



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

**Σύμφωνοι οπτικοί πομποδέκτες δυναμικών φασματικών
χαρακτηριστικών για εφαρμογές σε ευέλικτα οπτικά δίκτυα υψηλής
χωρητικότητας**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Χ. Ηλιάδης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Αθήνα, Ιανουάριος 2020



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

**Σύμφωνοι οπτικοί πομποδέκτες δυναμικών φασματικών
χαρακτηριστικών για εφαρμογές σε ευέλικτα οπτικά δίκτυα υψηλής
χωρητικότητας**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Χ. Ηλιάδης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Συμβουλευτική Επιτροπή: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Νικόλαος Ουζούνογλου

Νικόλαος Πλέρος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 29 Ιανουαρίου 2020.

.....
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Γεώργιος Ματσόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Πλέρος
Αναπληρωτής Καθηγητής
Α.Π.Θ

.....
Γεώργιος Φικιώρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Χρήστος Κανάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Αναπληρωτής Καθηγητής
Ε.Μ.Π

.....
Κωνσταντίνος Δέρβος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Χ. Ηλιάδης

Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Νικόλαος Χ. Ηλιάδης, 2020.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. Allrightsreserved.

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

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

Περίληψη

Η σημερινή κοινωνία μπορεί κάλλιστα να λογισθεί ως η "κοινωνία της πληροφορίας" η οποία χαρακτηρίζεται από την ολοένα και αυξανόμενη ανάγκη εξυπηρέτησης τηλεπικοινωνιακών δικτύων μεγαλύτερης χωρητικότητας για να ικανοποιηθούν στον μέγιστο δυνατό βαθμό οι ανάγκες των χρηστών για απρόσκοπτη χρήση ευρυζωνικών υπηρεσιών (εφαρμογές των μέσων κοινωνικής δικτύωσης, η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας, το online gaming κ.α). Μέχρι σήμερα οι απαιτήσεις των εφαρμογών αυτών για όλο και περισσότερη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης των δικτύων, ικανοποιούνται σε ένα μεγάλο βαθμό από οπτικά δίκτυα προηγούμενης γενιάς. Παρά το γεγονός ότι οι συμβατικές τεχνικές στον τομέα των οπτικών επικοινωνιών που αφορούσαν όλα τα στάδια της δημιουργίας και μετάδοσης ροών δεδομένων που χρησιμοποιούνται σε Legacy οπτικά δίκτυα είχαν κυριαρχήσει τα προηγούμενα χρόνια, η αλήθεια είναι ότι τα επόμενα χρόνια δεν θα είναι σε θέση να ανταπεξέρθουν στην συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση εύρους ζώνης για τις καινούριες υπηρεσίες ευρυζωνικότητας της σύγχρονης εποχής. Πρόσφατες προβλέψεις για την ευρυζωνική συνδεσιμότητα αναφέρουν ότι την πενταετία 2016-2021 ο ετήσιος ρυθμός ανάπτυξης της παγκόσμιας τηλεπικοινωνιακής κίνησης θα είναι της τάξης του 24% αγγίζοντας συνολικά τα 3.3 Zettabyte το 2021.

Η ολοένα και αυξανόμενη ζήτηση για όσο το δυνατό περισσότερο διαθέσιμο εύρος ζώνης δεν αποτελεί τον μοναδικό παράγοντα που πυροδοτεί την ανάγκη για να αναδυθεί μια νέα εποχή στις υλοποιήσεις των σύγχρονων οπτικών δικτύων. Εξίσου σημαντικό παράγοντα διαδραματίζει το δυναμικό και ευμετάβλητο προφίλ της κίνησης δεδομένων που χαρακτηρίζουν τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Χαρακτηριστικό είναι το γεγονός ότι η ζήτηση για video υψηλής ευκρίνειας στο διαδίκτυο, για τα οποία απαιτείται ένα τεράστιο διαθέσιμο εύρος ζώνης για να διαχειριστεί το ευμετάβλητο προφίλ της κίνησης που τα χαρακτηρίζει, αναμένεται αυξηθεί εκθετικά τα επόμενα χρόνια έως το 2020. Επιπλέον, η έκρηξη που παρατηρείται ως προς την αύξηση του αριθμού των κινητών συσκευών όπως τα smartphones και tablets τροφοδοτεί μια ακόμα αλλαγή στον τρόπο πρόσβασης στο διαδίκτυο μιας και πλέον η κίνηση δεδομένων από τις ασύρματες αυτές συσκευές η οποία έχει ένα εγγενώς δυναμικό προφίλ κυριαρχεί ως προς την δέσμευση πόρων δικτύων σε σχέση με τις συσκευές ενσύρματων επικοινωνιών.

Σταθμίζοντας λοιπόν όλους τους παραπάνω παράγοντες οι Τηλεπικοινωνιακοί πάροχοι προσανατολίζονται στο να εισαγάγουν ολοένα και περισσότερο και με πιο δυναμικό τρόπο την έννοια της ευελιξίας τόσο ως προς τα σχήματα διαμόρφωσης τα οποία θα χειρίζεται ένας οπτικός πομποδέκτης (transceiver) όσο και στον τρόπο με τον οποίο θα κατανέμεται το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Τα μέχρι τώρα συμβατικά δίκτυα σταθερού πλέγματος της προηγούμενης γενιάς τείνουν να εγκαταλειφθούν με την τάση η οποία υιοθετείται κατά κόρον στα δίκτυα υψηλής χωρητικότητας να επιτάσσει τη δυναμική προσαρμογή του διαθέσιμου εύρους ζώνης των δικτύων ώστε να οδηγηθούμε σε υλοποιήσεις ευέλικτων οπτικών δικτύων (EON) τα οποία θα μπορούν να ελέγχονται απομακρυσμένα με κατάλληλα προγράμματα λογισμικών (softwaredefinednetworking - SDN).

Μέσα σε αυτά τα ερευνητικά πλαίσια η ευρωπαϊκή ερευνητική κοινότητα αντιλαμβανόμενη τις προαναφερθείσες απαιτήσεις και ανάγκες και ακολουθώντας τις σύγχρονες τάσεις που επιτάσσουν υλοποιήσεις ευέλικτων τηλεπικοινωνιακών δικτύων, προκηρύσσει συνεργατικά ερευνητικά προγράμματα. Μέσω των συνεργατικών ερευνητικών προγραμμάτων δίνεται η δυνατότητα σε φορείς όπως είναι τα πανεπιστήμια, ερευνητικά κέντρα καθώς και εταιρείες να συνεργαστούν και να αλληλεπιδράσουν, ανταλλάσσοντας τεχνογνωσία που κατέχουν στο πεδίο της εξειδίκευσής

τους με σκοπό την ικανοποίηση των αναγκών των θεματικών ενοτήτων που έχουν οριστεί από την ερευνητική κοινότητα. Η παρούσα διδακτορική διατριβή πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια του ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος SPIRIT (Software-defined energy-efficient photonic transceivers introducing intelligence and dynamicity in inter- and intra- superchannels for flexible optical networks) που αποτέλεσε σύμπραξη εξειδικευμένων συνεργατών με αποδεδειγμένο ιστορικό στον τομέα της αρχιτεκτονικής οπτικών δικτύων και των εφαρμογών, των τεχνικών software-defined networking (SDN), τον σχεδιασμό και την αξιολόγηση ευέλικτων οπτικών συστημάτων, την επεξεργασία ψηφιακού σήματος (digital signal processing - DSP), της φωτονικής ολοκλήρωσης και του packaging. Η συγκρότηση της ομάδας συνεργατών του προγράμματος SPIRIT πραγματοποιήθηκε με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται ισορροπία μεταξύ των εταίρων που προέρχονται από τον ακαδημαϊκό και βιομηχανικό κλάδο. Το consortium του προγράμματος SPIRIT αποτελείται από το εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου ενός εκ των κορυφαίων πανεπιστημιακών ιδρυμάτων στον τομέα της επεξεργασίας οπτικών σημάτων και σχεδιασμού συστημάτων επικοινωνίας (ICCS / NTUA) καθώς και δύο από τα μεγαλύτερα και πιο αναγνωρισμένα ευρωπαϊκά ιδρύματα στον τομέα της κατασκευής φωτονικών δομών (Fraunhofer-HHI) και του σχεδιασμού των ηλεκτρονικών συστημάτων και οπτο-ηλεκτρονικής ολοκλήρωσης (IMEC). Επιπλέον, στην ομάδα των συνεργατών του SPIRIT συμμετέχουν ένα ευρωπαϊκό ιδρυτικό κατασκευής δομών πυριτίου (AMO), μια εταιρεία εξειδικευμένη και με μακρά εμπειρία στην φωτονική ολοκλήρωση και το packaging οπτικών συστημάτων (TEO), ένας από τους ισχυρότερους προμηθευτές τηλεπικοινωνιακού υλικού παγκοσμίως (TEI) καθώς και ένας από τους μεγαλύτερους παρόχους Τηλεπικοινωνιακών δικτύων στην Νότια Ευρώπη (OTE).

Καθοριστικό και ακρογωνιαίο λίθο στην υλοποίηση των στόχων του προγράμματος SPIRIT διαδραμάτισε το εργαστήριο Φωτονικών επικοινωνιών ΕΜΠ που αποτέλεσε τον συντονιστή του έργου εκμεταλλεύόμενο την μακρά εμπειρία που κατέχει στον συντονισμό αντίστοιχων μεγάλων ευρωπαϊκών προγραμμάτων. Ο ρόλος του ΕΦΕ δεν περιορίστηκε όμως μόνο στον συντονισμό του έργου αλλά συνεισέφερε καθοριστικά στην διαμόρφωση της αρχιτεκτονικής της προτεινόμενης λύσης του ευέλικτου οπτικού πομπού με δυνατότητα σύμφωνης (coherent) μετάδοσης και λήψης δεδομένων σε συνεργασία με τους υπόλοιπους φορείς του έργου. Η προτεινόμενη λύση είχε ως στόχο την μείωση κατά 50% τόσο της ενεργειακής κατανάλωσης όσο και του κόστους παραγωγής των οπτικών πομπών για κανάλια ως 1 Tbit/s [5.22] καθώς και μείωση κατά 85% του συνολικού μεγέθους (footprint) του chip. Επιπρόσθετα, το ΕΦΕ συμμετείχε ενεργά στον σχεδιασμό των οπτο-ηλεκτρονικών στοιχείων (rings, couplers, waveguides, MZM) που αποτέλεσαν την ραχοκοκαλιά του silicon chip του οπτικού πομπού του SPIRIT, τον καθορισμό των παραμέτρων, στην διενέργεια προσομοιώσεων καθώς και στην τελική αξιολόγηση οπτο-ηλεκτρονικών στοιχείων όπως οι drivers, ο segmented modulator και ο MUX/DEMUX με σκοπό την αξιολόγηση της απόδοσης τους και τον επανασχεδιασμό τους όπου κρίνεται απαραίτητο. Επιπλέον, στο ΕΦΕ αναπτύχθηκε ένα portfolio από αλγορίθμους επεξεργασίας ψηφιακών σημάτων (DSP) για την αξιολόγηση της λήψης και αποδιαμόρφωσης σύμφωνων σημάτων. Τέλος, συμμετείχε ενεργά στην πειραματική αξιολόγηση των πρωτότυπου ευέλικτου οπτικού πομπού και του MUX/DEMUX τόσο σε εργαστηριακό περιβάλλον (ΕΦΕ) όσο και σε περιβάλλον πραγματικής μετάδοσης και λήψης δεδομένων (Ericsson Italia).

Η ποικιλομορφία των εταιρών του consortium του SPIRIT επιλέχθηκε σκοπίμως ώστε να αντικατοπτρίζεται η πολυ-επιστημονικότητα των επιμέρους milestones που έχουν τεθεί ως στόχοι του προγράμματος. Το HHI είχε μια άρρηκτη συνεργασία με τον ΕΦΕ και το IMEC για τον καθορισμό των προδιαγραφών, τον σχεδιασμό των επιμέρους οπτο-ηλεκτρονικών στοιχείων και τέλος την κατασκευή του IQSEMZM με δυνατότητα μέγιστης ανάλυσης 5 bits ανά βραχίονα I/Q που αποτελεί την καρδιά του ευέλικτου οπτικού πομπού [5.10]. Επιπλέον, το HHI συνεισέφερε με ουσιαστικό τρόπο στον σχεδιασμό των ηλεκτρικών διατάξεων οδήγησης (drivers) τους οποίους κατασκεύασε το IMEC εκμεταλλευόμενο την μακρά του εμπειρία σε CMOS electronics [5.17]. Η AMO με την σειρά της είναι μια εταιρεία που προσέφερε την τεχνογνωσία της στην ολοκλήρωση (integration) πάνω σε ένα SOI board δομών πυριτίου που λειτουργούν ως φίλτρα μεταβλητού φασματικού περιεχομένου και μήκους κύματος ελεγχόμενα με θερμό-οπτικό τρόπο. Το packaging του ευέλικτου οπτικού πομπού που περιλαμβάνει όλες τις οπτο-ηλεκτρονικές διασυνδέσεις, ανάπτυξη του οπτο-ηλεκτρονικού board, θερμικές προσομοιώσεις για τα επιμέρους στοιχεία καθώς και την τοποθέτηση των τα αναλάβει η εταιρεία TEO. Επιπλέον, η εταιρεία TEI - Ericsson παρείχε τις εγκαταστάσεις της και τον εξοπλισμό της για την διενέργεια πειραμάτων για μετάδοση πληροφορίας DWDM σε συνθήκες πραγματικής μετάδοσης δεδομένων ταχύτητας 40 Gb/s ενώ συμμετείχε ενεργά και στον καθορισμό των σεναρίων που αξιολογήθηκαν. Τέλος, ο ΟΤΕ με την μακρά του πορεία ως ένας από τους κυρίαρχους παρόχους Τηλεπικοινωνιών συμμετείχε στον καθορισμό των προς αξιολόγηση παραμέτρων σχετικά με τα σενάρια που υλοποιήθηκαν τόσο για την αξιολόγηση των πρωτοτύπων σε εργαστηριακό περιβάλλον όσο και σε περιβάλλον πεδίου.

Μέσα στο πλαίσιο συνεργασίας μεταξύ των εταιρών του προγράμματος SPIRIT εκπονήθηκε η παρούσα διδακτορική διατριβή η οποία χωρίζεται σε δύο μέρη και πιο συγκεκριμένα στην πειραματική αξιολόγηση του MUX/DEMUX με δυνατότητα ευέλικτης προσαρμογής του φασματικού του περιεχομένου καθώς του χαρακτηρισμού του καινοτόμου IQSEMZM με δυνατότητα δημιουργίας multi-level σημάτων διαμορφωμένα τόσο στο πλάτος όσο και στην φάση χωρίς την παρουσία εξωτερικού DAC.

Στο πρώτο μέρος λοιπόν αυτής της διατριβής παρουσιάζεται ένα καινοτόμο στοιχείο πολυπλεξία/από-πολυπλεξία σε πλατφόρμα πυριτίου (SOI) για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος το οποίο θα διαδραματίσει καθοριστικό ρόλο στην προσέγγιση της υλοποίησης του ευέλικτου πομπού. Παρουσιάστηκε αναλυτικά όλη η αλυσίδα βημάτων τα οποία ξεκίνησαν από τον σχεδιασμό και τις προσομοιώσεις των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος που βασίστηκαν σε 2^{ης} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI ανάμεσα στις δύο κοιλότητες των μικρό-δακτυλίων μέχρι την πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης των στοιχείων αυτών. Η πειραματική αξιολόγηση αυτή πραγματοποιήθηκε σε πρώτη φάση σε μια συστοιχία ευέλικτων φίλτρων ολοκληρωμένων σε επίπεδο τσιπ φτάνοντας στην κορωνίδα της παρούσας διατριβής που ήταν ο πειραματικός χαρακτηρισμός του packaged MUX/DEMUX. Πιο συγκεκριμένα αξιολογήθηκε η ικανότητα που επιδεικνύουν τα ευέλικτα στοιχεία φιλτραρίσματος σε επίπεδο τσιπ να μεταβάλλουν δυναμικά τόσο το εύρος ζώνης τους όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους σε πραγματικό χρόνο με την χρήση micro-heater γεγονός που τα καθιστά κατάλληλα για χρησιμοποίηση σε εφαρμογές δικτύων ευέλικτου πλέγματος [4.4] (απαραίτητη διακύμανση μεταξύ 12.5 GHz και 35 GHz). Επιπρόσθετα, παρουσιάζεται η ενδελεχής πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου που είναι συμβατός με τα πρότυπα ευέλικτου πλέγματος (flexible-grid compliant) και πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ. Ο πειραματικός χαρακτηρισμός του

πρωτοτύπου ήταν πολύπλευρος αξιολογώντας την λειτουργία του σε σενάρια 2x1 MUX, 1x2 DEMUX και PoIMUX κάτω από ρεαλιστικές συνθήκες μετάδοσης της πληροφορίας. Επιπλέον, εκτός από τις λειτουργίες πολυπλεξίας-αποπλυπλεξίας άξια αναφοράς αναδεικνύεται ακόμα η καινοτόμα δυνατότητα πολυπλεξίας πόλωσης πάνω στο τσιπ (onchippolarizationmultiplexing) παρουσιάζοντας πειραματικά αποτελέσματα ομόδυνης λήψης (intradynereception) με την χρήση σύμφωνου δέκτη ενός 24 Gbaud QPSK σήματος πολυπλεγμένο ως προς την πόλωση [3.25].

Ο σχεδιασμός και η κατασκευή του MUX/DEMUX αποτέλεσε μια από τις πρώτες καινοτόμες υλοποιήσεις για την δημιουργία και διαχείριση υπερ-καναλιών (super-channels) κίνησης δεδομένων σε δίκτυα ευέλικτου πλέγματος. Στην βιβλιογραφία η μέχρι τώρα προσπάθειες για πολυπλεξία/ από-πολυπλεξία super-channels σε multi-channel transceivers [3.37] είτε δεν επιδεικνύουν δυνατότητα ευέλικτης προσαρμογής της φασματικής απόστασης των καναλιών είτε βασίζονται σε free-space οπτικά συστήματα με MEMS και LCOs [3.6 -3.9] που απαιτούν υψηλή κατανάλωση ενέργειας και μεγάλο αποτύπωμα (footprint). Αντίθετα, η υλοποίηση του MUX/DEMUX που παρουσιάζεται στην παρούσα διδακτορική διατριβή χρησιμοποιώντας τα 2^{15} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI καταφέρνουν να εξασφαλίσουν μικρό footprint, κατασκευή σε πλατφόρμα πυριτίου ενώ προσφέρουν δυνατότητες δυναμικής μεταβολής των φασματικών τους χαρακτηριστικών καθιστώντας τον MUX/DEMUX ως τον καταλληλότερο υποψήφιο για τις υλοποιήσεις δεκτών ευέλικτου πλέγματος της επόμενης γενιάς.

Στο δεύτερο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής πραγματοποιήθηκε μια ενδελεχής ανάλυση της λειτουργίας και των χαρακτηριστικών ενός IQ segmented Mach-Zehnder modulator τεχνολογίας InP ο οποίος έχει ολοκληρωθεί σε πλατφόρμα πυριτίου μαζί με έναν χαμηλών ενεργειακών απαιτήσεων ηλεκτρονικό driver τεχνολογίας CMOS. Ο IQ segmented modulator αποτελεί την ραχοκοκαλιά του ευέλικτου οπτικού πομπού επιτελώντας μια καινοτόμα λειτουργία αυτή του οπτικού-DAC. Στην πλειοψηφία των περιπτώσεων οι IQ διαμορφωτές που έχουν την δυνατότητα δημιουργίας QAM σημάτων συνδυάζονται με υψηλής ταχύτητας DACs και την χρήση αλγορίθμων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) γεγονός που συντελεί στην αύξηση τόσο του συνολικού μεγέθους του πομπού όσο και της ενεργειακής του κατανάλωσης καθιστώντας τους αναποτελεσματικούς για εφαρμογές όπου οι προαναφερθείσες παράμετροι θεωρούνται κρίσιμες [5.19-5.20]. Οι αυξημένες απαιτήσεις για τάσης οδήγησης (V_{π} voltage drive) των ολοκληρωμένων ηλεκτρικών κυκλωμάτων (integrated circuit -IC) συνεισφέρει καθοριστικά στην αύξηση της ενεργειακής κατανάλωσης των σημερινών πομποδεκτών με το ποσοστό αυτό να αναμένεται να αυξηθεί πάνω από το 50 % στις υλοποιήσεις της επόμενης γενιάς [5.21][5.18]. Επομένως, καθίσταται σαφής η ανάγκη για μείωση της συνολικής ενεργειακής κατανάλωσης και την συνακόλουθη χρήση των DACs. Ο IQ SEMZM που παρουσιάζεται στην διατριβή έχει υιοθετήσει ένα καινοτόμο σχεδιαστικό μοντέλο χρησιμοποιώντας μια συστοιχία από drivers μικρής ενεργειακής κατανάλωσης που με τις κατάλληλες τυποποιήσεις οδηγούν στο να μειωθούν οι απαιτήσεις για τάση οδήγησης (V_{π}). Επιπλέον, στην προτεινόμενη δομή του σύμφωνου οπτικού πομπού δεν χρησιμοποιείται ηλεκτρικός μετατροπέας ψηφιακού σε αναλογικό σήμα (DAC) επιτελώντας συνακόλουθα την λειτουργία ενός οπτικού-DAC με δυνατότητα ανάλυσης 5 bits ανά βραχίονα I/Q. Επιπρόσθετα, γίνεται χρήση της ώριμης τεχνολογίας CMOS ηλεκτρονικών που χαρακτηρίζεται από την ανάγκη για μικρή τάση οδήγησης στα ηλεκτρόδια του segmented modulator καθώς και τη χαμηλή κατανάλωση ενέργειας (power consumption). Η λειτουργία του ευέλικτου πομπού αξιολογήθηκε μέσω μιας σειράς προσομοιώσεων για την μετάδοση σημάτων έως και DP 32 QAM για ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 28 Gbaud και

32 Gbaud σε απόσταση που φτάνει τα 50 km που πραγματοποιήθηκαν ώστε να εξομοιωθούν οι συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ. Στο τελικό στάδιο της παρούσας διατριβής παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης του ευέλικτο οπτικό πομπό που περιλαμβάνουν καμπύλες, μετρήσεις BER και διαγράμματα οφθαλμών των multi-level σημάτων (σταθμών διαμορφωμένα τόσο κατά πλάτος με σχήματα διαμόρφωσης: NRZ, PAM-4, PAM-8 όσο και κατά φάση με σχήματα διαμόρφωσης: PSK και QPSK) που δημιουργούνται από τον ευέλικτο οπτικό πομπό με τους CMOS drivers τόσο της 1^{ης} αλλά και της 2^{ης} γενιάς.

Λέξεις Κλειδιά

Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα, Σύμφωνοι Οπτικοί Πομποί, Οπτικοί Διαμορφωτές, Διαμορφωτής Mach-Zehnder (MZM), Διαμορφωτής IQ (IQM), Διαμορφωτής Τμηματοποιημένου Ηλεκτροδίου (SEMZM), ευέλικτα οπτικά δίκτυα, πολυπλέκτης/απόπολυπλέκτης, πολυπλεξία πόλωσης, διαγράμματα οφθαλμού, οπτικά φίλτρα, δομές ολοκληρωμένες σε πυρίτιο, δομές δακτυλίων, οπτικός-DAC.

Extended Abstract

Today's society may well be seen as the "information society", which is characterized by the relentless need to serve higher-capacity telecommunication networks to meet users' needs to the fullest extent possible for the unimpeded use of broadband services (applications of social media , high definition television, online gaming, etc.). Until now, the demands of these applications for increasing use of the available bandwidth of networks are largely met by previous generation optical networks. Although the conventional techniques in the field of optical communications that concerned all the stages of generating and transmitting data streams used in Legacy optical networks had dominated the past years, the truth is that in the coming years they will not be able to cope the ever-growing bandwidth demand for the new broadband services of the modern era. Recent forecasts for broadband interconnectivity indicate that over the five-year period 2016-2021 the annual growth rate of global telecommunications traffic will be around 24% reaching a total of 3.3 Zettabytes in 2021.

The ever-increasing demand for as much bandwidth as possible is not the only factor triggering the need for a new era to emerge in the implementations of modern optical networks. An equally important factor is the dynamic and volatile profile of data traffic that characterizes modern telecommunication networks. The emergence of cloud computing, the exponential growth of mobile applications and the relentless demand for high-definition video services have instigated this massive explosion generating at the same time a more dynamic and volatile data traffic profile, rendering the past network deployments scarce and inadequate to satisfy the new capacity demand. In addition, the explosion observed in the increase in the number of mobile devices such as smart phones and tablets feeds yet another change in the Internet access way, once more the data traffic from these wireless devices that has an inherently dynamic profile prevails as to the commitment of network resources compared to wired communications devices.

Therefore, weighing all the above factors, Telecom providers are oriented towards introducing more and more dynamically the concept of flexibility in terms of the modulation schemes that an optical transceiver will handle and how it will be distributed the available bandwidth. The previous generation conventional grid networks so far tend to be abandoned by the trend which is widely adopted in high-capacity networks to require dynamic adaptation of the available bandwidth of networks to lead to flexible optical network (EON) implementations that will can be controlled remotely by software defined networking (SDN).

Within these research frameworks, the European research community, outlining the above-mentioned requirements and needs, and following modern trends that require flexible telecommunications networks, announces collaborative research projects. Through cooperative research programs, it is possible for organizations such as universities, research centers and companies to collaborate and interact by exchanging know-how in the field of their specialization in order to meet the needs of the content defined by the research community. This PhD dissertation was conducted in the framework of the European research program SPIRIT (Software-defined energy-efficient photonic transceivers introducing intelligence and dynamics in terabit super-channels for flexible optical networks), a partnership of specialized collaborators with a proven track record in the field of optical network architecture and applications , software-defined networking (SDN), design and evaluation of flexible optical systems, digital signal processing (DSP), photon integration and packaging. The SPIRIT team of partners was set up in such a way as to achieve a perfect balance between partners from the academic and industrial sectors. The consortium of the SPIRIT program consists of the Photonic Communications Laboratory of the National

Technical University of Athens, one of the leading universities in the field of optical signal processing and communication systems design (ICCS / NTUA), as well as two of the largest and most recognized European institutes (Fraunhofer-HHI) and the design of electronic systems and opto-electronic integration (IMEC). In addition, the SPIRIT team of partners includes a European silicon manufacturing institute (AMO), a specialist with long experience in photon integration and opto-packaging (TEO), one of the world's largest suppliers of telecommunication equipment and one of the largest providers of Telecommunication Networks in Southern Europe (OTE).

An essential and cornerstone of the SPIRIT program's objectives was the Photonics Communications Laboratory (PCRL) of the NTUA, which was the coordinator of the project, exploiting its long experience in coordinating corresponding major European programs. The PCRL's role was not limited only to the coordination of the project but also contributed decisively to the architecture of the proposed solution of the flexible optical transmitter with the capability of coherent transmission and data acquisition in cooperation with the other partners of the project. The proposed solution aimed at 50% reduction in both energy consumption and the cost of producing channel transmitters for 1 Tbit / s [5.22] as well as 85% reduction of the chip's footprint. In addition, PCRL has been actively involved in the design of the couplers (rings, couplers, waveguides, MZM) that formed the backbone of the silicon chip of the SPIRIT optical transmitter, parameter setting, simulation and final evaluation of opto-electronic elements such as drivers, segmented modulator and MUX / DEMUX to evaluate their performance and redesign them where necessary. Furthermore, a portfolio of digital signal processing algorithms (DSPs) has been developed at PCRL to evaluate the reception and demodulation of coherent signals. Finally, PCRL actively participated in the experimental evaluation of the flexible optical transmitter and the MUX / DEMUX prototype both in a laboratory environment and in an actual data transmission and reception environment (Ericsson Italia).

The diversity of partners in the SPIRIT consortium was deliberately chosen to reflect the multi-science of the individual milestones set as objectives of the program. HHI had an excellent collaboration with PCRL and IMEC to define specifications, design of individual optoelectronic elements, and finally build IQ SEMZM with a maximum resolution of 5 bits per I / Q arm that is the heart of the flexible optical transmitter [5.10]. In addition, HHI contributed substantially to the design of the drivers manufactured by IMEC, exploiting its long experience in CMOS electronics [5.17]. In addition, AMO is a company that offered its integration expertise on an SOI board of silicon structures that will act as thermoregulatory filters of variable spectral content and wavelength filters. The packaging of the flexible optical transmitter, which includes all opto-electronic interconnections, optoelectronic board development, thermal simulations for the individual elements as well as fiber placement will be taken over by TEO. In addition, TEI - Ericsson provided its facilities and equipment for conducting experiments to transmit DWDM information under real 40 Gb / s conditions and actively participated in the determination of the scenarios assessed. Finally, OTE, with its long course as one of the leading telecommunication providers, participated in the determination of the parameters to be evaluated regarding the scenarios that were implemented both for the assessment of the prototypes in a laboratory environment and in a field environment.

Within the framework of cooperation between SPIRIT partners, the PhD thesis was divided into two parts, namely the experimental evaluation of the MUX / DEMUX with the capability of flexible adaptation of its spectral content as well as the characterization of the innovative

IQ SEMZM capable of creating multi-level signals formed both in width and phase without the presence of an external DAC.

In the first part of this dissertation there is presented an innovative multiplexer /de-multiplexer on a silicon platform (SOI) for flexible mesh applications, which will play a decisive role in the implementation of the flexible transmitter. The entire step chain began with the design and simulations of the flexible filtering elements based on 2nd order MRs (micro-racetracks) with built-in MZI between the two micro-ring cavities and the subsequent experimental evaluation of the performance of these elements. This experimental evaluation was initially carried out in an array of flexible filtering elements in chip scale, reaching the crown of this dissertation, which was the experimental characterization of the packaged MUX / DEMUX. Each sub-MR of the 2nd order micro-racetrack structure can be thermally tuned and thus its wavelength resonance can be individually controlled. Moreover, the design of the filtering element as is already mentioned incorporates a symmetric Mach-Zehnder Interferometer between the two sub-MRs that serves as a variable splitting ratio optical coupler. The MZI is equipped with thermo-optical phase shifters in each branch, allowing the regulation of the power coupled between the two resonant cavities and thus making the bandwidth reconfigurability of the structure feasible. More specifically, the capability of the flexible filtering elements to dynamically alter both their bandwidth and their real-time resonant wavelength using a micro-heater has been evaluated to make them suitable for use in flexible mesh network applications [4.4] (necessary variation between 12.5 GHz and 35 GHz).

The characterization process of the packaged MUX/DEMUX followed a step-wise approach in order to obtain a comprehensive view on its operation **Error! Reference source not found.**. Initially, the performance of a single filtering element was investigated with respect to the Free Spectral Range (FSR), the resonant wavelength tunability and the achievable bandwidth. So as to perform those measurements the single filtering element was biased at the minimum bandwidth point (12.5 GHz) by injecting 2.3 mA in the micro-heaters of both the upper MZI arm and the lower sub-MR respectively. The FSR of the filtering structure was found to be 375 GHz, whereas, as shown in Fig. 1(a), full FSR resonance tuning was achieved by increasing the current injected in the heater of the lower sub-MR up to 3.2 mA while injecting 2.5 mA in the heater of the upper sub-MR. Table I summarizes the voltage/current pairs for the full FSR resonance tuning and the intermediate tuning steps. The power consumption needed for biasing the device was 58.3 mW while the full FSR resonance tuning raised the overall consumption by 64 mW.

TABLE I
WAVELENGTH RESONANCE TUNING AND VOLTAGE/CURRENT PAIRS

Resonance Tuning (GHz)	L-MR Voltage (V) - Current (mA)	U-MR Voltage (V) - Current (mA)
0	12.73 V - 2.3 mA	0 V - 0 mA
125	15.83 V - 2.4 mA	6 V - 1.5 mA
250	18.11 V - 2.9 mA	8.82 V - 2 mA
375	19.94 V - 3.2 mA	11.79 V - 2.5 mA

Subsequently, the single filtering element was reverted to the biasing point and the bandwidth tunability was investigated. To this end, the current injected in the upper MZI

heater was varied from 2.3 mA down to 2 mA, achieving 12.5 GHz to 35 GHz bandwidth tuning, as depicted in Fig. 1(b). The spectral ripple that appeared due the bandwidth tuning **Error! Reference source not found.**, was less than 4 dB whereas the excess losses were in the order of 2.9 dB, in the worst case. Further bandwidth widening was feasible, at the expense of deeper ripples in the spectral shape.

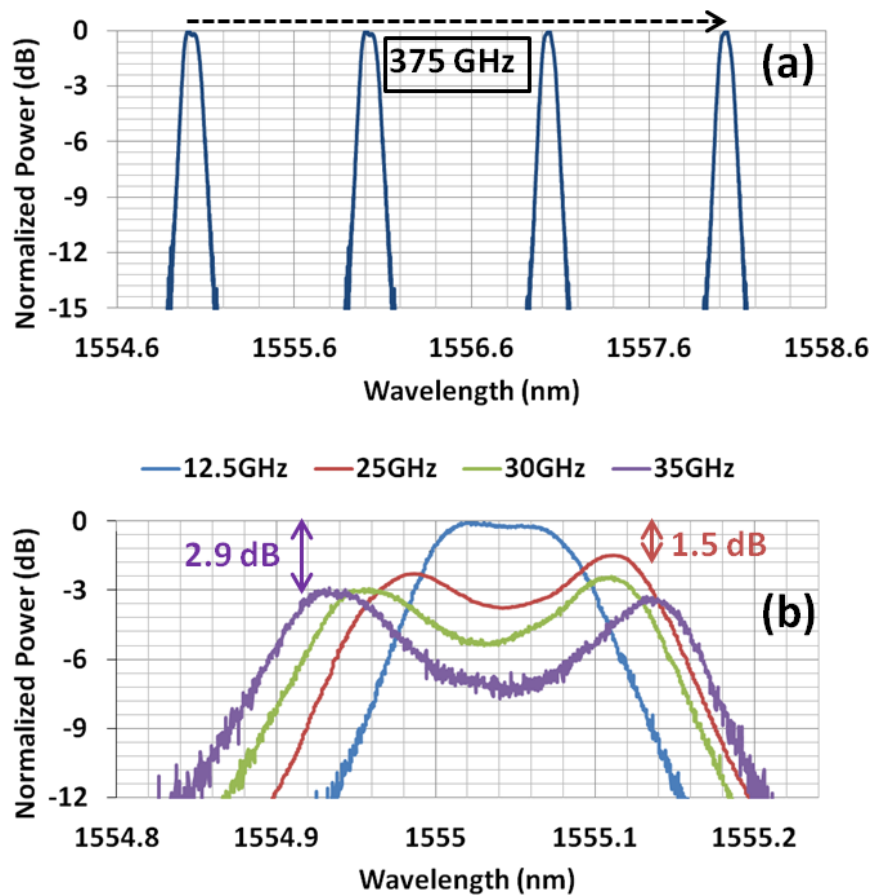


Figure 1: (a) Wavelength resonance (b) bandwidth tuning of the single filtering element

Table II outlines the voltage/current pairs required for the aforementioned bandwidth tuning, including the intermediate tuning steps. As it can be seen, increasing the bandwidth to 35 GHz requires 7.1 mW less power consumption compared to the biasing point.

3dB Bandwidth (GHz)	U-MZI Voltage (V) - Current (mA)	L-MR Voltage (V) - Current (mA)
12.5	12.62V - 2.3mA	12.73 V - 2.3 mA
25	12.06 V - 2.2 mA	12.73 V - 2.3 mA
30	11.51 V - 2.1 mA	12.73 V - 2.3 mA
35	10.96 V - 2mA	12.73 V - 2.3 mA

Following the same procedure as above, dual channel operation was investigated simultaneously in order to examine the effect of interference between the two channels. The first filtering element was set at a minimum 3dB bandwidth value (12.5 GHz), whereas the other one was tuned both in bandwidth and in wavelength. The channel spacing was controlled properly in order to comply with the ITU recommendations. Figure 2 depicts the transfer functions of both channels for 37.5, 50 and 100 GHz spacing between them. The minimum 3dB bandwidth achieved for the second channel was 15 GHz and the maximum 35 GHz with a reasonable deep of less than 3dB.

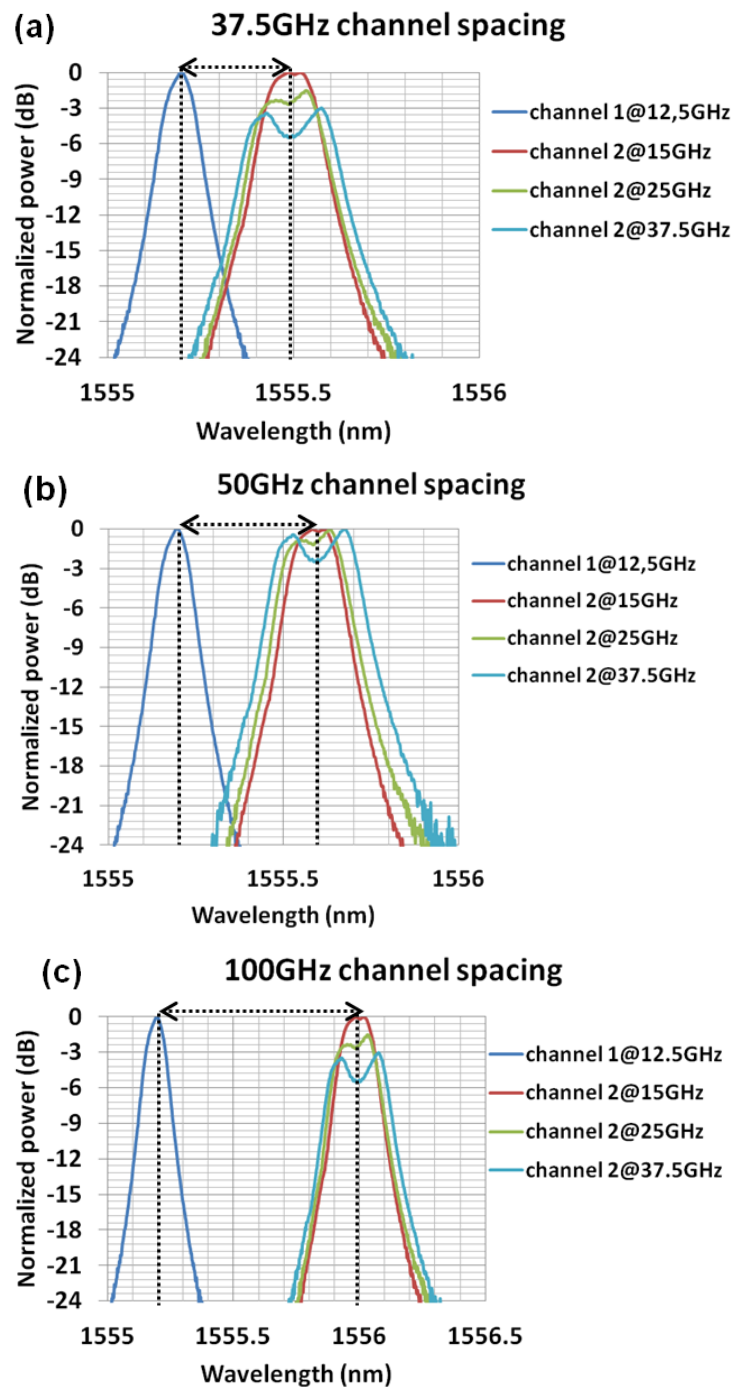


Figure 2: Bandwidth evolution of the second filtering element with fixed first channel bandwidth (12.5GHz) and spacing of (a) 37.5GHz, (b) 50GHz and (c) 100GHz

The spectral behavior of the MUX/DEMUX was also assessed during the simultaneous operation of three channels as it is shown in Figure 3. The 3-dB bandwidth of the first and second channel was set at 12.5 GHz and 15 GHz respectively whereas the spacing between them remained constant at 37.5 GHz. The 3 dB bandwidth of the third filtering element was set at 37.5 GHz and was tuned in wavelength and more specifically at 37.5, 50 and 100 GHz spacing from channel 2.

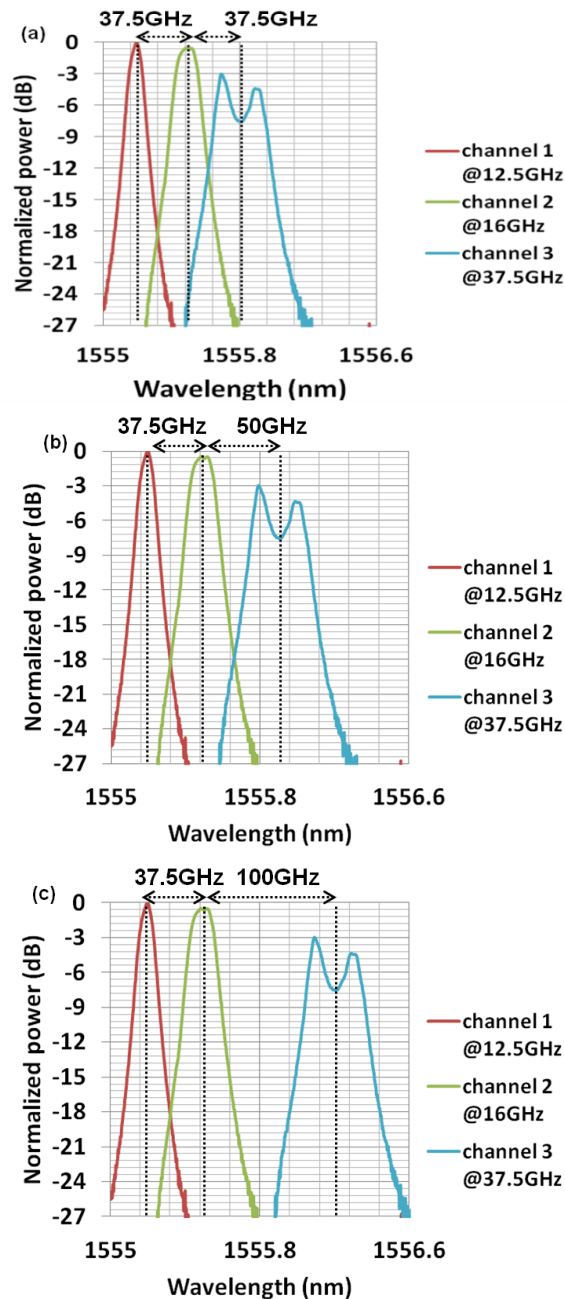


Figure 3: Spectral response of the third filtering element with (a) 37.5GHz, (b) 50GHz and (c) 100GHz spacing from the second channel

In addition, it is presented a thorough experimental evaluation of the performance of the packaged 16x1 MUX / DEMUX prototype that is compliant with flexible-grid compliant standards and was carried out at PCRL facilities. The experimental characterization of the

prototype was multifaceted by evaluating its operation in 2x1 MUX, 1x2 DEMUX and PolMUX scenarios under realistic information transmission conditions.

More specifically, optical carriers modulated by data streams of different modulation formats and symbol rates were launched into the device at ITU wavelengths while the filtering elements of the (DE)MUX device were properly configured so as to generate the desirable Flex-Grid WDM signal. Figure 4 shows the experimental setup employed for the evaluation of the MUX operation. Due to limited equipment availability, only the two input channels of the MUX were used during the experiment. Since, however, all the channels follow the same design and principle of operation, full 16x1 MUX operation of the device should be readily feasible.

Two Distributed-Feedback (DFB) lasers were modulated by a single drive MZM and an IQ MZM generating the 10 Gb/s NRZ and 24 Gbaud QPSK optical streams, respectively. The DFB laser corresponding to the NRZ data stream was set at 1555.630 nm, whereas the emission wavelength of the QPSK data stream was on-the-fly tuned (with respect to the NRZ wavelength) following the ITU Flex-Grid specifications. The generated data streams were launched simultaneously into the respective input channels of the MUX prototype. In the evaluation stage the MUX output was amplified in an Erbium-Doped Fiber Amplifier (EDFA) while a polarization diversity coherent receiver was employed for intradyne reception of the output signal. The receiver's photocurrents were captured by a Digital Real Time Oscilloscope (33 GHz analog bandwidth, 80 GSa/s sampling rate) for offline processing.

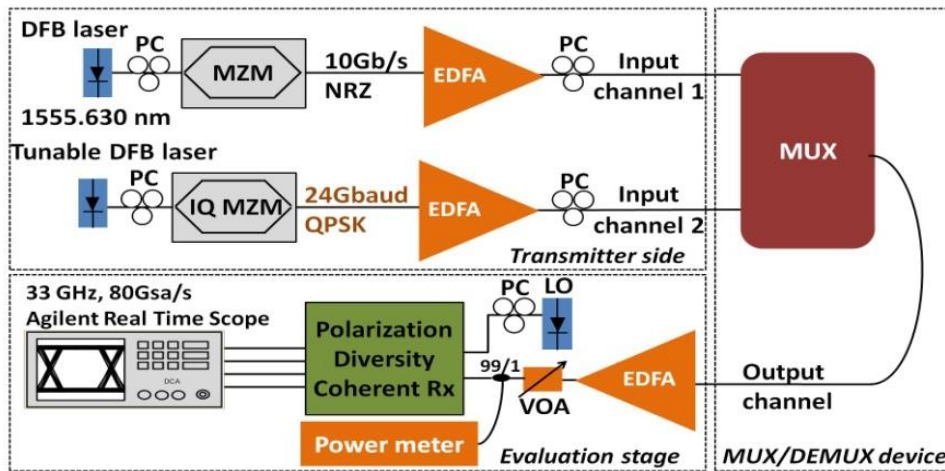


Figure 4: Experimental setup for the evaluation of the MUX operation

Figure 5 illustrates the optical spectra obtained at the input and the output of the MUX device for dual channel operation. The dotted lines represent the 10 Gb/s and 24 Gbaud QPSK signals respectively, at the input of the packaged 16x1 (DE)MUX device, whereas the solid black lines depict the multiplexed signals at the output of the device. The spacing between the two signals was varied from 37.5 GHz to 100 GHz, as shown in Fig. 5(a) to 5(c), so as to comply with the ITU Flex-Grid recommendations.

As it can be seen, the MUX operation clearly reduces the crosstalk between the two adjacent channels due to the filtering taking place inside the (DE)MUX device. More specifically, for 37.5 GHz spacing the crosstalk between the two signals appears at power levels equal to -30 dBm, while, for 50 GHz spacing it is reduced down to -44 dBm.

Furthermore, in the case of 100 GHz channel spacing, the crosstalk lies below the sensitivity of the OSA and it could not be observed.

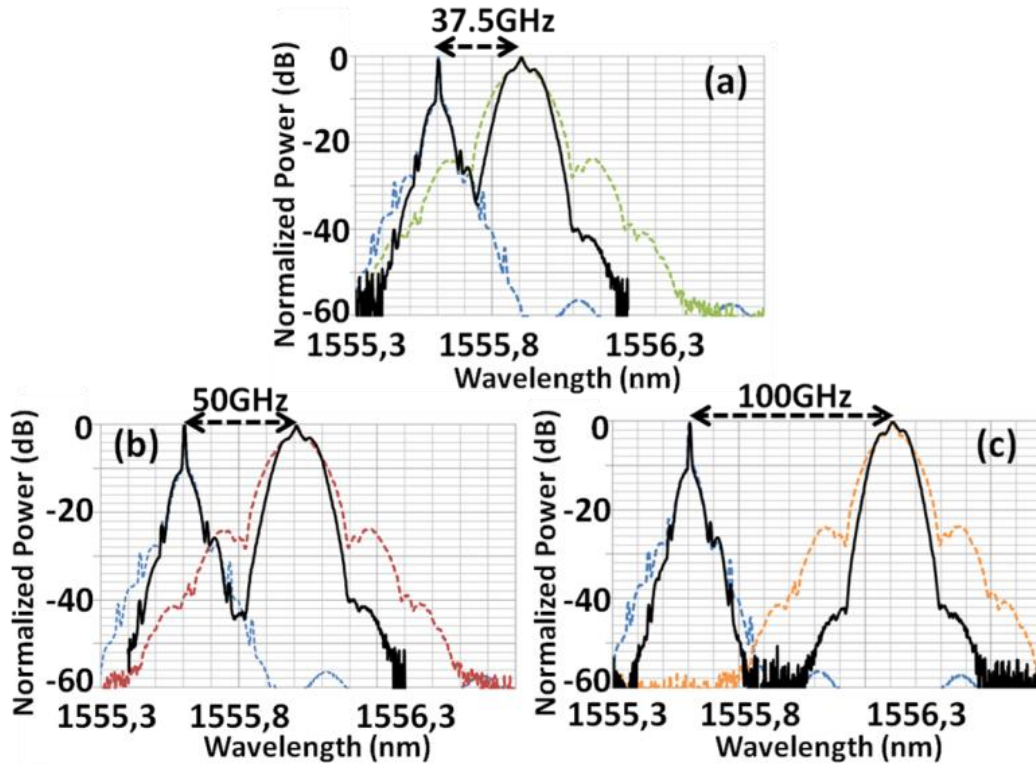


Figure 5: Spectral shape of the combined (solid line) 10 Gb/s NRZ and 24 Gbaud QPSK signals (dotted line) after the MUX operation for (a) 37.5 GHz, (b) 50 GHz and (c) 100 GHz spacing

Moreover, the de-multiplexing functionality of the packaged MUX/DEMUX is examined by interchanging the prototype's input and output ports. A Flex-Grid WDM signal was inserted into the device and the quality of the demultiplexed signals was evaluated.

Figure 6 presents the experimental setup for the evaluation of the DEMUX operation. Following the same rationale with the MUX operation, two DFB lasers provided the optical carriers that were modulated by the two Mach-Zehnder modulators generating two 10 Gb/s NRZ optical data streams. The center wavelength of the first NRZ data stream was set at 1555.63 nm, while the emission wavelength of the second NRZ data stream was varied, according to the ITU recommendations, enabling several spacing scenarios. The generated NRZ data streams were filtered by means of two optical bandpass filters (OBPF) and were multiplexed into a 2-channel WDM signal that was, thereafter, launched into the device. In the evaluation stage the DEMUX output channels were amplified in an EDFA whereas a polarization diversity coherent receiver was used for intradyne reception of the output signals. The receiver's photocurrents were acquired with the Real Time Oscilloscope for offline processing, as described in the previous section.

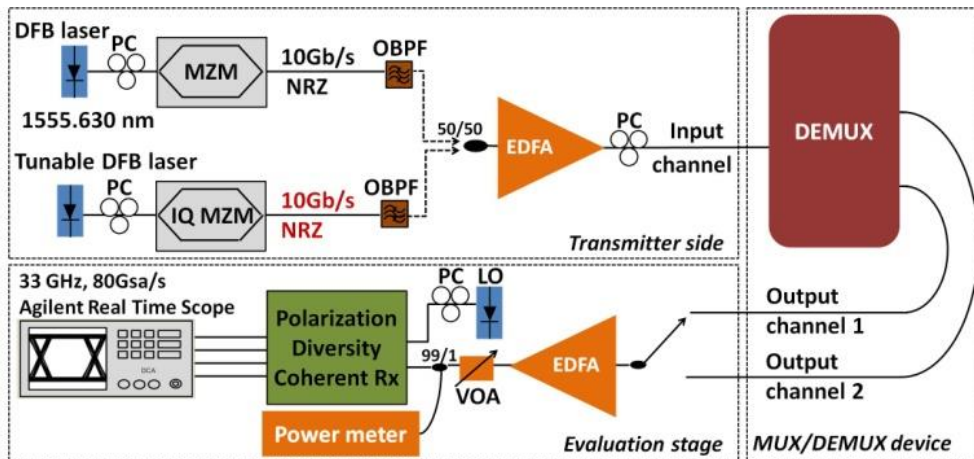


Figure 6: Experimental setup for the evaluation of the DEMUX operation

Figure 7 presents the optical spectra obtained at the output of the DEMUX device for channel spacing ranging from 25 GHz to 50 GHz. For all three channel spacing scenarios the DEMUX exhibited adequate performance in terms of channel selectivity. As it can be observed in Fig. 13, wider channel spacing leads to more efficient channel suppression. More specifically, shifting from 25 GHz to 50 GHz results in adjacent channel suppression that varies from 25 to 34 dB for channel 1 and 27 to 36 dB for channel 2 respectively. The marginally worse performance of channel 2 is attributed to the slightly different characteristics of the two adjacent tunable filtering elements.

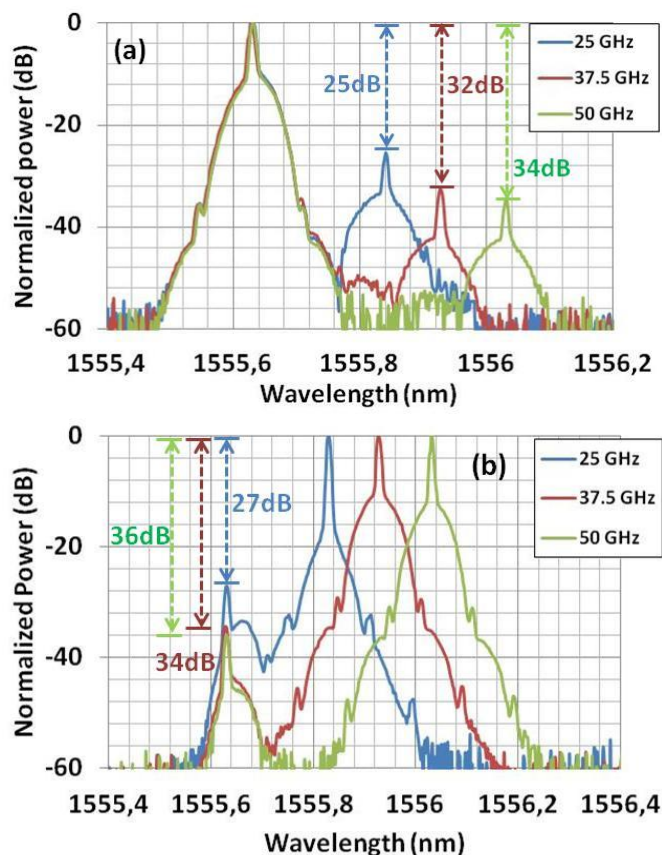


Figure 7: Spectral shape of (a) the first and (b) second 10 Gbit/s NRZ signal after DEMUX operation for 25 GHz, 37.5 GHz and 50 GHz channel spacing

Moreover, in addition to the multiplexing-demultiplexing functionalities, worth mentioning is the capability of achieving polarization multiplexing on chip by presenting experimental results of intradyne reception of a 24 Gbaud QPSK polarization multiplexed signal with a polarization diversity coherent receiver [3.25]. Figure 8 illustrates the experimental setup that was employed. A DFB laser emitting at 1555.230 nm was modulated with an IQ MZM, generating a 24 Gbaud QPSK signal. The QPSK signal was then evenly split and delayed by means of standard single mode fiber (SMF) in order to de-correlate the two QPSK data streams before entering the respective input channels of the two 8x1 MUX arrays. Two polarization controllers (PC) were employed in each input branch of the two aforementioned MUX arrays ensuring TE polarization (as required by the 1D grating couplers). The dual polarization (DP) output signal was received with intradyne detection employing a polarization diversity coherent receiver and was, thereafter, demultiplexed with a 31-tap CMA 2x2 MIMO equalizer in offline digital signal processing.

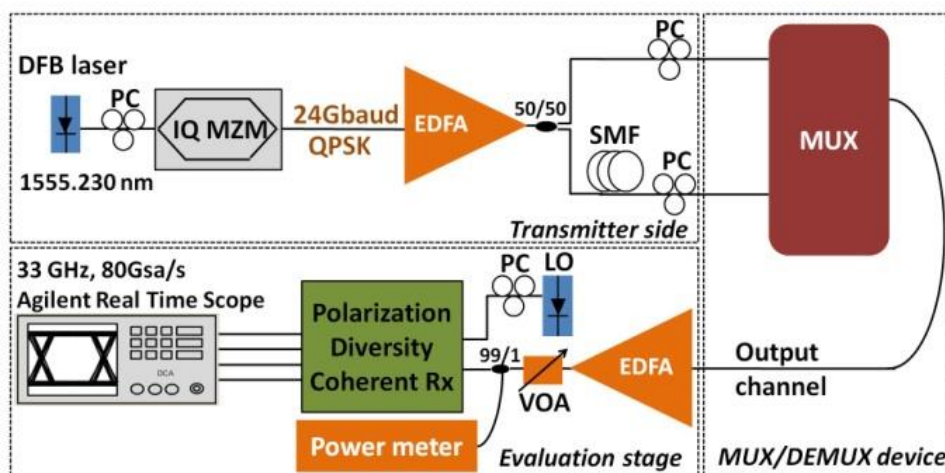


Figure 8: Experimental setup for the evaluation of the polarization multiplexing operation

The quality of the 24 Gbaud DP-QPSK signal at the output of the device was evaluated by performing BER measurements on both single polarization tributaries, as shown in Figure 9 (a). The dashed lines correspond to the back-to-back, while the solid lines depict the BER values obtained at the output of the device. Furthermore, the circles represent the X-polarized and the triangles the Y-polarized data streams, respectively. As it can be seen, the Pol-MUX performance of the device lies well below the FEC limit, for power levels higher than -12 dBm, whereas reasonable power penalty values were observed for both the X- and Y-polarized tributaries when compared to the back-to-back signals (less than 3 dB and 5 dB respectively, at the FEC limit). A 2.5 dB power penalty discrepancy between the two polarization states was obtained owing to the intrinsic Polarization Dependent Losses (PDL) of the device. The respective constellation diagrams at the output of the MUX are depicted in Figure 9(b) for a received power level of 3 dBm.

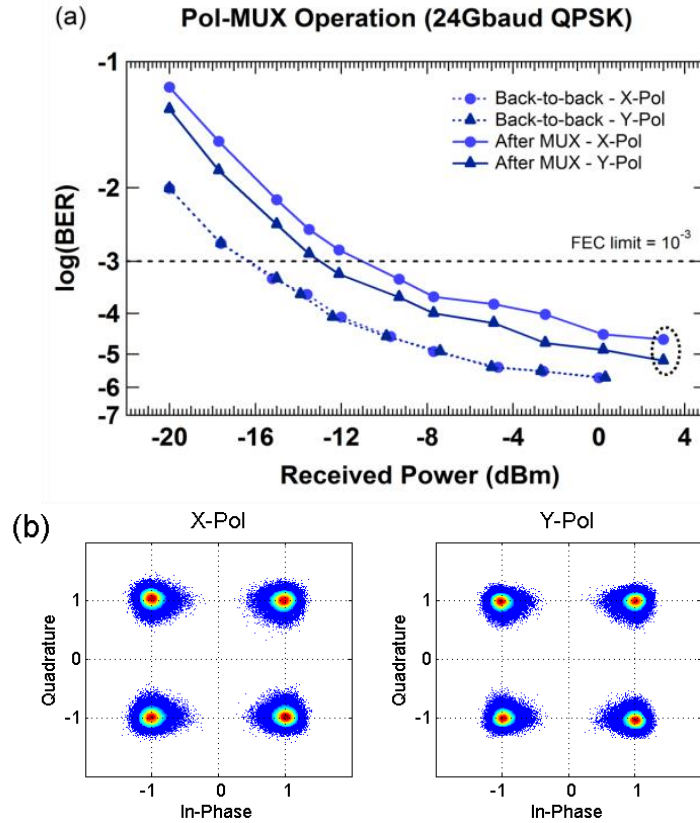


Figure 9: (a) BER measurements of the two 24 Gbaud QPSK signals before (back-to-back) and after Pol-Mux operation and (b) constellation diagrams of the Pol-Mux QPSK, X-Pol (left), Y-Pol (right) for 3 dBm received power

The design and manufacture of MUX / DEMUX was one of the first innovative implementations for creating and managing super-channels of data traffic in flexible mesh networks. In the literature, hitherto attempts for multi-channel / multi-channel multi-channel transceivers [3.37] either do not show a flexible adaptation of channel spacing or are based on free-space optical systems with MEMS and LCOs [3.6-3.9] requiring high energy consumption and a large footprint. Conversely, the implementation of the MUX / DEMUX presented in this PhD thesis using the 2nd order MRs (micro-racetracks) with built-in MZI are able to provide a small footprint, a silicon platform construction and offer possibilities for dynamic change of their spectral characteristics, making MUX / DEMUX as the most suitable candidate for the Next Generation flexible network implementations.

In the second part of this PhD dissertation, a thorough analysis of the function and characteristics of an IQ InP segmented modulator has been completed on a silicon platform together with a low energy demand electronic CMOS technology driver. The IQ segmented modulator is the backbone of the flexible optical transmitter performing an innovative feature of this optical-DAC. In the majority of cases, IQ modulators capable of generating QAM signals are combined with high-speed DACs and the use of digital signal processing algorithms (DSPs), which contributes to both the overall size of the transmitter and its energy consumption, making them inefficient for applications where the aforementioned parameters are considered critical [5.19-5.20]. Increased voltage requirements for integrated circuits (ICs) contribute significantly to increasing the energy consumption of today's transceivers, with this figure expected to rise above 50% in the next generation [5.21] [5.18]. Therefore, there is a clear need to reduce total energy consumption and the concomitant use of DACs. The IQ SEMZM modulator presented in the thesis has adopted an innovative design model using an

array of low energy consumption drivers that, with appropriate fittings, lead to reduced driving voltage (V_p) requirements. Additionally, the proposed structure of the conformational optical transmitter does not use a digital to analogue (DAC) electrical converter, thus performing the operation of a 5-bit optical-DAC per I / Q arm. Additionally, mature CMOS electronics technology is used, characterized by the need for low drive voltage on the electrodes of the segmented modulator as well as low power consumption. In the final part of this dissertation are presented the results of the experimental evaluation of the flexible optical transmitter including BER measurements and eye diagram of the multi-level signals (modulated both in amplitude and in phase) generated by the flexible optical transmitter with CMOS drivers of both 1st and 2nd generation. System performance evaluation of the SPIRIT's single transmitter was carried out in a testbed developed by ICCS/NTUA in collaboration with researchers from HHI and IMEC.

The experimental evaluation of the SPIRIT's single transmitter based on InP segmented MZI modulator and 2nd generation CMOS drivers is thoroughly described. Figure 10(a) illustrates the optical input/output ports and the RF electrical connections of the IQ SEMZM. The single transmitter has been assembled following a chip on board approach, in which a PCB is used to interface the drivers with external RF connections.

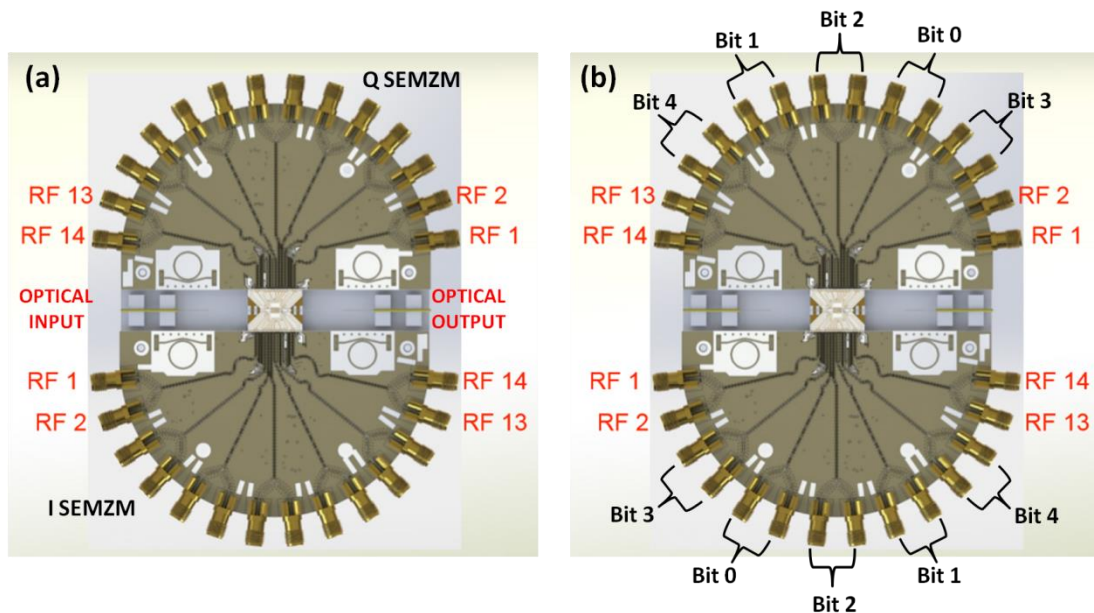


Figure 10: (a) Optical input/output ports and the RF electrical connections, (b) Bit allocation on the PCB for both I and Q SEMZM

The module is consisted of two segmented modulators, in an IQ configuration. As it can be observed from **Error! Reference source not found.** both I and Q modulators consist of 10 segments driven by 5 independent differential binary RF signals. Figure 11(a) shows the connection topology between the segments' electrodes and the binary drivers of the IQ SEMZM. Binary drivers (which were designed by IMEC) are responsible to control the contribution of each RF input to the modulators' segments. Each RF input controls different number of segments, with Bit4 serving as the most significant bit (MSB) driving 4 out of 10 segments in each IQ arm. It should be mentioned that two types of segments are distinguished with respect to their length (long and short segments). In Figure 11(b) the final assembly of the single transmitter based on 2nd generation drivers is depicted.

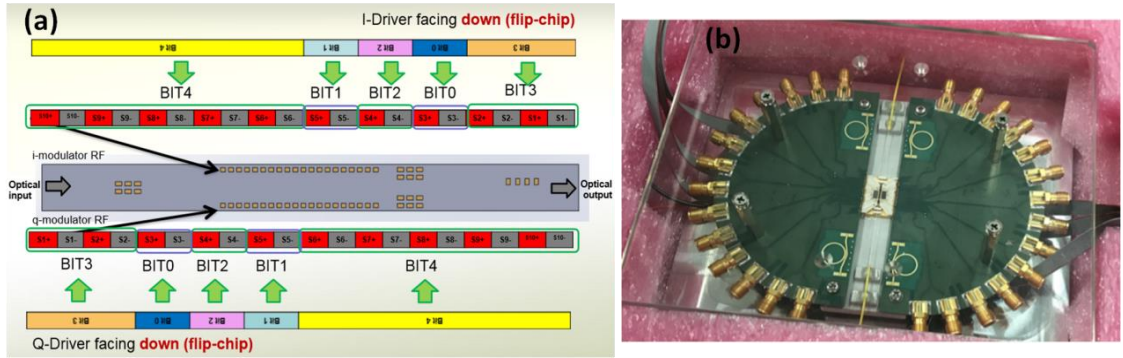


Figure 11: (a) Connections mapping of the IQ Segmented Modulator with the 2nd generation drivers assembly (b) Final assembly of the single transmitter based on 2nd generation drivers

The performance of the SPIRIT's single transmitter was evaluated both in single and dual bit operation. First, each bit of the module was driven independently to verify the proper operation of the device's inputs (single-bit operation). The evaluation was performed by optical eye diagrams acquired by an Equivalent Time Scope. For the MSB (Bit4) of the I and Q SEMZM, BER measurements were also obtained to assess its performance.

Figure 12 presents the experimental setup that was employed for the evaluation of the single transmitter's performance with one bit driven in each test. Eye diagrams in each case were captured by an equivalent time Oscilloscope (70 GHz). Moreover, for the MSB of I and Q SEMZM BER measurements were obtained to assess the performance of a 14G NRZ signal.

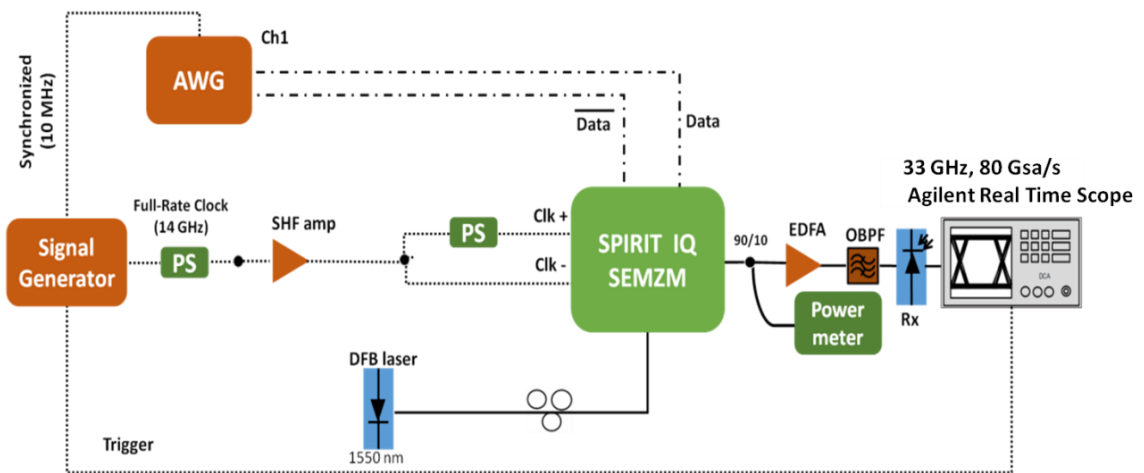


Figure 12: Experimental setup for the single bit evaluation of the SPIRIT's single transmitter

The differential output (**channel 1**) of an 8-bit, 65 GSa/s Keysight Arbitrary Waveform Generator (AWG) with a repeating pattern length of 2^9-1 symbols generated an 14 Gb/s NRZ electrical signals (Figure 13) of 500 mVpp, in order to feed the differential input ports of each input of the I or Q SEMZM.

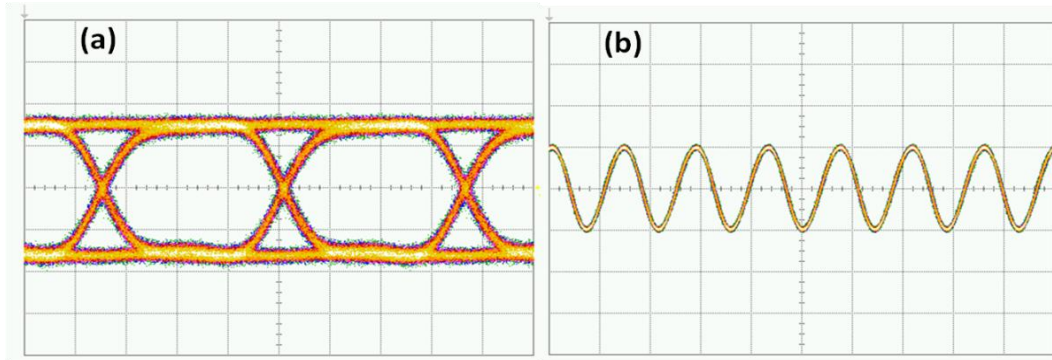


Figure 13: (a) 14Gb/s NRZ electrical data stream (b) Clock signal

A 20-GHz HP signal generator phase locked to the AWG provided the full rate clock reference at 14 GHz for the CMOS drivers which is shown in Figure 13(b). A broadband SHF amplifier was used to adjust the input power levels of the clock signals at 1.2 V_{pp} before entering the RF circuitry of the device. Two electrical phase shifters were employed in our experimental setup to ensure the precise synchronization between the clock signals and the binary data streams in the respective RF input ports of the I or Q segmented modulators. More particularly, the first electrical phase shifter ensures the synchronization of the two differential clock inputs (**CLK+**, **CLK-**) before entering to each segmented modulator, whereas the second achieves to fully synchronize the aforementioned differential clocks with the binary data tributaries. A Distributed-Feedback (DFB) laser emitting 14.5 dBm at 1550 nm provided the optical carrier for the I and Q SEMZMs.

At the receiver side, the output NRZ optical signal from the I or Q SEMZM was amplified by an Erbium Doped Fiber Amplifier and then launched into an off-the-shelf 50 Gb/s PIN-photodiode with 0.65 A/W responsivity. A variable optical attenuator (VOA) was used to adjust the incident optical power at the photodiode's input in order to facilitate the BER measurements as a function of received signal power. The photocurrent was captured by a digital Real-Time oscilloscope with 33 GHz analog bandwidth and 80 GSa/s sampling rate for subsequent offline processing and BER assessment.

Figure 14 depicts the indicative eye diagrams at 14 Gb/s, acquired with an Equivalent-Time oscilloscope, corresponding to the output optical signal of Bit 4, Bit 3 and Bit 2 of the Q SEMZM. From the eye diagrams, we can deduce that the Bit4 and Bit2 are operational (clear eye openings) whilst Bit3 has a severely degraded performance.

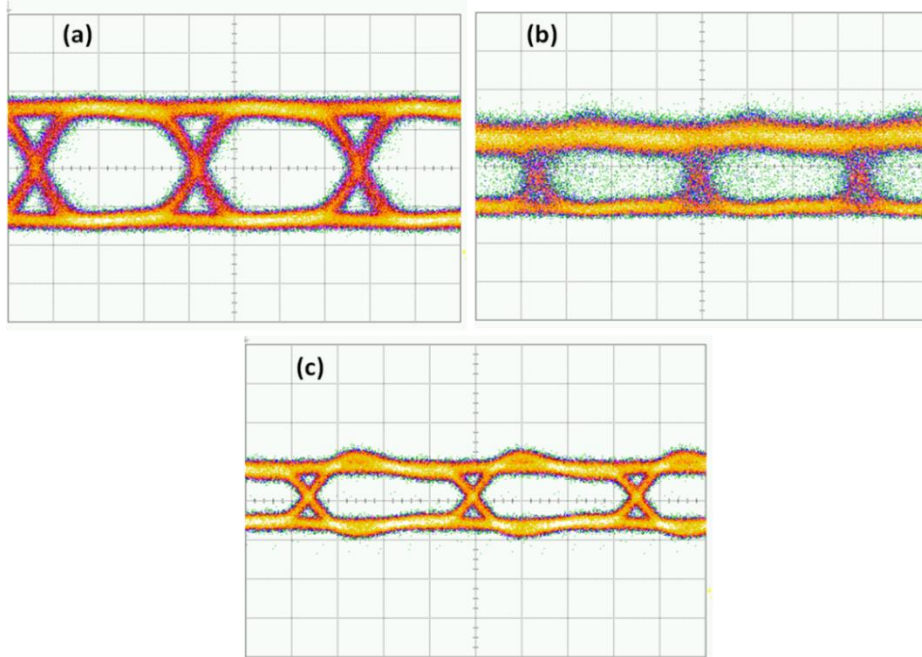


Figure 14: Eye diagrams at 14 Gb/s corresponding to the output optical signal of (a) Bit4, (b) Bit3 and (c) Bit2 of the Q SEMZM

Following the same rationale, Figure 15 presents in turn the corresponding eye diagrams at 14 Gb/s, of the output optical signal of Bit4, Bit3 and Bit2 for the I SEMZM. It is obvious that Bit4 is fully operational as in case of Q SEMZM, whereas the eye diagram of Bit2 exhibited worse performance compared to the respective of the Q SEMZM. Same as before Bit3 seems to have degraded performance. It should be mentioned that both in case of the I and Q SEMZM Bit1 and Bit0 had low output swing power in order to be evaluated independently as a result their operation was verified during the dual-bit operation.

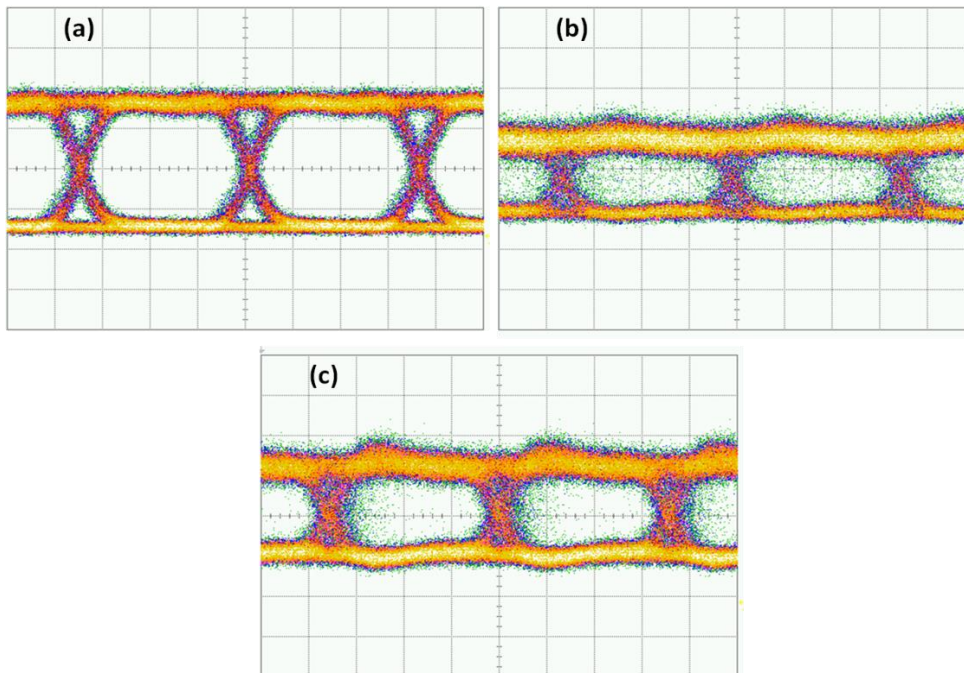


Figure 15: Eye diagrams at 14 Gb/s corresponding to the output optical signal of (a) Bit4, (b) Bit3 and (c) Bit2 of the I SEMZM

As a next step, each SEMZM was driven with 2 RF signals (dual-bit operation) to further evaluate the performance of the device, where the MSB was combined each time with one of the other RF inputs. These measurements facilitated, on one hand, the performance characterization of the least significant bits (Bit1, Bit0) as the results in single-bit operation did not lead to straightforward verification of their operation. On the other hand, the capability of each modulator to generate multilevel signals (PAM-4) was also verified with BER measurements and respective eye diagrams.

Figure 16 presents an upgraded experimental setup that was employed in order to further evaluate the performance of the SPIRIT's single transmitter by driving 2 bits of the I or Q SEMZM simultaneously. Following the same rationale as in single bit evaluation, the two differential outputs of the AWG (**channel 1** and **channel 2**) with the same pattern length (2^9-1) generated two differential 14 Gb/s NRZ electrical signals of 500 mV peak-to-peak, in order to feed 2bits of the I or Q SEMZM. The same 20 GHz HP signal generator was used to provide the full rate clock reference at 14 GHz for the segmented modulators. A DFB laser emitting 14.5 dBm at 1550 nm provided the optical carrier for the I and Q SEMZMs as in previous case of the module's single bit evaluation.

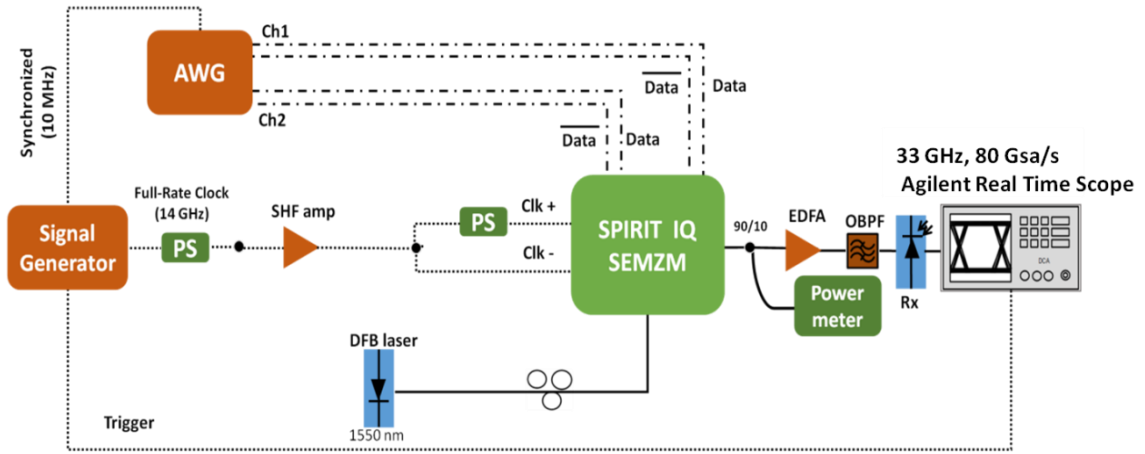


Figure 16: Experimental setup for the dual bit evaluation of the SPIRIT's single transmitter

As a first step the operation of the two least significant bits of both SEMZMs was verified (Bit1 and Bit0). Figure 17 (Q-SEMZM) and Figure 18 (I-SEMZM) depict the optical eye diagrams at the modulator for the case where both Bit4 and Bit1 (or Bit 0) is driven. We observe that a small increase of the output power when one of the two LSBs is driving segments of the modulator at the same time with the MSB leading to the remark that the two LSBs of both SEMZMs are operational.

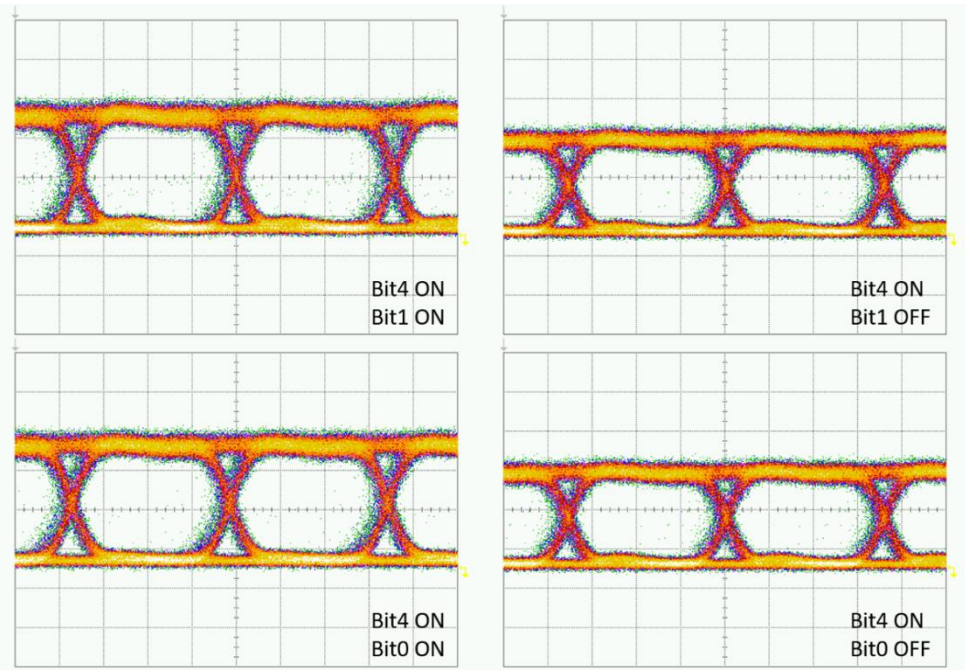


Figure 17: Eye diagrams at 14 Gb/s corresponding to the output optical signal of combined Bit4-Bit1 (upper diagram) and Bit4-Bit0 (lower diagram) of Q modulator

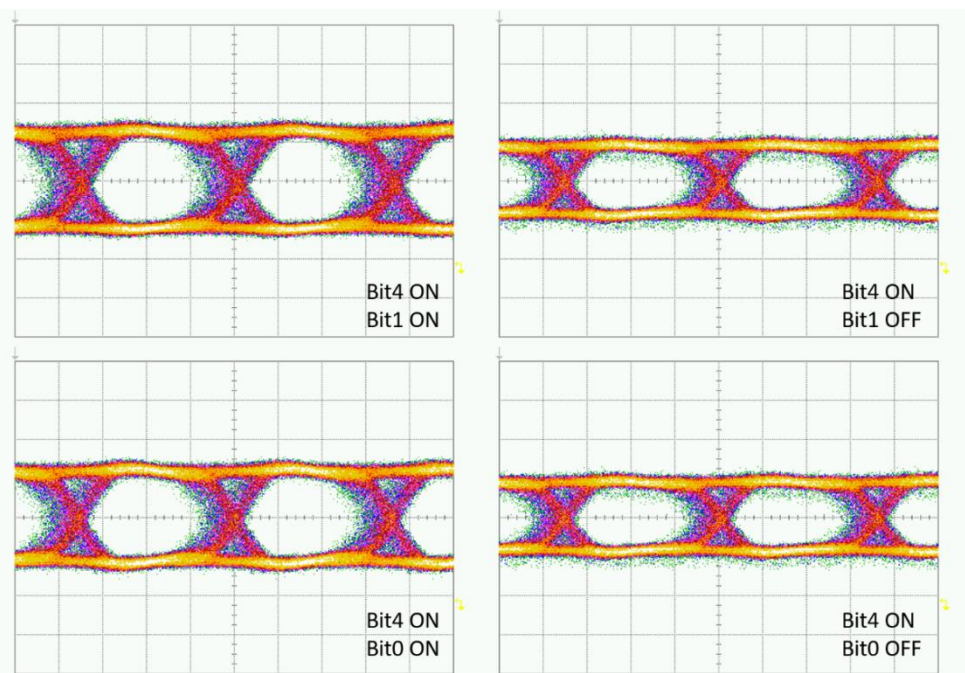


Figure 18: Eye diagrams at 14 Gb/s corresponding to the output optical signal of combined Bit4-Bit1 (upper diagram) and Bit4-Bit0 (lower diagram) of I modulator

The dual bit operation concept was also facilitated the performance evaluation of the device with multilevel intensity modulated signals. A PAM-4 signal was generated on both SEMZMs by driving Bit4 and Bit2 as the LSB of the 4 with 2 different binary streams. Since Bit3 in both I and Q SEMZMs exhibited poor performance in the single bit evaluation, it was not used for the optical PAM-4 generation.

