bends σε μια απόσταση 2.5 mm ώστε να απέχουν 500  $\mu\text{m}$ . Μετά την κατασκευή οι δομές χαρακτηρίστηκαν ως προς τις απώλειες και το imbalance, χρησιμοποιώντας sweeping laser από τα 1500 nm - 1600 nm. Η πόλωση ελεγχόταν από ελεγκτή πόλωσης ώστε να είναι πάντα TM, με την TE πόλωση να εμφανίζει 1 dB περισσότερες απώλειες σε ευθείο κυματοδηγό. Μετρήθηκαν τσιπ που περιείχαν δομές με 11.5  $\mu\text{m}$ , 12  $\mu\text{m}$ , 12.5  $\mu\text{m}$ , 20  $\mu\text{m}$ . Από τις δομές με πλάτος 11.5  $\mu\text{m}$ , τα μήκη 135, 134  $\mu\text{m}$  πληρούσαν τα κριτήρια  $IL < 1dB$  και  $IM < 0.5dB$ . Από τις δομές με 12  $\mu\text{m}$ , τα μήκη 135 και 136 παρουσίασαν  $IL < 0.65dB$  και  $IM < 0.1dB$ . Μετρήσεις στις δομές με πλάτος 20  $\mu\text{m}$  έδειξαν ότι πληρούν το κριτήριο για χαμηλή ανισοροπία, εμφανίζουν όμως υψηλότερες απώλειες. Η δομή με 20  $\mu\text{m}$  πλάτος και 265  $\mu\text{m}$  μήκος εμφάνισε τα καλύτερα χαρακτηριστικά, όπως έχει δείξει και οι προσομοίωση. Λόγω των χαμηλότερων απωλειών, οι δομές με πλάτος 12  $\mu\text{m}$  επιλέχθηκαν να ολοκληρωθούν μαζί με τους διαμορφωτές. Πραγματοποιήθηκε επίσης μέτρηση των δομών με πόλωση TE όπου παρατηρήθηκε αύξηση των απωλειών κατά 3 dB χωρίς σημαντική αύξηση της ανισοροπίας. Οι αυξημένες απώλειες οφείλονται στο διαφορετικό ενεργό δείκτη διάθλασης που βλέπει ο TE ρυθμός, και που έχει άμεση σχέση με το μήκος του διακροτήματος και την εμφάνιση των αντιγράφων. Στην πλειονότητα των περιπτώσεων που μετρήθηκαν, οι τιμές των δυο μεγεθών πληρούσαν τους στόχους και συμφωνούσαν με τις υπολογισμένες από την προσομοίωση τιμές. Τυχόν αποκλίσεις οφείλονται σε κατασκευαστικές ανοχές στις διαστάσεις της δομής λόγω λιθογραφίας, είτε σε υπολογιστικά σφάλματα του λογισμικού προσομοίωσης που ίσως οφείλονταν για παράδειγμα οι παράμετροι διακριτοποίησης του προβλήματος (grid size) λόγω περιορισμένων πόρων.

Μετρήσεις της δομής με 12  $\mu\text{m}$  πλάτος και 135  $\mu\text{m}$  μήκος σε εύρος 400 nm, από τα 1260 έως τα

1630 nm, με sweeping laser έδειξαν ότι εμφανίζει τις χαμηλότερες απώλειες και ανισοροπία (0.65 dB και 0.1 dB) στην C-band για την οποία και σχεδιάστηκαν, αλλά επιτυγχάνει τιμές μικρότερες από 2 dB IL και 0.5 dB IM για τις υπόλοιπες μάντες (O, E, S, L, U). Απεικόνιση των ρυθμών εξόδου με beam profiling camera δείχνει δυο καθαρά σχηματισμένους ρυθμούς, ίδιους με τον ρυθμό εισόδου κάτι που μαρτυράει την καλή λειτουργία του 1:2 MMI.

Ο 1:2 MMI με 12  $\mu\text{m}$  πλάτος και 135  $\mu\text{m}$  μήκος, ολοκληρώθηκε μονολιθικά με δυο οπτικούς διαμορφωτές και κατασκευάστηκαν τα τσιπ που περιείχαν τις δομές. Αυτά τα τσιπ χαρακτηρίστηκαν, τοποθετώντας τα πάνω σε σταθμό εργασίας, κρατώντας το πολυμερικό τσιπ σταθερό σε μια βάση με σταθεροποίηση κενού και προσεγγίζοντας μια δίοδο λέιζερ πάνω σε έναν micropositioner από το ένα άκρο. Το άλλο άκρο το προσέγγιζε μια οπτική ίνα που συζευγνύοταν σε έναν από τους δυο κυματοδηγούς εξόδου που είχαν 250  $\mu\text{m}$  απόσταση μεταξύ τους. Μετρήθηκαν επίσης και οι κυματοδηγοί αναφοράς και βρέθηκαν απώλειες διάδοσης 1.41 dB/cm. Η δίοδος λέιζερ μετά ευθυγραμμίστηκε με την είσοδο του 1:2 MMI με την βοήθεια κάμερας. Η οπτική ισχύ στους δυο βραχίονες βρέθηκε -17 dB και -19.2 dB. Η διαφορά ισχύος οφείλεται στον MMI αφού χρησιμοποιήθηκε δομή με πλάτος 20  $\mu\text{m}$  και μήκος 260  $\mu\text{m}$ . Πραγματοποιήθηκε συναρμογή και δεύτερου οπτικού υποσυνόλου που ολοκλήρωνε δομή με 12  $\mu\text{m}$  πλάτος και μήκος 125  $\mu\text{m}$ , με τις τιμές οπτικής ισχύος που μετρήθηκαν για τις δυο διαδρομές να έχουν 2.8 dB διαφορά λόγω των διαφορετικών σημείων λειτουργίας των MZM, τα οποία δεν ήταν δυνατόν να ελεγχθούν καθώς δεν είχαν συνδεθεί ηλεκτρικά.

Στην συνέχεια, το οπτικό υποσύνολο ολοκληρώθηκε με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα 2:1 MUX-DRV. Ο InP-DHBT MUX-DRV επιτυγχάνει μέγιστο πλάτος εξόδου  $2 \times 3\text{V}$  στα 100 Gbit/s με κατανάλωση 3.8 W σε διαστάσεις  $1.5 \times 3.6\text{mm}^2$ . Για την συναρμογή του κυκλώματος πραγματοποιήθηκαν RF προσομοιώσεις και σχεδιασμός των RF interposers που παρέχουν τις γραμμές μεταφοράς και συνδέουν τους GPPO σύνδεσμούς. Οι RF interposers περιελάμβαναν δομές Micro Strip Line (MS) Coplanar Waveguide (CPW), πάνω σε υπόστρωμα  $\text{Al}_2\text{O}_3$  πάχους 250  $\mu\text{m}$  για να επιτευχθεί εμπέδηση 50  $\Omega$ . Wirebonds με μήκος 18  $\mu\text{m}$  χρησιμοποιήθηκαν για μικρές απώλειες. Η μια έξοδος του MUX-DRV τερματίστηκε για να επιτευχθεί single ended λειτουργία. Ολόκληρο το υποσύνολο τοποθετήθηκε σε κουτί από KOVAR (FeNiCo). Πραγματοποιήθηκε θερμική μελέτη για την επιλογή κατάλληλης TEC λύσης, και διαχείριση της παραγόμενης θερμότητας, από τα δυο κυκλώματα οδήγησης, λόγω της κατανάλωσης 3.8 W κάθε MUX-DRV. Η σύζευξη των κυματοδηγών εξόδου πραγματοποιήθηκε με χρήση φακοειδών οπτικών ινών για μικρότερες απώλειες. Η τιμή που επιτεύχθη ήταν 1.5 dB. Η συνολική κατανάλωση ενέργειας είναι συνολικά 10.9 W ή 54.5 mW/Gbps συμπεριλαμβανομένης της κατανάλωσης 0.25 mW του λέιζερ, 7.6 W των δυο MUX-DRV, 0.08 W των δυο ολισθητών φάσης και 3 W του TEC.

Όπως φαίνεται από τις καταναλώσεις το 70% αποδίδεται στα κυκλώματα οδήγησης. Στην περίπτωση που θα υλοποιούταν πομπός 400 Gbit/s, η χρήση 4 MUX-DRV θα απαιτούσε  $4 \times 3.8 = 15.2\text{W}$  ισχύος που ξεπερνάει τα όρια των καταναλώσεων που θέτουν τα πρότυπα για pluggable transceiver modules όπως το QSFP-DD[5] ή το OSFP[6] τα οποία ορίζουν μέγιστη συνολική κατανάλωση 14-15 W. Έχουν δειχθεί όμως και κυκλώματα InP-DHBT MUX-DRV με κατανάλωση ισχύος 2 W ή και 0.8 W [7-9], τα οποία αφήνουν μεγάλο περιθώριο για τις καταναλώσεις των υπολοίπων στοιχείων.

Στα πλαίσια του ευρωπαϊκού έργου ICT-POLYSYS πραγματοποιήθηκαν και δυο τύποι πομπού  $4 \times 100\text{ Gbit/s}$  που αποτελούνταν από συστοιχία 4 InP PDs με εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 100

GHz, με τον ένα τύπο να ολοκληρώνει συστοιχία 4 InP-DHBT DEMUX, ενώ ο άλλος ολοκληρώνει συστοιχία 4 InP-DHBT TIA-DEMUX που ενισχύει το σήμα των φωτοδίοδων πριν την αποπολυπλεξία. Δυο τύποι φωτοδίοδων μετρήθηκαν, με και χωρίς τερματισμό 50 Ω. Οι τερματισμένες φωτοδίοδοι παρουσίαζαν μεγαλύτερο εύρος ζώνης (112-120GHz) αλλά χαμηλότερο κέρδος μετατροπής ( $\approx 13.5V/W$ ), συγκριτικά με τις ατερματιστές (80-90GHz και  $\approx 27V/W$ ). Οι φωτοδίοδοι με τα κυκλώματα αποπολυπλεξίας τοποθετήθηκαν σε κουτί ώστε να συνδεθούν η συστοιχία οπτικών ινών εισόδου και να πραγματοποιηθούν οι ηλεκτρικές συνδέσεις των τοιπι μεταξύ τους αλλά και με τις ηλεκτρικές γραμμές που συνδέουν τους κοννέκτορες εξόδου. Οι απώλειες μετρήθηκαν με την παράμετρο  $S_{21}$  και βρέθηκαν μικρότερες από 1.25 dB στα 50 GHz. Ο δέκτης χρειαζόταν 20 διαφορετικές τάσεις τροφοδοσίας για να λειτουργήσει που παρέχονταν από ένα κατάλληλο τροφοδοτικό. Η μέση κατανάλωση όλων των στοιχείων του δέκτη ήταν περίπου 5.5 W με μέγιστη τα 8 W που αντιστοιχεί σε 13.75 mW/Gbps.

Στην συνέχεια πραγματοποιήθηκαν μελέτες προσομοίωσης του συστήματος πομπού και δέκτη ώστε να βεβαιωθεί η λειτουργία του συστήματος σε κοντινές αποστάσεις στα 80 και 100 Gb/s, καθώς και η επίδραση της χρωματικής διασποράς στην ποιότητα των μεταδιδόμενων οπτικών σημάτων. Οι μελέτες πραγματοποιήθηκαν με το λογισμικό VPITransmission Maker. Το ηλεκτρονικό τμήμα του πομπού αποτελείται από έναν PRBS generator, έναν κωδικοποιητή NRZ, έναν ηλεκτρικό ενισχυτή, ένα χαμηλοπερατό φίλτρο που προσομοιώνει τον περιορισμό στο εύρος ζώνης στο κύκλωμα οδήγησης και στον οπτικό διαμορφωτή. Η τάξη PRBS που χρησιμοποιήθηκε ήταν  $2^7 - 1$  με το χρονικό παράθυρο να αντιστοιχούσε σε 2048 bits στα 100 Gb/s με την ακολουθία να χωράει μέσα σε αυτό το χρονικό παράθυρο. Το οπτικό τμήμα αποτελείτο από μια δίοδο λέιζερ στα 1553.4 nm έναν διαμορφωτή Mach-Zehnder και τμήμα οπτικής ίνας SSMF με μεταβλητό μήκος, τιμή χρωματικής διασποράς  $16ps/nm/km$ , κλίση καμπύλης διασποράς  $0.08ps/nm^2/km$ . Η τιμή του εύρους ζώνης του φίλτρου καθορίστηκε στα 65 GHz, το  $V_{\pi}$  του διαμορφωτή στα 3.5 V, ο λόγος σβέσης του διαμορφωτή στα 16 dB και το διαθέσιμο πλάτος στο κύκλωμα οδήγησης στα  $2 V_{pp}$ . Τα σήματα ανιχνεύονται στην προσομοίωση από ιδανικό δέκτη εύρους ζώνης 70 GHz που προσομοιώθηκε επίσης με LPF και δεν χρησιμοποιήθηκε οπτικός ενισχυτής στην διάταξη καθώς προσομοιώναμε ένα unamplified direct link όπως αυτά που υπάρχουν εντός των υπολογιστικών κέντρων. Μελετήθηκαν οι τιμές Q-factor, λόγος σβέσης και timing jitter για αποστάσεις από B2B μέχρι 2000 m με διαστήματα κάθε 500 m για τα 80 και τα 100 Gb/s. Και στους δυο ρυθμούς το Q-factor και ο λόγος σβέσης μειωνόταν με αυξανόμενη την απόσταση, ενώ η τιμή του timing jitter αυξανόταν. Στα 80 οι τιμές Q-factor, λόγου σβέσης και timing jitter για την B2B περίπτωση ήταν 23.3 dB, 13.3 dB, και 0.6 ps, ενώ για τα 2000 m 15.8 dB, 8.2 dB και 1.5 ps. Στα 100 οι τιμές Q-factor, λόγου σβέσης και timing jitter για την B2B περίπτωση ήταν 22.5 dB, 11.9 dB και 0.6 ps, ενώ για τα 2000 m 12.4 dB, 5.7 dB και 2.0 ps.

Για τον πειραματικό χαρακτηρισμό του πομπού  $2 \times 100$  Gb/s αναπτύχθηκε διάταξη ηλεκτρονικής πολυπλεξίας στο χρόνο (ETDM). Η διάταξη τροφοδοτούσε κάθε κύκλωμα του πομπού με δυο σήματα στα 50 Gb/s (ή 40 Gb/s) και ένα σήμα ρολογιού στα 50 GHz (ή 40 GHz). Ένα σήμα στα 25 GHz από γεννήτρια συχνοτήτων χωρίζεται με δυο διαδοχικούς 3-dB splitters σε τρία μέρη, το πρώτο περνάει από frequency divider για να γεννηθεί το 12.5 GHz σήμα που οδηγεί τον PPG στα 12.5 Gb/s. Το δεύτερο μέρος κατευθύνεται στον δέκτη, ενώ το τρίτο χωρίζεται εκ νέου σε δυο συνιστώσες. Η πρώτη οδηγείται προς τον 4:1 MUX, ενώ η δεύτερη περνάει από έναν frequency

doubler για να γεννήσει το 50 GHz ρολόι που οδηγεί τους MUX και DEMUX του πομπού και δέκτη. Κατάλληλοι phase shifters φροντίζουν οι φάσεις των σημάτων δεδομένων και των ρολογιών να είναι συγχρονισμένες σε επίπεδο bit. Η εξόδος του PPG χωρίζεται σε τέσσερις συνιστώσες 12.5 Gb/s και με κατάλληλα μήκη καλωδίων αποσυσχετίζονται και πολυπλέκονται στον εξωτερικό MUX για να δώσει τα δυο σήματα 50 Gb/s. Τα δυο 50 Gb/s σήματα ακολούθως χρησιμοποιούνται ως σήματα εισόδου στον εσωτερικό 2:1 MUX του ολοκληρωμένου πομπού. Η τάξη της ακολουθίας στον PPG είχε επιλεγθεί να είναι  $2^7 - 1$  και διατηρούσε την τάξη της μετά από όλα τα στάδια πολυπλεξίας αφού οι δρόμοι αποσυσχέτισης είχαν επιλεγεί κατάλληλα. Τα ηλεκτρικά σήματα δεδομένων που γεννούσε η διάταξη ETDM ήταν πολύ καλής ποιότητας με ανοιχτά διαγράμματα οφθαλμού. Τα ηλεκτρικά σήματα ρολογιού είχαν επίσης καλή ποιότητα, αν και η πρώτη αρμονική του frequency doubler στα 25 GHz δεν είχε καταπιεστεί πλήρως στο σήμα και ήταν εμφανής σε μετρήσεις του σήματος στον ηλεκτρικό φασματογράφο, παρόλα αυτά δεν παρατηρήθηκε υποβάθμιση της λειτουργίας των πολυπλεκτών.

Στην έξοδο του πομπού το σήμα στα 1553.4 nm διαδίδεται δια μέσου SSMF με συνολικό μήκος 1625 m και εν συνεχεία ενισχύεται από έναν EDFA και φιλτράρεται από ένα OBPF. Μέρος του 100 (ή 80) Gb/s σήματος ανιχνεύεται από μια 70 GHz φωτοδίοδο για μετρήσεις eye-diagrams και το υπόλοιπο ανιχνεύεται από ένα κανάλι του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη, το οποίο λαμβάνει το οπτικό σήμα στα 100 Gb/s το μετατρέπει σε ηλεκτρικό στη φωτοδίοδο. Το κύκλωμα twin-DEMUX απο-πολυπλέκει το σήμα και δίνει τις δυο 50 Gb/s συνιστώσες του, οι οποίες στην συνέχεια αποπολυπλέκονται περεταίρω στις τέσσερις 12.5 Gb/s συνιστώσες. Ο  $2 \times 100$  Gb/s πομπός και ο  $4 \times 100$  δέκτης χαρακτηρίστηκαν στατικά όσον αφορά τις συναρτήσεις μεταφοράς των MZM και τις αποκρίσεις των φωτοδιδών. Οι συναρτήσεις μεταφοράς των MZM εμφανίζουν λόγους σβέσης 16 dB και 19.5 dB. Τα μέγιστα των δυο καμπυλών βρίσκονται στο -9 dBm και στο -8.5 dBm, μόνο 0.5 dB διαφορά που επιβεβαιώνει και το χαμηλό imbalance του MMI. Οι απώλειες ισχύος μέσα στον πομπό υπολογίστηκαν 13 dB. Οι συναρτήσεις μεταφοράς διαφέραν ελάχιστα λόγω διαφοράς θερμοκρασίας στους δυο MZM και κατασκευαστικών ανοχών, οι οποίοι παράγοντες καθόριζαν ελαχίστως διαφορετικά σημεία λειτουργίας. Οι αποκρίσεις των φωτοδιδών μετρήθηκαν 0.53, 0.49 και 0.47 A/W για τις φωτοδιδούς 2,3,4 αντίστοιχα, αφού η φωτοδίοδος 1 είχε πρόβλημα.

Στα πειράματα μετάδοσης που πραγματοποιήθηκαν, τα οπτικά φάσματα δείχνουν τις τυπικές κορυφές (τόνους) στα 80 ή 100 GHz εκατέρωθεν της κορυφής του οπτικού φέροντος. Τα σήματα μεταδόθηκαν σε μέγιστη απόσταση 1625 m και λήφθηκαν eye-diagrams για τις περιπτώσεις B2B, 500 m, 1000 m και 1625 m και από τους δυο MZM, τα οποία δείχνουν την όμοια λειτουργία των διαμορφωτών. Όπως είναι λογικό η ποιότητα του σήματος υποβαθμίζεται λόγω χρωματικής διασποράς στις μεγαλύτερες αποστάσεις, κάτι που γίνεται εμφανές από το κλείσιμο του eye diagram και την εμφάνιση overshoots στην άνω στάθμη του πλάτους του σήματος. Η επιδείνωση είναι μέτρια στα 1000 m, όμως γίνεται δριμύτερη στα 1625 m. Στα 80 Gb/s οι πειραματικοί λόγοι σβέσης μετρήθηκαν για την B2B περίπτωση 10.9 dB (MZM1), 10.5 dB (MZM2) και για τα 1625 m 8.5 dB (MZM1 και MZM2). Στα 100 Gb/s οι πειραματικοί λόγοι σβέσης μετρήθηκαν για την B2B περίπτωση 9.5 dB (MZM1), 9.6 dB (MZM2) και για τα 1625 m 7.5 dB (MZM1) και 7.2 dB (MZM2). Τα οκτώ ηλεκτρικά σήματα που αποκτήθηκαν μετά τους twin-DEMUX στα 40 και 50 Gb/s είχαν ανοιχτά διαγράμματα οφθαλμού και μετρήθηκαν ως προς τις τιμές ER (dB), jitter (rms), jitter p-p (ps), rise time (ps), fall time (ps), eye S/N (dB), ER, eye width (ps), Vpp (mV), οι οποίες ήταν πα-

ρόμοιες μεταξύ των συνιστωσών κάτι που φανερώνει την καλή απόδοση όλων των καναλιών. Κάθε ένα από τα οκτώ ηλεκτρικά σήματα στη συνέχεια περνάει από ένα ακόμα στάδιο αποπολυπλεξίας από τον εξωτερικό 1:4 DEMUX, και οι συνιστώσες στα 10 και 12.5 Gb/s αξιολογούνται ως προς τον ρυθμό λαθών BER. Ελήφθησαν καμπύλες BER για κάθε συνδυασμό MZM διαμορφωτή και καναλιού φωτοδιόδου (συνολικά έξι συνδυασμοί). Για τα 80 Gb/s και για όλους τους συνδυασμούς MZM και καναλιού δέκτη οι καμπύλες μπορούν να φτάσουν επίπεδα BER μέχρι  $10^{-10}$ . Για τα 1625 m οι καμπύλες αρχίζουν να εμφανίζουν error floor το οποίο είναι χαμηλότερο από  $10^{-8}$ . Για τα 100 Gb/s σε όλες τις περιπτώσεις οι επιτεύξιμες τιμές BER για τις B2B είναι χαμηλότερες από  $10^{-8}$ , κυμαίνονται από  $6 \cdot 10^{-8}$  έως  $9 \cdot 10^{-9}$  και παραμένουν χαμηλότερες από  $10^{-7}$  για αποστάσεις μετάδοσης μέχρι 1000 m. Στα 1625 m η επίδραση της χρωματικής διασποράς είναι σημαντική και οδηγεί σε BER  $10^{-5}$ , που επιτρέπει αξιόπιστη μετάδοση χρησιμοποιώντας FEC κώδικες. Ο πομπός λειτουργήσε συνολικά για περίπου 75 ώρες συνολικά, χωρίς να παρουσιαστούν προβλήματα στην απόδοση και την αξιοπιστία της συσκευής.

Ανάλυση του προϋπολογισμού της οπτικής ισχύος δείχνει ότι οι απώλειες οφείλονται κυρίως στις εγγενείς απώλειες του πομπού (13 dB). Επίσης το πλάτος οδήγησης του πομπού ήταν χαμηλότερο από το απαιτούμενο κάτι που συνεισέφερε στις απώλειες. Για αυτόν τον σκοπό μελετήθηκε η εξάρτηση των απωλειών διαμόρφωσης σε σχέση με το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης και το σημείο πόλωσης του MZM. Εάν το σημείο πόλωσης έχει επιλεγεί σωστά ώστε να μεγιστοποιεί το ER, οι απώλειες που μετρήθηκαν αντιστοιχούν σε πλάτος οδήγησης χαμηλότερο από 2 V. Το χαμηλότερο πλάτος οδήγησης οφείλεται σε απώλειες στην ηλεκτρική σύνδεση MZM και εσωτερικού MUX-DRV κυκλώματος. Η χαμηλή οπτική ισχύς εξόδου του πομπού ενισχύθηκε με την χρήση οπτικού ενισχυτή EDFA για να φτάσει την τιμή της ευαισθησίας του δέκτη. Η χρήση οπτικού ενισχυτή μπορεί να εξαληφθεί αν βελτιωθούν και πομπός και δέκτης. Στην μεριά του πομπού αν αυξηθεί η οπτική ισχύς εξόδου του λέιζερ, μειωθούν οι απώλειες της συσκευής και μειωθούν οι απώλειες διαμόρφωσης από την βελτίωση της ηλεκτρικής σύνδεσης, στην μεριά του δέκτη από την βελτίωση της ευαισθησίας του δέκτη. Οι βελτιώσεις αυτές μπορούν να οδηγήσουν στην κάλυψη της διαφοράς οπτικής ισχύος. Οι βελτιώσεις αυτές θα έχουν σχετικά μικρό αντίκτυπο στην κατανάλωση του πομπού που θα είναι 11.2 W (ή 56 mW/Gbps) πλέον. Στην μεριά του δέκτη η κατανάλωση ισχύος θα αυξηθεί κατά 2.4 W επιπλέον για τους τέσσερις TWA με συνολική κατανάλωση 7.9 W (ή 19.75 mW/Gbps). Για το συνολικό σύστημα μετάδοσης πομπού - δέκτη χωρίς ενίσχυση η συνολική κατανάλωση είναι 75.75 mW/Gbps. Η συγκεκριμένη κατανάλωση είναι υψηλότερη από τις τιμές που δίνουν εμπορικά διαθέσιμοι πομποδέκτες, παρόλα αυτά είναι της ίδιας τάξης μεγέθους και μπορεί να βελτιωθεί. Ο πομπός μπορεί εύκολα να κλιμακωθεί για λειτουργία στα  $4 \times 100$  Gb/s για το πρότυπο 400 GbE χρησιμοποιώντας συστοιχία 4 MZM διαμορφωτών και κατάλληλου interposer.

Κρατώντας τα βασικά στοιχεία του πομπού και αλλάζοντας την πηγή λέιζερ από ένα DFB σταθερού μήκους κύματος με ένα λέιζερ εξωτερικής κοιλοότητας, υλοποιήθηκε πομπός με δυνατότητα μεταβολής τους μήκους κύματος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί μελλοντικά σε δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος (OCS). Για πρώτη φορά στον συγκεκριμένο πομπό επιτεύχθη υβριδική ολοκλήρωση τριών διαφορετικών τεχνολογιών φωτονικών κυκλωμάτων όπως το InP, PolyBoard, E-O polymer. Ο πομπός λειτουργεί με σχήμα διαμόρφωσης OOK και συνδυάζει τα επιθυμητά χαρακτηριστικά των τεχνολογιών όπως την ευελιξία της παθητικής πλατφόρμας PolyBoard, το υψηλό εύρος ζώνης της E-O πολυμερικής πλατφόρμας και τα πολύ γρήγορα ηλεκτρονικά κυκλώματα InP-DHBT.

Τα συστατικά μέρη του πομπού είναι ο E-O πολυμερικός MZM, το κύκλωμα InP-DHBT MUX και το λέιζερ εξωτερικής κοιλοότητας. Το τελευταίο υλοποιήθηκε συνδυάζοντας υβριδικά ένα InP gain chip μαζί με ένα φράγμα περίθλασης Bragg ολοκληρωμένο στην παθητική πολυμερική τεχνολογία PolyBoard. Το οπτικό μέρος του πομπού μεταβλητούς μήκους κύματος βασίζεται στον συνδυασμό ενός παθητικού πολυμερικού τσιπ και ενός E-O πολυμερικού τσιπ. Το E-O ολοκληρώνει μονολιθικά έναν MZM με 65 GHz εύρος ζώνης, το παθητικό πολυμερικό τσιπ ολοκληρώνει ένα περιθλαστικό φράγμα Bragg και δίνει τη δυνατότητα για την υβριδική ολοκλήρωση του στοιχείου κέρδους, τον έλεγχο της πολωτικής κατάστασης και την υβριδική ολοκλήρωση με το E-O τσιπ. Ειδικά η δυνατότητα για έλεγχο της πόλωσης πάνω στο τσιπ δεν είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί στην E-O πλατφόρμα λόγω της σχετικά μικρής ανοχής στην υψηλή θερμοκρασία που απαιτεί το BG, ενώ η παθητική έχει καλύτερη απόδοση όσον αφορά την θερμο-οπτική ρύθμιση του BG, σταθερότητα στο χρόνο και έλεγχο της πολωτικής κατάστασης.

Το παθητικό πολυμερές παρέχει μονορυθμικούς κυματοδηγούς με απώλειες διάδωσης 0.5 dB/cm και θερμο-οπτικό συντελεστή  $-2 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ \text{C}^{-1}$  στα 1550 nm και μπορούν να ολοκληρωθούν υβριδικά πληθώρα παθητικών δομών. Η E-O πλατφόρμα από την άλλη μεριά είναι μονορυθμική με δυνατότητα για μονολιθική ολοκλήρωση διαμορφωτών MZM με μεγάλο εύρος ζώνης 65 GHz. Στην παρούσα διατριβή σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν για πρώτη φορά παθητικές δομές όπως 1:2 και 1:4 MMI και περιθλαστικά φράγματα Bragg στην πλατφόρμα. Οι απώλειες διάδοσης είναι  $> 1 \text{ dB/cm}$  στα 1550 nm. Η παθητική δομή βασίζεται σε έναν channel κυματοδηγό διαστάσεων  $3.2 \text{ } \mu\text{m} \times 3.2 \text{ } \mu\text{m}$  με πολύ μικρή εξάρτηση από την πόλωση. Το ηλεκτρόδιο για θερμο-οπτική ρύθμιση τοποθετείται είτε πάνω από την δομή είτε πλάι ή κάτω. Το E-O πολυμερές έχει πιο σύνθετη διατομή και βασίζεται σε έναν ridge κυματοδηγό με τρία στρώματα πολυμερούς. Η δομή εμφανίζει ενεργό δείκτη διάθλασης 1.660 για τον TM ρυθμό ενώ οι διαστάσεις του είναι  $2.8 \text{ } \mu\text{m} \times 4.6 \text{ } \mu\text{m}$  στην κάθετη και οριζόντια διεύθυνση αντίστοιχα. Ο E-O συντελεστής του υλικού είναι 86 pm/V στα 1550 nm και επιτρέπει την αποδοτική διαμόρφωση του TM διαδιδόμενου φωτός. Το ηλεκτρόδιο οδεύοντας κύματος τοποθετείται μόνο στις ενεργές περιοχές των MZM. Η κοινή βάση του υλικού των δυο πλατφορμών τις κάνει συμβατές για την φυσική ολοκλήρωσή τους σε ένα υβριδικά ολοκληρωμένο σύστημα.