At the receiver side, the generated PAM-4 optical signal from the segmented modulators was amplified by the same Erbium Doped Fiber Amplifier and then fed into the 50 Gb/s PIN-photodiode as previously. The variable optical attenuator (VOA) was used to facilitate the BER measurements as a function of received signal power. The photocurrent was captured by the same digital Real-Time oscilloscope for subsequent offline processing to assess the obtained BER measurements.

Figure 19 illustrates the obtained eye diagrams at 14 Gb/s, acquired with the Equivalent-time oscilloscope, corresponding to the PAM-4 optical signal generated by electrically driving Bit4 and Bit2 of the Q SEMZM. As is already mentioned Bit4 and Bit2 are comprised of five and one segment respectively. To fully evaluate the performance of the I and Q SEMZMs different combinations of the segments of Bit4 and Bit2 were used. More particularly, Figure 19(a) illustrates the obtained PAM-4 eye diagram when all segments of both Bit4 and Bit2 were switched on. An amelioration of the received PAM-4 optical signal was achieved by switched off one long segment of Bit4 (Figure 19(b)). However, a degradation in the received signal was observed by switched off in turn a short segment of Bit4 (Figure 19(c)). In all the aforementioned cases, the one segment of Bit2 was switched on in order to contribute to the generation of the optical PAM-4 signal.

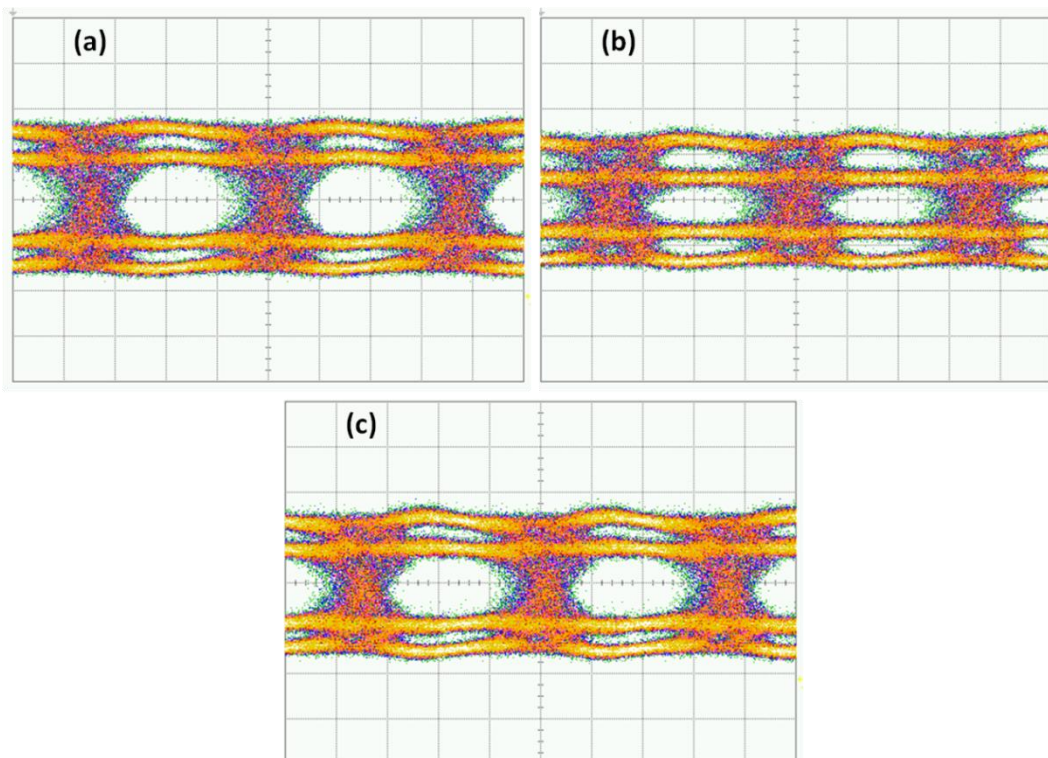


Figure 19: Eye diagrams of 14 Gb/s PAM-4 optical signal with (a) all segments of Bit4 and Bit2 switched on, (b) one long segment of Bit4 switched off and (c) one short segment of Bit4 switched off

Following the same rationale, **Error! Reference source not found.** shows the obtained PAM-4 optical eye diagrams at 14 Gb/s generated by electrically driving Bit4 and Bit2 of the I SEMZM. The exact same procedure was followed as in case of the dual bit evaluation of the Q SEMZM. Figure 20(a) illustrates the obtained PAM-4 eye diagram when all segments of both Bit4 and Bit2 were switched on. Moreover, Figure 20(b) and (d) depicts the received PAM-4 optical signals by switched off one long segment and two segments with different length (long and short) respectively. Finally, a PAM-4 optical signal with balanced eye diagram openings was obtained by switched off two long segment of Bit4 (Figure 20(c)). In all the aforementioned cases, the one segment of Bit2 was switched on in order to contribute to the generation of the optical PAM-4 signal.

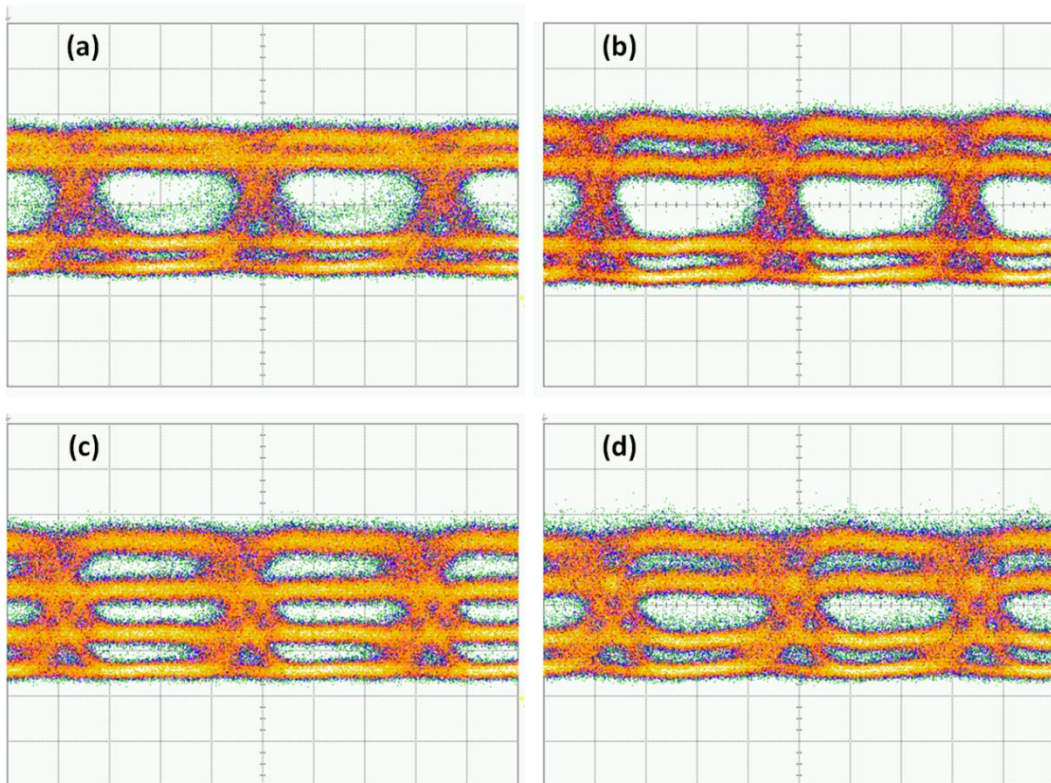


Figure 20: Eye diagrams of 14 Gb/s PAM-4 optical signal with (a) all segments of Bit4 and Bit2 switched on, (b) one long segment of Bit4 switched off, (c) two long segments of Bit4 switched off and (d) one short and one long segment of Bit4 switched off

Περιεχόμενα

Κατάλογος Εικόνων.....	34
Κατάλογος Πινάκων	42
Περίληψη	6
Extended Abstract.....	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	47
Εισαγωγή: Αρχιτεκτονική και τοπολογίες ευέλικτων οπτικών δικτύων για μετάδοση οπτικής πληροφορίας.....	47
1.1 Επιτεύγματα και προκλήσεις της τεχνολογίας των οπτικών Τηλεπικοινωνιών	47
1.2 Η ανάγκη για υλοποίηση νέων αρχιτεκτονικών δικτύων για ευέλικτα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας.....	49
1.3 Δημιουργία υπερ-καναλιών (super-channels).....	52
1.4 Αρχιτεκτονική ευέλικτων οπτικών δικτύων	53
1.5 Δομικά στοιχεία του ευέλικτου δικτύου - ευέλικτος οπτικός πομποδέκτης.....	57
1.5.1 Οπτικοί πομποδέκτες	57
1.5.2 Πλεονεκτήματα και εφαρμογές ευέλικτων πομποδεκτών	59
1.5.3 Οπτικοί πολυπλέκτες προσθήκης/απόρριψης καναλιών (reconfigurableopticaladddropmultiplexers - ROADMs).....	60
1.6 Χαρακτηριστικά των νέας γενιάς ευέλικτων δομών ROADMs	64
1.7 Κίνητρο και δομή της διδακτορικής διατριβής.....	66
ΑναφορέςΚεφαλαίου 1	71
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.....	73
Σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και τοπολογίες οπτικών διαμορφωτών ...	73
2.1 Εισαγωγή στην έννοια της οπτικής διαμόρφωσης σε οπτικό φέρον	73
2.2 Οπτική διαμόρφωση με οπτικό διαμορφωτή τύπου MachZehnder (MZM).....	74
2.2.1 Ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές (electro-optic modulator) - μονού ηλεκτροδίου 74	
2.2.2 Ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές (electro-opticmodulator) - διπλού ηλεκτροδίου 76	
2.2.3 IQ διαμορφωτές	78
2.3 Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (amplitudeshiftkeying - ASK)	80
2.4 Διαμόρφωση πλάτους πολλαπλών σταθμών (PAM4-PAM8)	81
2.5 Διαμόρφωση κατά φάση PSK.....	83
2.6 Διαμόρφωση QPSK	85
2.7 Σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης	87
2.8 Οπτικοί διαμορφωτές τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου (segmentedmodulators)	94
2.8.1 Λειτουργία του segmentedmodualator ως οπτικός DAC.....	95
ΑναφορέςΚεφαλαίου 2	99
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....	101
Ανάπτυξη ολοκληρωμένης λύσης πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας για ευέλικτα οπτικά δίκτυα.....	101
3.1 Εισαγωγή	101

3.2	Δομές φίλτρων μικρο-δακτυλίων (MRRs) βασισμένες σε τεχνολογία πυριτίου.....	103
3.3	Περιγραφή μοντέλων προσομοίωσης των δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος μικρο-δακτυλίων της πρωτότυπης συσκευής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX)	105
3.3.1	Περιγραφή μοντέλου προσομοίωσης και αποτελεσμάτων των δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος μικρο-δακτυλίων (MRRs) 1 ^{ης} τάξης	107
3.3.2	Περιγραφή μοντέλου προσομοίωσης και αποτελεσμάτων των δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος μικρο-δακτυλίων 2 ^{ης} τάξης	110
3.3.3	Περιγραφή του 1 ^{ου} σχεδιαστικού μοντέλου του στοιχείου φιλτραρίσματος 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI	116
3.3.4	Περιγραφή του 2 ^{ου} σχεδιαστικού μοντέλου του στοιχείου φιλτραρίσματος 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI	119
3.4	Σχεδιασμός της μάσκας των στοιχείων φιλτραρίσματος 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI.....	122
3.5	Περιγραφή της διαδικασίας κατασκευής των 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI.....	124
3.6	Αρχή λειτουργίας των μεμονωμένων 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI.....	126
3.7	Πειραματική αξιολόγηση των στοιχείων φιλτραρίσματος 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI	127
3.7.1	Σταθμός εργασίας (Probestation) για τον χαρακτηρισμό φωτονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (PICs)	127
3.8	Περιγραφή της πειραματικής διάταξης για την αξιολόγηση του υπο-εξέταση τσιπ	130
3.8.1	Μετρήσεις απωλειών μέσω της μεθόδου μέτρησης σε δείγματα μεταβλητού μήκους (cutbackmethod)	131
3.8.2	Πειραματική αξιολόγηση των 3 ^{ων} σχεδιαστικών μοντέλων της δομής του 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI	133
3.8.3	Φασματική απόκριση των 2 ^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI	135
3.8.4	Προσδιορισμός της δυνατότητας μετατόπισης του μήκους κύματος συντονισμού των 2 ^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI.....	136
3.8.5	Προσδιορισμός της δυνατότητας δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης των 2 ^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI.....	138
3.10	Πειραματική αξιολόγηση της δομής των ευέλικτων φίλτρων των 2 ^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης πληροφορίας ..	141
3.11	Σχεδιασμός της μάσκας των δομών ευέλικτων φίλτρων του πρωτότυπου πολυπλέκτη/απο-πολυπλέκτη (MUX/DEMUX) 16 καναλιών.....	143
3.12	Περιγραφή της διαδικασίας κατασκευής των δομών ευέλικτων φίλτρων του πρωτότυπου πολυπλέκτη/απο-πολυπλέκτη (MUX/DEMUX) 16 καναλιών	145
3.13	Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης των δομών 16x1 πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) πριν την τελική διαδικασία του packaging	147
3.13.1	Μετρήσεις απωλειών μέσω της μεθόδου μέτρησης σε δείγματα μεταβλητού μήκους (cutbackmethod) για το τσιπ με τις δομές του 16x1 MUX/DEMUX.....	148
3.13.2	Πειραματική αξιολόγηση τμήματος (section) της μάσκας με τα μεμονωμένα στοιχεία μικρο-δακτυλίων συντονισμού (ringresonator)	149
3.13.3	Πειραματική αξιολόγηση τμήματος (section) της μάσκας που περιλαμβάνει την δομή του 16x1 MUX/DEMUX	152

3.14 Περιγραφή των οπτικών και ηλεκτρικών συνδέσεων του πρωτότυπου 16x1 πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη (MUX/DEMUX)	155
3.15 Περιγραφή των κυριότερων βημάτων για το assembly και το packaging του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX	156
3.15.1 Διαδικασία του assembly του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX.....	156
3.15.2 Διαδικασία packaging και οπτικής ευθυγράμμισης του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX.....	157
3.15.3 Περιγραφή της διαδικασίας σταθεροποίησης της συστοιχίας των ινών πάνω από τον τσιπ του πρωτότυπου MUX/DEMUX	158
3.15.4 Περιγραφή της τελικής διαδικασίας του packaging του πρωτότυπου MUX/DEMUX.....	159
3.16 Σύνοψη και συμπεράσματα Κεφαλαίου 3	160
ΑναφορέςΚεφαλαίου 3.....	162
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	165
Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου.....	165
4.1 Εισαγωγή	165
4.2 Αρχή λειτουργίας των στοιχείων 2ης τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο συμβλόμετρο MZI.....	165
4.3 Πειραματική αξιολόγηση των παθητικών λειτουργιών του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου	166
4.3.1 Χαρακτηρισμός παθητικής λειτουργίας διπλού καναλιού.....	168
4.3.2 Χαρακτηρισμός παθητικής λειτουργίας τριπλού καναλιού	170
4.4 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας πολυπλεξίας (multiplexing) του packaged 16x1MUX/DEMUX πρωτοτύπου	171
4.4.1 Αξιολόγηση λειτουργίας πολυπλεξίας μονού καναλιού με ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s και σχήμα διαμόρφωσης NRZ	175
4.4.2 Αξιολόγηση λειτουργίας πολυπλεξίας μονού καναλιού με ρυθμό μετάδοσης 24 Gbaud και σχήμα διαμόρφωσης QPSK.....	176
4.4.3 Αξιολόγηση λειτουργίας πολυπλεξίας διπλού καναλιού με ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s και σχήμα διαμόρφωσης NRZ	178
4.5 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας από-πολυπλεξίας (demultiplexing) του packaged 16x1MUX/DEMUX πρωτοτύπου.....	179
4.6 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας πολυπλεξίας της πόλωσης (polarizationmultiplexing) του packaged 16x1MUX/DEMUX πρωτοτύπου	183
4.7 Πειραματική αξιολόγηση του packaged πρωτότυπου MUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης δεδομένων στο δίκτυο της Ericsson	187
4.7.1 Πειραματικός χαρακτηρισμός με κίνηση δεδομένων 10 Gb/sDQPSK.....	187
4.7.2 Πειραματικός χαρακτηρισμός με κίνηση δεδομένων 40 Gb/sDQPSK.....	188
4.7.3 Πειραματικός χαρακτηρισμός με κίνηση δεδομένων 100 Gb/s (DP)QPSK.....	189
4.8 Σύνοψη και Συμπεράσματα Κεφαλαίου 4	190
ΑναφορέςΚεφαλαίου 4.....	192
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....	193

Ανάπτυξη ενός σύμφωνου φωτονικού πομπο/δέκτη βασισμένου σε διαμορφωτή MachZehnder τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου (segmentedelectrode) για ελαστικά δίκτυα νέας γενιάς	193
5.1 Εισαγωγή	193
5.2 Περιγραφή του ευέλικτου φωτονικού πομποδέκτη βασισμένου σε διαμορφωτή Mach-Zehndersegmented ηλεκτροδίου	195
5.3 Περιγραφή του σχεδιαστικού μοντέλου του segmentedMach-Zehndermodulator..	196
5.4 Περιγραφή της λειτουργίας οπτικού DAC του segmentedMach-Zehndermodulator	199
5.5 Περιγραφή της λειτουργίας των ηλεκτρονικών driver τεχνολογίας CMOS.....	202
5.6 Περιγραφή πειραματικής διάταξης του συνεργατικού χαρακτηρισμού του ICdriver τεχνολογίας CMOS και του InPIQsegmentedmodulator	208
5.7 Περιγραφή μοντέλων προσομοίωσης του ευέλικτου πομπο/δέκτη (transceiver) εξομοιώνοντας συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ.....	210
5.7 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης του packaged ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 1 ^{ης} γενιάς σε συνθήκες εργαστηρίου	227
5.7.1 Πειραματική αξιολόγηση μονού (single) bit του ευέλικτου πομπού.....	230
5.7.2 Πειραματική αξιολόγηση διπλού (dual) bit του ευέλικτου πομπού.....	231
5.7.3 Πειραματική αξιολόγηση τριπλού (triple) bit του ευέλικτου πομπού	233
5.7.4 Πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του ευέλικτου πομπού με σχήματα διαμόρφωσης φάσης (PSK και QAM σχήματα διαμόρφωσης).....	235
5.8 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης του packaged ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 2 ^{ης} γενιάς σε συνθήκες εργαστηρίου	239
5.8.1 Πειραματική αξιολόγηση μονού (single) bit του ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 2 ^{ης} γενιάς	240
5.8.2 Πειραματική αξιολόγηση διπλού (dual) bit του ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 2 ^{ης} γενιάς	243
5.9 Σύνοψη και Συμπεράσματα Κεφαλαίου 5	251
ΑναφορέςΚεφαλαίου 5	252
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.....	254
Σύνοψη Διατριβής και Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα	254
6.1 Εισαγωγή	254
6.2 Πλατφόρμα οπτικού πομπού βασισμένου στη συνέργεια ενός segmentedmodulator και ενός πρωτοτύπου MUX/DEMUX για εφαρμογές δικτύων υψηλής χωρητικότητας ευέλικτου πλέγματος νέας γενιας	255
6.3 Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα	259
6.3.1 Επιλογές υλοποίησης υπερ-καναλιών κλίμακας Tb/s.....	260
6.3.2 Φωτονική Ολοκλήρωση για την υλοποίηση υπερ-καναλιών	262
ΑναφορέςΚεφαλαίου 6	266

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1: Απεικόνιση των παραγόντων που επιτελούν στην αύξηση της παγκόσμιας διαδικτυακής κίνησης ως το 2020.....	49
Εικόνα 1.2: Απεικόνιση της πρόβλεψης αύξησης της παγκόσμιας IP κίνησης ανά μήνα από το 2016 έως το 2021 [1.4]	50
Εικόνα 1.3: (α) Απεικόνιση της εφαρμογής φίλτρων σταθερού εύρους ζώνης που αποτυπώνει την λειτουργία του προτύπου ITU σταθερού πλέγματος (fixed-grid) και (β) απεικόνιση της λειτουργίας ευέλικτου πλέγματος (flex-grid) για την εξυπηρέτηση δεδομένων με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς το εύρος ζώνης και τον ρυθμό μετάδοσης.....	50
Εικόνα 1.4: Απεικόνιση των απαιτήσεων σε φασματικό περιεχόμενο της μετάδοσης 1Tb/s σύμφωνα με το πρότυπο ITU-T σταθερού πλέγματος καναλιών (αριστερά) και σύμφωνα με την δημιουργία ενός υπερ-καναλιού πολλαπλών φορέων χωρίς την ανάγκη ύπαρξης φασματικών ζωνών προστασίας (δεξιά) [1.6]	53
Εικόνα 1.5: (α) Δέσμευση πόρων σε στατικό οπτικό δίκτυο (β) Δέσμευση πόρων σε δυναμικό οπτικό δίκτυο [1.8].....	54
Εικόνα 1.6: Απεικόνιση της φασματικής κατανομής των διαθέσιμων πόρων του δικτύου ανάλογα με τον ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας (rateadaptivespectrumallocationconcept) [1.8]	56
Εικόνα 1.7: Απεικόνιση της φασματικής κατανομής των διαθέσιμων πόρων του δικτύου ανάλογα με την απόσταση μετάδοσης πληροφορίας (distanceadaptivespectrumallocationconcept) [1.8].....	57
Εικόνα 1.8: Οι λειτουργίες των α) BVTs και β) S-BVTs πομποδεκτών [1.17].....	59
Εικόνα 1.9: Απεικόνιση μιας δομής ROADM που χαρακτηρίζεται από 4 βαθμούς ελευθερίας για την μεταγωγή μηκών κύματος σε τέσσερις διαφορετικές κατευθύνσεις [1.19]	61
Εικόνα 1.10: Απεικόνιση της βασικής αρχής λειτουργίας μιας δομής WSS [1.20].....	62
Εικόνα 1.11: Απεικόνιση σχηματικού διαγράμματος της λειτουργίας ενός διακόπτη ο οποίος χαρακτηρίζεται από επιλεκτικότητα ως προς το μήκος κύματος (WavelengthSelectiveSwitch - WSS).....	64
Εικόνα 1.12: Απεικόνιση των διαφορετικών χαρακτηριστικών γνωρισμάτων των δομών ROADMς ευέλικτου πλέγματος [1.21]	65
Εικόνα 1.13: Απεικόνιση της αρχιτεκτονικής ευέλικτης χρησιμοποίησης του φάσματος	66
Εικόνα 1.14: Εξέλιξη της τεχνολογίας των υλοποιήσεων δομών ROADMς από εφαρμογές σταθερού πλέγματος σε αντίστοιχες ευέλικτου πλέγματος [1.21]	66
Εικόνα 2.1: Απεικόνιση των σεναρίων της απευθείας/άμεσης (επάνω) και της εξωτερικής (κάτω) διαμόρφωσης του φωτός. Στο σενάριο της άμεσης διαμόρφωσης του φωτός, το ρεύμα οδήγησης (drivingcurrent) μεταβάλλεται ανάλογα με τη μορφή των μεταδιδόμενων δεδομένων διαμορφώνοντας απευθείας (directmodulation - DM) μια πηγή φωτός λέιζερ. Στο σενάριο της εξωτερικής διαμόρφωσης, μια πηγή φωτός λέιζερ εκπέμπει ένα συνεχές κύμα (continuouswave - CW) ενώ χρησιμοποιείται ένας εξωτερικός διαμορφωτής ώστε να μετατραπεί το σήμα ηλεκτρικών δεδομένων στο αντίστοιχο οπτικό σήμα πληροφορίας [2.1]	74
Εικόνα 2.2: Αρχή λειτουργίας του MZM ως συμβολικός διαμορφωτής πλάτους. (α) Σχηματική αναπαράσταση ενός MZM με διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού υλικού σε έναν από τους βραχίονες του (SingleDriveMZM) με εφαρμογή χρονομεταβαλλόμενης τάσης. (β) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος εξόδου του MZM με τυπική οδήγησή του από NRZ ηλεκτρικής παλμοσειράς διαμόρφωσης με πλάτος τάσης V_{π}	75
Εικόνα 2.3: Τυπική δομή ενός ολοκληρωμένου οπτικού διαμορφωτή MZM τύπου DualDrive.....	77
Εικόνα 2.4: Λειτουργία του MZM στο (α) quadraturepoint και (β) στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης [2.4].....	78
Εικόνα 2.5: (α) Διάταξη διαμορφωτή IQ και (β) χαρακτηριστικά δυνατών διαμορφώσεων πάνω στο διάγραμμα αστερισμού.	79
Εικόνα 2.6: Μπλοκ διάγραμμα απεικόνισης ενός οπτικού πομπού για μετάδοση NRZ οπτικού σήματος	81
Εικόνα 2.7: (α) Απεικόνιση της κυματομορφής του πλάτους του σήματος σε μετάδοση με σχήμα διαμόρφωσης NRZ και (β) το διάγραμμα αστερισμού για ένα σήμα με διαμόρφωση OOK.....	81
Εικόνα 2.8: (α) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος με σχήμα διαμόρφωσης PAM-4, (β) Αναπαράσταση ενός PAM-4 οπτικού σήματος στο πεδίο του χρόνου, όπου T είναι η παράμετρος της περιόδου του συμβόλου.....	83
Εικόνα 2.9: Αναπαράσταση της διαδικασίας λήψης ενός PSK σήματος με άμεση φώραση με τη χρήση μόνο μιας φωτοδιόδου	84
Εικόνα 2.10: Διαγράμματα αστερισμού m-αδικών σχημάτων διαμόρφωσης DPSK.....	85
Εικόνα 2.11: Διάγραμμα αστερισμού σχήματος διαμόρφωσης QPSK [2.11].....	86

Εικόνα 2.12: Βασική αρχή δημιουργίας ενός οπτικού QSPK σήματος με τη χρήση ενός IQ διαμορφωτή, αναπαριστώντας τα δυαδικά ηλεκτρικά σχήματα οδήγησης, τα στάδια της διαμόρφωσης με τη μορφή διαγραμμάτων αστερισμού [2.11].....	86
Εικόνα 2.13: Διαγραμματική απεικόνιση αρχής λειτουργίας ενός οπτικού μίκτη (optical mixer)	87
Εικόνα 2.14: Απεικόνιση αρχής λειτουργίας ενός 90° οπτικού υβριδικού.....	92
Εικόνα 2.15: Απεικόνιση των δύο υλοποιήσεων ενός 90° οπτικού υβριδικού με την χρήση (α) 3dB couplers και 90° ολισθητές φάσης (phaseshifters) και (β) 4x4 MMI couplers.....	93
Εικόνα 2.16: Απεικόνιση διάταξης ενός segmentedMZmodulator που διαθέτει 4 ενεργά τμήματα. Σε οπτικό επίπεδο δεν αλλάζει το σχεδιαστικό μοντέλο ως προς αυτό που χρησιμοποιείται για τον σχεδιασμό ενός συμβατικού διαμορφωτή οδεύοντος κύματος (TW-MZM). Το τμήμα του ηλεκτροδίου TWE χωρίζεται σε πολλαπλά ανεξάρτητα τμήματα (segments) με καθορισμένες και ανεξάρτητες επαφές (pads) τα οποία τοποθετούνται στην άκρη του τσιπ.....	95
Εικόνα 2.17: Απεικόνιση της μετατροπής από ψηφιακή πληροφορία σε αναλογικό σήμα (digital-to-analogconversion) του σήματος εισόδου σε έναν MZM για την επίτευξη διαμόρφωσης PAM-4. Γίνεται χρήση ενός ηλεκτρικού DAC για την δημιουργία ενός σήματος πολλαπλών επιπέδων καθώς και ένας ηλεκτρικός ενισχυτής για την ενίσχυση του σήματος.....	95
Εικόνα 2.18: Διακριτοποίηση της εγχυόμενης ολίσθησης φάσης σε τόσα επίπεδα όσο και το πλήθος των τμημάτων (segments). Κάθε τμήμα οδηγείται ανεξάρτητα και μπορεί είτε να ενεργοποιηθεί είτε να απενεργοποιηθεί.....	97
Εικόνα 2.19: Χαρακτηριστική καμπύλη του SEMZM με 16 καταστάσεις χωρισμένες σε δύο ομάδες των 8 επιπέδων πλάτους καθώς και το αντίστοιχο διάγραμμα αστερισμού. Απαιτούνται οκτώ επίπεδα πλάτους για να καταστεί δυνατή η απεικόνιση 256 σημείων στο διάγραμμα αστερισμού σε IQ επίπεδο. Τα σημεία του αστερισμού είναι άνισα διαχωρισμένα λόγω της μη γραμμικότητας του MZM.....	97
Εικόνα 3.1: Περιοδική συνάρτηση μεταφοράς των μικρο-δακτυλίων (MRRs) με την επισήμανση της ελεύθερης φασματικής περιοχής (FSR) της συνάρτησης μεταφοράς τους	104
Εικόνα 3.2: Ο ευέλικτος ως προς το εύρος ζώνης πρωτότυπος 16x1 MUX/DEMUX βασισμένος σε μια συστοιχία φίλτρων μικρο-δακτυλίων (MRRs) σε πλατφόρμα πυριτίου.....	106
Εικόνα 3.3: Αλυσίδα διαδικασιών προσομοιώσεων που ακολουθήθηκαν κατά τον σχεδιασμό των micro-resonators	106
Εικόνα 3.4: Η πλάγια όψη (cross-section) του κυματοδηγού πυριτίου strip-τύπου.....	108
Εικόνα 3.5: Προσομοίωσης ενός 1 ^{ης} τάξης add/drop μικρο-δακτυλίου συντονισμού (MRR).....	109
Εικόνα 3.6: Διάγραμμα της παραμέτρου του φασματικού εύρους ημίσειας ισχύος FWHM σε σχέση με τον λόγο σύζευξης (couplingratio)	110
Εικόνα 3.7: Απεικόνιση διάταξης προσομοίωσης στο ASPIC της δομής 2 ^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs). C1, C2: εξωτερικοί οπτικοί couplers, C3: μεσαίοι οπτικοί couplers, R: ακτίνα.....	111
Εικόνα 3.8: Εξέλιξη της φασματικής απόκρισης της δομής 2 ^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) με ακτίνα του κάθε υπο-δακτυλίου (sub-ring) ίση με 42 um και λόγους couplers C1=C2=0.2 και C3=0.01 κατά τη διάρκεια σχετικής μετατόπισης της συνάρτησης μεταφοράς του.....	113
Εικόνα 3.9: Ενσωμάτωση ενός συμμετρικού συμβολόμετρου MZI με δυνατότητα επαγωγής διαφορική στροφής φάσης ως ένας μεταβλητού λόγου διαχωρισμού μηχανισμός στην θέση του οπτικού coupler C3	115
Εικόνα 3.10: 1 ^ο μοντέλο σχεδιασμού της δομής των 2 ^{ης} τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο το συμμετρικό συμβολόμετρο MZI ως μηχανισμό μεταβλητού λόγου διαχωρισμού.....	117
Εικόνα 3.11: Φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας απόρριψης (Drop) του 1 ^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI. Η εικόνα δείχνει την σταθερή τιμή για της παραμέτρου του FSR που έχει επιτευχθεί καθώς και την αλλαγή της τιμής της παραμέτρου του ER για διαφορετικές τιμές λόγου διαχωρισμού του MZI	118
Εικόνα 3.12: Μεγεθυμένη εικόνα της απόκρισης για την παράμετρο εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος FWHM του φίλτρου με διαφορετικές τιμές του λόγου διαχωρισμού των couplers του MZI.....	118
Εικόνα 3.13: Περιοδική φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας διέλευσης (Pass) του 1 ^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI.....	119
Εικόνα 3.14: 2 ^ο μοντέλο σχεδιασμού της δομής 2 ^{ης} τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο το συμμετρικό συμβολόμετρο MZI ως μηχανισμό μεταβλητού λόγου διαχωρισμού.....	120
Εικόνα 3.15: Περιοδική φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας απόρριψης (Drop) του 2 ^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο το συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI. Η εικόνα δείχνει την σταθερή τιμή για την παράμετρο του FSR που έχει επιτευχθεί καθώς και την αλλαγή της τιμής του λόγου σβέσης ER για διαφορετικές τιμές λόγου διαχωρισμού του MZI	121

Εικόνα 3.16: Μεγεθυμένη εικόνα της απόκρισης για την παράμετρο του FWHM του φίλτρου με διαφορετικές τιμές του λόγου διαχωρισμού των couplers του MZI.....	121
Εικόνα 3.17: Περιοδική φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας διέλευσης (Pass) του 2 ^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο το συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI.....	121
Εικόνα 3.18: (a) Δομές micro-resonator, (b) 1 ^ο σχεδιαστικό μοντέλο micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ((MZI_RING_10um_v2), (c) 2 ^ο σχεδιαστικό μοντέλο micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ((MZI_RING_10um), (d) 3 ^ο σχεδιαστικό μοντέλο micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ((MZI_RING_6um).....	123
Εικόνα 3.19: Μάσκα (layout) που περιλαμβάνει τις δομές των 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI καθώς και άλλες δομές ελέγχου (teststructures).....	124
Εικόνα 3.20: Στοιίβα στρωμάτων για τον MUX/DEMUX. (α) Η στοιίβα στρωμάτων με γνώμονα την θέση των φωτονικών στοιχείων και (β) η στοιίβα στρωμάτων που χρησιμοποιήθηκε και για την τοποθέτηση των ηλεκτρικών επαφών με το στρώμα αλουμινίου στην κορυφή.	126
Εικόνα 3.21: Εικόνα SEM από μικροσκόπιο με τις διαστάσεις της δομής του 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI	127
Εικόνα 3.22: Διάγραμμα για την ερμηνεία της σχέσης φάσης μεταξύ των περιθλώμενων ακτινών από γειτονικές ασυνέχειες σε ένα φράγμα περίθλασης.....	128
Εικόνα 3.23: Διάγραμμα για την ερμηνεία της σχέσης φάσης μεταξύ των περιθλώμενων ακτινών από γειτονικές ασυνέχειες σε ένα φράγμα περίθλασης.....	129
Εικόνα 3.24: Λεπτομερής καταγραφή βασικών χαρακτηριστικών του σταθμού εργασίας: (α) Θερμοηλεκτρικό στοιχείο, (β) Κενό αέρος μέσω της χρήσης συμπιεστή αέρα, (γ) Θερμίστορ για την καταγραφή της θερμοκρασίας της βάσης υποδοχής του τσιπ	130
Εικόνα 3.25: Πειραματική διάταξη αξιολόγησης των ολοκληρωμένων δομών του υπο-εξέταση τσιπ	131
Εικόνα 3.26: Τμήμα της διάταξης της μάσκας (masklayout) που περιλαμβάνει τους κυματοδηγούς μεταβλητού μήκους (cutbacksection)	132
Εικόνα 3.27: Πειραματικές μετρήσεις προσδιορισμού απωλειών των Si κυματοδηγών με τη χρήση της cutback μεθόδου	133
Εικόνα 3.28: Φασματική απόκριση των couplers περίθλασης (gratingcouplers) ενός ευθύ κυματοδηγού (straightwaveguide)	133
Εικόνα 3.29: (α) Διάταξη τη μάσκας (masklayout) του τμήματος που περιλαμβάνει τις δομές 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI, (β) Μεγεθυμένη εικόνα της δομής των 2 ^{ης} τάξης MRs	134
Εικόνα 3.30: Η διάταξη του τμήματος της μάσκας που παρουσιάζει τα τρία διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των 2 ^{ης} τάξης MZI-MRs ελέκτων φίλτρων	135
Εικόνα 3.31: Φασματική απόκριση και μέτρηση της παραμέτρου του FSR των θυρών add/drop της δομής 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI σύμφωνα με το (α) 1 ^ο (β) 2 ^ο και (γ) 3 ^ο σχεδιαστικό μοντέλο.....	136
Εικόνα 3.32: Απεικόνιση ενός πλήρους κύκλου της ελεύθερης φασματικής περιοχής (FSR) της συνάρτησης μεταφοράς των ελέκτων φίλτρων, υποδεικνύοντας τις τιμές των ζευγαριών τάσης/ρεύματος (volt/current) που χρησιμοποιήθηκαν για το (α) 1 ^ο (β) 2 ^ο και (γ) 3 ^ο σχεδιαστικό μοντέλο.....	138
Εικόνα 3.33: Απεικόνιση της δυναμικής μεταβολής του 3dB εύρου ζώνης των ελέκτων φίλτρων, υποδεικνύοντας τις τιμές των ζευγαριών τάσης/ρεύματος (volt/current) που χρησιμοποιήθηκαν για το (α) 1 ^ο (β) 2 ^ο και (γ) 3 ^ο σχεδιαστικό μοντέλο	140
Εικόνα 3.34: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση των ελέκτων φίλτρων MRs-MZI σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης της πληροφορίας	142
Εικόνα 3.35: (α) Ο λόγος σβέσης ER μεταξύ των NRZ και PAM-4 σημάτων σε διαφορετικές αποστάσεις καναλιών κατά την έξοδο από το ελέκτο στοιχείο φιλτραρίσματος, (β) Μετρήσεις προσδιορισμού ρυθμού σφαλμάτων BER σε συνθήκες back-to-back, μονού και διπλού καναλιού	143
Εικόνα 3.36: Μεγεθυμένη εικόνα του στοιχείου ελέκτου φίλτρου 2 ^{ης} τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο MZI του πρωτότυπου MUX/DEMUX	144
Εικόνα 3.37: Η διάταξη της μάσκας (masklayout) που περιλαμβάνει την δομή του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX).....	145
Εικόνα 3.38: Απεικόνιση από μικροσκόπιο της συνολικής δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX) μετά την κατασκευή της. Οι φωτεινές δομές απεικονίζουν το στρώμα τιτανίου (θερμαντές joule), ενώ τα φωτονικά στοιχεία στο στρώμα πυριτίου φαίνονται αχνά κάτω από το στρώμα του τιτανίου.....	146
Εικόνα 3.39: Απεικόνιση από μικροσκόπιο ενός μεμονωμένου στοιχείου φιλτραρίσματος. Το στρώμα τιτανίου είναι άμογα ευθυγραμμισμένο με τις Si-δομές που βρίσκονται από κάτω.	147
Εικόνα 3.40: Υπό-αξιολόγηση τσιπ.....	147

Εικόνα 3.41: Πειραματικές μετρήσεις προσδιορισμού απωλειών των Si κυματοδηγών με τη χρήση της cutback μεθόδου	148
Εικόνα 3.42: Φασματική απόκριση των couplers περίθλασης (gratingcouplers) ενός ευθύ κυματοδηγού (straightwaveguide)	149
Εικόνα 3.43: Διάταξη της μάσκας (masklayout) του τμήματος των δομών μεμονωμένων μικρο-δακτυλίων (ring) στο τσιπ	149
Εικόνα 3.44: Πειραματική διάταξη της αξιολόγησης των χαρακτηριστικών των μικρο-δακτυλίων (rings)	150
Εικόνα 3.45: Φασματική απόκριση συνάρτησης μεταφοράς της 1 ^{ης} δομής μικρο-δακτυλίων	150
Εικόνα 3.46: Φασματική απόκριση συνάρτησης μεταφοράς της 2 ^{ης} δομής μικρο-δακτυλίων	151
Εικόνα 3.47: Φασματική απόκριση συνάρτησης μεταφοράς της 3 ^{ης} δομής μικρο-δακτυλίων	151
Εικόνα 3.48: Το τμήμα της μάσκας με την δομή του 16x1 MUX/DEMUX	152
Εικόνα 3.49: Απεικόνιση της συστοιχίας μονότροπων ινών (fiberarray) για τον χαρακτηρισμό της δομής 2D coupler περίθλασης (gratingcoupler)	153
Εικόνα 3.50: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 1 (cell 1)	153
Εικόνα 3.51: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 2 (cell 2)	154
Εικόνα 3.52: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 3 (cell 3)	154
Εικόνα 3.53: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 4 (cell 4)	154
Εικόνα 3.56: Απεικόνιση της θέσης της δομής του 16x1 MUX/DEMUX κατά το packaging	155
Εικόνα 3.57: Οπτικά κανάλια εισόδων εξόδων (OpticalIOchannels)	156
Εικόνα 3.59: Απεικόνιση των βημάτων της διαδικασίας συναρμολόγησης του πρωτότυπου MUX/DEMUX	156
Εικόνα 3.60: Απεικόνιση του εξοπλισμού αυτοματοποιημένης οπτικής διασύνδεσης σε πάγκο για την διαδικασία οπτικής ευθυγράμμισης του πρωτοτύπου MUX/DEMUX	158
Εικόνα 3.61: Διάταξη για τον χαρακτηρισμό του οπτικού δρόμου της ευθυγράμμισης του πρωτοτύπου MUX/DEMUX	158
Εικόνα 3.62: Διαδικασία σταθεροποίησης της συστοιχίας ινών με χρήση ρητίνης UV και της θερμικής ανόπτησης του τσιπ	159
Εικόνα 3.63: Packaged πρωτότυπο MUX/DEMUX	160
Εικόνα 4.1: (α) Φασματική απόκριση και μέτρηση της παραμέτρου του FSR και (b) μεταβολή του εύρους ζώνης ενός μονού ελέικτου στοιχείου φιλτραρίσματος [4]	167
Εικόνα 4.2: Μεταβολή του εύρους ζώνης του ελέικτου στοιχείου φιλτραρίσματος του 2 ^{ου} καναλιού διατηρώντας σταθερή το εύρος ζώνης του ελέικτου φίλτρου του 1 ^{ου} καναλιού στα (12.5GHz) για αποστάσεις μεταξύ των καναλιών στα (α) 37.5GHz, (β) 50GHz and (γ) 100GHz	169
Εικόνα 4.3: Φασματική απόκριση του ελέικτου στοιχείου φιλτραρίσματος του 3 ^{ου} καναλιού το οποίο έχει συχνοτική απόσταση (α) 37.5GHz, (β) 50GHz and (γ) 100GHz από το 2 ^ο κανάλι	171
Εικόνα 4.4: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας πολυπλεξίας (MUX) του πρωτοτύπου	172
Εικόνα 4.5: Μεγεθυμένη εικόνα του τμήματος της μάσκας (masklayout) που απεικονίζει την διάταξη της περιλαμβάνει την περιοχή του πολυπλέκτη (DE)MUX της ολοκληρωμένης δομής (integrateddevice)	173
Εικόνα 4.6: Απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου του πολυπλέκτη (MUX) για τα σήματα με ρυθμούς μετάδοσης 10Gb/s και 24Gbaud και με σχήματα διαμόρφωσης NRZ και QPSK αντίστοιχα. Η απόσταση μεταξύ των σημάτων είναι (α) 37.5 GHz, (β) 50 GHz and (γ) 100 GHz	174
Εικόνα 4.7: Απεικόνιση των BER καμπυλών για το 24 Gbaud QPSK σήμα σε συνθήκες back-to-back μετρήσεων, λειτουργίας πολυπλεξίας μονού και διπλού καναλιού με ένα 10 Gbit/s NRZ σήμα και απόσταση μεταξύ των καναλιών από 37.5 έως 100 GHz	175
Εικόνα 4.8: Απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου του 10Gb/s NRZ σήματος μέσα από πρωτότυπο του MUX/DEMUX	176
Εικόνα 4.9: Μετρήσεις των καμπυλών BER measurements για το 10Gb/s NRZ σήμα σε συνθήκες λειτουργίας back-to-back και μονού καναλιού	176
Εικόνα 4.10: Απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου του 24 Gbaud QPSK σήματος μέσα από πρωτότυπο του MUX/DEMUX	177
Εικόνα 4.11: Μετρήσεις των καμπυλών BER measurements για το 24Gbaud QPSK σήμα σε συνθήκες λειτουργίας back-to-back και μονού καναλιού	177
Εικόνα 4.12: Απεικόνιση των δύο 10Gb/s NRZ σημάτων στην είσοδο του πρωτοτύπου MUX μεταβάλλοντας την απόσταση των καναλιών	178
Εικόνα 4.13: Απεικόνιση των δύο 10Gb/s NRZ σημάτων στην έξοδο του πρωτοτύπου MUX μεταβάλλοντας την απόσταση των καναλιών	179

Εικόνα 4.14: Απεικόνιση των καμπυλών BER ενός 10Gbit/sNRZ σήματος σε συνθήκες λειτουργίας πολυπλεξίας διπλού καναλιού με ένα γειτονικό 10Gbit/sNRZ σήμα για μεταβαλλόμενες αποστάσεις καναλιών.....	179
Εικόνα 4.15: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας από-πολυπλεξίας (DEMUX) του πρωτοτύπου	180
Εικόνα 4.16: Μεγεθυμένη εικόνα του τμήματος της μάσκας (masklayout) που απεικονίζει την διάταξη της περιλαμβάνει την περιοχής του από-πολυπλέκτη (DE)MUX της ολοκληρωμένης δομής (integrateddevice).....	181
Εικόνα 4.17: Απεικόνιση της φασματικής απόκρισης του (α) 1 ^{ου} και του (β) 2ου καναλιού σημάτων 10 Gbit/sNRZ σε συνθήκες λειτουργίας από-πολυπλεξίας DEMUX και για αποστάσεις καναλιών στα 25 GHz, 37.5 GHzand 50 GHz.....	182
Εικόνα 4.18: Απεικόνιση των μετρήσεων BER του (α) 1 ^{ου} και του (β) 2ου καναλιού σημάτων 10 Gbit/sNRZ σε συνθήκες λειτουργίας από-πολυπλεξίας DEMUX και για αποστάσεις καναλιών στα 25 GHz, 37.5 GHzand 50 GHz.....	183
Εικόνα 4.19: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου.....	184
Εικόνα 4.20: Απεικόνιση των φασματικών αποκρίσεων του 24 GbaudQPSK σήματος αναφοράς και του πολυπλεγμένου στην πόλωση σήματος Pol-Mux 24 GbaudQPSK στην έξοδο του πρωτότυπου MUX	185
Εικόνα 4.21: Μεγεθυμένη εικόνα του τμήματος της μάσκας (masklayout) που απεικονίζει την διάταξη της περιοχής του που επιτυγχάνεται η λειτουργία της πολυπλεξίας της πόλωσης (polarizationmultiplexing) της ολοκληρωμένης δομής (integrateddevice).....	185
Εικόνα 4.22: (α) Απεικόνιση των μετρήσεων BER για τα δύο σήματα με ρυθμό μετάδοσης 24 Gbaud σήματος μετάδοσης QPSK πριν (back-to-back) και μετά την λειτουργία της πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου και (β) τα διαγράμματα αστερισμού του πολυπλεγμένου στην πόλωση σήματος QPSK, X-πόλωσης (αριστερά) και Y-πόλωσης (δεξιά) για ληφθείσα ισχύ της τάξης των 3 dBm.....	186
Εικόνα 4.23: (α) Εγκαταστάσεις και διαθέσιμος εξοπλισμός της Ericsson και (β) packaged πρωτότυπο MUX/DEMUX του προγράμματος SPIRIT.....	187
Εικόνα 4.24: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του πρωτοτύπου MUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης κίνησης δεδομένων.....	187
Εικόνα 4.25: Φασματική απόκριση του ελέκτου στοιχείου φιλτραρίσματος μέσω ενός οπτικού αναλυτή φάσματος (OSA) για ένα σήμα 10 Gb/sDQPSK	188
Εικόνα 4.26: Φασματική απόκριση του ελέκτου στοιχείου φιλτραρίσματος μέσω ενός οπτικού αναλυτή φάσματος (OSA) για ένα σήμα 40 Gb/sDQPSK	189
Εικόνα 4.27: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του πρωτοτύπου MUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης κίνησης δεδομένων για ένα σήμα 100 Gb/sDP-QPSK.....	189
Εικόνα 5.1: Πανοραμική εικόνα των segmentedIQmodulators ο οποίος σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε από το ινστιτούτο HHIFraunhofer του Βερολίνου. Ο άνω βραχίονας του διαμορφωτή είναι ο I-διαμορφωτής (In-phase) και ο κάτω βραχίονας ο Q- διαμορφωτής (Quadrature). Παρουσιάζονται τα 5 τμήματα (segments) για κάθε I-, Q- διαμορφωτή	195
Εικόνα 5.2: (α) Απεικόνιση του σεναρίου οδήγησης τμημάτων (segments) ηλεκτροδίων σε κάθε βραχίονα του MZM (β) Σχεδιαστικό μοντέλο ενός τμήματος ηλεκτροδίου που θα χρησιμοποιηθεί στον τελικό segmentedmodulator.....	197
Εικόνα 5.3: Απεικόνιση του τελικού σχεδιαστικού μοντέλου της διάταξης των τμημάτων (segments) ενός μεμονωμένου διαμορφωτή	198
Εικόνα 5.4: Αρχή λειτουργίας οπτικού DAC σε έναν segmentedmodulator.....	199
Εικόνα 5.5: Παράδειγμα κατάστασης οδήγησης ενός διαμορφωτή στην οποία η διαφορά φάσης μεταξύ των βραχιόνων λαμβάνει συνολική "καθαρή" συμβολή 1.5 ζευγαριών τμημάτων. Δύο ζευγάρια με μέγιστο μήκος τμημάτων και ένα ζευγάρι με το μισό μήκος τμημάτων έχουν συμβολή με θετική πολικότητα ενώ ένα ζευγάρι τμημάτων χαρακτηρίζεται από αρνητική πολικότητα.....	201
Εικόνα 5.6: Απεικόνιση της διάταξης των τμημάτων ανάλυσης 5-bit	201
Εικόνα 5.7: Απεικόνιση του τσιπ του IQ διαμορφωτή.....	202
Εικόνα 5.8: Απεικόνιση της μικρογραφίας του τσιπ του διαμορφωτή καθώς και της πειραματικής διάταξης που υλοποιήθηκε για τον DC χαρακτηρισμό της. Δύο δομές πολλαπλών ακίδων (multi-needlesprobes) χρησιμοποιήθηκαν από τις δύο πλευρές του διαμορφωτή για την σύνδεση των 53 επαφών του IQsegmentedmodulator. Χρησιμοποιήθηκαν οπτικές ίνες από τις δύο πλευρές για την είσοδο και έξοδο του φωτός από το InP τσιπ.....	202
Εικόνα 5.9: Απεικόνιση της διάταξης των τσιπ των drivers σε σχέση με τον IQ διαμορφωτή. Παρουσιάζεται με κόκκινα και μαύρα βέλη η κατεύθυνση των σημάτων οδήγησης.....	203

Εικόνα 5.10: Αρχιτεκτονική ελέγχου χρονισμού των ηλεκτρικών κυκλωμάτων του driver	204
Εικόνα 5.11: Απεικόνιση του διαγράμματος των δυαδικά σταθμισμένων χωρητικοτήτων (binary-weighted capacitance) που έχουν την δυνατότητα ψηφιακού ελέγχου	204
Εικόνα 5.12: Απεικόνιση της διάταξης καθυστέρησης της διαδρομής της ροής δεδομένων. Η διαφορά στον αριθμό των CML buffers εξαρτάται από το κάθε κανάλι	205
Εικόνα 5.13: Απεικόνιση της αλυσίδας της διάταξης των drivers. Το πρώτο στάδιο περιλαμβάνει μια αντίσταση αναδρομής (feedback resistor) για να αυξήσει το εύρος ζώνης ενώ τα τελευταία στάδια έχουν σταυρωειδής couplers (cross-coupled inverters) ώστε να μετρούνται τα χρονικά offsets	206
Εικόνα 5.14: Οπτικά διαγράμματα οφθαλμών (Optical eye diagrams) σημάτων διαμόρφωσης (α) NRZ και (β) PAM4 σε ρυθμό μετάδοσης 15 Gbaud (20 ps/div). Ο χρόνος ανόδου (risetime) των διαγραμμάτων οφθαλμού ($t_{20\%/80\%} = 11$ ps) αποδεικνύει ότι η ταχύτητα της ροής των δεδομένων δεν περιορίζεται στο στάδιο εξόδου	206
Εικόνα 5.15: Απεικόνιση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων του driver και του MZM τα οποία συνδέονται απευθείας σε μια πλακέτα PCB ελέγχου για μια πρώτη αξιολόγηση της επίδοσης τους	208
Εικόνα 5.16: Απεικόνιση της δομής που επιτρέπει τον συνδυαστικό πειραματικό χαρακτηρισμό ενός διαμορφωτή του IQ-segmented modulator και των CMOS drivers	208
Εικόνα 5.17: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης των IC drivers και του segmented modulator όταν χρησιμοποιούνται σχήματα διαμόρφωσης σύμφωνης μετάδοσης για συνθήκες λειτουργίας back-to-back	209
Εικόνα 5.18: Απεικόνιση των διαγραμμάτων των καμπυλών BER ως προς τις αντίστοιχες τιμές του OSNR για σήματα με σχήματα διαμόρφωσης 2-ASK-2-PSK και 4-ASK-2-PSK. Επιπλέον, απεικονίζονται τα θεωρητικά όρια καθώς και τα διαγράμματα IQ ασταθειών που αντιστοιχούν στις μέγιστες τιμές για το OSNR. Τα σημεία παρουσιάζουν τις τιμές BER που μετρήθηκαν ενώ οι συμπαγείς γραμμές τις θεωρητικές τιμές για τις μετρήσεις BER [5.17]	210
Εικόνα 5.19: Πειραματική διάταξη για τις ανάγκες της προσομοίωσης της αξιολόγησης της επίδοσης του ευέλικτου πομπού/δέκτη σε συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών	211
Εικόνα 5.20: Διαμορφωτής με δυνατότητα οδήγησης των δύο βραχιόνων του	212
Εικόνα 5.21: Εσωτερική δομή του οπτικού πομπού	212
Εικόνα 5.22: Εσωτερική δομή του PolTrack Ideal	213
Εικόνα 5.23: Εσωτερική δομή σύμφωνου δέκτη	214
Εικόνα 5.24: Αλγοριθμική αλυσίδα για την υλοποίηση της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος σε ψηφιακό σύμφωνο δέκτη	215
Εικόνα 5.25: Συγκριτική μελέτη της πολυπλοκότητας υλοποίησης των προσεγγίσεων TEQ και FEQ για την αντιστάθμιση της διασποράς	215
Εικόνα 5.26: Δομή φίλτρου MIMO 'Butterfly' που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση της μεθόδου CMA	216
Εικόνα 5.27: Απεικόνιση της υλοποίησης της ανάκτησης χρονισμού	217
Εικόνα 5.28: Υλοποίηση της αλυσίδας ψηφιακής επεξεργασίας σήματος του καινοτόμου VVMPE-ML αλγορίθμου ανάκτησης φάσης	218
Εικόνα 5.29: Απεικόνιση της επίδρασης καθενός από τα δύο στάδια του καινοτόμου VVMPE-ML αλγορίθμου στην προσομοίωση του 64-QAM σήματος	218
Εικόνα 5.30: Διαγραμματική απεικόνιση αποτελεσμάτων προσομοίωσης ενός ευέλικτου οπτικού πομπού/δέκτη σε ρυθμό μετάδοσης 28 Gbaud για σχήματα διαμόρφωσης έως 64 QAM ώστε να εξομοιωθούν συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών	222
Εικόνα 5.31: Διαγραμματική απεικόνιση αποτελεσμάτων προσομοίωσης ενός ευέλικτου οπτικού πομπού/δέκτη σε ρυθμό μετάδοσης 32 Gbaud για σχήματα διαμόρφωσης έως 64 QAM ώστε να εξομοιωθούν συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών	226
Εικόνα 5.32: (α) Περιγραφή οπτικών θυρών εισόδου/εξόδου καθώς τις RF ηλεκτρικές συνδέσεις (β) Διάταξη των bit πάνω στο PCB για τον I&Q segmented modulator	228
Εικόνα 5.33: (α) Χαρτογράφηση των συνδέσεων του segmented IQ modulator μετηνδιάταξη των CMOS drivers 1 ^{ης} και 2 ^{ης} γενιάς (β) Τελική συναρμολόγηση (assembly) του μονοευέλικτου πομπού με βάση τους CMOS drivers 1 ^{ης} και 2 ^{ης} γενιάς	229
Εικόνα 5.34: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης μονού (single) bit του ευέλικτου πομπού	230
Εικόνα 5.35: (α) Ηλεκτρικές ροές δεδομένων με σχήμα διαμόρφωσης OOK στα 14 Gb/s (β) Ηλεκτρικό σήμα του ρολογιού (Clock signal) στα 14 Gb/s	230
Εικόνα 5.36: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s που αντιστοιχούν στο οπτικό σήμα εξόδου του Bit 4 του (α) I και (β) Q segmented modulator	231
Εικόνα 5.37: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης διπλού (dual) bit του ευέλικτου πομπού	232

Εικόνα 5.38: Οπτικά διαγράμματα οφθαλμού PAM-4 σημάτων σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s PAM-4 για τον Q-segmentedmodulator (SEMZM) με (α) 2 μεγάλα (long) τμήματα του Bit4 απενεργοποιημένα και (β) ένα μικρό (short) και ένα μεγάλο (long) τμήμα του απενεργοποιημένα	233
Εικόνα 5.39: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών PAM-4 σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Isegmentedmodulator με (α) ένα μικρό (short) και ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένα συνδυαζόμενο με το Bit 2, (β) όλα τα τμήματα του Bit4 ενεργοποιημένα και ένα μικρό (short) τμήμα του Bit 2 απενεργοποιημένο, (γ) όλα τα τμήματα του Bit4 ενεργοποιημένα και ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit 2 απενεργοποιημένο	233
Εικόνα 40: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης τριπλού (triple) bit του ευέλικτου πομπού	234
Εικόνα 5.41: Διάγραμμα οφθαλμού που αντιστοιχεί σε ένα οπτικό σήμα διαμόρφωσης PAM-8 σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με δύο μεγάλα (long) τμήματα του Bit 4 απενεργοποιημένα συνδυαζόμενα με τα Bit2 και Bit 0 που ενεργοποιήθηκαν.....	235
Εικόνα 5.42: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας του ευέλικτου πομπού σε IQ διαμόρφωση.....	235
Εικόνα 5.43: Διάγραμμα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s με σχήμα διαμόρφωσης πλάτους OOK του I segmentedmodulators	236
Εικόνα 5.44: Αηφθέντα οπτικά σήματα με διαμόρφωση PSK για τον I segmentedmodulator για τις περιπτώσεις : (α) Όλα τα τμήματα του Bit4 ενεργοποιημένα, (β) Ένα μικρό τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο, (γ) Ένα μικρό και ένα μεγάλο τμήμα απενεργοποιημένα και (δ) δύο μεγάλα τμήματα απενεργοποιημένα.....	236
Εικόνα 5.45: Αηφθέν οπτικό σήμα με διαμόρφωση PSK για τον Qsegmentedmodulator	237
Εικόνα 5.46: Αηφθέν οπτικό σήμα διαμόρφωσης QPSK από την ταυτόχρονη τροφοδότηση των MSBs του I Qsegmentedmodulator	237
Εικόνα 5.47: Απεικόνιση διαγραμμάτων αστερισμού ενός σήματος QPSK μονής πολωτικής κατάστασης με ρυθμό μετάδοσης στα 14Gbaud	238
Εικόνα 5.48: Διάταξη τμημάτων (segments) για τον άνω segmentedmodulator για την περίπτωση των drivers(a) 1 ^{ης} και (b) 2 ^{ης} γενιάς.....	239
Εικόνα 5.49: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s των οπτικών σημάτων του (α) Bit 4, (β) Bit 3 και (γ) Bit 2 του Qsegmentedmodulator	241
Εικόνα 5.50: Καμπύλη μετρήσεων BER σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s του Bit 4 του Qsegmentedmodulator.....	242
Εικόνα 5.51: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s των οπτικών σημάτων του (α) Bit 4, (β) Bit 3 και (γ) Bit 2 του I segmentedmodulator	243
Εικόνα 5.52: Καμπύλη μετρήσεων BER σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s του Bit 4 του I segmentedmodulator.....	243
Εικόνα 5.53: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 GB/s που αντιστοιχούν στα οπτικά σήματα εξόδου του συνδυασμού των τμημάτων των Bit 4 - Bit 1 (άνω διαγράμματα) και Bit 4 - Bit 0 (κάτω διαγράμματα) του Qsegmentedmodulator	244
Εικόνα 5.54: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 GB/s που αντιστοιχούν στα οπτικά σήματα εξόδου του συνδυασμού των τμημάτων των Bit 4 - Bit 1 (άνω διαγράμματα) και Bit 4 - Bit 0 (κάτω διαγράμματα) του I segmentedmodulator	245
Εικόνα 5.55: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών PAM-4 σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με (α) όλα τα τμήματα του Bit4 και Bit2 ενεργοποιημένα , (β) ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο και (γ) ένα μικρό (short) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο	246
Εικόνα 5.56: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών PAM-4 σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με (α) όλα τα τμήματα του Bit4 και Bit2 ενεργοποιημένα , (b) ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο, (c) δύο μεγάλα (long) τμήματα του Bit4 είναι απενεργοποιημένα και (d) ένα μικρό (short) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο	247
Εικόνα 5.57: Καμπύλη μετρήσεων BER σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s οδηγώντας με ηλεκτρικά σήματα τα Bit 4 και Bit 2 του Qsegmentedmodulator.....	248
Εικόνα 5.58: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s των οπτικών σημάτων του (α) Bit 4 και (β) Bit 2 του Qsegmentedmodulator	249
Εικόνα 5.59: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών NRZ σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με (a-c) ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit 4 απενεργοποιημένο, (d-e) ένα μικρό (short) τμήμα του Bit 4 απενεργοποιημένο και (f) ένα μεγάλο (long) και ένα μικρό (short) τμήμα του Bit 4 απενεργοποιημένα.....	250

Εικόνα 5.60: Συνάρτηση μεταφοράς του IQsegmentedmodulator ως προς την τάση οδήγησης του (α) 1 ^{ου} βραχίονα του I τμηματοποιημένου διαμορφωτή και του (β) 2 ^{ου} βραχίονα του I segmentedmodulators	251
Εικόνα 6.1: Εκτιμήσεις για την εξέλιξη των οπτικών δικτύων.....	259
Εικόνα 6.2: Επιλογές υλοποίησης υπερ-καναλιών κλίμακας Tb/s [6.5].....	261
Εικόνα 6.3: Σύγκριση του αριθμού των μεμονωμένων οπτο-ηλεκτρονικών στοιχείων για την υλοποίηση ενός υπερ-καναλιού 5x100G έναντι μιας υλοποίησης σε PIC	263
Εικόνα 6.4: Σχεδιαστικό μοντέλο των στοιχείων φιλτραρίσματος που θα υιοθετηθούν στο πρωτότυπο MUX/DEMUX 2ης γενιάς. Τα τμήματα που είναι χρωματισμένα απεικονίζουν τα στοιχεία μικροθερμαντών πάνω στην δομή SOI.....	264

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 3.1: Πίνακας τιμών των χαρακτηριστικών γνωρισμάτων των υλικών που χρησιμοποιήθηκαν	108
Πίνακας 3.2: Τιμές που υπολογίστηκαν για διαφορετικές ακτίνες του μικρο-δακτυλίου (ring).....	109
Πίνακας 3.3: Αποτελέσματα προσομοιώσεων των χαρακτηριστικών των 2 ^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων: FSR,FWHM, φασματική κυμάτωση της απόκρισης του φίλτρου, συνολική απώλεια και ER με βάση την ακτίνα των υπό-δακτυλίων (sub-rings) και τους λόγους διαχωρισμού των οπτικών couplers C1/C2 και C3	112
Πίνακας 3.4: Μήκος σύζευξης (couplinglength) για συγκεκριμένες τιμές λόγου σύζευξης	116
Πίνακας 3.5: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά των υπό κατασκευή 2 ^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI	125
Πίνακας 3.6: Τα τρία σχεδιαστικά μοντέλα των 2 ^{ης} τάξης MRs με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI	134
Πίνακας 3.7: Σύνοψη των μετρήσεων ενός πλήρους κύκλου της παραμέτρου FSR για τα διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των ευέλικτων φίλτρων	138
Πίνακας 3.8: Σύνοψη των μετρήσεων σχετικών με την μεταβολή του 3dB εύρους ζώνης για τα διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των ευέλικτων φίλτρων	140
Πίνακας 3.9: Σύνοψη των μετρήσεων του 3dB εύρους ζώνης σε αντιστοιχία με τα ζεύγη τάσεων/ρεύματων (volts/current) των μικρο-θερμαντών (micro-heater) του συμβολόμετρου MZI των ευέλικτων φίλτρων	141
Πίνακας 3.10: Σύνοψη συνολικών απωλειών για τα τρία σχεδιαστικά μοντέλα ευέλικτων φίλτρων	141
Πίνακας 3.11: Σύνοψη των χαρακτηριστικών του λόγου σβέσης (ExtinctionRatio), του εύρους ζώνης ημίσειας ισχύος (FWHM) και του λόγου σύζευξης (couplingratio) των τριών δομών μονών μικρο-δακτυλίων	152
Πίνακας 3.12: Απώλειες από ίνα-σε-ίνα και από τις δυο διαφορετικές εισόδους καθώς και οι απώλειες PDL του 2D coupler περίθλασης (gratingcoupler)	155
Πίνακας 4.1: Ζευγάρια τιμών Τάσης/Ρεύματος για την μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού	167
Πίνακας 4.2: Ζευγάρια τιμών Τάσης/Ρεύματος για την μεταβολή του εύρους ζώνης	168
Πίνακας 5.1: Ομαδοποιημένα αποτελέσματα για τις προσομοιώσεις στα 28 Gbaud	223
Πίνακας 5.2: Ομαδοποιημένα αποτελέσματα για τις προσομοιώσεις στα 28 Gbaud	227
Πίνακας 5.3: RF ηλεκτρικές συνδέσεις στην πλακέτα PCB	229
Πίνακας 5.4: Μετρήσεις BER για την αξιολόγηση της απόδοσης των οπτικών σημάτων QPSK με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gbaud για τον ευέλικτο πομπό	238

Ευχαριστίες - Αντί Προλόγου

Ήταν Ιούνιος του 2012. Ήδη απόφοιτος της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ ήμουν στο τελικό στάδιο της ολοκλήρωσης των μεταπτυχιακών μου σπουδών στο Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών. Βρισκόμουν έξω περιμένοντας έναν φίλο μου τον Δημήτρη (Καλαβρουζιώτης) υποψήφιο διδάκτορα του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) για να μου μιλήσει για την προοπτική να ενταχθώ και εγώ στο δυναμικό του εργαστηρίου συνεχίζοντας με αυτό τον τρόπο τις σπουδές μου. Εκείνο το βράδυ έμελλε να μου αλλάξει την ζωή αφού γοητεύτηκα πραγματικά από το ερευνητικό αντικείμενο του εργαστηρίου καθώς και από την προοπτική να ενταχθώ και εγώ στους κόλπους μια ομάδας με δυναμική στην οποία θα μπορούσα να εξελιχθώ τόσο ως επιστήμονας αλλά και ως άνθρωπος. Αυτές τις στιγμές που γράφω τις τελευταίες γραμμές του διδακτορικού μου νιώθω την ανάγκη να ευχαριστήσω όλους τους ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου όλα αυτά τα χρόνια κατά την διάρκεια του ταξιδιού μου στο "κουρσάτικο" όπως είχε ονομαστεί το εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών.

Πρώτα από όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο ιδρυτή του ΕΦΕ ο οποίος με εμπιστεύτηκε, με καθοδήγησε και μου έδωσε την δυνατότητα να γίνω μέλος της ομάδας του εργαστηρίου ώστε να αποκτήσω επιστημονική κατάρτιση, εμπειρία καθώς και κριτική σκέψη. Ως πραγματικός αρχηγός του "κουρσάτικου" κατάφερε με την συνεισφορά του να δημιουργήσει ένα ερευνητικό εργαστήριο διεθνώς αναγνωρισμένο το οποίο παρέχει τις κατάλληλες συνθήκες για έναν νέο άνθρωπο να εξελιχτεί και να ικανοποιήσει τις ερευνητικές του αναζητήσεις στην περιοχή της Φωτονικής. Ο κ. Αβραμόπουλος είναι ένας πραγματικός δάσκαλος για μένα με όλη την σημασία της λέξης ο οποίος συνετέλεσε καθοριστικά στην εξέλιξη τόσο της επαγγελματικής μου καριέρας όσο και στην διαμόρφωση του χαρακτήρα μου μεταδίδοντας μου αρχές που τον διέπουν όπως είναι το ήθος, η καλοσύνη, το πάθος για συνεχή μάθηση και εξέλιξη καθώς και η αποφασιστικότητα και για αυτό τον ευχαριστώ ειλικρινά.

Θέλω επίσης να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ σε όλους τους συναδέλφους μου που ζήσαμε μαζί στο εργαστήριο όλα αυτά τα χρόνια και μοιραστήκαμε άγχη και αγωνίες αποτελώντας στήριγμα ο ένας για τον άλλο σε όλες τις εκφάνσεις της καθημερινότητας μας. Ξεκινώντας λοιπόν από τους παλαιότερους του εργαστηρίου θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους μεταδιδακτορικούς ερευνητές Παρασκευά Μπακόπουλο και Δημήτρη Αποστολόπουλο οι οποίοι με καθοδήγησαν σε ένα μεγάλο μέρος των ερευνητικών δραστηριοτήτων της διδακτορικής μου διατριβής. Άνθρωποι και οι δύο με τεράστια γνώση και εμπειρία στην περιοχή της Φωτονικής, ανεξάντλητη πηγή τεχνικών δεξιοτήτων που αποτέλεσαν εγγύηση επιτυχίας σε όποιο επιστημονικό αντικείμενο καταπιάστηκαν στα πλαίσια των αναγκών του εργαστηρίου. Τους ευχαριστώ και τους δυο θερμά για όλη την καθοδήγηση, τις γνώσεις που μου μετέδωσαν καθώς και την άψογη συνεργασία μας όλα αυτά τα χρόνια στο εργαστήριο. Στην συνέχεια θα ήθελα να αναφερθώ σε δύο ανθρώπους οι οποίοι διαδραμάτισαν καθοριστικό ρόλο τόσο για την ένταξη μου στο εργαστήριο όσο και για την διαμόρφωση και ολοκλήρωση της διδακτορικής μου διατριβής. Ο μεταδιδακτορικός ερευνητής Δημήτρης Καλαβρουζιώτης ήταν ο άνθρωπος ο οποίος εκείνο το βράδυ πριν από περίπου 7 χρόνια μου έδειξε την προοπτική να ενταχθώ στην ομάδα του εργαστηρίου. Τον Δημήτρη έχω την τύχη να τον γνωρίζω εδώ και περίπου 20 χρόνια από τα σχολικά μας χρόνια και πάντα αποτελούσε παράδειγμα για μένα. Ένας χαρισματικός επιστήμονας, με αξιοθαύμαστη τεχνική κατάρτιση σε μια πληθώρα ερευνητικών αντικειμένων αποτελούσε πάντα τον άνθρωπο που θα έδινε την

λύση σε όλα τα θέματα που προέκυπταν κατά την διάρκεια των ερευνητικών μας δραστηριοτήτων. Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στον μεταδιδακτορικό ερευνητή Γιάννη Γιαννούλη με τον οποίο συνεργαστήκαμε στενά σε όλα τα χρόνια του διδακτορικού μου. Ο Γιάννης αποτελεί την μετουσίωση της έννοιας του επιστήμονα, αστείρευτη πηγή γνώσεων που δίνεται ολοκληρωτικά σε ότι καταπιάνεται. Τόσο ο Δημήτρης Καλαβρουζιώτης όσο και ο Γιάννης Γιαννούλης συνεισέφεραν καθοριστικά στην ολοκλήρωση της διδακτορικής μου διατριβής και για αυτό θα ήθελα να τους ευχαριστήσω θερμά.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στον ερευνητή Στέφανο Δρή ο οποίος βρίσκεται πλέον στο Βερολίνο. Αποτέλεσε έναν άνθρωπο που στα μάτια όλων μας ήταν ο "Πυροσβέστης" που με την τεράστια εμπειρία και γνώση του στο πεδίο του της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων μας βοήθησε καθοριστικά σε κάθε μας πειραματική μας δραστηριότητα. Ένα ευχαριστώ στον ερευνητή Γιάννη Λαζάρου με τον οποίο περάσαμε αρκετές ώρες πάνω από τον πάγκο στα πλαίσια των ερευνητικών μας δραστηριοτήτων μεταδίδοντας μου τις γνώσεις και εμπειρίες του που με βοήθησαν πολύ σε όλη της διάρκεια της διαδρομής μου στο εργαστήριο. Ένα ευχαριστώ στην μεταδιδακτορική ερευνήτρια Μαριλί Σπυροπούλου με την οποία συνεργάστηκα άψογα μεταδίδοντας μου αρετές όπως η ηρεμία και η μεθοδικότητα στις ερευνητικές μου δραστηριότητες. Επιπλέον, ένα ευχαριστώ στον μεταδιδακτορικό ερευνητή Χρήστο Κουλουμέντα για την συνεργασία μας και για τις συμβουλές του κατά την διάρκεια της πορείας μου στο εργαστήριο. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον ερευνητή Χάρη Ζερβό με τον οποίο είχα την τύχη να συνεργαστώ το τελευταίο χρονικό διάστημα στο εργαστήριο.

Περνώντας στους νεότερους θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συναδέλφους μου Υποψ. Διδάκτορες της γενιάς μου με τους οποίους πορευτήκαμε όλα αυτά τα χρόνια στις ερευνητικές δραστηριότητες του εργαστηρίου βοηθώντας ο ένας τον άλλο να εξελιχθούμε και να εμπλουτίσουμε το τεχνικό μας υπόβαθρο. Θα ήθελα να ξεκινήσω με δύο παιδιά τον Γιάννη Πουλόπουλο και τον Γιάννη Κανάκη με τα οποία μοιράστηκα τις περισσότερες εμπειρίες και γράψαμε μαζί αρκετά χιλιόμετρα στον στίβο του των πειραματικών δραστηριοτήτων του εργαστηρίου. Με τον Γιάννη Κανάκη ξεκινήσαμε μαζί το ταξίδι μας στο εργαστήριο μοιραστήκαμε τα ίδια άγχη, πανηγυρίσαμε τις ίδιες επιτυχίες, ταξιδέψαμε παρέα (το ταξίδι στην Αμερική θα μου μείνει αξέχαστο...!!!) βοηθώντας ο ένας τον άλλο κάθε φορά που χρειαζόταν. Νιώθω τυχερός που γνώρισα έναν τόσο χαρισματικό άνθρωπο με αξίες και ξέρω ότι ο Γιάννης θα καταφέρει στην ζωή του ότι πραγματικά έχει ονειρευτεί. Θα περάσω στον Γιάννη Πουλόπουλο έναν πραγματικό φίλο με τον οποίο μοιραστήκαμε τα πάντα στην πορεία μας στο εργαστήριο. Από την άριστη συνεργασία που είχαμε στην καθημερινότητα μας στο εργαστήριο μέχρι τις ατελείωτες συζητήσεις μας έξω από την πόρτα του εργαστηρίου από τον Γιάννη έχω να θυμάμαι μόνο όμορφα πράγματα και του εύχομαι πραγματικά ότι καλύτερο στην ζωή του. Ένα μεγάλο ευχαριστώ στον Κώστα Τόκα ο οποίος έφερνε πάντα την πνοή αισιοδοξίας στο εργαστήριο, χαιρόμουν να συνεργάζομαι μαζί του και νιώθω πραγματικά τυχερός που τον γνώρισα. Θα ήθελα να ευχαριστώ πολύ τον Νίκο Αργύρη ένα παιδί με ήθος και άρτιο τεχνικό υπόβαθρο με τον οποίο περάσαμε πολλά ξενύχτια παρέα πάνω από τους πειραματικούς πάγκους του εργαστηρίου καθώς και τον Χρήστο Σπαθαράκη που πλέον μας ταξιδεύει σε όλους τους προορισμούς της Μεσογείου. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Πάνο Γκρούμα και τον Βασίλη Κατωπόδη δυο παιδιά τα οποία χαρακτηρίζονται από εργατικότητα και επιμονή που πάντα τα έχω στο μυαλό μου να καταπιάνονται με δαιδαλώδεις διατάξεις καταφέροντας πάντα να βγούνε νικητές. Ένα ευχαριστώ στον Χρήστο Τσώκο και τον Λευτέρη Γουναρίδη με τους οποίους μοιραστήκαμε πολλές εμπειρίες και τους εύχομαι ότι καλύτερο στην μετέπειτα ζωή τους. Ένα ευχαριστώ θα ήθελα να εκφράσω και στα νεότερα μέλη της ομάδας του ΕΦΕ Κωνσταντίνα Καντά και

Παναγιώτη Τουμάση στους οποίους εύχομαι να συνεχίσουν με τον ίδιο δυναμισμό την πορεία τους στο ΕΦΕ. Ένα ευχαριστώ στην Βάσια Λαμπροπούλου, την Πόλυ Βλάση και τον Κωστή Χριστογιάννη για τη βοήθεια σε ότι χρειάστηκα κάνοντας μας την καθημερινότητα ευκολότερη.

Φθάνοντας προς το τέλος θα ήθελα να εκφράσω ένα τεράστιο ευχαριστώ στους γονείς μου Χρήστο και Όλγα και στον μικρό μου αδελφό Θοδωρή στους οποίους οφείλω τα πάντα που έχω καταφέρει ως σήμερα. Είναι οι άνθρωποι οι οποίοι όλο αυτό το διάστημα με υποστήριξαν με κάθε δυνατό τρόπο, ήταν πάντα στήριγμά μου και εύχομαι να αισθάνονται υπερήφανοι για μένα για την έως τώρα πορεία μου, γιατί πραγματικά το αξίζουν και με το παραπάνω. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω ειλικρινά την συνάδελφο Χημικό Μηχανικό ΕΜΠ Ελίνα Ελευθερίου για τις συζητήσεις που κάναμε αναπολώντας τα φοιτητικά μας χρόνια στο Πολυτεχνείο οι οποίες με γυρνούσαν πίσω στον χρόνο και πάντα μου άφηναν μια γλυκιά νοσταλγία για τα χρόνια αυτά. Ένα ευχαριστώ οφείλω σε όλους τους φίλους με τους οποίους μοιραστήκαμε σκέψεις και ανησυχίες, οι οποίοι μου συμπαραστάθηκαν όλα αυτά τα χρόνια, κάνοντας πιο ευχάριστη την καθημερινότητά μου. Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ θα ήθελα να εκφράσω από καρδιάς στην Τζωρτζίνα Ελευθερίου, το άλλο μου μισό, που ήταν πάντα εκεί για μένα πραγματική σύντροφος, προσφέροντας μου ολόψυχα αμέριστη κατανόηση, υποστήριξη και αγάπη. Χωρίς εκείνη όλη αυτή η διαδρομή θα ήταν δύσκολη για αυτό της χρωστάω ένα τεράστιο ευχαριστώ και μια υπόσχεση να της το ανταποδώσω και εγώ στο μέλλον με κάθε τρόπο.

Με τιμή,
Νίκος Ηλιάδης

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή: Αρχιτεκτονική και τοπολογίες ευέλικτων οπτικών δικτύων για μετάδοση οπτικής πληροφορίας

1.1 Επιτεύγματα και προκλήσεις της τεχνολογίας των οπτικών Τηλεπικοινωνιών





Κατά την διάρκεια του 21^{ου} αιώνα η άνθιση και η ωρίμανση που γνώρισαν πολλοί επιστημονικοί κλάδοι συνετέλεσε στην εμφάνιση πολλών τεχνολογικών επιτευγμάτων τα οποία επηρέασαν με καθοριστικό τρόπο το κοινωνικό, οικονομικό και πολιτιστικό επίπεδο της σύγχρονης κοινωνίας. Διανύουμε την εποχή όπου η ανάγκη εξυπηρέτησης δικτύων ολοένα και αυξανόμενης χωρητικότητας είναι πιο επιτακτική από ποτέ. Οι μέρες μας θα μπορούσαν κάλλιστα να χαρακτηριστούν ως η αυγή της Zettabyte εποχής [1.1]. Η αλματώδης αύξηση του εύρους ζώνης οφείλεται στην εξέλιξη της μορφής του διαδικτύου καθώς και των κυριότερων εφαρμογών που δημιουργούν τη διαδικτυακή κίνηση, μέσα στα τελευταία χρόνια. Κατά τα πρώτα βήματα του διαδικτύου η απλή περιήγηση σε ιστοσελίδες καθώς και η αποστολή μηνυμάτων ηλεκτρονικού ταχυδρομείου αποτελούσαν τις εφαρμογές που χρησιμοποιούσαν κατά κόρον οι χρήστες του διαδικτύου. Με την πάροδο των χρόνων το μεγαλύτερο τμήμα της παγκόσμιας διαδικτυακής κίνησης σήμερα δημιουργείται από τις νέες ευρυζωνικές εφαρμογές και υπηρεσίες όπως οι εφαρμογές των μέσων κοινωνικής δικτύωσης, η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας, το on-line gaming και οι ασύρματες mobile εφαρμογές οι οποίες απαιτούν ανταλλαγή δεδομένων υψηλής χωρητικότητας.

Τα μέσα πληροφόρησης τα οποία καθιστούν δυνατή την ικανοποίηση των ολοένα και αυξανόμενων αναγκών για εύρος ζώνης αποτελούνται σχεδόν εξ' ολοκλήρου από οπτικές ίνες. Η εδραίωση της οπτικής ίνας ως το κύριο μέσο ενσύρματης μετάδοσης στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα διαδραματίζει ζωτικό ρόλο στην ανάπτυξη και καθιέρωση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων υψηλής χωρητικότητας. Η οπτική ίνα προσφέρει μοναδικά χαρακτηριστικά μετάδοσης της πληροφορίας τα οποία την καθιστούν απαραίτητη για μετάδοση σε μεγαλύτερες γεωγραφικές αποστάσεις χιλιάδων χιλιομέτρων και σε υψηλότερα εύρη ζώνης (ρυθμούς δεδομένων - datarates) από ότι τα συμβατικά ομοαξονικά καλώδια. Ως αποτέλεσμα επιτυγχάνεται μετάδοση συνολικής χωρητικότητας της τάξης των δεκάδων Tbps με χαμηλούς ρυθμούς σφαλμάτων. Αυτές οι ιδιότητες οφείλονται στις χαμηλές απώλειες μετάδοσης που εισάγει το οπτικό μέσο μετάδοσης καθώς και στην δυνατότητα να μεταδοθεί ταυτόχρονα ένας μεγάλος αριθμός καναλιών αξιοποιώντας πλήρως το μεγάλο φασματικό παράθυρο που προσφέρουν.