Οι κυματοδηγοί των δυο πλατφορμών μπορούν να συζευχθούν αποδοτικά με απώλεια μόλις 0.6 dB με χρήση taper πλάτους  $4.7 \text{ } \mu\text{m}$  στην παθητική πλατφόρμα. Αποκλίσεις μέχρι και  $\pm 0.5 \text{ } \mu\text{m}$  δίνουν απώλειες μικρότερες από 1 dB. Η E-O πλατφόρμα έχει επιθυμητά χαρακτηριστικά για εφαρμογές διαμορφωτών, αλλά σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν δομές 1:2 και 1:4 MMI, συμβολόμετρα καθυστέρησης και περιθλαστικά φράγματα Bragg. Οι γραμμές καθυστέρησης DI σχεδιάστηκαν σαν unbalanced MZ συμβολόμετρα, που εκτός από φίλτρα μπορούν να επιτελέσουν και άλλες λειτουργίες όπως αποκωδικοποίηση PSK σημάτων. Κατασκευάστηκαν γραμμές καθυστέρησης με 160 και 200 GHz ελεύθερη φασματική περιοχή. Ηλεκτρόδια πάνω από τους κυματοδηγούς μπορούν να ρυθμίσουν τη φάση. Οι γραμμές καθυστέρησης χαρακτηρίστηκαν και επιβεβαιώθηκε η καλή λειτουργία τους. Για την ολίσθηση φάσης κατά  $\pi$ , απαιτήθηκε ρεύμα 85 mA. Το μήκος του 160 GHz DI είναι 12.95 mm, οι εγγενείς απώλειες  $< 6 \text{ dB}$ , οι απώλειες λόγω πόλωσης  $< 0.3 \text{ dB}$  και το ER  $> 17 \text{ dB}$ .

Επίσης σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν φράγματα περίθλασης Bragg στην E-O πλατφόρμα για να λειτουργήσουν ως ο ημιπερατός καθρέπτης της εξωτερικής κοιλοότητας λέιζερ. Για να μπορούν να κατασκευαστούν οι δομές λόγω λιθογραφίας, σχεδιάστηκαν δομές 5ης τάξης. Για να επιτευχθεί



$\lambda_{Bragg}$  στα 1550 nm η περίοδος επιλέχθηκε στα 2.366  $\mu\text{m}$  ενώ ο αριθμός των περιόδων και το μέγεθος της διαταραχής μεταβαλλόταν ούτως ώστε να επιτευχθεί υψηλή ανακλαστικότητα κρατώντας το μήκος της δομής σε λογικές τιμές. Ηλεκτρόδια από χρυσό τοποθετήθηκαν πάνω από τις δομές και κατά μήκος τους ώστε να μπορούν να μεταβάλλουν το  $\lambda_{Bragg}$  μέσω του θερμο-οπτικού φαινομένου στο πολυμερές υλικό. Για φράγμα περίθλασης Bragg 5ης τάξης, με περίοδο  $\Lambda=2.366 \mu\text{m}$ , αριθμό περιόδων  $N=1000$ , πλάτος διαταραχής  $W=6.3 \mu\text{m}$  που κατασκευάστηκε, έδωσε πλάτος συντονισμού 2.5 dB στην συνάρτηση μεταφοράς του, που αντιστοιχεί σε περίπου 40% ανακλαστικότητα και επιτρέπει την δημιουργία και διατήρηση του φαινομένου lasing σε τυπικές κοιλότητες λέιζερ.

Στα πλαίσια της διατριβής σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκε η λειτουργία φραγμάτων περίθλασης Bragg 3ης και 5ης τάξης στη E-O πολυμερική πλατφόρμα. Η μεγαλύτερη περιθλαστική τάξη επιτρέπει την πιο εύκολη κατασκευή των διαταραχών αφού έχουν μεγαλύτερες διαστάσεις. Οι δομές προσομοιώθηκαν με λογισμικό που υλοποιεί τις μεθόδους EigenMode Expansion και Rigorous Coupled Mode Theory. Συμπερασματικά η μελέτη έδειξε ότι το πλάτος του συντονισμού αυξάνει με τον αριθμό των περιόδων. Συνολικά κατασκευάστηκαν σε τσιπ πάνω από 500 δομές 3ης και 5ης τάξης. Για την 3ης τάξης οι δομές είχαν περίοδο 1.406 έως 1.42 με αυλακώσεις 4.8, 5.3, 5.8, 6.3  $\mu\text{m}$  και αριθμό περιόδων από 100 έως 1000. Για την 5ης τάξης οι δομές είχαν περίοδο από 2.32 έως 2.366 με αυλακώσεις 1.8, 2.3, 2.8, 3.3, 3.8, 4.3, 4.8, 5.3, 5.8, 6.3  $\mu\text{m}$  και αριθμό περιόδων από 100 έως 1000.

Μετά την κατασκευή τους οι δομές χαρακτηρίστηκαν δειγματοληπτικά με sweeping laser ως προς τις απώλειες κυματοδηγησης και την απόκριση του Bragg grating. Οι δομές με τάξη περίθλασης 3 καθώς και δομές με μέγεθος διαταραχής μικρότερο από 4.8  $\mu\text{m}$  (και για τις δυο τάξεις) δεν είχαν ικανοποιητική απόδοση και οι προσπάθειες επικεντρώθηκαν στον χαρακτηρισμό των υπολοίπων. Για περίοδο 2.343  $\mu\text{m}$  και αυξανόμενο αριθμό περιόδων, αυξάνει το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου. Η στρέψη της πολωτικής κατάστασης του φωτός σε νέα διεύθυνση (όχι γνωστή) οδηγεί στην μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού του Bragg grating και οφείλεται στην αλλαγή του ενεργού δείκτη διάθλασης  $n_{eff}$  του ρυθμού διάδοσης λόγω διπλοθλαστικότητας και άρα και του  $\lambda_{Bragg}$ .

Οι δομές που βρέθηκαν να αποδίδουν καλύτερα επιλέχθηκαν να ολοκληρωθούν με το InP gain chip και να σχηματίσουν το λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας. Λόγω του περιορισμένου αριθμού gain chip, η δομή που επιλέχθηκε ήταν 5ης τάξης με περίοδο  $\Lambda=2.366$ ,  $N=1000$  που δίνει συντονισμό στα 1574.3 nm. Το gain chip έχει μια μόνο πλήρως ανακλαστική επιφάνεια στην πίσω μεριά του, ενώ η μπροστινή κολλήθηκε στην άκρη του πολυμερικού τσιπ. Το Bragg grating με ανακλαστικότητα 40 % λειτουργεί ως η δεύτερη ημι-ανακλαστική επιφάνεια για την πραγματοποίηση της εξωτερικής κοιλότητας λέιζερ που εκτείνεται στο InP και στο πολυμερικό τμήμα. Οι απώλειες σύζευξης μεταξύ InP gain chip και E-O πολυμερικού τσιπ είναι περίπου 2 dB λόγω διαφοράς των προφίλ των κυματοδηγούμενων ρυθμών. Το gain chip μπορεί να αντισταθμίσει αυτές τις απώλειες και να παράσχει καθαρό κέρδος μέσα στην κοιλότητα. Το μήκος κύματος εκπομπής μπορεί να κυμανθεί σε εύρος 17 nm μεταβάλλοντας με θερμικό τρόπο το μήκος κύματος συντονισμού του BG. Ο θερμο-οπτικός συντελεστής του E-O πολυμερούς είναι  $-1.410^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , ενώ η θερμική ισχύς που απαιτείται για να καλύψει τα 17 nm είναι 800 mW. Βελτιστοποίηση του ηλεκτροδίου μπορεί να οδηγήσει σε μείωση της κατανάλωσης στο μισό. Το linewidth του λέιζερ μετρήθηκε με ομόδυνα και ετερόδυνα μέθοδο και βρέθηκε χαμηλότερο από 1.5 MHz μέσα στο δυνατό εύρος μηκών κυμάτων. Η τιμή αυτή μπορεί

να βελτιωθεί μειώνοντας τη φασματική γραμμή του Bragg grating και τις απώλειες σύζευξης InP gain chip και E-O πολυμερικού τσιπ. Το οπτικό σήμα από το συγκεκριμένο λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας διαμορφώθηκε κατά πλάτος σε διάφορα μήκη κύματος, στα 40 Gbps από MZM και συγκρίθηκε με το διαμορφωμένο cw ενός τυπικού DFB λέιζερ στα ίδια μήκη κύματος. Μετρήσεις ρυθμού σφαλμάτων ως προς την λαμβανόμενη ισχύ στο δέκτη έδειξε power penalty λιγότερο από 0.5 dB.

Για την συναρμογή του πομπού δεν χρησιμοποιήθηκε το λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας που είχε κατασκευαστεί με το EO πολυμερικό τσιπ, αλλά ένα λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας βασισμένο σε παθητικό πολυμερικό τσιπ. Ο λόγος ήταν πως τα Bragg grating που είχαν σχεδιαστεί να ολοκληρωθούν μονολιθικά με τους MZM στην EO πλατφόρμα δεν παρουσίαζαν την επιθυμητή ανακλαστικότητα και συνεπώς δεν ήταν δυνατή η λειτουργία lasing στην κοιλότητα. Μεμονομένα EO πολυμερικά τσιπ με επιθυμητά χαρακτηριστικά δεν ήταν διαθέσιμα καθώς είχαν καταστραφεί στην διαδικασία χαρακτηρισμού και επίσης τα τσιπ δεν είχαν κατασκευαστεί στις κατάλληλες διαστάσεις για την υβριδική ολοκλήρωση τους με άλλο τσιπ. Συνεπώς ολοκληρώθηκε υβριδικά με τους EO MZM διαμορφωτές ένα λέιζερ εξωτερικής κοιλότητας βασισμένο στην παθητική πολυμερική πλατφόρμα.

Το λέιζερ αυτό αποτελείται από ένα gain chip που εξέπεμπε σε ρυθμο TE, και συζευγνυόταν με το παθητικό πολυμερικό τσιπ που ολοκλήρωνε ένα Bragg grating, το οποίο είχε σχεδιαστεί σαν side grating με μήκος περιόδου 1.6  $\mu\text{m}$  και fill-factor 50%. Το Ένα πολωτικό φίλτρο half-wave plate στην έξοδο του Bragg grating έστρεφε την πόλωση σε TM για να μπορεί να διαμορφωθεί από τον MZM. Ο συντονισμός της συνάρτησης μεταφοράς του ανακλώμενου σήματος μπορεί να μεταβληθεί σε εύρος 22 nm από τα 1544 έως τα 1566 nm με θερμο-οπτικό τρόπο. Με 120 mA ρεύμα έγχυσης στο gain chip το λέιζερ δίνει cw με οπτική ισχύ 3 dBm και SMSR > 40dB. Το linewidth είναι της τάξης των 300 kHz. Το πολωτικό φίλτρο ήταν της μορφής thin-film element που τοποθετήθηκε μέσα σε μια λεπτή σχισμή περίπου 50  $\mu\text{m}$  στο πολυμερικό τσιπ. Συγκρινόμενο με την μέθοδο της στρέψης της δίοδου λέιζερ που χρησιμοποιήθηκε στον  $2 \times 100$  Gb/s πομπό, η χρήση του πολωτικού φίλτρου έχει το πλεονέκτημα της απλούστερης διαδικασίας συναρμογής, καθώς η δίοδος πρέπει να τροφοδοτείται με ρεύμα κατά την σύζυξη και δεν είναι εύκολο όταν είναι στραμμένη. Επίσης η χρήση του φίλτρου είναι συμβατή με αυτόματα εργαλεία pick-and-place. Ο λόγος σβέσης των δυο πολωτικών καταστάσεων που επιτυγχάνει το φίλτρο είναι 15 dB.

Στην έξοδο του πολυμερικού τσιπ, ο TM ρυθμός συζευγνύεται στο EO πολυμερικό τσιπ και διαμορφώνεται από τον MZM που χρειάζεται περίπου 3.5 V για single-ended λειτουργία. Τα απαιτούμενα ηλεκτρικά σήματα στον MUX-DRV του πομπού είναι όπως πριν, δυο σήματα δεδομένων στα 50 Gb/s και ένα σήμα ρολογιού στα 50 GHz. Μετά τον MUX-DRV χρησιμοποιείται DC-block για αφαίρεση της DC συνιστώσας. Όλα τα εξαρτήματα του πομπού και το οπτικό υποσύνολο τοποθετήθηκαν σε υποστηρίγματα από CuW μαζί με θερμο-ηλεκτρικό στοιχείο για ψύξη και μετά σε κουτί Kovar. Στην έξοδο του MZM πολυμερικού τσιπ χρησιμοποιήθηκε φακοειδής οπτική ίνα για χαμηλότερες απώλειες. Η οπτική ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή είναι -9.5 dBm ενώ στην έξοδο του Bragg grating είναι +3.5 dBm, συνεπώς υπάρχουν 12.5 dB απώλειες. Η τιμή αυτή περιλαμβάνει απώλειες διάδοσης στο παθητικό και στο EO πολυμερικό τσιπ και την φακοειδή ίνα. Η κατανάλωση ισχύος της συσκευής υπολογίζεται περίπου στα 7.2 W, με τον MUX-DRV και το στοιχείο TEC να συνεισφέρουν το μεγαλύτερο μέρος, 3.8 W και 3 W αντίστοιχα.

Ο πομπός μεταβλητού μήκους κύματος αξιολογήθηκε μέσα από πειραματικές μετρήσεις για τα στα-

τικά χαρακτηριστικά του και μέσα από πειράματα μετάδοσης από SMF ίνα χρησιμοποιώντας μια σύνθετη πειραματική διάταξη που προσομοιώνει την λειτουργία του πομπού μέσα σε ένα Optical Circuit Switched δίκτυο τοπολογίας δακτυλίου.