Η εποχή της άνθισης των οπτικών επικοινωνιών στην σύγχρονη εποχή είχε ως κινητήριο δύναμη τεχνολογικές ανακαλύψεις οι οποίες άρχισαν να έρχονται στο φως από την δεκαετία του 1960. Πριν φτάσουμε σε αυτό το σημείο το οποίο άλλαξε τον τρόπο με τον οποίο αντιλαμβανόμαστε τα συστήματα μετάδοσης πληροφορίας υπήρξαν κάποιες καθοριστικές ανακαλύψεις οι οποίες συνετέλεσαν στην ανάπτυξη των συστημάτων επικοινωνίας της εκάστοτε εποχής. Πιο συγκεκριμένα, το 1835 εφευρέθηκε ο τηλεγράφος από τον Samuel Morse κερύσσοντας εν πολλύς την έναρξη της εποχής των επικοινωνιών μέσω ηλεκτρικών κυκλωμάτων για ολόκληρο τον κόσμο. Η χρήση καλωδίων χαλκού για την μετάδοση κωδικοποιημένων σημάτων Morse υλοποιήθηκε το 1844. Επιπρόσθετα ο Alexander Graham Bell το 1876 ανακάλυψε το τηλέφωνο επιτρέποντας την επικοινωνία μέσω ηλεκτρικών κυκλωμάτων την μετάδοση φωνητικών σημάτων [1.2]. Ο Marconi το 1895 υλοποίησε ένα σύστημα ραδιο-επικοινωνιών παραλείποντας την χρήση καλωδίων χαλκού. Τα

σήματα τα οποία χαρακτηρίζονταν από ένα σχήμα διαμόρφωσης μεταδίδονταν σε μεγάλες αποστάσεις χρησιμοποιώντας την τεχνολογία των ραδιοκυμάτων. Η χρονο με τον χρόνο αυξανόμενη ζήτηση για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης της πληροφορίας ανέδειξε την ανάγκη για την έναρξη της εποχής των οπτικών επικοινωνιών από το 1960 και μετά. Η εποχή αυτή χαρακτηρίζεται από την καθιέρωση της οπτικής ίνας ως οπτικό μέσο μετάδοσης του φωτός επιδεικνύοντας μεγάλη ανθεκτικότητα, πολύ χαμηλές απώλειες σε σχέση με τα συμβατικά καλώδια χαλκού. Στις επικοινωνίες οπτικών ινών, η φασματική περιοχή που οριοθετείται μεταξύ 1.3 μm και 1.6 μm αξιοποιείται για την μετάδοση δεδομένων. Στην φασματική περιοχή αυτή η C-band (1.530 μm έως 1.565 μm) η οποία συχνοτικά τοποθετείται μεταξύ 195.9 THz και 191.5 THz παρουσιάζει τις χαμηλότερες απώλειες ολόκληρου του φάσματος μετάδοσης μέσω οπτικών ινών γεγονός που συντελεί στην αξιοποίηση της συγκεκριμένης φασματικής περιοχής για την μετάδοση πληροφορίας σε αποστάσεις χιλιάδων χιλιομέτρων.

Καθοριστική ήταν η δεκαετία του 1990 για την ανάπτυξη οπτικών συστημάτων επόμενης γενιάς με την χρήση των οπτικών ενισχυτών ίνας ερβίου (Erbiumdoped amplifier - EDFA) οι οποίοι αυξάνουν την ελάχιστη απόσταση των αναμεταδοτών (transponders) καθώς και την εισαγωγή της έννοιας των σχημάτων πολυπλεξίας μήκους κύματος (wavelength division multiplexing - WDM) ώστε να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας (bitrate). Η τεχνολογία της πολυπλεξίας ως προς το μήκος κύματος αποτελεί μια ευρέως διαδεδομένη τεχνική μετάδοσης πληροφορίας υψηλών χωρητικότητας και επιτρέπει τη μετάδοση ενός αριθμού φορέων οπτικού σήματος σε μία μόνο οπτική ίνα με χρήση διαφορετικών μηκών κύματος. Στα περισσότερα συστήματα WDM, οι απώλειες από την οπτική ζεύξη αντισταθμίζονται περιοδικά με τη χρήση οπτικών ενισχυτών EDFAs σε απόσταση 60 έως 80 km για πρώτη φορά το 1996 μπόρεσε να καταστεί δυνατή η διηπειρωτική μετάδοση WDM δεδομένων σε ρυθμούς μετάδοσης 5 Gb/s [1.3] με τη χρήση αλυσίδων οπτικών ενισχυτών EDFAs μέσω υποθαλάσσιων οπτικών δικτύων. Επιπρόσθετα, η υιοθέτηση τεχνικών αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς καθώς και η εφαρμογή τεχνικών επεξεργασίας του σήματος στο ηλεκτρικό και οπτικό πεδίο συνετέλεσαν στην αύξηση τόσο της χωρητικότητας των προς μετάδοση καναλιών όσο και της απόστασης που μπορεί να μεταδοθούν χωρίς να υποστεί το σήμα σημαντική υποβάθμιση.

		2015	2020
More Internet Users		3.0 Billion	4.1 Billion
More Devices and Connections		16.3 Billion	26.3 Billion
Faster Broadband Speeds		24.7 Mbps	47.7 Mbps
More Video Viewing		70% of Traffic	82% of Traffic

Source: Cisco VNI Global IP Traffic Forecast, 2015–2020

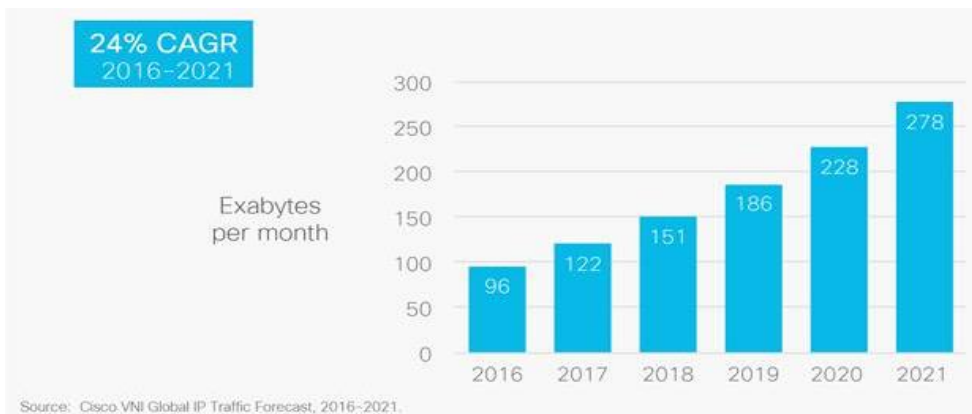
Εικόνα 1.1: Απεικόνιση των παραγόντων που επιτελούν στην αύξηση της παγκόσμιας διαδικτυακής κίνησης ως το 2020

Η ιστορική ανασκόπηση που προηγήθηκε με την αναφορά σε τεχνολογικά επιτεύγματα στον τομέα των συστημάτων επικοινωνίας αποδεικνύει την ανάγκη για συνεχή αναζήτηση για νέες και καινοτόμες λύσεις ώστε να ικανοποιηθεί η ανάγκη για επικοινωνία και ανταλλαγή πληροφοριών σύμφωνα με τους όρους που επιτάσσει η κάθε εποχή. Όπως έχει ήδη αναφερθεί η σύγχρονη κοινωνία μας θα μπορούσε να χαρακτηριστεί ως η "κοινωνία της πληροφορίας" εξαιτίας της ανάπτυξης των δυνατοτήτων που προσφέρει το διαδίκτυο και της εκθετικής αύξησης της ζήτησης για εύρος ζώνης που απαιτούν οι νέες ευρυζωνικές υπηρεσίες. Αποτέλεσμα αυτού αποτελεί το γεγονός ότι οι παραδοσιακές τεχνικές στον τομέα των οπτικών επικοινωνιών που αφορούν την διαμόρφωση, μετάδοση, δρομολόγηση και λήψη που χρησιμοποιούνται στα Legacyοπτικά δίκτυα φαίνεται να μην επαρκούν για την ολοένα και αυξανόμενη ζήτηση για κανάλια μετάδοσης μεγαλύτερης χωρητικότητας. Δεν είναι τυχαίο που οι συνδρομητές υπηρεσιών ευρυζωνικότητας και διαδικτύου αυξάνονται σε καθημερινή βάση ενώ μέχρι το 2020 αναμένεται να έχει διπλασιαστεί ο διαθέσιμος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων.

Για την αντιμετώπιση των καινούριων αναγκών για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και δημιουργία αποδοτικότερων οπτικών δικτύων ώστε να ικανοποιήσουν την ζήτηση για δίκτυα μεγαλύτερης χωρητικότητας βιώσιμη λύση προκρίθηκε η υιοθέτηση τοπολογιών ευέλικτων οπτικών δικτύων (elasticopticalnetworks - EON) τα χαρακτηριστικών των οποίων θα αναλυθούν στα επόμενα κεφάλαια.

1.2 Η ανάγκη για υλοποίηση νέων αρχιτεκτονικών δικτύων για ευέλικτα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας

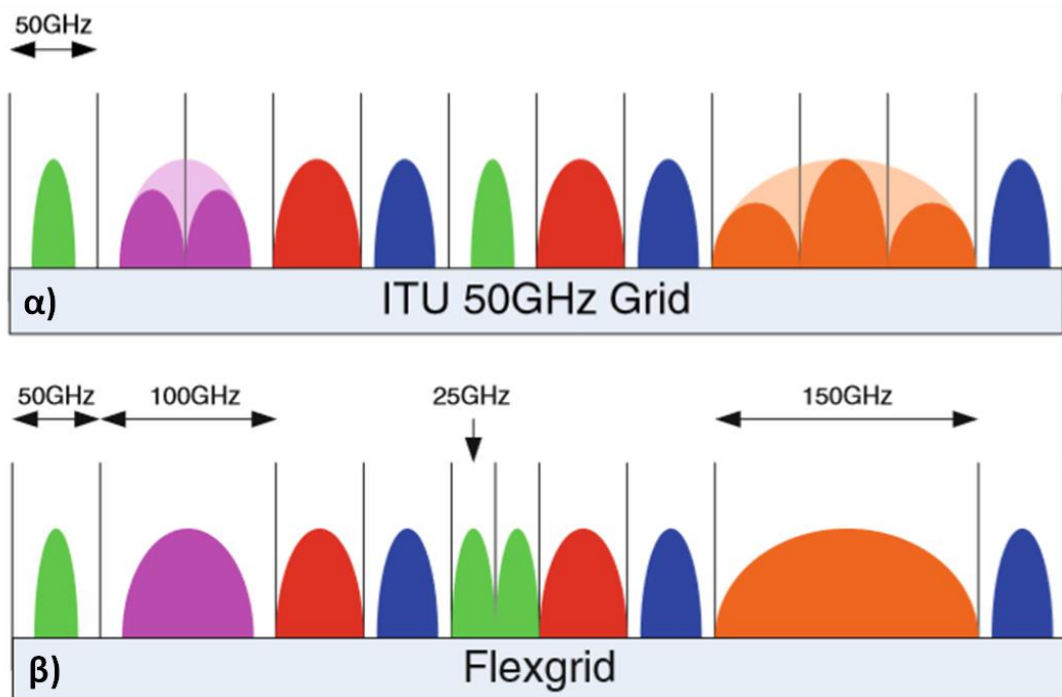
Όπως κατέστη σαφές από την ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων η ανάγκη εξυπηρέτησης δικτύων μεγάλης χωρητικότητας είναι πιο επιτακτική από ποτέ. Οι προβλέψεις σχετικά με ετήσια παγκόσμια IP διαδικτυακήκίνηση (annualglobalIPtraffic) από εταιρείες κολοσσούς στον τομέα των Τηλεπικοινωνιών όπως η Ciscουποδεικνύουν ότι ο ετήσιος ρυθμός ανάπτυξης (compoundannualgrowthrate - CAGR) θα είναι της τάξης του 24% για τα έτη από το 2016 έως το 2021. Ως αποτέλεσμα του γεγονότος αυτού είναι η παγκόσμια IP διαδικτυακή κίνηση να φτάσει συνολικά τα 3.3 ZB ως το 2021.Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική η Εικόνα 1.2παρουσιάζει την πρόβλεψη της αύξησης τηςπαγκόσμιας IP διαδικτυακήςκίνησης ανά μήνα η οποία σχεδόν τριπλασιάζεται από το 2016 έως το 2021 [1.4]. Πιο συγκεκριμένα η IPκίνηση αναμένεται να φτάσει τα 278 EB (Exabyte) ανά μήνα το 2021 έχοντας ως αφετηρία τα 96 EBανά μήνα το 2016, γεγονός που μεταφράζεται ως ετήσιος ρυθμός αύξησης 24%.



Εικόνα 1.2: Απεικόνιση της πρόβλεψης αύξησης της παγκόσμιας IP κίνησης ανά μήνα από το 2016 έως το 2021 [1.4]

Η ολοένα και αυξανόμενη ζήτηση για εύρος ζώνης πυροδοτείται συνεχώς από την εμφάνιση νέων διαδικτυακών εφαρμογών και υπηρεσιών όπως έχουν ήδη αναφερθεί οι οποίες απαιτούν ανταλλαγή δεδομένων υψηλής χωρητικότητας. Οι προαναφερθείσες εφαρμογές χαρακτηρίζονται από ένα δυναμικό και συνάμα ευμετάβλητο προφίλ κίνησης, καθιστώντας τις παλιές αρχιτεκτονικές/υλοποιήσεις δικτύων ανεπαρκής ώστε να ικανοποιήσουν τις αυξημένες ανάγκες για εύρος ζώνης [1.5]. Επομένως η εποχή της αλλαγής προς την υλοποίηση νέων αρχιτεκτονικών δικτύων ικανών να ανταποκριθούν στις ανάγκες που επιτάσσουν οι μέρες μας έχει ήδη ξεκινήσει. Οι υλοποιήσεις που χαρακτηρίζονταν από απλά σχήματα διαμόρφωσης on-off τα οποία ήταν επαρκή για να ικανοποιήσουν ρυθμούς μετάδοσης έως τα 10 Gb/s, έχουν δώσει την θέση τους σε πιο εξελιγμένα σχήματα διαμόρφωσης για ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερων των 100 Gb/s.

Η συνακόλουθη υιοθέτηση προτύπων που εξυπηρετούν ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 100 Gb/s αναμένεται να καλύψει βραχυπρόθεσμα τις ανάγκες που θα δημιουργηθούν από την πρόβλεψη για την αύξηση της παγκόσμιας κίνησης δεδομένων. Επομένως, η μετάβαση σε ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων 400 Gb/s και 1 Tb/s θα αποτελέσει την μόνη βιώσιμη λύση μακροπρόθεσμα για την εξυπηρέτηση των αναγκών των νέων δικτύων υψηλής χωρητικότητας. Έως το σημείο όπου η μετάβαση σε υπερ-υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων καταστεί δυνατή, η χρήση γραμμών μετάδοσης δεδομένων διαφορετικής χωρητικότητας θα αποτελέσει μια δημοφιλή λύση όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα .



Εικόνα 1.3: (α) Απεικόνιση της εφαρμογής φίλτρων σταθερού εύρους ζώνης που αποτυπώνει την λειτουργία του προτύπου ITU σταθερού πλέγματος (fixed-grid) και (β) απεικόνιση της λειτουργίας ευέλικτου πλέγματος (flex-grid) για την εξυπηρέτηση δεδομένων με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς το εύρος ζώνης και τον ρυθμό μετάδοσης

Τα DWDM (dense wavelength division multiplexing) συστήματα που χρησιμοποιούνται ευρέως χωρίζουν το οπτικό φάσμα της C-band σε διακριτές ζώνες (bands) εύρους 50 GHz και 100 GHz όπως επιτάσσει το πρότυπο ITU. Ένας αναμεταδότης (transponder) παρέχει ένα

μεμονωμένο μήκος κύματος το οποίο φέρει την ροή δεδομένων που θέλει να μεταδώσει ο χρήστης και μπορεί να τοποθετηθεί σε μια από τις φασματικές ζώνες της Εικόνα (α). Η συγκεκριμένη προσέγγιση χαρακτηρίζεται από ανελαστικότητα με δεδομένο ότι ο αναμεταδότης (transponder) χαρακτηρίζεται από έναν σταθερό ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας ενώ το φασματικό περιεχόμενο του σήματος δεν μπορεί να επεκταθεί πάνω από το καθορισμένο σταθερό εύρος του πλέγματος σύμφωνα με το πρότυπο ITU (π.χ 50 GHz). Το υπο-εξέταση σύστημα θα αποτελείται από στοιχεία τα οποία είναι ευαίσθητα στο μήκος κύματος του σήματος όπως οι οπτικοί από-πολυπλέκτες (de-multiplexers) και οι add-droppoλυπλέκτες (reconfigurable add-droppo multiplexers - ROADMs) οι οποίοι θα εναρμονιστούν με τις απαιτήσεις για υλοποιήσεις σταθερού πλέγματος (fixed-grid) και θα απορρίπτουν (filter out) το οπτικό φάσμα το οποίο ξεπερνά τα όρια του πλέγματος.

Εξετάζοντας προσεκτικά την Εικόνα (α) γίνεται σαφές ότι όλες οι ροές δεδομένων διαφορετικού εύρους ζώνης η κάθε μια, δρομολογούνται μέσα σε μια φασματική ζώνη σταθερού πλέγματος. Τα φάσματα μερικών ροών δεδομένων δεν καλύπτουν όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης που τους έχει αντιστοιχιστεί, ενώ στον αντίποδα τα φάσματα χρώματος μωβ και πορτοκαλί χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερο εύρος ζώνης από τα 50 GHz που είναι το φάσμα κάθε διακριτής ζώνης του προτύπου ITU. Αποτέλεσμα αυτού αποτελεί το γεγονός ότι τα οπτικά φίλτρα τα οποία είναι ειδικά προσαρμοσμένα να έχουν εύρος ζώνης σταθερό στα 50 GHz θα προκαλέσουν μεγάλη υποβάθμιση του σήματος όπως φαίνεται και από την Εικόνα 1.3(α).

Η παραπάνω ανάλυση αποδεικνύει ότι το προκύπτον DWDM δίκτυο είναι μερικώς ανελαστικό στις μεταβολές που παρατηρούνται σε μια ροή δεδομένων. Συνεπώς, για την ικανοποίηση των απαιτήσεων για δίκτυα υψηλής χωρητικότητας θα πρέπει να χωριστεί κατάλληλα το διαθέσιμο εύρος ζώνης ώστε να μπορούν τα δίκτυα σταθερού πλέγματος να αποτελέσουν μια προοπτική. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την άκρως αναποτελεσματική χρήση των πόρων και της χωρητικότητας του δικτύου και, κατά συνέπεια, σε υλοποιήσεις δικτύων πολλαπλών επιπέδων θα χρειαστεί να εγκατασταθεί ένας μεγάλος αριθμός πολύ δαπανηρού, μεγάλης ενεργειακής κατανάλωσης εξοπλισμού δρομολόγησης δεδομένων ώστε να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των χρηστών. Αντίθετα, προκρίνεται μια πιο ευέλικτη και δυναμική λύση αποδοτικότερης διαχείρισης των πόρων του δικτύου.

Τα ευέλικτα οπτικά δίκτυα (elastic optical networks - EON) είναι ικανά να ικανοποιήσουν τις απαιτήσεις από πλευράς χωρητικότητας και δυναμικής μεταβολής των φασματικών χαρακτηριστικών των πομπών των μελλοντικών δικτύων κορμού συνδυάζοντας τα τελευταία τεχνολογικά επιτεύγματα στον τομέα των ευέλικτων αναμεταδοτών (bandwidth variable transponders), της μετάδοσης ευέλικτου πλέγματος (flex-grid transmission) καθώς και της δυναμικής δρομολόγησης δεδομένων (switching technology). Πιο συγκεκριμένα, οι ευέλικτοι πομποδέκτες BVT (bandwidth variable transmitter) έχουν την δυνατότητα να ρυθμίζουν το εύρος ζώνης της πληροφορίας που παράγουν μέσω ελέγχου με κατάλληλο λογισμικό μεταβάλλοντας το σχήμα διαμόρφωσης που υποστηρίζουν. Προκειμένου να επιτευχθεί η δυνατότητα υλοποίησης ευέλικτων δικτύων για προσαρμογή του τρόπου μετάδοσης της πληροφορίας ανάλογα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής και την κατάσταση του δικτύου, έχουν προταθεί μέθοδοι που συνδυάζουν τη χρήση κατάλληλου υλικού (hardware) και λογισμικού (software) προκειμένου να καθίσταται δυνατή η επιθυμητή προσαρμογή των ρυθμών μετάδοσης πληροφορίας. Οι μέθοδοι αυτές χαρακτηρίζονται με τον όρο Software Defined Optics. Σύμφωνα με αυτές η ευελιξία ενός οπτικού πομπού επιτυγχάνεται με μια σειρά από επιλογές. Το κυριότερο πλεονέκτημα των πομπών BVT ευέλικτου πλέγματος είναι η αποφυγή της ανάγκης για αγορά πολλών μεμονωμένων πομπών που υποστηρίζουν

διαφορετικό εύρος ζώνης με δεδομένο ότι οι ευέλικτοι πομποί μπορούν να δημιουργήσουν σήματα μέσα σε ένα εύρος ρυθμών μετάδοσης δεδομένων.

Επιπρόσθετα, το οπτικό φάσμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ένα πιο ευέλικτο τρόπο, όπου οι ζώνες φάσματος μπορούν να καθοριστούν με πιο δυναμικό τρόπο. Μεγάλη προσοχή έχει προσελκύσει στην επιστημονική κοινότητα ο τρόπος που θα γίνει αποδοτικότερα ο κατακερματισμός του οπτικού φάσματος. Για το πρότυπο του ευέλικτου πλέγματος έχει προκριθεί η λύση κατακερματισμού του φάσματος σε "φέτες" (slices) εύρους ζώνης της τάξης των 6.25 GHz ή 12.5 GHz. Επιπρόσθετα, πολύ δημοφιλής είναι και οι υλοποιήσεις κατά τις οποίες συνδυάζονται στην σειρά οι "φέτες" είτε των 6.25 GHz ή 12.5 GHz ώστε να δημιουργηθούν μεγαλύτερα συνεχόμενα οπτικά φασματικά παράθυρα που μπορούν να μεταδώσουν σήματα που απαιτούν κανάλια μεγαλύτερης χωρητικότητας.

Η Εικόνα 1.3(β) παρουσιάζει την ευελιξία που χαρακτηρίζει τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος (flex-grid) να οριοθετούν τα φασματικά παράθυρα με έναν δυναμικό τρόπο ώστε να υπάρχει δυνατότητα μετάδοσης καναλιών μεγαλύτερου εύρους ζώνης χωρίς να υποβαθμίζονται ή να φιλτράρονται εξαιτίας των υπαρχόντων καναλιών σταθερού εύρους ζώνης (fixed-grid) του προτύπου ITU. Επιπρόσθετα, με την συσσώρευση συνεχόμενων καναλιών για την μετάδοση ενός σήματος που απαιτεί μεγαλύτερο εύρος ζώνης επιτυγχάνεται αποδοτικότερη διαχείριση του υπάρχοντος φάσματος. Τόσο η επιστημονική κοινότητα όσο και οι εταιρείες στον κλάδο των Τηλεπικοινωνιών χρησιμοποιούν τον όρο "υπερ-κανάλι" (super-channel) για να περιγράψουν για να περιγράψουν ένα μεγαλύτερο οπτικό φάσμα το οποίο αποτελείται από πολλαπλά υπό-κανάλια (sub-channels) που έχουν ομαδοποιηθεί για να επιτευχθεί αποδοτικότερη μετάδοση δεδομένων από το δίκτυο.

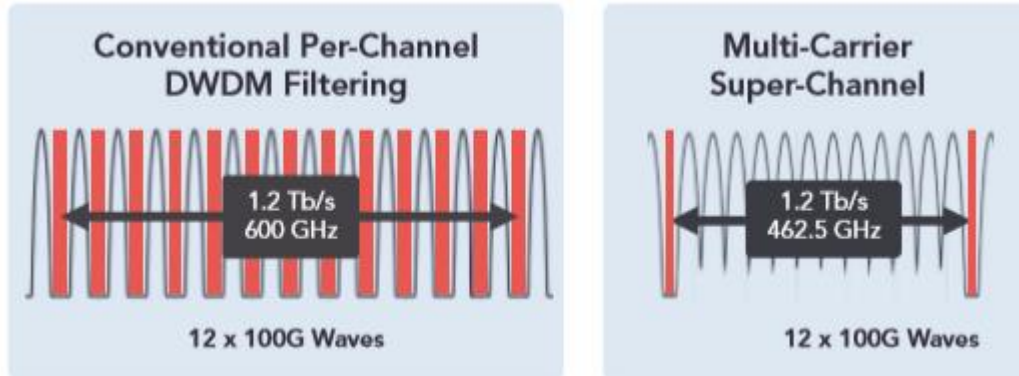
1.3 Δημιουργία υπερ-καναλιών (super-channels)

Σύμφωνα με το πρότυπο ITU-T τα κανάλια της C-band τα οποία μπορούν να μεταφέρουν πληροφορία χωρίζονται μεταξύ τους με φασματικές ζώνες προστασίας (guardbands) συγκεκριμένου εύρους ζώνης. Το γεγονός αυτό ήταν απαραίτητο για να επιτραπεί τόσο η οπτική μεταγωγή όσο και η πολυπλεξία/από-πολυπλεξία κάθε ξεχωριστού μήκους κύματος ώστε να πραγματοποιηθεί η δρομολόγηση των μηκών κύματος στον προορισμό τους. Ωστόσο, η συγκεκριμένες φασματικές ζώνες προστασίας καταναλώνουν ένα δίδυλο ευκαταφρόνητο εύρος φάσματος, το οποίο δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μετάδοση ωφέλιμων ροών δεδομένων έχοντας ως αποτέλεσμα την μειωμένη αξιοποίηση της εγγενούς προς μετάδοση χωρητικότητας της ίνας.

Για να επιλυθεί το πρόβλημα του αχρησιμοποίητου φάσματος οι μεγάλες εταιρείες του χώρου των Τηλεπικοινωνιών πρότειναν την δημιουργία οπτικών υπερ-καναλιών (super-channels) τα οποία είναι πολύ ευρύτερα από τα παραδοσιακά κανάλια ITU-T ενώ δεν έχουν μεταξύ τους φασματικές ζώνες προστασίας συντελώντας στην αποδοτικότερη χρήση του φάσματος. Χαρακτηριστικό είναι το παράδειγμα της Εικόνα 1.4 όπου στο αριστερό διάγραμμα απεικονίζεται μετάδοση δεδομένων χωρητικότητας 1.2 Tb/σπάνω από 12 μήκη κύματος χωρητικότητας 100Gb/στο καθ' ένα χρησιμοποιώντας το σταθερό πλέγμα που επιτάσσει το πρότυπο ITU-T καθώς και τις αντίστοιχες φασματικές ζώνες προστασίας (απεικονίζονται με κόκκινο χρώμα). Σε αυτή την περίπτωση για την μετάδοση ρυθμού δεδομένων 1.2 Tb/s απαιτείται η χρήση οπτικού φάσματος εύρους 600 GHz.

Στον αντίποδα το διάγραμμα της αριστερής εικόνας παρουσιάζει το ισοδύναμο υπερ-κανάλι που αποτελείται όπως και στην προηγούμενη περίπτωση από 12 φορείς χωρητικότητας 100Gb/σπαστος. Εξαιτίας του γεγονότος ότι ένα υπερ-κανάλι αντιμετωπίζεται ως μια ενιαία οντότητα οι φασματικές ζώνες ασφαλείας στην συγκεκριμένη περίπτωση δεν

είναι απαραίτητες. Το γεγονός αυτό έχει ως συνέπεια για την μετάδοση του ίδιου ρυθμού δεδομένων 1 Tb/s να εξοικονομούνται 137.5 GHz (23% μείωση του φάσματος που απαιτείται) φάσματος μιας και πλέον το απαραίτητο για την μετάδοση φασματικό εύρος ζώνης είναι της τάξης των 462.5 GHz.



Εικόνα 1.4: Απεικόνιση των απαιτήσεων σε φασματικό περιεχόμενο της μετάδοσης 1Tb/s σύμφωνα με το πρότυπο ITU-T σταθερού πλέγματος καναλιών (αριστερά) και σύμφωνα με την δημιουργία ενός υπερ-καναλιού πολλαπλών φορέων χωρίς την ανάγκη ύπαρξης φασματικών ζωνών προστασίας (δεξιά) [1.6]

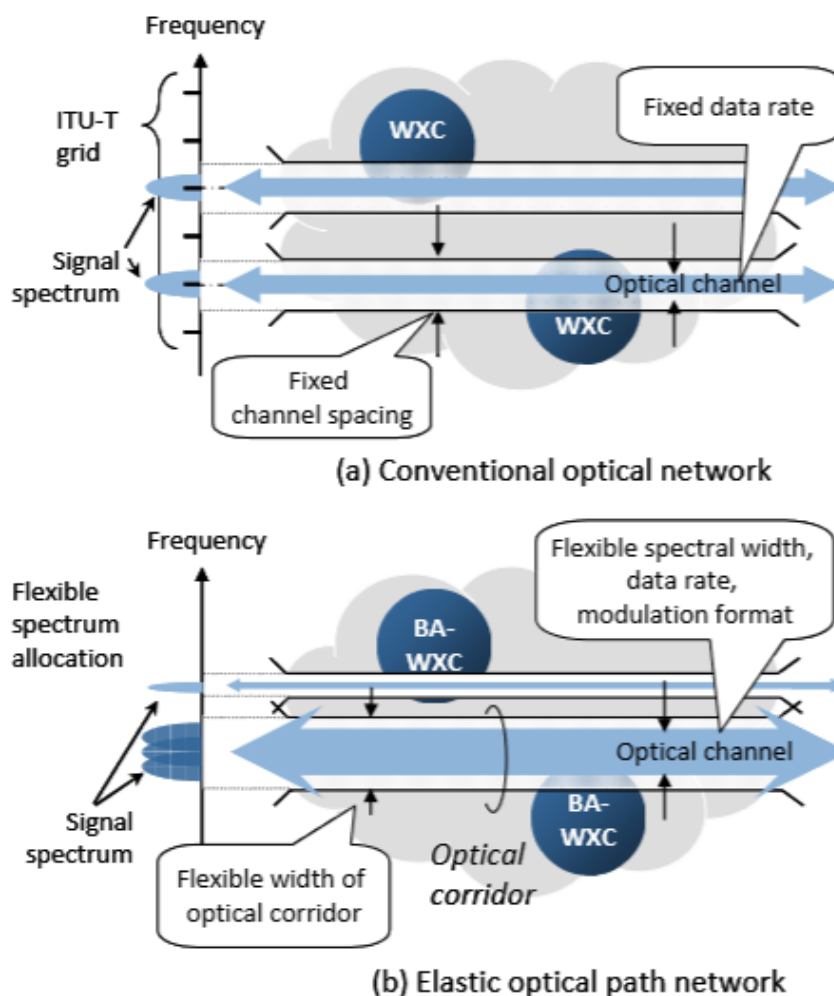
Στο οπτικό επίπεδο στην πρώτη περίπτωση του προτύπου ITU-Τέχουμε μετάδοση 12 διακριτών καναλιών εύρους ζώνης 50 GHz το καθ' ένα ενώ στην εναλλακτική περίπτωση μεταδίδεται ένα υπερ-κανάλι εύρους ζώνης 462.5 GHz. Με δεδομένο το γεγονός ότι τα υπερ-κανάλια είναι φασματικά ευρύτερα από τα παραδοσιακά κανάλια ITU-T σταθερού πλέγματος, οι διαχειριστές των δικτύων που θέλουν να χειριστούν υπερ-κανάλια θα πρέπει να αναβαθμίσουν τις οπτικές γραμμές των δικτύων τους ώστε να υποστηρίξουν την μετάδοση υπερ-καναλιών για δίκτυα ευέλικτου πλέγματος. Ήδη έχει τυποποιηθεί και δημοσιευθεί πρόσφατα από την ITU ένα σχεδιαστικό μοντέλο για την διαχείριση καναλιών ευέλικτου πλέγματος στο πλαίσιο της ITU-T G.694.1. Αυτή η δεύτερη έκδοση παρέχει αντίστροφη συμβατότητα με την πρώτη έκδοση, αλλά υποστηρίζει επίσης την κατανομή του εύρους ζώνης σε κανάλια ευέλικτου εύρους ζώνης που βασίζονται σε αθροίσεις καναλιών εύρους ζώνης 12.5 GHz.

1.4 Αρχιτεκτονική ευέλικτων οπτικών δικτύων

Η υλοποίηση ενός ευέλικτου οπτικού δικτύου βασίζεται στην εισαγωγή της έννοιας της προσαρμοστικότητας (adaptation/flexibility) και της ευφυΐας (intelligence) στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα. Η εισαγωγή των δύο παραπάνω χαρακτηριστικών στα υπάρχοντα δίκτυα στηρίζεται κυρίως στην ένταξη των σύμφωνων ψηφιακών συστημάτων μετάδοσης (coherent digital transmission systems) και των αρχών της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digital signal processing) στα οπτικά συστήματα επικοινωνίας [1.7]. Χάρη στα παραπάνω είναι δυνατή η επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης στο ίδιο εύρος ζώνης με χρήση σχημάτων διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης για το οπτικό σήμα. Πέραν, όμως, της εισαγωγής των τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στα οπτικά συστήματα, η προσαρμοστικότητα των νέων δικτύων στηρίζεται και στην ευέλικτη διαχείριση του φάσματος συχνοτήτων. Σύμφωνα με αυτή, το εύρος ζώνης για κάθε μετάδοση πληροφορίας διαφορετικών υπηρεσιών, δεσμεύεται δυναμικά με βάση τις απαιτήσεις της κίνησης που πρέπει να μεταφερθεί καθώς και τις συνθήκες που επικρατούν στο δίκτυο την παρούσα στιγμή. Συγκεκριμένα, κάθε διαφορετικό είδος υπηρεσίας χαρακτηρίζεται από μία ελάχιστη απαιτούμενη ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service – QoS) η οποία με τη σειρά της

καθορίζει το μέρος των πόρων του δικτύου που απαιτούνται για την επίτευξη της ποιότητας αυτής. Ευθύνη του δικτύου και συγκεκριμένα του στρώματος ελέγχου είναι η δίκαιη ανάθεση των κατάλληλων πόρων στις διαφορετικές υπηρεσίες. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται η αποτελεσματικότερη διαχείριση του φάσματος, το οποίο αποτελεί και τον ακριβότερο πόρο του συστήματος.

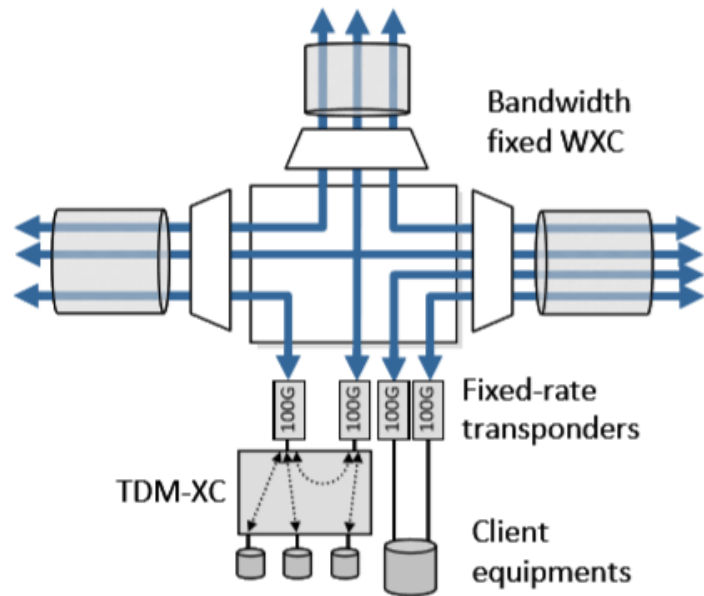
Η Εικόνα 1.5 παρουσιάζει την έννοια της ευελιξίας στη διαχείριση του φάσματος σε μια υλοποίηση δικτύων ευέλικτου πλέγματος (flexgrid) σε σύγκριση με ένα συμβατικό δίκτυο σταθερού πλέγματος (fixedgrid). Η δρομολόγηση των δεδομένων πληροφορίας σε ένα ελαστικό οπτικό δίκτυο πραγματοποιείται μέσω διασυνδέσεων WXC (wavelengthcross-connects) και στοιχείων ROADMsτα οποία δυναμικά μπορούν να μεταβάλλουν το εύρος ζώνης τους ανάλογα με την χωρητικότητα της πληροφορίας που έχουν να εξυπηρετήσουν. Επιπλέον, γίνεται χρήση αναμεταδοτών (transponders) οι οποίοι δυναμικά μπορούν να μεταβάλλουν τον ρυθμό μετάδοσης και το σχήμα διαμόρφωσης του σήματος που έχουν να μεταδώσουν ανάλογα με τις ανάγκες του δικτύου. Ο στόχος των υλοποιήσεων δικτύων ευέλικτου πλέγματος φασματικά αποδοτικότερη κατανομή των πόρων ενός δικτύου ώστε να μεταδοθούν αποτελεσματικά ροές δεδομένων από διαφορετικούς χρήστες. Οι διαθέσιμοι φασματικοί πόροι σε μια δεδομένη οπτική διαδρομή προσαρμόζονται κατάλληλα ώστε να επιτευχθεί η αποδοτικότερη μετάδοση των δεδομένων από άκρη σε άκρη του δικτύου.



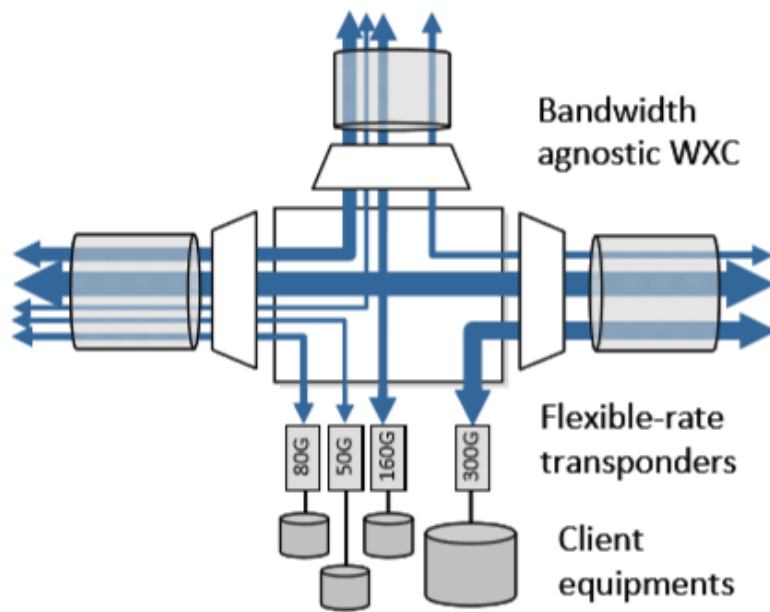
Εικόνα 1.5: (α) Δέσμευση πόρων σε στατικό οπτικό δίκτυο (β) Δέσμευση πόρων σε δυναμικό οπτικό δίκτυο [1.8]

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονισθεί το γεγονός ότι στην περίπτωση των οπτικών δικτύων ευέλικτου πλέγματος οι φασματικοί πόροι που θα δεσμευτούν για την μετάδοση ενός οπτικού καναλιού πρέπει να προσδιοριστούν ρητά. Ο παράγοντας αυτός μπορεί να γίνει εύκολα κατανοητός αν αναλογισθεί κανείς ένα τυπικό οπτικό δίκτυο σταθερού πλέγματος (Εικόνα 1.4) στο οποίο οι διαχειριστές του δικτύου δεν είναι αναγκαίο να διαχωρίσουν τους απαραίτητους φασματικούς πόρους για μια δεδομένη διαδρομή ενός οπτικού καναλιού. Το μόνο που πρέπει να ορισθεί είναι η κεντρική συχνότητα μετάδοσης της πληροφορίας του καναλιού μόλις εγκατασταθεί η σύνδεση του δικτύου από άκρη σε άκρη. Στον αντίποδα, η κεντρική συχνότητα μετάδοσης της πληροφορίας και το εύρος των φασματικών πόρων που κατανέμονται σε μια οπτική διαδρομή είναι μεταβλητά μεγέθη σε ένα δίκτυο ευέλικτου πλέγματος όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.4.

Όπως έγινε σαφές από την προηγούμενη ανάλυση ένα από τα κυριότερα επιτεύγματα των οπτικών δικτύων ευέλικτου πλέγματος έναντι των συμβατικών οπτικών δικτύων είναι η αποδοτικότερη αξιοποίηση όλων των διαθέσιμων πόρων. Πιο συγκεκριμένα, στα συμβατικά δίκτυα σταθερού πλέγματος το διαθέσιμο εύρος ζώνης ανά μήκος κύματος χρήστη είναι σταθερό και καθορίζεται ανεξάρτητα από τις απαιτήσεις των χρηστών σχετικά με επιθυμητή χωρητικότητα του καναλιού τους. Συνεπώς, στην περίπτωση που η συνολική χωρητικότητα της κίνησης των δεδομένων του χρήστη δεν επαρκεί για να δεσμεύσει ολόκληρη την χωρητικότητα καναλιού που του έχει ανατεθεί, τότε κάποιοι πόροι παραμένουν ανεκμετάλλευτοι συντελώντας στην μη αποδοτική χρήση του δικτύου. Οι υλοποιήσεις ευέλικτων οπτικών δικτύων ξεπερνούν το συγκεκριμένο ζήτημα ομαδοποιώντας ροές δεδομένων χαμηλού ρυθμού μετάδοσης είτε σε διασυνδέσεις που υποστηρίζουν πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (TDM-XCs) είτε σε μεταγωγείς πακέτων όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.6(α), έχοντας ως αποτέλεσμα την αύξηση της κατανάλωσης ενέργειας και το επιπρόσθετο οικονομικό κόστος. Επιπλέον, στην περίπτωση κατά την οποία ο συνολικός όγκος της κίνησης δεδομένων είναι μεγαλύτερος από εκείνων που το εύρος ζώνης του καναλιού μπορεί να χειριστεί παρουσιάζονται υψηλές καθυστερήσεις καθώς και η φασματική απόδοση είναι χαμηλή. Στον αντίποδα, τα δυναμικά μεταβαλλόμενα δίκτυα μπορούν να ικανοποιήσουν την κίνηση των δεδομένων κατανέμοντας δυναμικά τους διαθέσιμους πόρους ανάλογα με τις απαιτήσεις κάθε σημείου του δικτύου επιτυγχάνοντας με αυτόν τον τρόπο την μέγιστη φασματική απόδοση (Εικόνα 1.6(β)).



(a) Conventional optical network



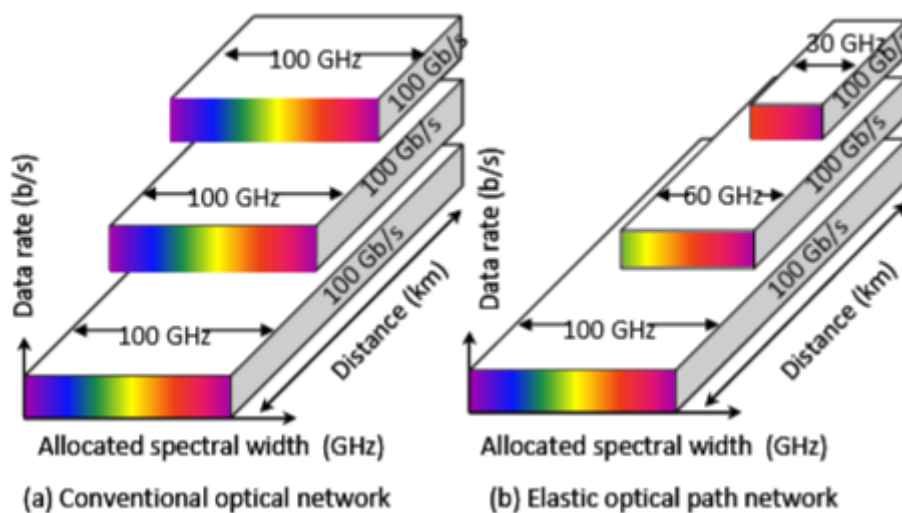
(b) Elastic optical path network

Εικόνα 1.6: Απεικόνιση της φασματικής κατανομής των διαθέσιμων πόρων του δικτύου ανάλογα με τον ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας (rateadaptive spectrum allocation concept) [1.8]

Ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα των δυναμικών δικτύων είναι η προσαρμοστικότητα στις φυσικές συνθήκες της εκάστοτε οπτικής διαδρομής. Το μέγιστο μήκος της διασύνδεσης περιορίζεται στο φυσικό επίπεδο από τη χρωματική διασπορά [1.9-1.11] και από τα μη γραμμικά φαινόμενα που προκαλούνται από τη χρήση των οπτικών αναμεταδοτών. Καθώς η απόσταση μεταξύ δύο κόμβων αυξάνεται, το φασματικό εύρος των καναλιών θα πρέπει να μειώνεται ώστε να επιτευχθεί μια επαρκής μετάδοση. Στα συμβατικά δίκτυα όλες οι διασυνδέσεις χρησιμοποιούν το ίδιο φασματικό εύρος (Εικόνα 1.7(α)), γεγονός που κρίνεται κατάλληλο μόνο για μετάδοση μεγάλων αποστάσεων σε αντίθεση με τα ευέλικτα οπτικά

δίκτυα τα οποία κατανέμουν το διαθέσιμο εύρος ζώνης ανάλογα με το μήκος κάθε διασύνδεσης(Εικόνα 1.7(β)). Επιπλέον, τα δυναμικώς μεταβαλλόμενα συστήματα είναι επίσης σε θέση να προσαρμόσουν τη λειτουργία τους στις μεταβαλλόμενες συνθήκες θορύβου. Για παράδειγμα, σε περίπτωση υψηλών τιμών θορύβου συνιστάται να χρησιμοποιούνται απλά σχήματα διαμόρφωσης ώστε να διατηρείται χαμηλός ο ρυθμός σφαλμάτων στο μεταδιδόμενο σήμα. Τα ευέλικτα οπτικά δίκτυα προσαρμόζουν το σχήμα διαμόρφωσης ανάλογα με το επίπεδο θορύβου του καναλιού σε αντίθεση με τα στατικά οπτικά δίκτυα όπου το σχήμα διαμόρφωσης παραμένει το ίδιο ανεξάρτητα από τις συνθήκες του καναλιού.

Τέλος, είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι τα ελαστικά δίκτυα προσφέρουν επίσης το πλεονέκτημα της αυτόματης διάγνωσης και αντιμετώπισης τυχόν σφαλμάτων που παρουσιάζονται κατά την οπτική διαδρομή. Όταν προκύψει κάποιο σφάλμα στις διασυνδέσεις της οπτικής διαδρομής που έχει επιλεγεί και δεν παρέχεται πλέον η κατάλληλη χωρητικότητα καναλιού για να μεταδοθεί με επιτυχία η πληροφορία, το δίκτυο έχει την δυνατότητα να ανακατανεύσει τους διαθέσιμους πόρους ώστε να εξασφαλισθεί η ελάχιστη αποδεκτή ποιότητα της υπηρεσίας στον χρήστη.



Εικόνα 1.7: Απεικόνιση της φασματικής κατανομής των διαθέσιμων πόρων του δικτύου ανάλογα με την απόσταση μετάδοσης πληροφορίας (distance adaptive spectrum allocation concept) [1.8]

1.5 Δομικά στοιχεία του ευέλικτου δικτύου - ευέλικτος οπτικός πομποδέκτης

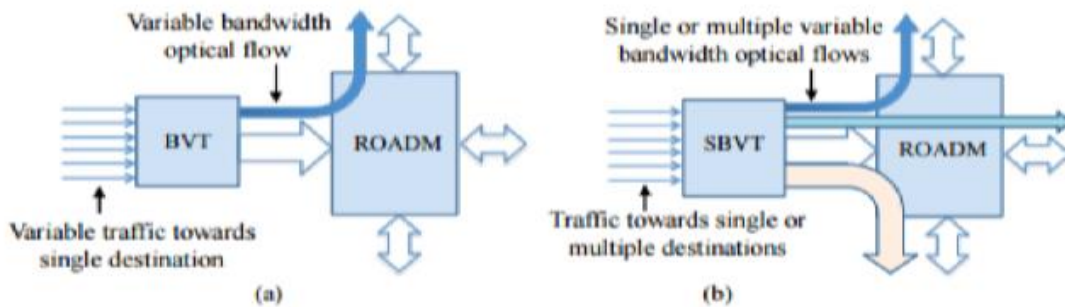
Ένας από τους καθοριστικότερους παράγοντες για την υλοποίηση ενός σύγχρονου και καινοτόμου οπτικού δικτύου είναι η επιλογή του κατάλληλου εξοπλισμού. Οι οπτικές διασυνδέσεις (optical cross-connects), οι ρυθμιζόμενοι οπτικοί πολυπλέκτες (ROADMs) και οι οπτικοί πομποδέκτες είναι μερικές από τις κυριότερες δομές που είναι εγκατεστημένες σε ένα οπτικό δίκτυο ευέλικτου πλέγματος. Στην συνέχεια αναλύονται με λεπτομέρεια τα βασικά χαρακτηριστικά των ευέλικτων πομποδεκτών καθώς και των ρυθμιζόμενων οπτικών πολυπλεκτών ROADMs.

1.5.1 Οπτικοί πομποδέκτες

Οι πομποδέκτες BVT (bandwidth variable transmitter) θεωρούνται από τα σημαντικότερα στοιχεία ενός δικτύου ευέλικτου πλέγματος. Πιο συγκεκριμένα, οι ευέλικτοι πομποδέκτες

BVT (bandwidthvariabletransmitter)έχουν την δυνατότητα να ρυθμίζουν το εύρος ζώνης της πληροφορίας που παράγουν μέσω ελέγχου με κατάλληλο λογισμικό μεταβάλλοντας το σχήμα διαμόρφωσης που υποστηρίζουν. Σε αυτούς φτάνει η προς μετάδοση πληροφορία ως ενδιάμεσος σταθμός προτού καταλήξει στον τελικό προορισμό. Μέχρι πρότινος, ένας οπτικός πομποδέκτης θα μπορούσε να χαρακτηριστεί ως ένας ενδιάμεσος κόμβος με περιορισμένες δυνατότητες και αρμοδιότητες οι οποίες αφορούσαν την αναγέννηση του οπτικού σήματος και την προώθησή του στον επόμενο κόμβο, σύμφωνα πάντα με τις εντολές που λάμβανε από το στρώμα ελέγχου του δικτύου [1.12-1.13]. Πλέον, όμως, η ύπαρξη ενός ευέλικτου δικτύου έχει ως βασική προϋπόθεση την εξέλιξη των πομποδεκτών που χρησιμοποιούνται στο δίκτυο. Τα χαρακτηριστικά τους πρέπει να μπορούν να εξυπηρετούν τις βασικές αρχές ευελιξίας που παρουσιάστηκαν παραπάνω, ώστε να εξασφαλίζεται η εύρυθμη λειτουργία του δικτύου. Ένας ευέλικτος οπτικός πομποδέκτης για να μπορέσει να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις του σύγχρονου δικτύου θα πρέπει να είναι ικανός να ικανοποιεί τρεις προϋποθέσεις. Αρχικά να μπορεί να παρακολουθεί ή να γνωρίζει την κατάσταση των ζεύξεων του δικτύου με τις οποίες διασυνδέεται σε επίπεδο τόσο φυσικού στρώματος όσο και στρώματος δικτύου, μέσω τεχνικών Παρακολούθησης Οπτικής Επίδοσης. Στη συνέχεια με βάση τις πληροφορίες αυτές να είναι σε θέση να προσδιορίσει το κατά πόσο είναι εφικτή είναι η μετάδοση πληροφορίας πάνω από το συγκεκριμένο κανάλι. Αν είναι εφικτή επιπλέον να γνωρίζει και την ποιότητα της μετάδοσης που μπορεί να παρέχει. Τέλος, να ενημερώνει το στρώμα ελέγχου του δικτύου με τις παραπάνω πληροφορίες και να είναι σε θέση να πάρει αποφάσεις για τα χαρακτηριστικά της μετάδοσης, ρυθμίζοντας παραμέτρους όπως ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας και το σχήμα διαμόρφωσης.

Από την παραπάνω ανάλυση σχετικά με τους πομποδέκτες BVT γίνεται σαφές ότι τα κυριότερα πλεονεκτήματά τους αφορούν την δυνατότητα που έχουν να ελέγχουν το διαθέσιμο εύρος ζώνης ρυθμίζοντας κατάλληλα τον ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας και το σχήμα διαμόρφωσης. Τα σχήματα διαμόρφωσης τα οποία υιοθετούν ποικίλουν ανάλογα με την απόσταση μετάδοσης. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση διασυνδέσεων μικρής απόστασης προτιμούνται σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης (M-QAM σχήματα) ενώ για μεγαλύτερες αποστάσεις χρησιμοποιούνται πιο εύρωστα σχήματα διαμόρφωσης όπως το QPSK. Συνεπώς οι BVTs μπορούν να ανταλλάσσουν φασματική απόδοση με την απόσταση μετάδοσης (trade off). Όμως όταν οι υψηλής ταχύτητας BVT λειτουργούν με χαμηλότερο από τον μέγιστο ρυθμό μετάδοσης εξαιτίας π.χ. της απόστασης μετάδοσης ή τυχών σφαλμάτων στο οπτικό μονοπάτι που χρησιμοποιείται, μέρος του διαθέσιμου εύρους ζώνης δεν αξιοποιείται. Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα, δημιουργήθηκαν οι Sliceable BVT. Ένας S-BVT πομποδέκτης έχει την δυνατότητα να διανέμει το διαθέσιμο εύρος ζώνης του σε πολλαπλές οπτικές ροές, όπου η κάθε μια ικανοποιεί έναν χρήστη. Αυτές οι οπτικές ροές δεδομένων μπορούν είτε να κατευθύνονται σε έναν προορισμό είτε σε διαφορετικούς, όπως απεικονίζεται στην παρακάτω εικόνα [1.14-1.16].



Εικόνα 1.8: Οι λειτουργίες των α) BVTs και β) S-BVTs πομποδεκτών [1.17]

1.5.2 Πλεονεκτήματα και εφαρμογές ευέλικτων πομποδεκτών

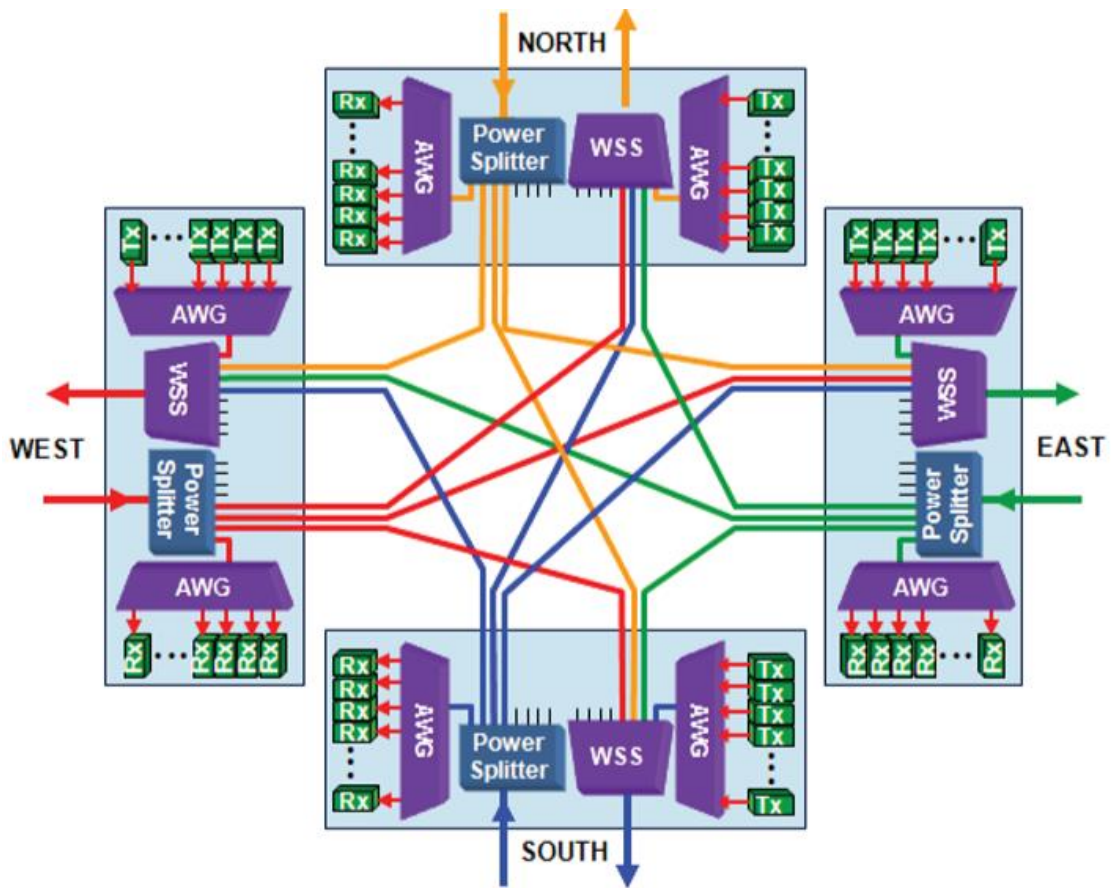
Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιαστούν τόσο τα κέρδη όσο και τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν οι ευέλικτοι οπτικοί πομποδέκτες μέσω διαφόρων εφαρμογών. Η εισαγωγή ευέλικτων πομποδεκτών στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα είναι σε θέση να προσφέρει οικονομικά οφέλη. Τα επιμέρους δομικά στοιχεία του δικτύου που απαιτούνται περιορίζονται σε πλήθος, άρα επιτυγχάνεται περιορισμός των εξόδων εγκατάστασής τους με ταυτόχρονη τη βελτίωση της αποδοτικότητας του σχεδιασμού του δικτύου. Επιπλέον δαπάνες μπορούν να εξοικονομηθούν από την ικανότητα διαχείρισης του διαθέσιμου περιθωρίου OSNR του συστήματος, λόγω της προσαρμοσμένης στις εφαρμογές μετάδοσης της πληροφορίας. Επίσης, πολλές εφαρμογές προκύπτουν από την ικανότητα των ευέλικτων πομποδεκτών να μπορούν να μεταδώσουν πληροφορία σε μεγαλύτερη απόσταση όταν λειτουργούν με μικρότερους ρυθμούς μετάδοσης. Το σενάριο αυτό εμφανίζεται στην περίπτωση των μεγάλων εταιρικών δικτύων καθώς ο όγκος της μεταφερόμενης κίνησης είναι κατά προσέγγιση αντιστρόφως ανάλογος της απόστασης μετάδοσης. Παραδείγματα για την παραπάνω προσέγγιση αναφέρονται από εταιρίες με εφαρμογές υπολογιστικού νέφους (cloud computing applications). Μία εφαρμογή που χρησιμοποιεί όμοιους ευέλικτους πομποδέκτες θα διευκόλυνε το σχεδιασμό του δικτύου και επομένως θα μείωνε τα λειτουργικά έξοδα [1.12]. Άλλο είδος εφαρμογής σχετίζεται με την αντιμετώπιση πλήρως καταστρεπτικών συμβάντων στο δίκτυο (π.χ. κοψίματα ινών), οι οποίες οδηγούν σε αναγκαστικές μεταγωγές της πληροφορίας από εφεδρικές διαδρομές για λόγους προστασίας. Στις περισσότερες περιπτώσεις η εφεδρική διαδρομή που χρησιμοποιείται για προστασία είναι μεγαλύτερη της κύριας. Προκειμένου να προστατευθεί το σύνολο της μεταφερόμενης πληροφορίας, είναι αναγκαίο οι πομποδέκτες να είναι σε θέση να μεταφέρουν την πληροφορία σε μακρινή απόσταση, προκειμένου να λειτουργήσουν στην εφεδρική διαδρομή. Στην περίπτωση στατικών πομποδεκτών, για τη λειτουργία τόσο της κύριας όσο και της εφεδρικής ζεύξης με μόνο ένα είδος πομποδέκτη, πρέπει να χρησιμοποιηθεί πομποδέκτης ο οποίος θα υπερκαλύπτει τις απαιτήσεις μετάδοσης πάνω από την κύρια διαδρομή. Συνεπώς ο σχεδιασμός του δικτύου κρίνεται ως μη αποδοτικός. Αντιθέτως, ένα είδος πομποδέκτη που έχει τη δυνατότητα υποστήριξης πολλαπλών ρυθμών μετάδοσης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στις δύο διαδρομές με μόνο κόστος ότι στις περισσότερες περιπτώσεις ο όγκος πληροφορίας στην εφεδρική διαδρομή θα είναι μικρότερος από αυτόν της κύριας. Αξίζει, βέβαια, να σημειωθεί ότι η ικανότητα για αύξηση του όγκου πληροφορίας στην κύρια διαδρομή σε σχέση με την εφεδρική είναι τελικά το πλεονέκτημα σε σχέση με έναν πομποδέκτη σταθερού ρυθμού μετάδοσης καθώς το περιθώριο για υψηλότερη επίδοση που προκύπτει λόγω της μικρότερης απόστασης της κύριας διαδρομής ανταλλάσσεται για υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης [1.12]. Τέλος, οι πομποδέκτες νέας γενιάς είναι σε θέση να

αξιοποιηθούν σε δίκτυα τα οποία υποστηρίζουν πολλαπλά επίπεδα ποιότητας υπηρεσιών. Συγκεκριμένα, υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας του δικτύου οι κατάλληλοι πομποδέκτες θα μπορούν να μεταφέρουν κίνηση εφαρμογών υψηλής προτεραιότητας, καθώς και κίνηση best-effort εφαρμογών οι οποίες έχουν μικρότερες απαιτήσεις μετάδοσης. Αντίθετα σε περιπτώσεις που το δίκτυο εμφανίζει αστοχίες στη λειτουργία του, είναι δυνατή η μετάδοση μόνο της πληροφορίας που ανήκει στις εφαρμογές υψηλής προτεραιότητας[1.18]. Τα τελευταία σενάρια που παρουσιάστηκαν θέτουν ακόμα μία προϋπόθεση για να καταστεί δυνατή η εισαγωγή ευελιξίας στους πομποδέκτες του δικτύου. Αυτή έγκειται στη γνώση των συνθηκών που επικρατούν στο δίκτυο, τόσο σε επίπεδο φυσικού στρώματος όσο και στο επίπεδο δικτύου.

1.5.3 Οπτικοίπολυπλέκτεςπροσθήκης/απόρριψηςκαναλιών (reconfigurableopticaladddropmultiplexers - ROADMs)

Τα οπτικά στοιχεία πολυπλεξίαςROADM για την προσθήκη (add) και απόρριψη (drop) καναλιών είναι ένα ολοκληρωμένο οπτικό υποσύστημα το οποίο επιτρέπει την απομακρυσμένη ρύθμιση της διαδρομής που θα ακολουθήσουν τα μήκη κύματος σε οποιοδήποτε κόμβο του δικτύου. Οι δυναμική μεταβολή των λειτουργιών ενός στοιχείο ROADMsεπιτυγχάνεται μέσω ελέγχου με την βοήθεια λογισμικού (softwaredefinednetworks) ώστε ο διαχειριστής του δικτύου να είναι σε θέση να επιλέξει κάθε φορά την τύχη ενός μήκος κύματος καθώς φτάνει σε ένα κόμβο. Πιο συγκεκριμένα, σε ένα κόμβο μπορεί να εκτελεστούν οι λειτουργίες είτε προσθήκης είτε απόρριψης ενός μήκους κύματος καθώς επίσης μπορεί το μήκος κύματος να διέλθει από τον κόμβο συνεχίζοντας την διαδρομή του. Ανάμεσα στις τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται στα στοιχεία ROADMsκυρίαρχο ρόλο διαδραματίζουν οι επιλεκτικοί διακόπτες ως προς το μήκος κύματος (wavelengthselectiveswitches - WSS) αποτελώντας ουσιαστικά την καρδιά των δυναμικά ρυθμιζόμενων οπτικών ROADMδομών.

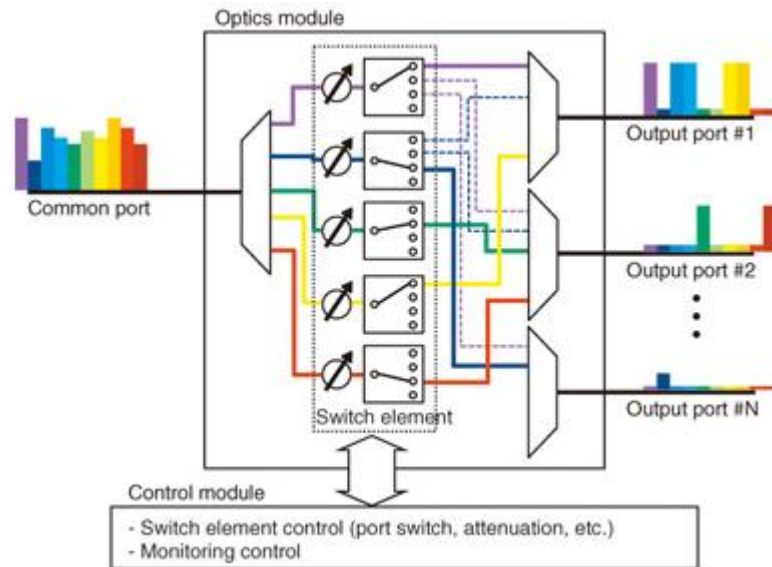
ΟιROADM δομές χαρακτηρίζονται από βαθμούς ελευθερίας ως προς την δυνατότητα που παρέχουν για την μεταγωγή (switching) μηκών κύματος. Οι βαθμοί ελευθερίας αυτοί αναφέρονται εν πολλή στις διαφορετικές δυνατές κατευθύνσεις μεταγωγής (switchingdirection) που προσφέρουν τα διαθέσιμα ζευγάρια ινών μετάδοσης μηκών κύματος. Μια δομή διακόπτη ROADMπου χαρακτηρίζεται από 2 βαθμούς ελευθερίας σε δύο κατευθύνσεις, συνήθως αναφέρεται ως Eastκαι West σε αντιστοιχία με τα σημεία του ορίζοντα (Ανατολή και Δύση). Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική, μια δομής ROADMτεσσάρων βαθμών ελευθερίας επιτρέπει την δρομολόγηση σε τέσσερις κατευθύνσεις North, South, Eastκαι West. Σε ένα δίκτυο ROADMτο οποίο βασίζει την λειτουργία του σε δομές WSSκάθε βαθμός ελευθερίας απαιτεί ένα επιπλέον στοιχείο μεταγωγής WSS. Η Εικόνα 1.9 παρουσιάζει μια δομή ROADMπου χαρακτηρίζεται από 4 βαθμούς ελευθερίας για την μεταγωγή μηκών κύματος σε τέσσερις διαφορετικές κατευθύνσεις.



Εικόνα 1.9: Απεικόνιση μιας δομής ROADM που χαρακτηρίζεται από 4 βαθμούς ελευθερίας για την μεταγωγή μηκών κύματος σε τέσσερις διαφορετικές κατευθύνσεις [1.19]

1.5.4 Τεχνολογία επιλεκτικών ως προς το μήκος κύματος διακοπών (wavelengthselectiveswitch - WSS)

Η τεχνολογία των διακοπών οι οποίοι χαρακτηρίζονται από επιλεκτικότητα ως προς το μήκος κύματος (WavelengthSelectiveSwitch - WSS) αποτελεί ακρογωνιαίο λίθο και την καρδιά ενός δικτύου ROADM για την υλοποίηση αρχιτεκτονικών δικτύων ευέλικτου πλέγματος προσφέροντας μια σειρά λειτουργιών μεταγωγής (switching) και δρομολόγησης (routing) των μηκών κύματος λειτουργίας του συστήματος. Οι βασικές λειτουργίες μιας δομής WSS φαίνονται στην Εικόνα 1.10.



Εικόνα 1.10: Απεικόνιση της βασικής αρχής λειτουργίας μιας δομής WSS [1.20]

Ένα στοιχείο WSS χαρακτηρίζεται από μια ίνα εισόδου η οποία περιλαμβάνει σήματα αρκετών μηκών κύματος σε ολόκληρη την C-band. Η αρμοδιότητα του WSS είναι να κατευθύνει τα μήκη κύματος από την ίνα εισόδου σε οποιαδήποτε από τις ίνες εξόδου χωρίς περιορισμούς. Επιπλέον, σημαντικό χαρακτηριστικό γνώρισμα της λειτουργίας των WSS αποτελεί το γεγονός ότι οποιοσδήποτε συνδυασμός των μηκών κύματος της ίνας εισόδου μπορεί να ανακατευθυνθεί σε οποιαδήποτε από τις ίνες εξόδους. Η εύρυθμη λειτουργία ενός στοιχείου WSS είναι υψίστης σημασίας για την υλοποίηση WDM δικτύων ευέλικτου πλέγματος καθώς αποτελεί βασικό δομικό στοιχείο ενός στοιχείου ROADM. Ωστόσο, η υλοποίηση αρχιτεκτονικών ευέλικτου πλέγματος απαιτούν μια πρόσθετη ευελιξία ως προς την δυνατότητα μεταβολής του εύρους ζώνης των ζωνών (bands) οι οποίες θα εξυπηρετούν τα εισερχόμενα σήματα που θα μεταφέρουν την πληροφορία.

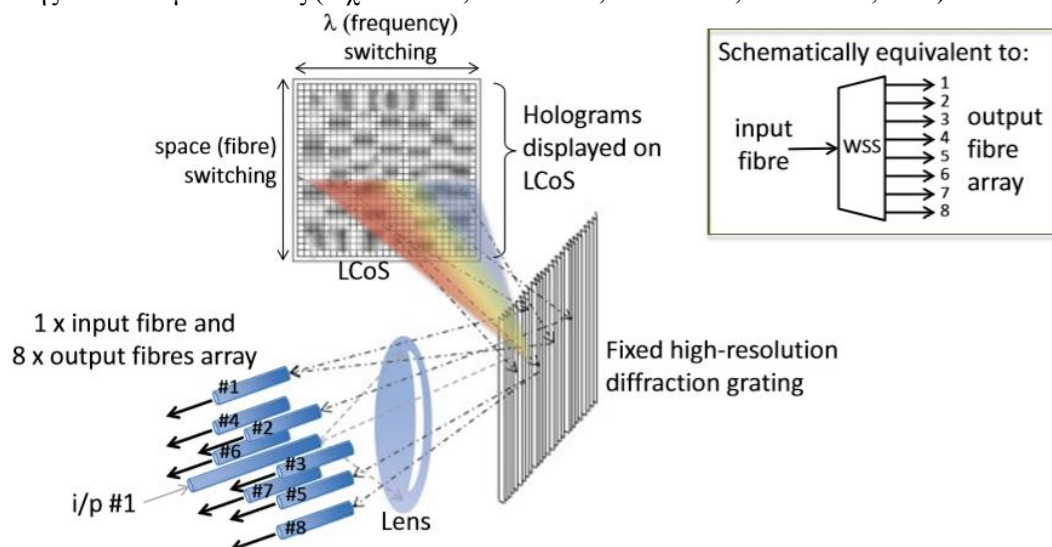
Η τεράστια πλειοψηφία των τεχνολογιών που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση σχημάτων WDM όπως διατάξεις περιοδικών φίλτρων φραγμάτων περίθλασης (Arrayed waveguide grating - AWG) και τα συστήματα ηλεκτρο-μηχανικής μεταγωγής (Micro-Electromechanical System - MEMS) ενώ επιτρέπουν σημαντικές λειτουργίες μεταγωγής και δρομολόγησης δεν διαθέτουν δυνατότητα μεταβολής του εύρους ζώνης των φίλτρων. Κατά συνέπεια είναι σαφές ότι τα στοιχεία μεταγωγής AWG και MEMS είναι προσανατολισμένα για εφαρμογές WDM συστημάτων σταθερού πλέγματος (fixed grid) καθώς τα φασματικά χαρακτηριστικά των ενσωματωμένων δομών φίλτρων (π.χ. εύρος ζώνης καναλιών 25 GHz και φασματική απόσταση μεταξύ των καναλιών 50 GHz) που διαθέτουν έχουν ορισθεί εξ αρχής κατά την κατασκευή τους. Στον αντίποδα, η τεχνολογία των υγρών κρυστάλλων (liquid crystal-based technology) έχει ωριμάσει σε μεγάλο βαθμό τα τελευταία χρόνια προσφέροντας ευέλικτα στοιχεία φιλτραρίσματος σε συνδυασμό με λειτουργίες μεταγωγής και δρομολόγησης μηκών κύματος που απαιτούνται σε ένα στοιχείο WSS ευέλικτου πλέγματος. Σε αυτή την περίπτωση, το βασικό δομικό συστατικό εντός του WSS είναι ένα στοιχείο υγρού κρυστάλλου σε πυρίτιο (Liquid-Crystal-On-Silicon - LCoS), που επιτρέπει την ενεργή μεταγωγή και ανακατεύθυνση της δέσμης του φωτός.

Τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα που καθιστούν ένα στοιχείο WSS που βασίζεται στην τεχνολογία LCoS να είναι κατάλληλο για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος είναι τα ακόλουθα: η δυνατότητα μεταγωγής και δρομολόγησης πολλαπλών μηκών κύματος, εξισορρόπηση ισχύος (power equalization) διαφορετικών καναλιών, αντιστάθμιση διασποράς, δυνατότητα

μεταβολής του εύρους ζώνης καναλιών, μικρός χρόνος (ms) αναδιαμόρφωσης των φασματικών χαρακτηριστικών των καναλιών.

Η Εικόνα 1.11 παρουσιάζει την αρχή λειτουργίας ενός WSS το οποίο βασίζεται στην τεχνολογία LCoS για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος. Πιο συγκεκριμένα, μια δέσμη φωτός η οποία μεταφέρει ένα WDM σήμα μεταδίδεται μέσω της ίνας και συγκεντρώνεται με την βοήθεια φακών σε ένα σταθερό πλέγμα περίθλασης (diffraction grating), το οποίο διαχέει χωρικά τα διαφορετικά χρώματα (συνιστώσες συχνότητας) των σύνθετων σημάτων ώστε να απεικονισθούν σε διαφορετικά σημεία της συσκευής LCoS. Με αυτό τον τρόπο εμφανίζεται ένα ολόγραμμα (hologram) σε κάθε θέση των διαφορετικών συχνοτικών συνιστωσών. Κάθε ολόγραμμα είναι διαμορφωμένο ώστε να λειτουργεί ως ένα προγραμματιζόμενο πλέγμα περίθλασης (diffraction grating), για να κατευθύνει επιλεκτικά το φως στην απαιτούμενη θύρα εξόδου. Συνεπώς, για κάθε συνιστώσα συχνότητας το ολόγραμμα μπορεί να προσαρμόσει την ισχύ του οπτικού σήματος καθώς επίσης να αντισταθμίσει ή να μετριάσει οποιαδήποτε υποβάθμιση διασποράς που υπέστη το σήμα. Η τεχνολογία LCoS προσφέρει μια συμπαγή συσκευή η οποία διαθέτει εικονοστοιχεία (pixels) όπου ένας μια στοιχία υγρών κρυστάλλων τοποθετείται σε μια οπτικά επίπεδη ανακλαστική επιφάνεια που με την σειρά της τοποθετείται ακριβώς πάνω από υπόστρωμα επεξεργασίας βασισμένο σε ηλεκτρονικά κυκλώματα τεχνολογίας CMOS, ώστε να επιτραπεί η ανεξάρτητη επεξεργασία κάθε pixel.

Η μετάδοση ενός οπτικού σήματος σε εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος χαρακτηρίζεται από την υπέρθεση πολλαπλών super-channels διαφορετικών συχνοτήτων ώστε να μεταδοθεί με την μορφή ενός super-channel. Η μετάδοση του super-channel μέσα από το στοιχείο LCoS απαιτεί έναν μεγάλο όγκο επεξεργασίας δεδομένων. Σε αυτό το σημείο αναδεικνύεται η βαρύτητα της ευελιξίας μεταγωγής που προσφέρει το WSS με δεδομένο ότι για ένα super-channel το οποίο αποτελείται από φασματικές συνιστώσες μεταβλητού εύρους ζώνης είναι σαφές ότι θα πραγματοποιηθεί δυναμική εκχώρηση των κατάλληλων πόρων ώστε το στοιχείο LCoS να μπορεί αποδοτικά να κατευθύνει ολόκληρο το περιεχόμενο του υπερ-καναλιού ευέλικτου πλέγματος στην επιθυμητή θύρα εξόδου χωρίς περιορισμούς από το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Συνήθως, ο αριθμός των θυρών εξόδου μπορεί να κυμαίνεται από 2 έως 20. Η ολογραφική τεχνολογία LCoS δεν είναι εγγενώς περιορισμένη ως προς τον αριθμό των θυρών εξόδου που μπορούν να δρομολογηθούν. Οι απαιτήσεις του δικτύου προσδιορίζονται από το σύνολο των κόμβων, τον τύπο της συνδεσιμότητας τους, τον αριθμό των ινών που συνδέουν τα ζεύγη κόμβων, τον αριθμό των υπερ-καναλιών που καλύπτουν το οπτικό φάσμα και τα εύρη ζώνης των δεδομένων τους (π.χ. 1 Tb / s, 400 Gb / s, 200 Gb / s, 100 Gb / s, κ.λπ)



Εικόνα 1.11: Απεικόνιση σχηματικού διαγράμματος της λειτουργίας ενός διακόπτη ο οποίος χαρακτηρίζεται από επιλεκτικότητα ως προς το μήκος κύματος (WavelengthSelectiveSwitch - WSS)

1.6 Χαρακτηριστικά των νέας γενιάς ευέλικτων δομών ROADMs

Οι ρυθμιζόμενοι οπτικοί πολυπλέκτες (ROADMs) αποτελούν ένα από τα βασικότερα δομικά συστατικά ενός δικτύου ευέλικτου πλέγματος εξαιτίας των νέων χαρακτηριστικών τους γνωρισμάτων και λειτουργιών που τους διαφοροποιούν από τις δομές ROADMsταθερού πλέγματος. Επομένως, οι αρχιτεκτονικές των WSS-ROADMs που έχουν ως στόχο την καλύτερη ικανοποίηση των αναγκών που παρουσιάζουν τα ευέλικτα δίκτυα νέας γενιάς χαρακτηρίζονται από σχεδιαστικά μοντέλα τα οποία παρουσιάζουν τις ακόλουθες ιδιότητες:

ColorlessROADMs

Οι δομές ROADMs οι οποίες είναι συμβατές με εφαρμογές σταθερού πλέγματος χαρακτηρίζονται από διάφορους περιοριστικούς παράγοντες όπως είναι οι σταθεροί πομποδέκτες (transceivers) προσθήκης/απόρριψης καναλιών καθώς και η προκαθορισμένη δέσμευση πόρων για την μεταφορά ενός μήκους κύματος. Στις συγκεκριμένες υλοποιήσεις δομώνROADM, στην περίπτωση που επιλεγεί ένα μήκος κύματος, ο πομποδέκτης θα πρέπει να συνδεθεί χειροκίνητα στη σωστή θύρα πολυπλεξίας/απο-πολυπλεξίας μια δομής WSSσε οποιοδήποτε κόμβο για την προσθήκη/απόρριψη του καναλιού. Οι δυσκολία που προκύπτει έγκειται στο γεγονός ότι τα WSSστον εκάστοτε κόμβο θα πρέπει να συνδέονται και να επανασυνδέονται με την φυσική παρουσία κάποιου τεχνικού κάθε φορά που θα προκύπτει κάποια αλλαγή στην δρομολόγηση του δικτύου.

Οι νέες αρχιτεκτονικές κόμβων ROADMs οι οποίες είναι ευέλικτες ως προς το μήκος κύματος λειτουργίας (colorlessROADMs) παρέχουν τα μέσα για την κατασκευή συστημάτωνROADMs που αυτοματοποιούν την αντιστοίχιση της λειτουργίας προσθήκης/απόρριψης μήκους κύματος σε οποιοδήποτε κόμβο. Ουσιαστικά οι αρχιτεκτονικές αυτές επιτρέπουν την σύνδεση οποιοδήποτε μήκους κύματος να μεταδοθεί προς οποιαδήποτε θύρα του WSS σε οποιοδήποτε κόμβο χρησιμοποιώντας έλεγχο της λειτουργίας απομακρυσμένα μέσω κατάλληλου λογισμικού.

DirectionlessROADMs

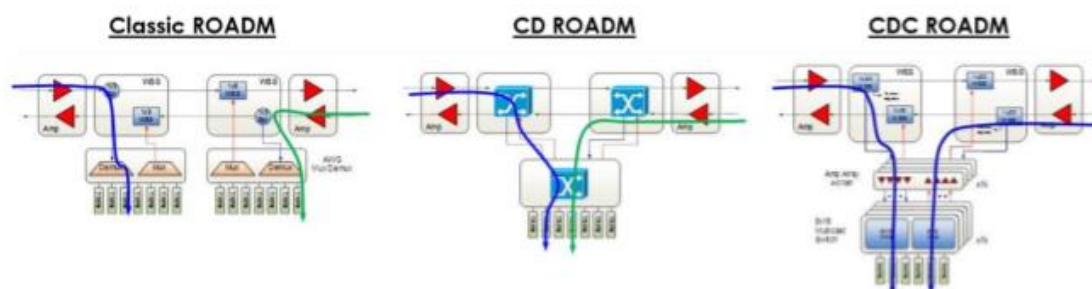
Όπως έγινε σαφές από την προηγούμενη ανάλυση στις υλοποιήσεις δομών ROADMsσταθερού πλέγματος η κατεύθυνση και η αλληλουχία των κόμβων που θα ακολουθήσει ένα μήκος κύματος είναι σταθερή και προκαθορισμένη. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται ότι τα ζευγάρια θυρών προσθήκης/απόρριψης μηκών κύματος καθώς και οι αναμεταδότες (transponders) οι οποίοι συνδέονται σε αυτές είναι σταθεροί συνδέοντας μια συγκεκριμένη κατεύθυνση ροής στο δίκτυο (North, South, κτλ). Συνακόλουθα, η αλλαγή της κατεύθυνσης ενός συγκεκριμένου αναμεταδότη απαιτεί την αλλαγή των ιών μετάδοσης με την φυσική παρουσία ενός τεχνικού να είναι απαραίτητη.

Στις αρχιτεκτονικές κόμβων ROADMs νέας γενιάς θα επιτρέπεται η δρομολόγηση οποιοδήποτε μήκους κύματος σε όλους τους δυνατούς προορισμούς που προσφέρει ο εκάστοτε κόμβος (directionlessROADM). Συνήθως, η επιλογή του προορισμού επιτυγχάνεται με την βοήθεια κατάλληλου λογισμικού χωρίς να απαιτείται η φυσική σύνδεση των θυρών.

ContentionlessROADMs

Ένας περιορισμός ο οποίος προκύπτει από τις παραπάνω ιδιότητες είναι στην περίπτωση που δυο ίδια μήκη κύματος από διαφορετικούς κόμβους συγκλίνουν στην ίδια δομή WSS στην ταυτόχρονα προκαλώντας σύγχυση και συμφόρηση στο δίκτυο. Για να αρθεί αυτός ο περιορισμός και να αποφύγουν οι διαχειριστές του δικτύου καταστάσεις μπλοκαρίσματος θα μπορούσαν εξ αρχής να αντιστοιχίσουν συγκεκριμένα μήκη κύματος με συγκεκριμένες δομές WSS θυσιάζοντας όμως με αυτό τον τρόπο την έννοια της ευελιξίας των δικτύων για την διαχείριση των μηκών κύματος. Επιπλέον, και από οικονομικής άποψης δεν θα ήταν συμφέρουσα προοπτική μιας και θα χρειαζόντουσαν πρόσθετες δομές WSS για να ικανοποιήσουν όλη την ζήτηση που θα δημιουργηθεί. Στον αντίποδα, οι υλοποιήσεις αρχιτεκτονικών που υποστηρίζουν την λειτουργία contentionless ROADMs επιτρέπουν πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου μήκους κύματος να μεταφέρονται από τον ίδιο κόμβο.