Η βασική πειραματική διάταξη για την γέννηση των σημάτων και ρολογιών υψηλής ταχύτητας για την οδήγηση του πομπού βασίζεται στο κύκλωμα ηλεκτρονικής πολυπλεξίας με bulk εξαρτήματα που δέχεται 4 σήματα στα 12.5 (ή 10) Gb/s, τα πολυπλέκει, και δίνει δυο σήματα στα 50 (ή 40) Gb/s μαζί με τα αντίστοιχα ρολόγια στον εσωτερικό MUX-DRV της συσκευής. Η PRBS που χρησιμοποιήθηκε ήταν 7ης τάξης και χρησιμοποιήθηκαν οι κατάλληλες καθυστερήσεις στα σήματα από τον PPG για την αποσυσχέτιση των συνιστωσών. Δοκιμάστηκαν και άλλες τάξεις PRBS όπως 11, 15 και 31 χωρίς να παρατηρείται κάποια ουσιώδης αλλαγή στα διαγράμματα οφθαλμού ή στις μετρήσεις BER. Στον τελικό ρυθμό η τάξη της PRBS δεν διατηρείται, αλλά μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια η τελική ακολουθία διφύων εφόσον είναι γνωστές οι καθυστερήσεις των δυο σταδίων πολυπλεξίας.

Το οπτικό σήμα στην έξοδο του πομπού ενισχύεται από EDFA, μεταδίδεται μέσα από SMF μήκους 1625m και περνάει μέσα από OBPF πριν καταλήξει στα μετρητικά όργανα. Μέρος του σήματος ανιχνεύεται από φωτοδίοδο με εύρος ζώνης 70 GHz για μετρήσεις διαγραμμάτων οφθαλμού, ενώ το υπόλοιπο καταλήγει σε ένα κανάλι του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη. Το κύκλωμα διπλού DEMUX δέχεται το ηλεκτρικό σήμα από την φωτοδίοδο και δίνει την 50 Gb/s συνιστώσα που είναι συγχρονισμένη με το 50 GHz σήμα ρολογιού. Η συνιστώσα αποπολυπλέκεται περαιτέρω από τον 1:4 εξωτερικό αποπολυπλέκτη και οι τελικές συνιστώσες στα 12.5 Gb/s αξιολογούνται ως προς το BER τους.

Οι βασικές στατικές μετρήσεις που έγιναν στον πομπό αφορούσαν τις στατικές συναρτήσεις μεταφοράς του MZM σε τρία ενδεικτικά μήκη κύματος 1544.53, 1553.33, 1565.50 nm που δίνουν την οπτική ισχύ εξόδου του αδιαμόρφωτου σήματος συναρτήσει του ρεύματος που διαρρέει του thermal phase shifters. Οι τρεις καμπύλες που αποκτήθηκαν έχουν οπτικό λόγο σβέσης περίπου 16 dB και μέγιστη οπτική ισχύ εξόδου κοντά στα -9.5 dBm. Επίσης μετρήθηκε ο λόγος σβέσης και η οπτική ισχύς εξόδου για ένα σύνολο μηκών κυμάτων που αντιστοιχούν στο πλέγμα ITU από 1544 - 1566 nm, κρατώντας το ρεύμα της διόδου λείζερ σταθερό στα 120 mA και την θερμοκρασία της συσκευής στους 23 βαθμούς κελσίου. Η διακύμανση στο λόγο σβέσης μετρήθηκε 0.50 dB ενώ στην οπτική ισχύ 0.25 dB. Το μήκος κύματος εκπομπής θα μπορούσε να ρυθμιστεί χαμηλότερα από τα 1544 nm, αν μπορούσε να αυξηθεί η ισχύς στο ηλεκτρόδιο του phase shifter<sup>3</sup>, και να επιτευχθεί εύρος ρύθμισης μεγαλύτερο από 30 nm.

Στην ίδια περιοχή λειτουργίας 1544 - 1566 nm αποκτήθηκαν τα φάσματα των διαμορφωμένων κατά OOK σημάτων στα 100 Gb/s στην έξοδο της συσκευής, στα οποία φαίνονται ξεκάθαρα οι αρμονικές σε απόσταση 100 GHz αμφιπλεύρως του φέροντος σήματος. Πραγματοποιήθηκαν πειράματα μετάδοσης στα 80 και 100 Gb/s δια μέσου SMF ίνας σε απόσταση 1625 m. Επίσης αποκτήθηκαν τα διαγράμματα οφθαλμού στα 1544.53, 1553.33 και 1565.50 nm σε B2B σύνδεση του πομπού και δέκτη, αλλά και μετά από μετάδοση 500, 1000, και 1625m οπτικής ίνας. Και για τα τρία μήκη κύματος λειτουργίας του πομπού τα διαγράμματα οφθαλμού παρουσιάζουν όμοια συμπεριφορά και η ποιότητα τους είναι καλή μέχρι τα 500 m. Μετά τα 1000 m παρουσιάζουν τις υπερβάσεις στο πλάτος του σημείου 1 σαν αποτέλεσμα της χρωματικής διασποράς. Στα 1625 m τα διαγράμματα οφθαλμού

<sup>3</sup>Υπενθυμίζουμε ότι λόγω του αρνητικού θερμο-οπτικού συντελεστή του πολυμερούς στην πλατφόρμα PolyBoard, όταν αυξάνεται η θερμοκρασία του υλικού, η μεταβολή στον δείκτη διάθλασης έχει σαν αποτέλεσμα το περιθλαστικό φράγμα Bragg να συντονίζεται σε μικρότερα μήκη κύματος

κλείνουν και η ποιότητα υποβαθμίζεται σημαντικά.

Η αξιολόγηση της επίδοσης μετάδοσης του πομπού στα 80 και 100 Gb/s πραγματοποιήθηκε με τον  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη λαμβάνοντας τις μετρήσεις BER για τα 1544.53, 1553.33 και 1565.50 nm και για αποστάσεις έως 1625 m. Κάθε μια από τις καμπύλες BER που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4 στην αντίστοιχη υποενότητα αντιστοιχεί στην χειρότερη από τις οχτώ αποπολυπλεγμένες συνιστώσες του ληφθέντος σήματος στα 10 ή 12.5 Gb/s. Τα κυριότερα συμπεράσματα είναι (α) η επιβεβαίωση της ομοιόμορφης λειτουργίας του πομπού στο εύρος των 22 nm, (β) η επίτευξη τιμής BER χαμηλότερης από  $10^{-10}$  στα 80 Gb/s για όλες τις αποστάσεις, (γ) η επίτευξη τιμής BER χαμηλότερης από  $10^{-9}$  στα 100 Gb/s για B2B και 500 m, (δ) η επίτευξη τιμής BER χαμηλότερης από  $10^{-9}$  στα 100 Gb/s μέχρι 1000 m, (ε) η επίτευξη τιμής BER κοντά στο  $10^{-7}$  στα 100 Gb/s μέχρι τα 1625 m, η οποία αν και όχι αλάνθαστη, παραμένει σημαντικά χαμηλότερη από το FEC limit. Η χρήση FEC θα απαιτούσε ένα overhead στο ρυθμό λειτουργίας περίπου 7%, και άρα λειτουργία στα 107 Gb/s, η οποία δεν ήταν δυνατό να επιτευχθεί λόγω περιορισμών στο μέγιστο ρυθμό λειτουργίας του PPG και του BER tester. Το κύκλωμα MUX-DRV του πομπού έχει ελεγχθεί πειραματικά μέχρι τα 111 Gb/s, όπως επίσης έχει μετρηθεί το 3-dB εύρος ζώνης του EO πολυμερικού MZM στα 65 GHz και το 7-dB στα 110 GHz. Τα στοιχεία αυτά αποδεικνύουν ότι η λειτουργία του πομπού σε ρυθμούς πάνω από 100 Gb/s είναι δυνατή.

Το τελευταίο σκέλος της πειραματικής αξιολόγησης αφορά την λειτουργία του πομπού σε ένα δικτυακό σενάριο και συγκεκριμένα σε ένα ring-based OCS, το οποίο επιτρέπει την ευέλικτη διασύνδεση των DC rods. Η πειραματική διάταξη φαίνεται στην αντίστοιχη υποενότητα του κεφαλαίου 4. Κάθε rod αντιπροσωπεύει ένα μεγάλο σετ από υπολογιστικούς και δικτυακούς πόρους όπως servers, μονάδες αποθήκευσης, διακόπτες, τα οποία οργανώνονται βάση κάποιας τοπολογίας π.χ. fat-tree, leaf-spine κτλ, και αντίστοιχης ιεραρχίας μεταγωγής (switching hierarchy). Στην κορυφή της ιεραρχίας βρίσκονται μεγάλης χωρητικότητας διακόπτες που είναι εξοπλισμένοι με οπτικές διασυνδέσεις των 40 και 100 Gb/s. Αυτές οι διασυνδέσεις βρίσκονται στους διακόπτες που βρίσκονται στην κορυφή της ιεραρχίας μέσα σε κάθε rod. Οι κόμβοι βασίζονται στην χρήση WSS που επιτρέπουν την προσθήκη και αφαίρεση οπτικών καναλιών από το WDM σήμα που μεταδίδεται μέσα στον δακτύλιο και μεταφέρει τις οπτικές ροές μεταξύ των διακοπών. Ο αριθμός των κόμβων και η απόσταση μεταξύ τους είναι σχεδιαστικές παράμετροι και εξαρτώνται από τις φυσικές παραμέτρους του DC και την κίνηση δεδομένων. Για το πείραμα θεωρήθηκε ότι κάθε κόμβος συνδέεται με παρακείμενους με τμήματα SMF ίνας μήκους 500 m και θεωρήθηκε μελέτη μέρους του δικτύου με τρεις κόμβους. Μελετήθηκε σενάριο με τρία στιγμιότυπα.

Στο πρώτο στιγμιότυπο, το 100 Gb/s σήμα από τον πομπό μεταβλητού μήκους στον κόμβο 1 εκπέμπεται στο λ1, ενισχύεται και πολυπλέκεται από το WSS εξόδου με σήματα στα 40 Gb/s που προέρχονται από τους προηγούμενους κόμβους και απέχουν φασματικά 200 GHz στα λ2 - λ5. Μετά από 500 m το λ1 αφαιρείται στον κόμβο 2 από το WSS εισόδου και ανιχνεύεται. Στο δεύτερο στιγμιότυπο, το 40 Gb/s σήμα που ήταν στο λ2 βρίσκεται για κάποιο λόγο στο λ1 αναγκάζοντας το 100 Gb/s σήμα να μεταβληθεί σε άλλο μήκος κύματος, λ6, για να επιλυθεί η σύγκρουση. Το 100 Gb/s σήμα αφαιρείται επίσης στον κόμβο 2 και ανιχνεύεται. Στο τρίτο στιγμιότυπο, το 100 Gb/s σήμα είναι πάλι στο λ6 για να επιλύσει τη σύγκρουση αλλά έχει διαφορετικό προορισμό. Το σήμα περνάει από τον κόμβο 2 μαζί με τα λ1 και λ3 και τελικά αφαιρείται στον κόμβο 3 μετά από διάδοση σε 1000 m ίνας και τεσσάρων μεμονομένων WSS. Σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιήθηκε ο 100

Gb/s πομπός στον κόμβο 1 και από ένα κανάλι του  $4 \times 100$  Gb/s δέκτη στους κόμβους 2 και 3. Επίσης χρησιμοποιήθηκε ένα  $1 \times 9$  flexible-grid WSS στην έξοδο του κόμβου 1, ένα  $1 \times 4$  fixed-grid WSS σαν WSS εισόδου στον κόμβο 2, και δυο μεταβλητά OBPF για να προσομοιώσουν τα WSS εξόδου στον κόμβο 2 και εισόδου στον κόμβο 3. Το εύρος ζώνης στα WSS ήταν 300 GHz ενώ στα OBPF ήταν 250 GHz. Για όλα τα στιγμιότυπα του σεναρίου αποκτήθηκαν οπτικά φάσματα. Η παρουσία μικρών κορυφών δίπλα από τα μελετούμενα σήματα, οφείλονται σε έναν πλευρικό ρυθμό του πομπού που επέζησε από το φιλτράρισμα.

Τα διαγράμματα οφθαλμού του 100 Gb/s σήματος που αποκτήθηκαν στον κόμβο 2 για μήκη κύματος  $\lambda_1$  και  $\lambda_6$ , καθώς και στον κόμβο 3 για μήκος κύματος  $\lambda_6$ , που αφορούν μετάδοση σε 500 m είναι πολύ καλής ποιότητας και ανοιχτά. Μετρήσεις BER αποκτήθηκαν για το 100 Gb/s σήμα στο  $\lambda_1$  για B2B και 500 m, και για το  $\lambda_6$  για B2B, 500 και 1000 m. Στα 1000 m το πέναλτυ ισχύος σε σύγκριση με την B2B περίπτωση ήταν λιγότερο από 2 dB. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η χρήση οπτικών ενισχυτών EDFA και οπτικών φίλτρων δεν υποβαθμίζουν σημαντικά την απόδοση του πομπού στην μετάδοση πληροφορίας. Η ρύθμιση του μήκους κύματος του πομπού πραγματοποιούνταν με θερμο-οπτικό τρόπο χειροκίνητα και ήταν της τάξης των δεκάδων ms. Ταχύτητες της τάξης των μερικών ms είναι εφικτές, με κάποιο συμβιβασμό στο εύρος ρύθμισης. Ο χρόνος της θερμο-οπτικής ρύθμισης του μήκους κύματος είναι παρόμοιος με τον τυπικό χρόνο ρύθμισης των WSS στοιχείων και δεν αποτελούσε περιοριστικό παράγοντα.

## 5.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Στην παρούσα υποενότητα παρουσιάζονται προτάσεις για την αξιοποίηση των αποτελεσμάτων και για την συνέχεια των ερευνητικών δραστηριοτήτων στα θέματα που καταπιάστηκε η διατριβή. Οι προτάσεις κατηγοριοποιούνται σε δυο ομάδες, στις προτάσεις για έρευνα σε επίπεδο φωτονικής πλατφόρμας και δομών, και στις προτάσεις για έρευνα σε επίπεδο συστήματος μετάδοσης.

### 5.2.1 Σε επίπεδο φωτονικής πλατφόρμας και δομών

Τα προηγούμενα κεφάλαια παρουσίασαν πομποδέκτες πολύ υψηλών ταχυτήτων βασισμένων στη φωτονική τεχνολογία και πιο συγκεκριμένα στον συνδυασμό τριών φωτονικών πλατφορμών, της EO πολυμερικής πλατφόρμας, της παθητικής πολυμερικής πλατφόρμας (PolyBoard) και της InP πλατφόρμας. Από άποψη λειτουργιών, η μοναδική πλατφόρμα που έχει την δυνατότητα για αυτόνομη και ανεξάρτητη λειτουργία είναι η InP καθώς επιτρέπει την κατασκευή διόδων λέιζερ και φωτοδιόδων, πέρα από πλήθος παθητικών φωτονικών δομών. Ο παρακάτω πίνακας δίνει συνοπτικά τις λειτουργίες που είναι δυνατές σε κάθε πλατφόρμα, καθώς και τις ελλείψεις τους.