Οι αρχιτεκτονικές δομών ROADMs που χαρακτηρίζονται από λειτουργίες colorless, directionless και contentionless (CDC ROADMs) αποτελούν τον διακαή πόθο των διαχειριστών δικτύων ώστε να ικανοποιηθούν με τον αποδοτικότερο τρόπο οι ανάγκες των χρηστών επιτυγχάνοντας τον μέγιστο βαθμό ευελιξίας στο οπτικό επίπεδο. Ο στόχος των διαχειριστών είναι να μπορούν δρομολογούν οποιοδήποτε μήκος κύματος από μια τυχαία θύρα εισόδου ενός WSS σε οποιαδήποτε θύρα εξόδου από το δίκτυο.



Εικόνα 1.12: Απεικόνιση των διαφορετικών χαρακτηριστικών γνωρισμάτων των δομών ROADMs ευέλικτου πλέγματος [1.21]

Gridless ROADMs

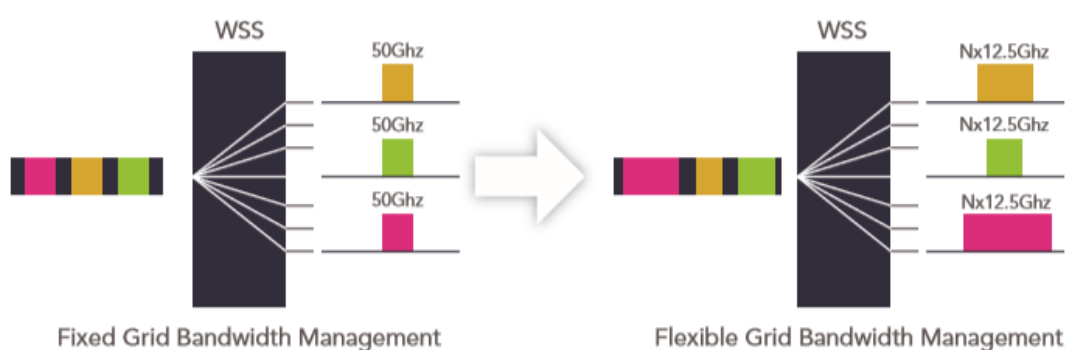
Ένα ακόμα βασικό χαρακτηριστικό γνώρισμα των αρχιτεκτονικών ROADMs επόμενης γενιάς αποτελεί η δυνατότητα που επιδεικνύουν να χειρίζονται μήκη κύματος τα οποία εναρμονίζονται με τις αρχές της ευέλικτης αξιοποίησης του φάσματος. Πιο συγκεκριμένα, οπτικά στοιχεία μεταγωγής είναι ικανά να εξυπηρετήσουν οποιοδήποτε σήματα ανεξαρτήτως του σχήματος διαμόρφωσής του και του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Οι αρχιτεκτονικές δικτύου ευέλικτης αξιοποίησης του φάσματος αποτελούν την μόνη βιώσιμη λύση για τους διαχειριστές των δικτύων για να ώστε να επιτευχθούν ταχύτητες μετάδοσης μεγαλύτερες των 100Gb/s που μπορεί να αγγίζουν και το 1 Tb/s. Για ταχύτητες μετάδοσης που προσεγγίζουν τις τιμές του 1Tb/s οι διαχειριστές του δικτύου θα πρέπει να κάνουν την καλύτερη δυνατή αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος ώστε να επιτευχθεί η επιτυχής μετάδοση τέτοιων ταχυτήτων μέσω των ήδη υπάρχοντων 40G και 100G αρχιτεκτονικών ROADMs.

Η προτεινόμενη λύση χωρίζει το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε φασματικές "σχισμές" των 12.5 GHz ανά κανάλι. Συνακόλουθα, για την μετάδοση μιας ροής δεδομένων μεγαλύτερης χωρητικότητας θα ενωθούν οι φασματικές "σχισμές" των 12.5 GHz ώστε να σχηματιστεί το συνολικό επιθυμητό φάσμα όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.13. Επιπλέον η Εικόνα 1.14

απεικονίζει την εξέλιξη των δομών ROADMs από υλοποιήσεις σταθερού πλέγματος σε ευέλικτου πλέγματος.



Εικόνα 1.13: Απεικόνιση της αρχιτεκτονικής ευέλικτης χρησιμοποίησης του φάσματος



Εικόνα 1.14: Εξέλιξη της τεχνολογίας των υλοποιήσεων δομών ROADMs από εφαρμογές σταθερού πλέγματος σε αντίστοιχες ευέλικτου πλέγματος [1.21]

1.7 Κίνητρο και δομή της διδακτορικής διατριβής

Από την ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων που προηγήθηκαν, γίνεται σαφές ότι η σημερινή κοινωνία μπορεί κάλλιστα να λογισθεί ως η "κοινωνία της πληροφορίας" η οποία χαρακτηρίζεται από την ολοένα και αυξανόμενη ανάγκη εξυπηρέτησης τηλεπικοινωνιακών δικτύων μεγαλύτερης χωρητικότητας για να ικανοποιηθούν στον μέγιστο δυνατό βαθμό οι ανάγκες των χρηστών για απρόσκοπτη χρήση ευρυζωνικών υπηρεσιών (εφαρμογές των μέσων κοινωνικής δικτύωσης, η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας, το on-line gaming κ.α). Η χρήση των συμβατικών τεχνικών στον τομέα των οπτικών επικοινωνιών που αφορούν την διαμόρφωση, μετάδοση, δρομολόγηση και λήψη σημάτων ροών δεδομένων που χρησιμοποιούνται Legacy οπτικά δίκτυα κρίνεται ανεπαρκής ώστε να αντεπεξέλθουν στην συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση για κανάλια μετάδοσης μεγαλύτερης χωρητικότητας. Χαρακτηριστικό αποτελεί το γεγονός ότι πρόσφατες προβλέψεις για την ευρυζωνική συνδεσιμότητα αναφέρουν ότι το ετήσιος ρυθμός ανάπτυξης της παγκόσμιας τηλεπικοινωνιακής κίνησης για την πενταετία 2016-2021 θα είναι της τάξης του 24% αγγίζοντας συνολικά τα 3.3 Zettabyte το 2021.

Η αύξηση της ζήτησης για περισσότερο διαθέσιμο εύρος ζώνης δεν είναι ο μοναδικός παράγοντας που πυροδοτεί την ανάγκη για την άφιξη μιας νέας εποχής στις υλοποιήσεις των τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Έναν ακόμα πολύ σημαντικό και κρίσιμο παράγοντα που θα πρέπει να λάβουν υπόψη οι διαχειριστές των δικτύων επόμενης γενιάς αποτελεί το δυναμικό και ευμετάβλητο προφίλ της κίνησης δεδομένων που θα πρέπει να διαχειριστούν τα επόμενα χρόνια. Το 2020 η ζήτηση για videouψηλής ευκρίνειας στο διαδίκτυο αναμένεται να αγγίζει το ποσοστό του 82% της συνολικής παγκόσμιας κίνησης όταν το 2015 έφτανε το 70% [1.4].

Επιπλέον, η έκρηξη που παρατηρείται ως προς την αύξηση του αριθμού των κινητών συσκευών όπως τα smartphones και tablets τροφοδοτεί μια ακόμα αλλαγή στον τρόπο πρόσβασης στο διαδίκτυο μιας και πλέον η κίνηση δεδομένων από τις ασύρματες αυτές συσκευές η οποία έχει ένα εγγενώς δυναμικό προφίλ κυριαρχεί ως προς την δέσμευση πόρων δικτύων σε σχέση με τις συσκευές ενσύρματων επικοινωνιών.

Όλοι αυτοί οι παράγοντες οδήγησαν τους μεγαλύτερους Τηλεπικοινωνιακούς παρόχους να προσανατολιστούν στην εισαγωγή της έννοιας της ευελιξίας τόσο ως προς τα σχήματα διαμόρφωσης τα οποία θα χειρίζεται ένας οπτικός πομποδέκτης (transceiver) όσο και στον τρόπο με τον οποίο θα κατανέμεται το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Η τάση η οποία υιοθετείται κατά κόρον στα δίκτυα υψηλής χωρητικότητας επιτάσσει την εγκατάλειψη υλοποιήσεων συμβατικών δικτύων σταθερού πλέγματος της προηγούμενης γενιάς και αντ' αυτού προωθείται η δυναμική προσαρμογή του διαθέσιμου εύρου ζώνης των δικτύων ώστε να οδηγηθούμε σε υλοποιήσεις ευέλικτων οπτικών δικτύων (EON) τα οποία θα μπορούν να ελέγχονται απομακρυσμένα με κατάλληλα προγράμματα λογισμικών (softwaredefinednetworking - SDN).

Μέσα σε αυτά τα ερευνητικά πλαίσια, στην παρούσα διδακτορική διατριβή παρουσιάζεται μια πλατφόρμα ενός πλήρως προγραμματιζόμενου, υψηλής ανάλυσης και χαμηλής ενεργειακής κατανάλωσης οπτικού πομπού με δυνατότητα σύμφωνης (coherent) μετάδοσης και λήψης δεδομένων ο οποίος αξιοποιώντας τεχνολογίες αιχμής και συνέργειες μεταξύ οπτικών και ηλεκτρικών σχεδιαστικών μοντέλων είναι κατάλληλος για να ικανοποιήσει τις ανάγκες ενός υψηλής χωρητικότητας δικτύου ευέλικτου πλέγματος νέας γενιάς. Πιο συγκεκριμένα, γίνεται ενδελεχής ανάλυση της λειτουργίας και των χαρακτηριστικών ενός IQsegmented Mach-Zehnder modulator τεχνολογίας InP ο οποίος έχει ολοκληρωθεί σε πλατφόρμα πυριτίου μαζί με έναν χαμηλών ενεργειακών απαιτήσεων ηλεκτρονικό driver τεχνολογίας CMOS. Επιπλέον, καθοριστικό ρόλο στην προσέγγιση της υλοποίησης του ευέλικτου πομπού αποτελεί η ολοκλήρωση ενός καινοτόμου στοιχείου πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας σε πλατφόρμα πυριτίου για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος. Η ευέλικτη δομή πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας βασίζει την λειτουργία της σε μια συστοιχία φίλτρων μικρο-δακτυλίων (rings) που έχουν την δυνατότητα να μεταβάλουν τα φασματικά τους χαρακτηριστικά δυναμικά ώστε να ικανοποιήσουν με τον αποδοτικότερο τρόπο το προφίλ της κίνησης που παράγεται από τον οπτικό πομπό. Αναλυτικότερα, οι βασικοί άξονες πάνω στους οποίους κινήθηκε η ερευνητική δραστηριότητα της παρούσας διατριβής περιγράφονται περιληπτικά στις παρακάτω παραγράφους, μέσω της παρουσίασης της βασικής της δομής ανά κεφάλαιο.

Στο κεφάλαιο 1 παρουσιάστηκε περιληπτικά η παρούσα κατάσταση στα οπτικά δίκτυα τηλεπικοινωνιών και αναγνωρίστηκε η ανάγκη της χρησιμοποίησης υλοποιήσεων δικτύων ευέλικτου πλέγματος για την οπτική μετάδοση πληροφορίας στα σύγχρονα δίκτυα, στοχεύοντας στην επίλυση της μειωμένης χωρητικότητας και της φασματικής αποδοτικότητας που θα κληθούν να αντιμετωπίσουν τα σύγχρονα και μελλοντικά δίκτυα. Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν οι προβλέψεις σχετικά με την εκθετική αύξηση της παγκόσμιας τηλεπικοινωνιακής κίνησης τα επόμενα χρόνια ενώ τονίστηκε η ανάγκη για την μετάβαση από τις συμβατικές υλοποιήσεις δικτύων σταθερού πλέγματος σε αρχιτεκτονικές δικτύων ευέλικτου πλέγματος για την αποδοτικότερη εξυπηρέτηση του νέου δυναμικά μεταβαλλόμενου προφίλ κίνησης. Επιπρόσθετα, παρουσιάστηκαν οι λεπτομέρειες της αρχιτεκτονικής των ευέλικτων οπτικών δικτύων δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στην ανάλυση των χαρακτηριστικών των δομικών στοιχείων που συγκροτούν ένα ευέλικτο δίκτυο (οπτικοί πομποδέκτες, δημιουργία υπερ-καναλιών, ROADMs, WSSs).

Στο κεφάλαιο 2 μελετάται θεωρητικά η μεθοδολογία και οι τεχνικές που απαιτούνται για την διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος με σχήματα διαμόρφωσης πλάτους και φάσης για την μετάδοση της πληροφορίας σε οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας νέας γενιάς. Αρχικά περιγράφονται οι βασικές έννοιες την οπτικής διαμόρφωσης ενός οπτικού φέροντος, και το πώς αυτή μπορεί να αναπαρασταθεί γραφικά με τα διαγράμματα αστερισμού, τα οποία ουσιαστικά παρέχουν όλη τη δυνατή πληροφορία για την πλήρη αξιολόγηση της ποιότητας και των σύνολο των υποβαθμίσεων που εισάγονται σε ένα οπτικά διαμορφωμένο κανάλι κατά τη μετάδοσή του σε οποιοδήποτε σύστημα μετάδοσης. Στα πλαίσια αυτά, αρχικά περιγράφεται η αρχή λειτουργίας της βασικότερης δομής οπτικού διαμορφωτή Mach-Zehnder (MZM) και οι συνθήκες κάτω από τις οποίες μπορεί να οδηγηθεί ούτως ώστε διαμορφώνει σήματα είτε ως προς την ένταση (σχήματα διαμόρφωσηςOOK, PAM-4, PAM-8)) είτε ως προς τη φάση τους (σχήματα διαμόρφωσηςPSK, QPSK). Βάσει του MZM μοντέλου, θα περιγραφεί η λειτουργία του διαμορφωτή ορθογωνιότητας IQ-MZM καθώς και η αρχή λειτουργίας ενός IQsegmentedmodulator ο οποίος αποτελεί και την καρδιά του οπτικού πομπού που μελετάται στην παρούσα διατριβή. Επιπλέον, θα δοθούν και αναλυτικές λεπτομέρειες για την καινοτόμο λειτουργία οπτικού DACτην οποία επιτελεί ο IQsegmentedmodulator εξαλείφοντας με αυτό τον τρόπο την απαίτηση ύπαρξης ακριβών και με μεγάλες ενεργειακές απαιτήσεις DAC για την επίτευξη υπερ-υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης. Επιπρόσθετα στο κεφάλαιο 2 περιγράφεται η τεχνική της σύμφωνης φόρασης (coherentreception) στο δέκτηο οποίος λογίζεται ως ο καταλληλότερος τρόπος για την σωστή ανάκτηση δεδομένων τα οποία είναι διαμορφωμένα τόσο στη φάση όσο και στο πλάτος ανεξαρτήτως του σχήματος διαμόρφωσης και της μορφής του διαγράμματος αστερισμού του. Η συγκεκριμένη διάταξη που αναλύεται βασίζεται στη χρήση ενός οπτικού υβριδίου 90° και ενός τοπικού ταλαντωτή, αποτελώντας πρακτικά το οπτικό ανάλογο ενός ηλεκτρικού μίξερ που χρησιμοποιείται στη ηλεκτρονικές τηλεπικοινωνίες. Στην περίπτωση που ο συγκεκριμένος δέκτης διαφοροποίησης φάσης συνδυαστεί και με μία οπτική δομή διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών, δίνεται η δυνατότητα λήψης διαμορφωμένων σημάτων στα οποία έχει εφαρμοστεί και η ευρέως διαδομένη τεχνική της πολυπλεξίας ως προς την πόλωση, διπλασιάζοντας πρακτικά τη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού σε μία οπτική συχνότητα.

Στο κεφάλαιο 3 περιλαμβάνει μια εκτενή περιγραφή τόσο του σχεδιαστικού μοντέλου όσο και της πειραματικής διαδικασίας που ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση των επιδόσεων της ολοκληρωμένης δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) η οποία χαρακτηρίζεται από την δυνατότητα που παρουσιάζει για δυναμική μεταβολή των φασματικών χαρακτηριστικών της και είναι κατάλληλη για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος. Η δομή του MUX/DEMUX βασίζει την λειτουργία της σε μια σύνθετη δομή στοιχείων φίλτρων τα οποία έχουν την δυνατότητα δυναμικά και σε πραγματικό χρόνο να μεταβάλουν το μήκος κύματος συντονισμού τους (resonantwavelength) καθώς και το εύρος ζώνης τους (3-dBbandwidth). Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας των σύνθετων αυτών δομών στοιχείων φίλτρων βασισμένες στην τεχνολογία μικρο-δακτυλίων (microringresonators - MRR) ενώ πραγματοποιείται μια σειρά προσομοιώσεων των δομών αυτών φιλτραρίσματος για να διερευνηθεί η καταλληλότητα τους να αποτελέσουν την καρδιά του πρωτότυπου πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) που θα εξυπηρετήσει τις ανάγκες των ευέλικτων οπτικών δικτύων υψηλής χωρητικότητας. Η τελική δομή των ευέλικτων φίλτρων αποτελείται από μια συστοιχία 2^{ης} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI τα οποία θα αποτελέσουν το βασικό δομικό στοιχείο του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX). Παράλληλα, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού της συστοιχίας των

σύνθετων δομών φίλτρων που ολοκληρώθηκαν (integrated) σε επίπεδο τσιπ σύμφωνα με τα προαναφερθέντα προσομοιωτικά αποτελέσματα ώστε να αξιολογηθεί πειραματικά η απόδοσή τους. Πιο συγκεκριμένα αξιολογήθηκε η ικανότητα που επιδεικνύουν να μεταβάλλουν δυναμικά τόσο το εύρος ζώνης τους όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους σε πραγματικό χρόνο με την χρήση micro-heaters για να διαπιστωθεί η καταλληλότητα τους για εφαρμογές δικτύων ευέλικτου πλέγματος (απαραίτητη διακύμανση μεταξύ 12.5GHz και 35 GHz). Από τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης των δομών αυτών συλλέχθηκαν και αξιολογήθηκαν οι απαραίτητες πληροφορίες για την λειτουργία τους και την απόδοσή τους ώστε να σχεδιαστεί η τελική μάσκα που θα περιλαμβάνει την δομή του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών η οποία θα περιλαμβάνει τις δομές αυτές των ευέλικτων φίλτρων. Επιπρόσθετα, παρατίθενται τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού που προέκυψαν από την ολοκληρωμένη δομή του MUX/DEMUX 16 καναλιών ώστε να αξιολογηθεί κυρίως η φασματική απόκριση του 2D coupler περιθλάσης (grating coupler) καθώς και οι απώλειες από ένα-σε-ένα της συνολικής δομής MUX/DEMUX πριν ξεκινήσει η διαδικασία κατασκευής του τελικού packaged πρωτοτύπου. Τέλος, παρατίθενται κάποιες λεπτομέρειες σχετικά με την διαδικασία που ακολουθήθηκε για την συναρμολόγηση (assembly) και συσκευασία (packaging) της συστοιχίας των ευέλικτων φίλτρων MRs-MZI της πρωτότυπης δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) τα οποία είναι ολοκληρωμένα σε πλατφόρμα SOI ενώ επιπλέον διαθέτουν και λειτουργίες πολυπλεξίας πόλωσης πάνω στο τσιπ (on-chip polarization multiplexing).

Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται διεξοδικά η πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου που είναι συμβατός με τα πρότυπα ευέλικτου πλέγματος. Ο πειραματικός χαρακτηρισμός του πρωτοτύπου ο οποίος ήταν πολύπλευρος. Πιο συγκεκριμένα, η αρχή έγινε με την πραγματοποίηση της αξιολόγησης των παθητικών λειτουργιών του προτύπου σε λειτουργία μονού καναλιού ώστε να διερευνηθούν οι δυνατότητες των ευέλικτων φίλτρων να μεταβάλλουν δυναμικά τόσο το εύρος ζώνης λειτουργίας τους (12.5 GHz έως 35 GHz) όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους (μετατόπιση του μήκους κύματος κατά FSR: 375 GHz). Επόμενο βήμα αποτέλεσε ο πειραματικός χαρακτηρισμός του πρωτότυπου πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας σε κατάσταση λειτουργίας διπλού και τριπλού καναλιού σύμφωνα με τις απαιτήσεις για εύρος ζώνης στο πρότυπο ευέλικτο πλέγμα ώστε να αξιολογηθεί είτε τυχόν θερμική παρεμβολή μεταξύ των καναλιών είτε φασματικών επικαλύψεων. Διατηρήθηκε το 3-dB εύρος ζώνης του πρώτου καναλιού στην ελάχιστη δυνατή τιμή των 12.5 GHz ενώ εύρος ζώνης των υπόλοιπων καναλιών κυμάνθηκε από 15 GHz έως 35 GHz για συνθήκες μεταβαλλόμενης φασματικής απόστασης μεταξύ των καναλιών (από 37.5 GHz έως 100 GHz). Στην συνέχεια αξιολογήθηκε η απόδοση της λειτουργίας πολυπλεξίας του πρωτοτύπου σε λειτουργία μονού και διπλού καναλιού ρυθμίζοντας κατάλληλα τόσο τα μήκη κύματος των σημάτων όσο και τα εύρη ζώνης των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος ώστε να είναι συμβατά με τα πρότυπα των δικτύων ευέλικτου πλέγματος. Οι περιπτώσεις οι οποίες λήφθηκαν υπόψη αφορούσαν είτε την πολυπλεξία ενός 10Gb/s NRZ και 24Gbaud QPSK σήματος είτε την πολυπλεξία δύο 10Gb/s NRZ σημάτων. Οι καμπύλες BER που ελήφθησαν απέδειξαν την εύρυθμη λειτουργία του πρωτοτύπου ως δομή πολυπλεξίας με αποδεκτές ποινές ισχύος σε κάθε κανάλι. Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική εξετάστηκε η δυνατότητα λειτουργίας απο-πολυπλεξίας του packaged MUX/DEMUX πρωτοτύπου εναλλάσσοντας (interchanging) τις θύρες εισόδου-εξόδου σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση της πολυπλεξίας. Το WDM σήμα ευέλικτου πλέγματος που δημιουργήθηκε αποτελούνταν από 2 σήματα 10 Gb/s NRZ τα οποία απο-πολυπλέχθηκαν με επιτυχία όπως φανέρωσαν και οι μετρήσεις BER που πραγματοποιήθηκαν για καθ' ένα κανάλι. Επιπρόσθετα, αξιολογήθηκε η λειτουργία της

πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου 16x1 MUX/DEMUX κατά την οποία ένα 24 GbaudDPQPSKπολυπλεγμένο ως προς την πόλωση οπτικό σήμα εξόδου από το πρωτότυπο λήφθηκε ομόδυνα με την χρήση ενός σύμφωνου δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του σήματος. Τέλος, στο κεφάλαιο 4 θα δοθούν αναλυτικές λεπτομέρειες από τον πειραματικό του χαρακτηρισμό κάτω από συνθήκες μετάδοσης πραγματικών δεδομένων του δικτύου της Ericsson στα πλαίσια ενός συνεργατικού πειράματος που διεξήχθη στις εγκαταστάσεις της Ericsson στην Ιταλία.

Στο κεφάλαιο 5 περιγράφεται αναλυτικά το σχεδιαστικό μοντέλο ενός σύμφωνου οπτικού πομπού βασισμένου στην συνέργεια των τεχνολογιών ενός IQInPMach-Zehndersegmentedmodulator σε συνδυασμό με drivers τεχνολογίας CMOS χαμηλών ενεργειακών αναγκών. Στην προτεινόμενη δομή του σύμφωνου οπτικού πομπού δεν χρησιμοποιείται ηλεκτρικός μετατροπέας ψηφιακού σε αναλογικό σήμα (DAC) επιτελώντας συνακόλουθα την λειτουργία ενός οπτικού-DAC που χαρακτηρίζεται από την ανάγκη για μικρή τάση οδήγησης στα ηλεκτρόδια του segmentedmodulator καθώς και χαμηλή κατανάλωση ενέργειας (powerconsumption). Επιπλέον, η λειτουργία του ευέλικτου πομπού/δέκτη αξιολογήθηκε μέσω μιας σειράς προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν ώστε να εξομοιωθούν οι συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ. Πιο συγκεκριμένα, εξετάστηκε η μετάδοση σημάτων DP 4-QAM, DP 16-QAM, DP 32-QAM και DP 64 QAM για ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 28 Gbaud και 32 Gbaud σε απόσταση που φτάνει τα 50 kmπροκειμένου να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές του περιφερειακού δικτύου του ΟΤΕ. Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης που περιλαμβάνουν καμπύλες μετρήσεις BERκαι διαγράμματα οφθαλμών των σημάτων που δημιουργούνται από τον του ευέλικτο οπτικό πομπό με τους CMOSdriverστόσο της 1^{ης} αλλά και της 2^{ης} γενιάς. Τα σήματα πολλαπλών σταθμών που δημιουργήθηκαν ήταν διαμορφωμένα τόσο κατά πλάτος (σχήματα διαμόρφωσης: NRZ, PAM-4, PAM-8) όσο και κατά φάση (σχήματα διαμόρφωσης: PSK και QPSK).

Στο Κεφάλαιο 6 γίνεται αποτίμηση των αποτελεσμάτων της διατριβής και παραθέτει συγκεκριμένες προτάσεις και προσεγγίσεις για περιοχές γύρω από το αντικείμενο της διατριβής με ερευνητικό ενδιαφέρον.

ΑναφορέςΚεφαλαίου 1

- [1.1] Cisco White Paper, “The ZettabyreEra:Trends and Analysis”, USA, FLGD 12352, May 2015
- [1.2] A. G. Bell, U.S. Patent No. 174,465 (1876).
- [1.3] W.Ch. Barnet, H. Takahira, J.C. Baroni, Y. Ogi, “The TPC-5 Cable Network”, IEEE Communications. Magazine. Vol. 34, pp. 36–40, 1996, available at: http://www.kddi.com/english/corporate/news_release/archive/kdd/press-e96/027.html
- [1.4] Cisco White paper, ““The ZettabyreEra:Trends and Analysis”, Document ID:1465272001812119, June 2017
- [1.5] M. Jinno, “Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture”, Communications Magazine, IEEE,vol. 47, issue 11, pp. 66-73, Nov. 2009
- [1.6] Infinera, "The evolution of Next-Gen optical networks", White paper, Document Number: WP-NGON-10-2014
- [1.7] “D4.2 Optical performance monitoring techniques for heterogeneous transmission systems”, CHRON, <http://www.ict-chron.eu>
- [1.8] M. Jinno, T. Ohara, Y. Sone, A. Hirano, O. Ishida, M. Tomizawa, “Introducing Elasticity and Adaptation into the Optical Domain toward More Efficient and Scalable Optical Transport Networks”, NTT Network Innovation Laboratories, NTT Corporation
- [1.9] “Διαφάνειες για το μάθημα "Φωτονική Τεχνολογία" του 9ου Εξαμήνου της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών κ' Μηχανικών Υπολογιστών,” availableat<http://photonics.ntua.gr/announcements.html>
- [1.10] Agrawal, P.G., “Fiber Optic Communication System, Second edition,” John Wiley & Sons, 1997
- [1.11] Αλεξανδρής Α., “ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΟΠΤΙΚΕΣ ΙΝΕΣ ΘεωρίαΕφαρμογές-Πειράματα-Προσομοιώσεις,” ΤΖΙΟΛΑ, 2010
- [1.12] B. Teipen, M. Eiselt, K. Grobe, J.P. Elbers, “Adaptive Data Rates for Flexible Transceivers in Optical Networks”, Journal of Networks, vol. 7, no. 5, May 2012
- [1.13] R. Schmogrow, D.Hillerkuss, M. Dreschmann, M. Huebner, M. Winter, J. Meyer, B. Nebendahl, C. Koos, J. Becker, W. Freude, J. Leuthold, “Real-Time Software Defined Multiformat Transmitter Generating 64QAM at 28GBaud”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no.21, November 2010
- [1.14] Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer? Ori Gerstel, Cisco, Israel Masahiko Jinno, NTT, Japan Andrew Lord, BT, United Kingdom S. J. Ben Yoo, University of California, Davis, United State
- [1.15] Target cost for Sliceable Bandwidth Variable Transponders in a Real Core Network, Telefónica I+D, Cisco Systems Inc., High Performance Networks group, University of Bristol
- [1.16] Next Generation Sliceable Bandwidth Variable Transponders Nicola Sambo, Piero Castoldi, Antonio D’Errico, Emilio Riccardi, Annachiara Pagano, Michela Svaluto Moreolo, Josep M. Fàbrega, Danish Rafique, Antonio Napoli, Silvano Frigerio, Emilio Hugues Salas, Georgios Zervas, Markus Nölle, Johannes K. Fischer, Andrew Lord and Juan P.F.-P Gimenez

[1.17] Fiber Optic Communication Systems, Third edition, Govind P.Agraval

[1.18] W. Wei, C. Wang, J. Yu, “Cognitive Optical Networks: Key Drives, Enabling Techniques and Adaptive Bandwidth Services”, Topics in Optical Communications, IEEE Communications Magazine, January 2012

[1.19] White Paper “The Need for Next-Generation ROADM Networks” Prepared by Sterling Perrin

[1.20] <https://www.ntt-review.jp/archive/ntttechnical.php?contents=ntr201401fa7.html>

[1.21] White Paper " Next generation ROADM Architectures & Benefits", Fujitsu, March 2015

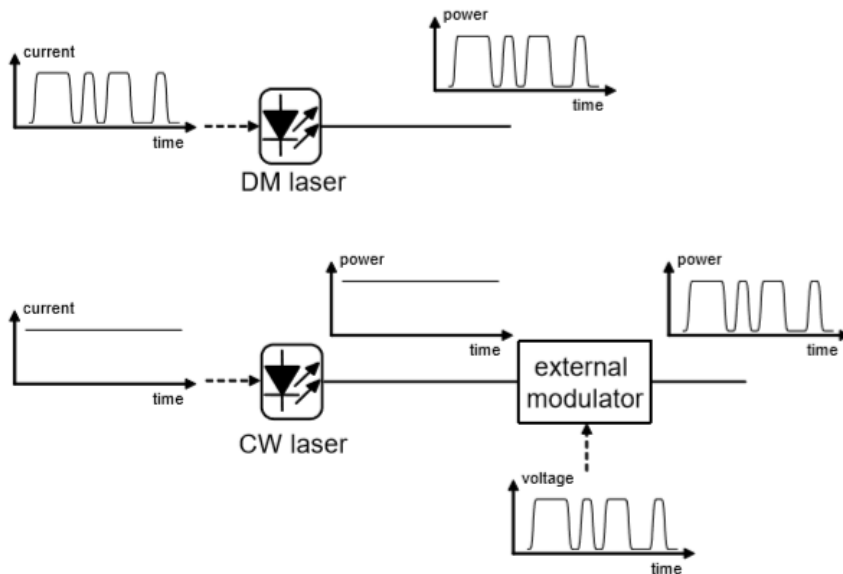
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και τοπολογίες οπτικών διαμορφωτών

2.1 Εισαγωγή στην έννοια της οπτικής διαμόρφωσης σε οπτικό φέρον

Η τεράστια ποσότητα δεδομένων που μεταδίδεται καθημερινά, είτε σε εφαρμογές απλής τηλεφωνίας είτε κατά την χρήση του Διαδικτύου, δημιουργείται και επεξεργάζεται σε επίπεδο ηλεκτρικού σήματος (electrical domain). Ωστόσο, για την επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης πληροφορίας με αποδοτικότερο τρόπο είναι αναγκαία η υιοθέτηση υλοποιήσεων για την μετάδοση των δεδομένων με οπτικό τρόπο. Η μετάδοση πληροφορίας εκμεταλλευόμενοι οπτικά μέσα επικοινωνίας χρησιμοποιείται ευρέως σε δίκτυα μητροπολιτικών περιοχών (MAN, μερικά από τα 10 έως τα 100 km) και προς το παρόν μετακινείται ταχύτατα προς τους τελικούς χρήστες στο δίκτυο πρόσβασης (π.χ. FTTH).

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των οπτικών επικοινωνιών είναι η δυνατότητα μετάδοσης δεδομένων υψηλών χωρητικοτήτων (δυναμικών ψηφίων (bits) ανά δευτερόλεπτο) για τα σύγχρονα ψηφιακά συστήματα οπτικών επικοινωνιών. Τυπικοί ρυθμοί μετάδοσης δυναμικών ψηφίων που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι 40 Gbit/s ανά κανάλι (ανά μήκος κύματος σε πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος- WDM). Τα δεδομένα που προέρχονται από μεγάλο αριθμό χρηστών πολυπλέκονται (multiplexed) στο χρόνο στον ηλεκτρικό τομέα (electrical domain) προτού μεταδοθούν με υψηλό ρυθμό δυναμικών ψηφίων μέσω των οπτικών ινών. Μια βασική λειτουργικότητα ενός οπτικού συστήματος είναι συνεπώς η λειτουργία διαμόρφωσης, η οποία συνίσταται στην "μετατροπή" του σήματος ηλεκτρικών δεδομένων υψηλής ταχύτητας δυναμικών ψηφίων στον οπτικό τομέα. Επομένως, η ιδανική διαμόρφωση επιτυγχάνεται με την μεταφορά της συχνότητας από τη βασική ζώνη (baseband frequency) σε μια συχνότητα οπτικού φορέα (optical carrier frequency), της τάξης των 193 THz για ένα παράθυρο μετάδοσης πληροφορίας σε μήκος κύματος 1550 nm. Μέχρι τώρα, τα περισσότερα συστήματα οπτικών επικοινωνιών κάνουν χρήση είτε διαμόρφωσης πλάτους (intensity modulation) είτε διαμόρφωσης φάσης (phase modulation) του φωτός (Εικόνα 2.1). Η διαμόρφωση του φωτός επιτυγχάνεται με δύο διακριτές μεθόδους στην απευθείας διαμόρφωση του φωτός με ψηφιακή πληροφορία καθώς και την διαμόρφωση του φωτός με χρήση εξωτερικού οπτικού διαμορφωτή. Στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής θα επικεντρωθούμε στην μέθοδο διαμόρφωσης του φωτός με χρήση εξωτερικού διαμορφωτή.



Εικόνα 2.1: Απεικόνιση των σεναρίων της απευθείας/άμεσης (επάνω) και της εξωτερικής (κάτω) διαμόρφωσης του φωτός. Στο σενάριο της άμεσης διαμόρφωσης του φωτός, το ρεύμα οδήγησης (driving current) μεταβάλλεται ανάλογα με τη μορφή των μεταδιδόμενων δεδομένων διαμορφώνοντας απευθείας (direct modulation - DM) μια πηγή φωτός λέιζερ. Στο σενάριο της εξωτερικής διαμόρφωσης, μια πηγή φωτός λέιζερ εκπέμπει ένα συνεχές κύμα (continuous wave - CW) ενώ χρησιμοποιείται ένας εξωτερικός διαμορφωτής ώστε να μετατραπεί το σήμα ηλεκτρικών δεδομένων στο αντίστοιχο οπτικό σήμα πληροφορίας [2.1]

2.2 Οπτική διαμόρφωση με οπτικό διαμορφωτή τύπου MachZehnder (MZM)

Οι εξωτερικοί οπτικοί διαμορφωτές οι οποίοι χρησιμοποιούνται συνήθως σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες ανάλογα με τα χαρακτηριστικά τους γνωρίσματα. Η πρώτη κατηγορία οπτικών διαμορφωτών βασίζεται στην μεταβολή της ικανότητας απορρόφησης ενός ημιαγωγού υλικού όταν εφαρμόζεται ένα εξωτερικό ηλεκτρικό πεδίο (electro-absorption modulator), ενώ η δεύτερη κατηγορία βασίζεται στην αλλαγή του δείκτη διάθλασης (refractive index) που παρατηρείται για ορισμένους κρυστάλλους υπό την επίδραση ενός εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου (electro-optic modulator). Μια αλλαγή στον δείκτη διάθλασης από μόνης της δεν επιτρέπει την διαμόρφωση του πλάτους του φωτός. Ωστόσο, η χρήση μιας συμβολομετρικής δομής (interferometric structure), όπως η δομή ενός Mach-Zehnder διαμορφωτή επιτρέπει τη μετατροπή της επαγόμενης διαμόρφωσης φάσης στην επιθυμητή διαμόρφωση πλάτους του φωτός. Στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής θα αναλυθεί η λειτουργία των διαμορφωτών που λειτουργούν κάνοντας χρήση του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου με δεδομένο ότι ο ευέλικτος πομπός του οποίου η επίδοση εξετάζεται βασίζεται στην λειτουργία ενός ηλεκτρο-οπτικού segmented modulator.

2.2.1 Ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές (electro-optic modulator) - μονού ηλεκτροδίου

Ο δείκτης διάθλασης ορισμένων υλικών μπορεί να μεταβληθεί με την εφαρμογή ενός εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου εξαιτίας του γραμμικού ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου (linear electro-optic effect) [2.3]. Η μετατόπιση φάσης που παρατηρείται από ένα κύμα φωτός με μήκος κύματος λ που διαδίδεται μέσω ενός μήκους L ενός μέσου με δείκτη διάθλασης n δίνεται από τον τύπο [2.2]:

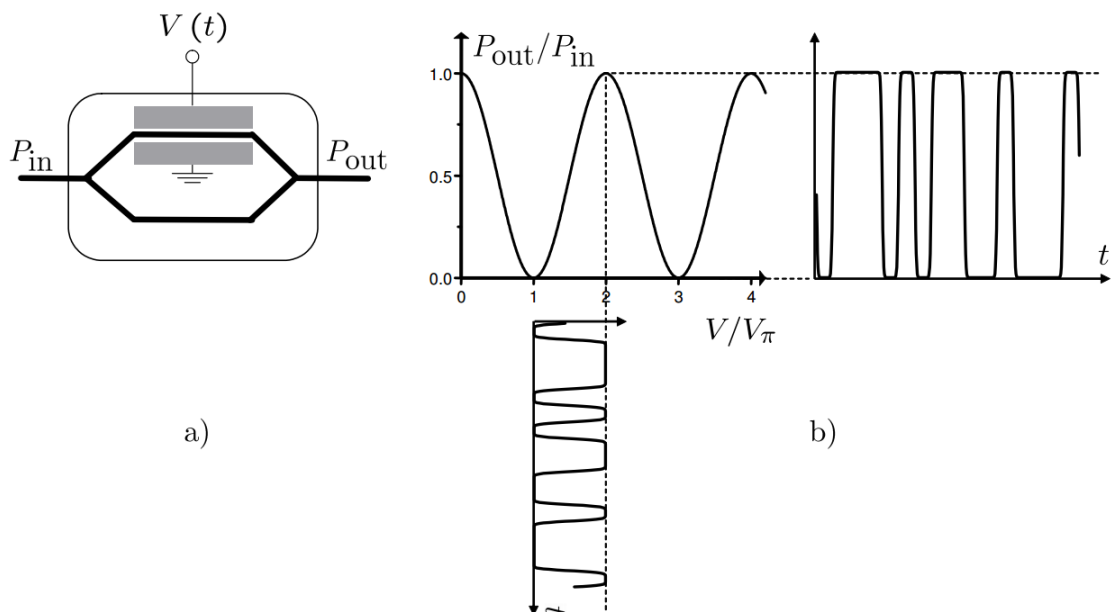
$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} nL, \quad (2.1)$$

Με δεδομένη την εξίσωση (2.1) για την υλοποίηση διαμορφωτών φάσης χρειάζεται να κατασκευαστεί ένας ηλεκτρο-οπτικός κυματοδηγός ο οποίος θα υποβληθεί σε μια ηλεκτρικό πεδίο το οποίο θα μεταβάλλεται με τον χρόνο. Η εφαρμοζόμενη τάση θα διαμορφώνει τον δείκτη διάθλασης του υλικού του κυματοδηγού, ώστε να δημιουργηθεί η μετατόπιση φάσης κατά μήκος του κυματοδηγού. Ωστόσο, τα παραδοσιακά συστήματα οπτικής επικοινωνίας (legacy optical communications systems) βασίζονται συνήθως στη διαμόρφωση της έντασης του φωτός. Κατά συνέπεια κρίνεται απαραίτητος ο μετασχηματισμός της διαμόρφωσης φάσης (phasemodulation) που προκαλείται από το ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο σε διαμόρφωση του πλάτους του φωτός (intensity modulation) χρησιμοποιώντας μια συμβολομετρική δομή.

Για την περιγραφή της αρχής λειτουργίας μιας τέτοιας δομής διαμορφωτή, χρησιμοποιήθηκε μια απλή συμβολομετρική δομή η οποία βασίζεται στην αρχή λειτουργίας ενός συμβολόμετρου Mach-Zehnder (MZM) όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.2. Το συμβολόμετρο Mach-Zehnder αποτελείται από δύο βραχίονες στον έναν από τους οποίους περιλαμβάνεται ένα ηλεκτρο-οπτικό υλικό (single-drive MZM). Ο πιο απλός τρόπος κατασκευής ενός MZM προοριζόμενο για εξωτερική διαμόρφωση των δεδομένων είναι η ολοκλήρωση των κυματοδηγών πάνω σε ένα στρώμα ενός ηλεκτρο-οπτικού υλικού και η τοποθέτηση ηλεκτροδίων πάνω ή γύρω από την επιφάνειά τους. Θεωρώντας ότι οι 3dB couplers ισχύος στην είσοδο και στην έξοδο του MZM είναι ιδανικοί, η οπτική έξοδος του συμβολόμετρου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης που υποβάλλεται στη ποσότητα του φωτός που διαδίδεται στο πάνω ($\varphi(t)$) και στο κάτω (φ_0) βραχίονα της δομής του και αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out} = P_{in} \cos^2 \frac{\Delta\varphi}{2} \quad (2.2)$$

όπου $\Delta\varphi = \varphi(t) - \varphi_0$



Εικόνα 2.2: Αρχή λειτουργίας του MZM ως συμβολικός διαμορφωτής πλάτους. (α) Σχηματική αναπαράσταση ενός MZM με διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού υλικού σε έναν από τους βραχίονες του

(SingleDriveMZM) με εφαρμογή χρονομεταβαλλόμενης τάσης, (β) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος εξόδου του MZM με τυπική οδήγησή του από NRZ ηλεκτρικής παλμοσειράς διαμόρφωσης με πλάτος τάσης V_{π}

Η στροφή φάσης που εισάγεται στον πάνω βραχίονα του συμβολόμετρου εξαρτάται από τον δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού υλικού, ο οποίος με τη σειρά του εξαρτάται από το εξωτερικά εφαρμοζόμενο πεδίο μέσω του φαινομένου Pockels. Στη περίπτωση λοιπόν εφαρμογής μιας χρονικά μεταβαλλόμενης τάσης $V(t)$ κατά μήκος του ηλεκτρο-οπτικού κυματοδηγού στον επάνω βραχίονα του MZM, η μεταβολή του δείκτη διάθλασης του κυματοδηγού θα είναι επίσης χρονικά μεταβαλλόμενη και αυτό με τη σειρά του θα οδηγήσει σε μια οπτική έξοδο P_{out}/P_{in} της οποίας η τιμή θα εξαρτάται από το χρόνο. Επιπρόσθετα, κατά την περίπτωση όπου η οπτική είσοδος του MZM είναι ένα συνεχές οπτικό φέρον (ContinuousWavelength-CW), τότε η έξοδος του MZM θα διαμορφωθεί βάσει των ηλεκτρικών δεδομένων της τάσης $V(t)$. Η εξωτερική εφαρμογή τάσης θα προκαλέσει μια στροφής της φάσης στο οπτικό φέρον η οποία θα εξαρτηθεί από πολλούς παράγοντες συμπεριλαμβανομένου: α) του ηλεκτρο-οπτικού υλικού που θα χρησιμοποιηθεί (LiNbO₃, InP, GaAs), β) τις διαστάσεις/γεωμετρία του κυματοδηγού καθώς και την κατάσταση πόλωσης του οπτικού σήματος εισόδου, γ) τον προσανατολισμό του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου ως προς τους άξονες του κρυστάλλου. Για την περιγραφή της ποσότητας της εφαρμοζόμενης τάσης που απαιτείται για να επιτευχθεί στροφή φάσης ίση με π στον επάνω βραχίονα του MZM ώστε η έξοδος του να είναι ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος (OOK) σήμα, χρησιμοποιείται η παράμετρος V_{π} (half-waveVoltage). Επομένως, η ηλεκτρο-οπτική στροφή φάσης $\varphi(t)$ που εφαρμόζεται στο οπτικό φέρον σχετίζεται με την χρονικά μεταβαλλόμενη τάση $V(t)$ σύμφωνα με την σχέση:

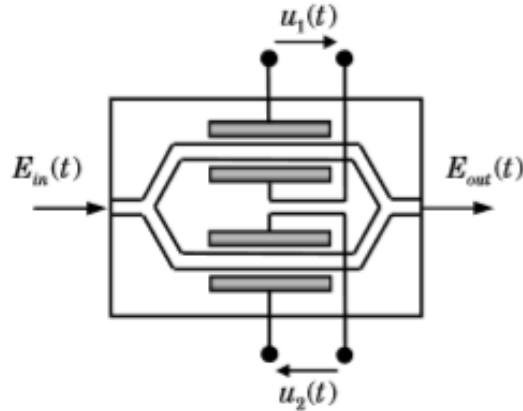
$$\varphi(t) = \pi \frac{V(t)}{V_{\pi}} \quad (2.3)$$

Μέσω των εξισώσεων (2.1) και (2.2) είναι δυνατόν να υπολογιστεί η έξοδος του MZM ως συνάρτηση της εφαρμοζόμενης τάσης, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.2 με κανονικοποίηση της εφαρμοζόμενης τάσης ως προς τη ποσότητα V_{π} .

2.2.2 Ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές (electro-optic modulator) - διπλού ηλεκτροδίου

Στην Εικόνα 2.3 παρουσιάζεται η σχηματική αναπαράσταση ενός MZM διαμορφωτή διπλού ηλεκτροδίου. Σε αντίθεση με την Εικόνα 2.2(α), στη συγκεκριμένη περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχει η δυνατότητα διαμόρφωσης όχι μόνο του πάνω βραχίονα του MZM αλλά και του κάτω και ο τύπος αυτός του MZM βρίσκεται στη βιβλιογραφία ως Dual-Drive MZM. Οι συγκεκριμένοι οπτικοί διαμορφωτές είναι απαραίτητα στοιχεία για την υλοποίηση σύγχρονων WDM και TDM οπτικών δικτύων. Στην γενική λοιπόν περίπτωση, ο διαμορφωτής αυτός αποτελείται από τον κυματοδηγό εισόδου ο οποίος ακολουθείται από έναν οπτικό διαχωριστή ισχύος τύπου Y-διακλάδωσης (Y-junction). Ο τελευταίος διαχωρίζει το εισερχόμενο οπτικό πεδίο προς τους δύο ίδιου μήκους βραχίονες του MZM, όπου το οπτικό πεδίο υφίσταται στροφή φάσης ίση με φ_1 και φ_2 στον πάνω και κάτω βραχίονα, αντίστοιχα. Στην πιο γενική περίπτωση, θεωρείται ότι οι φ_1 και φ_2 , οι οποίες εξαρτώνται από την εφαρμοζόμενη τάση V_1 και V_2 στους άνω και κάτω βραχίονες του MZM αντίστοιχα, μπορούν να δημιουργηθούν ανεξάρτητα. Τα οπτικά πεδία που διαδίδονται κατά μήκος δύο βραχίωνων του MZM συνδυάζονται με τη βοήθεια ενός coupler Y-διακλάδωσης και οδηγούνται προς τον κυματοδηγό εξόδου. Η παρεμβολή μεταξύ των δύο οπτικών σημάτων

μπορεί να είναι είτε προσθετική (constructive) είτε αναιρετική (destructive) ανάλογα με την σχετική μετατόπιση φάσης.



Εικόνα 2.3: Τυπική δομή ενός ολοκληρωμένου οπτικού διαμορφωτή MZM τύπου DualDrive

Η συνάρτηση μεταφοράς του MZM, θεωρώντας ότι η ισχύς μοιράζεται ίσα στην είσοδο και έξοδο του διαμορφωτή καθώς και ότι δεν υπάρχουν απώλειες δίνεται από τον τύπο:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (2.4)$$

όπου $\varphi_1(t)$ και $\varphi_2(t)$ οι στροφές φάσης στον πάνω και κάτω βραχίονα του MZM αντίστοιχα.

Στην περίπτωση καθορισμένων τιμών τάσης οδήγησης $V_{\pi 1}$ και $V_{\pi 2}$ ώστε να επιτευχθεί στροφή φάσης π στον άνω και κάτω βραχίονα του MZM αντίστοιχα, οι τύποι για τις σχετικές στροφές φάσεις σε σχέση με τα σήματα οδήγησης διαμορφώνονται ως εξής:

$$\varphi_1(t) = \frac{V_1(t)}{V_{\pi 1}(t)} \pi, \varphi_2(t) = \frac{V_2(t)}{V_{\pi 2}(t)} \pi \quad (2.5)$$

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

- **Λειτουργία διαμορφωτή σε κατάσταση push-push**

Στην περίπτωση αυτή έχουμε λειτουργία του MZM με ίση ολισθήση φάσης ($\varphi_1(t) = \varphi_2(t) = \varphi(t)$) στους δύο του βραχίονες. Μια περίπτωση κατά την οποία επιτυγχάνονται ίσες ολισθήσεις φάσης μεταξύ των βραχιόνων παρατηρείται όταν οι τάσεις οδήγησης των δύο βραχιόνων είναι ίσες ($V_1(t) = V_2(t) = V(t)$), ενώ ίσες είναι και οι τάσεις που απαιτούνται για να επιτευχθεί στροφή φάσης π σε κάθε βραχίονα του MZM ($V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V$). Στην περίπτωση αυτή η διάταξη λειτουργεί αμιγώς ως διαμορφωτής φάσης και έκφραση που περιγράφει την σχέση μεταξύ του εισερχόμενου οπτικού φορέα (incoming optical carrier) και του εξερχόμενου διαμορφωμένου οπτικού σήματος δίνεται από τον τύπο:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j \frac{V(t)}{V_{\pi}} \pi} \quad (2.6)$$

- **Λειτουργία διαμορφωτή σε κατάσταση push-pull**

Στην περίπτωση αυτή έχουμε λειτουργία του MZM με αντίθετες ολισθήσεις φάσης ($\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$) σε κάθε βραχίονα. Μια περίπτωση κατά την οποία προκύπτουν αντίθετες ολισθήσεις

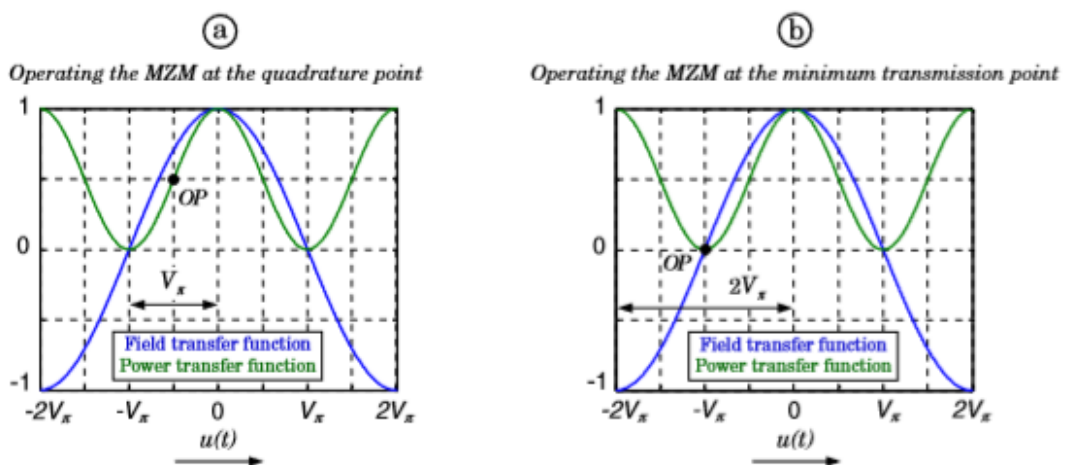
φάσης μεταξύ των βραχιόνων παρατηρείται όταν οι τάσεις οδήγησης των δύο βραχιόνων είναι αντίθετες ($V_1(t) = -V_2(t) = V(t)/2$), ενώ ίσες είναι οι τάσεις που απαιτούνται για να επιτευχθεί στροφή φάσης π σε κάθε βραχίονα του MZM ($V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V$). Στην περίπτωση αυτή η διάταξη λειτουργεί αμιγώς ως διαμορφωτής πλάτους και έκφραση που περιγράφει την σχέση μεταξύ του εισερχόμενου οπτικού φορέα (incoming optical carrier) και του εξερχόμενου διαμορφωμένου οπτικού σήματος δίνεται από τον τύπο:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{V(t)}{2V_{\pi}}\pi\right) \quad (2.7)$$

όπου η παράμετρος $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$ εκφράζει την επαγόμενη διαφορά φάσης μεταξύ των πεδίων του άνω και κάτω βραχίονα. Τετραγωνίζοντας την έκφραση (2.7) προκύπτει η έκφραση για την συνάρτηση μεταφοράς του MZM:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{V(t)}{V_{\pi}}\pi\right) \quad (2.8)$$

Σημειώνεται ότι στην περίπτωση όπου $V(t) = V_{\pi}$ πραγματοποιείται στροφή φάσης κατά π στη συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος στην λειτουργία push – pull. Η Εικόνα 2. παρουσιάζει δύο διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του MZM ανάλογα με το σημείο λειτουργίας που έχει επιλεγεί. Για την επίτευξη διαμόρφωσης πλάτους, ο MZM θα πρέπει να λειτουργήσει στο μέσο τετραγωνικό σημείο της συνάρτησης μεταφοράς (quadrature point) με τάση οδήγησης (DC bias) ίση με $-V_{\pi}/2$ και η από κορυφή-σε-κορυφή (peak-to-peak) διαμόρφωση ίση με V_{π} . Από την άλλη πλευρά, όταν ο MZM λειτουργεί στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης (minimum transmission point) όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.4η τάση οδήγησης (DC bias) ίση με $-V_{\pi}$ και η από κορυφή-σε-κορυφή (peak-to-peak) διαμόρφωση ίση με $2V_{\pi}$ ενώ προκαλείται στροφή φάσης κατά π στο σημείο αυτό. Με αυτό τον τρόπο ο MZM μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ταυτόχρονη διαμόρφωση φάσης και πλάτους σε κάθε βραχίονα ενός οπτικού IQ διαμορφωτή.



Εικόνα 2.4: Λειτουργία του MZM στο (α) quadrature point και (β) στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης [2.4]

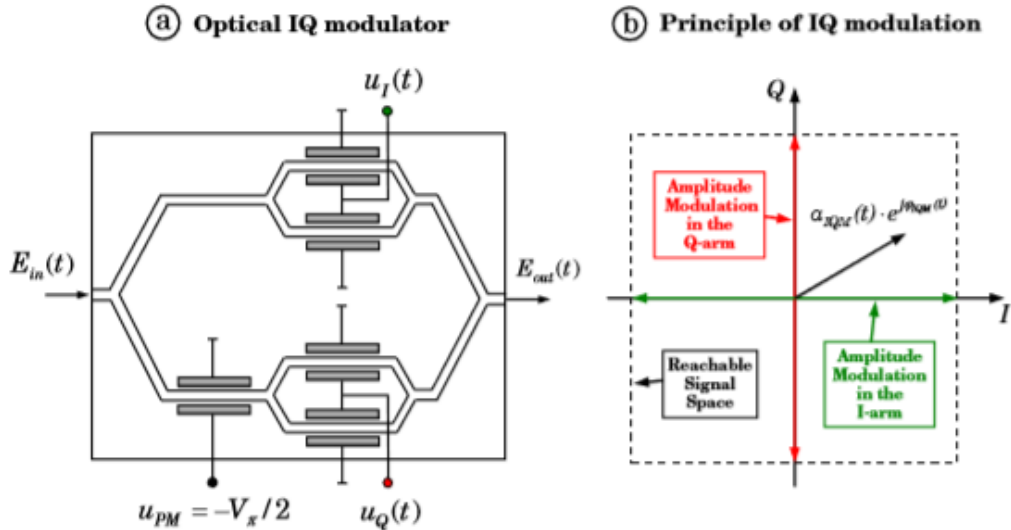
2.2.3 IQ διαμορφωτές

Ο διαμορφωτής IQ (Optical In – phase Quadrature Modulator - IQM) αποτελεί την τρίτη βασική κατηγορία διαμορφωτών και βασίζεται σε δύο παράλληλους MZM και έναν ολισθητή φάσης (Phase Shifter – PS) [2.4]. Αποτελεί το βασικό δομικό συστατικό των υλοποιήσεων

οπτικό πομπών που στοχεύουν στην δημιουργία σημάτων που είναι διαμορφωμένα κατά φάση και πλάτος. Όπως φαίνεται και από την Εικόνα 2.5 το εισερχόμενο πεδίο διαχωρίζεται σε δύο οπτικά μονοπάτια, στο συμφασικό (inphase-I) και στο ορθογώνιο (quadrature-Q) τα οποία ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές στον άνω και κάτω και βραχίονα της διάταξης. Το κάθε ένα οπτικό μονοπάτι αποτελείται από ένα MZM, το οποίο λειτουργεί σε κατάσταση push-pull παραμένοντας πολωμένο στο ελάχιστο σημείο μετάδοσης. Επιπλέον, σε ένα από τα δύο οπτικά μονοπάτια τοποθετείται ένας διαμορφωτής φάσης, ώστε να επιτευχθεί σχετική διαφορά φάσης $\pi/2$ ανάμεσα στα προαναφερθέντα οπτικά μονοπάτια. Με αυτή τη διάταξη της δομής μπορεί να αναπαρασταθεί οποιοδήποτε σημείο σε ένα διάγραμμα αστερισμού κατά την σύζευξη του φωτός από τους δύο βραχίονες (Εικόνα 2.5(α)). Θέτοντας την τάση οδήγησης του διαμορφωτή φάσης $u_{PM} = -V_\pi/2$ και αγνοώντας τις εισερχόμενες απώλειες (insertionloss) η συνάρτηση μεταφοράς του IQΜ εκφράζεται ως εξής:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\phi_1(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\phi_2(t)}{2}\right) \quad (2.9)$$

$$\text{όπου } \Delta\phi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_\pi} \pi, \quad \Delta\phi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_\pi} \pi$$



Εικόνα 2.5: (α) Διάταξη διαμορφωτή IQ και (β) χαρακτηριστικά δυνατών διαμορφώσεων πάνω στο διάγραμμα αστερισμού.

Κατά συνέπεια, η διαμόρφωση πλάτους και φάσης που επιτυγχάνεται από τον διαμορφωτή IQ εκφράζονται από τους παρακάτω τύπους:

$$a_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2\left(\frac{u_1(t)}{2V_\pi} \pi\right) + \cos^2\left(\frac{u_2(t)}{2V_\pi} \pi\right)} \quad (2.10)$$

$$\phi_{IQM}(t) = \arg \left[\cos\left(\frac{u_1(t)}{2V_\pi} \pi\right), \cos\left(\frac{u_2(t)}{2V_\pi} \pi\right) \right] \quad (2.11)$$

Από τον τύπο (11) η σχέση $\arg [I, Q]$ υπολογίζει την γωνία μιας μιγαδικής (complex) τιμής από το πραγματικό (real) και το φανταστικό (imaginary) μέρος σε ένα εύρος τιμών μεταξύ $-\pi$ και π .

2.3 Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (amplitudeshiftkeying - ASK)

Η απλούστερη και συνηθέστερη μορφή διαμόρφωσης στις οπτικές επικοινωνίες είναι η διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (AmplitudeShiftKeying – ASK), στην οποία η πληροφορία εγγράφεται σε διάφορα επίπεδα οπτικής έντασης [2.5]. Όπως έχει ήδη αναφερθεί από την περιγραφή της Εικόνας 2.1 η ηλεκτρο-οπτική μετατροπή (electrical-to-opticalconversion) μιας ακολουθίας από bits απαιτεί την διαμόρφωση ενός οπτικού φορέα (opticalcarrier). Ο οπτικός φορέας που θα διαμορφωθεί οπτικά προέρχεται από μια πηγή συνεχούς φωτός (continuouswave - CW) του οποίου το ηλεκτρικό πεδίο μπορεί να εκφραστεί με τον ακόλουθο τύπο:

$$E(t) = \text{Re}[A_0(t)e^{i\varphi_0}e^{-i\omega_0 t}] \quad (2.12)$$

όπου η παράμετρος E εκφράζει το ηλεκτρικό πεδίο του οπτικού φορέα, το A_0 το πλάτος του ενώ οι παράμετροι ω_0 και φ_0 εκφράζουν την συχνότητα και την φάση αντίστοιχα του οπτικού φορέα.

Λαμβάνοντας υπόψη ότι στο σχήμα διαμόρφωσης ASK διαμορφώνεται το πλάτος A_0 του οπτικού φορέα, η παράμετρος $A_0(t)$ μεταβάλλεται στον χρόνο ανάλογα με την μεταβολή της ηλεκτρικής ροής δεδομένων που θα διαμορφώσουν τον οπτικό φορέα. Η μεταβολή αυτή του πλάτους μπορεί να εκφραστεί ως:

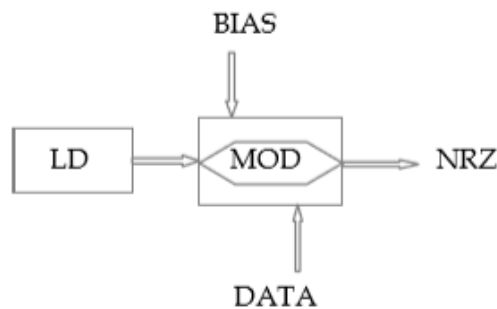
$$A_0(t) = \sqrt{P_0} \sum_n b_n f_p(t - nT_b) \quad (2.13)$$

όπου η παράμετρος P_0 εκφράζει την μέγιστη ισχύ (peakpower), η $f_p(t)$ αναπαριστά την οπτική περιβάλλουσα του παλμού, η παράμετρος $T_b = 1/B$ εκφράζει την διάρκεια του bit (bitslot) για έναν δεδομένο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων B ενώ η μεταβλητή b_n λαμβάνει τιμές της λογικής στάθμης 0 και 1 ανάλογα με το αν το n^{th} bit του οπτικού σήματος λαμβάνει την τιμή της λογικής στάθμης 0 ή 1. Σε πιο πρακτικές υλοποιήσεις η παράμετρος του πλάτους A_0 λαμβάνει την τιμή μηδέν κατά την διάρκεια της μετάδοσης δυαδικών ψηφίων που έχουν την τιμή της στάθμης 0. Το σχήμα διαμόρφωσης ASK είναι επιπλέον ευρέως γνωστό και ως on-off keying (OOK) αποτελώντας από τα πιο ευρέως διαδεδομένα σχήματα διαμόρφωσης σε εμπορικά διαθέσιμα συστήματα μετάδοσης οπτικών επικοινωνιών εξαιτίας της απλότητας που προσφέρει στον σχεδιασμό του οπτικού πομπού και δέκτη αντίστοιχα.

Κατά την υλοποίηση του σχήματος διαμόρφωσης OOK σε έναν οπτικό πομπού το πλάτος (ή η ισχύς) ενός οπτικού φορέα ενεργοποιείται και απενεργοποιείται ως αποτέλεσμα της μορφής μιας ηλεκτρικής ακολουθίας δυαδικών ψηφίων. Πιο συγκεκριμένα, η λογική στάθμη 1 κωδικοποιείται με την ύπαρξη οπτικής ισχύος συγκεκριμένης τιμής ενώ η λογική στάθμη 0 με την ύπαρξη οπτικής ισχύος χαμηλότερης ή μηδενικής τιμής. Για να επιτευχθεί η συγκεκριμένη διαμόρφωση μπορεί είτε να διαμορφωθεί απευθείας η οπτική πηγή, μέσω της τεχνικής της άμεσης διαμόρφωσης (direct modulation) κατά την οποία διαμορφώνεται το ρεύμα οδήγησης της οπτικής πηγής ανάλογα με τη λογική πληροφορία είτε χρησιμοποιώντας έναν εξωτερικό οπτικό διαμορφωτή. Η δεύτερη αυτή περίπτωση προτιμάται σε οπτικά συστήματα υψηλών ταχυτήτων και μεγάλων αποστάσεων καθώς προσδίδει λιγότερο chirp στο διαμορφωμένο σήμα και κατ'επέκταση μεγαλύτερη ανοχή στα φαινόμενα της διασποράς.

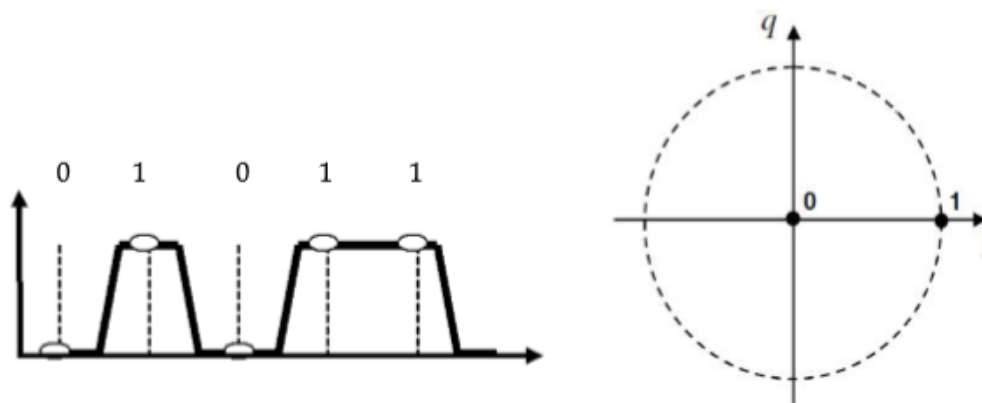
Το σχηματικό διάγραμμα [2.29] ενός NRZ-OOK πομπού φαίνεται στην Εικόνα 2.6. Ο οπτικός διαμορφωτής που χρησιμοποιείται μπορεί κυρίως είναι τύπου MachZehnder (MZM) και πολώνεται (biased) στο μέσο τετραγωνικό σημείο (quadrature point) της συνάρτησης μεταφοράς του ώστε να οδηγηθεί εκμεταλλευόμενοι όλη την έκταση της συνάρτησης

μεταφοράς του από το ελάχιστο ως το μέγιστο σημείο μετάδοσης. Για την ανίχνευση ενός οπτικού σήματος με NRZ διαμόρφωση χρησιμοποιείται μια απλή φωτοδίοδος ως οπτικός δέκτης.



Εικόνα 2.6: Μπλοκ διάγραμμα απεικόνισης ενός οπτικού πομπού για μετάδοση NRZ οπτικού σήματος

Στην Εικόνα 2.7(α) παρουσιάζεται η κυματομορφή του πλάτους του σήματος σε μετάδοση με σχήμα διαμόρφωσης NRZ ενώ η Εικόνα 2.7(β) απεικονίζεται το παραγόμενο διάγραμμα αστερισμού με την λογική πληροφορία της χαμηλής και υψηλής στάθμης (0 και 1 δυαδική πληροφορία).



Εικόνα 2.7: (α) Απεικόνιση της κυματομορφής του πλάτους του σήματος σε μετάδοση με σχήμα διαμόρφωσης NRZ και (β) το διάγραμμα αστερισμού για ένα σήμα με διαμόρφωση OOK

2.4 Διαμόρφωση πλάτους πολλαπλών σταθμών (PAM4-PAM8)

Τα συμβατικά συστήματα οπτικών ινών μετάδοσης πληροφορίας ρυθμού 10Gb/s χρησιμοποιούν σχήματα διαμόρφωσης πλάτους OOK που αναλύθηκαν στην προηγούμενη ενότητα στα οποία το δυαδικό πλάτος σήματος του σήματος παίρνει τιμές δύο σταθμών "0" (φωτός απενεργοποιημένο) ή "1" (φωτισμός) για τη μετάδοση πληροφοριών. Ωστόσο, καθώς η κίνηση στο Διαδίκτυο συνεχίζει να αυξάνεται με ετήσιο ρυθμό ανάπτυξης $\sim 25\%$, απαιτούνται συστήματα οπτικών πομποδεκτών που να υποστηρίζουν μετάδοση πληροφορίας 100G και 400G [2.6]. Για την εξυπηρέτηση των προαναφερθέντων υψηλών ταχυτήτων το διαθέσιμο εύρος ζώνης των δυαδικών οπτικών πομποδεκτών δεν αρκεί πλέον για να καλύψει τις ανάγκες με αποτέλεσμα να εδώ και μια δεκαετία να καταφεύγουμε όλο και περισσότερο σε τεχνικές σύμφωνης μετάδοσης και λήψης της πληροφορίας για συστήματα μακρινών αποστάσεων. Επιπρόσθετα για συστήματα επικοινωνίας μικρών αποστάσεων καθώς και για διασυνδέσεις μεταξύ υπολογιστικών συστημάτων απαιτούνται οπτικοί πομποδέκτες με πολύ χαμηλότερο κόστος και κατανάλωση ισχύος από εκείνους που παρέχονται στα σύμφωνα

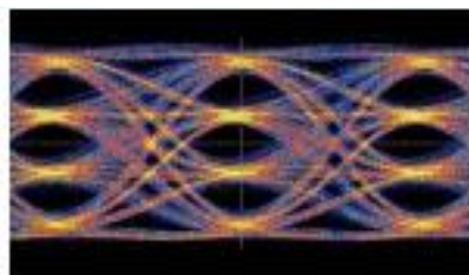
οπτικά συστήματα. Ως αποτέλεσμα όλων των παραπάνω διαπιστώσεων, έχει προταθεί ένα απλό σχήμα διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης βασισμένο σε διαμόρφωση εύρους παλμών με τέσσερα επίπεδα πλάτους (pulseamplitudemodulation - PAM-4) με ευρεία χρήση εντός και μεταξύ υπολογιστικών κέντρων (intra- inter- datacenter).

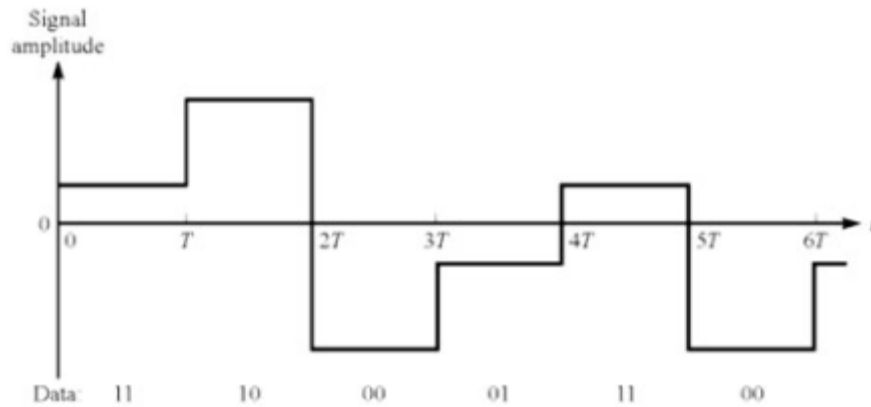
Το σχήμα διαμόρφωσης εύρους παλμών τεσσάρων σταθμών PAM-4 είναι μια τεχνική διαμόρφωσης όπου χρησιμοποιούνται 4 διαφορετικά πλάτη παλμού για τη μετάδοση των πληροφοριών. Τα επίπεδα πλάτους 1, 2, 3 και 4 αντιπροσωπεύονται από δύο δυαδικά ψηφία 00, 01, 11 και 10 αντίστοιχα (Εικόνα 2.8(b)). Κάθε ζεύγος δυαδικών ψηφίων ονομάζεται "σύμβολο" (symbol). Όταν ένα από τα τέσσερα πλάτη μεταδίδεται σε μια περίοδο συμβόλων, υπάρχουν δύο δυαδικά ψηφία που μεταδίδονται παράλληλα, επομένως ο ρυθμός δεδομένων διπλασιάζεται. Με άλλα λόγια, η διαμόρφωση PAM-4 είναι διπλάσια από την συμβατική δυαδική διαμόρφωση OOK. Η μαθηματική έκφραση που αποδίδει τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (bitrate) σε ένα οπτικό σύστημα επικοινωνιών είναι η ακόλουθη:

$$\text{Bit rate} = \text{Baud (or symbol) rate} \times \text{Number of bits per symbol} \quad (2.14)$$

Καθοριστική παράμετρος για συστήματα μετάδοσης πληροφορίας με σχήματα διαμόρφωσης PAM-4 αποτελεί ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων (symbol or baud rate) ο οποίος αναφέρεται στον ρυθμό αλλαγής σταθμών που λαμβάνει χώρα σε ένα διάστημα μετάδοσης. Ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων (bitrate) μπορεί να είναι ο ίδιος ή μεγαλύτερος από τον ρυθμό μετάδοσης συμβόλων ανάλογα με τον αριθμό των ψηφίων που αποτελούν ένα σύμβολο όπως φαίνεται και από την σχέση 2.14.

Για μετάδοση με σχήματα διαμόρφωσης OOK το σήμα λαμβάνει δύο τιμές λογικής στάθμης 0 ή 1 για ένα παράθυρο μετάδοσης δημιουργώντας ένα σύστημα μετάδοσης δύο σταθμών όπου κάθε στάθμη χαρακτηρίζεται από ένα δυαδικό ψηφίο. Για το σχήμα διαμόρφωσης NRZ ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων είναι ίσος με τον ρυθμό μετάδοσης συμβόλων μιας και κάθε σύμβολο που μεταδίδεται αποτελείται από ένα δυαδικό ψηφίο. Από την άλλη πλευρά, κατά την χρήση σχημάτων διαμόρφωσης εύρους παλμού PAM-4 διπλασιάζεται ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων (bitrate) για τον ίδιο ρυθμό συμβόλων (symbol rate) με δεδομένο ότι κάθε σύμβολο αυτή την φορά χαρακτηρίζεται από 2 δυαδικά ψηφία. Τα δύο δυαδικά ψηφία ανά σύμβολο που μπορούν να μεταδοθούν όπως έχει ήδη αναφερθεί μπορεί να είναι τα ακόλουθα: 00, 11, 01, 10 δημιουργώντας ένα σύστημα μετάδοσης τεσσάρων σταθμών (Εικόνα 2.8(a)) ώστε να αναπαρασταθούν τα τέσσερα διαφορετικά μοτίβα (pattern) ψηφίων πληροφορίας. Επιπλέον παρατίθεται στην Εικόνα 2.(a) ένα τυπικό διάγραμμα οφθαλμού το οποίο αντιστοιχεί στην λήψη ενός οπτικού σήματος διαμόρφωσης PAM-4 [2.7-2.8].





Εικόνα 2.8: (α) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος με σχήμα διαμόρφωσης PAM-4, (β) Αναπαράσταση ενός PAM-4 οπτικού σήματος στο πεδίο του χρόνου, όπου T είναι η παράμετρος της περιόδου του συμβόλου.

Στην περίπτωση όπως αναφέρθηκε της ύπαρξης σταθερού εύρους ζώνης, η μετάδοση πληροφορίας με σχήμα διαμόρφωσης PAM-4 επιτρέπει διπλάσια χωρητικότητα μετάδοσης σε σύγκριση με τη δυαδική διαμόρφωση OOK, πληρώνοντας ταυτόχρονα το κόστος της ανάγκης ύπαρξης υψηλότερου απαιτούμενου λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR). Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα επιπρόσθετα επίπεδα σταθμών για την διαμόρφωση PAM-4 μειώνουν την απόσταση μεταξύ των σταθμών και επομένως το σήμα με σχήμα διαμόρφωσης PAM-4 είναι πιο ευαίσθητο σε θόρυβο από ένα δυαδικό ψηφιακό σήμα. Επομένως είναι σαφές, ότι η διαμόρφωση PAM-4 είναι αποδοτικότερη και χρησιμοποιείται συνήθως για οπτικά συστήματα κοντινών αποστάσεων όπου μπορεί να επιτευχθεί υψηλότερο SNR. Αυτός είναι επίσης ο λόγος για τον οποίο μια διαμόρφωση υψηλότερης τάξης, όπως αυτή του PAM-8, που χαρακτηρίζεται από 2^3 επίπεδα λογικών σταθμών και μπορεί να τριπλασιάσει θεωρητικά την μεταδιδόμενο ρυθμό πληροφορίας, είναι δυσκολότερο να χρησιμοποιηθεί ακόμη και σε ένα σύστημα κοντινών αποστάσεων.

2.5 Διαμόρφωση κατά φάση PSK

Όπως κατέστη σαφές από το προηγούμενο κεφάλαιο, η δυαδική διαμόρφωση της έντασης του πεδίου ενός οπτικού φέροντος, πχ. με το σχήμα διαμόρφωσης OOK ή PAM-4, χρησιμοποιούταν έως τώρα στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξαιτίας της μειωμένης πολυπλοκότητας τόσο στη διαμόρφωση όσο και στη φώρασή του. Η χρήση μίας απλής φωτοδιόδου επέτρεπε την μετατροπή των εναλλαγών της οπτικής έντασης του πεδίου σε ηλεκτρικές παλμοσειρές, βάσει των οποίων λαμβάνεται και η δυαδική απόφαση με τη χρήση ενός απλού κυκλώματος καταφλιού στο δέκτη. Παρόλα αυτά όπως είναι γνωστό από τη θεωρία των ψηφιακών τηλεπικοινωνιών ότι η χρήση διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης που στοχεύουν στη διαμόρφωση της φάσης ή της συχνότητας μπορούν να οδηγήσουν σε καλύτερη ευαισθησία στο δέκτη σε περίπτωση που συνδυαστούν και με τη κατάλληλη μεθοδολογία φώρασης, οδηγώντας έτσι σε μεγαλύτερες τιμές του διαθέσιμου προϋπολογισμού ισχύος (power-budget) στο σύστημα και συνεπώς σε μεγιστοποίηση της απόστασης μετάδοσης.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί το απλούστερο σχήμα διαμόρφωσης ως προς τη φάση, το δυαδικό PSK και ο λόγος που γίνεται αυτό είναι επειδή αποτελεί τη βάση για τη δημιουργία σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης όπως QPSK και QAM. Στο σχήμα διαφορικής διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης (Differential phaseshiftkeying - DPSK) η δυαδική πληροφορία περιέχεται στη διαφορά φάσης μεταξύ δύο διαφορετικών/γειτονικών ψηφίων και όχι στην απόλυτη φάση του κάθε συμβόλου. Πιο συγκεκριμένα, έστω ότι ϕ_k είναι η φάση του

κ-οστού δυαδικού ψηφίου, η διαφορά φάσης $\varphi_k = \varphi_{k-1} + \varphi_{k-2}$ γίνεται 0 ή π ανάλογα με το αν το κ-οστό δυαδικό ψηφίο είναι 0 ή 1. Η μαθηματική έκφραση η οποία ενός οπτικού σήματος διαμόρφωσης BPSK λαμβάνει την μορφή [2.9,2.10]:

$$E_s(t) = \text{Re}\{\sqrt{P_s} e^{-j[\varphi_s(t) + \varphi_s(t)]} e^{j\omega_s t} e_s\} \quad (2.15)$$

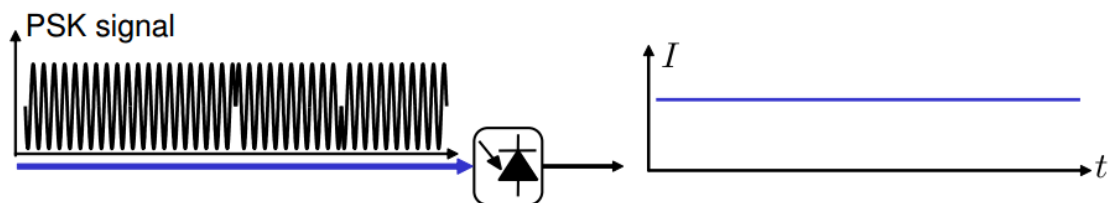
όπου P_s αναπαριστά τη σταθερή ισχύ του οπτικού σήματος, ο όρος $\varphi_s(t)$ λαμβάνει τις τιμές 0 και π ανάλογα με το κανονικοποιημένο δυαδικό ηλεκτρικό σήμα που εφαρμόζεται στο διαμορφωτή $a(t)$ και εκφράζεται από τον τύπο:

$$\varphi_s(t) = \pi a(t) \quad (2.16)$$

Επιπρόσθετα, η παράμετρος $\varphi_s(t)$ είναι ο όρος θορύβου εξαιτίας των τυχαίων διακυμάνσεων που σχετίζονται με τη διαδικασία εκπομπής του φωτός από τη πηγή φωτός laser. Το φωτορεύμα που παράγεται στη φωτοδιόδο είναι ανάλογο της οπτικής ισχύος του ληφθέντος σήματος:

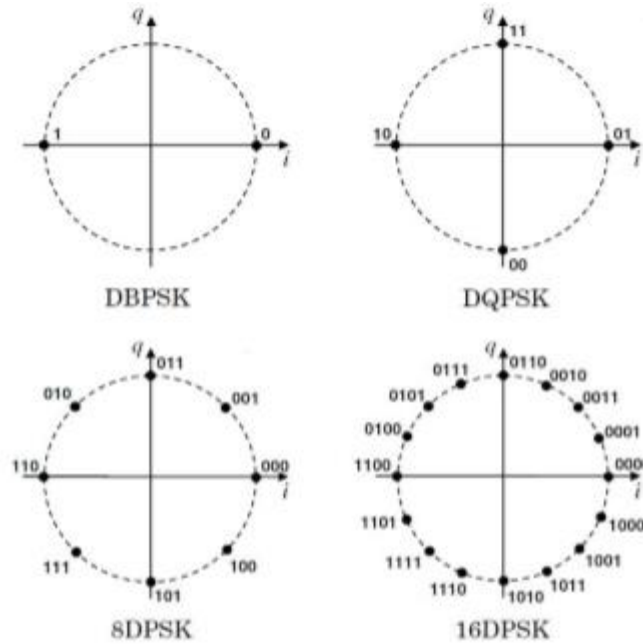
$$i(t) = R P(t) \quad (2.17)$$

όπου R είναι η αποκρισσιμότητα της φωτοδιόδου. Η τιμή αυτή ειδικά για τα BPSK σήματα παραμένει σταθερή, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα της Εικόνας 2.9. Συνεπώς λοιπόν χρησιμοποιώντας την κλασική μέθοδο της άμεσης φώρασης (direct detection) με τη χρήση μιας φωτοδιόδου για τη λήψη τέτοιων σημάτων, οδηγεί στην απόρριψη οποιασδήποτε πληροφορίας εμπεριέχεται στη φάση του φέροντος, οδηγώντας στην ανάγκη υιοθέτησης άλλων τεχνικών για τη λήψη τους.