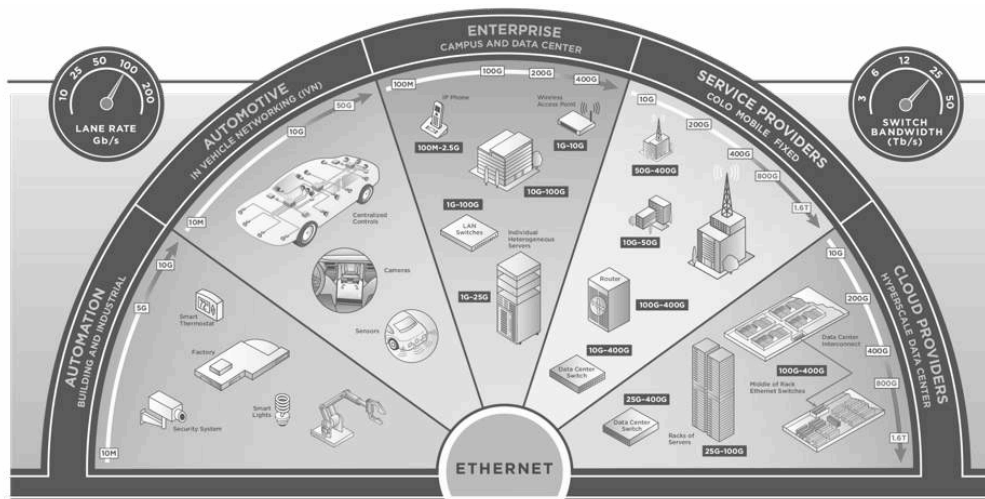
Από τον πίνακα 5.1 είναι φανερό πως η InP φωτονική πλατφόρμα δίνει τη δυνατότητα για μονολιθικά κυκλώματα καθώς επιτρέπει δομές που επιτελούν τις σημαντικότερες λειτουργίες, με μοναδικό μειονέκτημα το υψηλό κόστος κατασκευής και το χαμηλό yield για μεγάλα κυκλώματα. Το PolyBoard από την άλλη, έχει ανεπτυγμένη εργαλειοθήκη με πλήθος παθητικών δομών για πολλές λειτουργίες, την δυνατότητα χάραξης τομών στο τσιπ και εισαγωγή λεπτών υμενίων που λειτουργούν σαν φίλτρα ή σαν στοιχεία ελέγχου πόλωσης, καθώς και την δυνατότητα για κατασκευή κυκλωμάτων με παραπάνω από ένα επίπεδο κυματοδότησης (3Δ ολοκλήρωση) [10]. Μοναδικά μειονεκτήματα του είναι, αφενός, η αδυναμία lasing και ανίχνευσης φωτός λόγω υλικού, κάτι που κάνει αναγκαία την υβριδι-

**Πίνακας 5.1:** Σύγκριση λειτουργιών της EO πολυμερικής πλατφόρμας, της PolyBoard και της InP

Λειτουργία	EO Polymer	PolyBoard	InP
Εκπομπή φωτός λέιζερ	-	-	✓
Ανίχνευση φωτός	-	-	✓
Διαμόρφωση φωτός (ηλεκτρο-οπτικά)	✓	✓	✓
Εύρος ζώνης διαμόρφωσης (GHz)	> 65	< 5	> 40
Διαμόρφωση φωτός (θερμο-οπτικά)	✓	✓	✓
Έλεγχος πόλωσης πάνω στο τσιπ	-	✓	-
Διαχωριστές ισχύος (MMIs)	✓	✓	✓
Optical Hybrids	Πιθανά	✓	✓
MMIs	Δεν έχουν δειχθεί	✓	✓
AWGs	Πιθανά	✓	✓
MMIs	Δεν έχουν δειχθεί	✓	✓
MRRs	-	-	✓
Φίλτρα λεπτού υμενίου	Πιθανά	✓	-
TFEs	Δεν έχουν δειχθεί	✓	-
Δυνατότητα 3Δ ολοκλήρωσης	Πιθανή Δεν έχει δειχθεί	✓	-

κή ολοκλήρωση των απαιτούμενων στοιχείων, και αφετέρου, η έλλειψη δυνατότητας για γρήγορη ηλεκτρο-οπτική διαμόρφωση. Τελευταίες προσπάθειες από το ινστιτούτο HHI, έδειξαν ότι η επίτευξη ηλεκτρο-οπτικής διαμόρφωσης είναι εφικτή με την υβριδική ολοκλήρωση μεμβρανών γραφενίου και την δημιουργία οπτικών διαμορφωτών ηλεκτροαπορρόφησης [11], παρόλα αυτά με χαμηλή ταχύτητα διαμόρφωσης και χαμηλό ER. Δεδομένης της συγγένειας των δυο πολυμερών υλικών, μια ερευνητική κατεύθυνση θα ήταν η ανάπτυξη παθητικών δομών στην EO πολυμερική πλατφόρμα πέραν των MMI και φραγμάτων περίθλαση Bragg, ακολουθώντας το παράδειγμα του PolyBoard, ούτως ώστε να καταστεί η EO πολυμερική πλατφόρμα μια πλατφόρμα γενικής χρήσης με πλούσια εργαλειοθήκη για τις τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, και να ξεφύγει από την λειτουργία της οπτικής διαμόρφωσης μόνο. Παραδείγματα δομών που θα μπορούσαν να μελετηθούν και να κατασκευαστούν στην EO πολυμερική πλατφόρμα είναι AWGs, optical hybrids, στροφείς πόλωσης και άλλα. Επίσης θα μπορούσε να διερευνηθεί η χάραξη τομών και η εισαγωγή λεπτών υμενίων για την επέκταση των λειτουργιών.

Όσον αφορά τις δομές καθ'εαυτές που κατασκευάστηκαν στην EO πλατφόρμα, περαιτέρω μελέτη θα μπορούσε να εστιάσει στην βελτίωση της απόδοσης των ηλεκτροδίων για την θερμο-οπτική ρύθμιση του περιθλαστικού φράγματος Bragg. Η κατανάλωση των ηλεκτροδίων στις δομές που παρουσιάστηκαν πλησίαζε τα 800 mW και μπορεί να μειωθεί στο μισό και πιο κάτω με καλύτερο σχεδιασμό των ίδιων των ηλεκτροδίων, με τοποθέτηση τους πλησιέστερα στον κυματοδηγό μειώνοντας το πάχος του πάνω μανδύα, ή σε άλλη θέση, με χάραξη τομών στο πλάι του κυματοδηγού ώστε να παρεμβληθεί αέρας και να λειτουργήσει μονωτικά και άλλα. Η βελτίωση της απόδοσης θα είχε σαν αποτέλεσμα και την αύξηση του εύρους συντονισμού του φράγματος περίθλασης και κατ' επέκταση

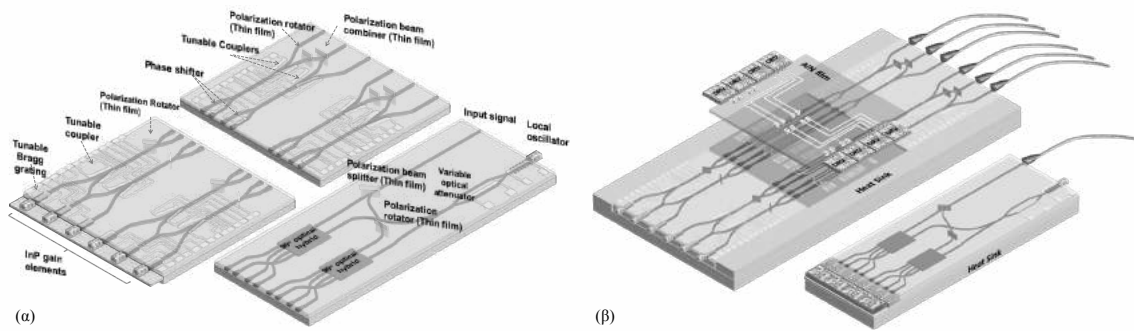


**Σχήμα 5.2:** Οδικός χάρτης των Ethernet προτύπων, και κατηγορίες εφαρμογών ανάλογα με την ταχύτητα.

του εύρους λειτουργίας του λέιζερ μεταβλητού μήκους κύματος πέρα από τα 22 nm.

### 5.2.2 Σε επίπεδο συστήματος

Ο οδικός χάρτης του Ethernet (5.2) δείχνει την αύξηση της ταχύτητας των διασυνδέσεων και τις αντιστοιχία με τις ανάγκες σε χωρητικότητα με τις διαφορετικές εφαρμογές. Ενδιαφέρον παρουσιάζει ότι με την εξέλιξη των τεχνολογιών όπως η αυτόνομη οδήγηση που απαιτεί διακίνηση μεγάλου όγκου δεδομένων με ταχύτητες 10 Gb/s να είναι τώρα αναγκαίες και 50 Gb/s μελλοντικά. Οι πάροχοι υπηρεσιών (τηλεφωνίας κτλ) καθώς και οι πάροχοι υπηρεσιών cloud χρειάζονται το μεγαλύτερο εύρος ζώνης μετάδοσης δεδομένων. Η τρέχουσα ταχύτητα μια γραμμής (το lane rate) είναι στα 100 Gb/s με το επόμενο ορόσημο στα 200 Gb/s. Η αύξηση του lane rate αποτελεί τον βέλτιστο τρόπο για την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας του πομποδέκτη χωρίς να αυξάνεται το μέγεθος του, παρόλα αυτά παρουσιάζει μεγάλες τεχνικές προκλήσεις ειδικά μετά τα 100 Gb/s καθώς οι συχνότητες λειτουργίας που απαιτούνται υπερβαίνουν τα 65 GHz Όσον αφορά την συνολική χωρητικότητα των διακοπών, αυτή βρίσκεται τώρα στα 25.6 Tb/s με το επόμενο ορόσημο στα 51.2 Tb/s. Το τρέχων πρότυπο είναι 400 GbE με τους πρώτους οπτικούς πομποδέκτες να γίνονται εμπορικά διαθέσιμοι το 2020. Σύμφωνα με έρευνες της αγοράς τα έτη 2021 - 2022 αναμένεται σημαντική αύξηση στο αριθμό των 400 Gb/s πομποδεκτών που θα πωληθούν. Το 400GbE πρότυπο οριστικοποιήθηκε τον Δεκέμβριο του 2017 και υπήρχε σε διάφορες εκδόσεις. Η έκδοση FR8 στηριζόταν στο φυσικό επίπεδο στην χρήση 8 καναλιών που λειτουργούσαν στα 26.5 Gbaud με PAM-4 σχήμα διαμόρφωσης για συνολικά 400 Gb/s (8 × 50) χωρητικότητα, ενώ η DR4 στην χρήση 4 καναλιών που λειτουργούσαν στα 53.125 Gbaud πάλι με PAM-4 σχήμα διαμόρφωσης για 400 Gb/s (4 × 100) χωρητικότητα. Οι επόμενοι σταθμοί στον οδικό χάρτη που έχουν επισημανθεί σαν επικρατέστεροι είναι το 800 GbE και το 1600 GbE, με το 800 πρότυπο να γίνεται εμπορικά διαθέσιμο για πρώτη φορά στο διάστημα 2024 - 2026, ενώ το 1600 να γίνεται διαθέσιμο πριν το τέλος της δεκαετίας.



**Σχήμα 5.3:** (α) Εμπρόσθιο πολυμερικό τσιπ με τα περιθλαστικά φράγματα (Bragg) και τους θερμοοπτικούς διακόπτες, και οπίσθιο πολυμερικό τσιπ με τα λεπτά υμένια (TFE) για τον έλεγχο της πόλωσης. Δίπλα φαίνεται και το πολυμερικό τσιπ με τα optical hybrids και την εξωτερική κοιλότητα του τοπικού ταλαντωτή για τον δέκτη. (β) Τα παθητικά πολυμερικά τσιπ ολοκληρωμένα με την συστοιχία από EO πολυμερικούς διαμορφωτές και InP-DHBT ηλεκτρονικά.

### Πομποδέκτες πολλαπλών λειτουργιών

Όσο μεγαλώνουν οι απαιτήσεις σε κίνηση δεδομένων στα υπολογιστικά κέντρα καθώς και όσο αυξάνει η δυναμικότητα της κίνησης των δεδομένων, όπως για παράδειγμα η ανάγκη για κάλυψη διαφορετικών αποστάσεων με διαφορετικό όγκο δεδομένων και η ανάγκη για προσαρμοστικότητα και ενορχήστρωση του δικτύου με απώτερο σκοπό την πιο ευέλικτη και αποδοτική χρήση του. Αυτές οι απαιτήσεις μπορούν να καλυφθούν με μια νέα γενιά πομποδεκτών που θα έχουν λειτουργία 4M, από τα αρχικά των τεσσάρων λειτουργιών Multi-rate, Multi-format, Multi-lane, Multi-reach, [12, 13] που θα προσδίδουν μεγάλη προσαρμοστικότητα. Πιο συγκεκριμένα στο ευρωπαϊκό έργο ICT-PANTHER [14], κατασκευάστηκαν πομποί που ολοκλήρωναν υβριδικά δυο παθητικά πολυμερικά τσιπ (κατασκευασμένα από το HHI) με συστοιχία γρήγορων IQ-MZM διαμορφωτών InP (από το HHI) και με γρήγορα ηλεκτρονικά κυκλώματα DAC με δυνατότητα ενίσχυσης (power-DAC) από το III-V lab. Το τελικό πρωτότυπο που στοχευόταν στο έργο φαίνεται σε γραφικό σχέδιο στο σχήμα 5.3. Θα είχε 6 πηγές λέιζερ μεταβλητού μήκους κύματος, ίδιας τεχνολογίας με αυτά που παρουσιάστηκαν στη διατριβή, και οπτικούς διακόπτες που θα μπορούσαν να ελέγξουν την όδευση των οπτικών σημάτων πάνω στο τσιπ, και μια συστοιχία 4 IQ-MZM. Έτσι θα μπορούσε να λειτουργήσει είτε με 4 ανεξάρτητες ροές στα 64 Gbaud με μέγιστο σχήμα διαμόρφωσης 64-QAM για ρυθμό δεδομένων 384 Gb/s η κάθε μια ροή, είτε να δημιουργήσει δυο ροές στα 64 Gbaud με μέγιστο σχήμα διαμόρφωσης DP-64-QAM (με πολυπλεξία στην πόλωση) για ρυθμό δεδομένων 768 Gb/s σε κάθε ροή. Σε κάθε περίπτωση η συνολική χωρητικότητα στοχευόταν να είναι 1.5 Tb/s που είναι υπερσύγχρονη, είναι στον οδικό χάρτη του Ethernet και προϊόντα με τέτοια χωρητικότητα δεν έχουν δειχτεί ακόμα. Για την επίτευξη της λειτουργίας στα 64 Gbaud είναι προφανές πως η τεχνολογία των EO πολυμερικών διαμορφωτών και η τεχνολογία ηλεκτρονικών InP-DHBT είναι απαραίτητη. Οι προσπάθειες που έχουν γίνει προς αυτήν την κατεύθυνση, στα πλαίσια του έργου ICT-PANTHER έδωσαν μια σειρά από πρωτότυπα που αποδείκνυαν την δυνατότητα, αλλά σταμάτησαν πριν το τελικό πρωτότυπο που ήταν και το πιο σύνθετο. Μέχρι σήμερα δεν έχει κατασκευαστεί τέτοιος πομποδέκτης επομένως μια ερευνητικές προσπάθειες θα μπορούσαν να εστιάσουν στην ανάπτυξη του. Η περιγραφή των πρωτοτύπων και των πειραμάτων που πραγματοποιήθηκαν, και στα οποία ο συγγραφέας είχε ενεργή συμμετοχή, περιγράφονται σε μια σειρά από δημοσιεύσεις [15–18].



### Απλοποίηση και αυτοματοποίηση κατασκευής πομποδεκτών

Όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω στο παρών κεφάλαιο το πρότυπο 400GbE στηρίζεται στην χρήση συστοιχίας πηγών λέιζερ και διαμορφωτών για την επίτευξη της τελικής χωρητικότητας. Παραδοσιακά, η μετάβαση στην επόμενη γενιά πομποδεκτών περιελάμβανε είτε την αύξηση της ταχύτητας κάθε καναλιού ή την αύξηση του αριθμού των καναλιών. Αυτή η μέθοδος δουλεύει όταν ο αριθμός των καναλιών παραμένει σχετικά μικρός (έως π.χ. 8 κανάλια) και το όλο κύκλωμα παραμένει σε λογικά πλαίσια για να χωρέσει στο μέγεθος ενός pluggable πομποδέκτη. Η αύξηση του ρυθμού προς τα 100 Gb/s ανά κανάλι είναι αναγκαία για την περαιτέρω ομαλή ανάπτυξη της χωρητικότητας των πομποδεκτών. Ακόμα όμως και με αυτούς τους ρυθμούς ανα γραμμή, η αύξηση των γραμμών σε περισσότερες από 8 μπορεί να επιτευχθεί ακολουθώντας διαφορετικό packaging στον πομπό από pluggable σε midboard, δηλαδή μεταφέροντας το οπτικό υποσύνολο με τα ηλεκτρονικά από το front panel του διακόπτη πάνω στην μητρική πλακέτα του, και κοντά στο ASIC. Όσο αυξάνονται τα στοιχεία που πρέπει να ολοκληρωθούν στο κουτί ενός πομποδέκτη, και μικραίνει το μέγεθος τους, αυξάνεται η πολυπλοκότητα του, με αποτέλεσμα η διαδικασία συναρμογής που γινόταν με ανθρώπινη εργασία, να γίνεται δυσκολότερη και να παρουσιάζει προβλήματα κλιμάκωσης. Είναι κοινά αποδεκτό ότι για να μπορέσει η επόμενη γενιά πομποδεκτών να έχει εμπορική απήχηση και να βρει την θέση της στους αντίστοιχους διακόπτες των DC, θα πρέπει να μπορεί να παραχθεί μαζικά με χαμηλό κόστος, και αυτό προϋποθέτει την αυτοματοποίηση της διαδικασίας συναρμογής των πομποδεκτών. Για να μπορέσει ένας πομποδέκτης να είναι συμβατός με διαδικασίες μαζικής παραγωγής θα πρέπει ο σχεδιασμός του να είναι τέτοιος ώστε να το επιτρέπει. Πιο συγκεκριμένα, θα πρέπει ο αριθμός των interfaces μεταξύ των εξαρτημάτων του να ελαχιστοποιηθεί, ούτως ώστε η συναρμογή του να πραγματοποιείται σε λιγότερα βήματα. Θα πρέπει να βασίζεται σε χαμηλού κόστους φωτονική τεχνολογία ολοκλήρωσης για την επίτευξη των ίδιων λειτουργιών όπου είναι δυνατόν και την χρήση φωτονικής πλατφόρμας με πλούσια εργαλειοθήκη. Η ευθυγράμμιση των οπτικών ινών και η κόλληση τους με το οπτικό τσιπ, το λεγόμενο fiber-pigtailing είναι επίσης μια χειροκίνητη, χρονοβόρα και δαπανηρή διαδικασία. Η χρησιμοποίηση οικονομικά αποδοτικών τεχνολογιών και στα ηλεκτρονικά είναι σημαντική.

Για το πρώτο ζήτημα της μείωσης των interfaces, η λύση ιδανικά είναι η μονολιθική ολοκλήρωση. Ακόμα κι όταν δεν είναι εφικτό να γίνει για όλο το φωτονικό τσιπ του πομποδέκτη, η ολοκλήρωση των σημαντικότερων λειτουργιών όπως η γέννηση του φωτός, η διαμόρφωση του και η ενίσχυση του, σε ένα μόνο τσιπ αποτελεί σημαντικό βήμα. Ήδη τέτοια τσιπ έχουν κατασκευαστεί στην πλατφόρμα InP στην μορφή Externally Modulated Lasers - EMLs δηλαδή Εξωτερικά διαμορφωμένων λέιζερ, που στην ουσία ολοκληρώνουν σε ένα τσιπ μια δίοδο λέιζερ, έναν διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης και έναν ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή (SOA). Επίσης η χρήση συστοιχιών από δίοδους λέιζερ και φωτοδίοδους μειώνει τον αριθμό των βημάτων συναρμογής, αφού σε ένα βήμα συνδέονται περισσότερα στοιχεία. Η χρήση μια χαμηλού κόστους πλατφόρμας μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας την πολυμερική πλατφόρμα PolyBoard που είναι χαμηλού κόστους λόγω του υλικού της. Η πλατφόρμα αυτή έχει πλούσια εργαλειοθήκη και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή οπτικών πολυπλεκτών και απο-πολυπλεκτών (στη μορφή AWGs) και να αντικαταστήσει για την ίδια λειτουργία ακριβότερες όπως το InP. Επίσης έχει το πλεονέκτημα ότι ενεργά στοιχεία όπως λέιζερ και φωτοδίοδοι μπορούν να ολοκληρωθούν υβριδικά με απλό τρόπο με edge coupling και χαμηλές απώλειες σύζευξης, καθώς και ότι μπορούν να σχηματιστούν μηχανικές τομές (U-grooves)

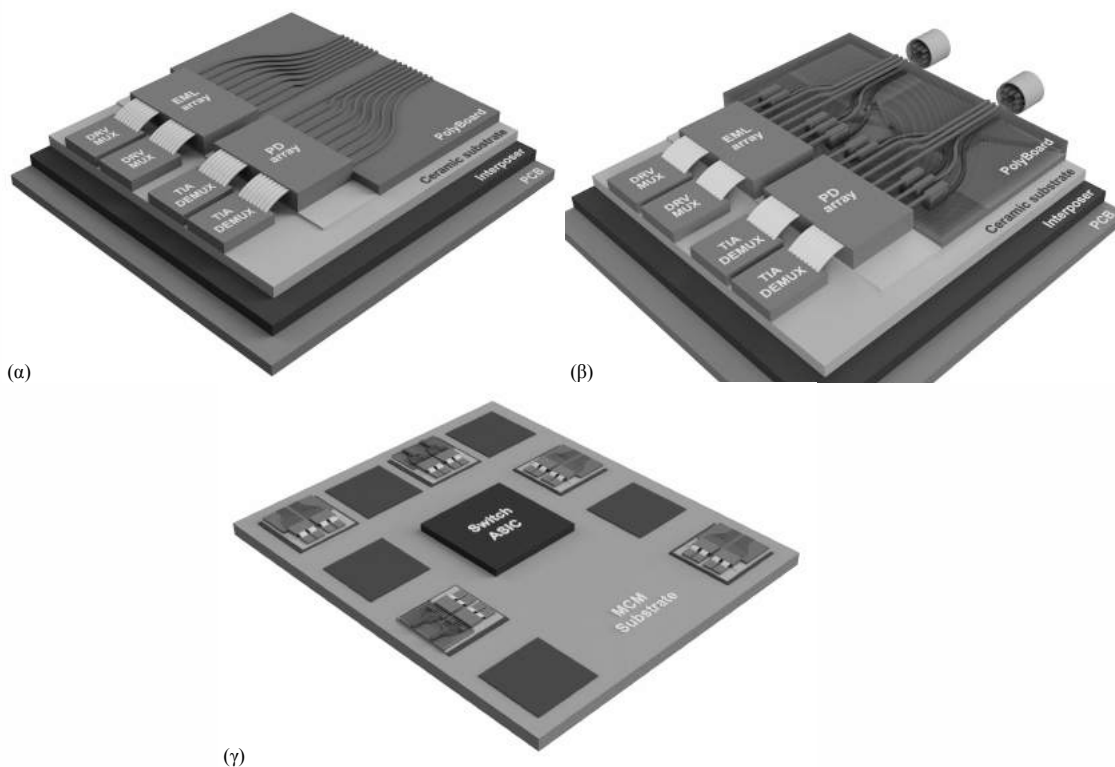
στις διαστάσεις της οπτικής ίνας, ευθυγραμμισμένες εκ κατασκευής με τον κυματοδηγό εισόδου, ούτως ώστε το fiber-pigtailing να πραγματοποιείται σπρώχνοντας απλά την ίνα μέσα στην τομή. Αυτή τη στιγμή που γραφόταν η διατριβή δεν είχε αναπτυχθεί αυτοματοποιημένη διαδικασία για την συναρμογή των συγκεκριμένων πομποδεκτών. Μια τέτοια διαδικασία θα περιελάμβανε την ανάπτυξη συγκεκριμένων μηχανικών βραχιόνων, ικανών να χειρίζονται τις συστοιχίες λέιζερ και φωτοδιόδων και τα κομμάτια οπτικής ίνας, όπως επίσης και οπτικών αλγορίθμων επεξεργασίας εικόνας για την αναγνώριση των στοιχείων και την καθοδήγηση τους στα σωστά σημεία για να πραγματοποιηθεί η υβριδική ολοκλήρωση. Προς αυτήν την κατεύθυνση δουλεύει ένα ευρωπαϊκό ερευνητικό έργο που συντονίζει το ΕΦΕ, το ICT-TERIPHC [19], το οποίο στην τριετή διάρκεια του έχει ως στόχο να χρησιμοποιήσει την μεθοδολογία που περιγράφηκε παραπάνω και να κατασκευάσει πομποδέκτες επόμενης γενιάς που θα είναι συμβατοί με διαδικασίες μαζικής παραγωγής. Πιο συγκεκριμένα, σκοπός είναι να κατασκευαστούν pluggable πομποδέκτες με 8 κανάλια και λειτουργία στα 50 Gbaud PAM-4 για 800 Gb/s συνολική χωρητικότητα, ακολουθώντας τον οδικό χάρτη του Ethernet και mid-board πομποδέκτες με 16 κανάλια και λειτουργία στα 50 Gbaud PAM-4 για 1600 Gb/s συνολική χωρητικότητα.

### Co-packaging των οπτικών πομποδεκτών μαζί με το ASIC του διακόπτη

Όπως αναφέρθηκε πιο πάνω ο βέλτιστος τρόπος για την αύξηση της χωρητικότητας των πομποδεκτών αποτελεί η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας των στοιχείων των πομποδεκτών για επίτευξη lane rate στα 200 Gb/s. Η ταχύτητα αυτή αποτελεί μια τεχνολογική πρόκληση για τις οπτικές διασυνδέσεις, τόσο σε επίπεδο οπτικών πομποδεκτών, όσο και σε επίπεδο διακόπτη. Ξεκινώντας από το επίπεδο των οπτικών πομποδεκτών, απαιτεί οπτο-ηλεκτρονικά εξαρτήματα όπως EMLs, φωτοδιόδους, ηλεκτρονικά κυκλώματα ενίσχυσης (drivers, transimpedance amplifiers) με εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 60 GHz, καθώς και ηλεκτρικές συνδέσεις μέσω wirebonds που πρέπει να υποστηρίζουν αυτές τις ταχύτητες.

Στην μεριά του διακόπτη, η μέγιστη χωρητικότητα ενός ASIC καθορίζεται από την ταχύτητα και το πλήθος των serdes του που κατα συνέπεια ορίζουν και το μέγεθος του SoC τσιπ. Οι τωρινές προδιαγραφές με 256 pins, δηλαδή εξόδους των serdes, και με ταχύτητα 50 Gbaud μας δίνουν συνολική χωρητικότητα 25 Tb/s. Περαιτέρω κλιμάκωση με αύξηση των εξόδων του ASIC package θα σήμαινε μεγαλύτερο τσιπ και προβλήματα σταθερότητας (λόγω στρέβλωσης της επισφάνειας) κατά την συναρμογή του με το PCB. Αύξηση της ταχύτητας θα σήμαινε αλλαγή τεχνολογίας λιθογραφίας για την αρχιτεκτονική του ASIC με τρομερά μεγάλο κόστος, όπως επίσης πολύ μεγάλη εξασθένιση και άλλα προβλήματα λαθών ή/και συγχρονισμού μέχρι να ταξιδέψει το ηλεκτρικό σήμα δια μέσου του backplane στον οπτικό πομποδέκτη. Αυτό κάνει αναγκαία τη χρήση επιπλέον signal conditioning chips όπως CDRs, DSPs για την ανασύσταση και συγχρονισμό του σήματος, με αποτέλεσμα αυξημένο κόστος και κατανάλωση. Για την επίτευξη 100 Gbaud πάνω στον πομποδέκτη χρειάζονται επίσης ηλεκτρονικοί πολυπλέκτες που θα παίρνουν δυο ηλεκτρικά σήματα 50 Gbaud και θα τα πολυπλέκουν πριν πάνε στα οπτο-ηλεκτρονικά στοιχεία του πομπού. Στην μεριά του δέκτη, συμβαίνει η αντίθετη διαδικασία με ηλεκτρικούς απο-πολυπλέκτες.