Εικόνα 2.9: Αναπαράσταση της διαδικασίας λήψης ενός PSK σήματος με άμεση φώραση με τη χρήση μόνο μιας φωτοδιόδου

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



Εικόνα 2.10: Διαγράμματα αστερισμού m-αδικών σχημάτων διαμόρφωσης DPSK

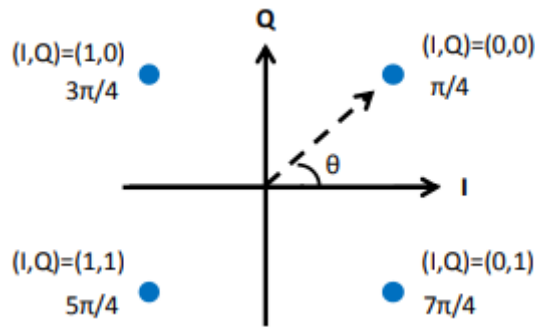
2.6 Διαμόρφωση QPSK

Στην ενότητα αυτή δίνεται μια αναλυτική περιγραφή του σχήματος διαμόρφωσης ορθογώνιας μετατόπισης φάσης (quadraturephaseshiftkeying - QPSK) η οποία αποτελεί μια εξελιγμένη μορφή της διαμόρφωσης PSK. Βασικό χαρακτηριστικό του σχήματος διαμόρφωσης QPSK αποτελεί το γεγονός ότι κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο ψηφία. Στην περίπτωση του σχήματος διαμόρφωσης QPSK, τα ψηφία της ακολουθίας πληροφορίας κωδικοποιούνται στη φάση του οπτικού φέροντος ενώ το πλάτος του σήματος παραμένει σταθερό. Πρόκειται για τα σύμβολα 11, 01, 10, 00. Ανάλογα με το προς μετάδοση σύμβολο η φάση του σήματος παίρνει συγκεκριμένες τιμές. Ένα QPSK σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής:

$$E_s = \cos(2\pi f_c t + \varphi_k) \quad (2.18)$$

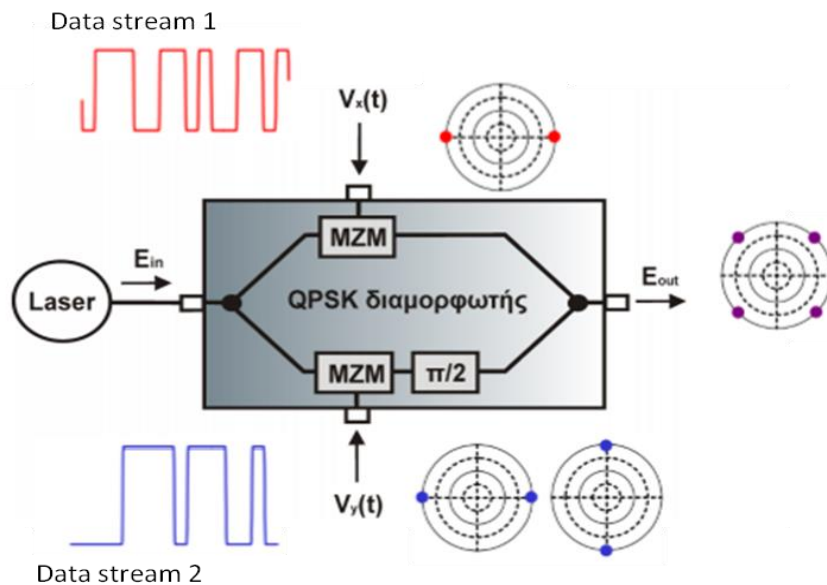
$$\text{όπου } \varphi_k = \begin{cases} \frac{\pi}{4}, & (I_k, Q_k) = (0,0) \\ \frac{3\pi}{4}, & (I_k, Q_k) = (1,0) \\ \frac{5\pi}{4}, & (I_k, Q_k) = (1,1) \\ \frac{7\pi}{4}, & (I_k, Q_k) = (0,1) \end{cases}$$

Στην έκφραση (2.18) η παράμετρος f_c είναι η συχνότητα του φέροντος κύματος, η όρος φ_k εκφράζει την φάση του οπτικού φορέα ενώ η έκφραση (I_k, Q_k) αναπαριστά το κ-ιστό σύμβολο που φέρει τη συμμασική I (In-phase component) και ορθογωνική συνιστώσα Q (Quadrature component) που πρόκειται να μεταδοθεί. Στην Εικόνα 2.11 παρουσιάζεται το διάγραμμα αστερισμού ενός σήματος με διαμόρφωση QPSK όπου σημειώνεται και η αντιστοίχιση του κάθε συμβόλου στις κατάλληλες τιμές φάσης.



Εικόνα 2.11: Διάγραμμα αστερισμού σχήματος διαμόρφωσης QPSK [2.11]

Για τον σχηματισμό QPSK σημάτων θα πρέπει γίνει χρήση ενός QPSK διαμορφωτή ή IQ διαμορφωτή, ο οποίος όπως έχει ήδη αναφερθεί αποτελείται από δύο παράλληλους MZM οι οποίοι διαθέτουν μεταξύ τους διαφορά φάσης $\pi/2$ (Εικόνα 2.12).



Εικόνα 2.12: Βασική αρχή δημιουργίας ενός οπτικού QSPK σήματος με τη χρήση ενός IQ διαμορφωτή, αναπαριστώντας τα δυαδικά ηλεκτρικά σχήματα οδήγησης, τα στάδια της διαμόρφωσης με τη μορφή διαγραμμάτων αστερισμού [2.11]

Πιο συγκεκριμένα, κάθε ένας από τους MZM οδηγείται από ένα δυαδικό ηλεκτρικό σήμα, όπως ακριβώς περιγράφηκε και στην ενότητα για την παραγωγή ενός BPSK σήματος με έναν από διαμορφωτή MZM. Η χρήση ενός ολισθητή φάσης $\pi/2$ στο ένα του άκρο αποσκοπεί στην περιστροφή στο διάγραμμα αστερισμού του παραγόμενου από το κάτω βραχίονα BPSK. Έπειτα από το συνδυασμό των δύο BPSK με τον coupler ισχύος εξόδου προκύπτει ένα οπτικό φέρον διαμορφωμένο κατά QSPK, όπως φαίνεται στα στάδια διαμόρφωσης και στην μορφή των διαγραμμάτων αστερισμού που παρουσιάζονται στην Εικόνα 2.12[2.4]. Το παραγόμενο σχήμα διαμόρφωσης QPSK στην έξοδο του διαμορφωτή μπορεί να ληφθεί είτε συμβολομετρικά, όπου η διαφορά φάσης ανάμεσα σε γειτονικά σύμβολα μετατρέπεται σε διαφορά πλάτους ακολουθώντας ένα επιπλέον στάδιο διαφορικής κωδικοποίησης [2.12], είτε με την τεχνική της σύμφωνης φάρασης που θα περιγραφεί σε επόμενη ενότητα.

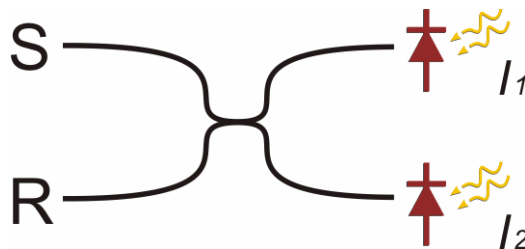
2.7 Σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης

Στην συγκεκριμένη ενότητα θα παρατεθεί η θεωρητική ανάλυση της σύμφωνης φώρασης (coherentreception) σημάτων διαμορφωμένα κατά φάση στον δέκτη. Κατά την λήψη σημάτων διαμορφωμένα κατά πλάτος, η ψηφιακή πληροφορία των σημάτων ανακτάται συνήθως μέσω άμεσης ανίχνευσης στον οπτικό δέκτη, με την χρήση μιας φωτοδιόδου που μετατρέπει την ισχύ του οπτικού φορέα σε ηλεκτρικό ρεύμα. Σε αυτές τις απλούστερες μορφές διαμόρφωσης, το φωτορεύμα (photocurrent) που προκύπτει στην έξοδο της φωτοδιόδου είναι ανάλογο του τετραγώνου του πλάτους του σήματος:

$$I_{photo} \propto S \cdot S' = \underbrace{(A_S e^{i\varphi_s} e^{i\omega_s t})}_{SS'} \cdot \underbrace{(A_S e^{-i\varphi_s} e^{-i\omega_s t})}_{SS'} = A_S^2 \quad (2.19)$$

Όπως υποδεικνύεται από την παραπάνω εξίσωση, η τεχνική της άμεσης ανίχνευσης έχει ως αποτέλεσμα την απώλεια της φάσης της πληροφορίας και ως εκ τούτου δεν είναι κατάλληλη για μορφές προηγμένης διαμόρφωσης που χρησιμοποιούν την παράμετρο της φάσης για την κωδικοποίηση δεδομένων της ψηφιακής πληροφορίας. Με δεδομένη την αδυναμία της άμεσης μέτρησης της μεταβολής της φάσης του οπτικού φορέα, θα πρέπει να οριστεί μια αποτελεσματική έμμεση μέτρηση συζευγνύοντας σύμφωνα (coherentbeating) το σήμα του οπτικού φορέα με ένα σήμα που θα χαρακτηρίζεται από μια φάση αναφοράς. Έτσι, η διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος του οπτικού φορέα και του σήματος με την φάση αναφοράς μετατρέπεται σε πλάτος του σήματος και κατόπιν, μέσω συμβατικής ανίχνευσης τετραγωνικού κανόνα (squarelawdetection), το πλάτος αυτό μετατρέπεται σε ηλεκτρικό ρεύμα. Αυτή η τεχνική αναφέρεται στην βιβλιογραφία ως σύμφωνη φώραση (coherentdetection).

Η κύρια αρχή λειτουργίας που διέπει την τεχνική της σύμφωνης φώρασης εξηγείται στο ακόλουθο παράδειγμα, που δείχνει τον τρόπο με τον οποίο οι παράμετροι του οπτικού πεδίου του σήματος δεδομένων αντιστοιχίζονται στον ηλεκτρικό τομέα. Μια απλή δομή αποτελούμενη από ένα coupler (coupler) 3 dB χρησιμοποιείται ως οπτικός μίκτης (opticalmixer), για να παρέχει την παρεμβολή του σήματος οπτικού φορέα με το σήμα αναφοράς που προέρχεται από έναν τοπικό ταλαντωτή (Local Oscillator - LO).



Εικόνα 2.13: Διαγραμματική απεικόνιση αρχής λειτουργίας ενός οπτικού μίκτη (opticalmixer)

Το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος δεδομένων του οπτικού φορέα (S) μπορεί να οριστεί ως:

$$E_S(t) = \sqrt{P_S} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot \alpha(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{n_s}(t)} \cdot \mathbf{e}_s \quad (2.20)$$

Αντίστοιχα το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος του οπτικού ταλαντωτή LO το οποίο διαδραματίζει τον ρόλο του σήματος φάσης αναφοράς (phasereference) ορίζεται ως:

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo}t + \varphi_{lo})} \cdot e^{j\varphi_{n_{lo}}(t)} \cdot \mathbf{e}_{lo} \quad (2.21)$$

όπου οι παράμετροι P_S και P_{LO} αντιστοιχούν στις ισχύς της πηγής φωτός του οπτικού φορέα CW, οι παράμετροι ω_S και ω_{LO} είναι οι γωνιακές συχνότητες, οι φ_S και φ_{LO} εκφράζουν τις αρχικές τιμές φάσεις, οι $\varphi_{ns}(t)$ και $\varphi_{nLO}(t)$ είναι ο θόρυβος φάσης των πηγών φωτός λέιζερ και τέλος οι παράμετροι \mathbf{e}_S και \mathbf{e}_{LO} είναι οι φορείς που υποδεικνύουν την πολωτική κατάσταση του σήματος οπτικού φορέα και του τοπικού ταλαντωτή LO αντίστοιχα. Και οι δύο έξοδοι του coupler (coupler) εισάγονται στις αντίστοιχες φωτοδιόδους και τα προκύπτοντα φωτορεύματα μπορούν να ορισθούν ως [2.4]:

$$\begin{aligned} I_{I,1}(t) &= \frac{1}{2} R \cdot (E_S + jE_{lo}) \cdot (E_S + jE_{lo})^* + i_{sh1} = \\ &= \frac{1}{2} RP_S \cdot \alpha^2(t) + \frac{1}{2} RP_{lo} + i_{sh1} + R\sqrt{P_S P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_S \mathbf{e}_{lo} \\ &\cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (2.22)$$

και

$$\begin{aligned} I_{I,2}(t) &= \frac{1}{2} R \cdot (jE_S + E_{lo}) \cdot (jE_S + E_{lo})^* + i_{sh2} = \\ &= \frac{1}{2} RP_S \cdot \alpha^2(t) + \frac{1}{2} RP_{lo} + i_{sh2} - R\sqrt{P_S P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_S \mathbf{e}_{lo} \\ &\cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Στις εκφράσεις (2.22) και (2.23) η παράμετρος R είναι η απόκριση των φωτοδίοδων, τα i_{sh1} και i_{sh2} αντιστοιχούν στα φωτορεύματα των θορύβων βολής (shotnoise) των φωτοδίοδων στο δέκτη, η παράμετρος $\Delta\omega$ εκφράζει την μετατόπιση (offset) της γωνιακής συχνότητας ($\omega_S - \omega_{lo}$), η φ_0 είναι η αρχική μετατόπιση φάσης ($\varphi_S - \varphi_{lo}$) και η $\varphi_n(t)$ εκφράζει τον συνολικό θόρυβο φάσης της πηγής λέιζερ ($\varphi_{ns}(t) - \varphi_{nlo}(t)$).

Ο πρώτος και ο δεύτερος όρος στις δύο παραπάνω εξισώσεις είναι ίσοι και αντιπροσωπεύουν τις άμεσες ανιχνεύσιμες ισχύς του σήματος οπτικού φορέα και του τοπικού ταλαντωτή LO, αντίστοιχα. Οι όροι αυτό δεν διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο κατά την διαδικασία αξιολόγησης της πληροφορίας που μεταφέρει ο οπτικός φορέας επειδή συνήθως ισχύει ότι $P_S \ll P_{LO}$. Με την αφαίρεση των δύο φωτορευμάτων μέσω μιας διαδικασίας ισοσταθμισμένης ανίχνευσης (balanced detection process) και υποθέτοντας έναν ιδεατό συμμετρικό ισοσταθμισμένο δέκτη (symmetric balanced receiver) οι όροι ισχύος ακυρώνονται, ενώ οι όροι της σύμφωνης σύζευξης (beating) διπλασιάζονται. Αυτό είναι συνέπεια των ιδιοτήτων του coupler, ο οποίος δημιουργεί διαφορετικές μετατοπίσεις φάσης για τα οπτικά κύματα που εξέρχονται από τις θύρες εξόδου του. Στην περίπτωση ενός coupler 2x2 η σχετική διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος οπτικού φορέα και του τοπικού ταλαντωτή LO στις εξόδους του είναι ίση με π . Το προϊόν της διαδικασίας ισορροπημένης ανίχνευσης περιέχει όλες τις παραμέτρους πεδίου των υπερτιθέμενων οπτικών πεδίων [2.13]:

$$\begin{aligned}
I_I(t) &= I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t) \\
&= 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh}
\end{aligned} \quad (2.24)$$

Στην ανωτέρω εξίσωση η παράμετρος $i_{sh} = i_{sh1} - i_{sh2}$ εκφράζει το φωτορεύμα θορύβου βολής (shot-noise photocurrent) μετά από την διαδικασία ισορροπημένης φώρασης (balanced detection). Η εξαγωγή του φωτορεύματος από την παραπάνω εξίσωση παραβλέπει την επίδραση του θερμικού θορύβου (thermal noise) του δέκτη. Για επαρκώς υψηλές τιμές ισχύος του τοπικού ταλαντωτή LO, ο θερμικός θόρυβος μπορεί να παραμεληθεί και ο θόρυβος βολής κυριαρχεί, μαζί με τον θόρυβο του ενισχυτή από τον δίαυλο (link). Σε περίπτωση θορύβου προερχόμενο από ενισχυτή, ο θόρυβος που προέρχεται συνδυαστικά από τον τοπικό ταλαντωτή LO και τον συσσωρευμένο θόρυβο ASE κυριαρχεί συνήθως σε σύγκριση με άλλα στοιχεία [2.10] [2.13]. Όταν παραβλέπεται ο θόρυβος φάσης (phasenoise) της πηγής λέιζερ του τοπικού ταλαντωτή LO $\varphi_{nLO}(t)$, η συνδυαστική συνιστώσα LO-ASE θορύβου μπορεί να ερμηνευτεί ως Gaussian με φασματική πυκνότητα ισχύος που είναι ανάλογη με την ισχύ του LO και τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου ASE [2.4]. Σε σύγκριση με την άμεση φώραση (direct detection), όπου η ισχύς του θορύβου σήματος-ASE εξαρτάται από την ισχύ των ληφθέντων συμβόλων, ο θόρυβος είναι ανεξάρτητος από την ισχύ του συμβόλου για την περίπτωση της σύμφωνης φώρασης που περιορίζεται από τον συσσωρευμένο LO-ASE θόρυβο.

Η σύμφωνη φώραση κατατάσσεται σε δύο θεμελιώδεις υποκατηγορίες: Ομόδυνη (Intradyn) και ετερόδυνη (heterodyne). Στην περίπτωση της ομόδυνης σύμφωνης φώρασης οι συχνότητες φορέων του σήματος και της πηγής λέιζερ του τοπικού ταλαντωτή LO ρυθμίζονται να είναι ίδιες και το οπτικό φάσμα μετατρέπεται (downconvert) απευθείας σε φάσμα ηλεκτρικού πεδίου βασικής ζώνης (electrical baseband). Η κύρια πρόκληση στην περίπτωση της ομόδυνης φώρασης αποτελεί ο συγχρονισμός της συχνότητας και της φάσης του τοπικού ταλαντωτή με το σήμα. Μια σταθερή μετατόπιση συχνότητας οδηγεί σε σταθερή περιστροφή του διαγράμματος αστερισμού, ενώ ο συνολικός θόρυβος φάσης μεταξύ του σήματος οπτικού φορέα και του τοπικού ταλαντωτή LO οδηγεί σε μόνιμη περιστροφή του ληφθέντος διαγράμματος αστερισμού σε αυθαίρετες κατευθύνσεις. Στην περίπτωση της ετερόδυνης σύμφωνης φώρασης, οι συχνότητες του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή LO επιλέγονται να είναι διαφορετικές, έτσι ώστε οι πληροφορίες πεδίου του οπτικού σήματος να μεταφέρονται σε έναν ηλεκτρικό φορέα σε μια ενδιάμεση συχνότητα (IF). Η ενδιάμεση συχνότητα IF ισούται με τη διαφορά συχνότητας του σήματος οπτικού φορέα και του τοπικού ταλαντωτή LO και πρέπει να είναι τουλάχιστον τόσο υψηλή όσο το εύρος ζώνης βασικής ζώνης (baseband) του σήματος του οπτικού φορέα. Η ετερόδυνη φώραση χρησιμοποιείται στην περίπτωση απλών σχημάτων αποδιαμόρφωσης και επιτρέπει συγχρονισμό του οπτικού φορέα με ένα βρόχο με κλειδωμένη φάση (phase locked loop). Από την άλλη μεριά το μειονέκτημα αυτής της τεχνικής εντοπίζεται στο γεγονός ότι το ηλεκτρικό εύρος ζώνης στην περίπτωση ετερόδυνης φώρασης είναι περισσότερο από δύο φορές υψηλότερο από ότι στην ομόδυνη φώραση ενώ απαιτούνται και τεχνικές απόρριψης εικόνας (image-rejection technique) για να καταγραφούν σήματα με ανιχνεύσιμα φασματικά περιχόμενα για την πολυπλεξία WDM. Επομένως, οι ομόδυνοι δέκτες είναι πιο κατάλληλοι για τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα υψηλής ταχύτητας.

Προκειμένου να ξεπεραστεί η πρόκληση του συγχρονισμού του τοπικού ταλαντωτή κατά τηνομόδυνη φώραση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας τοπικός ταλαντωτής LO ελεύθερης λειτουργίας (όπου δεν θα συγχρονίζεται με το σήμα) και να αντισταθμιστεί η εναπομείνουσα

γωνιακή συχνότητα διαμέσου Δωμέσω τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digital signal processing - DSP) στον ψηφιακό δέκτη. Από το σήμα που λαμβάνεται στον σύμφωνο δέκτη εξάγεται το διάγραμμα αστερισμού (constellation diagram) του. Συνήθως, το διάγραμμα αστερισμού χρησιμοποιείται για να δείξει τις θέσεις των ανιχνευόμενων συμβόλων και την τροχιά που τους συνδέει και απεικονίζει τις μεταβάσεις μεταξύ των συμβόλων. Μια μετατόπιση μεταξύ του τοπικού ταλαντωτή LO και του οπτικού φορέα δημιουργεί μια σταθερή περιστροφή έναντι του χρόνου του αστερισμού. Δεδομένου ότι τα σημερινά λέιζερ πομπού και τα λέιζερ τοπικών ταλαντωτών προσφέρουν αρκετή σταθερότητα και ακρίβεια στην συχνότητα για να διατηρήσουν την μετατόπιση μέσα σε μερικά MHz ή και εκατοντάδες kHz, η περιστροφή του αστερισμού είναι σχετικά αργή σε σύγκριση με τους τυπικούς ρυθμούς συμβόλων που είναι τόσο υψηλοί όσο μερικές δεκάδες GBaud. Επομένως, παρατηρώντας τον αστερισμό και τη συμπεριφορά του, είναι δυνατό να γίνει διάκριση μεταξύ των συμβόλων και της αργής τους περιστροφής. Αυτό οδηγεί στην ανάκτηση της μετατόπισης συχνότητας (frequency offset), ή με άλλα λόγια του φορέα, κάνοντας χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Η αποτελεσματικότητα των αλγορίθμων κατά την επεξεργασία του σήματος εξαρτάται από το σχήμα της διαμόρφωσης, ωστόσο, είναι δυνατόν να εκτιμηθεί το ανώτερο όριο της μετατόπισης συχνότητας (frequency offset) που μπορεί να αντισταθμίσει ένας αλγόριθμος. Προς αυτή την κατεύθυνση πρέπει να ληφθεί υπόψη η μικρότερη γωνιακή απόσταση (angular distance) μεταξύ των συμβόλων του αστερισμού. Για παράδειγμα, η μικρότερη γωνιακή απόσταση για τον αστερισμό QPSK είναι $\Phi_{\min} = \pi / 2$. Έτσι, η περιστροφή του αστερισμού μέσα στο χρόνο που ισούται με μία περίοδο συμβόλων πρέπει να είναι μικρότερη από το μισό $\Phi_{\min} = \pi / 2$. Μαθηματικά, η μέγιστη μετατόπιση συχνότητας δίνεται από το [2.14]:

$$V_{offset} = \frac{\Phi_{\min}}{4\pi} \cdot v_{\theta_{Symbol}} \quad (2.25)$$

Στο παραπάνω παράδειγμα όπου γίνεται χρήση του σχήματος διαμόρφωσης QPSK, για ρυθμό συμβόλων 10 GBaud, η μέγιστη μετατόπιση συχνότητας (frequency offset) μεταξύ του τοπικού ταλαντωτή LO και του σήματος οπτικού φορέα είναι περίπου 1.2 GHz. Αυτό αντιστοιχεί στο 12% του ρυθμού συμβόλων (symbol rate). Στην πράξη, ανάλογα με τον χρησιμοποιούμενο αλγόριθμο, η ανοχή στην μετατόπιση είναι ελαφρώς μικρότερη και ίση με περίπου το 10% της ταχύτητας μετάδοσης. Ωστόσο, η ανεκτή μετατόπιση είναι εντός των προδιαγραφών σταθερότητας του οπτικού φορέα ενός τυπικού πομπού ή ενός τυπικού λέιζερ που χρησιμοποιείται ως τοπικός ταλαντωτής LO.

Αυτή η προσέγγιση φάρασης είναι ευρέως γνωστή ως ομόδυνη φάραση συνδυαστικά με τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος DSP και θα ακολουθηθεί στον χαρακτηρισμό των πρωτοτύπων της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Έχει καταστεί εφικτό με την ανάπτυξη ηλεκτρονικών υψηλής ταχύτητας ικανών να υλοποιήσουν τις τεχνικές του DSP σε πραγματικό χρόνο και επί του παρόντος απολαμβάνουν την βιομηχανική συναίνεση/αποδοχή [2.15] [2.16] λόγω της ευελιξίας και της απλότητας σε σχέση με τα απαιτούμενα οπτικά στοιχεία.

Για να εκτελεστεί η εκτίμηση του οπτικού πεδίου σε έναν ομόδυνο σύμφωνο δέκτη, είναι υποχρεωτικό να ληφθούν οισυμφασικές (In-phase) και οι ορθογωνικές (quadrature) συνιστώσες του σήματος. Το γεγονός αυτό μπορεί εύκολα να γίνει κατανοητό από την έκφραση (2.6): Η διαφορά των πλατών στον ισορροπημένο δέκτη

(balanced receiver) εξαρτάται από το ημίτονο της διαφοράς φάσης μεταξύ του σήματος οπτικού φορέα και του σήματος αναφοράς φάσης (phasereference). Λόγω της περιοδικότητας της φύσης της λειτουργίας ημιτόνου, μόνο οι διαφορές φάσης μεταξύ των τιμών 0 και π μπορούν να αναγνωριστούν με μοναδικό τρόπο. Ενώ αυτή η τεχνική είναι επαρκής για μορφές διαμόρφωσης όπως το BPSK, δεν μπορεί να παρέχει μια ακριβή εκτίμηση του οπτικού πεδίου όπως απαιτείται σε πιο πολύπλοκα σχήματα διαμόρφωσης όπως το QPSK ή τα m-τάξης QAM σχήματα. Στις περιπτώσεις αυτές απαιτείται ένα επιπλέον συμβολόμετρο που έχει μετατόπιση φάσης $\pi/2$. Αυτό επιτρέπει τη δημιουργία του σήματος τετραγωνισμού (quadraturesignal) και της πλήρους κάλυψης φάσης κατά 2π . Ο όρος τετραγωνισμού δίνεται από την εξίσωση:

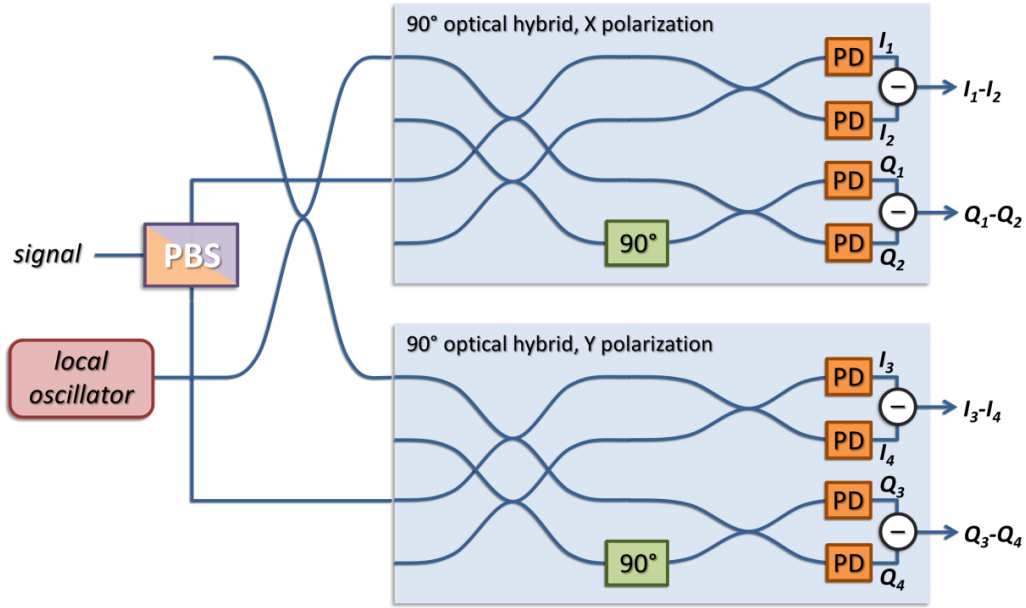
$$\begin{aligned} I_Q(t) &= I_{Q,1}(t) - I_{Q,2}(t) \\ &= 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \\ &\quad + i_{sh} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Αυτός ο νέος όρος εξαρτάται από το συνημίτονο της διαφοράς φάσης. Η γνώση των όρων I και Q επιτρέπει την εκτίμηση της διαφοράς φάσης μεταξύ του σήματος οπτικού φορέα και του σήματος αναφοράς φάσης σε όλο το φάσμα από 0 έως 2π . Επιπλέον, αυτή η διαμόρφωση προσφέρει τη δυνατότητα διαχωρισμού μεταξύ της πληροφορίας της φάσης (phaseinformation) και του πλάτους (amplitudeinformation) χρησιμοποιώντας τους απλούς τύπους που παρουσιάζονται παρακάτω:

$$\begin{aligned} P_s(t)P_{lo}(t) &\propto \sqrt{(I_{I,1} - I_{I,2})^2 + (I_{Q,1} - I_{Q,2})^2} \\ \Delta\varphi(t) = \varphi_s - \varphi_{lo} &= \arctan((I_{I,1} - I_{I,2}) + (I_{Q,1} - I_{Q,2})) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις παρέχουν τις εκφράσεις για τον προσδιορισμό της φάσης σήματος, ενώ το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος προκύπτει από το γεωμετρικό μέσο των μεγεθών του οπτικού σήματος φορέα και του τοπικού ταλαντωτή LO. Επομένως, οι δέκτες που παρέχουν τις συμφασικές (In-phase) και οι ορθογωνικές (quadrature) εξόδους επιτρέπουν την πλήρη αναδημιουργία σήματος και στον τομέα χρόνου και συχνότητας [2.14].

Ο οπτικός σύμφωνος δέκτης που παρέχει τις εξόδους I και Q λειτουργεί αντίστοιχα με το RF ανάλογο. Η υλοποίησή του απαιτεί τη δυνατότητα μετατόπισης της φάσης του τοπικού ταλαντωτή LO κατά $\pi/2$ κατά τη δημιουργία ενός σήματος τετραγωνισμού (quadraturesignal) και την ανάμιξη των δύο συνιστωσών του τοπικού ταλαντωτή LO με το σήμα. Αυτή η λειτουργία διεξάγεται σε ένα οπτικό στοιχείο γνωστό ως IQαποδιαμορφωτή (demodulation), το οποίο καλείται συχνότερα οπτικό υβρίδιο 90° (opticalhybrid), αφού η διαφορά των σχετικών μετατοπίσεων φάσεων των προστιθέμενων εισόδων στις εξόδους του είναι n φορές 90° . Για τα πολυπλεγμένα στην πόλωση σήματα (polarizationmultiplexedsignals), το υβρίδιο 90° πρέπει να εφαρμοστεί για δύο καταστάσεις ορθογώνιας πόλωσης για να προσφέρει διαφοροποίηση της πόλωσης (polarizationdiversity). Ο διαχωρισμός των δύο ορθογωνικών πολωτικών καταστάσεων επιτυγχάνεται με έναν διαχωριστή πόλωσης που τοποθετείται στην είσοδο του δέκτη. Η αρχή λειτουργίας ενός 90° οπτικού υβριδικού με δυνατότητα διαφοροποίησης της πόλωσης παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.14.



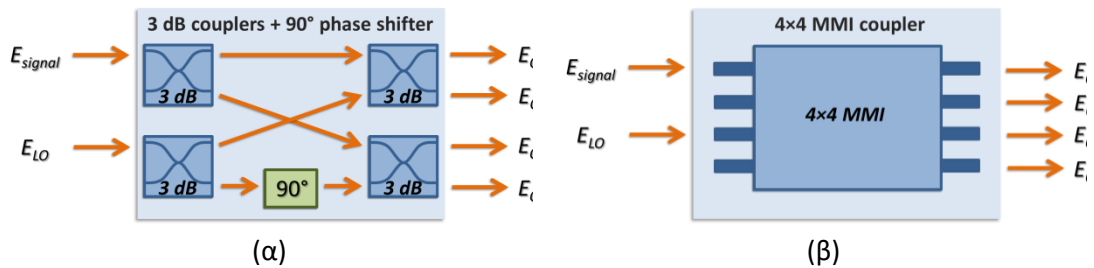
Εικόνα 2.14: Απεικόνιση αρχής λειτουργίας ενός 90° οπτικού υβριδικού

Οι τέσσερις έξοδοι του δέκτη περιγράφονται από την ακόλουθη ομάδα εξισώσεων:

$$\begin{aligned}
 I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t) &\propto 2R\sqrt{P_s^h P_{lo}} \cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \\
 I_{Q,1}(t) - I_{Q,2}(t) &\propto 2R\sqrt{P_s^h P_{lo}} \cdot \cos [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \\
 I_{I,3}(t) - I_{I,4}(t) &\propto 2R\sqrt{P_s^v P_{lo}} \cdot \sin [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \\
 I_{Q,3}(t) - I_{Q,4}(t) &\propto 2R\sqrt{P_s^v P_{lo}} \cdot \cos [\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)]
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

όπου οι δείκτες h και v υποδηλώνουν τις καταστάσεις οριζόντιας (horizontal polarization) και κατακόρυφης (vertical polarization) πόλωσης του οπτικού σήματος σε σχέση με το πλαίσιο αναφοράς πόλωσης του δέκτη. Όλα τα ανιχνευόμενα σήματα ταλαντεύονται με τη γωνιακή συχνότητα $\Delta\omega t$ που προέρχεται από την μετατόπιση συχνότητας μεταξύ του οπτικού φορέα σήματος και του τοπικού ταλαντωτή. Αυτή η μετατόπιση συχνότητας θα ήταν μηδενική εάν ο τοπικός ταλαντωτής ήταν κλειδωμένος στη φάση του φορέα (ομόδυνη φάραση) στην οπτική του διαδρομή, αλλά είναι γενικά μη μηδενικός στην περίπτωση της ομόδυνης φάρασης.

Υπάρχουν διαφορετικές επιλογές υλοποίησης για το υβρίδιο των 90° στη βιβλιογραφία. Μια εκτενής μελέτη σχετικά με την πρακτική σκοπιμότητά τους παρέχεται στο [2.17]. Οι δύο πιο δημοφιλείς υλοποιήσεις απεικονίζονται στην Εικόνα 2.15 παρακάτω.



Εικόνα 2.15: Απεικόνιση των δύο υλοποιήσεων ενός 90° οπτικού υβριδίου με την χρήση (α) 3dBcouplers και 90° ολισθητές φάσης (phaseshifters) και (β) 4x4 MMICouplers.

Η πρώτη επιλογή, που παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.15(α), είναι η κατασκευή του υβριδικού συστήματος με τέσσερις 3 dB couplers και έναν επιπλέον ολισθητή φάσης (phaseshifters) σε έναν βραχίονα, εφαρμόζοντας ακριβώς το μπλοκ διάγραμμα της Εικόνα 2.2.14. Όταν ο ολισθητής φάσης είναι ρυθμισμένος για λειτουργία 90° η συνάρτηση μεταφοράς του στοιχείου εξάγεται από τις εκφράσεις τις σχέσεις 2.25. Η διάταξη πρέπει να εφαρμοστεί σε μια ολοκληρωμένη μορφή (integratedform) χρησιμοποιώντας εμπορικά διαθέσιμα στοιχεία (π.χ. [2.18] στο LiNbO₃). Αυτό το σχήμα που περιγράφεται απαιτεί έξι διαφορετικά ηλεκτρόδια για την επίτευξη ακριβούς ρύθμισης: Τέσσερα ηλεκτρόδια ελέγχουν την ομοιομορφία των 3 dB couplers (ώστε να ελέγχονται οι διαφορές στις τιμές ισχύος των θυρών εξόδου), ενώ τα υπόλοιπα δύο ηλεκτρόδια χρησιμεύουν για να ρυθμίσουν τις μετατοπίσεις φάσης στον άνω και στον κάτω βραχίονα [2.19]. Το γεγονός αυτό επιτρέπει την προσαρμογή των αυθαίρετων μετατοπίσεων φάσης, η οποία μπορεί να είναι ευεργετική για την περιστροφή των διαγραμμάτων αστερισμού στην κατάλληλη θέση. Για να εξασφαλιστεί η ορθογωνικότητα, η σχετική μετατόπιση φάσης μεταξύ των δύο βραχιόνων πρέπει να ρυθμιστεί ίση με 90°. Οι μη ακριβής ολισθήσεις φάσης οδηγούν σε υποβάθμιση του ισοζυγίου IQ, ενώ οι ασυμμετρίες των 3 dBcouplers επηρεάζουν την συμμετρικότητα ισχύ των υβριδικών σημάτων εξόδου και επομένως την συμμετρία των επακόλουθων διαδικασιών ισορροπημένων φώρασης (balanceddetection). Για μια εμπορική εφαρμογή, ακόμη και για την ολοκληρωμένη υλοποίηση (integratedimplementation) αυτού του στοιχείου σε υλικό LiNbO₃, είναι απαραίτητο να δημιουργηθεί ένας ενεργός βρόχος ελέγχου για τη σταθεροποίηση της σχέσης φάσης 90°.

Η δεύτερη επιλογή για την υλοποίηση ενός οπτικού υβριδίου 90° φαίνεται στηνΕικόνα 2.15(β). Πιο συγκεκριμένα, αξιοποιεί τις ιδιότητες ενός4x4 coupler παρεμβολών πολλαπλών τρόπων (multi-modeinterference - MMI) και είναι σε θέση να παρέχει σταθερή λειτουργία χωρίς την ανάγκη πρόσθετου ενεργού ελέγχου. Χρησιμοποιώντας τις κατάλληλες εισόδους, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.15(b) για παράδειγμα, και μετην χρήση ακριβών διαστάσεων του κυματοδηγού, αυτό το συστατικό παρουσιάζει εγγενώς τους επιθυμητούςλόγους διαχωρισμού (splittingratios) και τις επιθυμητές σχέσεις μεταξύ των φάσεων (phaserelations) [2.20-2.22]. Οι MMICouplers είναι κατάλληλοι για ενσωμάτωση/ολοκλήρωση σε ένα ενιαίο τσιπ και θα αποτελέσουν τη βάση για τους σύμφωνους οπτικούς δέκτες του προγράμματος SPIRIT, χρησιμοποιώντας επίσης δυνατότητα διαφοροποίησης της πόλωσης. Ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της διαμόρφωσης του υβριδίου 90° είναι η ευρυζωνική λειτουργία των MMICouplers, γεγονός που τις καθιστά κατάλληλες για εφαρμογές WDM πολλαπλών ζωνών.

2.8 Οπτικοί διαμορφωτές τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου (segmented modulators)

Μια συνήθης μέθοδος για να δημιουργηθούν multi-level σχήματα διαμόρφωσης όπως τα M-αδικά QAM είναι η χρήση δύο παράλληλων MZMs οι οποίοι θα συνθέσουν έναν τυπικό IQ διαμορφωτή οδεύοντος κύματος (travelling wave modulator) όπως αναλύθηκε σε προηγούμενη παράγραφο [2.23]. Στον αντίποδα των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν αυτού του τύπου οι διαμορφωτές εμφανίζουν ταυτόχρονα και αρκετές αδυναμίες που σχετίζονται αυστηρά με το σχεδιασμό των ηλεκτροδίων τους. Σύμφωνα με αυτήν την προσέγγιση, ο αριθμός των επιπέδων τάσης που απαιτούνται αυξάνεται μια την αύξηση του αριθμού M. Επομένως, όσο μεγαλύτερης τάξης είναι το σχήμα διαμόρφωσης που θέλουμε να δημιουργηθεί τόσο περισσότερα τα επίπεδα τάσης που ελέγχουν τα ηλεκτρόδια. Για παράδειγμα, ένας IQ διαμορφωτής που στοχεύει στην επίτευξη ενός σήματος διαμόρφωσης 64QAM μπορεί να απαιτήσει ως και 128 διαφορετικά επίπεδα τάσης.

Επιπρόσθετα, η όλο και αυξανόμενη ζήτηση MZ διαμορφωτών οι οποίοι χαρακτηρίζονται από χαμηλότερη τάσης μεταγωγής (switching voltage) οδηγεί στην ανάγκη για σχεδιασμό και κατασκευή διαμορφωτών μακρύτερου μήκους. Το γεγονός αυτό δικαιολογείται απόλυτα και από την παρακάτω εξίσωση η οποία αξιολογεί την αποδοτικότητα της διαμόρφωσης (modulation efficiency) ως προς την ποσότητα της ολισθησης φάσης η οποία εισάγεται σε ένα μήκος ηλεκτροδίου για μια συγκεκριμένη τιμή τάσης:

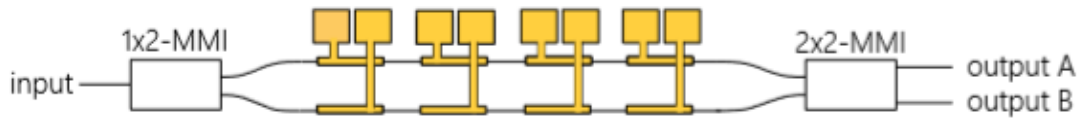
$$V_{\pi} \cdot L_a = k \quad (2.29)$$

όπου η παράμετρος V_{π} εκφράζει την τιμή της τάσης οδήγησης του διαμορφωτή για να επιτευχθεί στροφή φάσης π , ενώ το μήκος L_a είναι το μήκος του ηλεκτροδίου του διαμορφωτή.

Ωστόσο, λόγω του αυξημένου μήκους των διαμορφωτών, η ακριβής αντιστοίχιση μεταξύ των ταχυτήτων (velocity) των ηλεκτρικών και των οπτικών κυμάτων γίνεται πιο κρίσιμη. Επιπρόσθετα, για την περίπτωση σημάτων υψηλής συχνότητας (high frequency signals) παρατηρούνται υψηλές απώλειες ενώ κυματοδηγούνται μέσω μεγαλύτερων ηλεκτροδίων οδεύοντος κύματος (travelling wave electrodes - TWEs). Όλα τα παραπάνω θέματα συμβάλουν στην δημιουργία ορίων στην λειτουργία των διαμορφωτών ως προς την μέγιστη συχνότητα λειτουργίας και το ηλεκτρο-οπτικό εύρος ζώνης του διαμορφωτή. Η αντιστρόφως ανάλογη σχέση μεταξύ του μήκους των ηλεκτροδίων οδεύοντος κύματος TWE και του εύρους ζώνης του διαμορφωτή, σε συνδυασμό με την σχέση συσχέτισης που υπάρχει μεταξύ του μήκους του TWE και της τάσης μεταγωγής (switching voltage) του διαμορφωτή, οδηγεί στην ανάδειξη μιας λύσης συμβιβασμού αυτών των θεμελιωδών ποσοτήτων [2.24].

Μια μέθοδος για να ξεπεραστεί ο συμβιβασμός που πραγματοποιείται μεταξύ της τάσης οδήγησης και του εύρους ζώνης του διαμορφωτή αποτελεί η υιοθέτηση μιας διαφορετικής διάταξης των ηλεκτροδίων του διαμορφωτή. Η προσέγγιση των segmented modulators αποτελεί μια απλή μέθοδο για την παραγωγή αυθαίρετων M-αδικών αστερισμών εισάγοντας την έννοια της άμεσης ψηφιακής οδήγησης (direct digital driving). Με αυτή τη μέθοδο θα έχουμε τη δυνατότητα να παράγουμε M-QAM αστερισμούς με τη χρήση ενός MZM πολλαπλών ηλεκτροδίων και μόνο 2 επίπεδα τάσης (που αντιστοιχούν στο δυαδικό 0 και 1). Αυτοί οι διαμορφωτές και οι εφαρμογές τους συζητήθηκαν για πρώτη φορά το 1980 από τον Paruchon [2.25] και πρόσφατα παρουσιάστηκαν πειραματικές εργασίες στις οποίες επιτυγχάνεται μετάδοση σημάτων σε ταχύτητα της τάξης των 32 Gbaud υλοποιώντας ένα 64 QAM σχήμα διαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα κατά τον σχεδιασμό και την κατασκευή

ενός segmentedMZmodulator τα διαφορετικά ενεργά τμήματα (activesections) του TWEαποσπώνται ώστε να γίνουν ηλεκτρικά ανεξάρτητα το ένα από το άλλο (Εικόνα 2.16).

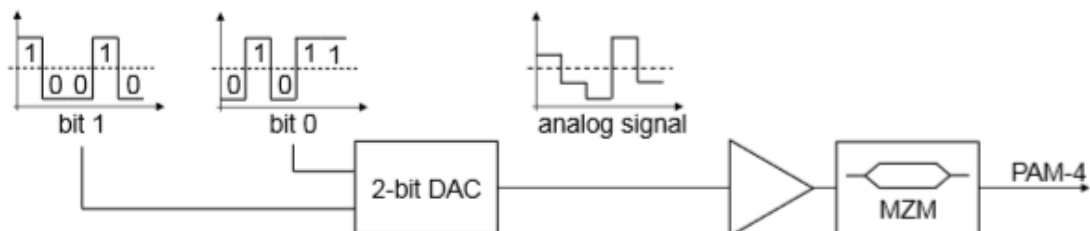


Εικόνα 2.16: Απεικόνιση διάταξης ενός segmentedMZmodulator που διαθέτει 4 ενεργά τμήματα. Σε οπτικό επίπεδο δεν αλλάζει το σχεδιαστικό μοντέλο ως προς αυτό που χρησιμοποιείται για τον σχεδιασμό ενός συμβατικού διαμορφωτή οδεύοντος κύματος (TW-MZM). Το τμήμα του ηλεκτροδίου TWE χωρίζεται σε πολλαπλά ανεξάρτητα τμήματα (segments) με καθορισμένες και ανεξάρτητες επαφές (pads) τα οποία τοποθετούνται στην άκρη του τσιπ.

Κάθε ένα από τα τμήματα (segments) είναι χαρακτηρίζεται από καθορισμένες και ανεξάρτητες επαφές (pads), όλες τοποθετημένες στη μία πλευρά του segmentedMZmodulator (SEMZM), όπου συνδέεται η ηλεκτρική πηγή τάσης τάση. Επιπλέον, γίνεται χρήση μικρών χρυσών γεφυρών ώστε να τροφοδοτηθούν σωστά και οι δύο βραχίονες του segmentedmodulator από τις αντίστοιχες επαφές, διευκολύνοντας έτσι την ηλεκτρική δρομολόγηση. Ο σχεδιασμός σε οπτικό επίπεδο των segmentedmodulators παραμένει ο ίδιος όπως ο αντίστοιχος για τους διαμορφωτές απλού ηλεκτροδίου ή τους IQδιαμορφωτές.

2.8.1 Λειτουργία του segmentedmodulator ως οπτικός DAC

Η μετάδοση σημάτων τα οποία χαρακτηρίζονται από πολύπλοκα σχήματα διαμόρφωσης είτε κατά πλάτος (M-αδικων PAM) είτε κατά φάση (M-αδικων QAM) προϋποθέτει ότι οι εμφωλευμένοι MZMs σε κάθε βραχίονα ενός IQ διαμορφωτή να οδηγούνται με ηλεκτρικά σήματα πολλαπλών επιπέδων. Στα σημερινά δίκτυα, αυτά τα σήματα παράγονται συνήθως με ηλεκτρικούς DAC (digital-to-analogconverters). Αυτά τα στοιχεία συνδυάζουν ροές πολλαπλών δυαδικών ψηφίων σε ένα αναλογικό σήμα πολλαπλών επιπέδων που πρώτα ενισχύεται από γραμμικούς οδηγούς (drivers) και στη συνέχεια τροφοδοτείται στους εμφωλευμένους MZ διαμορφωτές (Εικόνα 2.17). Η ταυτόχρονη διαμόρφωση του εύρους και της φάσης του οπτικού σήματος μπορεί να δημιουργήσει πολύπλοκες μορφές διαμόρφωσης (complexmodulationformats).

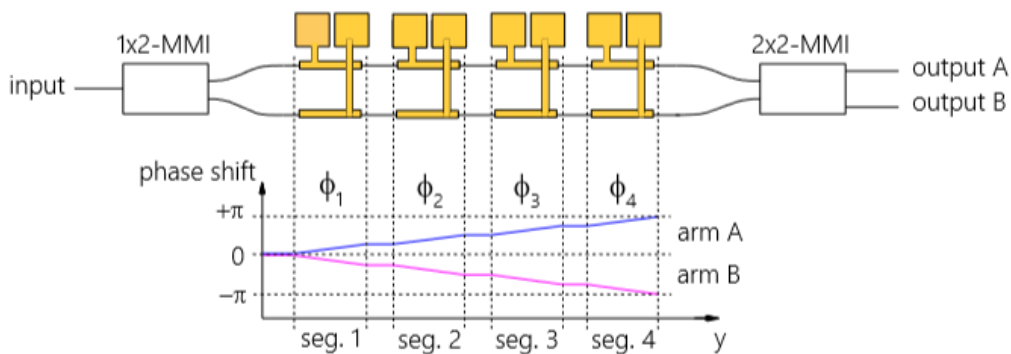


Εικόνα 2.17: Απεικόνιση της μετατροπής από ψηφιακή πληροφορία σε αναλογικό σήμα (digital-to-analogconversion) του σήματος εισόδου σε έναν MZM για την επίτευξη διαμόρφωσης PAM-4. Γίνεται χρήση ενός ηλεκτρικού DAC για την δημιουργία ενός σήματος πολλαπλών επιπέδων καθώς και ένας ηλεκτρικός ενισχυτής για την ενίσχυση του σήματος

Τα μειονεκτήματα που σχετίζονται με την χρήση των DACs, σχετίζονται με το μεγάλο μέγεθος και την υψηλή κατανάλωση ενέργειας που παρουσιάζουν, ενώ σε πολλές

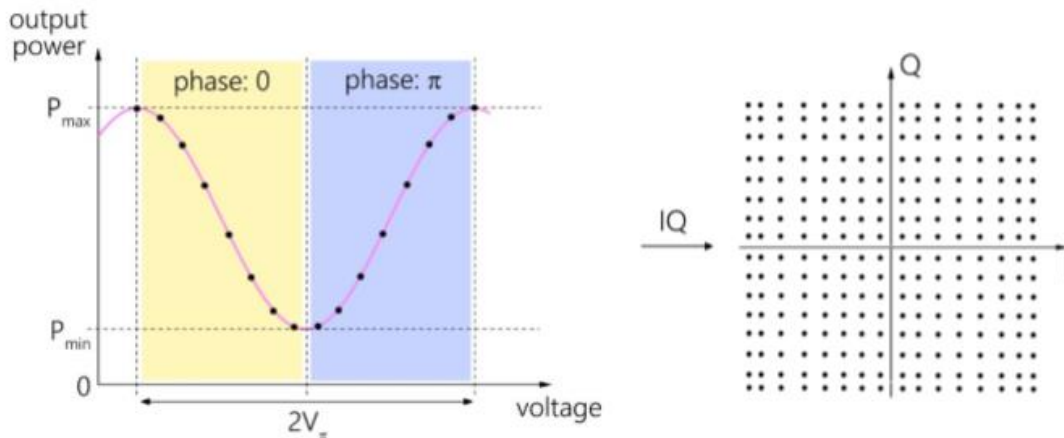
περιπτώσεις η δυνατότητα περιορισμένης ανάλυσης (resolution) που παρουσιάζουν, καθιστά αναγκαία την διερεύνηση εναλλακτικών λύσεων. Οι segmentedmodulators καθιστούν δυνατή την δημιουργία ενός οπτικού σήματος διαμορφωμένου σε σχήματα διαμόρφωσης PAM ή QAM χωρίς την ανάγκη ειδικών και εξεζητημένων ηλεκτρικών εξαρτημάτων/στοιχείων, αναδεικνύοντας την λειτουργία όπως παρουσιάζεται στην βιβλιογραφία του οπτικού-DAC. Οι segmentedmodulators χρησιμοποιήθηκαν πρόσφατα σε συνδυασμό με ειδικούς drivers για τη δημιουργία διαμορφωμένων σημάτων με χαμηλή κατανάλωση ενέργειας κάτω από 1 W για την περίπτωση ενός μονού διαμορφωτή πλάτους [2.26]. Επιπλέον, έχει παρουσιαστεί πειραματικά η δημιουργία οπτικών σημάτων χωρίς την χρήση ηλεκτρικών DAC επιτυγχάνοντας ταχύτητες της τάξης των 25 GBaud και 28 Gbaud με σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM και 16 QAM αντίστοιχα. Ο SiPhsegmentedmodulator που χρησιμοποιήθηκε είχε ανάλυση (resolution) 2 δυαδικά ψηφία παρουσιάζοντας κατανάλωση ενέργειας ανά δυαδικό ψηφίο της τάξης των 8,9 pJ/bit [2.27], [2.28]. Η λειτουργία του οπτικού-DAC βρίσκεται εφαρμογή σε ένα ευρύ φάσμα συστημάτων πραγματικού κόσμου. Οι εφαρμογές μητροπολιτικών δικτύων καθώς τα σενάρια διασύνδεσης κόμβων μικρής απόστασης ωφελούνται περισσότερο από την απλότητα και την εξοικονόμηση ενέργειας μιας ζεύξης μετάδοσης δεδομένων χωρίς την χρήση ηλεκτρικών DACs. Από την άλλη πλευρά, τα κανάλια επικοινωνίας μεγάλων αποστάσεων χρησιμοποιούν ήδη μορφές διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης και είναι εκείνα που απαιτούν περισσότερο την χρήση DACs υψηλών ταχυτήτων.

Ο segmentedmodulator λειτουργώντας ως οπτικός-DAC παράγει κβαντισμένα επίπεδα οπτικού πλάτους (quantized optical intensity levels) του φωτός στην έξοδό του, έχοντας μόνο ως είσοδο δυαδικά σήματα. Το γεγονός αυτό επιτυγχάνεται με την διακριτοποίηση (discretization) των επαγόμενων μετατοπίσεων φάσης σε τόσα επίπεδα όσο είναι και το πλήθος των τμημάτων (segments) (Εικόνα 2.18). Σε έναν segmentedmodulator κάθε τμήμα του μπορεί να ενεργοποιηθεί και να απενεργοποιηθεί ανεξάρτητα. Αντιθέτως, το γεγονός αυτό είναι αδύνατο σε μια υλοποίηση ενός τυπικού MZM οδεύοντος κύματος, όπου συνδέονται όλα τα ενεργά τμήματα μαζί. Ανάλογα με τον αριθμό των ενεργοποιημένων τμημάτων, προκαλείται μια ειδική διαφορά φάσης στους βραχίονες του συμβολόμετρου και μετράται το ακριβές επίπεδο οπτικού πλάτους του σήματος στην έξοδο του SEMZM. Έτσι, η δημιουργία ενός οπτικού σήματος πολλαπλών επιπέδων που χρησιμοποιεί έναν IC driver (οδηγό) του οποίου τα στάδια εξόδου του παράγουν μόνο σήματα με διαμόρφωση OOK καθίσταται δυνατή. Επιπλέον, δεν χρειάζεται πλέον να είναι γραμμικό το σύστημα της IC οδήγησης, ανοίγοντας το δρόμο για νέες τοπολογίες driver που χαρακτηρίζονται από μικρότερη κατανάλωση ενέργειας.



Εικόνα 2.18: Διακριτοποίηση της εγχυόμενης ολίσθησης φάσης σε τόσα επίπεδα όσο και το πλήθος των τμημάτων (segments). Κάθετμήμα οδηγείται ανεξάρτητα και μπορεί είτε να ενεργοποιηθεί είτε να απενεργοποιηθεί.

Κατά την διάρκεια της οπτικής μετατροπής από ψηφιακό σε αναλογικό σήμα, η διαθέσιμη ανάλυση του πομπού σχετίζεται άμεσα με τον αριθμό των τμημάτων (segments) του διαμορφωτή. Για παράδειγμα, για την επίτευξη ενός οπτικού-DAC με ανάλυση 4 δυαδικών ψηφίων, απαιτούνται $2^4 = 16$ επίπεδα πλάτους του σήματος. Αυτά λαμβάνονται από έναν segmentedMZmodulator με $2^4 - 1 = 15$ τμήματα (segments). Εναλλακτικά, ο αριθμός των απαιτούμενων τμημάτων μπορεί να μειωθεί στο μισό ($2^4/2 = 8$) εάν ανιχνευτεί επίσης η φάση του σήματος, με το κόστος μιας επιπλέον επιβάρυνσης από την αυξημένη τάση της οδήγησης των τμημάτων (Εικόνα 2.19). Αυτή η περίπτωση που περιγράφηκε χαρακτηρίζεται ως σύμφωνη μετάδοση (coherenttransmission), όπου χρησιμοποιείται ένας σύμφωνος δέκτης για την ανάλυση τόσο του πλάτους όσο και της φάσης του μεταδιδόμενου σήματος. Για παράδειγμα στην περίπτωση της ενός IQ segmentedmodulator, μπορούν να χρησιμοποιηθούν εμφωλευμένοι διαμορφωτές που χαρακτηρίζονται από 8 τμήματα ο καθένας ώστε να μπορεί να δημιουργηθεί ένα σήμα το οποίο θα έχει 256 σημεία πάνω στο διάγραμμα αστερισμού (π.χ 256 QAM). Λόγω της μη γραμμικότητας του MZ διαμορφωτή, τα σύμβολα του αστερισμού δεν θα απέχουν ίση απόσταση μεταξύ τους εάν χρησιμοποιηθεί το πλήρες πλάτος ταλάντωσης από κορυφή σε κορυφή (swing) της συνάρτησης μεταφοράς του MZM.



Εικόνα 2.19: Χαρακτηριστική καμπύλη του SEMZM με 16 καταστάσεις χωρισμένες σε δύο ομάδες των 8 επίπεδων πλάτους καθώς και το αντίστοιχο διάγραμμα αστερισμού. Απαιτούνται οκτώ επίπεδα πλάτους για να καταστεί δυνατή η απεικόνιση 256 σημείων στο διάγραμμα αστερισμού σε IQ επίπεδο. Τα σημεία του αστερισμού είναι άνισα διαχωρισμένα λόγω της μη γραμμικότητας του MZM.

Η θέση των διαφορετικών επιπέδων οπτικού πλάτους σχετίζεται με την επαγόμενη από τα τμήματα μετατόπιση φάσης και κατά συνέπεια με τα μήκη τους και τις εφαρμοζόμενες τάσεις. Με την παραδοχή ότι η ίδια τάση ταλάντωσης από κορυφή σε κορυφή (swing) εφαρμόζεται σε όλα τα διαφορετικά τμήματα, υπάρχουν δύο μέθοδοι για να υλοποιηθεί ένας οπτικός-DAC. Η πρώτη τοπολογία οπτικού-DAC υλοποιείται με τη χρήση ενός SEMZM με τμήματα ίσου μήκους. Μέσα στο τσιπ του driver, τα στάδια εξόδου ομαδοποιούνται με δυαδικά σταθμισμένο (binary-weighted) τρόπο και οδηγούν ισοδύναμα τα δυαδικά σταθμισμένα ενεργά μήκη του segmentedmodulator. Αυτή η προσέγγιση απλοποιεί τον σχεδιασμό του διαμορφωτή, αλλά προσθέτει κάποια πολυπλοκότητα στο ηλεκτρικό κύκλωμα IC, καθώς τα σήματα εισόδου πρέπει να κατευθύνονται με ορθό τρόπο στα αντίστοιχα τμήματα. Η δεύτερη προσέγγιση αντί αυτής που μόλις περιγράφηκε συνίσταται στην υλοποίηση ενός SEMZM με τμήματα διαφορετικών μηκών. Πιο συγκεκριμένα, τα

διαφορετικά μήκη μπορούν να γίνουν δυαδικά-σταθμισμένα. Σε μια τέτοια συσκευή, η ενεργοποίηση ενός συνόλου σταδίων οδήγησης θα οδηγήσει ένα αντίστοιχο σύνολο δυαδικών σταθμισμένων επιπέδων πλάτους. Αυτή η προσέγγιση επιτρέπει την περαιτέρω μείωση του αριθμού των απαιτούμενων τμημάτων σε σύγκριση με το προηγούμενο σενάριο καθώς και απλοποίηση του κυκλώματος του ICdriver. Αν και οι δύο προσεγγίσεις δεν είναι αμοιβαία αποκλειόμενες, δεν αναμειγνύονται στον ίδιο σχεδιασμό στη βιβλιογραφία.

Στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής η δεύτερη προσέγγιση της υλοποίησης ενός segmentedmodulator με δυαδικά σταθμισμένα τμήματα διαφορετικού μήκους θα χρησιμοποιηθεί στον ευέλικτο πομπό που θα κατασκευαστεί από τον ερευνητικό οργανισμό του HHI στα πλαίσια του ευρωπαϊκού προγράμματος SPIRIT. Ο IQsegmentedmodulator οποίος θα έχει την δυνατότητα δημιουργίας πολυ-επίπεδων οπτικών σημάτων θα υλοποιεί την λειτουργία ενός οπτικού-DAC με ανάλυση 5 δυαδικών ψηφίων σε κάθε έναν από τους εμφωλευμένους I και Q διαμορφωτές. Επιπλέον, ο IQsegmentedmodulator θα συνδυαστεί με ηλεκτρικούς drivers τεχνολογίας CMOS 40 nm οι οποίοι θα κατασκευαστούν από την ομάδα του IMEC-INTEC με έδρα την Γάνδη. Ο συνολικός χαρακτηρισμός όλων των επιμέρους στοιχείων για την αξιολόγηση της απόδοσης τόσο του IQsegmentedmodulator όσο και των ICdrivers πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ ΕΜΠ και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια.

ΑναφορέςΚεφαλαίου 2

- [2.1] C. Peucheret, " Direct and External Modulation of Light", DTU Fotonik Department of Photonics Engineering Technical University of Denmark,
- [2.2] H. Dutton, "Understanding Optical Communications", International Technical Support Organization, September 1998
- [2.3] RF Photonics Encyclopedia: http://www.rp-photonics.com/pockels_effect.html
- [2.4] High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission, Matthias Seimetz
- [2.5] G. Agrawal, "Telecommunication Systems", Lightwave Technology, 2005
- [2.6] <https://www.neophotonics.com/pam-4-key-solution-next-generation-short-haul-optical-fiber-links/>
- [2.7] M. Rowe, "PAM-4: A new measurement science", EDN Network, 2015
- [2.8] White paper, "PAM4: The New Modulation Standard for High-Speed Ethernet Serdes", Spirent, 2017
- [2.9] I. Kaminov, T. Li, A. E. Willner, "Optical Fiber Telecommunications V B", Elsevier Academic Press, 5th edition, 2008
- [2.10] K.-P. Ho, "Phase-Modulated Optical Communication Systems", Springer 2005.
- [2.11] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer, "Optical Phase-Shift-Keyed Transmission," J. Lightwave Technol. 23 (1), January 2005, pp. 115-130.
- [2.12] Y. Gen "Detection and Processing of Phase Modulated Optical Signals at 40 Gbit/s and Beyond", Phd Thesis COM DTU, of Department of Communications, Optics & Materials Technical University of Denmark, 2007.
- [2.13] Desurvire, E.: Erbium-Doped Fiber Amplifiers. John Wiley & Sons, Inc. (1994).
- [2.14] Bernd Nebendahl, Bogdan Szafraniec, "Metrology of Advanced Optical Modulation Formats", Agilent white paper, 2009
- [2.15] OIF-FD-100G-DWDM-01.0 - 100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document (June 2009)
- [2.16] OIF-DPC-RX-01.2 - Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradyn Coherent Receivers (November 2013)
- [2.17] Seimetz, M., Weinert, C.M.: Options, feasibility and availability of 2×4 90°-hybrids for coherent optical systems. IEEE Journal of Lightwave Technology 24(3), 1317–1322 (2006)
- [2.18] <http://www.celight.com>
- [2.19] Kaplan, A., Achiam, K., "LiNbO₃ integrated optical QPSK modulator and coherent receiver", in Proceedings of ECIO, WeA3.2, pp. 79–82 (2003).
- [2.20] Paiam, M.R., MacDonald, R.I., "Design of phased-array wavelength division multiplexers using multimode interference couplers", Applied Optics 36(21), 5097–5108 (1997)

[2.21] Seimetz, M., Weinert, C.M., "Options, feasibility and availability of 2×4 90° -hybrids for coherent optical systems", IEEE Journal of Lightwave Technology 24(3), 1317–1322 (2006)

[2.22] Lars Zimmermann, Karsten Voigt, Georg Winzer, Klaus Petermann, and Carl M. Weinert, "C-Band Optical 90° -Hybrids Based on Silicon-on-Insulator 4×4 Waveguide Couplers", IEEE Photonics Technology Letters 21 (3), 143-145 (2009).

[2.23] Y. Ehrlichman, O. Amrani, S. Rusch, "Method for Generating Arbitrary Optical Signal Constellations Using Direct Digital Drive", Journal of Lightwave Technology, 2011

[2.24] R. G. Walker, "High-Speed III-V Semiconductor Intensity Modulators," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., vol. 27, no. 3, pp. 654-667, 1991

[2.25] M. Papuchon, C. Puech and A. Schnapper, "4-bits Digitally Driven Integrated Amplitude Modulator for Data Processing, Electron. Letter, vol. 16, no. 4, pp. 142-144, 1980

[2.26] T. Yamase, M. Sato, H. Noguchi, K. Sato and T. Kato, "Low-Power Multi-level Modulation of InP MZM with In-line Centipede Structure Directly Driven by CMOS IC," in Optoelectronics and Communications Conference, Kyoto 2013

[2.27] M. Mazzini, M. Traverso, M. Webster, C. Muzio, S. Anderson, P. Sun, D. Siadat, D. Conti, A. Cervasio, S. Pfnuer, J. Stayt, M. Nyland, C. Togami, K. Yanushefski and T. Daugherty, "25GBaud PAM-4 Error Free Transmission over both Single Mode Fiber and Multimode Fiber in a QSFP form factor based on Silicon Photonics," in Optical Fiber Communications Conference, Th5B.3, Los Angeles, 2015.

[2.28] A. Shastri, C. Muzio, M. Webster, G. Jeans, P. Metz, S. Sunder, B. Chattin, B. Dama and K. Shastri, "Ultra-Low-Power Single-Polarization QAM-16 Generation Without DAC Using a CMOS Photonics Based Segmented Modulator," J. Lightw. Technol., vol. 33, no. 6, pp. 1255-1259, 2015

[2.29] Shashi Jawla, "Intensity modulation formats in optical communication system", International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 4, Issue 12, December-2013

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Ανάπτυξη ολοκληρωμένης λύσης πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας για ευέλικτα οπτικά δίκτυα

3.1 Εισαγωγή

Όπως έχει ήδη καταστεί σαφές στην παρούσα διδακτορική διατριβή η εποχή μας χαρακτηρίζεται από την ανάγκη εξυπηρέτησης δικτύων ολοένα και αυξανόμενης χωρητικότητας ανάγκη που κρίνεται πιο επιτακτική από ποτέ. Οι μέρες μας θα μπορούσαν κάλλιστα να χαρακτηριστούν ως η αυγή της Zettabyte εποχής. Ως το τέλος του 2018 η αναμενόμενη ετήσια παγκόσμια IP κίνηση (annual global IP traffic) θα ξεπεράσει το κατώφλι του ενός zettabyte, ενώ οι προβλέψεις για το 2019 επιβεβαιώνουν ότι το νούμερο αυτό θα διπλασιαστεί με τις ασύρματες και mobile εφαρμογές να έχουν την μερίδα του λέοντος [3.1]. Η επιτακτική ανάγκη για εφαρμογές cloud computing, η εκθετική αύξηση των mobile εφαρμογών καθώς και η ολοένα και αυξανόμενη ανάγκη για υπηρεσίες high-definition video έχουν δημιουργήσει ένα δυναμικό και συνάμα ευμετάβλητο προφίλ κίνησης, καθιστώντας τις παλιές αρχιτεκτονικές/υλοποιήσεις δικτύων ανεπαρκής ώστε να ικανοποιήσουν τις αυξημένες ανάγκες για εύρος ζώνης [3.2]. Σε αυτό το πλαίσιο, η υιοθέτηση αρχιτεκτονικών και στοιχείων δικτύου ευέλικτου πλέγματος (flexible-grid architectures) εμφανίστηκε ως μια βιώσιμη εναλλακτική λύση για να αντιμετωπιστεί η ανάγκη για εύρος ζώνης μέσω της δημιουργίας και της δρομολόγησης ροών δεδομένων υπερ-καναλιών (super-channel data streams). Οι πρώτες υλοποιήσεις περιελάμβαναν την εισαγωγή στοιχείων ROADMs (reconfigurable optical add-drop multiplexer) ευέλικτου πλέγματος σε κάθε κόμβο δικτύου, οδηγώντας σε πιο αποδοτικά και μερικώς ρυθμιζόμενα στοιχεία δικτύων (network fabrics). Το επακόλουθο τεχνολογικό βήμα περιλαμβάνει την επέκταση της χρησιμοποίησης των ευέλικτων στοιχείων σε όλα τα επίπεδα των δικτύων. Ακολουθώντας λοιπόν αυτή την συλλογιστική ένα πρωτότυπο δομικό στοιχείο πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (multiplexer/de-multiplexer - MUX/DEMUX) στην πλευρά του πομπού/δέκτη το οποίο θα επιτρέψει πλήρως την προσαρμοσμένη αξιοποίηση των πόρων (adaptive exploitation of resources) και την ευέλικτη χρήση του φάσματος, θα αποτελέσει ένα βασικό δομικό συστατικό των νέας γενιάς δικτύων [3.3].

Οι επιλεκτικοί ως προς το μήκος κύματος διακόπτες (wavelength selective switches - WSS) αποτελούν την καρδιά των δυναμικά ρυθμιζόμενων οπτικών ROADMs δομών έχοντας αποσπασεί ιδιαίτερη προσοχή από την επιστημονική κοινότητα. Κατά την ανασκόπηση των διαθέσιμων στις μέρες μας τεχνολογιών WSS έχει δειχθεί ότι τα ηλεκτρομηχανικά συστήματα MEMS (microelectro-mechanical system) καθώς και οι αρχιτεκτονικές μεταγωγής υγρού κρυστάλλου σε πυρίτιο (liquid crystal silicon - LCoS) κατέχουν περίοπτη θέση. Πιο συγκεκριμένα, ανατρέχοντας στην βιβλιογραφία δύο διαφορετικά σενάρια που περιλαμβάνουν την χρήση μιας συστοιχίας αποκλεισμού μήκους κύματος (wavelength blocker array) [3.4] και WSS [3.5-3.6] βασισμένα στην τεχνολογία των LCoS παρουσιάζουν δυνατότητες δυναμικής μεταβολής τόσο του μήκους κύματος όσο και του εύρους ζώνης. Επιπρόσθετα, μια εναλλακτική προσέγγιση για την υλοποίηση WSSs ευέλικτου πλέγματος περιλαμβάνει την χρήση ενός AWG (arrayed waveguide grating) που διαδραματίζει τον ρόλο του δομικού στοιχείου πολυπλεξίας/απο-πολυπλεξίας μήκους κύματος [3.7-3.8]. Παρ' όλα αυτά, οι προηγούμενες υλοποιήσεις χαρακτηρίζονται από μια σειρά από μειονεκτήματα και εγγενείς αδυναμίες σχετικά με τις περιορισμένες δυνατότητες επίτευξης ενός φίλτρου επίπεδης κορυφής (flatness) καθώς και το αργό roll-off της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου το οποίο εισάγει υποβάθμιση του σήματος (distortion)

και απαιτεί μεγαλύτερες κενές φασματικές ζώνες (guardbands). Επιπρόσθετα, για τις προαναφερθείσες υλοποιήσεις υιοθετήθηκε η προσέγγιση επικοινωνίας ελεύθερου χώρου (free-space communication) η οποία δεν είναι συμβατή για να υλοποιηθούν δομές με μικρό αποτύπωμα (footprint), μειωμένο κόστος και χαμηλές απώλειες χαρακτηριστικά γνωρίσματα που απαιτούνται στις μελλοντικές υλοποιήσεις δικτύων νέας γενιάς.

Οδεύοντας προς την κατεύθυνση της υλοποίησης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων WSSs που βασίζονται στην φωτονική τεχνολογία πυριτίου (silicon photonics), μια σειρά από υλοποιήσεις βασισμένες στην τεχνολογία των ηλεκτρομηχανικών συστημάτων MEMS έχουν προταθεί στην βιβλιογραφία ώστε να καταστεί δυνατή η λειτουργία επιλογής του μήκους κύματος συντονισμού τους. Προς αυτή την κατεύθυνση, λύσεις μεταγωγής που βασίζονται στην τεχνολογία MEMS και περιλαμβάνουν ολοκληρωμένες συστοιχίες καθρεφτών (micromirror arrays) στο οπτικό επίπεδο για την υλοποίηση των WSSs με σταθερή απόσταση μεταξύ των καναλιών παρουσιάστηκαν στα [3.9-3.11]. Επιπλέον, στην δημοσίευση [3.12] προτάθηκε μια λύση ελέγχου της γωνίας του κάθετου άξονα (vertical axis tilt) των καθρεφτών των MEMS σε ένα τσιπ με συστοιχία καθρεφτών για WSS μέσω πιεζοηλεκτρικών ενεργοποιητών (piezoelectric actuators). Σχετικά πρόσφατα, μια πλήρως ολοκληρώσιμη (integrated) 1x2 υλοποίηση σε τεχνολογία φωτονικής πλατφόρμας πυριτίου προτείνεται στην [3.13] περιλαμβάνοντας ένα SiAWG ενώ η λειτουργία μεταγωγής επιτυγχάνεται τροφοδοτώντας τον AWG μέσω loop-back καναλιών ελεγχόμενα από σύμβολομετρικά MZI (Mach-Zehnder Interferometer) στοιχεία μεταγωγής. Ωστόσο, στις περισσότερες περιπτώσεις η ευελιξία ως προς το εύρος ζώνης και η επιλεξιμότητα στο μήκος κύματος συντονισμού επιτυγχάνεται με το κόστος των υψηλών τάσεων οδήγησης (driving voltages) και κατά συνέπεια υψηλή κατανάλωση ενέργειας (power consumption). Τέλος, το μεγαλύτερο μειονέκτημα των μεταγωγέων (switch) που βασίζονται στην τεχνολογία των MEMS είναι το γεγονός ότι αποτελείται από κινούμενα κομμάτια (π.χ micro-mirrors) που αυξάνει την πολυπλοκότητα κατασκευής και το συνολικό κόστος, αποτυγχάνοντας έτσι να παρέχει μια πλήρως ολοκληρωμένη λύση.

Προκειμένου να αντιμετωπιστεί λοιπόν η αυξανόμενη ανάγκη για ολοκληρωμένες λύσεις πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) με δυνατότητα δυναμικής μεταβολής των φασματικών τους χαρακτηριστικών, σημαντική δουλειά έχει καταγραφεί στην βιβλιογραφία από την επιστημονική κοινότητα. Ακολουθώντας αυτό το μονοπάτι τα τελευταία χρόνια έχει πραγματοποιηθεί μια μεγάλη ποικιλία δημοσιευμένων εργασιών που χρησιμοποιούν δομές μικρο-δακτυλίων συντονισμού (micro-ring resonators-MRRs) ως το βασικό δομικό στοιχείο για να επιτευχθεί η πολυπόθητη ευελιξία ως το μήκος κύματος και το εύρος ζώνης. Μια δρομολόγηση πολλαπλών διαδρομών (multi-path) σε μία μήτρα (matrix) οπτικής διασύνδεσης υψηλής συνδεσιμότητας έχει παρουσιαστεί [3.14], ενώ ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική μια 5x5 μήτρα μεταγωγής (switching matrix) περιλαμβάνει συνδεδεμένες δομές μικρο-δακτυλίων (micro-ring resonators) [3.15]. Επιπρόσθετα, ένα συμπαγές (compact) φίλτρο που αποτελείται από 5^{ης} τάξης οπτικά φίλτρα βασισμένα σε τεχνολογία μικρο-δακτυλίων (MRRs) δημοσιεύθηκε στην [3.16], ενώ αρκετά σενάρια δρομολόγησης δεδομένων μέσω 2^{ης} ή ανώτερης τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) εξετάστηκαν στις ακόλουθες δημοσιεύσεις [3.17-3.19]. Ωστόσο, παρά τα ελκυστικά τους χαρακτηριστικά οι προαναφερθείσες αρχιτεκτονικές δεν έχουν επιδείξει ευελιξία ως προς το εύρος ζώνης, που αποτελεί βασικό χαρακτηριστικό γνώρισμα των λύσεων που στοχεύουν τον αποτελεσματικό χειρισμό των WDM υπερ-καναλιών.

Προς αυτή την κατεύθυνση έχουν προταθεί ένα οπτικό βαθυπερατό (bandpass) φίλτρο που βασίζεται σε μίαςύνθετη Si δομή η οποία περιλαμβάνει έναν συνδυασμό μικρο-δακτυλίων (MRRs) και συμβολόμετρου MZI [3.20-3.21] καθώς και ένα ολοκληρωμένο φωτονικό φίλτρο

με δυνατότητα επανα-προγραμματισμού [3.22] που παρουσιάζουν δυνατότητα δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης καθώς και του μήκος κύματος συντονισμού. Εναλλακτικές υλοποιήσεις περιλαμβάνουν διαδοχικούς μικρο-δακτυλίους συντονισμού (MRRs) με θερμο-οπτικούς couplers [3.23], παρέχοντας την δυνατότητα της δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης και της φασματικής τους απόκρισης. Ωστόσο, οι υλοποιήσεις αυτές έρχονται με ένα σημαντικό αριθμό μειονεκτημάτων και αδυναμιών σχετικών με την μη ικανοποιητική απόρριψη σημάτων εκτός της υπο-εξέτασης ζώνης (low off-band rejection), τις υψηλές απώλειες καθώς και αυξημένο αποτύπωμα (footprint) ή πολυπλοκότητα (complexity) των βασικών στοιχείων φιλτραρίσματος (basicfilteringelements). Πιο συγκεκριμένα, δεν έχουν την δυνατότητα να εφαρμοστούν ευρέως σε εφαρμογές για φίλτρα πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας(MUX/DEMUX) με δεδομένο ότι δεν ικανοποιούν τις ανάγκες των τελευταίων τάσεων των αρχιτεκτονικών για ελαστικότητα και κατακερματισμό (sliceability) του φάσματος με αποτέλεσμα να αποτυγχάνουν να συμμορφωθούν με τις απαιτήσεις της ITU για τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος. Συνοψίζοντας τις σκέψεις που αναλύθηκαν κρίνεται επιτακτική η ανάγκη για την υλοποίηση ενός πρωτότυπου δομικού στοιχείου πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) που θα είναι συμβατό με τα πρότυπα ευέλικτου πλέγματος (flexible-gridcompliant) και θα απαντά με τον καλύτερο τρόπο σε όλες τις προκλήσεις που εκδηλώνονται από τα ευέλικτα δίκτυα νέας γενιάς.

Η παρούσα ενότητα της έκθεσης προόδου οργανώνεται με τον ακόλουθο τρόπο: Στο πρώτο μέρος παρατίθενται τα βασικά χαρακτηριστικά γνωρίσματα των φίλτρων μικρο-δακτυλίων (MRRs) και η εισαγωγή στην θεωρία της αρχής λειτουργίας τους. Επιπλέον, θα παρουσιαστούν τα μοντέλα και τα αποτελέσματα προσομοίωσης που υλοποιήθηκανστην πλατφόρμαπροσομοιώσεων της Phoenixγια να καθοριστούν οι παράμετροι κατασκευής των μεμονωμένων δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος MRRsπου θα αποτελέσουν την καρδιά του πρωτότυπου MUX/DEMUX. Στην συνέχεια θα δοθεί μια λεπτομερής περιγραφή του σταθμού βάσης εργασίας (probestation) που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις χαρακτηρισμού των φασματικών χαρακτηριστικών των μεμονωμένων ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος ως προς την επιλεκτικότητα που επιδεικνύουν στο μήκος κύματος συντονισμού τους καθώς και στην δυναμική ρύθμιση του εύρους ζώνης τους. Επιπρόσθετα, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού της ολοκληρωμένης (integrated) συστοιχίας των σύνθετων δομών φιλτραρίσματος σε επίπεδο τσιπ που αποτελούν τονπρωτότυπο MUX/DEMUX 16 καναλιώνώστε να αξιολογηθεί η απόδοσή του πριν την τελική του κατασκευή σε packaged πρωτότυπο [3.24-3.25].

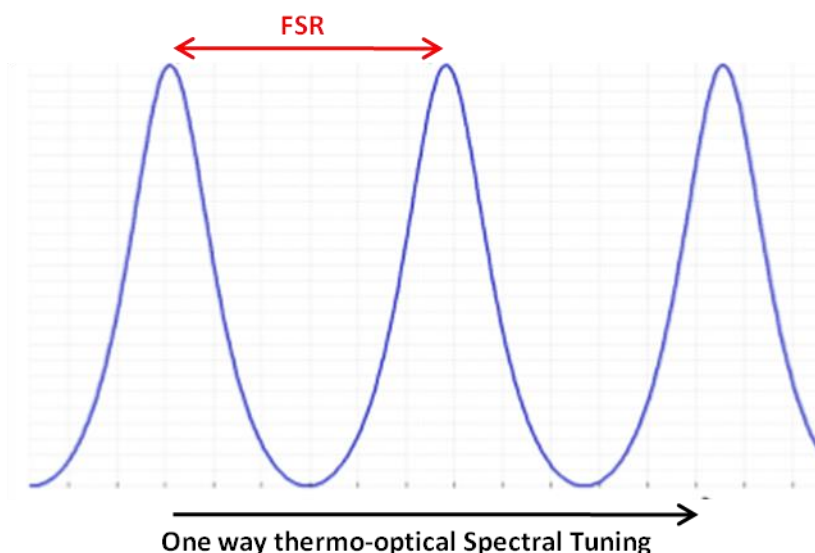
3.2 Δομές φίλτρων μικρο-δακτυλίων (MRRs) βασισμένες σε τεχνολογία πυριτίου

Η αρχή λειτουργίας της πρωτότυπης δομής πολυπλεξίας/-από-πολυπλεξίας 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX)η οποία είναι ελαστική (flexible) ως προς το εύρος ζώνης και το μήκος κύματος λειτουργίας του κάθε καναλιού της βασίζεται στα χαρακτηριστικά γνωρίσματα των φίλτρων μικρο-δακτυλίων (MRRs). Η ελαστικότητα ως προς το εύρος ζώνης της συστοιχίας από δομές φίλτρων επιτυγχάνεται με την χρήση μικροδομών θέρμανσης (micro-heaters) οι οποίες τοποθετούνται στην επιφάνειες των δακτυλίων. Ο έλεγχος κάθε micro-heater έχει προβλεφθεί να είναι ανεξάρτητος ώστε όλη η 16x1 συστοιχία δομών φίλτρων να δημιουργεί μια ελαστική ως προς το εύρο ζώνης δομή πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) που μπορεί να εξυπηρετήσει σήματα διπλής πόλωσης (dualpolarization - DP) με τυχαίο φασματικό περιεχόμενο (arbitraryspectrum). Η επιλογή των δομών μικρο-δακτυλίων (MRRs) ως το βασικό στοιχείο φιλτραρίσματος έγινε εξαιτίας του ότι είναι μια ώριμη τεχνολογικά

επιλογή, με μικρό formfactor καθώς και δυνατότητα ευελιξίας ως το μήκος κύματος συντονισμού τους μέσω του μηχανισμού θερμο-οπτικής μετακίνησης. Με δεδομένη την απαίτηση να κρατηθεί η συνολική πολυπλοκότητα καθώς και η ενεργειακή κατανάλωση (powerconsumption) όσο πιο χαμηλά γίνεται χρησιμοποιήθηκαν 2^{15} τάξης μικρο-δακτύλιοι συντονισμού (MRRs) ως το βασικό δομικό στοιχείο των μεμονωμένων στοιχείων φιλτραρίσματος του MUX/DEMUX.

Η διαφανής (colorless) λειτουργία του MUX/DEMUX πρωτοτύπου σε όλη την C-band διασφαλίζεται από τον συνδυασμό της περιοδικής φασματικής απόκρισης των μικρο-δακτυλίων συντονισμού (MRRs) στο πεδίο των συχνοτήτων και του ακριβούς προσδιορισμού της ελεύθερης φασματικής τους περιοχής (FreeSpectralRange -FSR) τους σε σχέση με τη μέγιστη δυνατότητα μετακίνησής τους. Πιο συγκεκριμένα, με δεδομένο ότι ο μηχανισμός θερμο-οπτικής μετακίνησης παρέχει μετακίνησημονής κατεύθυνσης (one-way) της συνάρτησης μεταφοράς των μικρο-δακτυλίων, η πλήρης κάλυψη όλου του διαθέσιμου φάσματος σε πραγματικές εφαρμογές επιτυγχάνεται με την ελάχιστη δυνατή μετακίνηση της συνάρτησης μεταφοράς τους κατά ένα FSR (Εικόνα 3.1). Λαμβάνοντας υπόψη επιπλέον ότι το εύρος μετακίνησης των μικρο-δακτυλίων τεχνολογίας πυριτίου είναι περισσότερο από 10 nm (1 THz) ([3.27-3.28]), ο στόχος μετακίνησης των 350 GHz που απαιτείται από τις προδιαγραφές των φίλτρων του πρωτότυπουMUX/DEMUXείναι εφικτός.

Επιπλέον, η ανάγκη για υψηλής ποιότητας φασματικών χαρακτηριστικών των δομών φιλτραρίσματος του πρωτότυπουMUX/DEMUX εκπληρώνεται από τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα των μικρο-δακτυλίων συντονισμού (MRRs)κατά την χρησιμοποίησή τους ως στοιχεία φιλτραρίσματος. Ειδικότερα, κατά τις περιπτώσεις όπου 2^{15} τάξης μικρο-δακτυλίων χρησιμοποιήθηκαν ως στοιχεία φιλτραρίσματος σε πλατφόρμα πυριτίου εμφάνισαν χαμηλές απώλειες, υψηλός λόγος σβέσης (extinctionratio)ER> 40 dB και υψηλό Qfactor [3.29]. Επομένως αυτά τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα αποτελούν μεγάλο πλεονέκτημα για τον σχεδιασμό τουτων δομών φιλτραρίσματος του πρωτότυπουMUX/DEMUX μιας και απαιτείται όσο το δυνατό μικρότερη φασματική υποβάθμιση και παρεμβολή των σημάτων εισόδου/εξόδου κατά την διαδικασία (από)πολυπλεξίας.



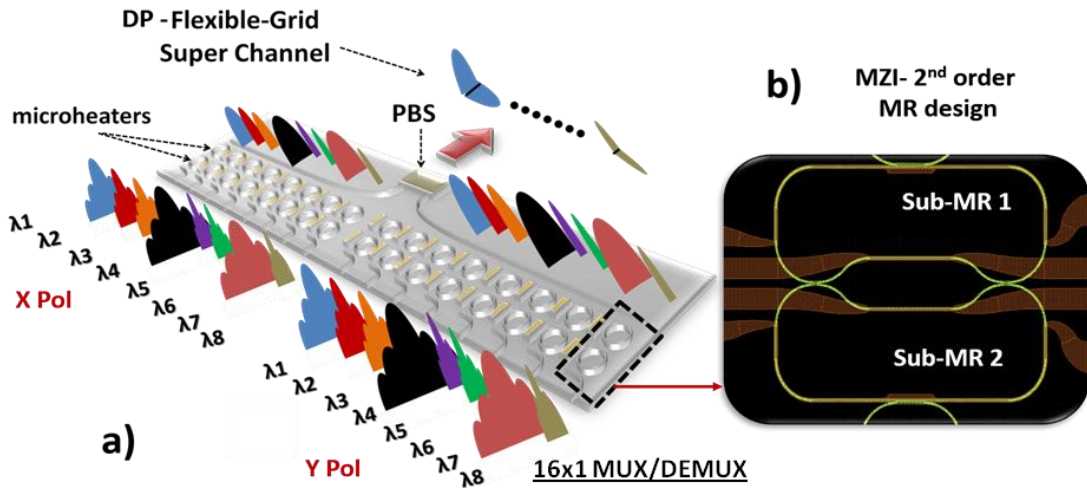
Εικόνα 3.1: Περιοδική συνάρτηση μεταφοράς των μικρο-δακτυλίων (MRRs) με την επισήμανση της ελεύθερης φασματικής περιοχής (FSR) της συνάρτησης μεταφοράς τους

Επιπρόσθετα μια ακόμα κρίσιμη παράμετρος που λήφθηκε υπόψη κατά την διάρκεια του σχεδιασμού και των προσομοιώσεων των στοιχείων φιλτραρίσματος

του πρωτότυπου MUX/DEMUX ήταν το εύρος που θα πρέπει να κυμανθεί το εύρος ζώνης των μικρο-δακτυλίων συντονισμού (MRRs). Από την βιβλιογραφία η ελεύθερη φασματική περιοχή (FSR) των δομών μικρο-δακτυλίων (MRRs) αποτελεί συνάρτηση της περιμέτρου τους (L), ενώ η παράμετρος του φασματικού εύρους ημίσειας ισχύος FWHM (full width at half maximum) που προσδιορίζει το 3dB εύρος ζώνης των δομών αυτών είναι συνάρτηση τόσο της περιμέτρου όσο και του λόγου σύζευξης (coupling ratio) των οπτικών couplers των μικρο-δακτυλίων. Η επιλογή των 2^{n5} τάξης μικρο-δακτυλίων πραγματοποιήθηκε με γνώμονα το γεγονός ότι μόνο με αυτή την επιλογή θα μπορούσε να επιτευχθεί ευελιξία (flexibility) ως προς το εύρος ζώνης των φίλτρων μιας και κατά τον συνήθη σχεδιασμό των 1^{n5} τάξης μικρο-δακτυλίων περιλαμβάνονται σταθερές τιμές ως προς τις διαστάσεις της δομής και ως προς τους οπτικούς couplers που χρησιμοποιούνται. Είναι εφικτή επιπρόσθετα η σχετική φασματική μετακίνηση της συνάρτησης μεταφοράς κάθε ενός από τους υπο-δακτυλίου (sub-rings) μιας δομής M^{th} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) γεγονός που δίνει έναν ακόμα βαθμό ελευθερίας στον σχεδιασμό των φίλτρων, εξυπηρετώντας όχι μόνο την ελαστικότητα ως προς το εύρος ζώνης και το μήκος κύματος συντονισμού της δομής των μικρο-δακτυλίων (MRRs) αλλά και το επιθυμητό επίπεδο σχήμα (flatness) στην κορυφή των φίλτρων. Τέλος με την επιλογή των 2^{n5} τάξης μικρο-δακτυλίων ως το βασικό στοιχείο φιλτραρίσματος της πρωτότυπης δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) θα διατηρηθεί χαμηλός ο αριθμός των στοιχείων θέρμανσης (heating elements) επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο την διατήρηση σε χαμηλό επίπεδο της συνολικής πολυπλοκότητας και της ενεργειακής κατανάλωσης της τελικής συσκευής του MUX/DEMUX.

3.3 Περιγραφή μοντέλων προσομοίωσης των δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος μικρο-δακτυλίων της πρωτότυπης συσκευής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX)

Σε αυτή την ενότητα θα γίνει αναφορά στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν με σκοπό τον καθορισμό όλων των κρίσιμων παραμέτρων των φασματικών χαρακτηριστικών των μικρο-δακτυλίων 2^{n5} τάξης που χρησιμοποιήθηκαν ως βασικό δομικό συστατικό για τα φίλτρα που θα χρησιμοποιηθούν στο πρωτότυπο MUX/DEMUX 16 καναλιών. Όπως γίνεται εύκολα κατανοητό από την Εικόνα 3.2 υπάρχουν δύο πανομοιότυπες δομές αποτελούμενες από οκτώ 2^{n5} τάξης μικρο-δακτυλίου συντονισμού (MRRs) σε σειρά συνδεδεμένα τα οποία μπορούν να διαχειριστούν μέχρι 8 οπτικά φέροντα με διαφορετικά μήκη κύματος τα οποία χαρακτηρίζονται από πολυπλεξία πόλωσης (polarization multiplexing). Κάθε μία από αυτές τις δομές θα συνδέεται με έναν κοινό ευθύ κυματοδηγό (bus waveguide) που θα ακολουθείται από ένα coupler/διαχωριστή (combiner/splitter) πόλωσης.

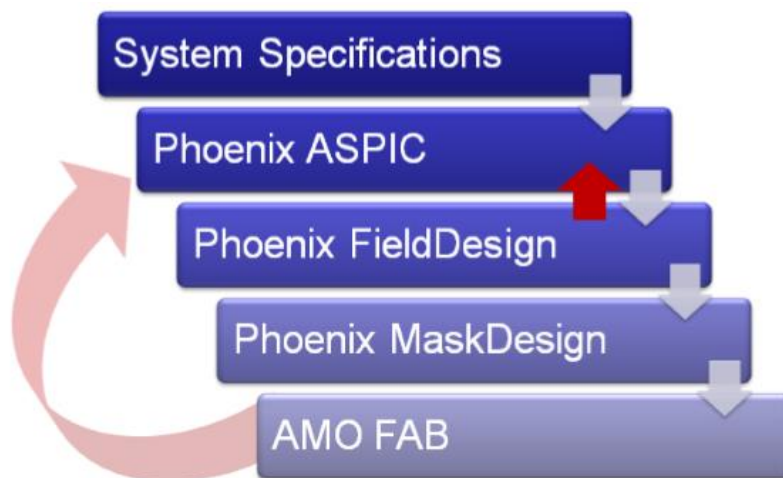


Εικόνα 3.2: Ο ευέλικτος ως προς το εύρος ζώνης πρωτότυπος 16x1 MUX/DEMUX βασισμένος σε μια συστοιχία φίλτρων μικρο-δακτυλίων (MRRs) σε πλατφόρμα πυριτίου

Τα εργαλεία προσομοιώσεων που χρησιμοποιήθηκαν για τον καθορισμό των παραμέτρων φυσικών χαρακτηριστικών των δομών μικρο-δακτυλίων (περίμετρος, ακτίνα, λόγος διαχωρισμού ισχύος των οπτικών couplers) ήταν το Phoenix-ASPIC, ενώ το PhoenixFieldDesigner χρησιμοποιήθηκε για να γίνει ο υπολογισμός χαρακτηριστικών του κυματοδηγού όπως:

- Ενεργός δείκτης διάθλασης (effective refractive index - n_{eff})
- Δείκτης ομάδας (group index - n_g)
- Απώλειες λόγω ημικυκλικών τμημάτων (bending losses)
- Απώλειες δείκτη ομάδας (group index losses)

Τέλος μετά τον καθορισμό όλων αυτών των χαρακτηριστικών παραμέτρων πραγματοποιήθηκε ο σχεδιασμός της τελικής μάσκας που θα περιέχει όλες αυτές τις δομές στο εργαλείο σχεδιασμού PhoenixMaskDesign. Στις επόμενες ενότητες θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σχετικά με τα φασματικά χαρακτηριστικά των 1^{ης} και 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων ενώ ακολούθως θα παρουσιαστεί και μια καινοτόμα παραλλαγή στον σχεδιασμό των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων το οποίο περιλαμβάνει και μεταβλητού λόγου οπτικούς couplers (variable ratio optical couplers).



Εικόνα 3.3: Αλυσίδα διαδικασιών προσομοιώσεων που ακολουθήθηκαν κατά τον σχεδιασμό των micro-resonators

Η Εικόνα 3.2(β) παρουσιάζει την τελική μορφή των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) τα οποία μετά από μια σειρά προσομοιώσεων επιλέχθηκαν για να αποτελέσουν τα βασικά στοιχεία φιλτραρίσματος του πρωτότυπου MUX/DEMUX. Οι συγκεκριμένοι 2^{ης} τάξης μικρο-δακτύλιοι χαρακτηρίζονται από ένα ιδιαίτερο σχεδιαστικό μοντέλο που περιλαμβάνει ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder μετά των δυο υπο-δακτυλίων η χρησιμότητα του οποίου θα αναλυθεί με λεπτομέρεια στις επόμενες ενότητες.

3.3.1 Περιγραφή μοντέλου προσομοίωσης και αποτελεσμάτων των δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος μικρο-δακτυλίων (MRRs) 1^{ης} τάξης

Το πρώτο βήμα για την κατασκευή των ευέλικτων στοιχείων πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας ήταν η υλοποίηση του σχεδιαστικού μοντέλου των 1^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων συντονισμού (MRRs). Η επιλογή των φίλτρων προσθήκης/απόρριψης καναλιού (channeladd/droppingfilters) σε σχέση με τα φίλτρα πλήρους διέλευσης καναλιού (channelall-passringresonators) πραγματοποιήθηκε με βάση την δυνατότητα των πρότερων να χρησιμοποιηθούν τόσο ως στοιχεία πολυπλεξίας (MUX) όσο και ως στοιχεία απο-πολυπλεξίας (DEMUX). Οι πιο κρίσιμες παράμετροι που θα πρέπει να οριστούν για την διαδικασία του σχεδιασμού είναι η παράμετρος της ελεύθερης φασματικής περιοχής(FSR)και η παράμετρος του φασματικού εύρους ημίσειας ισχύοςFWHMπου σύμφωνα με την βιβλιογραφία δίνονται από τους τύπους [3.30]:

$$FWHM = \frac{(1 - r_1 r_2 a) \lambda_{res}^2}{\pi n_g L \sqrt{r_1 r_2 a}} FSR = \frac{\lambda^2}{n_g L}$$

όπου:

- r_1 και r_2 είναι οι συντελεστές αυτο-συσχέτισης (self-couplingcoefficient),
- a είναι ο συντελεστής απώλειας ολόκληρης της κυκλικής κοιλότητας (roundtriplosscoefficient)
- λ_{res} το μήκος κύματος συντονισμού στην κοιλότητα
- n_g ο δείκτης ομάδας(groupindex)
- L το μήκος περιστροφής της κοιλότητας

Τα βήματα που ακολουθήθηκαν για τον σχεδιασμό των τελικών δομών 1^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) περιελάμβαναν αρχικά τον σχεδιασμό των κυματοδηγών των δομών αυτών. Πιο συγκεκριμένα, η πλατφόρμα που χρησιμοποιήθηκε περιελάμβανε κυματοδηγούς πυριτίου strip-τύπου (stripsilicon-corewaveguides) διαστάσεων 450x220 nm που υποστηρίζουν μόνο την οριζόντια πολωτική κατάσταση του φωτός (Εικόνα 3.4) τοποθετημένους πάνω από ένα στρώμα διοξειδίου του πυριτίου (SiO₂). Στο πάνω μέρος των κυματοδηγών έχει εναποτεθεί ένα επιπλέον στρώμα SOG (Spin On Glass-SOG), ενώ στην κορυφή αυτού του στρώματος έχει τοποθετηθεί ένα μεταλλικό ηλεκτρόδιο για τον θερμικό έλεγχο ολόκληρης της δομής.



Εικόνα 3.4: Η πλάγια όψη (cross-section) του κυματοδηγού πυριτίου strip-τύπου

Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τις τιμές των διαστάσεων και του δείκτη διάθλασης των υλικών που χρησιμοποιήθηκαν κατά την προσομοίωση των κυματοδηγών στο FieldDesigner.

	Silicon (Si)	Silicon Dioxide (SiO ₂)	Spin on Glass (SOG)	Metal Electrode
Refractive index	3.48	1.43	1.38	5+0.8i
Width (um)	0.45	6	6	1
Length (um)	0.22	2	0.85	0.08

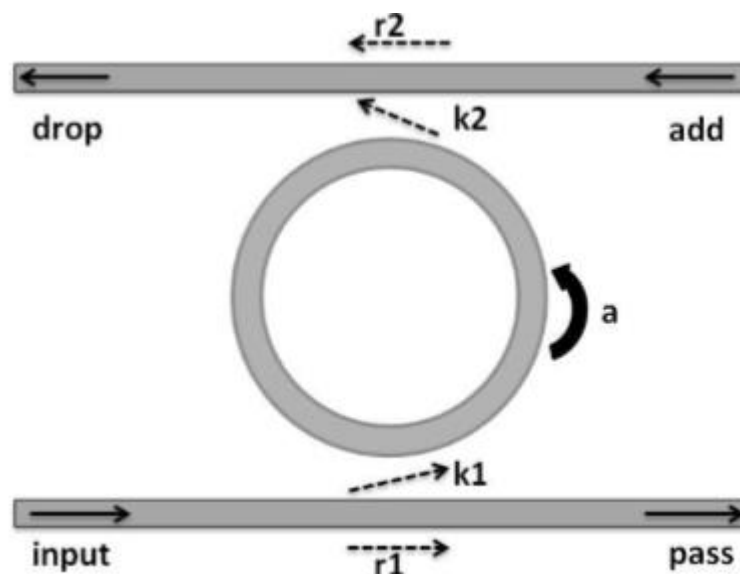
Πίνακας 3.1: Πίνακας τιμών των χαρακτηριστικών γνωρισμάτων των υλικών που χρησιμοποιήθηκαν

Λαμβάνοντας λοιπόν υπόψη τις τιμές που αναφέρονται στον προηγούμενο πίνακα έγινε μια μελέτη σχετικά με την μετάδοση του φωτός μέσα από την δομή και τις πιθανές απώλειές της. Κάνοντας χρήση του εργαλείου προσομοίωσης mode solver του Field Designer της Phoenix υπολογίστηκαν οι τιμές του ενεργού δείκτη διάθλασης (effective refractive index) και του δείκτη ομάδας (group index) της δομής καθώς και απώλειες λόγω ημικυκλικών τμημάτων (bending losses) των μικρο-δακτυλίων συντονισμού (micro-ring resonator - MRR) μεταβάλλοντας την ακτίνα τους (Εικόνα 3.5). Επιπλέον, οι απώλειες διάδοσης (propagation losses) εκτιμήθηκαν με βάση την βιβλιογραφία και τέθηκαν περίπου 2 db/cm (worstcase scenario).

Ring Radius (μm)	Effective index	Group index	Group index losses (dB/90deg)
3	2.344183956	4.200457038	0.002937558
4	2.343675698	4.199334207	0.005020301
5	2.343444094	4.198455894	0.005064375
6	2.343319139	4.197794102	0.005179946
7	2.343244089	4.197284952	0.005507464
8	2.343195498	4.196883458	0.005948322
9	2.34316224	4.196559698	0.006445802
10	2.343138478	4.196293527	0.006974449
11	2.343120911	4.196071052	0.007522308
12	2.343107559	4.195882446	0.008083156
13	2.343097173	4.195720589	0.008653397
14	2.343088935	4.195580206	0.009230763
15	2.343082291	4.195457314	0.009813719
20	2.343062656	4.195018265	0.012782363
25	2.343053573	4.194748205	0.015801442
30	2.343048641	4.194565416	0.018846105
35	2.343045667	4.194433509	0.02190557
40	2.343043737	4.194333846	0.024974365
41	2.343043433	4.194316767	0.025588947
42	2.343043151	4.194300485	0.026203759

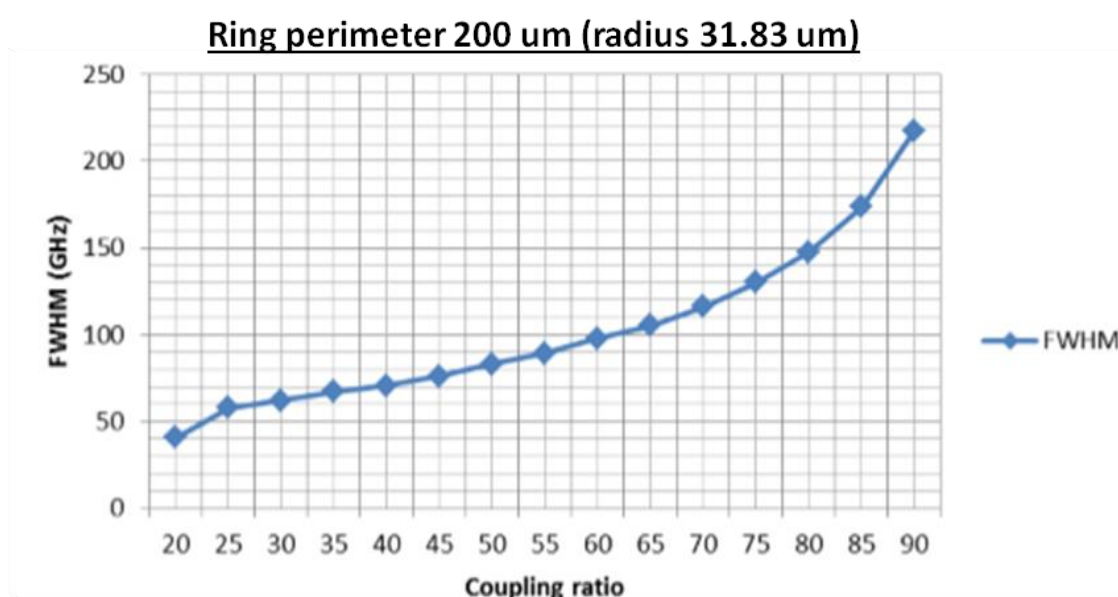
Πίνακας 3.2: Τιμές που υπολογίστηκαν για διαφορετικές ακτίνες του μικρο-δακτυλίου (ring)

Το επόμενο βήμα ήταν η προσομοίωση της δομής ενός 1^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίου σε επίπεδο δομικού στοιχείου χρησιμοποιώντας το εργαλείο Aspice.



Εικόνα 3.5: Προσομοίωσης ενός 1^{ης} τάξης add/drop μικρο-δακτυλίου συντονισμού (MRR)

Λαμβάνοντας υπόψη τις επιθυμητές τιμές των παραμέτρων του FSR και του FWHM για τις τελικές δομές των μικρο-δακτυλίων, σε πρώτη φάση θα προσδιοριστούν οι δείκτες σύζευξης (coupling coefficient) των δακτυλίων και το μήκος της κοιλότητας τους. Πιο συγκεκριμένα, μεταβάλλοντας τον συντελεστή σύζευξης η τιμή του FSR παραμένει σταθερή ενώ αντίθετα η τιμή του FWHM αλλάζει. Στις αρχικές προσομοιώσεις διατηρήθηκε σταθερό το μήκος της κοιλότητας των δακτυλίων (σταθερό FSR=356.87 GHz) ενώ μεταβλητή ήταν η παράμετρος του συντελεστή σύζευξης. Το αποτέλεσμα για την παράμετρο του FWHM απεικονίζεται στο παρακάτω διάγραμμα (Εικόνα 3.6). Χρησιμοποιώντας στην συνέχεια για μια τελευταία φορά το εργαλείο του modesolver οι τιμές των συντελεστών σύζευξης που έχουν υπολογισθεί μετατράπηκαν σε τιμές απόστασης μεταξύ των ring και των straight κυματοδηγών (gap value). Η ίδια μεθοδολογία ακολουθήθηκε και για την κατασκευή των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων με μόνη εξαίρεση να αποτελεί το γεγονός ότι έγινε μια επιπλέον μελέτη για τον υπολογισμό της τιμής του gap μεταξύ των δύο rings.



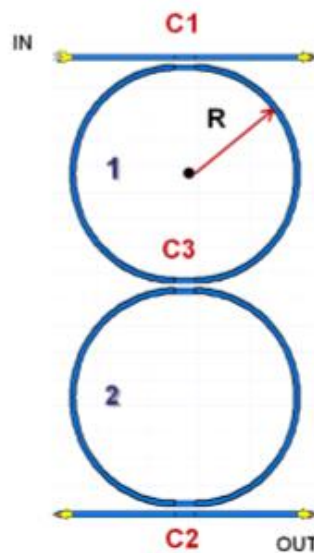
Εικόνα 3.6: Διάγραμμα της παραμέτρου του φασματικού εύρους ημίσειας ισχύος FWHM σε σχέση με τον λόγο σύζευξης (coupling ratio)

3.3.2 Περιγραφή μοντέλου προσομοίωσης και αποτελεσμάτων των δομικών στοιχείων φιλτραρίσματος μικρο-δακτυλίων 2^{ης} τάξης

Η ελαστικότητα ως προς το εύρος ζώνης των φίλτρων κάθε καναλιού της τελικής πρωτότυπης MUX/DEMUX συσκευής όπως έχουμε αναφέρει και πιο πάνω θα βασιστεί στην χρησιμοποίηση δομών μικρο-δακτυλίων (MRRs) υψηλότερης τάξης με ταυτόχρονο ανεξάρτητο έλεγχο της συνάρτησης μεταφοράς του κάθε δακτυλίου (MR). Η επιλογή των 2^{ης} τάξης δομών μικρο-δακτυλίων (MRRs) πραγματοποιήθηκε ώστε να υποστηριχθεί η λειτουργία της ελαστικότητας ως προς το εύρος ζώνης των φίλτρων κρατώντας παράλληλα χαμηλά την πολυπλοκότητα του σχεδιασμού των φίλτρων, την ενεργειακή κατανάλωσή τους και μικρό το μέγεθος αποτυπώματος (footprint) κατά την διαδικασία ολοκλήρωσης της δομής (integration process). Σε γενικές γραμμές η ίδια διαδικασία ακολουθήθηκε όσον αφορά τις προσομοιώσεις και τον σχεδιασμό των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων όπως και στην προηγούμενη περίπτωση. Αμέσως μετά τον προσδιορισμό των ακτινών των δακτυλίων και του λόγου διαχωρισμού (splitting ratio) των couplerstους, οι ενεργοί δείκτες διάθλασης και οι

δείκτες ομάδας(group indexes) προέκυψαν από το FieldDesigner και χρησιμοποιήθηκαν μετέπειτα ως είσοδο στο ASPIC.

Η Εικόνα 3.7 παρουσιάζει μια δομή 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων που προσομοιώθηκε στο ASPIC, όπου 'C1' και 'C2' αποτελούν τους λόγους διαχωρισμού (splitting ratios) των οπτικών couplers που συνδέουν τα κυκλικά μέρη των δακτυλίων με τον κοινό ευθύ κυματοδηγό (bus waveguide) εισόδου/εξόδου αντίστοιχα, ενώ το 'C3' παρουσιάζει το οπτικό λόγο σύζευξης (coupling ratio) μεταξύ των υπο-δακτυλίων(sub-rings) '1' και '2'. Οι προσομοιώσεις που εκτελέστηκαν έδειξαν ότι για βέλτιστη φασματική υποβάθμιση (spectral suppression) κατά την διάρκεια των διαδικασιών πολυπλεξίας/απο-πολυπλεξίας και συνακόλουθα μεγιστοποίηση του λόγου σβέσης ER, οι δύο υπο-δακτύλιοι(sub-rings) της δομής 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) θα πρέπει να είναι πανομοιότυποι (identical). Επιπλέον, για να επιτευχθεί μια πιο ενιαία φασματική απόκριση των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων, οι οπτικοί couplers 'C1' και 'C2' θα πρέπει να είναι πανομοιότυποι και αυτοί. Οι απώλειες διάδοσης του ευθύ κυματοδηγού (straight waveguide) είναι σταθεροί και ίσοι με 2 dB/cm ενώ για απλότητα οιαπώλειες ημικυκλικών τμημάτων(bending losses) επιλέχθηκαν να είναι 4 dB/cm ανεξαρτήτως της ακτίνας κάμψης(bending radius) των δακτυλίων. Ο λόγος που επιλέχθηκαν αρκετά υψηλές οιαπώλειες ημικυκλικών τμημάτων(bending losses) σε σχέση με αυτές που αναγράφονται στη βιβλιογραφία ήταν για να συμπεριληφθούν σε αυτές επιρόσθετοι παράγοντες που προκαλούν απώλειες σε ένα δακτύλιο όπως: οι απώλειες σύζευξης, απορρόφηση του υλικού, σκέδαση φωτός κ.α. Από την στιγμή δε που κάθε στοιχείο της δομής 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων θα ελέγχεται από ανεξάρτητους θερμο-οπτικούς heaters, η σχετική μετατόπιση της συνάρτησης μεταφοράς του κάθε υπο-δακτυλίου(sub-ring) στο πεδίο των συχνοτήτων προσομοιώθηκε στο ASPIC μεταβάλλοντας κάθε φορά τον ενεργό δείκτη διάθλασης n_{eff} του υπο-δακτυλίου(sub-ring) '2' κρατώντας αντίστοιχα σταθερή την αντίστοιχη τιμή του n_{eff} του υπο-δακτυλίου(sub-ring) '1'.



Εικόνα 3.7: Απεικόνιση διάταξης προσομοίωσης στο ASPIC της δομής 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs). C1, C2: εξωτερικοί οπτικοί couplers, C3: μεσαίοι οπτικοί couplers, R: ακτίνα

Ο Πίνακας 3.3 συνοψίζει κάποια χαρακτηριστικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων των δομώνδομή 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) μεταβάλλοντας τις ακτίνες των υπο-δακτυλίων(sub-ring) και τους λόγους σύζευξης C1/C2 και C3 (στήλες 1-3), όπως περιγράφηκαν προηγουμένως. Η 4η στήλη παρουσιάζει τις ελάχιστες και τις μέγιστες τιμές για την παράμετρο FWHM της συνολικής απόκρισης του φίλτρου που πάρθηκαν με και

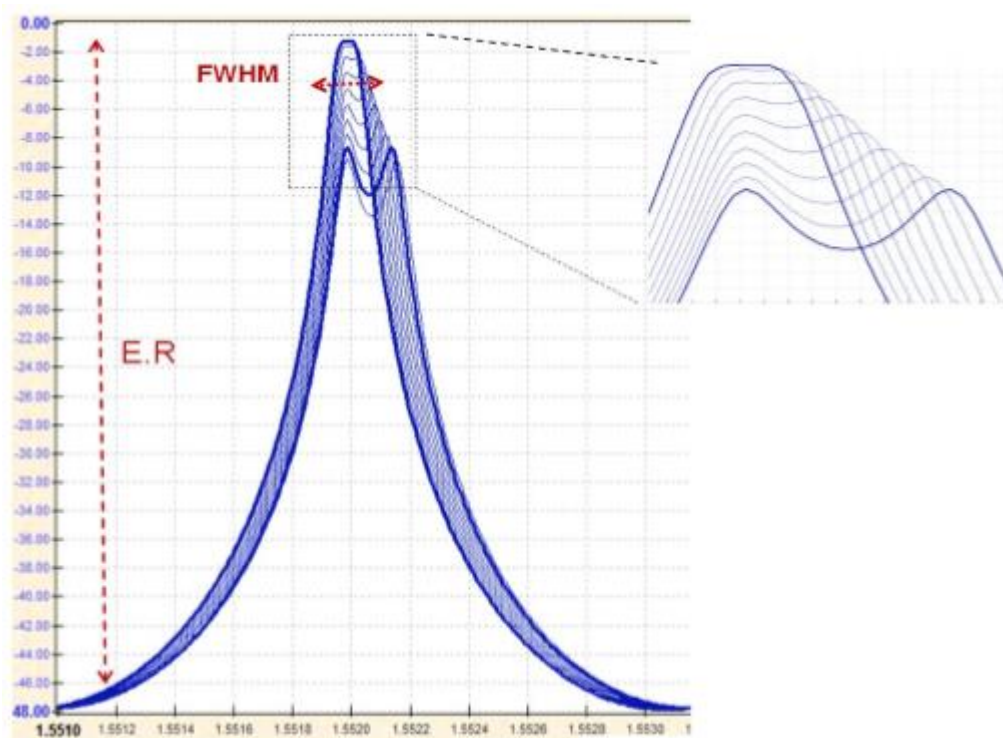
χωρίς φασματική μετατόπιση της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου. Πιο συγκεκριμένα, η αριστερή τιμή παρουσιάζει την τιμή του FWHM του φίλτρου όταν οι συναρτήσεις μεταφοράς των δύο υπό-δακτυλίων(sub-rings) είναι τέλεια ευθυγραμμισμένες (χωρίς φασματική μετατόπιση). Επιπρόσθετα, η δεξιά τιμή δείχνει την μέγιστη τιμή της παραμέτρου του FWHM που επιτεύχθηκε χωρίς ιδιαίτερη φασματική υποβάθμιση (spectral degradation) όταν υπάρξει μια σχετική φασματική μετατόπιση των συναρτήσεων μεταφοράς των δύο υπο-δακτυλίων (sub-rings). Ακολουθώντας την ίδια λογική οι στήλες 5, 6 και 8 δείχνουν τις ελάχιστες και τις μέγιστες τιμές απωλειών, κυμάτωσης (ripple) της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου καθώς του λόγου σβέσης ER αντιστοίχως. Είναι φανερό ότι η παράμετρος του FSR του φίλτρου εξαρτάται μόνο από τις φυσικές διαστάσεις των δύο υπο-δακτυλίων (sub-rings) εν αντιθέσει με τα φασματικά χαρακτηριστικά του φίλτρου όπως το FWHM, το ER, τις απώλειες και την κυμάτωση (ripple) που είναι συνάρτηση των λόγων διαχωρισμού των couplers του, της μετατόπισης της συνάρτησης μεταφοράς του και των διαστάσεων του. Επιπλέον, όπως ήταν αναμενόμενο η σχετική φασματική μετατόπιση του κάθε υπό-δακτυλίου(sub-ring) οδηγεί σε μεγιστοποίηση του φασματικού εύρους ημίσειας ισχύος FWHM με κόστος την αύξηση των συνολικών απωλειών, την παρουσία ανεπιθύμητης κυμάτωσης στο σχήμα του φίλτρου καθώς και μείωση του λόγου σβέσης ER. Αυτή η συμπεριφορά μπορεί να φανεί και στην Εικόνα 3.8 στην οποία υπάρχει μια βαθμιαία φασματική μετατόπιση της συνάρτησης μεταφοράς μεταξύ των υπο-δακτυλίων(sub-rings) της δομής του 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs).

R (um)	C1 & C2 ratios	C3 ratio	FWHM (GHz) Min-Max	Loss (dB) Min-Max	Ripple (dB) Min-Max	FSR (GHz)	E.R (dB) Max-Min
42	0.15	0.01	12.77 - 32.24	2 - 9.7	0 - 5	273	38-27
42	0.20	0.01	12.85 - 34.95	1.36 - 10.5	0 - 3	273	43.8-38.6
42	0.25	0.005	11.25-32.44	3.2-12.5	0 - 1.4	273	43-34
40	0.20	0.01	13.7 - 33.14	1.5 - 10	0 - 2	286	44-35
40	0.20	0.005	10.62 - 32	2.5 - 12	0 - 2	286	45-34
40	0.15	0.005	9.875-36.437	2-14.5	0-5	286	48-37
35	0.2	0.05	32.12-35.33	0.8-2.2	1.6-2.4	326.5	37-36
35	0.2	0.01	14.8-35.22	1-12	0-2	326.5	45-36
35	0.2	0.005	11.5-34.029	2-11.5	0-1.3	326.5	40-30
25	0.15	0.01	20.7 - 37.82	0.8 - 6.7	0 - 2.1	457.5	47-35.5
15	0.15	0.005	23.912 - 36.5	0.6 - 4	0 - 0.1	767.3	50-46

Πίνακας 3.3: Αποτελέσματα προσομοιώσεων των χαρακτηριστικών των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων: FSR,FWHM, φασματική κυμάτωση της απόκρισης του φίλτρου, συνολική απώλεια και ER με βάση την ακτίνα των υπο-δακτυλίων (sub-rings) και τους λόγους διαχωρισμού των οπτικών couplers C1/C2 και C3

Τα παραπάνω αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδειξαν ότι σε όλες τις περιπτώσεις εξήχθησαν υψηλές τιμές για τον λόγο σβέσης ER ενώ οι υψηλές τιμές απωλειών μπορούν να αντισταθμιστούν με την χρήση οπτικών ενισχυτών ίνας ερβίου(Erbiumdoped fiber amplifiers - EDFAs) οδηγώντας στο συμπέρασμα ότι τα σχεδιαστικά χαρακτηριστικά των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) όλων των περιπτώσεων θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για την κατασκευή του φίλτρου του κάθε καναλιού του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX. Ωστόσο, ένας από τους πιο κρίσιμους παράγοντες που θα έπρεπε να ληφθεί υπόψη είναι το κατώφλι της μέγιστης επιτρεπτής κυμάτωσης της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου ώστε να μην προκαλεί σημαντική φασματική παραμόρφωση στα (από)πολυπλεγμένα σήματα εισόδου/εξόδου. Η σύμβαση που έγινε ήταν η μέγιστη επιτρεπτή κυμάτωση να μην ξεπερνά τα 3 dB. Με δεδομένη λοιπόν την συγκεκριμένη σύμβαση καθώς και την ανάγκη ύπαρξης

ελαστικότητας ως προς το εύρος ζώνης των φίλτρων που θα κυμαίνεται από 12.5 GHz έως 32 GHz επιλέχθηκαν να χρησιμοποιηθούν οι 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) οι οποίες διαθέτουν υπο-δακτυλίους(sub-rings) με ακτίνα περίπου 40-42 μm . Επιπρόσθετα, η παράμετρος της ελεύθερης φασματικής περιοχήςFSR των συγκεκριμένων δομών είναι μικρότερη από αυτή που είχε προβλεφθεί για το τελικό πρωτότυπο MUX/DEMUX στα πλαίσια του ερευνητικού έργου SPIRIT ώστε να υποστηρίζει ένα υπερ-κανάλι με 8 φέροντα μήκη κύματος διαμορφωμένα καθ' ένα από αυτά στα 32 Gbaud. Μια πιθανή λύση σε αυτό το πρόβλημα θα αποτελούσε η μείωση του αριθμού των φερόντων σημάτων του υπερ-καναλιού σε 6 ή να μειωθεί ο ρυθμός μετάδοσης στον οποίο θα διαμορφώνονται τα φέροντα σήματα στα 20 Gbaud.



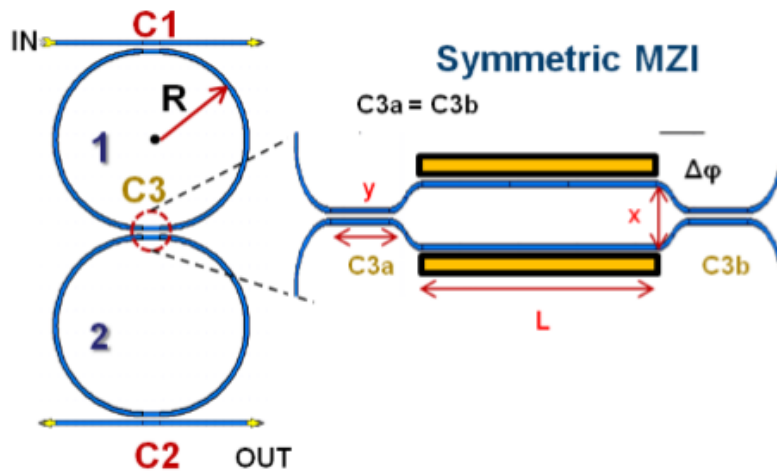
Εικόνα 3.8: Εξέλιξη της φασματικής απόκρισης της δομής 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) με ακτίνα του κάθε υπο-δακτυλίου (sub-ring) ίση με 42 μm και λόγους couplersC1=C2=0.2 και C3=0.01 κατά τη διάρκεια σχετικής μετατόπισης της συνάρτησης μεταφοράς του

Μια επιπλέον πρόκληση στην οποία θα έπρεπε να δοθεί απάντηση κατά την διάρκεια των παραπάνω προσομοιώσεων που εκτελέστηκαν αποτέλεσε η τιμή του οπτικού couplerC3, που συζευγνύει το φως από τον υπο-δακτύλιο(sub-ring) '1' στον '2'. Για όλες τις ακτίνες των υπο-δακτυλίων (sub-rings) και για τους λόγους διαχωρισμού των couplersC1 και C2 που χρησιμοποιήθηκαν στις παραπάνω προσομοιώσεις, ο μόνος τρόπος για να επιτευχθεί ελαστικότητα στο εύρος ζώνης που θα κυμαίνεται μεταξύ των τιμών 12.5 GHz - 32 GHz και την ίδια στιγμή να διατηρείται η κυμάτωση του φάσματος κάτω από τα 3 dB ήταν να ρυθμιστεί η τιμή του couplerC3 σε ένα εύρος τιμών από 0.01 έως 0.005 (1% - 0.5%). Το γεγονός αυτό συνεπάγεται την ανάγκη μέγιστου βαθμού ακρίβειας κατά την διάρκεια της διαδικασίας κατασκευής (fabricationprocess) των φίλτρων καθώς και την συνεπακόλουθη μικρή ανοχή σε σφάλματα όσον αφορά τον λόγο διαχωρισμού του couplerC3. Για αυτούς του λόγους αποφασίστηκε ότι η παραδοσιακή προσέγγιση σχεδιασμού μιας δομής2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) ως το βασικό δομικό στοιχείο των φίλτρων των καναλιών του 16x1 πρωτότυπου MUX/DEMUX θα αποτελούσε εναλλακτικό πλάνο. Μια πιθανή λύση ίσως ήταν

ο σχεδιασμός μιας δομής 3^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων (MRRs) στην οποία η συνάρτηση μεταφοράς του κάθε υπό-δακτυλίου θα μπορούσε να μετατοπισθεί ελάχιστα σε σχέση με τις άλλες οδηγώντας σε χαμηλότερες απώλειες, φασματική παραμόρφωση εξαιτίας της κυμάτωσης της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και εντέλει μεγαλύτερη ευελιξία στην ελαστικότητα του εύρους ζώνης που θα παρουσίαζαν τα φίλτρα. Αν και η τελευταία αυτή λύση θα μπορούσε να οδηγήσει στην χαλάρωση των απαιτήσεων για τόσο χαμηλές τιμές του couplerC3 ωστόσο αυτό θα γινόταν αυξάνοντας κατά πολύ την πολυπλοκότητα σχεδιασμού του τσιπ, την ενεργειακή κατανάλωση καθώς και το μέγεθος του αποτυπώματος κατά την διαδικασία ολοκλήρωσης της δομής.

Όπως λοιπόν αναφέρθηκε και πιο πάνω ο μεγάλος βαθμός αβεβαιότητας ως προς την διαδικασία κατασκευής των φίλτρων εξαιτίας της αναγκαιότητας επίτευξης πολύ χαμηλών τιμών για τον οπτικό couplerC3, οδήγησε στο να εγκαταλειφθεί η παραδοσιακή προσέγγιση σχεδιασμού των υπο-δακτυλίων συντονισμού (MRRs) με σταθερούς λόγους διαχωρισμού couplers (fixedsplitting-ratiocouplers) ως βασικό δομικό συστατικό της συστοιχίας των δομών πολυπλεξία/από-πολυπλεξία. Πιο συγκεκριμένα, κατά την διαδικασία προσομοιώσεων των 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίων παρατηρήθηκε ότι για μια δεδομένη και σταθερή τιμή της παραμέτρου τουFSR (σταθερές διαστάσεις για τον υπο-δακτύλιο) την μεγαλύτερη επιρροή ως προς την ελαστικότητα του εύρους ζώνης των δακτυλίων την είχε ο οπτικός couplerC3. Εξαιτίας αυτού του γεγονότος η παρουσία ενός μεταβλητού λόγου διαχωρισμού οπτικού coupler (variablesplittingratioopticalcoupler) στην θέση του C3 θα μπορούσε να υποστηρίξει μεγαλύτερο εύρος ελαστικότητα ως προς το εύρος ζώνης των υπο-δακτυλίων, χωρίς παράλληλα την ανάγκη για μεγάλη φασματική μετατόπιση των συναρτήσεων μεταφοράς των υπο-δακτυλίων. Επομένως, τα θερμο-οπτικά στοιχεία θέρμανσης κάθε ενός από τους υπο-δακτυλίους(sub-rings) θα χρησιμοποιούνται μόνο για την ευθυγράμμιση με υψηλή ακρίβεια (finetuning) των συναρτήσεων μεταφοράς τους. Κατά αυτό τον τρόπο οι ανεπιθύμητες απώλειες καθώς και οι κυματώσεις της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου του εκάστοτε καναλιού θα μειωθούν δραστικά, ενισχύοντας έτσι ακόμα περισσότερο τις δυνατότητες ευελιξίας και ελαστικότητας των φίλτρων.

Οδύοντας λοιπόν προς την κατεύθυνση της χρησιμοποίησης ενός μεταβλητού λόγου διαχωρισμού coupler ώστε να ελαφρυνθούν οι απαιτήσεις για πολύ χαμηλές τιμές του couplerC3, ως επικρατέστερη λύση αποτέλεσε η χρησιμοποίηση μιας συμβολομετρικής δομής (interferometricstructure). Η συμμετρική συμβολομετρική διάταξη Mach-Zehnder (MZI) αποτέλεσε μια αξιόπιστη επιλογή ώστε να διαχωριστεί το προσπίπτον φως σε δύο κατευθύνσεις με τυχαίους λόγους ισχύος (arbitrarypowerratios), όταν μια δεδομένη διαφορική στροφή φάσης (differentialphaseshift) επάγεται ανάμεσα στους ίσου μήκους βραχίονες του MZI (Εικόνα 3.9). Στην ιδανική περίπτωση η παρουσία μόνο ενός θερμο-οπτικού θερμαντή σε ένα μόνο βραχίονα του MZI θα ήταν αρκετή ώστε να επάγει την απαιτούμενη στροφή φάσης ώστε στις εξόδους του MZI να προκύψει είτε η αναιρετική είτε η προσθετική συμβολή του φωτός. Ωστόσο, επειδή στην πράξη το μήκος των βραχίωνων του MZI δεν είναι ακριβώς ίσο σε μήκος, ένα δεύτερο στοιχείο θέρμανσης είναι απαραίτητο ώστε να ισορροπεί πιθανά λάθη κατά την διαδικασία της κατασκευής (fabricationprocess) των MZIs.



Εικόνα 3.9: Ενσωμάτωση ενός συμμετρικού συμβολόμετρου MZI με δυνατότητα επαγωγής διαφορική στροφής φάσης ως ένας μεταβλητού λόγου διαχωρισμού μηχανισμός στην θέση του οπτικού coupler C3

Η πιο συνηθισμένη υλοποίηση ενός συμμετρικού συμβολόμετρου MZI είναι με την χρήση δύο πανομοιότυπων οπτικών couplers με λόγο διαχωρισμού 0.5 (3 dB). Με αυτό το τρόπο στην περίπτωση που μια διαφορική στροφή φάσης π rads εφαρμόζεται ανάμεσα στους βραχίονες του MZI εκείνος συμπεριφέρεται ως ένας on-off διακόπτης και η συνολική οπτική ισχύς μεταφέρεται σε μια μόνο από τις πόρτες εξόδους του. Μια τιμή στροφή φάσης μεγαλύτερη από π rads οδηγεί στην λειτουργία του MZI ως ένας μεταβλητού λόγου διαχωρισμού coupler. Ωστόσο, με δεδομένη την αναγκαιότητα για μικρές τιμές του coupler C3 η συγκεκριμένη υλοποίηση του συμμετρικού MZI δεν είναι πρακτική εξαιτίας δύο παραγόντων και πιο συγκεκριμένα της αύξησης του μεγέθους αποτυπώματος καθώς και της ενεργειακής του κατανάλωσης. Ο πρώτος παράγοντας προέρχεται από το αυξημένο μέγεθος των στοιχείων θέρμανσης που χρειάζονται για να επάγουν στροφή φάσης π rads, το οποίο επίσης οδηγεί στην αναγκαιότητα για μακρύτερους κυματοδηγούς στους βραχίονες του MZI. Ο δεύτερος παράγοντας από την άλλη προέρχεται από τις υψηλές τιμές τάσης με τις οποίες θα πρέπει να οδηγηθούν οι θερμο-οπτικοί couplers (C3a, C3b). Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω καθώς και τις ανάγκες του ευρωπαϊκού ερευνητικού έργου SPIRIT στα πλαίσια του οποίου διεξάγεται και η συγκεκριμένη έρευνα αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθούν μικρότερου μεταβλητού λόγου διαχωρισμού οπτικοί couplers (C3a, C3b) (Εικόνα 3.9) για τον σχεδιασμό της δομής του MZI και με αυτό το τρόπο το συνολικό μέγεθος της δομής αυτής καθώς και η ενεργειακή κατανάλωση της συσκευής μειώνονται, μιας και πολύ χαμηλότερη διαφορική στροφή φάσης είναι πλέον αναγκαία.

Για τον σχεδιασμό του προσαρμοσμένου (custom) μοντέλου για τους 2^{ης} τάξης μικρο-δακτυλίου (MRRs) με την προσθήκη του συμβολόμετρου MZI, κρίσιμο παράγοντα αποτελεί ο προσδιορισμός του μήκους τμήματος αλληλεπίδρασης (interaction length) σε συνάρτηση με τους λόγους διαχωρισμού των οπτικών couplers του MZI. Σε πρώτο στάδιο έγινε η αριθμητική μοντελοποίηση (numerical modeling) των κατευθυντικών couplers (directional couplers) που περιλαμβάνει 2 βήματα. Μέσω του εργαλείου FieldDesigner υπολογίστηκαν οι ενεργοί δείκτες διάθλασης. Το επόμενο βήμα είναι η εισαγωγή των τιμών των ενεργών δεικτών διάθλασης στο εργαλείο OptoDesigner και η προσομοίωση της διάδοσης του φωτός μέσα από την δομή χρησιμοποιώντας την μέθοδο Beampropagation. Μέσα από αυτήν την διαδικασία, υπολογίστηκε το μήκος σύζευξης (coupling length) σε σχέση με τον λόγο διαχωρισμού των directional couplers όπως φαίνεται και από τα αποτελέσματα του Πίνακα 3.4.

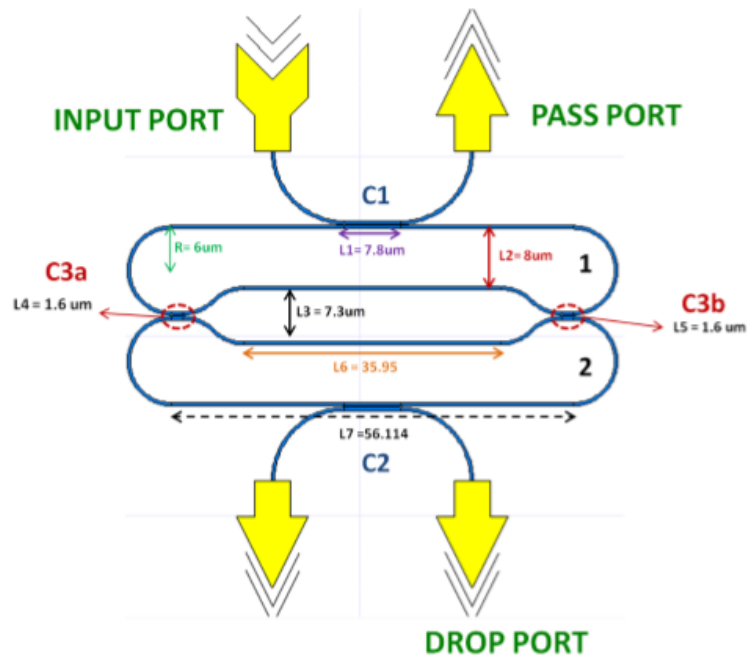
Coupling Ratio	Coupling Length
0.001/0.999	0.649028
0.004/0.996	1.142065
0.008/0.992	1.638805
0.012/0.988	1.999619
0.016/0.984	2.276506
0.02/0.98	2.521464
0.5/0.5	13.1525

Πίνακας 3.4: Μήκος σύζευξης (couplinglength) για συγκεκριμένες τιμές λόγου σύζευξης

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα των προσομοιώσεων που αφορούν τα τμήματα αλληλεπίδρασης σε σχέση με τους λόγους διαχωρισμού, αποφασίστηκε ότι η απόσταση των directional couplers C3a και C3b πρέπει να είναι κοντά στα 1.6 μm με σκοπό να επιτευχθούν λόγοι κοντά στο 1%. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονισθεί ότι υψηλότεροι λόγοι διαχωρισμού (και άρα και μήκη τμήματος αλληλεπίδρασης) είναι αποδεκτοί μιας και ο συνολικός λόγος διαχωρισμού του συμμετρικού MZI μπορεί να διορθωθεί με την κατάλληλη διαφορική στροφή φάσης που μπορεί να επαχθεί στο έναν μόνο βραχίονα του MZI. Επιπρόσθετα, η ενσωμάτωση του συμβολόμετρου MZI για να διαδραματίσει τον ρόλο του μεσαίου coupler οδήγησε στην αλλαγή του τύπου του μικρο-δακτυλίου στον οποίο θα βασίζονται τα φίλτρα από 2^{ης} τάξης υπο-δακτυλίου σε 2^{ης} τάξης sub-racetracks (micro-racetrack resonators - MRRs) που αποτελούνται από δύο ημι-κυκλικές δομές που συνδέονται από ευθύ τμήμα κυματοδηγών. Στην συνέχεια θα παρατεθούν δύο διαφορετικές προσεγγίσεις σχεδιασμού των micro-resonators που θα ενσωματώνουν και την λειτουργία του MZI, ικανοποιώντας όλες τις προϋποθέσεις που έχουν αναφερθεί παραπάνω. Όλες οι προσεγγίσεις και οι υποθέσεις που έχουν γίνει σχετικά με τις απώλειες των ευθέων (straight) και ημι-κυκλικών (bended) κυματοδηγών είναι όμοιες με εκείνες που περιγράφηκαν πιο πάνω για την περίπτωση των 2^{ης} τάξης υπο-δακτυλίων. Τέλος, για λόγους απλότητας στην διαδικασία προσομοιώσεων η μεταβολή των λόγων διαχωρισμού του συμμετρικού συμβολόμετρου MZI έγινε αλλάζοντας ταυτόχρονα και με τον ίδιο ακριβώς τρόπο τις τιμές των οπτικών couplers C3a και C3b μέσα στο εύρος του 0.01%-0.1%. Όπως περιγράφηκε και πιο πάνω σε πραγματικές συνθήκες η μεταβλητότητα αυτή των λόγων διαχωρισμού θα επιτυγχάνεται μέσω θερμο-οπτικής μετατόπισης (tuning).

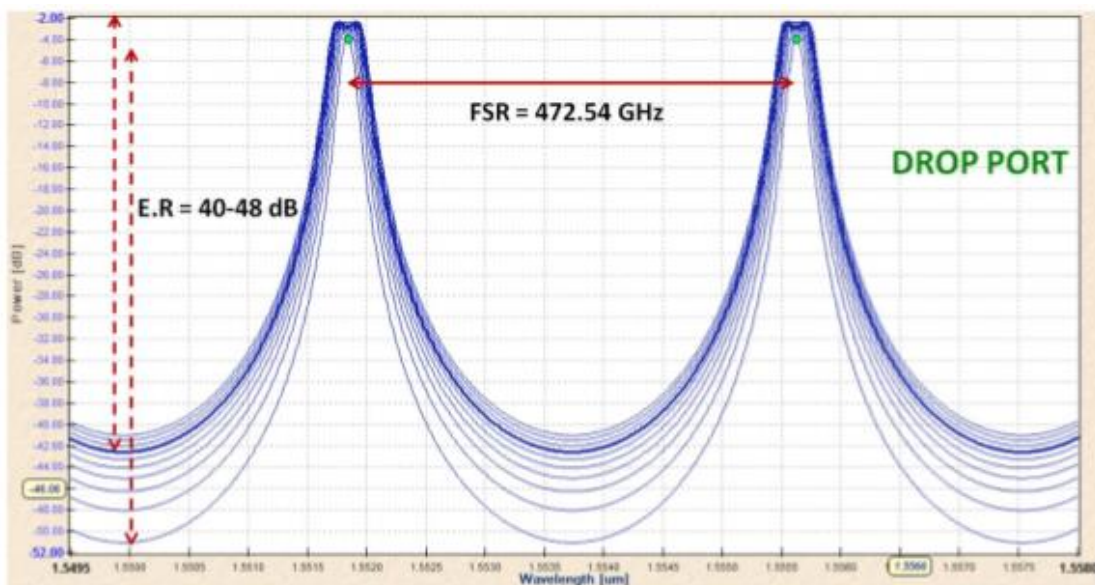
3.3.3 Περιγραφή του 1^{ου} σχεδιαστικού μοντέλου του στοιχείου φιλτραρίσματος 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Στην Εικόνα 3.10 παρουσιάζεται το 1^ο μοντέλο σχεδιασμού των δομών 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI, παραθέτοντας τις διαστάσεις του κυματοδηγού, τα μήκη τμημάτων αλληλεπίδρασης των C1, C2, C3a και C3b καθώς και τις θύρες εισόδου, διέλευσης (pass) και απόρριψης (drop). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι όλα τα κυκλικά τμήματα κυματοδηγών (bending) έχουν ακτίνα 6 μm καθώς και ότι οι couplers C1 και C2 είναι όμοιοι με λόγο διαχωρισμού 0.2.



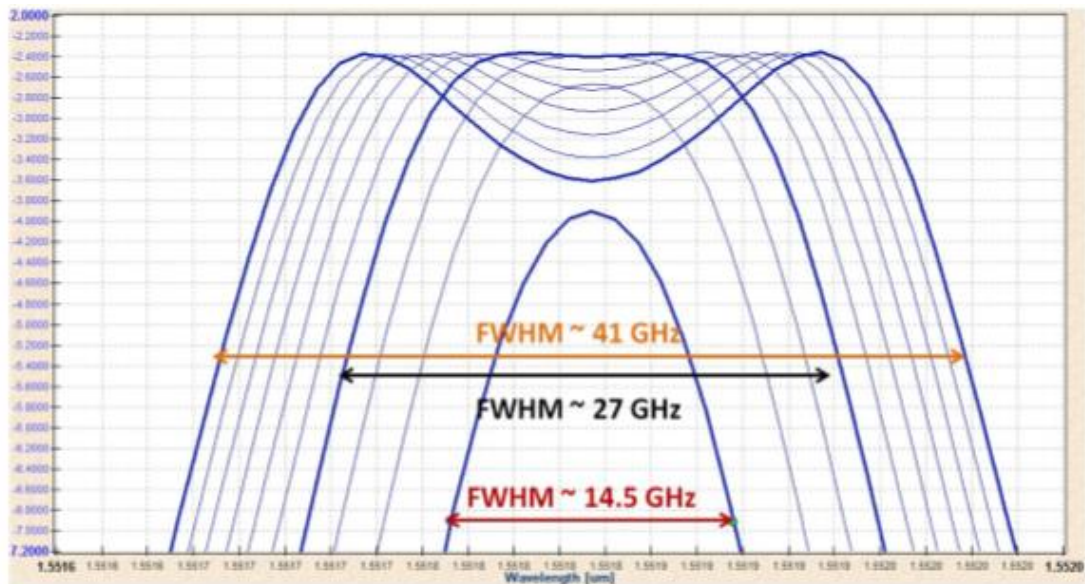
Εικόνα 3.10: 1^ο μοντέλο σχεδιασμού της δομής των 2^{ης} τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο το συμμετρικό συμβολόμετρο MZI ως μηχανισμό μεταβλητού λόγου διαχωρισμού

Η Εικόνα 3.11 παρουσιάζει την φασματική απόκριση της θύρας απόρριψης (drop) επισημαίνοντας την τιμή της παραμέτρου της ελεύθερης φασματικής περιοχής FSR του φίλτρου καθώς και τις μέγιστες/ελάχιστες τιμές του λόγου σβέσης ER για διαφορετικές τιμές του λόγου διαχωρισμού του MZI. Όπως ήταν αναμενόμενο το λόγος σβέσης ER του φίλτρου μεγιστοποιείται όταν ο λόγος διαχωρισμού του οπτικού coupler C3a και C3b μειώνεται με μια ταυτόχρονη μείωση της τιμής του εύρους ζώνης ημίσειας ισχύος FWHM. Το τελευταίο είναι αποτέλεσμα του ποσοστού του φωτός που εισάγεται στην 2^η κοιλότητα του sub-racetrack και φτάνει το κατώφλι της κρίσιμης σύζευξης του φωτός (critical coupling threshold). Όταν η οπτική ισχύς είναι ακόμα μικρότερη (οι λόγοι C3a, C3b είναι ακόμα πιο χαμηλοί), επιτυγχάνεται ακόμα μικρότερη τιμή της παραμέτρου FWHM με το κόστος των επιπλέον απωλειών που παρουσιάζονται.



Εικόνα 3.11: Φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας απόρριψης (Drop) του 1^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI. Η εικόνα δείχνει την σταθερή τιμή για της παραμέτρου του FSR που έχει επιτευχθεί καθώς και την αλλαγή της τιμής της παραμέτρου του ER για διαφορετικές τιμές λόγου διαχωρισμού του MZI

Μια μεγεθυμένη εικόνα της μεταβολής της παραμέτρου του FWHM του φίλτρου σε συνάρτηση με την μεταβολή του λόγου διαχωρισμού φαίνεται παρακάτω (Εικόνα 3.12). Η ελάχιστη τιμή της παραμέτρου του FWHM που επιτεύχθηκε με αυτό το μοντέλο σχεδιασμού του micro-racetrack ήταν 14.5 GHz με απώλειες της τάξεως των 4 dB, ενώ η μέγιστη τιμή της παραμέτρου του FWHM προσομοιώθηκε να είναι 41 GHz με 2.4 dB απώλειες και 1 dB φασματική κυμάτωση (ripple). Μια ενδιάμεση τιμή για την παράμετρο του FWHM κοντά στα 27 GHz με απώλειες περίπου 2.4 dB δεν παρουσίασε καθόλου φασματική κυμάτωση και εμφάνισε απόκριση επίπεδης κορυφής (flattopresponse). Τέλος, η απόκριση της θύρας διέλευσης (pass) του φίλτρου φαίνεται στην Εικόνα 3.13, παρουσιάζοντας την ίδια τιμή της παραμέτρου του FSR όπως εκείνο της θύρας απόρριψης (drop).



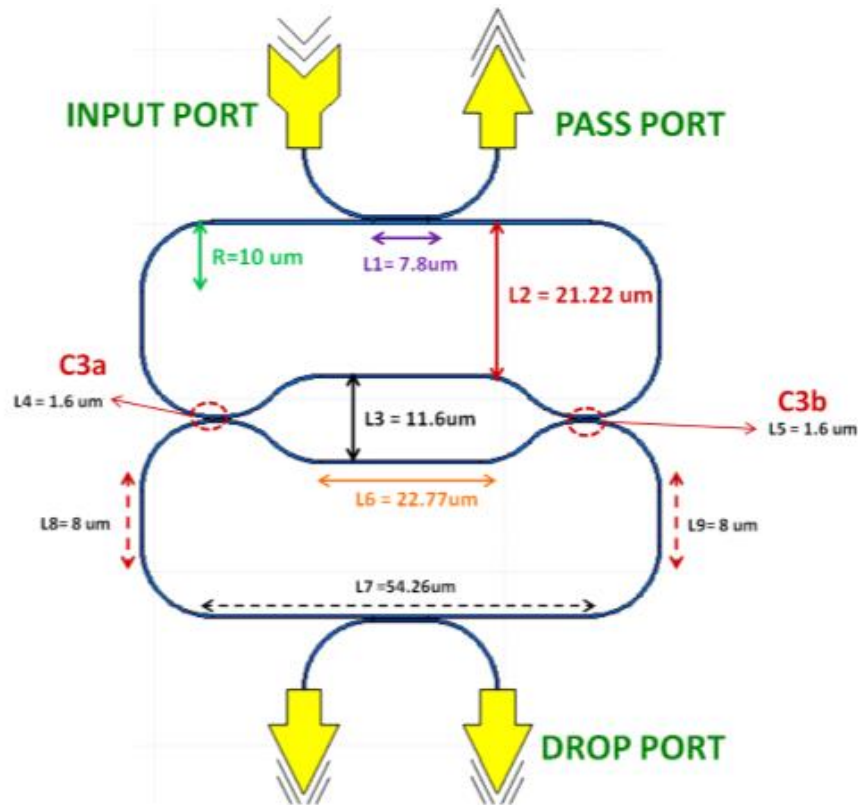
Εικόνα 3.12: Μεγεθυμένη εικόνα της απόκρισης για την παράμετρο εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος FWHM του φίλτρου με διαφορετικές τιμές του λόγου διαχωρισμού των couplers του MZI



Εικόνα 3.13: Περιοδική φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας διέλευσης (Pass) του 1^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI

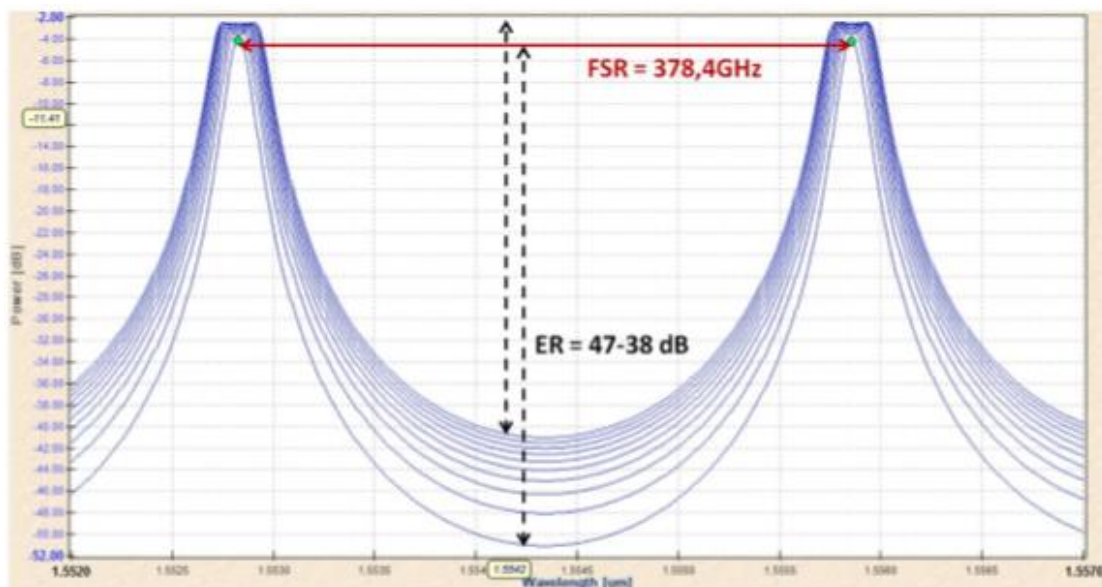
3.3.4 Περιγραφή του 2^{ου} σχεδιαστικού μοντέλου του στοιχείου φιλτραρίσματος 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Η Εικόνα 3.14 παρουσιάζει το 2^ο μοντέλο σχεδιασμού των δομών 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI το οποίο προσομοιώθηκε. Ομοίως με πριν και σε αυτή την περίπτωση έγινε η υπόθεση ότι οι απώλειες των ευθέων (straight) και ημι-κυκλικών (bended) κυματοδηγών ήταν 2 dB και 4 dB αντίστοιχα και όλα τα ημι-κυκλικά τμήματα του φίλτρου έχουν ακτίνα 10 μm . Η κύρια ιδέα πίσω από αυτό το 2^ο σχεδιαστικό μοντέλο ήταν να αυξηθεί η συνολική περίμετρος των 2^{ης} τάξης micro-racetracks με σκοπό να μειωθούν οι τιμές των παραμέτρων του FSR και του FWHM του φίλτρου με σκοπό να επιτευχθεί η ελάχιστη ζητούμενη σχισμή εύρους ζώνης (bandwidth slot) των 12.5 GHz. Επιπρόσθετα, η απόσταση μεταξύ του εξωτερικού ευθύ (straight) κυματοδηγού του πρώτου sub-racetrack (L2) και του εσωτερικού ευθύ κυματοδηγού του συμβολόμετρου MZI αυξήθηκε με σκοπό να ελαχιστοποιήσει της θερμικές παρεμβολές (thermal crosstalk) που επάγονται από τους micro-heaters που τοποθετούνται τόσο σε κάθε sub-racetrack όσο και στους βραχίονες του MZI. Η ίδια ακριβώς λογική ακολουθήθηκε και για την απόσταση μεταξύ των βραχιόνων του MZI (L3). Οι οπτικοί couplers C1, C2, C3a και C3b είναι οι ίδιοι με αυτούς που χρησιμοποιήθηκαν και στο 1^ο μοντέλο σχεδιασμού.

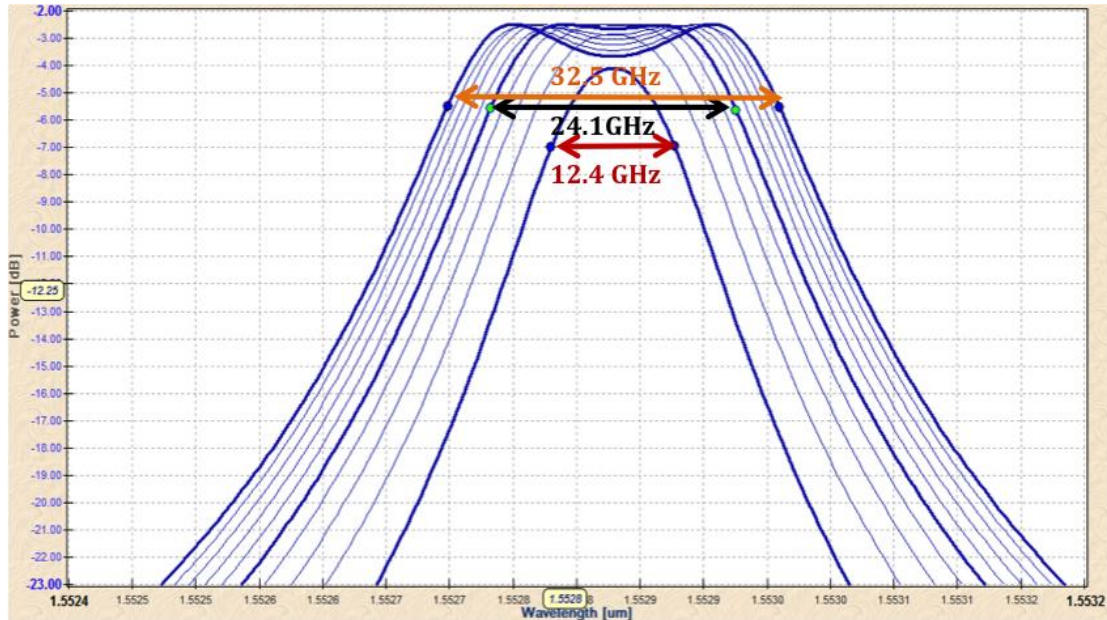


Εικόνα 3.14: 2^ο μοντέλο σχεδιασμού της δομής 2^{ης} τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο το συμμετρικό συμβολόμετρο MZI ως μηχανισμό μεταβλητού λόγου διαχωρισμού

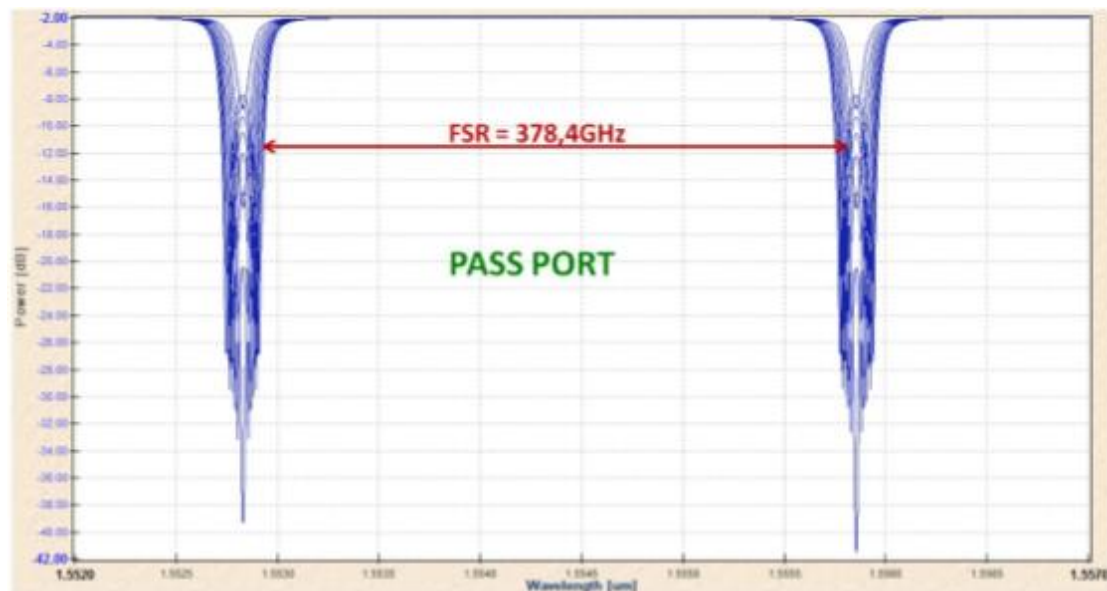
Η Εικόνα 3.15 παρουσιάζει την σταθερή τιμή για την παράμετρο του FSR της τάξης των 378.4 GHz καθώς και την μεταβολή του λόγου σβέσης ER για διαφορετικές τιμές του λόγου διαχωρισμού των couplers του συμβολόμετρου MZI για την θύρα απόρριψης (drop). Επιπλέον, η Εικόνα 3.16 αποδεικνύει την καταλληλότητα του συγκεκριμένου μοντέλου σχεδιασμού να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις για ελαστικότητα ως προς το εύρος ζώνης όπως έχει αναφερθεί παραπάνω. Τέλος η Εικόνα 3.17 απεικονίζει την φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας διέλευσης (pass), έχοντας όπως αναμενόταν την ίδια τιμή για την παράμετρο FSR όπως η αντίστοιχη της θύρας απόρριψης (drop).



Εικόνα 3.15: Περιοδική φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας απόρριψης (Drop) του 2^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο το συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI. Η εικόνα δείχνει την σταθερή τιμή για την παράμετρο του FSR που έχει επιτευχθεί καθώς και την αλλαγή της τιμής του λόγου σβέσης ER για διαφορετικές τιμές λόγου διαχωρισμού του MZI



Εικόνα 3.16: Μεγεθυμένη εικόνα της απόκρισης για την παράμετρο του FWHM του φίλτρου με διαφορετικές τιμές του λόγου διαχωρισμού των couplers του MZI



Εικόνα 3.17: Περιοδική φασματική συνάρτηση μεταφοράς της θύρας διέλευσης (Pass) του 2^{ου} μοντέλου σχεδιασμού των micro-resonator με ενσωματωμένο το συμβολόμετρο MZI καθώς μεταβάλλεται ο λόγος διαχωρισμού του MZI

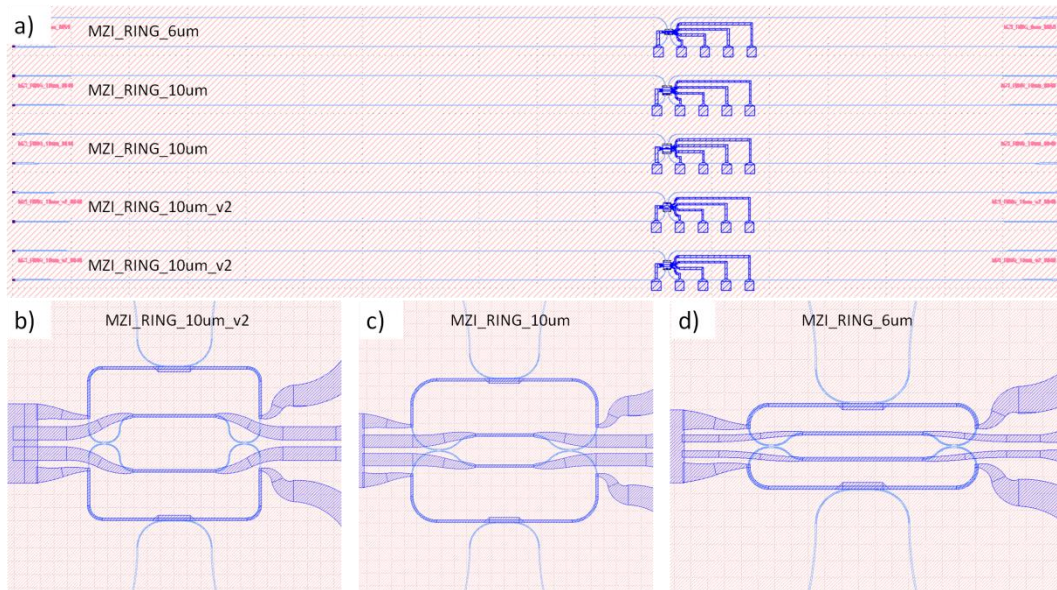
3.4 Σχεδιασμός της μάσκας των στοιχείων φιλτραρίσματος 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Ο σχεδιασμός της μάσκας (masklayout) για την αρχική αξιολόγηση των δομών των 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI πραγματοποιήθηκε με το λογισμικό Optodesigner (PhoenixBV), αξιοποιώντας τα αριθμητικά αποτελέσματα της μοντελοποίησης (numericalmodelling) των δομών των micro-resonators που αναλύθηκε παραπάνω. Η Εικόνα 3.19 παρουσιάζει την συνολική εικόνα της μάσκας (layout) στην οποία περιλαμβάνονται τόσο τα σχεδιαστικά μοντέλα των micro-resonators που προέκυψαν από τις οπτικές προσομοιώσεις (opticalsimulations) των δομών αυτών όσο και διάφορες άλλες δομές ελέγχου ποιότητας κατασκευής (teststructures) των δομών αυτών.

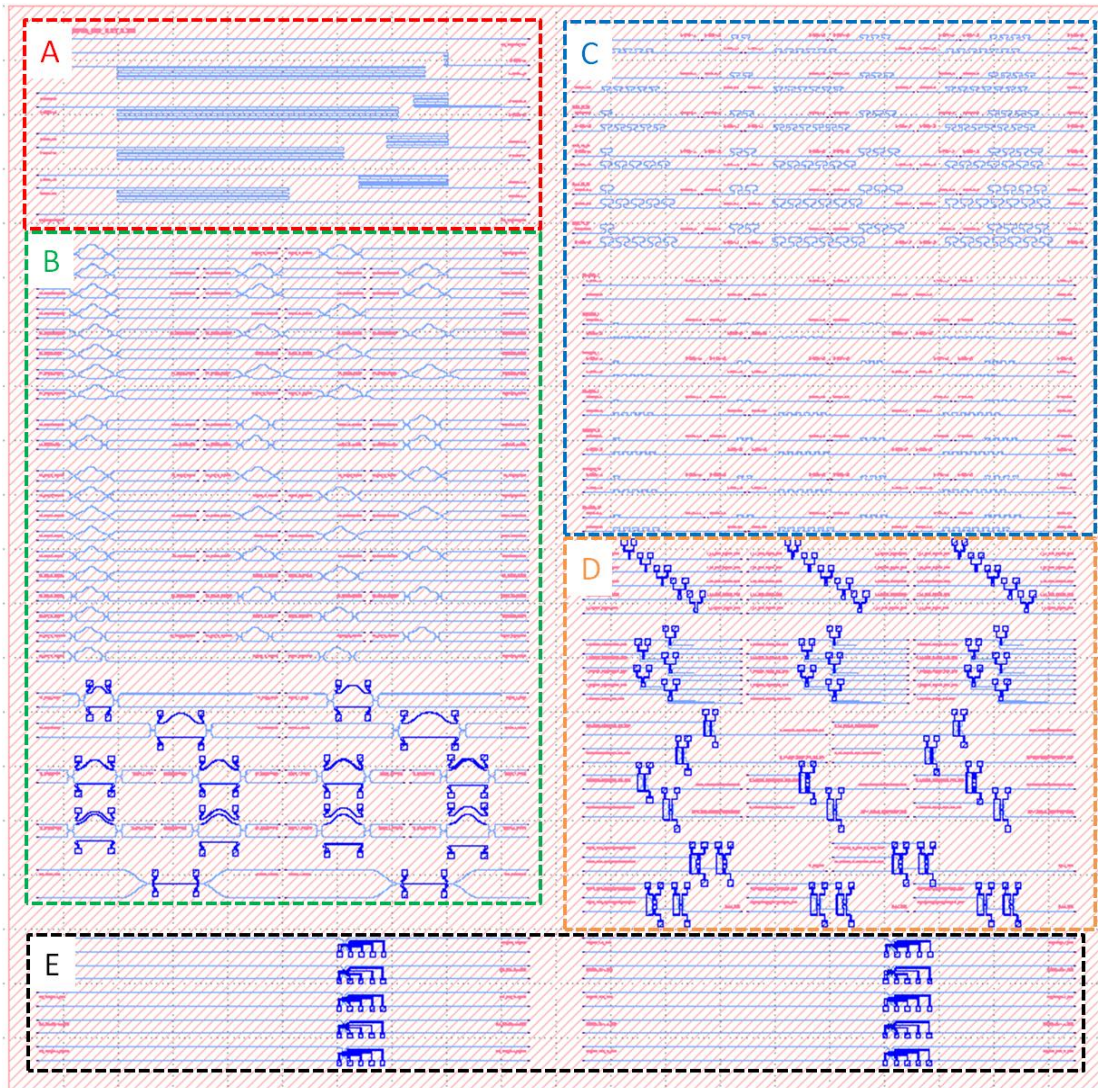
Πιο συγκεκριμένα η μάσκα (layout) χωρίζεται στα εξής τμήματα:

- A: Το τμήμα αυτό περιλαμβάνει ένα σύνολο κυματοδηγών μεταβλητού μήκους (cutbacksection). Πιο συγκεκριμένα, περιλαμβάνονται 2 ευθείς κυματοδηγοί αναφοράς (straightreferencewaveguide) καθώς και 8 κυματοδηγοί τα μήκη των οποίων ποικίλουν από 8.6 mm έως 42 mm διευκολύνοντας την διαδικασία εκτίμησης των απωλειών διάδοσης (propagationlosses) στο πυρίτιο καθώς και τις απώλειες σύζευξης (couplinglosses).
- B: Το τμήμα συμβολόμετρων MZI που περιλαμβάνει τόσο παθητικά όσο και ενεργά (ελεγχόμενα από thermo-opticalheaters) MZIs. Τα παθητικά MZIs διαθέτουν ποικίλους τύπους από couplers (directional, ring-to-straight, ring-to-ring) και χρησιμοποιήθηκαν για να γίνει μια εκτίμηση της σχέσης μεταξύ του λόγου σύζευξης (couplingratio) και των γεωμετρικών χαρακτηριστικών του κάθε coupler. Επιπλέον, οι ενεργοί MZIs χρησιμοποιήθηκαν ώστε να υπολογισθεί η θερμο-οπτική απόκριση των κυματοδηγών παρέχοντας επιπλέον μια ένδειξη ως προς την θερμική παρεμβολή (thermalcrosstalk) μεταξύ γειτονικών (adjacent) κυματοδηγών.
- C: Το τμήμα κυματοδηγών με κάμψεις (bendwaveguidesection) που περιλαμβάνει κυματοδηγούς πυριτίου ημι-κυκλικού σχήματος με κάμψεις (bendii) που κυμαίνονται από 3 um μέχρι 42 um. Αυτές οι δομές χρησιμοποιήθηκαν με σκοπό να εκτιμηθούν οι απώλειες κάμψεως (bendinglosses) των κυματοδηγών strip-τύπου με διαστάσεις 450nm/220nm.
- D: Το τμήμα με τις δομές μικρο-δακτυλίων συντονισμού (ring-resonators) που περιλαμβάνει 1^{ης} τάξης δακτυλίους (rings) σε σχηματισμό (configuration) 1x1 και 1x2 καθώς και 2^{ης} τάξης δακτυλίους με ακτίνες μεταξύ 15um και 42um, ενώ το κενό (couplergap) μεταξύ του ευθύ κυματοδηγού και του coupler του δακτυλίου (ring-to-straight) κυμαίνεται από 75 nm και 230 nm. Αυτές οι δομές ελέγχου ποιότητας (teststructures) χρησιμοποιήθηκαν στο να εκτιμηθεί ο συντελεστής σύζευξης (couplingcoefficient) του ring-to-straightcoupler και να υπολογισθεί ο δείκτης ομάδας (groupindex) του θεμελιώδους πολωτικού ρυθμού TE.
- E: Το τμήμα με τα 2^{ης} τάξης micro-resonators με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZIs για τα οποία υλοποιήθηκαν τρία διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα (Εικόνα 3.18):
 - Δύο δομές (MZI_RING_10um_v2) που ακολουθούν το 1^ο σχεδιαστικό μοντέλο των micro-resonators με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI το οποίο περιλαμβάνει ακτίνες κάμψεως (bendingradius) της τάξης των 5 um (Εικόνα 3.18(β)).