Η λύση στο πρόβλημα της κλιμάκωσης είναι η μεταφορά των οπτικών πομποδεκτών από την μπροστινή μεριά του διακόπτη (faceplate) πιο κοντά στο ASIC, και αν είναι δυνατόν η ολοκλήρωση των οπτικών πομποδεκτών σε ένα κοινό PCB με την μορφή τσιπ-δορυφόρων. Η ελαχιστοποίηση του



**Σχήμα 5.4:** (α) Πομποδέκτης 1.6 Tb/s με μορφή τσιπ-δορυφόρου που φαίνονται τα διαφορετικά εξαρτήματα του και με εξόδους παράλληλες ίνες (β) ο ίδιος πομποδέκτης με εξεληγμένο 3D PIC που υποστηρίζει MCFs και (γ) το συνολικό Multi-chip module με τα τσιπ-δορυφόρους και το ASIC για χωρητικότητες διακοπών ίσες και μεγαλύτερες από 12.5 Tb/s

μήκους των γραμμών μεταφοράς του σήματος θα έχει σαν αποτέλεσμα καλύτερη πιστότητα σήματος και εξάλειψη της ανάγκης για signal conditioning chips. Ήδη προς την κατεύθυνση αυτή κινούνται η Microsoft και η Facebook με την σύμπραξη Co-packaged optics [20] που έχει ως σκοπό την προτυποποίηση της επόμενης γενιάς διακοπών για υπολογιστικά κέντρα, βασισμένων σε αυτή την μέθοδο ολοκλήρωσης. Σε ευρωπαϊκό επίπεδο, το έργο POETICS [21] έχει σκοπό την ανάπτυξη πομποδεκτών με lane rate 200 Gb/s, αναβαθμίζοντας την ταχύτητα από 50 σε 100 Gbaud με PAM-4 σχήμα διαμόρφωσης, αξιοποιώντας ηλεκτρονική πολυπλεξία στον πομποδέκτη, όπως προαναφέρθηκε, στοχεύοντας συνολική χωρητικότητα 1600 Gb/s με μόνο 8 γραμμές. Οι πομποδέκτες θα αναπτυχθούν ως τσιπ δορυφόροι για να ολοκληρωθούν στο ίδιο PCB μαζί με το κεντρικό ASIC. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 5.4 οι πομποδέκτες βρίσκονται εγγύτερα του κεντρικού τσιπ, με αποτέλεσμα καλύτερη πιστότητα σήματος και συμβάλλοντας και σε χαμηλότερη κατανάλωση λόγω των μειωμένων απωλείων των σημάτων. Οι πομποδέκτες αυτοί στηρίζονται σε ένα πολυμερικό PIC, σε συστοιχίες εξωτερικά διαμορφωμένων λέιζερ (EMLs) και συστοιχίες φωτοδίοδων με υψηλό εύρος ζώνης, ηλεκτρονικά κυκλώματα SiGe για την ενίσχυση των σημάτων και την ηλεκτρονική πολυπλεξία για επίτευξη των 100 Gbaud.

Οι παραπάνω προτάσεις για μελλοντική έρευνα φαίνονται να ήδη έχουν συλληφθεί σαν ιδέες και να έχει ξεκινήσει η υλοποίησή τους, παρόλα αυτά σίγουρο είναι πως θα παραμένουν επίκαιρες για πολύ καιρό. Οι προκλήσεις για την υλοποίηση όσων αναφέρθηκαν ως ιδεών είναι πολλές και χρειάζεται αρκετός καιρός μέχρι να καταλήξουν σε προϊόντα.

## Αναφορές

- [1] “Co-packaged optics to debut with 25.6 terabit switch chips.” <http://www.gazettabyte.com/home/2019/5/13/co-packaged-optics-to-debut-with-256-terabit-switch-chips.html>. Available online; accessed August 2020.
- [2] P. Groumas, V. Katopodis, C. Kouloumentas, M. Bougioukos, and H. Avramopoulos, “All-optical rz-to-nrz conversion of advanced modulated signals,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 3, pp. 179–181, 2012.
- [3] V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, G. Cangini, G. V. Büren, E. Miller, R. Dinu, J. H. Choi, D. Pech, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, “Serial 100 gb/s connectivity based on polymer photonics and inp-dhbt electronics,” *Opt. Express*, vol. 20, pp. 28538–28543, Dec 2012.
- [4] J. V. Roey, J. van der Donk, and P. E. Lagasse, “Beam-propagation method: analysis and assessment,” *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 71, pp. 803–810, Jul ts.
- [5] Q.-D. MSA, “*QSFP-DD Hardware Specification for QSFP DOUBLE DENSITY 8X PLUGGABLE TRANSCEIVER - Rev. 5.1*,” August 7 2020 (accessed August 10, 2020). <http://www.qsfp-dd.com/wp-content/uploads/2020/08/QSFP-DD-Hardware-rev5.1.pdf>.
- [6] O. MSA, “*OSFP OCTAL SMALL FORM FACTOR PLUGGABLE MODULE - Rev. 3.0*,” March 14 2020 (accessed August 10, 2020). [https://osfpmsa.org/assets/pdf/OSFP\\_Module\\_Specification\\_Rev3\\_0.pdf](https://osfpmsa.org/assets/pdf/OSFP_Module_Specification_Rev3_0.pdf).
- [7] A. Konczykowska, F. Jorge, M. Riet, V. Nodjiadjim, B. Duval, H. Mardoyan, J. Estaran, A. Adamiecki, G. Raybon, and J.-Y. Dupuy, “212-gbit/s 2:1 multiplexing selector realised in inp dhbt,” *Electronics Letters*, vol. 55, pp. 242–244(2), March 2019.
- [8] J. Godin, J. . Dupuy, F. Jorge, F. Blache, M. Riet, V. Nodjiadjim, P. Berdaguer, B. Duval, and A. Konczykowska, “Inp dhbt mux-drivers for very high symbol rate optical communications,” in *2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pp. 1–4, 2014.
- [9] A. Konczykowska, J. . Dupuy, F. Jorge, M. Riet, and V. Nodjiadjim, “Inp dhbt integrated circuits for high speed and low power applications,” in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, pp. 1–4, 2018.
- [10] D. de Felipe, M. Kleinert, C. Zawadzki, A. Polatynski, G. Irmscher, W. Brinker, M. Moehrle, H. Bach, N. Keil, and M. Schell, “Recent developments in polymer-based photonic components for disruptive capacity upgrade in data centers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 4, pp. 683–689, 2017.
- [11] M. Kleinert, F. Herziger, P. Reinke, C. Zawadzki, D. de Felipe, W. Brinker, H.-G. Bach, N. Keil, J. Maultzsch, and M. Schell, “Graphene-based electro-absorption modulator integrated in a passive polymer waveguide platform,” *Opt. Mater. Express*, vol. 6, pp. 1800–1807, Jun 2016.
- [12] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, and I. Tomkos, “Multi-format 800 – 1600 gb/s coherent transceiver for inter-data centre interconnects over smf,” in *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, 2017.
- [13] J. Renaudier, R. Rios-Müller, M. A. Mestre, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, B. Duval, and J. Dupuy, “Multi rate imdd transceivers for optical interconnects using coded modulation,” in *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1–3, 2016.
- [14] Horizon2020, *ICT-PANTHER project*, Jan 2014 - Mar 2017 (accessed Sep 7, 2020). <http://www.ict-panther.eu/>.

- [15] V. Katopodis, D. Felipe, C. Tsokos, P. Groumas, M. Spyropoulou, A. Beretta, A. Dede, M. Quagliotti, A. Pagano, A. Vannucci, N. Keil, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, “Multi-flow transmitter based on polarization and optical carrier management on optical polymers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 11, pp. 1169–1172, 2016.
- [16] V. Katopodis, M. Spyropoulou, C. Tsokos, P. Groumas, D. Felipe, N. Keil, A. Beretta, A. Vannucci, T. K. Johansen, M. Quagliotti, A. Pagano, J. . Dupuy, A. Konczykowska, C. Delezoide, H. Mardoyan, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, “Polarization-, carrier-, and format-selectable optical flow generation based on a multi-flow transmitter using passive polymers,” in *2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, 2016.
- [17] V. Katopodis, C. Tsokos, D. de Felipe, M. Spyropoulou, A. Konczykowska, A. Aimone, P. Groumas, J.-Y. Dupuy, F. Jorge, H. Mardoyan, R. Rios-Müller, J. Renaudier, P. Jennevé, F. Boitier, A. Pagano, M. Quagliotti, D. Roccatto, T. K. Johansen, M. Tienforti, A. Vannucci, H.-G. Bach, N. Keil, H. Avramopoulos, C. Kouloumentas, and M. Riet, “Optical terabit transmitter and receiver based on passive polymer and InP technology for high-speed optical connectivity between data-centers,” in *Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems VII* (G. Li and X. Zhou, eds.), vol. 10561, pp. 20 – 34, International Society for Optics and Photonics, SPIE, 2018.
- [18] V. Katopodis, H. Mardoyan, C. Tsokos, D. Felipe, A. Konczykowska, P. Groumas, M. Spyropoulou, L. Gounaridis, P. Jennevé, F. Boitier, F. Jorge, T. K. Johansen, M. Tienforti, J. Dupuy, A. Vannucci, N. Keil, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, “Multiflow transmitter with full format and rate flexibility for next generation networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 17, pp. 3785–3793, 2018.
- [19] Horizon2020, *ICT-TERIPHIC project*, Jan 2019 - (accessed Sep 7, 2020). <http://www.ict-teriphic.eu/>.
- [20] Microsoft-FaceBook, *Co-Packaged Optics Collaboration*, Oct 2020 - (accessed Oct, 2020). <http://www.copackagedoptics.com>.
- [21] Horizon2020, *ICT-POETICS*, Jan 2020 - Dec 2022 (accessed Oct, 2020). <https://ict-poetics.eu>.



---

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α΄

---

### Κώδικας για μελέτη χαρακτηριστικών PRBS

Κώδικας σε MATLAB για την γέννηση και μελέτη της ακολουθίας διφύων στα 100 Gb/s ξεκινώντας από μια ψευδοτυχαία ακολουθία οποιασδήποτε τάξης στην έξοδο του PPG και λαμβάνοντας υπόψη ότι οι γραμμές καθυστέρησης στα δυο στάδια πολυπλεξίας έχουν επιλεγεί για σωστή πολυπλεξία της  $2^7 - 1$  ακολουθίας. Ο κώδικας περιγράφει μια γεννήτρια ψευδοτυχαίας ακολουθίας βασισμένη σε καταχωρητή ολίσθησης με ανάδραση.

*Listing A.1: Main code for the generation of the PRBS based on a feedback shift register*

```
1 % Matlab code for the generation of the bit-sequence at 100 Gb/s according to the
   experimental restrictions.
2 % The initial sequence at 12.5 Gb/s is a PRBS, multiplexed up to 100 Gb/s with 2
   mux stages that can retain the order of a PRBS-7.
3
4 %Create the initial PRBS at 12.5 GHz
5 register = [1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
6 % The length of the register is equal to the PRBS order
7 % The initial value of the register can be any value
8 polu=[31 28]; % Describes the bits of the register that are xor-ed
9 A=prbs(register,polu);
10 %-----
11
12 % Prepare the 4:1 multiplexing from 12.5 to 50 Gb/s by generating an augmented
   sequence with 3 zeros after each initial bit
13 A_augmented=zeros(1,4*length(A));
14 for i=1:length(A_augmented)
15     if mod(i,4)==1
16         A_augmented(i)=A(floor(i/4)+1);
17     else A_augmented(i)=0;
18     end
19 end
20
21 % Generate 4 replicas (equivalent to split function)
22 B = A_augmented;C = A_augmented;D = A_augmented;
```

```

23
24 % Shift the 4 replicas
25 % T = length(A_augmented);           % Shift that could preserve the order
    of the input PRBS
26 T = 508;                             % Shift corresponding to the PRBS-7 (
    applied to any input according to the experiment)
27
28 A_shifted = circshift(A_augmented,[0 0]); % (No shift for the first replica)
29 B_shifted = circshift(B,[0 T/4]);       % (Shift for the second replica)
30 C_shifted = circshift(C,[0 2*T/4]);    % (Shift for the third replica)
31 D_shifted = circshift(D,[0 3*T/4]);    % (Shift for the fourth replica)
32
33 % Add the 4 shifted replicas (equivalent to ?recombine? function)
34 A_50 = A_shifted+B_shifted+C_shifted+D_shifted;
35 %-----
36
37 % 2:1 multiplexing from 50 to 100 Gb/s
38 % Prepare the 2:1 multiplexing from 50 to 100 Gb/s by generating an augmented
    sequence with a zero after each initial bit A_50_augmented=zeros(1,2*length(
    A_50));
39 for i=1:length(A_50_augmented)
40     if mod(i,2)==1
41         A_50_augmented(i)=A_50(floor(i/2)+1);
42     else A_50_augmented(i)=0;
43     end
44 end
45
46 % Generate 2 replicas (equivalent to split function)
47 B_50 = A_50_augmented;
48
49 % Shift the 2 replicas
50 % T_50 = length(A_50_augmented);       % Shift that could preserve the
    order of the input PRBS
51 T_50 = 1016;                           % Shift corresponding to the
    PRBS-7 (applied to any input according to the experiment)
52
53 A_50_shifted = circshift(A_50_augmented,[0 0]); % (No shift for the first
    replica)
54 B_50_shifted = circshift(B_50,[0 T_50/8]); % (Shift for the second replica)
55
56 % Add the 4 shifted replicas (equivalent to ?recombine? function)
57 A_100 = A_50_shifted+B_50_shifted;

```



```

58 %
59
60 % Analysis of the final 100 Gb/s sequence – Number of 1s and 0s
61 k = 0; %number of 1s
62 l = 0; %number of 0s
63 for i=1:length(A_100)
64     if A_100(i)==1
65         k=k+1;
66     else l=l+1;
67     end
68 end
69
70 %Analysis of the final 100 Gb/s sequence – Number of maximum consecutive ones
71 m_max = 0; %maximum number of consecutive 1s. For the true PRBS–31 this number
    should be 31
72 m = 0;
73 n_max = 0; %maximum number of consecutive 0s. For the true PRBS–31 this number
    should be 30
74 n = 0;
75 for i=1:length(A_100)
76     if A_100(i)==1
77         n = 0;
78         m=m+1;
79         if m>m_max
80             m_max = m;
81         end
82     else
83         m=0;
84         n=n+1;
85         if n>n_max
86             n_max = n;
87         end
88     end
89 end

```

Η ακόλουθη συνάρτηση γεννά την PRBS και πρέπει να βρίσκεται αποθηκευμένη στον ίδιο φάκελο ούτως ώστε να καλείται επιτυχώς από το κυρίως πρόγραμμα.