- Δύο δομές (MZI_RING_10um) που ακολουθούν το 2^ο σχεδιαστικό μοντέλο των micro-resonators με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI το οποίο περιλαμβάνει ακτίνες κάμψεως (bendingradius) της τάξης των 10 um (Εικόνα 3.18(c)).
- Μια δομή (MZI_RING_6um) που ακολουθεί το 3^ο σχεδιαστικό μοντέλο των micro-resonators με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI το οποίο περιλαμβάνει ακτίνες κάμψεως (bendingradius) της τάξης των 5 um (Εικόνα 3.18 (d)).



Εικόνα 3.18: (a) Δομές micro-resonator, (b) 1^ο σχεδιαστικό μοντέλο micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ((MZI_RING_10um_v2), (c) 2^ο σχεδιαστικό μοντέλο micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ((MZI_RING_10um), (d) 3^ο σχεδιαστικό μοντέλο micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ((MZI_RING_6um)



Εικόνα 3.19: Μάσκα (layout) που περιλαμβάνει τις δομές των 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI καθώς και άλλες δομές ελέγχου (teststructures)

Η σύζευξη μεταξύ της ίνας και του τσιπ βασίστηκε στην χρήση ενός τυποποιημένου σχεδιαστικού μοντέλου coupler περίθλασης (gratingcoupler -220 nm) σε πυρίτιο με περίοδο 630 nm, βάθος εγχάραξης (etchingdepth) 70 nm και κύκλο επαναληψιμότητας (duty cycle) 50%. Τα τμήματα A-D χρησιμοποιήθηκαν ώστε να συγκριθεί η απόκριση των δομών που κατασκευάστηκαν από την εταιρεία AMO με την αντίστοιχη που είχε προσομοιωθεί στις προηγούμενες παραγράφους. Τέλος, οι δομές των micro-resonators χρησιμοποιήθηκαν εξ' ολοκλήρου για την αξιολόγηση του μοντέλου του ευέλικτου MUX/DEMUX ο οποίος έχει προταθεί καθώς και για να γίνει περαιτέρω βελτιστοποίηση στην απόδοσή του.

Έτσι, με την ολοκλήρωση της μάσκας (layout) που πραγματοποιήθηκε από το ΕΦΕ, ένα gds αρχείο των σχεδιαστικών μοντέλων κατατέθηκε στην AMO η οποία θα είναι υπεύθυνη για την κατασκευή της.

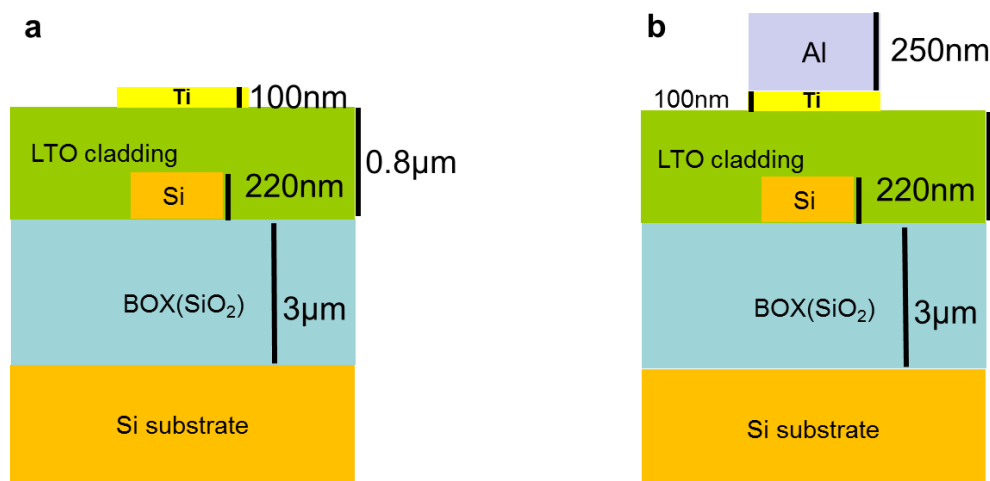
3.5 Περιγραφή της διαδικασίας κατασκευής των 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Όπως ήδη έχει αναφερθεί το gds αρχείο που περιελάμβανε την συνολική μάσκα με τις δομές 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI σχεδιάστηκε στο ΕΦΕ και στην συνέχεια στάλθηκε στην εταιρεία AMO που ήταν υπεύθυνη για την κατασκευή των

δομών εκμεταλλεύομενη την τεχνογνωσία και την μακρά εμπειρία που διαθέτει καθώς και τις σύγχρονες εγκαταστάσεις της. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των υπό κατασκευή 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI φαίνονται στον Πίνακα 3.5. Τα χαρακτηριστικά του κυματοδηγού κατασκευάστηκαν σε ένα εμπορικά διαθέσιμο Silicon-On-Insulator (SOI) υπόστρωμα, μαζί με ένα στρώμα πυριτίου στην κορυφή πάχους 220 nm καθώς και ένα υπό-στρώμα οξειδίου (buriedoxide - BOX) πάχους 3μm. Οι γεωμετρικές παράμετροι αυτών των νανο-δομών καθορίστηκαν με ακρίβεια μέσω της μεθόδου λιθογραφίας με ηλεκτρονική δέσμη (ElectronBeamLithography - EBL) σε μια ευαίσθητη σε ηλεκτρονική αντοχή μάσκα HSQ (HydrogenSilsesQuioxane). Έπειτα οι νανο-δομές αυτές μεταφέρθηκαν στο υπόστρωμα μέσω της διαδικασίας RIE (Reactive-ionetching) που βασίζεται σε χημικές διεργασίες με κύριο συστατικό το υδροβρώμιο (hydrogen bromide) που προσφέρει ελκυστική συμπεριφορά ως προς την χαμηλή τραχύτητα στα τοιχώματα των δομών (ultra-low sidewall roughness) σε συνδυασμό με χαμηλές απώλειες διάδοσης. Σε ένα επόμενο EBL στάδιο, καθορίστηκαν οι κρίσιμες παράμετροι των couplers grating ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με την διαφορά ότι αυτή την φορά υπήρξε χαμηλότερο βάθος χάραξης ("shallow-etched grating couplers"). Στην συνέχεια στρώμα πάχους 800 nm SiO₂ εναποτέθηκε σε ολόκληρο το υπόστρωμα μέσω μιας μεθόδου CVD χαμηλής θερμοκρασίας (LTO). Στο πάνω μέρος αυτού του στρώματος, μικρό-θερμαντές (joule heaters) κατασκευάστηκαν με σκοπό να διευκολυνθεί η ρύθμιση των συμβολόμετρων MZIs και του μήκους κύματος συντονισμού (resonances) των sub-MR μέσω του θερμο-οπτικού φαινομένου. Για τον σκοπό αυτό ένα στρώμα τιτανίου (titanium layer) πάχους 100 nm εναποτέθηκε στη δομή αφού πρώτα είχε κατασκευαστεί ακολουθώντας την ίδια διαδικασία μεθόδου λιθογραφίας EBL όπως έχει ήδη παρουσιαστεί. Τέλος, ένα στρώμα αλουμινίου (aluminum layer) πάχους 250 nm τοποθετήθηκε ώστε να ορισθούν οι ηλεκτρικές επαφές (contact pads) οι οποίες θα επιτρέπουν την ηλεκτρική διεπαφή των θερμαντών joule heaters (Εικόνα 3.20).

Description	Symbol	Values (u.m)
Bend radius	r	5
MZM coupler gap	cg	0.2
Length of the straight part of MZM branch	L_MZI	31.06
Length of the straight part of the ring	L_RING	54.25
Ring coupler gap	rg	0.2
Gap between MZM branches	bg	20.2
Gap between the MZM branch and the straight part of the ring	rbg	17.55

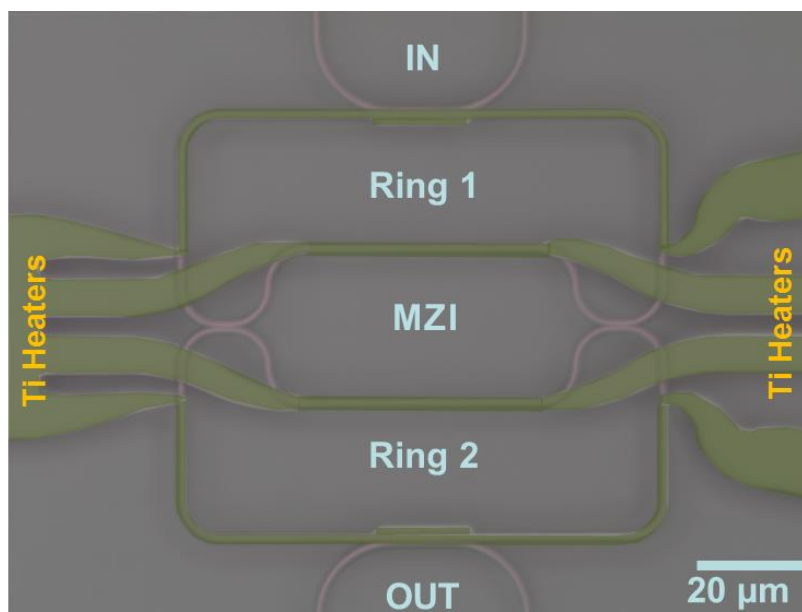
Πίνακας 3.5: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά των υπό κατασκευή 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI



Εικόνα 3.20: Στοιβία στρωμάτων για τον MUX/DEMUX. (α) Η στοιβία στρωμάτων με γνώμονα την θέση των φωτονικών στοιχείων και (β) η στοιβία στρωμάτων που χρησιμοποιήθηκε και για την τοποθέτηση των ηλεκτρικών επαφών με το στρώμα αλουμινίου στην κορυφή.

3.6 Αρχή λειτουργίας των μεμονωμένων 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Η καινοτομία στην αρχή λειτουργίας του προτεινόμενου ευέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος (flexiblefilteringelement) έγκειται στην δυνατότητα ανεξάρτητης μετατόπισης/ρύθμισης των μηκών κύματος συντονισμού κάθε sub-MR της δομής του 2^{ης} τάξης micro-resonator μέσω ενός θερμο-οπτικού μηχανισμό ελέγχου. Επιπρόσθετα, ρυθμίζοντας την οπτική ισχύ που συζευγνύεται μεταξύ των sub-MRs επιτυγχάνεται η μεταβολή στην λεπτότητα (finesse) της συνάρτησης μεταφοράς του κάθε sub-MR. Για αυτό τον λόγο όπως έχει ήδη αναφερθεί ενσωματώθηκε ένας ολοκληρωμένος οπτικός coupler μεταβλητού λόγου διαχωρισμού (integratedvariablesplitting-ratioopticalcoupler - VSRC) μεταξύ των δύο sub-MRs με σκοπό να ρυθμίσει τον λόγο σύζευξης και να επιτευχθεί με αυτόν τον τρόπο η προαναφερθείσα ελαστικότητα/ευελιξία ως προς το εύρος ζώνης. Ο μηχανισμός του VSRC υλοποιήθηκε με την βοήθεια ενός συμμετρικού συμβολόμετρου MZI που έχει θερμο-οπτικούς στροφείς φάσης (phaseshifters) σε κάθε του κλάδο. Πιο συγκεκριμένα, εφαρμόζοντας τάση σε κάθε βραχίονα του MZI χρησιμοποιώντας τον thermo-opticalheater σε έναν από τους βραχίονες του, προκαλείται μια διαφορική στροφή φάσης (differentialphaseshift) μεταξύ τους που οδηγεί είτε σε απότομη (sharp) είτε σε επίπεδη (flat-top) φασματική απόκριση του συνολικού φίλτρου. Η Εικόνα 3.21 παρουσιάζει την εικόνα που λήφθηκε με την βοήθεια ενός ηλεκτρονικό μικροσκοπίου σάρωσης (scanningelectronmicroscope - SEM) και παρουσιάζει τις διαστάσεις της δομής του 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI όπως αυτές αναφέρονται στον Πίνακα 3.5.



Εικόνα 3.21: Εικόνα SEM από μικροσκόπιο με τις διαστάσεις της δομής του 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI

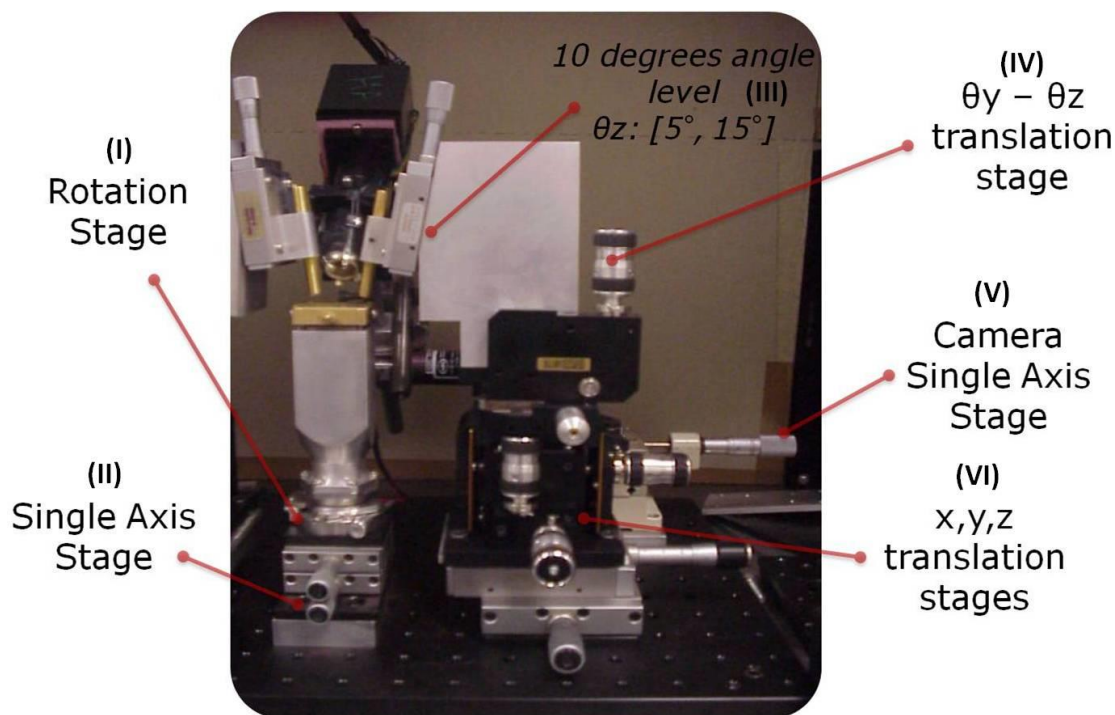
3.7 Πειραματική αξιολόγηση των στοιχείων φιλτραρίσματος 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI

Η πειραματική αξιολόγηση των φασματικών χαρακτηριστικών των δομών 2^{ης} τάξης micro-resonators με ενσωματωμένο MZI που αποτελούν την καρδιά του ευέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ στο ΕΜΠ. Πιο συγκεκριμένα ένα SOI (Silicon-On-Insulator) τσιπ (chip) που περιελάμβανε δομές ελέγχου ποιότητας κατασκευής (teststructures) χαρακτηρίστηκε σε ένα σταθμό βάσης του ΕΦΕ. Οι πειραματικές μετρήσεις χαρακτηρισμού περιλάμβαναν μετρήσεις του συνόλου των κυματοδηγών μεταβλητού μήκους (cutbacksection) καθώς και χαρακτηρισμό 3 διαφορετικώνσχεδιαστικών μοντέλων micro-resonators (MRs) με ενσωματωμένο τον MZI. Το αρχικό στάδιο της διαδικασίας χαρακτηρισμού αποσκοπεί στο να προσδιοριστούν οι απώλειες διάδοσης (propagationlosses) και σύζευξης (couplinglosses) του υπό-εξέταση SOI τσιπ, χρησιμοποιώντας ένα σύνολο 10 κυματοδηγών μεταβλητού μήκους. Οι δομές των ευέλικτων φίλτρων αξιολογήθηκαν ως προς την δυνατότητα μετατόπισης (tuning) της παραμέτρου της ελεύθερης φασματικής περιοχής τους(FSR) τους καθώς και της δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης τους.

3.7.1 Σταθμός εργασίας (Probestation) για τον χαρακτηρισμό φωτονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (PICs)

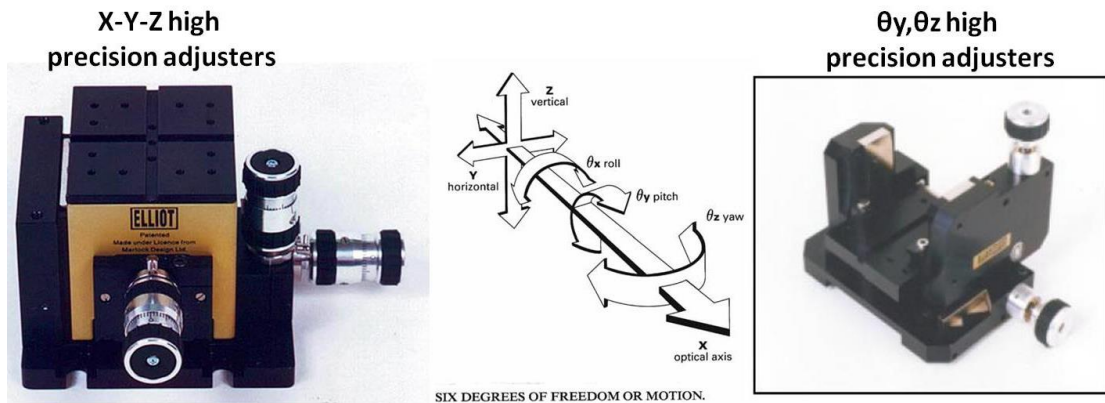
Ο χαρακτηρισμός δομών που απαιτούν κατακόρυφη σύζευξη φωτός από και προς το υπό εξέταση τσιπ καταστεί δυνατός με την χρήση ενός σταθμού εργασίας που έχει κατασκευαστεί στο ΕΦΕ του ΕΜΠ (Εικόνα 3.22). Όπως φαίνεται και από την παρακάτω εικόνα το υπό εξέταση τσιπ τοποθετείται σε μια κεντρική μεταλλική βάση υποδοχής η οποία έχει τη δυνατότητα μετατόπισης/στρέψης ως προς την αξιμουθιακή γωνία μέσω ενός μηχανισμού περιστροφής (τμήμα I). Επιπρόσθετα, στο τμήμα II φαίνονται οι δρομείς μειωμένης ακρίβειας (coarse tuning) οι οποίοι προσφέρουν τον κατάλληλο βαθμό ελευθερίας για τη μετατόπιση της μεταλλικής βάσης κατά τον γ -άξονα. Η επιλογή της κατακόρυφης γωνίας θ_z είναι εφικτή χρησιμοποιώντας μία κεκλιμένη μεταλλική επιφάνεια η οποία είναι τοποθετημένη στις 10° ,

τιμή αναφοράς για την κατακόρυφη γωνία (τμήμα III). Στην κεκλιμένη αυτή μεταλλική επιφάνεια τοποθετείται η οπτική ίνα συγκρατημένη σε μία μπρούτζινη θήκη (fiber holder) για να διασφαλιστεί η μέγιστη σταθερότητα. Ένα εύρος μεταβολής της τιμής $\Delta\theta_z=10^\circ$ δίνεται μέσω του μηχανισμού μετατόπισης υψηλής ακρίβειας (τμήμα IV) ο οποίος περιγράφεται αναλυτικά στην επόμενη ενότητα μαζί με τους άξονες που προσφέρουν κίνηση στους καρτεσιανούς άξονες XYZ (τμήμα VI).



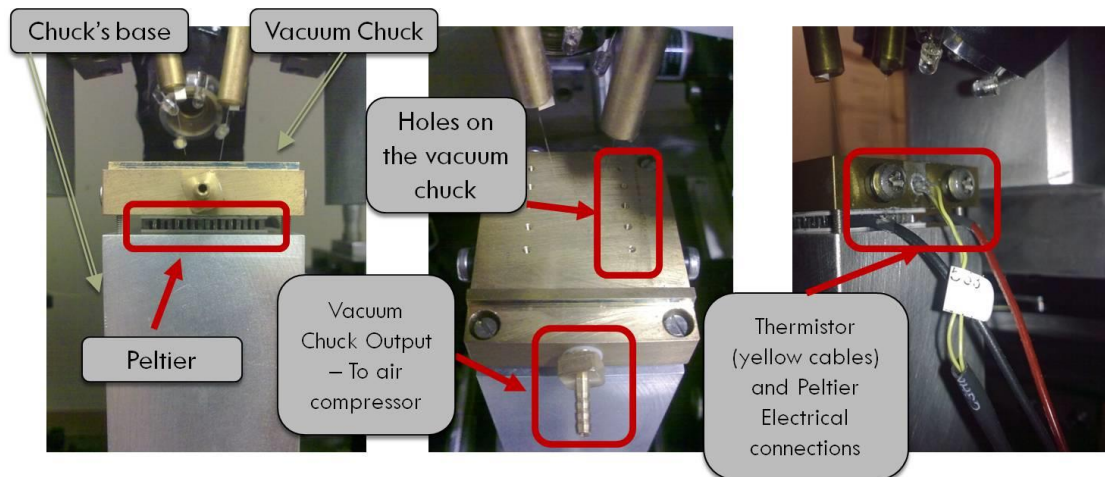
Εικόνα 3.22: Διάγραμμα για την ερμηνεία της σχέσης φάσης μεταξύ των περιθλώμενων ακτινών από γειτονικές ασυνέχειες σε ένα φράγμα περίθλασης

Στην Εικόνα 3.23 παρουσιάζεται μια πιο εκτενής περιγραφή των διατάξεων που χρησιμοποιούνται για την επίτευξη της υψηλής ακρίβειας μετατόπισης που αναλύεται σε σύστημα 6 βαθμών ελευθερίας ($x, y, z, \theta_x, \theta_y, \theta_z$) όπως αποτυπώνεται και στο σχήμα. Ένας εμπορικά διαθέσιμος ρυθμιστής θέσης (positioner) είναι υπεύθυνος για να διευκολύνει την αλλαγή των καρτεσιανών συντεταγμένων ($x-y-z$) προσφέροντας ένα εύρος μετατόπισης 2mm για κάθε άξονα. Η ανάλυση (resolution) της κίνησης σε κάθε άξονα μέσω της επιλογής υψηλής ακρίβειας (fine tuning) είναι 20nm προσφέροντας υψηλής ακρίβειας προσαρμογή της κατάλληλης θέσης της ίνας στους άξονες αυτούς. Περαιτέρω τεχνικές λεπτομέρειες μπορούν να αναζητηθούν για το συγκεκριμένο, εμπορικά διαθέσιμο ρυθμιστή [1.31]. Επιπλέον, εξίσου χρήσιμη έχει αναδειχθεί και η δυνατότητα που παρουσιάζει ο κατασκευασμένος σταθμός βάσης του ΕΦΕ για γωνιακή μετατόπιση της βάσης όπου τοποθετούνται οι ολοκληρωμένες δομές στην κατακόρυφη γωνία (θ_z) και στη γωνία θ_y . Το διαθέσιμο εύρος γωνιακής μετατόπισης είναι $\Delta\theta_z=10^\circ$ για τον κατακόρυφο άξονα και $\Delta\theta_y=6^\circ$ για την αζιμουθιακή γωνία μετατόπισης. Το στοιχειώδες διαθέσιμο βήμα αλλαγής ($d\theta$) στην επιλογή υψηλής ακρίβειας (fine tuning) και για τις δύο γωνιακές μετατοπίσεις είναι $d\theta < 0.1$ arc secs το οποίο με τη σειρά του διασφαλίζει την υψηλής ακρίβειας προσαρμογή της ίνας κατά τη διάρκεια σύζευξης φωτός μεταξύ ίνας και chip. Περαιτέρω λεπτομέρειες για τους συγκεκριμένους ρυθμιστές γωνιακής μετατόπισης μπορούν να βρεθούν στις διαθέσιμες πληροφορίες από τον κατασκευαστή [1.32].



Εικόνα 3.23: Διάγραμμα για την ερμηνεία της σχέσης φάσης μεταξύ των περιθλώμενων ακτινών από γειτονικές ασυνέχειες σε ένα φράγμα περίθλασης

Επιπλέον, η δυνατότητα διατήρησης σταθερής θερμοκρασίας σε μια τιμή αναφοράς αποτελεί κρίσιμη παράμετρο κατά των χαρακτηρισμό παθητικών δομών. Πιο συγκεκριμένα, με αυτόν τον τρόπο απομακρύνεται εντελώς η επίδραση της παραμέτρου της θερμοκρασίας στη διαδικασία της πειραματικής αξιολόγησης. Για το σκοπό αυτό, η βάση υποδοχής είναι εφοδιασμένη με ένα θερμοηλεκτρικό στοιχείο Peltier το οποίο χρησιμοποιείται για να ελέγχεται και να σταθεροποιείται η θερμοκρασία του ολοκληρωμένου κυκλώματος [1.33][1.34]. Τοποθετείται στο κάτω μέρος της βάσης υποδοχής (Εικόνα 3.24) και διασυνδέεται με θερμο-αγώγιμα υλικά ώστε να έχει γρήγορη απόκριση στη διόρθωση της θερμοκρασίας του chip αλλά και να μπορεί να αυξήσει το θερμοκρασιακό εύρος λειτουργίας σε περίπτωση χαρακτηρισμού ενεργών στοιχείων που εκλύουν μεγάλα θερμικά φορτία [1.35]. Για την απεικόνιση της θερμοκρασίας στην επιφάνεια της βάσης υποδοχής χρησιμοποιείται μια αντίσταση που η τιμή της μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία (Thermistor) και ως εκ τούτου το θερμοηλεκτρικό κύκλωμα μπορεί να κάνει χρήση της απαραίτητης συνθήκης του υπολογισμού της θερμοκρασίας [1.36]. Για τη σταθεροποίηση της υπό εξέταση δομής πάνω στη βάση υποδοχής χρησιμοποιείται μια διάταξη που δημιουργεί συνθήκες κενού αέρος μέσω της χρήσης ενός συμπιεστή αέρα. Ας σημειωθεί πως η πρόβλεψη αυτή είναι απαραίτητη επίσης για δομές που εφαρμόζονται ηλεκτρικά σήματα ελέγχου με κατάλληλες βελόνες επαφής (probe tips) και οι δονήσεις που εμφανίζονται μπορεί να καταστρέψουν την επιφάνεια των ολοκληρωμένων δομών.

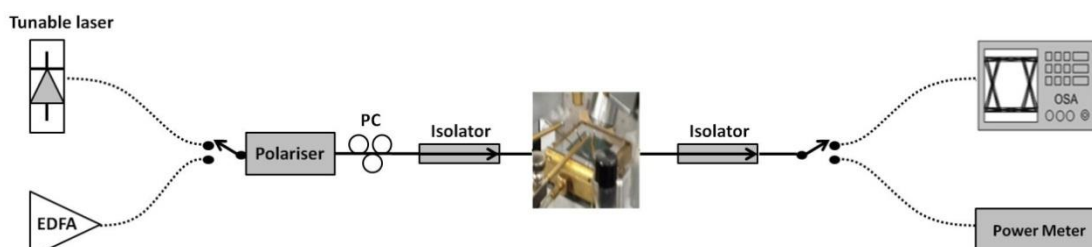


Εικόνα 3.24: Λεπτομερής καταγραφή βασικών χαρακτηριστικών του σταθμού εργασίας: (α) Θερμοηλεκτρικό στοιχείο, (β) Κενό αέρος μέσω της χρήσης συμπιεστή αέρα, (γ) Θερμίστορ για την καταγραφή της θερμοκρασίας της βάσης υποδοχής του τσιπ

3.8 Περιγραφή της πειραματικής διάταξης για την αξιολόγηση του υπο-εξέταση τσιπ

Η πειραματική αξιολόγηση των ευέλικτων στοιχείων φίλτραρίσματος πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας ένα σταθμό εργασίας (probestation) που επιτρέπει την διεξαγωγή μετρήσεων οπτικού χαρακτηρισμού ολοκληρωμένων δομών που απαιτούν την κατακόρυφη σύζευξη φωτός από και προς το υπο-εξέταση τσιπ. Μια πηγή λέιζερ συνεχούς κύματος (ContinuousWave - CW) με δυνατότητα μεταβολής του μήκους κύματος (λ) χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του οπτικού σήματος εισόδου στο SOI τσιπ. Το φασματικό παράθυρο σάρωσης επιλέχθηκε να είναι 1500-1580nm που περιορίζεται από το διαθέσιμο εύρος της πηγής μεταβλητού μήκους κύματος. Αμέσως μετά την πηγή φωτός χρησιμοποιήθηκε ένας πολωτής φωτός (polarizer) ο οποίος στην έξοδο του παρέχει ένα γραμμικά πολωμένο σήμα ευρέος φάσματος. Η επιθυμητή πολωτική κατάσταση στο σήμα εισόδου που εξασφαλίζει τον TE πολωτικό ρυθμό (TE polarization mode) είναι δυνατή κάνοντας χρήση ενός ελεγκτή πόλωσης (Polarization Controller - PC) (Εικόνα 3.25). Εναλλακτικά ένας οπτικός ενισχυτής ίνας Ερβίου (erbium-doped fiber amplifier - EDFA) στην C-band χρησιμοποιήθηκε ως μια πηγή διευρυμένου φασματικά σήματος που προέρχεται από τον Θόρυβο Αυθόρμητης Εκπομπής ASE (amplified spontaneous emission) του. Με αυτό τον τρόπο κατέστησαν δυνατές οι μετρήσεις φασματικής απόκρισης των ευέλικτων φίλτρων και να αξιολογηθούν οι δυνατότητες μετατόπισης του μήκους κύματός τους καθώς και ο βαθμός ευελιξίας τους ως προς το εύρος ζώνης. Για τις συγκεκριμένες μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε μονότροπη οπτική ίνα (τύπου standard SMF) για την είσοδο και έξοδο του φωτός από το υπο-εξέταση SOI τσιπ η οποία έχει κοπεί κατάλληλα (cleaved SMF). Η επιλογή αυτή έχει λάβει υπόψη της τη συμβατότητα μεταξύ της ενεργού επιφάνειας της ίνας που καθορίζεται κυρίως μέσω των διαστάσεων του πυρήνα της ($\sim 9\mu\text{m}$) και της ενεργού επιφάνειας της δομής σύζευξης η οποία 'φωτίζεται' και είναι της τάξης των $10 \times 10 \mu\text{m}^2$. Για το λόγο αυτό δεν χρησιμοποιήθηκαν άλλοι τύποι οπτικών ινών που είναι εφοδιασμένες με φακούς εστίασης (lensed fibers) και διασφαλίζουν τη βέλτιστη σύζευξη ισχύος σε περιπτώσεις κωνικών δομών σύζευξης (tapers). Στην έξοδο του τσιπ χρησιμοποιήθηκαν ένας μετρητής ισχύος (powermeter) και ένας Οπτικός Αναλυτής Φάσματος (Optical Spectrum Analyzer - OSA) για την μέτρηση της οπτικής ισχύος εξόδου και την απεικόνιση της φασματικής απόκρισης των φίλτρων αντίστοιχα. Παράλληλα, η θερμο-οπτική μετατόπιση (thermo-optical tuning) των

μικρο-θερμαντικών στοιχείων (micro-heating elements) πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας υψηλής ακρίβειας πηγές τάσεως (voltage supply) που επιτρέπουν την ακριβή εφαρμογή τάσης (biasing) των sub-MRs και του MZI coupler. Κάθε ένα από τα στοιχεία φιλτραρίσματος ενσωματώνει 4 στοιχεία micro-heating τοποθετημένα σε κάθε βραχίονα του MZI και στα δύο sub-MRs επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο την ταυτόχρονη και ανεξάρτητη μετατόπιση/μεταβολή τόσο του μήκους κύματος συντονισμού (resonant wavelength) όσο και του εύρους ζώνης των ευέλικτων φίλτρων.



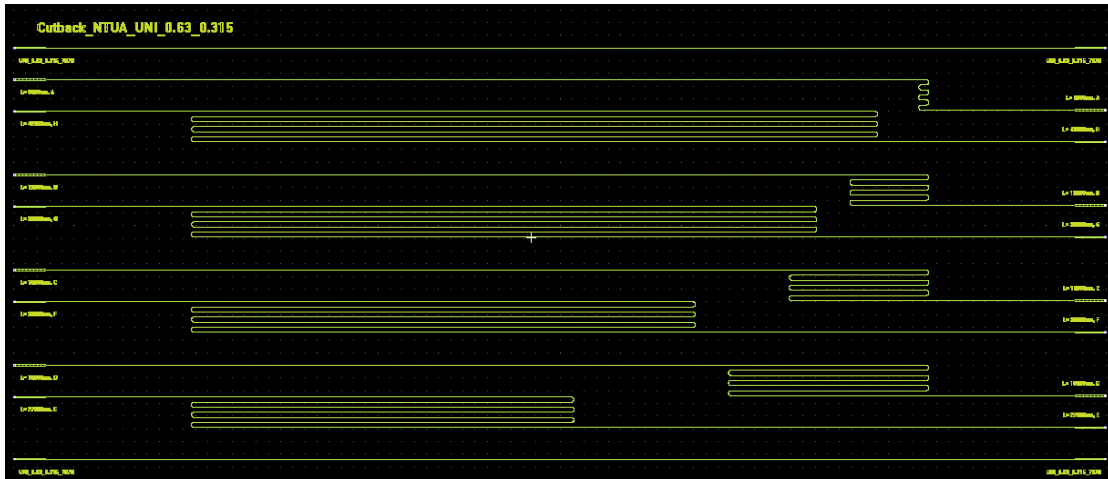
Εικόνα 3.25: Πειραματική διάταξη αξιολόγησης των ολοκληρωμένων δομών του υπο-εξέτασης τσιπ

3.8.1 Μετρήσεις απωλειών μέσω της μεθόδου μέτρησης σε δείγματα μεταβλητού μήκους (cutback method)

Οι απώλειες σύζευξης (coupling loss) και η απώλεια διάδοσης των κυματοδηγών (propagation loss) προσδιορίστηκαν κάνοντας χρήση της μεθόδου που αξιοποιεί δείγματα κυματοδηγών μεταβλητού μήκους. Η μέθοδος προσδιορισμού απωλειών με χρήση της παραπάνω μεθόδου αποτελεί διαδομένη τεχνική για την αξιόπιστη εξαγωγή των απωλειών διάδοσης όσο και σύζευξης ίνας κυματοδηγών. Για την εξαγωγή των μεγεθών αυτών απαιτείται ένα τσιπ το οποίο έχει ολοκληρωμένους πανομοιότυπους κυματοδηγούς μεταβλητού μήκους. Σημαντική παράμετρος για όσο το δυνατόν μεγαλύτερη βεβαιότητα στα εξαγόμενα αποτελέσματα αποτελεί η επεξεργασία του τσιπ σε όλες τις περιοχές που αντιστοιχούν στα δείγματα με πανομοιότυπο τρόπο ώστε να διασφαλίζεται πως δεν υπάρχει καμία επιπλέον απώλεια σε κάποιο δείγμα λόγω μη ιδανικής επεξεργασίας του τσιπ (ατέλειες κυματοδηγών, αμορφίες υλικών, μόλυνση με διάφορα υλικά των σταδίων επεξεργασίας). Η χρήση των κάμψεων (bends) για να επιτευχθεί η αύξηση του μήκους στα δείγματα πρέπει να είναι η ίδια (ως προς την ακτίνα, αριθμό) για όλα τα διαθέσιμα μήκη κυματοδηγών. Αυτό πρέπει να συμβεί καθώς οι κάμψεις (bends) εισάγουν επιπλέον απώλειες οι οποίες θα προσμετρηθούν σε απώλειες διάδοσης στην επεξεργασία των μετρήσεων της μεθόδου.

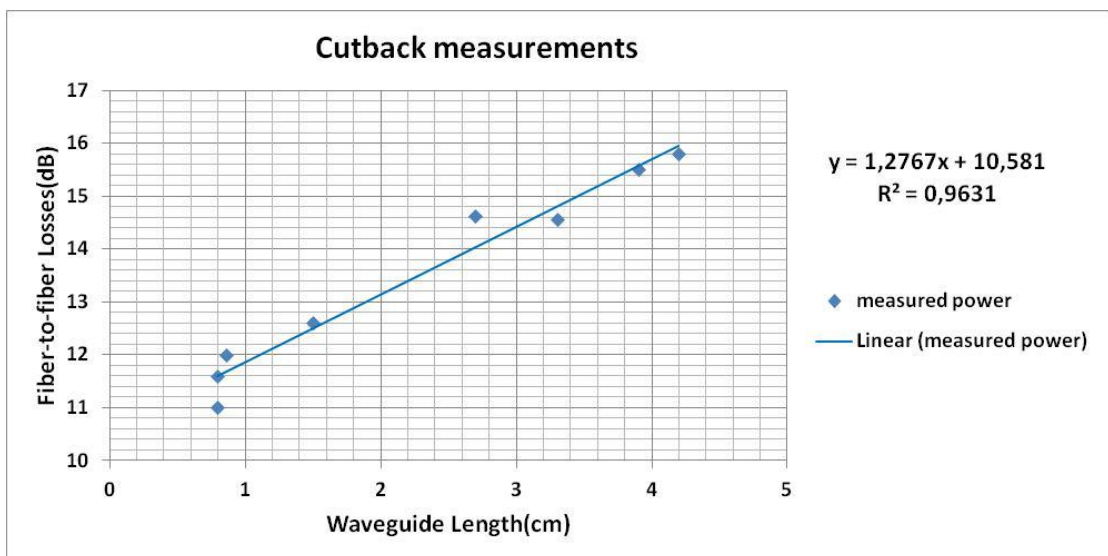
Η διεξαγωγή των μετρήσεων με την μέθοδο μεταβλητού μήκους κυματοδηγών (cutback method) πραγματοποιείται όπως έχει ήδη αναφερθεί με την χρήση μιας πηγής λέιζερ που εκπέμπει σήμα συνεχούς κύματος (Continuous Wave-CW) με επίπεδο ισχύος στα 0dBm για να αποφευχθεί οποιαδήποτε διέγερση μη-γραμμικών φαινομένων στους Si κυματοδηγούς που μπορεί να συνεισφέρουν σε επιπλέον απώλειες. Το φαινόμενο της Απορρόφησης Δύο Φωτονίων (Two Photon Absorption-TPA) αποτελεί ένα βασικό μηχανισμό εισαγωγής μη-γραμμικών απωλειών (non-linear loss) στους Si κυματοδηγούς και για το λόγο αυτό συγκρατείται η ισχύς εισόδου κατά τη μέτρηση. Το φασματικό παράθυρο σάρωσης επιλέχθηκε να είναι 1500-1580nm εξαιτίας του διαθέσιμου εύρους της πηγής μεταβλητού μήκους κύματος. Στην έξοδο του SOI τσιπ χρησιμοποιήθηκε ένας μετρητής ισχύος (powermeter). Η μήκος κύματος που θα εκπέμπει η πηγή laser είναι κοντά στα 1560 nm, ενώ η γωνία πρόσπτωσης του φωτός ρυθμίστηκε από τον σταθμό εργασίας να είναι 10° ακολουθώντας τις προδιαγραφές σχεδιασμού των couplers περίθλασης (grating couplers). Στην Εικόνα 3.26 παρουσιάζεται στη μάσκα που περιλαμβάνεται για την κατασκευή του

τσιπ, το σύνολο των δειγμάτων των Si κυματοδηγών μεταβλητού μήκους. Ο αριθμός των κυματοδηγών του cutback συνόλου είναι 10 και το μήκος τους μεταβάλλεται από 0.5 cm έως 4.2 cm. Η αύξηση του μήκους των κυματοδηγών όπως έχει ήδη σημειωθεί αναπτύχθηκε κάνοντας χρήση των δομών κάμψης (bends) εισάγοντας επιπλέον μήκος κυματοδηγού αξιοποιώντας ταυτόχρονα με το βέλτιστο τρόπο και τη διαθέσιμη επιφάνεια του Si chip. Οι κυματοδηγοί είναι εφοδιασμένοι με δομές TE couplers περίθλασης για τη σύζευξη φωτός από/προς την ίνα.



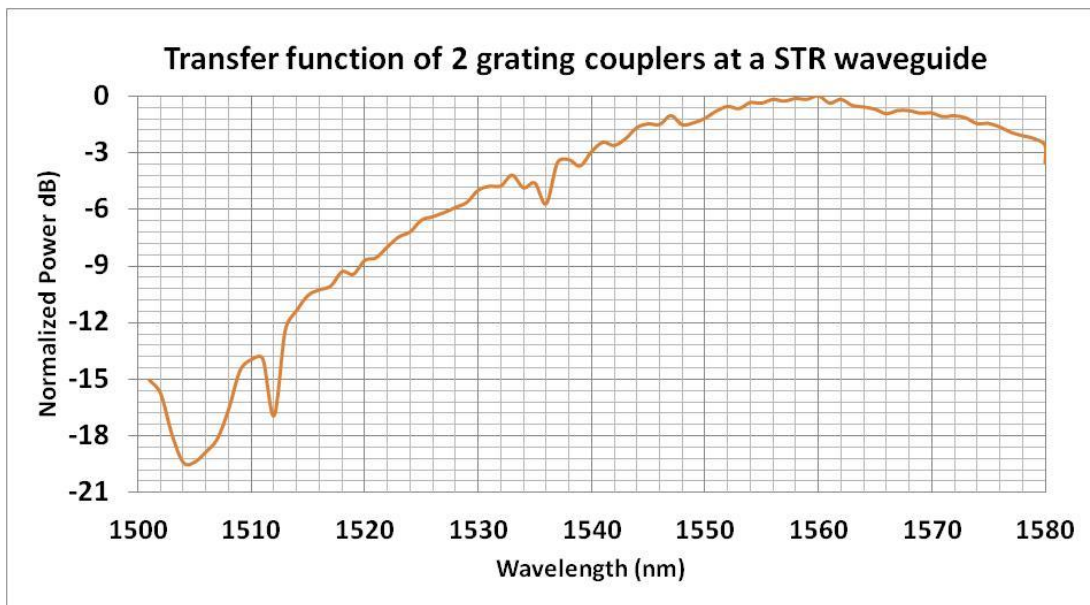
Εικόνα 3.26: Τμήμα της διάταξης της μάσκας (masklayout) που περιλαμβάνει τους κυματοδηγούς μεταβλητού μήκους (cutbacksection)

Η Εικόνα 3.27 απεικονίζει τις μετρήσεις απωλειών των κυματοδηγών από ίνα-σε-ίνα (fiber-to-fiberlosses) ως προς το μήκος των κυματοδηγών. Να σημειωθεί ότι από το σύνολο των μετρήσεων απουσιάζουν οι τιμές των απωλειών ισχύος δύο κυματοδηγών καθώς εμφάνισαν πολύ μεγάλες απώλειες που σχετίζονται με σφάλμα κατά την επεξεργασία του συγκεκριμένου δείγματος κυματοδηγού (πιθανή εγκάρσια εγχάραξη της δομής όπως αποτυπώθηκε και σε απεικόνιση μέσω χρήσης οπτικού μικροσκοπίου). Η γραμμική προσαρμογή των μετρήσεων οδήγησε στην εξαγωγή των απωλειών διάδοσης στα 1.27 dB/cm ενώ οι απώλειες σύζευξης υπολογίστηκαν κοντά στα 5.29 dB ανά coupler περίθλασης.



Εικόνα 3.27: Πειραματικές μετρήσεις προσδιορισμού απωλειών των Si κυματοδηγών με τη χρήση της cutback μεθόδου

Η Εικόνα 3.28 παρουσιάζει την φασματική απόκριση του coupler απομακρύνοντας οποιαδήποτε άλλη επίδραση που υπεισέρχεται στο κύκλωμα αξιολόγησης. Η μέτρηση αυτή πραγματοποιήθηκε μεταβάλλοντας το μήκος κύματος εκπομπής του CW λέιζερ σε ένα εύρος μεταξύ 1500 nm έως 1800 nm με βήμα 1nm και μετρώντας τις απώλειες από ένα-σε-ένα των διαφορετικών δομών. Η συνάρτηση μεταφοράς των δύο couplers περίθλασης σε ένα ευθύ κυματοδηγό (straightwaveguide) εξήχθη από την απεικόνιση των απωλειών ως προς το μήκος κύματος εκπομπής του λέιζερ. Η μέγιστη απόδοση της σύζευξης ισχύος διαπιστώθηκε για μήκος κύματος κοντά στα 1560nm. Τα αποτελέσματα που ελήφθησαν είναι σε συμφωνία με τα αναμενόμενα αποτελέσματα κατά των σχεδιασμό, ενώ το 3 dB εύρος ζώνης των δομών couplers περίθλασης υπολογίζεται να είναι μεγαλύτερο από 35 nm.



Εικόνα 3.28: Φασματική απόκριση των couplers περίθλασης (gratingcouplers) ενός ευθύ κυματοδηγού (straightwaveguide)

3.8.2 Πειραματική αξιολόγηση των 3^{ων} σχεδιαστικών μοντέλων της δομής του 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Σε συνέχεια των μετρήσεων για την εξαγωγή των απωλειών σύζευξης και απωλειών διάδοσης των κυματοδηγών του SOI τσιπ πραγματοποιήθηκε η αξιολόγηση τριών διαφορετικών μοντέλων σχεδιασμού των ευέλικτων φίλτρων ως προς την δυνατότητα τους για μετατόπιση της ελεύθερης φασματικής περιοχήςFSR τους καθώς και της δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης τους. Η Εικόνα 3.29(α) απεικονίζει την περιοχή της μάσκας (masklayout) του SOI τσιπ που φαίνονται οι δομές των 2^{ης} τάξης MRs με ενσωματωμένο συμβολόμετροMZI. Στην Εικόνα 3. 3.29 (β) φαίνεται σε μεγέθυνση μία από τις υπό αξιολόγηση δομές.



Εικόνα 3.29: (α) Διάταξη τη μάσκας (masklayout) του τμήματος που περιλαμβάνει τις δομές 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI, (β) Μεγεθυμένη εικόνα της δομής των 2^{ης} τάξης MRs

Προς ευκολία της παρουσίασης των αποτελεσμάτων που ελήφθησαν, ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα τρία διαφορετικά μοντέλα σχεδιασμού των 2ης τάξης MRs με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI τα οποία χαρακτηρίστηκαν πειραματικά. Τα τρία αυτά σχεδιαστικά μοντέλα διαφέρουν μεταξύ τους ως προς τα γεωμετρικά τους χαρακτηριστικά όπως έχει αναφερθεί και στην προηγούμενη ενότητα με τις προσομοιώσεις των φίλτρων.

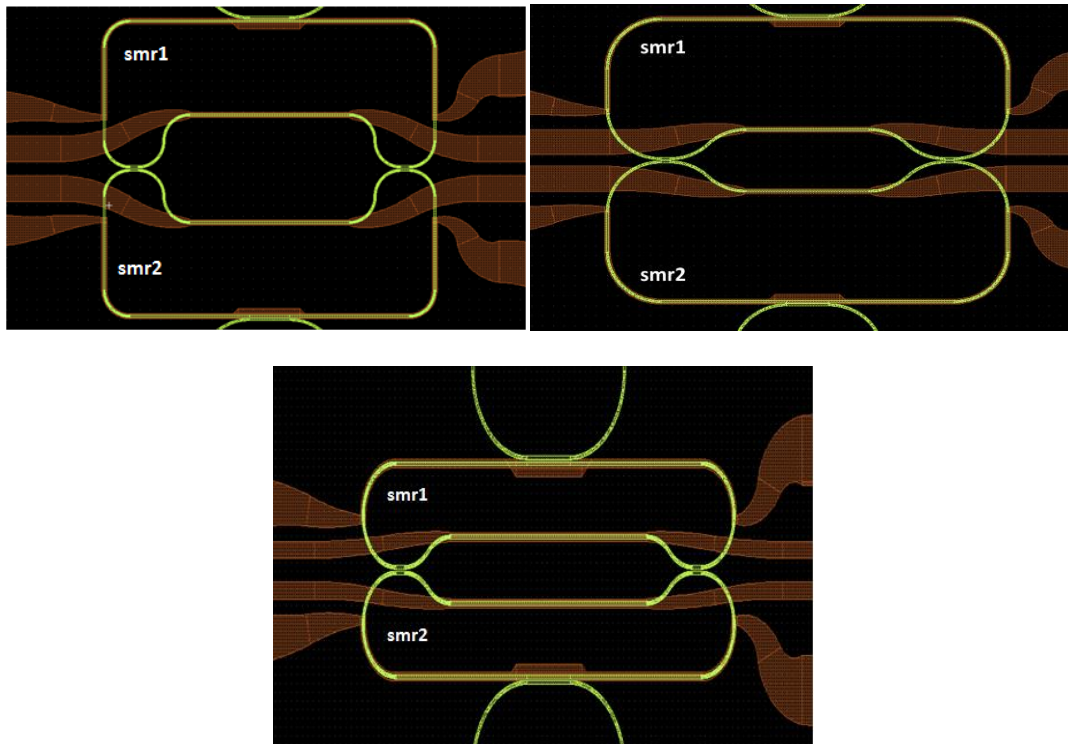
Test structure	MZI-assisted MR Design
MZI_RING_10um_v2_8040	First Design
MZI_RING_10um_8040	Second Design
MZI_RING_6um_8059	Third Design

Πίνακας 3.6: Τα τρία σχεδιαστικά μοντέλα των 2^{ης} τάξης MRs με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Οι ακόλουθες ενότητες περιγράφουν την πειραματική διαδικασία που ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση της απόδοσης των προτεινόμενων ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος και τα αποτελέσματα που ελήφθησαν.

Η Εικόνα 3.30 απεικονίζει τα τρία διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των 2^{ης} τάξης MZI-MRs ευέλικτων φίλτρων, τα οποία επιτρέπουν την δυνατότητα μετατόπισης τόσο μήκους κύματος συντονισμού όσο και την δυναμική μεταβολή του εύρους ζώνης τους. Όπως έχει αναλυθεί και προηγουμένως στην ενότητα με τις προσομοιώσεις των μοντέλων για τα ευέλικτα φίλτρα και φαίνεται και από την παρακάτω εικόνα, οι δομές αυτές αποτελούνται από 2 sub-micro-racetracks (sub-mr1 and sub-smr2) καθένα από τα οποία διαθέτει θερμο-οπτικά στοιχεία θέρμανσης (heating elements) είτε στην κορυφή είτε στο κάτω μέρος της επιφάνειας τους. Αυτά τα στοιχεία θέρμανσης (heating elements) θα εξασφαλίσουν αφενός ότι οι ανεξάρτητες συναρτήσεις μεταφοράς των sub-MRs θα ευθυγραμμιστούν και αφετέρου ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ευέλικτου φίλτρου θα μπορεί να μετατοπιστεί σε ολόκληρη την C-band. Ακολουθώντας την ίδια λογική, η εσωτερική δομή MZI διαθέτει αντίστοιχα στοιχεία θέρμανσης σε καθ' ένα βραχίονα (branch) του MZI ώστε να διασφαλιστεί η μεταβλητότητα του λόγου οπτικής ισχύος σύζευξης (optical coupling ratio) μεταξύ των δύο sub-MRs εισάγοντας την κατάλληλη σχετική στροφή φάσης μεταξύ των οπτικών τους δρόμων. Κατά την διάρκεια των μετρήσεων ο πρωταρχικός στόχος ήταν να επιτευχθεί η μικρότερη δυνατή φασματική απόσταση μεταξύ των συναρτήσεων μεταφοράς των δύο sub-MRs, εγχύοντας την κατάλληλη ποσότητα ρεύματος στις δομές μικρο-θερμαντών (micro-heater) μόνο ενός sub-MR. Όπως θα γίνει αντιληπτό από την μετέπειτα παράθεση των αποτελεσμάτων, έχοντας αξιοποιήσει όλο το διαθέσιμο εύρος των δυνατών τιμών ρεύματος έγχυσης (injected current) των micro-heaters, η συνολική συνάρτηση μεταφοράς των ευέλικτων φίλτρων ένα φασματικό "βύθισμα" (spectral-dip) στην κορυφή της. Το "βύθισμα" αυτό οφείλεται σε φασματική απόκλιση μεταξύ των κορυφών των συναρτήσεων μεταφοράς

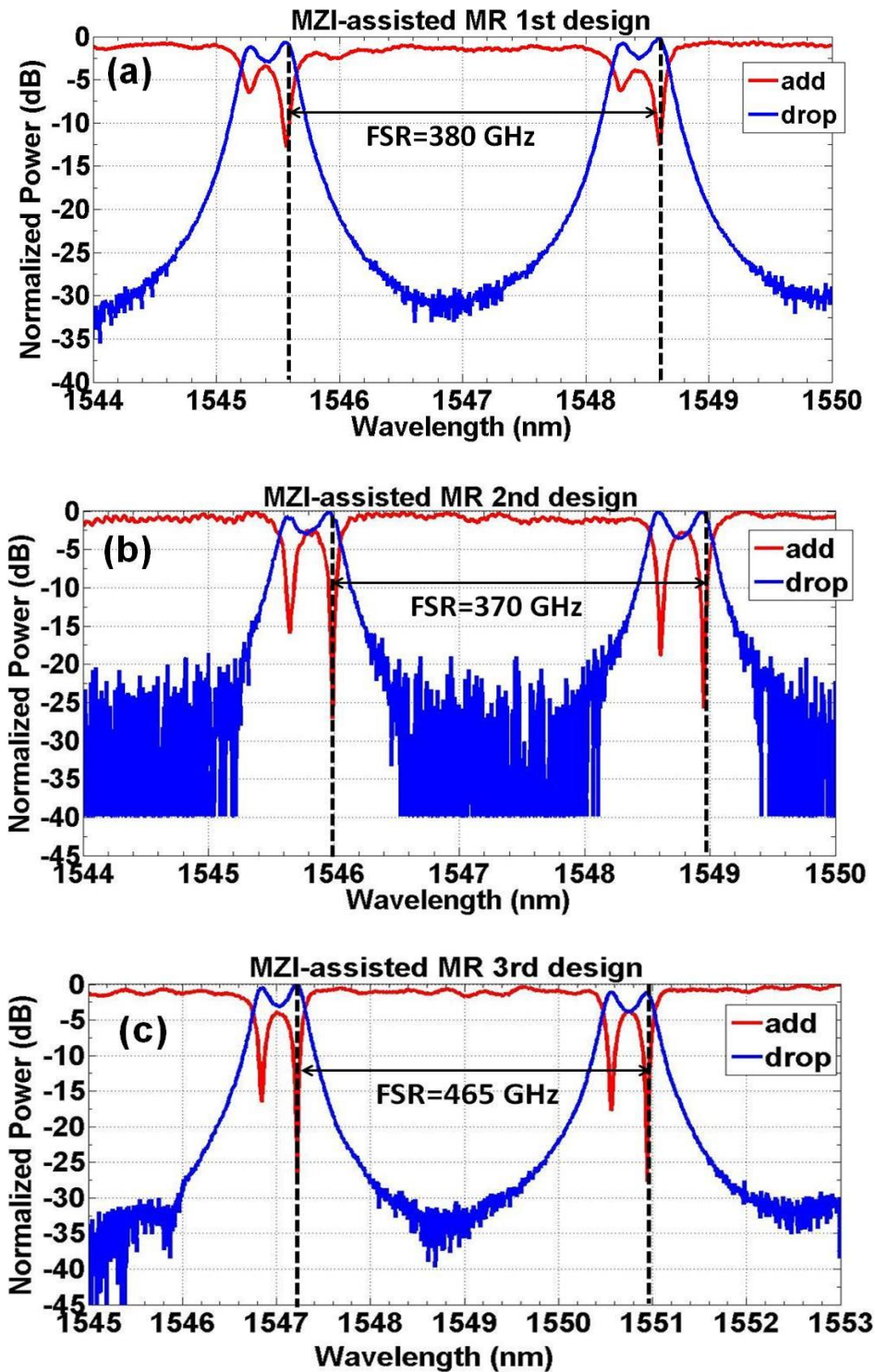
των δύο sub-MRs. Το φασματικό "βύθισμα" που παρατηρείται μπορεί να απαλειφθεί μόνο επιτυγχάνοντας την κατάλληλη οπτική σύζευξη (optical coupling) μεταξύ των sub-MRs με την χρήση του συμμετρικού μηχανισμού MZI οδηγώντας στην δημιουργία είτε απότομης κλίσης (sharp) είτε επίπεδης κορυφής (flat-top) φασματική απόκριση των ευέλικτων φίλτρων. Συνεπώς, για την επίτευξη της επιθυμητής συνολικής φασματικής απόκρισης του φίλτρου, ο θερμο-οπτικός heater του ενός βραχίονα του MZI θα πρέπει να πολωθεί ηλεκτρικά κατάλληλα ώστε εισάγει την κατάλληλη διαφορική στροφή φάσης μεταξύ των δύο βραχιόνων του.



Εικόνα 3.30: Η διάταξη του τμήματος της μάσκας που παρουσιάζει τα τρία διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των 2^{ης} τάξης MZI-MRs ευέλικτων φίλτρων

3.8.3 Φασματική απόκριση των 2^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI

Η απεικόνιση της συνάρτησης μεταφοράς των ευέλικτων φίλτρων στην C-band έγινε τροφοδοτώντας την είσοδο των δομών αυτών με ένα διευρυμένο φασματικά σήμα. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει το σήμα αυτό προέρχεται από τον από-πολωμένο ASE θόρυβο, ο οποίος θα αποκτήσει την επιθυμητή TE γραμμική πόλωση με την χρήση του γραμμικού πολωτή και του ελεγκτή πόλωσης πριν την είσοδό του στην δομή των ευέλικτων φίλτρων. Η Εικόνα 3.31 παρουσιάζει τις κανονικοποιημένες φασματικές αποκρίσεις των δύο θυρών (port) προσθήκης/απόρριψης (add/drop) των τριών 2^{ης} τάξης MZI-MRs μοντέλων χωρίς να εγχύεται ρεύμα στις ηλεκτρικές επαφές (contact pads) των micro-heater. Όπως γίνεται αντιληπτό, τα ευέλικτα φίλτρα παρουσιάζουν μια περιοδικότητα στην συνάρτηση μεταφοράς τους εμφανίζοντας παράλληλα το φασματικό "βύθισμα" στην κορυφή τους λόγω μικρών παρεκκλίσεων κατά της κατασκευής τους (fabrication variations). Η τιμή της παραμέτρου της ελεύθερης φασματικής περιοχής FSR των τριών διαφορετικών μοντέλων των ευέλικτων φίλτρων ήταν 380 GHz, 370 GHz και 465 GHz αντίστοιχα.

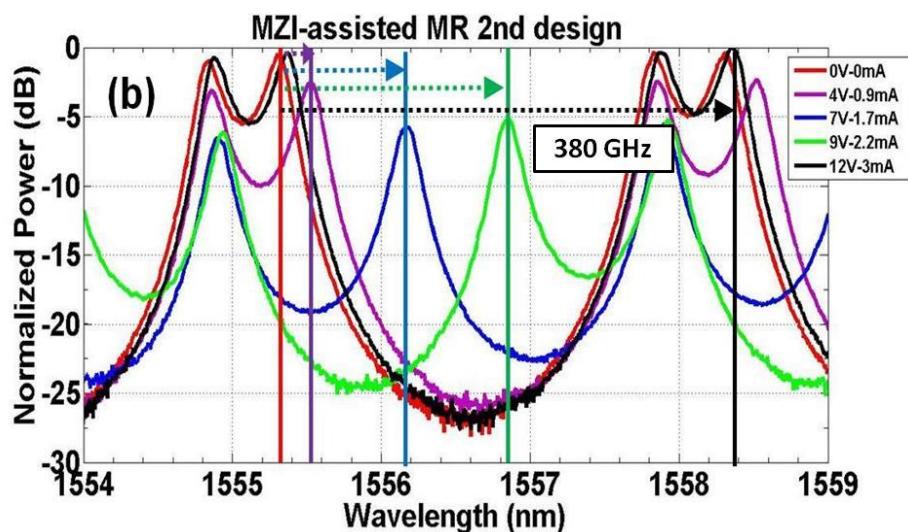
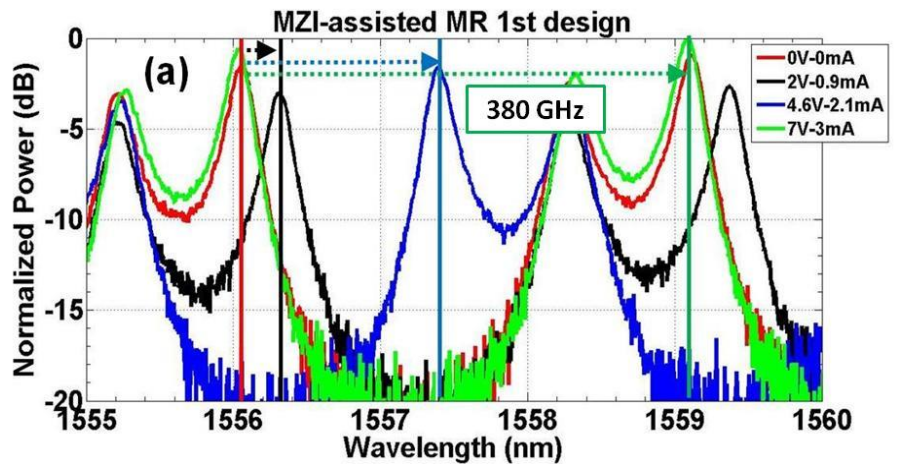


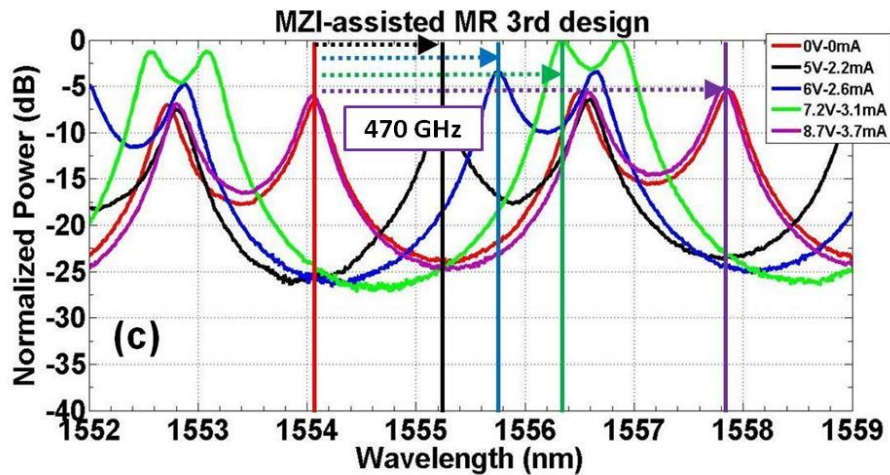
Εικόνα 3.31: Φασματική απόκριση και μέτρηση της παραμέτρου του FSR των θυρών add/drop της δομής 2^{ης} τάξης micro-resonator με ενσωματωμένο MZI σύμφωνα με το (α) 1^ο (β) 2^ο και (γ) 3^ο σχεδιαστικό μοντέλο

3.8.4 Προσδιορισμός της δυνατότητας μετατόπισης του μήκους κύματος συντονισμού των 2^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI

Η δυνατότητα μετατόπισης του μήκους κύματος συντονισμού της συνάρτησης μεταφοράς των προτεινόμενων στοιχείων φιλτραρίσματος αξιολογήθηκε με την σταδιακή έγχυση ρεύματος στους micro-heater του κάτω (lower) sub-MR της δομής των φίλτρων

καταγράφοντας την θερμικά επαγόμενη μετατόπιση της συνάρτησης μεταφοράς των δύο sub-MR. Οι αντίστοιχες τιμές της τάσης και του ρεύματος των μικρο-θερμαντών (micro-heaters) των βραχιόνων του MZI παρέμειναν σταθερές. Είναι σημαντικό να τονισθεί το γεγονός ότι κατά την διάρκεια των μετρήσεων και των τριών μοντέλων ευέλικτων φίλτρων μόνο ο micro-heater του ενός sub-MR χρησιμοποιήθηκε ώστε να επιτευχθεί η μέγιστη μετατόπιση της συνάρτησης μεταφοράς του ενός sub-MR σε σχέση με του άλλου. Η Εικόνα 3.32 Εικόνα 3. παρουσιάζει τις συναρτήσεις μεταφοράς που αποδεικνύουν την επιτυχή θερμο-οπτική μετατόπιση ενός πλήρους FSR για όλα τα διαφορετικά μοντέλα σχεδιασμού των ευέλικτων φίλτρων.





Εικόνα 3.32: Απεικόνιση ενός πλήρους κύκλου της ελεύθερης φασματικής περιοχής (FSR) της συνάρτησης μεταφοράς των ευέλικτων φίλτρων, υποδεικνύοντας τις τιμές των ζευγαριών τάσης/ρεύματος (volt/current) που χρησιμοποιήθηκαν για το (α) 1^ο (β) 2^ο και (γ) 3^ο σχεδιαστικό μοντέλο

Ο Πίνακας 3.7 συνοψίζει τις τιμές του ρεύματος έγχυσης του micro-heater του κάτω sub-MR για την επίτευξη μιας πλήρους μετατόπισης FSR για κάθε ένα από τα σχεδιαστικά μοντέλα των ευέλικτων φίλτρων.

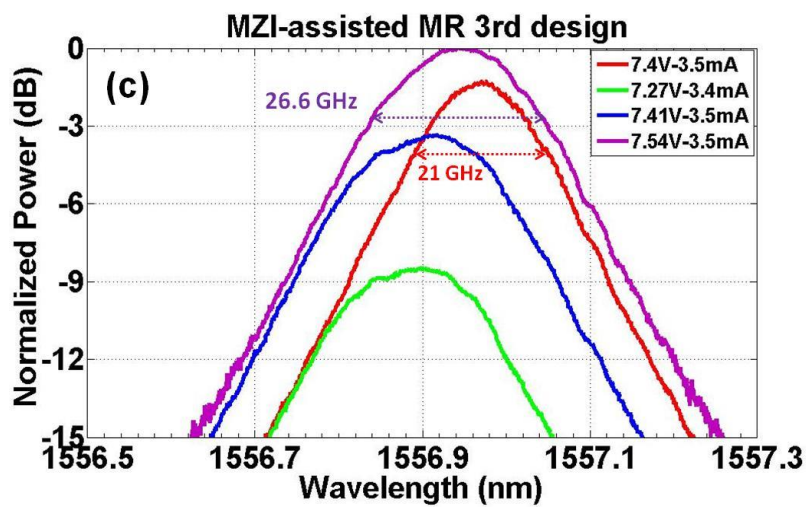
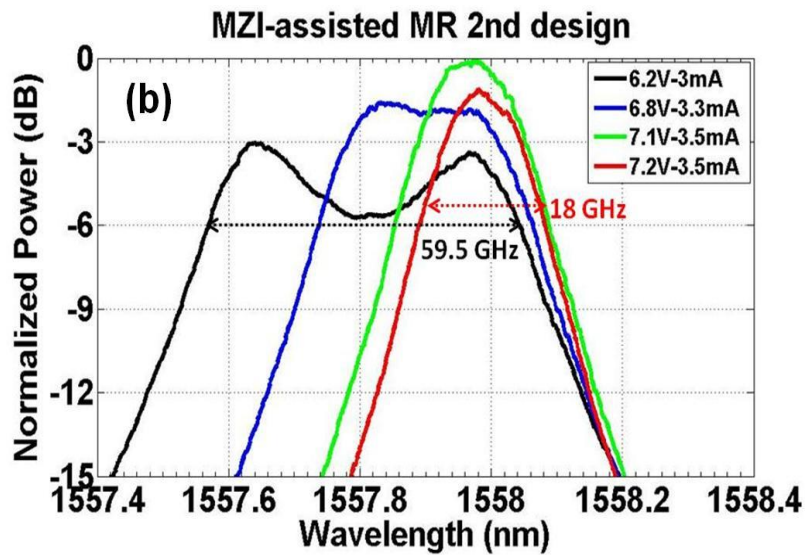
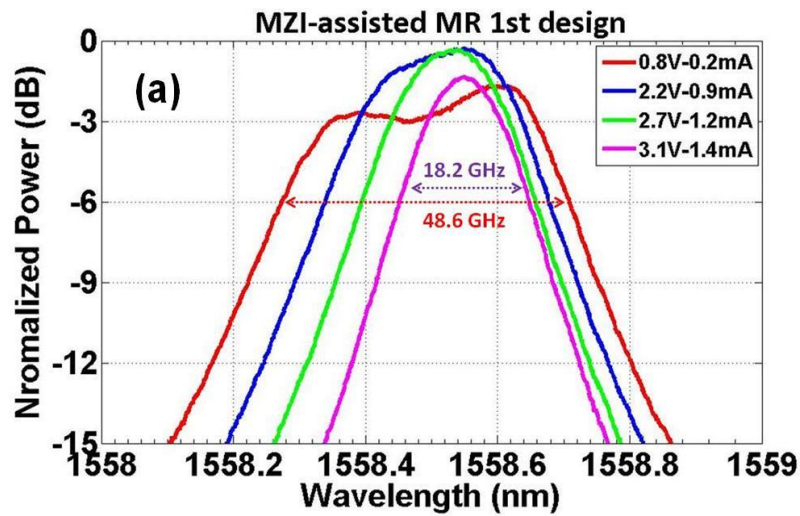
MZI-assisted MR Design	Full FSR tuning	Micro-heater injected current
1 st Design	380 GHz	3 mA
2 nd Design	380 GHz	3 mA
3 rd Design	470 GHz	3.7 mA

Πίνακας 3.7: Σύνοψη των μετρήσεων ενός πλήρους κύκλου της παραμέτρου FSR για τα διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των ευέλικτων φίλτρων

3.8.5 Προσδιορισμός της δυνατότητας δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης των 2^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI

Επόμενο βήμα ήταν η αξιολόγηση της επιλεκτικότητας ως προς το εύρος ζώνης που επιδεικνύουν κάθε ένα από τα τρία μοντέλα των MZI-MRs ευέλικτων φίλτρων. Για τον σκοπό αυτό εγχύθηκε ρεύμα στον micro-heater του άνω (upper) βραχίονα του MZI των στοιχείων φιλτραρίσματος ώστε να τροποποιηθεί κατάλληλα το σημείο που έχει πολωθεί (biasing point) το συμβολόμετρο MZI. Όπως ήταν αναμενόμενο, αυξάνοντας το εγχυόμενο ρεύμα στον βραχίονα του MZI, πετυχαίνονται κορυφές του φίλτρου που είναι πιο απότομες (sharp resonance peaks). Το ρεύμα έγχυσης στον micro-heater του sub-MR ήταν σταθερό. Πιο συγκεκριμένα, τα αποτελέσματα της Εικόνα 3.33(α) παρουσιάζουν ότι για το 1^ο σχεδιαστικό μοντέλο των MZI-MRs ευέλικτων φίλτρων η διακύμανση του επιτευχθέντος 3dB εύρους ζώνης ήταν από 18.24 GHz έως 48.6 GHz για ένα εύρος τιμών εγχυόμενου ρεύματος από 1.4 mA έως 0.2 mA. Ομοίως, η Εικόνα 3.33(β) αναφέρεται στα αποτελέσματα του 2^{ου} σχεδιαστικού μοντέλου για το οποίο παρατηρείται διακύμανση στο εύρος ζώνης από 59.5 GHz έως 18 GHz για ένα εύρος τιμών εγχυόμενου ρεύματος από 3 mA έως 3.5 mA. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα χαρακτηρισμού για το 3^ο σχεδιαστικό μοντέλο όσον αφορά το 3dB εύρος ζώνης κυμαίνεται από 26.6 GHz έως 21 GHz (Εικόνα 3.33(γ)) η οποία είναι και η ελάχιστη διακύμανση σε εύρος ζώνης μεταξύ των τριών διαφορετικών σχεδιαστικών μοντέλων. Όπως φαίνεται από τα παρακάτω διαγράμματα η διακύμανση στο εύρος ζώνης των ευέλικτων φίλτρων έγινε χωρίς να επηρεάζεται σημαντικά το σχήμα/μορφή της

συνάρτησης μεταφοράς. Επιπλέον, περαιτέρω διεύρυνση του εύρους ζώνης είναι εφικτή με κόστος την αύξηση του φασματικού "βυθίσματος" της κορυφής του ευέλικτου φίλτρου.



Εικόνα 3.33: Απεικόνιση της δυναμικής μεταβολής του 3dB εύρου ζώνης των ευέλικτων φίλτρων, υποδεικνύοντας τις τιμές των ζευγαριών τάσης/ρεύματος (volt/current) που χρησιμοποιήθηκαν για το (α) 1^ο (β) 2^ο και (γ) 3^ο σχεδιαστικό μοντέλο

Ο Πίνακας 3.8 συνοψίζει τα αποτελέσματα που ελήφθησαν σχετικά με το μέγιστο και το ελάχιστο 3 dB εύρος ζώνης των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος.

MZI-assisted MR Design	Bandwidth evolution (GHz)
1 st Design	18.2 – 48.6
2 nd Design	18 – 59.5
3 rd Design	21 – 26.6

Πίνακας 3.8: Σύνοψη των μετρήσεων σχετικών με την μεταβολή του 3dB εύρους ζώνης για τα διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα των ευέλικτων φίλτρων

Τα πειραματικά αποτελέσματα σχετικά με την διακύμανση του εύρους ζώνης των MZI-MRs ευέλικτων φίλτρων διαφέρει σε σχέση με τα αναμενόμενα αποτελέσματα που εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις και περιγράφηκαν σε προηγούμενη ενότητα. Η απόκλιση αυτή οφείλεται κατά κύριο λόγο στο γεγονός ότι οι λόγοι διαχωρισμού των εξωτερικών couplers (outercouplers) C1 και C2 (Εικόνα 3.7) της δομής των φίλτρων μετρήθηκαν να είναι 40% (λόγω πιθανόν αποκλίσεων κατά την κατασκευή τους) ενώ η αναμενόμενη τιμή από τις προσομοιώσεις ήταν 20%.

Επιπρόσθετα ο Πίνακας 3.9 περιγράφει τις μετρήσεις του 3-dB εύρους ζώνης ως συνάρτηση του ρεύματος έγχυσης στους micro-heater του άνω (upper) βραχίονα του MZI coupler για κάθε ένα από τα 3 σχεδιαστικά μοντέλα των ευέλικτων φίλτρων.

➤ **1st design of MZI-assisted MR**

MZI Voltage(V) – Current (mA)	3dB-bandwidth (GHz)
0.8 V-0.2 mA	48.6
2.2 V-0.9 mA	32.3
2.7 V-1.2 mA	21.9
3.1 V-1.4 mA	18.24

➤ **2nd design of MZI-assisted MR**

MZI Voltage(V) – Current (mA)	3dB-bandwidth (GHz)
6.2 V-3 mA	59.5
6.8 V-3.3 mA	35.75
7.1 V-3.5 mA	18.95
7.2 V-3.5 mA	18

➤ **3rd design of MZI-assisted MR**

MZI Voltage(V) – Current (mA)	3dB-bandwidth (GHz)
7.54 V-3.5 mA	26.6

7.41 V-3.5 mA	25
7.27 V-3.4 mA	24
7.4 V-3.5 mA	21

Πίνακας 3.9: Σύνοψη των μετρήσεων του 3dB εύρους ζώνης σε αντιστοιχία με τα ζεύγη τάσεων/ρεύματων (volts/current) των μικρο-θερμαντών (micro-heater) του συμβολόμετρου MZI των ευέλικτων φίλτρων

Τέλος ακολουθεί ο Πίνακας 3.10 ο οποίος συνοψίζει τις συνολικές απώλειες για τα τρία σχεδιαστικά μοντέλα ευέλικτων φίλτρων μετρημένες για την περίπτωση του ελάχιστου 3dB εύρους ζώνης όπου οι απώλειες είναι οι μέγιστες. Θα πρέπει επιπλέον να τονισθεί ότι στις απώλειες αυτές δεν περιλαμβάνονται οι απώλειες σύζευξης (coupling losses) των couplers περίθλασης (grating couplers) που μετρήθηκαν να είναι 5.29 dB ανά coupler.

MZI-assisted MR Design	Losses (dB)
1 st Design	11.5
2 nd Design	20
3 rd Design	10.4

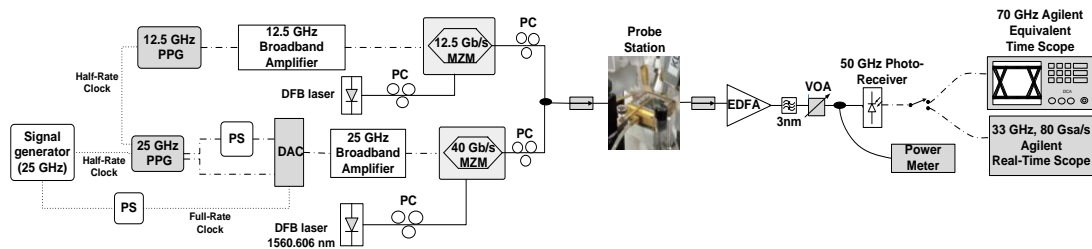
Πίνακας 3.10: Σύνοψη συνολικών απωλειών για τα τρία σχεδιαστικά μοντέλα ευέλικτων φίλτρων

3.10 Πειραματική αξιολόγηση της δομής των ευέλικτων φίλτρων των 2^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης πληροφορίας

Επόμενο βήμα αποτέλεσε η αξιολόγηση της απόδοσης του των ευέλικτων φίλτρων βασισμένων στα 2^{ης} τάξης micro-rasetracks με ενσωματωμένο MZI σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης πληροφορίας. Σύμφωνα με την ανάλυση των τριών διαφορετικών σχεδιαστικών μοντέλων των φίλτρων και τις μετρήσεις που προηγήθηκαν για την αξιολόγηση της δυνατότητας των δομών αυτών να μεταβάλλουν δυναμικά το μήκος κύματος συντονισμού τους καθώς και το εύρος ζώνης τους επιλέχθηκε για η δομή του ευέλικτου φίλτρου του 2^{ου} σχεδιαστικού μοντέλου. Το συγκεκριμένο σχεδιαστικό μοντέλο επέδειξε δυνατότητα μετατόπισης ενός πλήρους κύκλου της παραμέτρου FSR της συνάρτησης μεταφοράς του, το μεγαλύτερο εύρος τιμών μεταβολής ως προς το 3dB εύρος ζώνης καθώς και ικανοποιητικές απώλειες. Για τον σκοπό αυτό στο ΕΦΕ μια Flex-WDM πειραματική διάταξη (testbed) χρησιμοποιήθηκε όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.34. Δύο ηλεκτρικές ροές πληροφορίας (data streams) ψευδοτυχαίας ακολουθίας (pseudorandom sequence) δημιούργησαν ένα 12.5 Gbit/s NRZ και 25 Gbaud PAM-4 σήμα, τα οποία διαμορφώθηκαν κατά πλάτος (intensity modulation) από δύο Mach-Zehnder διαμορφωτές. Τα δύο οπτικά σήματα που χρησιμοποιήθηκαν επιλέχθηκαν με μήκος κύματος στα 1560.3 nm (NRZ) και στα 1560.606 nm (PAM-4) συνδυάστηκαν μέσω ενός οπτικού coupler 50/50 σε ένα WDM σήμα με δύο κανάλια, δημιουργώντας την κίνηση δεδομένων πληροφορίας (data traffic) που θα χρησιμοποιηθεί για την αξιολόγηση των στοιχείων φιλτραρίσματος. Το WDM σήμα τροφοδοτήθηκε μέσα στα 2^{ης} τάξης MZI-MRs ευέλικτα φίλτρα μέσω ενός σταθμού εργασίας (probation) που είναι εξοπλισμένος με δύο μονότροπες ίνες SMF στην είσοδο και έξοδο του ώστε να είναι εφικτή η κάθετη ευθυγράμμιση (vertical alignment) του φωτός μέσα στο υπό εξέταση τσιπ. Τα στοιχεία φιλτραρίσματος πολώθηκαν με τάση με κατάλληλο τρόπο ώστε να επιτρέπουν την μετάδοση μόνο ενός από τα δύο σήματα.

Ως πρώτο βήμα για την αξιολόγηση της επιλεκτικότητας φάσματος (spectrum selectivity) της δομής, ρυθμίστηκε η απόσταση μεταξύ των καναλιών των δύο οπτικών σημάτων στα

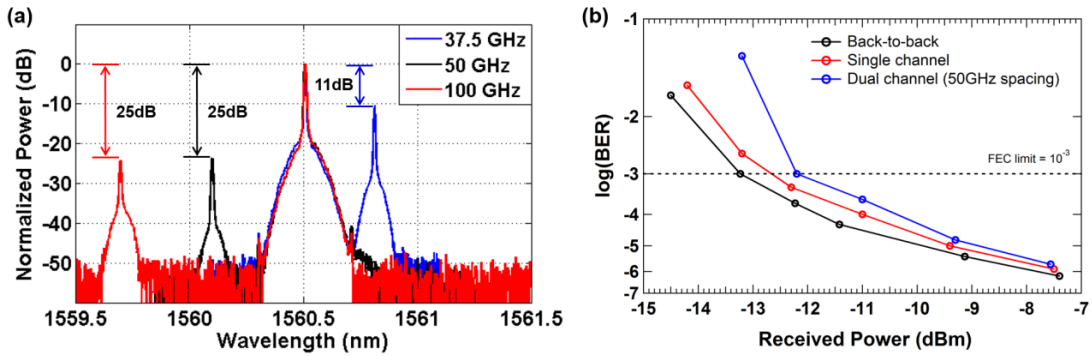
37.5, 50 και 100 GHz ακολουθώντας τις συστάσεις του προτύπου Flex-Grid. Το στοιχείο φιλτραρίσματος συντονίστηκε με το μήκος κύματος και το εύρος ζώνης του 25 GbaudPAM-4 σήματος (1560.606 nm, 50 GHz) ενώ το σήμα εξόδου καταγράφηκε από ένα οπτικό αναλυτή φάσματος OSA (OpticalSpectrumAnalyzer). Η Εικόνα 3.35(α) παρουσιάζει τις εικόνες από τον OSA για κάθε μια από τις αποστάσεις μεταξύ των καναλιών στο διπλό WDM σύστημα της περίπτωσης μας. Στην περίπτωση της ελάχιστης απόστασης μεταξύ των καναλιών (37.5 GHz) ο λόγος σβέσης ήταν 11 dB ενώ για απόσταση αυξανόταν στα 25 dB για αποστάσεις μεγαλύτερες από 50 GHz μεταξύ του σήματος που φιλτράρεται και του απορριφθέντος σήματος γεγονός που αποδεικνύει ότι το προτεινόμενο στοιχείο φιλτραρίσματος προσφέρει επαρκή συμπίεση σήματος εκτός της ζώνης ενδιαφέροντος (out-of-bandcompression).



Εικόνα 3.34: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση των ευέλικτων φίλτρων MRs-MZI σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης της πληροφορίας

Επόμενο βήμα ήταν η περαιτέρω αξιολόγηση της επίδοσης της ποιότητας του 2^{ης} τάξης MR-MZI ευέλικτου φίλτρου μέσω μιας σειράς μετρήσεων προσδιορισμού ρυθμού σφαλμάτων BER (BitErrorRatio - BER). Όπως περιγράφηκε προηγουμένως, το WDM σήμα που αποτελείται από 2 κανάλια σε απόσταση 50 GHz τροφοδοτήθηκε στην είσοδο της δομής και το 25 GbaudPAM-4 οπτικό σήμα ανιχνεύτηκε από έναν 50 GHz photoreceiver ο οποίος είναι συνδεδεμένος με ένα παλμογράφο ψηφιακής δειγματοληψίας (Digitalsamplingoscilloscope) με αναλογικό εύρος ζώνης 33 GHz και ρυθμό δειγματοληψίας (samplingrate) 80 GSa/s. Θα πρέπει να τονισθεί ότι η οπτική ισχύς στην έξοδο των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος αρχικά ενισχύθηκε μέσω ενός οπτικού ενισχυτή EDFA και στην συνέχεια φιλτραρίστηκε μέσω ενός οπτικού βαθυπερατού φίλτρου (opticalbandpassfilter) ώστε να μειωθεί ο out-of-band θόρυβος που προέρχεται από τον EDFA. Τα δεδομένα από το σήμα εξόδου των ευέλικτων φίλτρων αφού καταγράφηκαν υποβλήθηκαν σε off-line επεξεργασία μέσω MATLAB όπου διενεργήθηκε ανίχνευση συμβόλων (symboldetection) και μέτρηση ρυθμού λαθών (bit-errorcounting) μέσω κατάλληλων αλγορίθμων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digitalsignalprocessing- DSP).