*Listing A.2: Function declaration which calls the PRBS code*

```

1 function z=prbs(init,g)
2
3 z=init;
4 n=length(init);

```

```

5 for i=(n+1):(2^n-1)
6   q=z(i-g(1));
7   for j=2:length(g)
8     q=xor(q,z(i-g(j)));
9   end
10  z=[z q];
11 end

```

**Πίνακας Α'.1:** Τάξη και πολυώνυμο για την εκτέλεση του κώδικα

Τάξη	<i>poly</i>	Τάξη	<i>poly</i>	Τάξη	<i>poly</i>
7	[7 6]	15	[15 14]	20	[20 17]
9	[9 5]	17	[17 14]	23	[23 18]
11	[11 9]	18	[18 11]	31	[31 28]

Εκτελώντας τον κώδικα για  $2^{31} - 1$  ή ακόμα και  $2^{23} - 1$  αρχικές PRBS μπορεί να αργήσει πολύ. Παρόλα αυτά, χρήσιμα συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν τρέχοντας τον κώδικα (χρειάζεται μερικά δευτερόλεπτα μόνο) για χαμηλότερης τάξης ακολουθίες όπως  $2^9 - 1$ ,  $2^{11} - 1$ ,  $2^{15} - 1$ ,  $2^{17} - 1$ ,  $2^{18} - 1$  και  $2^{20} - 1$ . Σε όλες αυτές τις περιπτώσεις ο συνολικός αριθμός 1 και 0 στην τελική ακολουθία είναι ακριβώς ίδιος με την πραγματική PRBS. Επιπλέον, ο μέγιστος αριθμός διαδοχικών 1 και διαδοχικών 0 στην τελική ακολουθία είναι της ίδιας τάξης μεγέθους (και συνήθως μεγαλύτερος) όπως στην πραγματική PRBS. Το πολυώνυμο *poly* που αντιστοιχεί σε κάθε τάξη PRBS για την εκτέλεση του κώδικα δίνεται στον πίνακα Α'.1

---

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β΄

---

### Δημοσιεύσεις

#### Δημοσιεύσεις σε περιοδικά με κριτή

1. C. Kouloumentas, C. Tsokos, P. Groumas, L. Gounaridis, A. Raptakis, E. Mylonas, E. Andrianopoulos, K. Wörhoff, K. Ławniczuk, A. Leinse, and H. Avramopoulos, "Multi-rate and multi-channel optical equalizer based on photonic integration," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 32, no. 23, pp. 1465–1468, 2020
2. C. Tsokos, E. Andrianopoulos, A. Raptakis, N. Lyras, L. Gounaridis, P. Groumas, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Optical beamforming networks supporting multi-beam and multicast operation," in *2020 22nd International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–5, 2020
3. C. Tsokos, E. Mylonas, P. Groumas, L. Gounaridis, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Optical beamforming network for multi-beam operation with continuous angle selection," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 31, pp. 177–180, Jan 2019
4. V. Katopodis, H. Mardoyan, C. Tsokos, D. Felipe, A. Konczykowska, P. Groumas, M. Spyropoulou, L. Gounaridis, P. Jenneve, F. Boitier, F. Jorge, T. K. Johansen, M. Tienforti, J.-Y. Dupuy, A. Vannucci, N. Keil, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Multiflow transmitter with full format and rate flexibility for next generation networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, pp. 3785–3793, Sep 2018
5. C. Tsokos, E. Mylonas, P. Groumas, V. Katopodis, L. Gounaridis, R. B. Timens, R. M. Oldenbeuving, C. G. H. Roeloffzen, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Analysis of a multibeam optical beamforming network based on blss matrix architecture," *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, pp. 3354–3372, Aug 2018
6. A. Pagano, V. Katopodis, C. Tsokos, H. Mardoyan, R. Morro, A. Percelsi, D. Roccatto, D. de Felipe, F. Jorge, M. Spyropoulou, P. Groumas, P. Jenneve, F. Boitier, M. Tienforti, A. Annoni, and H. Avramopoulos, "Field trial evaluation and sdn configurability of an optical terabit transmitter based on passive polymer and inp technology," *IET Conference Proceedings*, pp. 10 (4 pp.)–10 (4 pp.)(1), January 2018
7. L. Gounaridis, P. Groumas, E. Schreuder, G. Tsekenis, A. Marousis, R. Heideman, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "High performance refractive index sensor based on

- 
- low q-factor ring resonators and fft processing of wavelength scanning data,” *Opt. Express*, vol. 25, pp. 7483–7495, Apr 2017
8. V. Katopodis, D. Felipe, C. Tsokos, P. Groumas, M. Spyropoulou, A. Beretta, A. Dede, M. Quagliotti, A. Pagano, A. Vannucci, N. Keil, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, ”Multi-flow transmitter based on polarization and optical carrier management on optical polymers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, ol. 28, pp. 1169–1172, June 2016
  9. L. Gounaridis, P. Groumas, E. Schreuder, R. Heideman, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, ”New set of design rules for resonant refractive index sensors enabled by fft based processing of the measurement data,” *Opt. Express*, ol. 24, pp. 7611–7632, Apr 2016
  10. V. Katopodis, P. Groumas, Z. Zhang, R. Dinu, E. Miller, A. Konczykowska, J.-Y. Dupuy, A. Beretta, A. Dede, J. Choi, P. Harati, F. Jorge, V. Nodjiadjim, M. Riet, G. Cangini, A. Vannucci, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, ”Polymer enabled 100gbaud connectivity for datacom applications,” *Optics Communications*, vol. 362, pp. 13 – 21, 2016. *Polymer Photonics and Its Applications*
  11. P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, A. Konczykowska, J. Y. Dupuy, A. Beretta, A. Dede, J. H. Choi, P. Harati, F. Jorge, V. Nodjiadjim, M. Riet, R. Dinu, G. Cangini, E. Miller, A. Vannucci, N. Keil, H. G. Bach, N. Grote, M. Spyropoulou, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, ”Tunable 100 gbaud transmitter based on hybrid polymer- to-polymer integration for flexible optical interconnects,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, pp. 407–418, Jan 2016
  12. Z. Zhang, D. Felipe, V. Katopodis, P. Groumas, C. Kouloumentas, H. Avramopoulos, J. Y. Dupuy, A. Konczykowska, A. Dede, and A. Beretta, ”Hybrid photonic integration on a polymer platform,” *Photonics*, vol. 2, p. 1005–1026, Sep 2015
  13. L. Gounaridis, P. Groumas, E. Schreuder, R. Heideman, V. Katopodis, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, ”Design of grating couplers and mmi couplers on the triplex platform enabling ultra-compact photonic-based biosensors,” *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 209, pp. 1057 – 1063, 2015
  14. P. Groumas, V. Katopodis, J. H. Choi, H.-G. Bach, J.-Y. Dupuy, A. Konczykowska, Z. Zhang, P. Harati, E. Miller, A. Beretta, L. Gounaridis, F. Jorge, V. Nodjiadjim, A. Dede, A. Vannucci, G. Cangini, R. Dinu, N. Keil, N. Grote, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, ”Multi-100 gbe and 400 gbe interfaces for intra-data center networks based on arrayed transceivers with serial 100 gb/s operation,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, pp. 943–954, Feb 2015
  15. V. Katopodis, P. Groumas, Z. Zhang, J. Dupuy, E. Miller, A. Beretta, L. Gounaridis, J. H. Choi, D. Pech, F. Jorge, V. Nodjiadjim, R. Dinu, G. Cangini, A. Dede, A. Vannucci, A. Konczykowska, N. Keil, H. Bach, N. Grote, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, ”2x100-gb/s NRZ-OOK integrated transmitter for intradata center connectivity,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 2078–2081, Oct 2014

16. H. Brahmi, G. Giannoulis, M. Menif, V. Katopodis, D. Kalavrouziotis, C. Kouloumentas, P. Groumas, G. Kanakis, C. Stamatiadis, H. Avramopoulos, and D. Erasme, "On the fly all-optical packet switching based on hybrid wdm/ocdma labeling scheme," *Optics Communications*, vol. 312, pp. 175 – 184, 2014
17. V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, G. Cangini, G. V. Buren, E. Miller, R. Dinu, J. H. Choi, D. Pech, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, "Serial 100 gb/s connectivity based on polymer photonics and inp-dhbt electronics," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 28538–28543, Dec 2012
18. P. Groumas, Z. Zhang, V. Katopodis, C. Kouloumentas, D. de Felipe, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, "Complex monolithic and inp hybrid integration on high bandwidth electro-optic polymer platform," *Opt. Lett.*, vol. 37, pp. 3465–3467, Aug 2012
19. P. Groumas, V. Katopodis, C. Kouloumentas, M. Bougioukos, and H. Avramopoulos, "All-optical rz-to-nrz conversion of advanced modulated signals," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, pp. 179–181, Feb 2012

### Δημοσιεύσεις σε συνέδρια

1. C. Tsokos, E. Andrianopoulos, A. Raptakis, N. Lyras, L. Gounaridis, P. Groumas, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Optical beamforming networks supporting multi-beam and multicast operation," in *2020 22nd International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–5, 2020
2. P. Groumas, C. Tsokos, D. Felipe, U. Troppenz, R. Hersent, P. Bakopoulos, B. Atias, J. Y. Dupuy, A. Pagano, A. C. Piat, S. Kibben, L. Gounaridis, A. Raptakis, M. Seyfried, M. Moehrle, C. Kouloumentas, N. Keil, and H. Avramopoulos, "Enabling low-cost high-volume production compatible terabit transceivers with up to 1.6 Tbps capacity and 100Gbps per lane PAM-4 modulation for intra-data center optical interconnects up to 2km: The TERIPHIC project approach," in *Metro and Data Center Optical Networks and Short-Reach Links III*, vol. 11308, pp. 51 – 64, International Society for Optics and Photonics, SPIE, 2020
3. L. Gounaridis, P. Groumas, E. Schreuder, C. Tsokos, E. Mylonas, A. Raptakis, R. Heideman, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Design of ultra-compact multimode interference (mmi) couplers and high efficiency grating couplers in triplex platform as part of a photonic based sensor," in *Proc. SPIE 10921, Integrated Optics: Devices, Materials, and Technologies XXIII*, vol. 10921, Mar 2019
4. V. Katopodis, C. Tsokos, D. de Felipe, M. Spyropoulou, A. Konczykowska, A. Aimone, P. Groumas, J.-Y. Dupuy, F. Jorge, H. Mardoyan, R. Rios-Müller, J. Renaudier, P. Jennevé, F. Boitier, A. Pagano, M. Quagliotti, T. K. J. D. Roccatto, M. Tienforti, A. Vannucci,

- H.-G. Bach, N. Keil, H. Avramopoulos, C. Kouloumentas, and M. Riet, "Optical terabit transmitter and receiver based on passive polymer and inp technology for high-speed optical connectivity between datacenters," in *Proc. SPIE 10561, Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems VII, 1056107*, vol. 10561, Jan 2018
5. P. Groumas, C. Tsokos, M. Kleinert, D. Marchenko, V. Katopodis, M. Dekkers, M. Falucci, R. B. Timens, L. Gounaridis, C. G. Roeloffzen, A. Vannucci, R. G. Heideman, N. Keil, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, "Photonic integration technology for the interface between the optical and wireless part in 5g networks: The h2020-ict-hamlet approach," in *2017 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series (SUM)*, pp. 57–58, July 2017
  6. C. Tsokos, P. Groumas, V. Katopodis, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Enabling photonic integration technology for microwave photonics in 5g systems," in *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, July 2017
  7. L.Gounaridis, P.Groumas, E.Schreuder, G.Tsekenis, R.Heideman, H.Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Low q-factor ring resonators with ultra-low limit of detection based on fft processing of spectral scanning data," in *Conference on Lasers and Electro-Optics*, p. JW2A.78, Optical Society of America, 2017
  8. V.Katopodis, M.Spyropoulou, C.Tsokos, P.Groumas, D.Felipe, N.Keil, A.Beretta, A. Vannucci, T. K. Johansen, M. Quagliotti, A. Pagano, J. Y. Dupuy, A. Konczykowska, C. Delezoide, H. Mardoyan, C. Kouloumentas, and H. Avramopoulos, "Polarization-, carrier-, and format-selectable optical flow generation based on a multi-flow transmitter using passive polymers," in *2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, July 2016
  9. Z. Zhang, V. Katopodis, P. Groumas, A. Konczykowska, J.-Y. Dupuy, A. Beretta, A. Dede, E. Miller, J. H. Choi, P. Harati, F. Jorge, V. Nodjiadjim, R. Dinu, G. Cangini, A. Vannucci, D. Felipe, A. Maese-Novo, N. Keil, H. G. Bach, M. Schell, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Passive and electro-optic polymer photonics and inp electronics integration," in *Proc. SPIE 9516, Integrated Optics: Physics and Simulations II, 951603*, vol. 9516, May 2015
  10. V. Katopodis, Z. Zhang, P. Groumas, A. Konczykowska, J. Dupuy, A. Beretta, A. Dede, E. Miller, J. H. Choi, P. Harati, F. Jorge, V. Nodjiadjim, R. Dinu, G. Cangini, A. Vannucci, N. Keil, H. Bach, N. Grote, H. Avramopoulos, and C. Kouloumentas, "Tunable transmitter for serial 100 gbps connectivity inside flexible data centers using hybrid polymer integration," in *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1–3, March 2015
  11. H. Avramopoulos, V. Katopodis, P. Groumas, L. Gounaridis, A. Konczykowska, Z. Zhang, G. D. Valicourt, R. Dinu, A. Vannucci, T. K. Johansen, A. Pagano, and C. Kouloumentas,

- "Passive and electro-optic polymer photonics and inp electronics integration for multi-flow terabit transceivers at edge sdn switches and data-center gateways," in *2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, July 2014
12. M. Moehrle, Z. Zhang, H. Klein, D. de Felipe, W. Rehbein, W. Brinker, C. Zawadzki, N. Keil, N. Grote, P. Groumas, C. Kouloumentas, R. Dinu, and E. Miller, "Thermo-optically tunable polymer-based waveguide bragg-grating lasers for the c-band domain," in *Latin America Optics and Photonics Conference*, p. LS4A.2, Optical Society of America, 2012
  13. P. Groumas, Z. Zhang, D. de Felipe, V. Katopodis, C. Kouloumentas, R. Dinu, E. Miller, J. Mallari, G. Cangini, N. Keil, H. Avramopoulos, and N. Grote, "Novel photonic integration platform based on electro-optic polymers," in *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, p. P2.05, Optical Society of America, 2012
  14. V. Katopodis, C. Kouloumentas, A. Konczykowska, F. Jorge, P. Groumas, Z. Zhang, A. Beretta, A. Dede, J.-Y. Dupuy, V. Nodjiadjim, G. Cangini, G. V. Buren, E. Miller, R. Dinu, N. Keil, H.-G. Bach, N. Grote, A. Vannucci, and H. Avramopoulos, "Integrated transmitter for 100 gb/s oock connectivity based on polymer photonics and inp-dhbt electronics," in *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, p. Th.3.B.4, Optical Society of America, 2012
  15. D. de Felipe, Z. Zhang, F. Soares, W. Rehbein, W. Brinker, H. Klein, C. Zawadzki, M. Moehrle, N. Keil, N. Grote, and P. Groumas, "Widely-tunable polymer waveguide grating laser," in *European Conference on Integrated Optics*, pp. 1–2, Apr 2012