Στις καμπύλες BER της Εικόνα 3.35, το διάγραμμα του 25 GbaudPAM-4 σήματος που επιλέχθηκε να φιλτραρισθεί από το συνολικό WDM σήμα των δύο καναλιών συγκρίθηκε με ένα αντίστοιχο 25 GbaudPAM-4 σήμα αναφοράς που πέρασε μέσα από το στοιχείο φιλτραρίσματος χωρίς να πολυπλεχθεί. Τα αποτελέσματα δείχνουν ξεκάθαρα ότι μετρήθηκε αμελητέα (negligible) ποινή ισχύος (powerpenalty) μετά από το πέρασμα μέσα από το στοιχείο φιλτραρίσματος και για τα δύο σενάρια σε σύγκριση με την καμπύλη για το back-to-back. Η επίδοση της δομής έμεινε σε αποδεκτά επίπεδα για τιμές ισχύος ληφθέντος σήματος μέχρι τα -12.5 dBm όπου αποτυπώθηκαν καμπύλες BER κάτω από το όριο FEC των 10⁻³.



Εικόνα 3.35: (α) Ο λόγος σβέσης ER μεταξύ των NRZ και PAM-4 σημάτων σε διαφορετικές αποστάσεις καναλιών κατά την έξοδο από το ευέλικτο στοιχείο φιλτραρίσματος, (β) Μετρήσεις προσδιορισμού ρυθμού σφαλμάτων BER σε συνθήκες back-to-back, μονού και διπλού καναλιού

3.11 Σχεδιασμός της μάσκας των δομών ευέλικτων φίλτρων του πρωτότυπου πολυπλέκτη/απο-πολυπλέκτη (MUX/DEMUX) 16 καναλιών

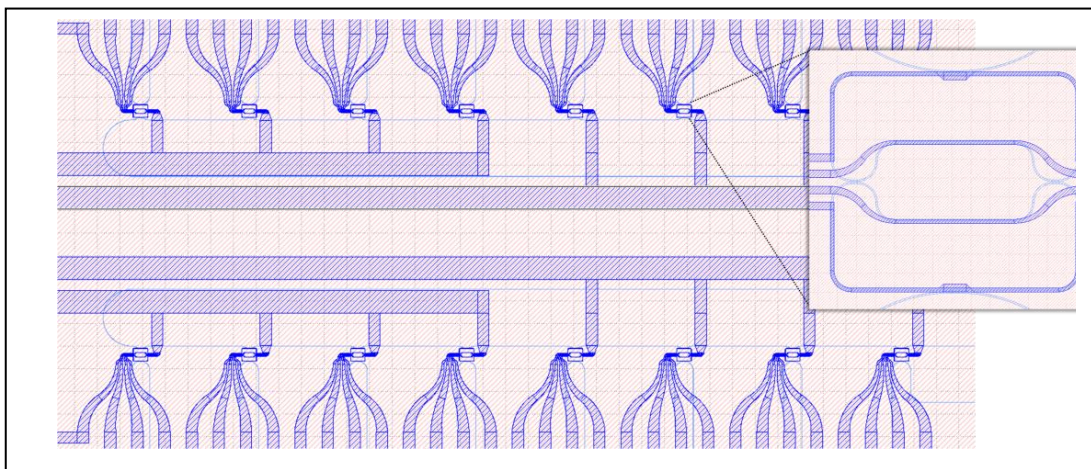
Σε προηγούμενη ενότητα παρουσιάστηκαν αναλυτικά τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού των δομών των 2^{15} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI τα οποία θα αποτελέσουν το βασικό δομικό στοιχείο του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX). Κατά συνέπεια έπειτα από την αξιολόγηση των φασματικών χαρακτηριστικών των δομών αυτών, ακολούθησε η προετοιμασία της μάσκας (masklayout) που θα περιλαμβάνει την δομή του τελικού 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου μαζί με κάποιες επιπλέον δομές ελέγχου ποιότητας κατασκευής (teststructures). Βασίζόμενοι στις μετρήσεις που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα, το 1^ο σχεδιαστικό μοντέλο (FirstDesign) αποφασίστηκε να αποτελέσει το βασικό στοιχείο φιλτραρίσματος του MUX/DEMUX. Το σχεδιαστικό μοντέλο αυτό επέδειξε επαρκή αποτελέσματα τόσο ως προς την δυνατότητα μετατόπισης του μήκους κύματος συντονισμού του όσο και ως προς την δυνατότητα δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης του σε συνδυασμό με ανεκτές απώλειες.

Στην Εικόνα 3.37 φαίνεται η μάσκα που περιλαμβάνει τον 16x1 MUX/DEMUX και είναι χωρισμένη στα ακόλουθα έξι μέρη:

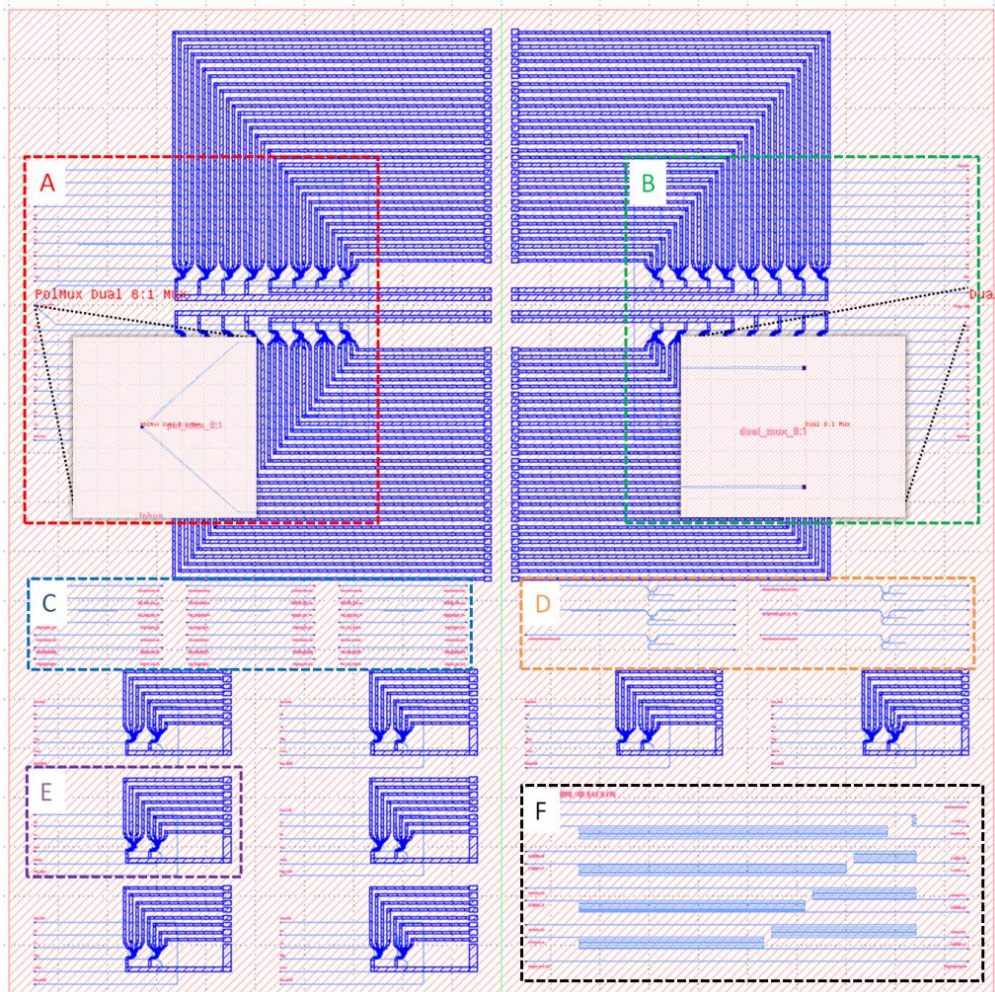
- A: Έναν 16x1 MUX/DEMUX που επιτρέπει την λειτουργία πολυπλεξίας της πόλωσης στο τσιπ (on-chippolarizationmultiplexing). Το σχεδιαστικό μοντέλο περιλαμβάνει δυο διαφορετικούς 8:1 (από-)πολυπλέκτες που έχουν έναν 1Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler) από την μία πλευρά, ενώ τα σήματά τους πολυπλέκονται μέσω ενός 2Dcoupler περίθλασης από την άλλη πλευρά (όπως φαίνεται και από το αντίστοιχο ένθετο στην Εικόνα 3.37). Επιπλέον, κάθε μεμονωμένο στοιχείο (από-)πολυπλεξίας που αποτελείται από τα 2^{15} τάξεως MRs-MZI ευέλικτα φίλτρα έχει 4heaters, ενώ το αντίστοιχο ηλεκτρικό του κύκλωμα έχει δημιουργηθεί με τρόπο ώστε να σχηματίζει μια συστοιχία επαφών 1D (bondingpadarray) προς διευκόλυνση της διαδικασίας packaging της δομής.
- B: Έναν 16x1 MUX/DEMUX χωρίς την λειτουργία πολυπλεξίας της πόλωσης στο τσιπ (on-chippolarizationmultiplexing). Το σχεδιαστικό μοντέλο αυτό περιλαμβάνει μόνο 1Dgratingcouplers ενώ η λειτουργία πολυπλεξίας της πόλωσης θα πραγματοποιηθεί έξω από το τσιπ χρησιμοποιώντας ένα εξωτερικό διαχωριστή πόλωσης (polarizationbeamsplitter - PBS). Λαμβάνοντας υπόψη τις δυσκολίες που προκύπτουν από την κατασκευή ενός 2Dgratingcoupler όπως η ευαισθησία που

επιδεικνύει ως προς την απόδοση του εξαιτίας πιθανών αποκλίσεων κατά την διαδικασία κατασκευής τους, η συγκεκριμένη δομή του πολυπλέξιας/από-πολυπλέξιας(MUX/DEMUX) θα αποτελέσει μια εναλλακτική λύση (fallsolution) στην περίπτωση που η κατασκευή του 2Dcoupler περιθλασης αποτύχει ή παρουσιάσει υψηλές απώλειες.

- C: Straight κυματοδηγοί πυριτίου (siliconwaveguides) που διαθέτουν διαφορετικά σχεδιαστικά μοντέλα couplers περιθλασης (gratingcouplers).
- D: Μονέςδομές (singlestructures) 1x2 μικρο-δακτυλίων συντονισμού(ringresonators)με ακτίνα 40 μm και 5 μm . Αυτές οι δομές διαθέτουν το ίδιο ακριβώς σχεδιαστικό μοντέλο coupler όπως αυτό που έχει το πρωτότυπο πολυπλέξιας/από-πολυπλέξιας. Κατά συνέπεια, χαρακτηρίζοντας τις δομές αυτές πριν την διαδικασία του packaging θα εξαχθεί ένα συμπέρασμα/ένδειξη σχετικά με τον λόγο σύζευξης (couplingratio) που προέκυψε μετά την κατασκευή, χωρίς να χρειαστεί να λειτουργήσει η πραγματική συσκευή του MUX/DEMUX. Με αυτό τον τρόπο οι επαφές συγκόλλησης (bondingpads) θα παραμείνουν ανέπαφες μέχρι το packaging του MUX/DEMUX, ελαχιστοποιώντας το ρίσκο της διαδικασίας του wire-bonding.
- E: Οκτώ 2:1 (από-)πολυπλέκτες χωρίς κανενός είδους δυνατότητα για πολυπλέξια πόλωσης. Αυτές οι δομές επιδεικνύουν μια μικρή διαφοροποίηση στον ring-to-straightcoupler σε σύγκριση με τον 16x1 MUX/DEMUX και θα χρησιμοποιηθούν ώστε να εξεταστεί η δυνατότητα μιας απλής λειτουργίας πολυπλέξιας σε περίπτωση που καμιά από τις προαναφερθείσες 16x1 συσκευές δεν είναι λειτουργική.
- F: Το τμήμα αυτό περιλαμβάνει ένα σύνολο κυματοδηγών μεταβλητού μήκους (cutbacksection). Πιο συγκεκριμένα, περιλαμβάνονται 2 ευθείς κυματοδηγοί αναφοράς (straightreferencewaveguide) καθώς και 8 κυματοδηγοί τα μήκη των οποίων ποικίλουν από 7.8 mm έως 45 mm διευκολύνοντας την διαδικασία εκτίμησης των απωλειών διάδοσης (propagationlosses) στο πυρίτιο καθώς και τις απώλειες σύζευξης (couplinglosses).



Εικόνα 3.36: Μεγεθυμένη εικόνα του στοιχείου ευέλικτου φίλτρου 2^{ης} τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο MZI του πρωτότυπου MUX/DEMUX



Εικόνα 3.37: Η διάταξη της μάσκας (masklayout) που περιλαμβάνει την δομή του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX)

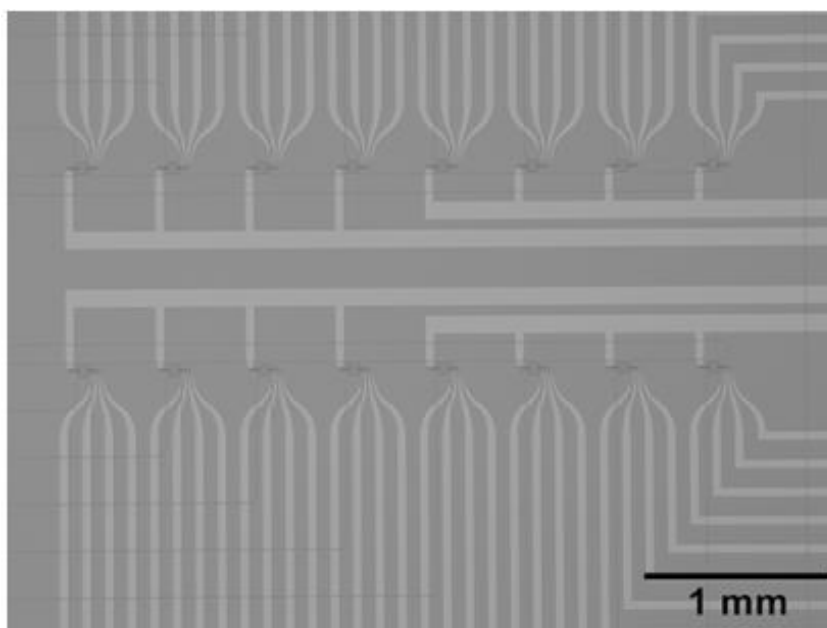
Οι 1Dcouplers περίθλασης βασίζονται στην χρήση ενός τυποποιημένου σχεδιαστικού μοντέλου couplergrating (220 nm) σε πυρίτιο με περίοδο 630 nm, βάθος εγχάραξης (etchingdepth) 70 nm και κύκλο επαναληψιμότητας (duty cycle) 50%. Επιπρόσθετα, η κατασκευή των 2Dcouplers περίθλασης βασίστηκε σε ένα τετραγωνικό πλέγμα (square lattice) με περίοδο 615 nm, 70 nm βάθος εγχάραξης και 215 nm ακτίνα οπής (holeradius).

Η Εικόνα 3.36 απεικονίζει σε μεγέθυνση την περιοχή των στοιχείων ευέλικτου φίλτρου του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX, ενώ φαίνεται και με μεγαλύτερη ακρίβεια στην ένθετη εικόνα η δομή του ευέλικτου φίλτρου που βασίζεται στις 2^{ης} τάξης MRs-MZI δομές. Έτσι, με την ολοκλήρωση της μάσκας (layout), ένα gds αρχείο των σχεδιαστικών μοντέλων κατατέθηκε στην AMO η οποία θα είναι υπεύθυνη για την κατασκευή της.

3.12 Περιγραφή της διαδικασίας κατασκευής των δομών ευέλικτων φίλτρων του πρωτότυπου πολυπλέκτη/απο-πολυπλέκτη (MUX/DEMUX) 16 καναλιών

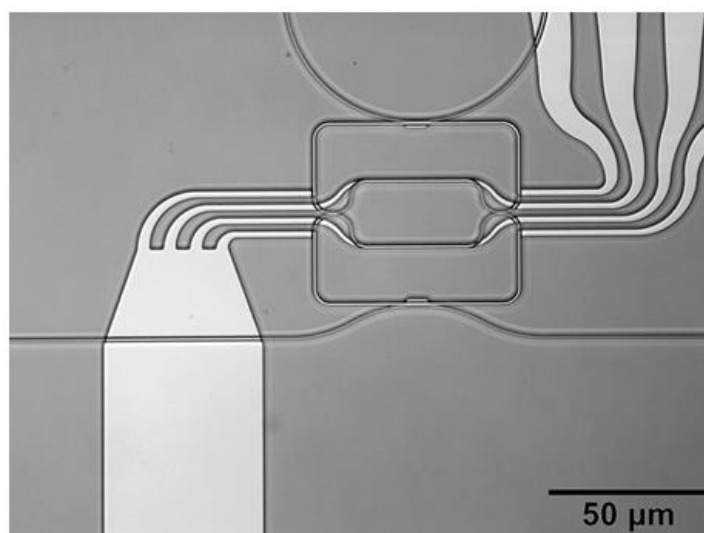
Κατά την κατασκευή των δομών του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX ακολουθήθηκε η ίδια διαδικασία κατασκευής που αποδείχθηκε επιτυχής για τις απλές δομές των 2^{ης} τάξης MRs-MZI ευέλικτων φίλτρων της προηγούμενης ενότητας. Η μόνη μικρή διαφοροποίηση ήταν ότι για τις επαφές σύνδεσης (bondingpads) ένα στρώμα αλουμινίου με πάχος 750 nm επιλέχθηκε αυτή την φορά. Εξειδικευμένες μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στην

εταιρεία CORDON σε μεμονωμένες δομές ελέγχου ποιότητας (test structures) που κατασκευάστηκαν από την AMO έδειξαν ότι η επιτυχής διαδικασία του wirebonding ήταν εφικτή.



Εικόνα 3.38: Απεικόνιση από μικροσκόπιο της συνολικής δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX) μετά την κατασκευή της. Οι φωτεινές δομές απεικονίζουν το στρώμα τιτανίου (θερμαντές joule), ενώ τα φωτονικά στοιχεία στο στρώμα πυριτίου φαίνονται αγνά κάτω από το στρώμα του τιτανίου.

Συνολικά δύο δισκία (wafers) κατασκευάστηκαν, το καθ' ένα από τα οποία φιλοξενεί (hosting) οκτώ (8) κυψέλες (cell) από δομές πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX). Μια αντιπροσωπευτική δομή φαίνεται στην Εικόνα 3.38 ενώ ένα μεμονωμένο στοιχείο φιλτραρίσματος απεικονίζεται στην Εικόνα 3.39. Δύο κυψέλες ανά δισκίο περιλαμβάνουν επιπλέον δομές ελέγχου ποιότητας (test structures), όπως περιοχή με τμήματα κυματοδηγών μεταβλητού μήκους (cutback section), μονά MRRs (microring resonator) καθώς και απλούστερες δομές 4x1 MUX/DEMUX. Αυτές οι δομές ελέγχου χρησιμοποιήθηκαν ώστε να αξιολογηθεί η ποιότητα των φωτονικών δομών πριν και μετά την κατασκευή τους.

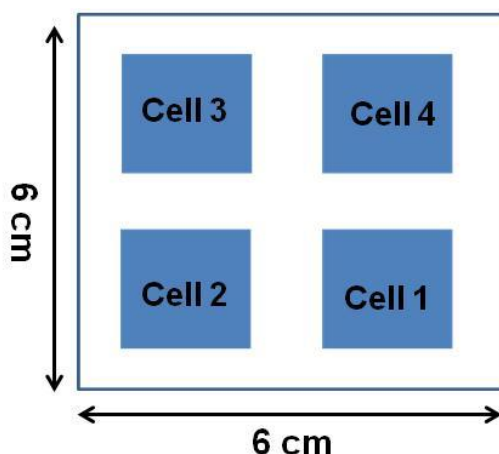


Εικόνα 3.39: Απεικόνιση από μικροσκόπιο ενός μεμονωμένου στοιχείου φιλτραρίσματος. Το στρώμα τιτανίου είναι άψογα ευθυγραμμισμένο με τις Si-δομές που βρίσκονται από κάτω.

Θα πρέπει να τονισθεί ότι μεταξύ των βημάτων που ακολουθήθηκαν για την κατασκευή των δομών αυτών δόθηκε ιδιαίτερη προσοχή κυρίως στην ακρίβεια της ευθυγράμμισης (alignment accuracy) μεταξύ των διαφορετικών επιπέδων (layer) ώστε να εξασφαλιστεί η ομαλή τους λειτουργία.

3.13 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης των δομών 16x1 πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) πριν την τελική διαδικασία του packaging

Μια σειρά από μετρήσεις για τον χαρακτηρισμό των δομών που κατασκευάστηκαν πραγματοποιήθηκε στον ΕΦΕ ώστε να αξιολογηθεί η απόδοση της δομής 16x1 πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας πριν συσκευασθεί (package) στο τελικό packaged πρωτότυπο 16x1 MUX/DEMUX. Το τσιπ (SPI05 W1 II) που κατασκευάστηκε και έφτασε στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ περιλαμβάνει 4 κυψέλες όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3.40. Μια από τις 4 κυψέλες (κυψέλη 1) έχει το πλήρες μοντέλο του MUX/DEMUX που περιλαμβάνει το τμήμα των κυματοδηγών μεταβλητού μήκους (cutback section), τους 4x1 και 16x1 (DE)MUX καθώς και τις δομές ελέγχου μεμονωμένων rings. Οι υπόλοιπες τρεις κυψέλες έχουν μόνο το μοντέλο του 16x1 (DE)MUX. Το συνολικό μέγεθος του τσιπ είναι 6x6 cm².



Εικόνα 3.40: Υπό-αξιολόγηση τσιπ

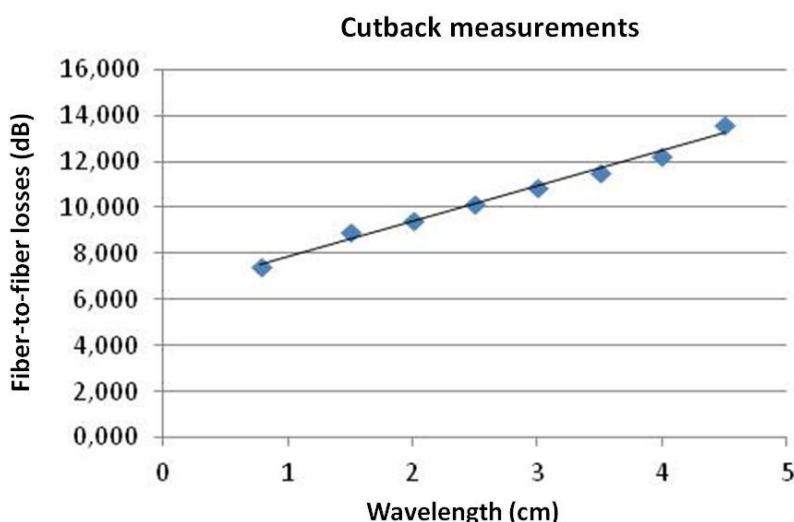
Ο πειραματικός χαρακτηρισμός του τσιπ περιλαμβάνει την διεξαγωγή οπτικών μετρήσεων ώστε να καθοριστούν οι απώλειες σύζευξης (coupling) και διάδοσης (propagation), χρησιμοποιώντας όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις ένα τμήμα δέκα (10) κυματοδηγών μεταβλητού μήκους (cutback section). Επιπρόσθετα, μια εκτίμηση του λόγου σύζευξης (coupling ratio) των δομών των μονών rings πραγματοποιήθηκε ώστε να αξιολογηθούν τα αποτελέσματα των δομών αυτών που θα αποτελέσουν το βασικό στοιχείο φιλτραρίσματος του MUX/DEMUX. Τέλος, αξιολογήθηκε η απόδοση του 2D couplers περίθλασης (grating couplers) του 16x1 MUX/DEMUX ως προς τις απώλειες από ίνα-σε-ίνα (fiber-to-fiber) καθώς ως προς την φασματική τους απόκριση.

Οι ακόλουθες υπό-ενότητες περιγράφουν την πειραματική διαδικασία που ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση της απόδοσης των δομών που προαναφέρθηκαν και περιλαμβάνονται στο υπό-εξέταση SOI τσιπ.

3.13.1 Μετρήσεις απωλειών μέσω της μεθόδου μέτρησης σε δείγματα μεταβλητού μήκους (cutbackmethod) για το τσιπ με τις δομές του 16x1 MUX/DEMUX

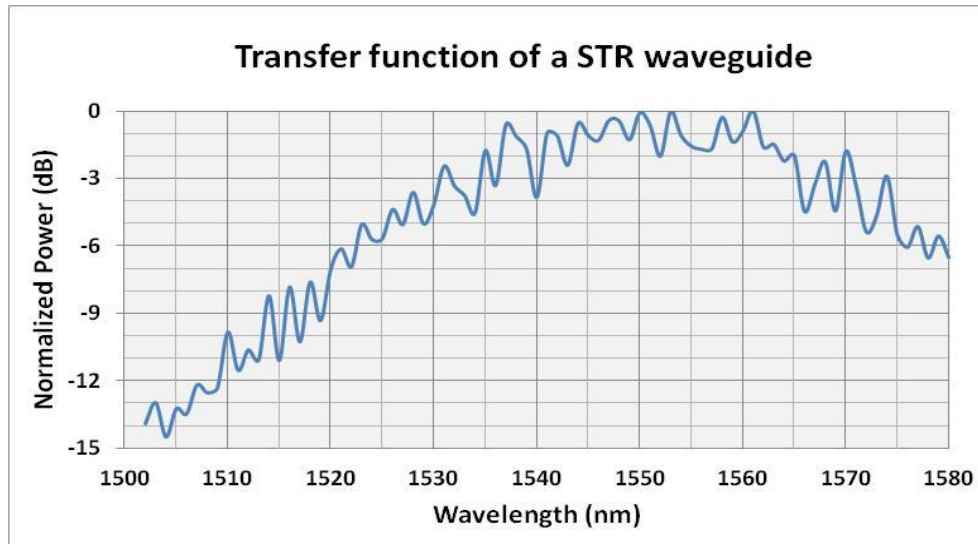
Για τον οπτικό χαρακτηρισμό της περιοχής με τους κυματοδηγούς μεταβλητού μήκους (cutbacksection) ακολουθήθηκε η ίδια διαδικασία όπως αυτή που περιγράφηκε κατά των χαρακτηρισμό των μεμονωμένων 2^{ης} τάξης sub-MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο συμβολόμετροMZI (Εικόνα 3.25). Η φασματική απόκριση του coupler περίθλασης (gratingcoupler) αξιολογήθηκε με την χρήση μιας πηγής φωτός λέιζερ που εκπέμπει σήμα συνεχούς κύματος (Continuous Wave-CW) με επίπεδο ισχύος στα 0dBm για να αποφευχθεί οποιαδήποτε διέγερση μη-γραμμικών φαινομένων στους Si κυματοδηγούς που μπορεί να συνεισφέρουν σε επιπλέον απώλειες. Το φασματικό παράθυρο που επιλέχθηκε ήταν από 1500 μέχρι 1580nm με βήμα 1nm και μετρήθηκαν οι απώλειες από ένα-σε-ένα των διαφόρων κυματοδηγών της περιοχής cutback. Οι ελάχιστες απώλειες από ένα-σε-ένα μετρήθηκαν στα 1554 nm που αποτελεί το μήκος κύματος για το οποίο οι gratingcouplers παρουσιάζουν τις μέγιστη σύζευξη του φωτός στους κυματοδηγούς του τσιπ. Η γωνία πρόσπτωσης του φωτός στους couplers περίθλασης ρυθμίστηκε στις 12°, ακολουθώντας τις συστάσεις από την AMO ως προς την πειραματική διαδικασία.

Η Εικόνα 3.41 παρουσιάζει τις μετρήσεις για τις απώλειες από ένα-σε-ένα σχεδιασμένες ως προς τα διαφορετικά μήκη των κυματοδηγών. Η γραμμική προσαρμογή (linearfiting) των αποτελεσμάτων εξήγαγε απώλειες διάδοσης (propagationloss) της τάξεως των 1.541 dB/cm, ενώ οι απώλειες σύζευξης (couplinglosses) ήταν 3.166 dB ανά coupler.



Εικόνα 3.41: Πειραματικές μετρήσεις προσδιορισμού απωλειών των Si κυματοδηγών με τη χρήση της cutback μεθόδου

Η Εικόνα 3.42 παρουσιάζει την φασματική απόκριση των δύο (2) gratingcouplers που ενώνονται με έναν straight κυματοδηγό. Η συνάρτηση μεταφοράς σχεδιάστηκε μετρώντας τις απώλειες ως προς το μήκος κύματος όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3..

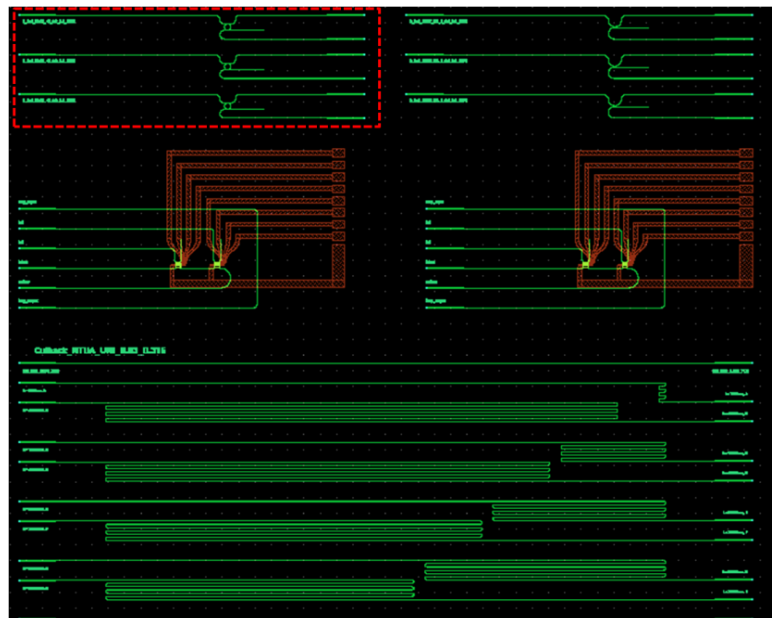


Εικόνα 3.42: Φασματική απόκριση των couplers περίθλασης (gratingcouplers) ενός ευθύ κυματοδηγού (straightwaveguide)

Τα αποτελέσματα που ελήφθησαν σχετικά με την φασματική απόκριση και τις απώλειες από ένα-σε-ένα του straight κυματοδηγού είναι σε απόλυτη συμφωνία με τις αντίστοιχες μετρήσεις που διεξήχθησαν από την ΑΜΟ.

3.13.2 Πειραματική αξιολόγηση τμήματος (section) της μάσκας με τα μεμονωμένα στοιχεία μικρο-δακτυλίων συντονισμού (ringesonator)

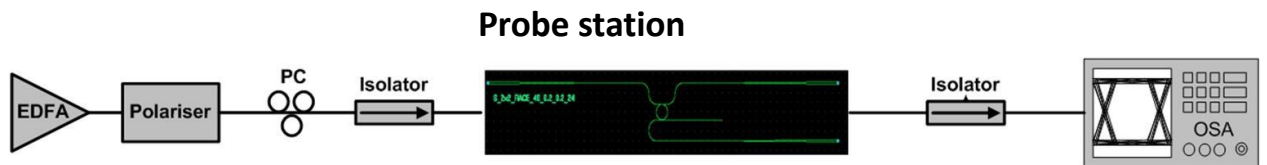
Το επόμενο βήμα ήταν να χαρακτηριστούν πειραματικά οι τρεις δομές των μονών μικρο-δακτυλίων (singlerings) συντονισμού (Εικόνα 3.43) που συμπεριελήφθησαν στην μάσκα και ήταν όμοιες με τις αντίστοιχες του ευθύ κυματοδηγού (buswaveguide) των δομών του 16x1 MUX/DEMUX (ακτίνα των μικρο-δακτυλίων: 40um).



Εικόνα 3.43: Διάταξη της μάσκας (masklayout) του τμήματος των δομών μεμονωμένων μικρο-δακτυλίων (ring) στο σιπ

Για την απεικόνιση της φασματικής απόκρισης των θυρών προσθήκης/απόρριψης(add/drop) των τριών μεμονωμένων μικρο-δακτυλίων(rings)

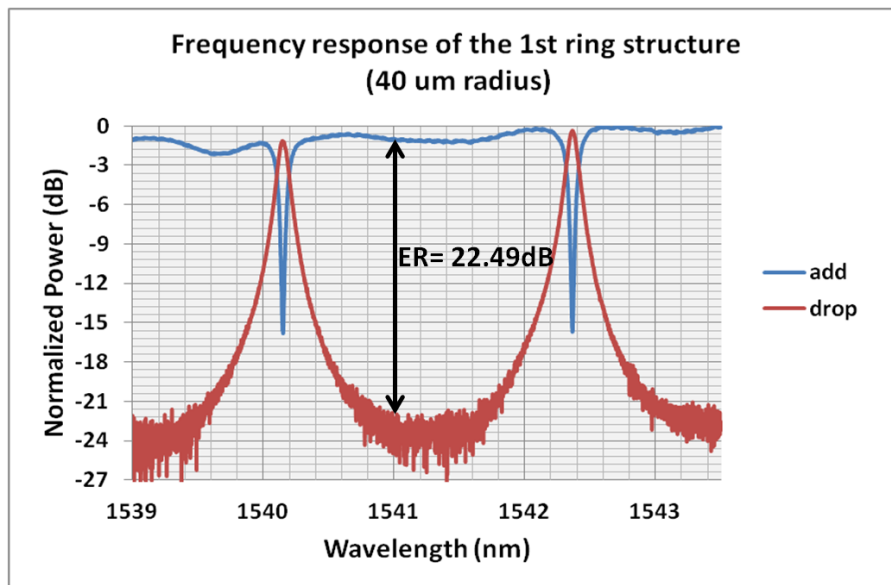
χρησιμοποιήθηκε ένας οπτικός ενισχυτής EDFA ως μια πηγή "λευκού θορύβου". Το διευρυμένο φασματικό σήμα που προέρχεται από τον EDFA και θα τροφοδοτήσει την είσοδο των δομών των μικρο-δακτυλίων(rings) θα επιτρέψει την ολοκληρωμένη απεικόνιση της φασματικής τους απόκρισης σε ένα εύρος μηκών κύματος από 1530-1580 nm (Εικόνα 3.44). Από τις μετρήσεις αυτές θα εξαχθούν σημαντικές πληροφορίες για την απόδοση των δομών rings που αφορούν τον λόγο σβέσης (ExtinctionRatio - ER), την παράμετρο του εύρους ζώνης ημίσειας ισχύοςFWHM (FullWidthHalfMaximum) καθώς και τον λόγο σύζευξης των οπτικών couplers. Θα πρέπει να τονισθεί ότι αξιοποιώντας την πληροφορία για την παράμετρο τουFWHM της θύρας απόρριψης(dropport) του εκάστοτε μικρο-δακτυλίου(ring), εξήχθηκε ο λόγος σύζευξης (couplingratio) των οπτικών couplers των υπό-εξέταση μικρο-δακτυλίων (rings).



Εικόνα 3.44: Πειραματική διάταξη της αξιολόγησης των χαρακτηριστικών των μικρο-δακτυλίων (rings)

- **1^η δομή μικρο-δακτυλίων(ring)**

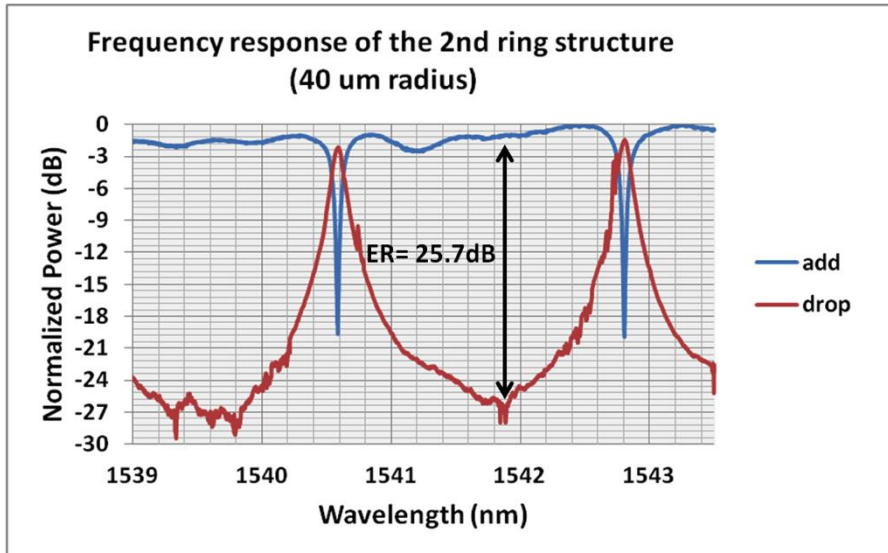
Στην Εικόνα 3.45 παρουσιάζεται η φασματική απόκριση της δομής του 1ου ring. Η δομή αυτή επέδειξε 22.49dB λόγο σβέσης, 0.116 nm εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος (FWHM) ενώ ο λόγος σύζευξης υπολογίσθηκε 14.6%.



Εικόνα 3.45: Φασματική απόκριση συνάρτησης μεταφοράς της 1^{ης} δομής μικρο-δακτυλίων

- **2^η δομή μικρο-δακτυλίων (ring)**

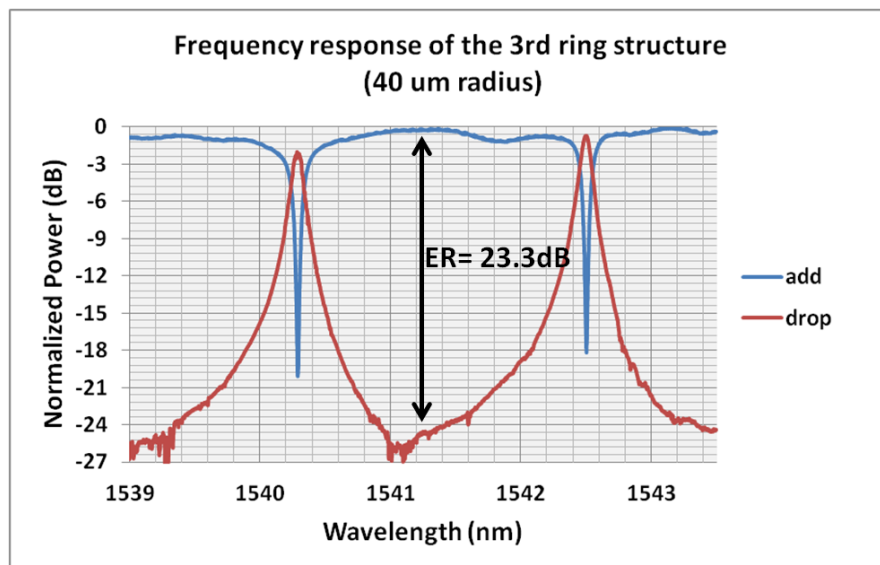
Στην Εικόνα 3.46 παρουσιάζεται η φασματική απόκριση της δομής του 2ου ring. Η δομή αυτή επέδειξε 25.7dB λόγο σβέσης, 0.122nm εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος(FWHM)ενώ ο λόγος σύζευξης υπολογίσθηκε 15.3%.



Εικόνα 3.46: Φασματική απόκριση συνάρτησης μεταφοράς της 2^{ης} δομής μικρο-δακτυλίων

- **3^η δομή μικρο-δακτυλίων (ring)**

Στην Εικόνα 3.47 παρουσιάζεται η φασματική απόκριση της δομής του 3ου ring. Η δομή αυτή επέδειξε 23.3dB λόγο σβέσης, 0.120nm εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος(FWHM)ενώ ο λόγος σύζευξης υπολογίσθηκε 15.1%.



Εικόνα 3.47: Φασματική απόκριση συνάρτησης μεταφοράς της 3^{ης} δομής μικρο-δακτυλίων

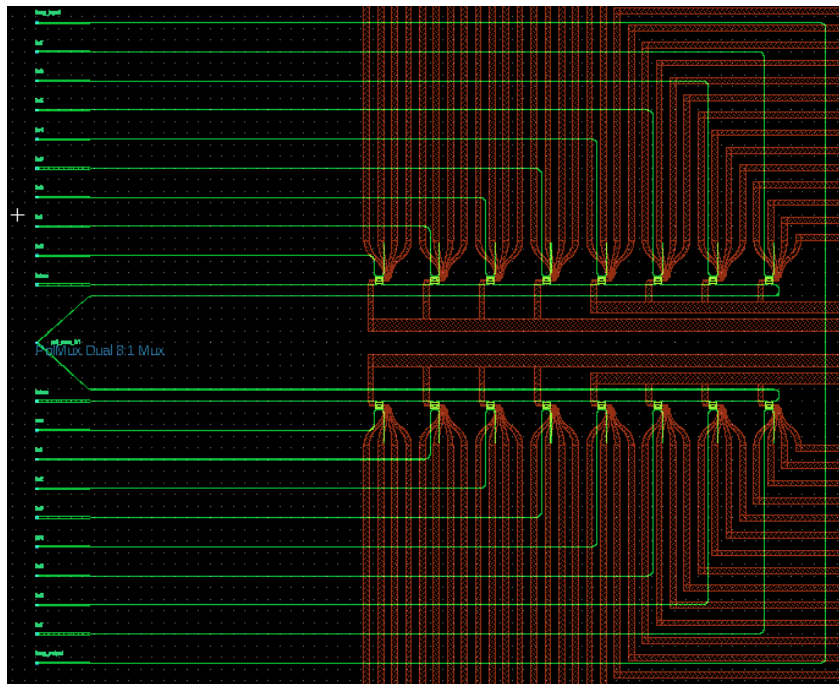
Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων που ελήφθησαν για τα τρεις δομές μονών μικρο-δακτυλίων(rings).

Ring test structure	Extinction ratio (ER)	FWHM	Coupling ratio
1 st	22.49 dB	0.116 nm	14.6%
2 nd	25.7 dB	0.122 nm	15.3%
3 rd	23.3 dB	0.120 nm	15.1%

Πίνακας 3.11: Σύνοψη των χαρακτηριστικών του λόγου σβέσης (ExtinctionRatio), του εύρους ζώνης ημίσειας ισχύος (FWHM) και του λόγου σύζευξης (couplingratio) των τριών δομών μονών μικρο-δακτυλίων

3.13.3 Πειραματική αξιολόγηση τμήματος (section) της μάσκας που περιλαμβάνει την δομή του 16x1 MUX/DEMUX

Μια συστοιχία μονότροπων ινών (fiberarray) χρησιμοποιήθηκε για τον οπτικό χαρακτηρισμό των δομών του 16x1 MUX/DEMUX που βρίσκονται στο υπό-εξέταση τσιπ. Η απόδοση των 2Dcouplers περίθλασης (gratingcouplers) αξιολογήθηκε με γνώμονα τις απώλειες από ίνα-σε-ίνα (fiber-to-fiber) καθώς και την φασματική τους απόκριση. Επιπρόσθετα, μετρήθηκαν και οι απώλειες που είναι εξαρτώμενες από την πόλωση (polarizationdependentloss - PDL) για τον 2Dgratingcoupler. Η Εικόνα 3.48 παρουσιάζει την περιοχή της μάσκας του SOI τσιπ που περιλαμβάνει τον 16x1 (DE)MUX.

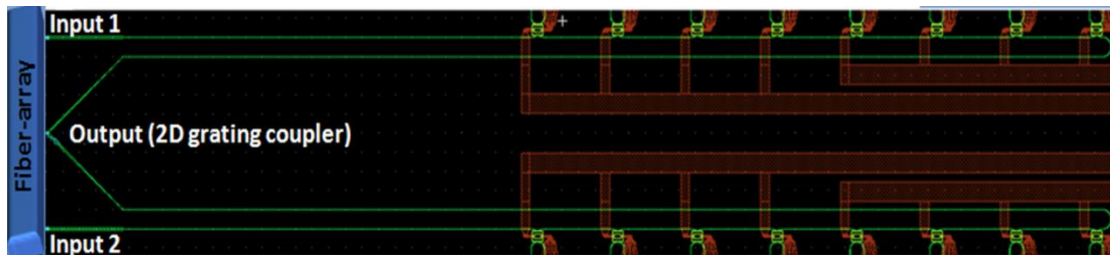


Εικόνα 3.48: Το τμήμα της μάσκας με την δομή του 16x1 MUX/DEMUX

Η ίδια πηγή φωτός λέιζερ (εύρος διακύμανσης 1500-1580 nm) που εκπέμπει σήμα συνεχούς κύματος (Continuous Wave-CW) (όπως στην περίπτωση των μεμονωμένων 2^{ης} τάξης MRs-MZI φίλτρων) χρησιμοποιήθηκε για να τροφοδοτήσει την είσοδο των gratingcouplers των δύο κοινών ευθέων κυματοδηγών (buswaveguides) του MUX. Όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 3.49, υπάρχουν δύο (2) ευθύς κυματοδηγοί (buswaveguides) η οποίοι χρησιμεύουν ως οι δύο διαφορετικές εισόδου του τμήματος με την δομή της πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX). Η έξοδος της CW πηγής φωτός τροφοδότησε αυτούς τους δύο κυματοδηγούς εισόδου (input 1 και input 2) διαδοχικά, ενώ η έξοδος από τον 2Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler) απεικονίστηκε σε ένα Οπτικό Αναλυτή Φάσματος

(opticalspectrumanalyzer - OSA). Κατά συνέπεια, ήταν δυνατή η λήψη της συνάρτησης μεταφοράς του 2Dcoupler περίθλασης του 16x1 MUX/DEMUX καθώς και η εκτίμηση των απωλειών τους από ίνα-σε-ίνα.

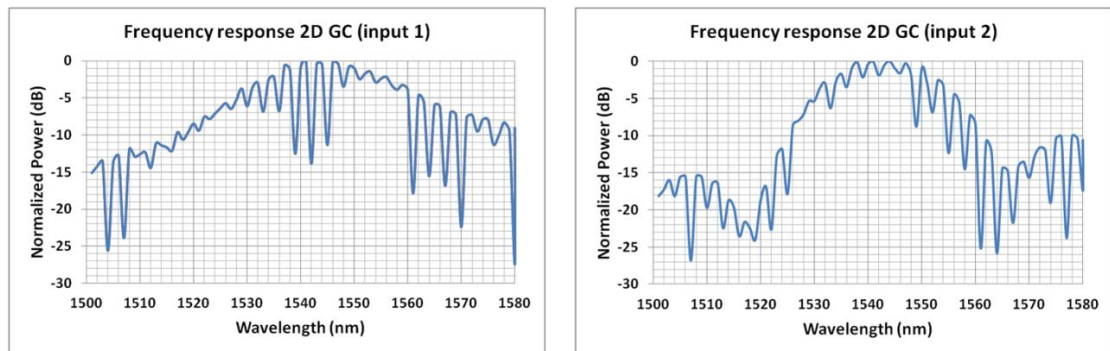
Η μέτρηση για τις απώλειες που είναι εξαρτώμενες από την πόλωση (PDL) εκφράζονται από την peak-to-peak διαφορά στην μετάδοση μιας οπτικής διάταξης σε σχέση με όλες τις δυνατές της πολωτικές καταστάσεις (polarizationstates). Στην περίπτωση μας η παράμετρος τουPDL του 2Dcoupler περίθλασης εκφράζεται ως η διαφορά μεταξύ των απωλειών από ίνα-σε-ίνα που μετρήθηκαν από τις δυο εισόδους στο μήκος κύματος για το οποίο παρουσιάζεται η μέγιστη απόδοση της σύζευξης (couplingefficiency).



Εικόνα 3.49: Απεικόνιση της συστοιχίας μονότροπων ινών (fiberarray) για τον χαρακτηρισμό της δομής 2Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler)

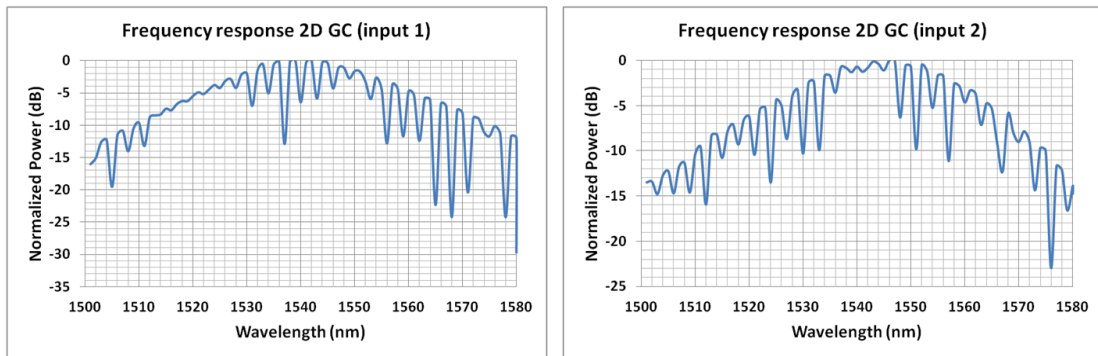
Στην συνέχεια παρουσιάζονται οι μετρήσεις της φασματικής απόκρισης των 2Dgratingcouplers (Εικόνα 3.50 - 3.53). Για κάθε μια κυψέλη (cell) του υπό εξέταση τσιπ δύο διαγράμματα σχεδιάστηκαν που αναφέρονται στις διαφορετικές εισόδους (input 1 και input 2) των ευθέων κυματοδηγών (buswaveguides) του τμήματος της δομήςMUX/DEMUX (Εικόνα 3.49).

Cell 1



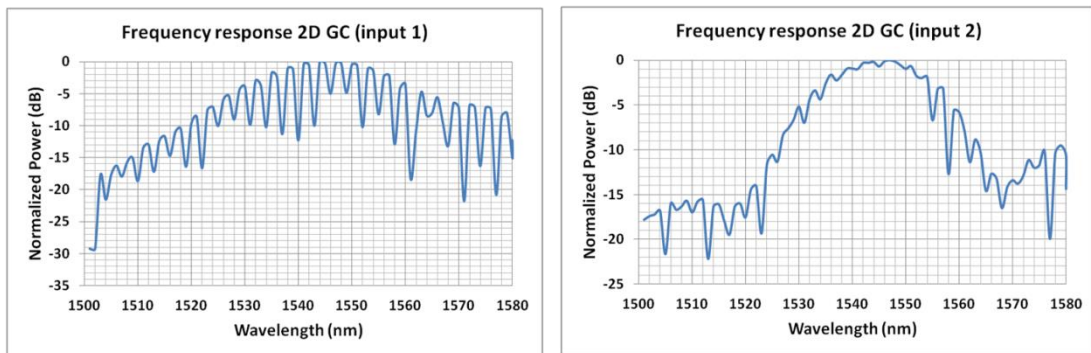
Εικόνα 3.50: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 1 (cell 1)

Cell 2



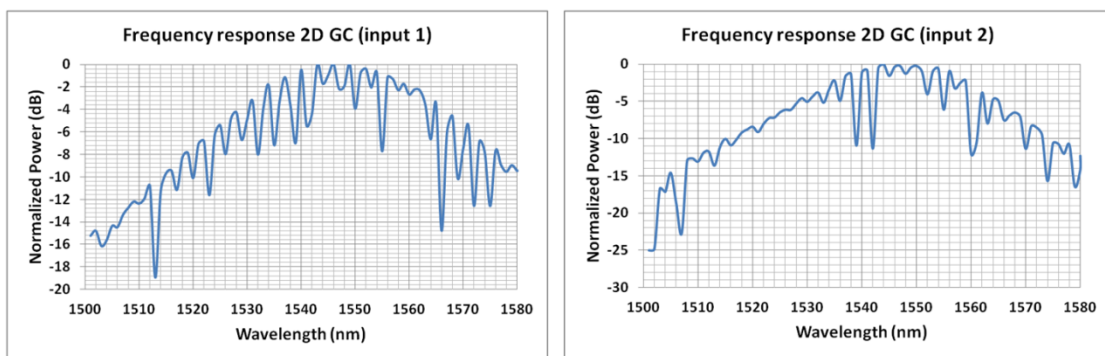
Εικόνα 3.51: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 2 (cell 2)

Cell 3



Εικόνα 3.52: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 3 (cell 3)

Cell 4



Εικόνα 3.53: Φασματική απόκριση των εισόδων 1 και 2 της (input 1 & 2) κυψέλης 4 (cell 4)

Ο Πίνακας 3.12 συνοψίζει τις απώλειες από ίνα-σε-ίνα και τις απώλειες που είναι εξαρτώμενες από την πόλωση (PDL).

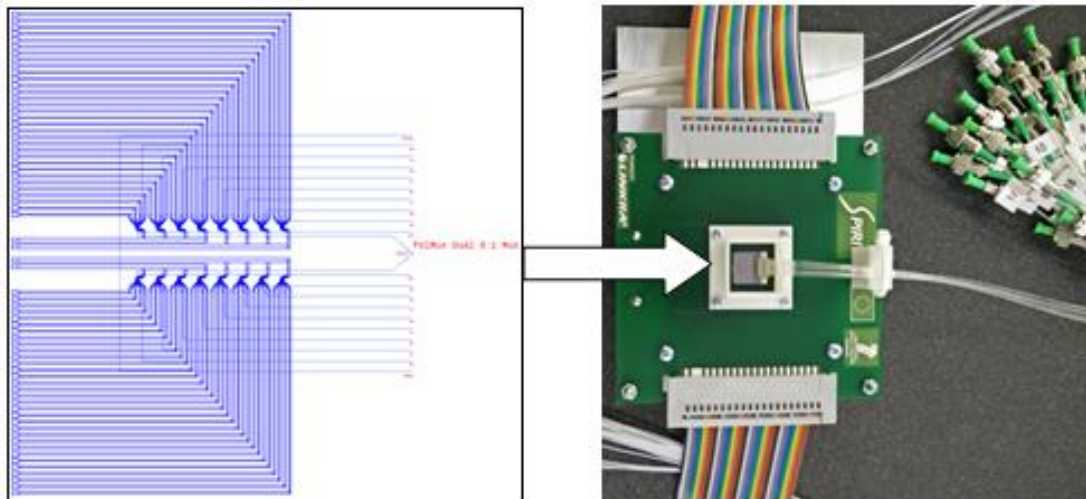
Cell number	Input 1 Fiber-to-fiber losses (dB)	Input 2 Fiber-to-fiber losses (dB)	Polarization Dependent Losses (dB)
1	17.3	15.76	1.54
2	13.2	13.61	0.41
3	14.1	14.6	0.5
4	13.66	14.11	0.45

Πίνακας 3.12: Απώλειες από ίνα-σε-ίνα και από τις δυο διαφορετικές εισόδους καθώς και οι απώλειες PDL του 2Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler)

Λαμβάνοντας υπόψη τις μετρήσεις του παραπάνω πίνακα, οι κυψέλες (cell) που έχουν την καλύτερη απόδοση ως προς τις απώλειες από ίνα-σε-ίνα (fiber-to-fiber) και τις απώλειες PDL είναι οι κυψέλες 2 και 4 (cell 2 και cell 4), οι οποίες επιλέχθηκαν για να προχωρήσει η διαδικασία του packaging του πρωτοτύπου 16x1 MUX/DEMUX.

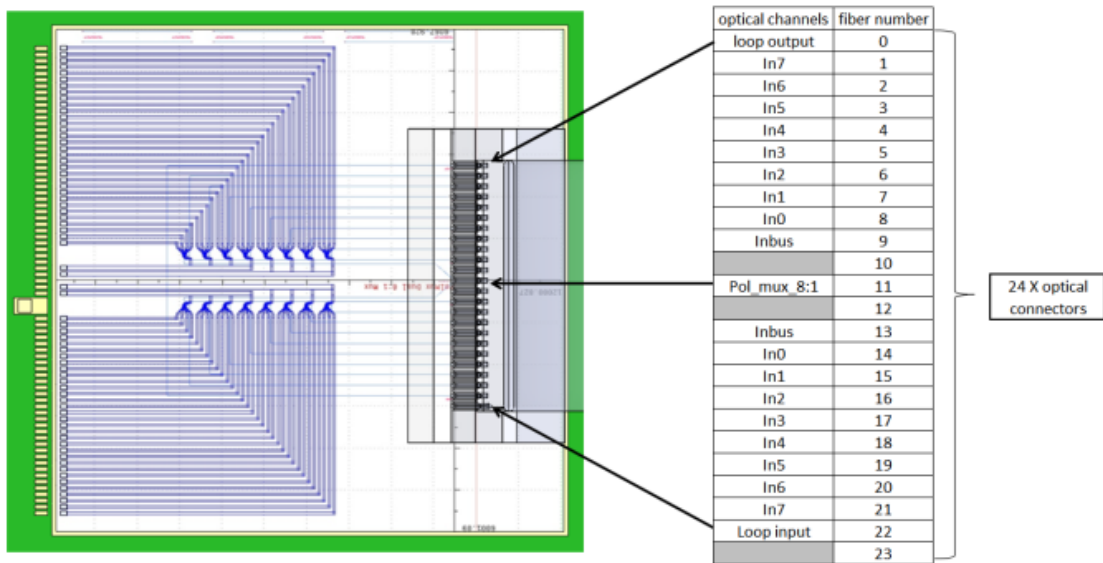
3.14 Περιγραφή των οπτικών και ηλεκτρικών συνδέσεων του πρωτοτύπου 16x1 πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη (MUX/DEMUX)

Η Εικόνα 3.56 απεικονίζει την διάταξη (layout) του τσιπ (τη διάταξη με τον ενσωματωμένο διαχωριστή πόλωσης) η οποία ευθυγραμμίστηκε και συναρμολογήθηκε (assembled) στην πρωτότυπη δομή ευέλικτων φίλτρων του (από)πολυπλέκτη (MUX/DEMUX) καθώς και την σχετική του θέση κατά την διαδικασία του packaging. Η διαδικασία του assembly και του packaging του πρωτοτύπου υλοποιήθηκε από την εταιρεία TEI.



Εικόνα 3.56: Απεικόνιση της θέσης της δομής του 16x1 MUX/DEMUX κατά το packaging.

Η Εικόνα 3.57 παρουσιάζει τον πίνακα που αναφέρει με λεπτομέρεια την αντιστοιχία των οπτικών καναλιών εισόδου (input) και εξόδου (output) στο τσιπ με τους αντίστοιχους κονέκτορες οπτικής ίνας.

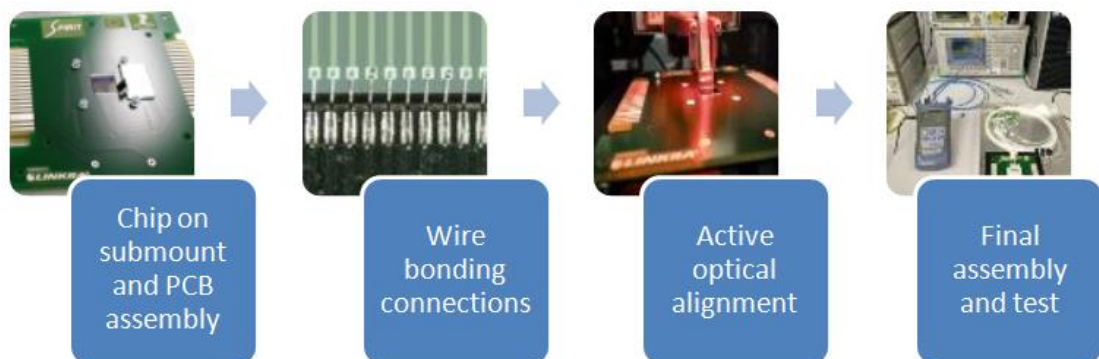


Εικόνα 3.57: Οπτικά κανάλια εισόδων εξόδων (OpticalIOchannels)

Στην συνέχεια παραθέτονται οι ηλεκτρικές συνδέσεις μαζί με την διάταξη τους πάνω στο πρωτότυπο (Εικόνα 3.58 **Error! Reference source not found.**). Οι συνδέσεις με περιττό αριθμό βρίσκονται στην κορυφή του στρώματος της πλακέτας PCB ενώ οι άρτιες στο κάτω.

3.15 Περιγραφή των κυριότερων βημάτων για το assembly και το packaging του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX

Τα κυριότερα βήματα του assembly και του packaging του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX περιγράφονται στην Εικόνα 3.59.



Εικόνα 3.58: Απεικόνιση των βημάτων της διαδικασίας συναρμολόγησης του πρωτότυπου MUX/DEMUX

3.15.1 Διαδικασία του assembly του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX

Η διαδικασία του assembly και του packaging του MUX/DEMUX τσιπ μπορεί να χωριστεί σε δύο κύριες λειτουργίες:

- **Αρχικά τοποθετείται το τσιπ πάνω σε ένα μεταλλικό υπόστρωμα (sub-mount) και στην συνέχεια πάνω στην πλακέτα PCB.** Το τσιπ προσαρτάται στο μεταλλικό υπόστρωμα χρησιμοποιώντας μια ηλεκτρικά και θερμικά αγωγίμη ρητίνη αργύρου (silverresin). Στην συνέχεια, η υπό-διάταξη που έχει δημιουργηθεί με το τσιπ προσαρτάται με την σειρά της πάνω στην πλακέτα PCB με τον ίδιο ακριβώς τρόπο που περιγράφηκε και πριν (solverresin). Το τελικό στάδιο είναι η τοποθέτηση όλης

της διάταξης σε ένα φούρνο σε θερμοκρασία κοντά στους 80 C° για τουλάχιστον 4 ώρες ώστε να στερεοποιηθεί η ρητίνη.

- **Wirebondingconnections.** Οι ηλεκτρικές συνδέσεις μεταξύ του τσιπ και της πλακέταςPCB πραγματοποιούνται μέσω ενός 25 um διαμέτρου καλωδίου αργύρου, χρησιμοποιώντας τεχνολογία σύνδεσης wedge.

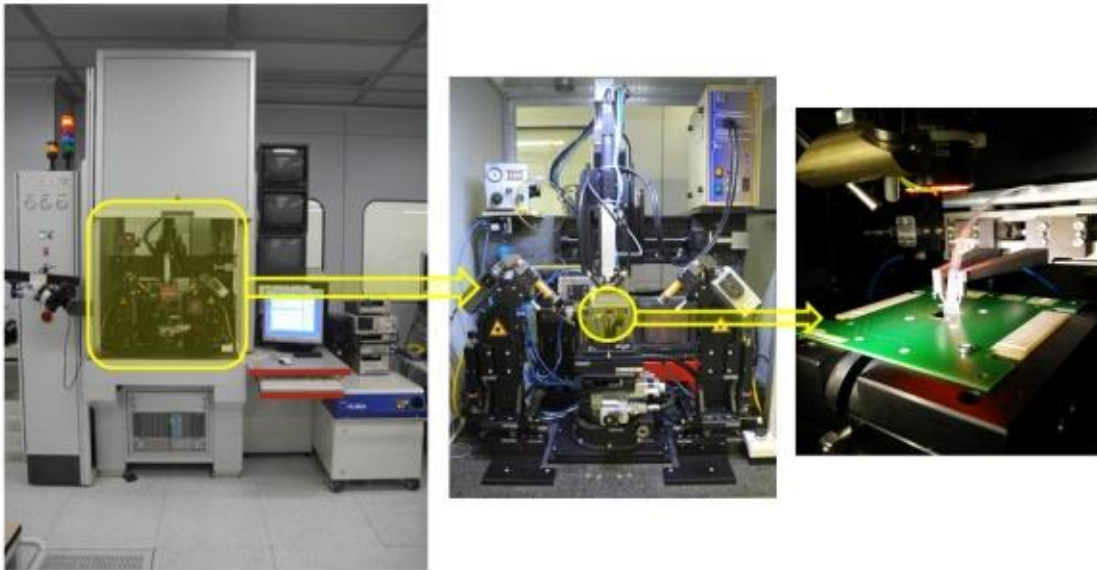
3.15.2 Διαδικασία packaging και οπτικής ευθυγράμμισης του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX

Η προσάρτηση της διάταξης (assembly) των 24 ινών στις οπτικές θύρες εισόδου/εξόδου IO πραγματοποιήθηκε με την χρήση μιας διαδικασίας δυναμικής οπτικής ευθυγράμμισης (activeopticalalignment). Η ευθυγράμμιση της συστοιχίας από ίνες (fiberarray) στην θέση της μέγιστης οπτικής σύζευξης (opticalcoupling) στην κορυφή του τσιπ με τις θύρες IO, έγινε με την βοήθεια μιας εσωτερικής οπτικής διακλάδωσης μεταξύ της θύρας 0 και της θύρας 22 (Εικόνα 3.59). Οι συγκεκριμένες θύρες συνδέονται απευθείας με έναν οπτικό κυματοδηγό μορφής-U που επιτρέπει την χρήση της διακλάδωσης για την οπτική ευθυγράμμιση του τσιπ, τροφοδοτώντας με οπτικό σήμα την θύρα 22 και καταγράφοντάς το από την θύρα 0. Αυτές οι δύο οπτικές θύρες εισόδων/εξόδων είναι η πρώτη και η τελευταία του τσιπ, και κατά συνέπεια ευθυγραμμίζοντας τις αντίστοιχες ίνες (πρώτη και τελευταία) από την συστοιχία ινών (fiberarray) εξασφαλίζεται ότι όλες οι ίνες θα ευθυγραμμιστούν με τις αντίστοιχες οπτικές θύρες.

Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3.61η οποία σχηματοποιεί την οπτική διάταξη που μόλις περιγράφηκε το οπτικό σήμα να εισέρχεται από την θύρα "**loopinputch22**" και να λαμβάνεται από την θύρα "**loopinputch0**". Μια πηγή φωτός λέιζερ που εκπέμπει στο μήκος κύματος των 1550 nm με ευρύ φασματικό περιεχόμενο χρησιμοποιήθηκε για να παράξει το σήμα εισόδου που μετρήθηκε με την βοήθεια ενός μετρητή ισχύος (powermeter).

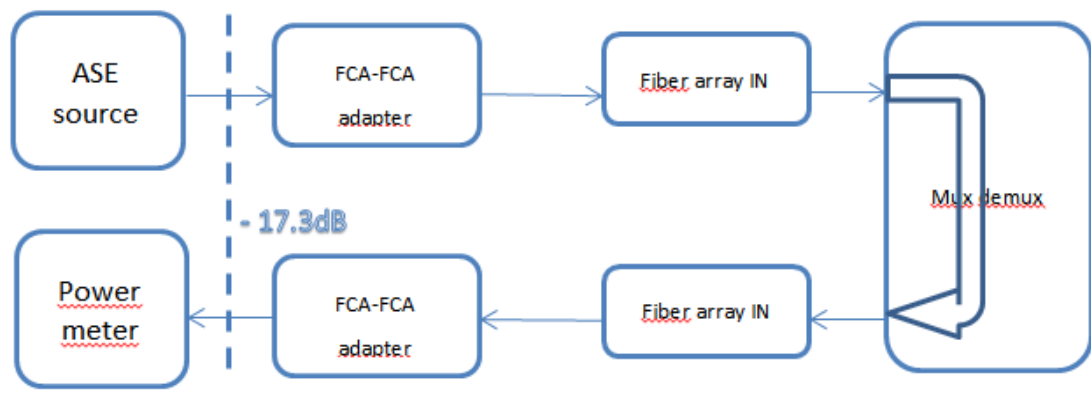
Η πηγή με ευρύ φασματικό περιεχόμενο προτιμήθηκε έναντι μιας με στενό φάσμα ώστε να αποφευχθεί οποιαδήποτε πιθανή σύμπτωση της πηγής με στενό φάσμα με το παράθυρο φιλτραρίσματος των ευέλικτων φίλτρων.

Η συνολική διαδικασία πραγματοποιήθηκε με εξοπλισμό αυτοματοποιημένης οπτικής διασύνδεσης σε πάγκο (automatedopticalbenchequipment) όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.60Εικόνα 3., όπου ήταν εφικτή η εκτέλεση των τυπικών ρουτινών ευθυγράμμισης για την οπτική σύζευξη όπως η σάρωση για οπτικές γραμμές και η χαρτογράφηση της περιοχής. Έτσι, μετρώντας την διανομή της ισχύος πάνω στο τσιπ κινείται δυναμικά και το τσιπ και η συστοιχία ινών (fiberarray) ώστε να βρεθεί η κατάλληλη θέση που εξασφαλίζει την μέγιστη σύζευξη του φωτός.



Εικόνα 3.60: Απεικόνιση του εξοπλισμού αυτοματοποιημένης οπτικής διασύνδεσης σε πάγκο για την διαδικασία οπτικής ευθυγράμμισης του πρωτότυπου MUX/DEMUX

Επιπρόσθετα θα πρέπει να σημειωθεί ότι η εταιρεία CORDON που ανέλαβε την διαδικασία του packaging του MUX/DEMUX αναβάθμισε το εξοπλισμό της ώστε να είναι σε θέση να πραγματοποιήσει την ευθυγράμμιση της συστοιχίας ινών (fiberarray) εγκαθιστώντας ένα συμπληρωματικό άξονα ικανό να μετακινήσει τη λαβή (grripper) που κρατά την συστοιχία των ινών ορθογώνια στον οπτικό άξονα του συστήματος. Πριν από αυτή την αναβάθμιση οι λαβές κινούνταν με την βοήθεια ενός ενεργοποιητή (actuator) ο οποίος δεν θα μπορούσε να ικανοποιήσει τις ανάγκες της συγκεκριμένης διαδικασίας.



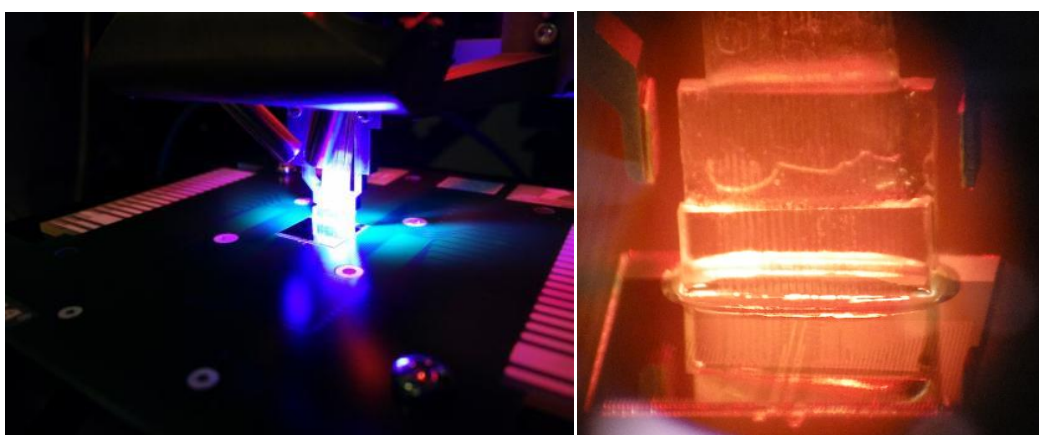
Εικόνα 3.61: Διάταξη για τον χαρακτηρισμό του οπτικού δρόμου της ευθυγράμμισης του πρωτότυπου MUX/DEMUX

3.15.3 Περιγραφή της διαδικασίας σταθεροποίησης της συστοιχίας των ινών πάνω από τον τσιπ του πρωτότυπου MUX/DEMUX

Η διαδικασία σταθεροποίησης της συστοιχίας ινών (fiberarray) πάνω από το τσιπ απαιτούσε την χρήση ρητίνης UV. Η ρητίνη κατανεμήθηκε με την χρήση ενός διανομέα πίεσης-χρόνου (time-pressure dispenser) με σκοπό να χρησιμοποιηθεί η ακριβής ποσότητα ρητίνης ώστε να αποφευχθεί μια υπερχειλίση της ρητίνης εκτός της περιοχής όπου έχει σχεδιαστεί. Η ρητίνη αυτή επιλέχθηκε λαμβάνοντας υπόψη την ανάγκη διαφάνειας (transparency) στο μήκος κύματος που θα λειτουργήσει το πρωτότυπο, τον δείκτη ανάκλασης

(refractiveindex) καθώς και τον μηχανισμό ωρίμανσης UV (UVcuring) στα 365 nm ώστε όλα να είναι συμβατά με το σύστημα. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή, επιλέχθηκε ρητίνη με διπλό μηχανισμό ωρίμανσης (UV και thermalcuring) ώστε να διασφαλιστεί αφενός η ταχεία σταθεροποίηση λόγω του UV μηχανισμού ωρίμανσης και αφετέρου η θερμική ανόπτηση (thermalannealing) με την χρήση φούρνου για την ενίσχυση της σταθεροποίησης του συσσωματώματος της συστοιχίας ίνας και του τσιπ (Εικόνα 3.62).

Ως ένδειξη επιτυχίας αυτού του βήματος συνήθως χρησιμοποιείται η μετατόπιση της απώλειας ισχύος μετά την χρήση του ανοίγματος της λαβής. Σε αυτή την περίπτωση, δεν παρατηρήθηκε καμία διακύμανση κατά το βήμα του ανοίγματος της λαβής. Έτσι μπορεί με ασφάλεια να ληφθεί το συμπέρασμα ότι η ρητίνη έχει ωριμάσει αρκετά ώστε να διατηρηθεί η συστοιχία των ιών στην θέση της. Οι συνολικές ενδογενείς απώλειες (insertionloss) μετρήθηκαν κατά το τέλος της διαδικασίας της οπτικής ευθυγράμμισης και ευρέθησαν -17.3 dB λαμβάνοντας υπόψη όλες τις συνδέσεις της Εικόνας 3.61.



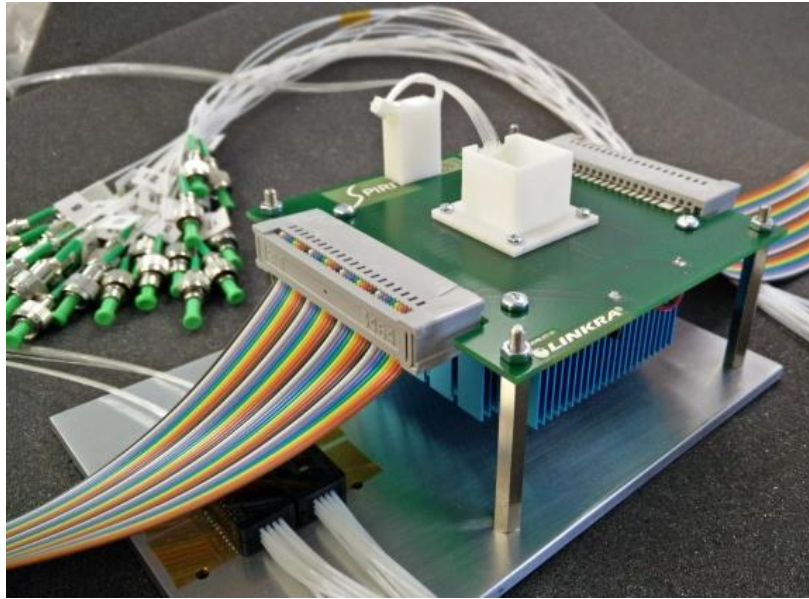
Εικόνα 3.62: Διαδικασία σταθεροποίησης της συστοιχίας ιών με χρήση ρητίνης UV και της θερμικής ανόπτησης του τσιπ

3.15.4 Περιγραφή της τελικής διαδικασίας του packaging του πρωτότυπου MUX/DEMUX

Μετά την ολοκλήρωση του βήματος της οπτικής ευθυγράμμισης και της θερμικής ανόπτησης του τσιπ ώστε να ολοκληρωθεί η ωρίμανση της ρητίνης συναρμολογήθηκαν και τα ακόλουθα στοιχεία ώστε να παραδοθεί το τελικό packagedMUX/DEMUX πρωτοτύπο:

- Μηχανισμός προστασίας της συστοιχίας των ιών (fiberarray)
- Υποδοχή (holder) ταινίας ιών (fiberribbon)
- Διάταξη ελεγκτή θερμοκρασίας (TEC) και ψήκτρας (heatsink)
- Διάταξημηχανικήςπλάκας (mechanical plate sub-assembly)

Τα στοιχεία αυτά προσέθεσαν την δυνατότητα δυναμικής θερμικής διαχείρισης και παρέχουν την μηχανική προστασία του πρωτοτύπου. Στην συνέχεια το packaging του πρωτότυπου MUX/DEMUX στάλθηκε από την CORDON στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ για την πειραματική της αξιολόγηση.



Εικόνα 3.63: Packaged πρωτότυπο MUX/DEMUX

3.16 Σύνοψη και συμπεράσματα Κεφαλαίου 3

Στο κεφάλαιο 3 περιγράφηκαν με λεπτομέρεια τα βήματα τα οποία ακολουθήθηκαν από την σύλληψη και δημιουργία των σχεδιαστικών μοντέλων των ολοκληρωμένων δομών πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) που βασίζουν την λειτουργία τους στην τεχνολογία των μικρο-δακτυλίων (microring resonators - MRR) μέχρι την κατασκευή τους και την πειραματική αξιολόγησή τους. Σύμφωνα με τις βασικές αρχές που περιγράφηκαν σχεδιάστηκαν ολοκληρωμένες δομές ευέλικτων φίλτρων οι οποίες αποτελούνται από 2^{15} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI που διαδραματίζει τον ρόλο ενός μεταβλητού λόγου οπτικού coupler ανάμεσα στις δυο κοιλότητες των μικρο-δακτυλίων. Για τις δομές ευέλικτων φίλτρων οι οποίες προσομοιώθηκαν χρησιμοποιήθηκαν σχεδιαστικά μοντέλα στα οποία μεταβάλλονταν σχεδιαστικές παράμετροι όπως η ακτίνα των μικρο-δακτυλίων, οι λόγοι σύζευξης καθώς και διάφορα γεωμετρικά χαρακτηριστικά ώστε να διερευνηθεί η καταλληλότητά τους να αποτελέσουν την καρδιά του πρωτότυπου πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) που θα εξυπηρετήσει τις ανάγκες των ευέλικτων οπτικών δικτύων υψηλής χωρητικότητας. Τα αποτελέσματα που αξιολογήθηκαν κατά την φάση των προσομοιώσεων αφορούσαν τις απώλειες που επιδείκνυαν οι δομές ευέλικτων φίλτρων καθώς και την δυνατότητα που παρουσιάζουν να μεταβάλλουν τα φασματικά τους χαρακτηριστικά που αφορούν το μήκος κύματος συντονισμού τους και το εύρος ζώνης λειτουργίας τους.

Επιπρόσθετα, παρουσιάστηκαν πειραματικά αποτελέσματα μιας συστοιχίας σύνθετων δομών ευέλικτων φίλτρων που ολοκληρώθηκαν (integrated) σε επίπεδο τσιπ σύμφωνα με τα προαναφερθέντα προσομοιωτικά αποτελέσματα ώστε να αξιολογηθεί η απόδοσή τους. Τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν από τον πειραματικό χαρακτηρισμό των δομών αυτών ήταν σε πλήρη συμφωνία με τα αντίστοιχα των προσομοιώσεων επιδεικνύοντας δυνατότητα μεταβολής του εύρους ζώνης λειτουργίας τους 12.5GHz και 35 GHz σε πραγματικό χρόνο με την χρήση μικρο-θερμαντών. Αξιοσημείωτη ήταν η δημιουργία μιας μια Flex-WDM πειραματική διάταξη (testbed) κατά την οποία δύο σήματα διαφορετικού ρυθμού μετάδοσης και σχήματος διαμόρφωσης (12.5 Gbit/s NRZ και 25 Gbaud PAM-4 σήμα) συνδυάστηκαν και τροφοδοτήθηκαν μέσα στα 2^{15} τάξης MZI-MRs ευέλικτα φίλτρα ώστε να αξιολογηθεί η επιλεκτικότητα που επιδεικνύει η δομή. Στην συνέχεια τα αποτελέσματα αυτά

συλλέχθηκαν και αξιολογήθηκαν ώστε να σχεδιαστεί η τελική μάσκα που θα περιλαμβάνει την δομή του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών η οποία θα περιλαμβάνει τις δομές αυτές των ευέλικτων φίλτρων. Επιπρόσθετα, παρατίθενται τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού που προέκυψαν από την ολοκληρωμένη δομή του MUX/DEMUX 16 καναλιών ώστε να αξιολογηθεί κυρίως η φασματική απόκριση του 2Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler) καθώς και οι απώλειες από ίνα-σε-ίνα της συνολικής δομής MUX/DEMUX πριν ξεκινήσει η διαδικασία κατασκευής του packaged τελικού πρωτοτύπου.

ΑναφορέςΚεφαλαίου 3

- [3.1] Cisco White Paper, "The ZettabyteEra:Trends and Analysis", USA, FLGD 12352, May 2015.
- [3.2] M. Jinno, "Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture", Communications Magazine, IEEE,vol. 47, issue 11, pp. 66-73, Nov. 2009.
- [3.3] O. Gerstel et al., "Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?", Communications Magazine, IEEE, vol. 20, pp. s12-s20,Febr. 2012.
- [3.4] Y. Sakurai et al., "LCOS-Based Wavelength Blocker Array With Channel-by-Channel Variable Center Wavelength and Bandwidth", IEEE Photonics Technology Letters, vol.23, No. 14, July 2011
- [3.5] D. Yie et al., "LCoS-based Wavelength Selective Switch for Future Finer-grid Elastic Optical Networks Capable of All-optical Wavelength Conversion", IEEE Photonics Technology Journal, June 2009
- [3.6] S. Frisken et al., "Advances in Wavelength Selective Switching and processing employing liquid crystal on silicon", COIN IEICE 08 SB 0064, Oct 2008
- [3.7] R. Rudnick et al., "Sub-Banded / Single-Sub-Carrier Drop-Demux and Flexible Spectral Shaping with a Fine Resolution Photonic Processor", ECOC 2014, doi: 10.1109/ECOC.2014.6964274
- [3.8] K. Sorimoto et al., " Compact and phase-error-robust multilayered AWG-based wavelength selective switch driven by a single LCOS", OSA Optics Express, Vol. 21, No. 14, 2013
- [3.9] D. Marom et al.," Wavelength-Selective 1 Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation", Journal oflightwave technology , vol. 23, no. 4, April 2005
- [3.10] H. Uetsuka et al., " NxN Wavelength Selective Switches", OECC 2016
- [3.11] K. Sorimoto et al., "Compact 5x5 wavelength-selective cross connect using integrated 2-D MEMS mirror arrays", 18th Microoptics Conference (MOC'13), Oct. 27 - 30, 2013
- [3.12] R. Uchino et al., "Capacitive feedback controlled PZT micro mirror arrays for wavelength selective switch", MEMS 2014, San Francisco, CA, USA, January 26 - 30, 2014
- [3.13] H. Asakura et al. "A 200-GHz spacing, 17-channel, 1× 2 wavelength selective switch using a silicon arrayed-waveguide grating with loopback." Photonics in Switching (PS), 2015 International Conference on. IEEE, 2015.
- [3.14] P. DasMahapatra et al. "Optical crosspoint matrix using broadband resonant switches." IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics 20.4 (2014): 1-10.
- [3.15] A. W. Poon, et al. "Cascaded micro resonator-based matrix switch for silicon on-chip optical interconnection." Proceedings of the IEEE 97.7 (2009): 1216-1238.
- [3.16] F. Xia, et al. "Ultra-compact high order ring resonator filters using submicron silicon photonic wires for on-chip optical interconnects." Optics express 15.19 (2007): 11934-11941

- [3.17] J. Chan, et al. "Data transmission using wavelength-selective spatial routing for photonic interconnection networks." Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference. IEEE, 2011.
- [3.18] A. Gazman, et al. "Software-defined control-plane for wavelength selective unicast and multicast of optical data in a silicon photonic platform." Optics Express 25.1 (2017): 232-242.
- [3.19] L. Zhou, "Wavelength-selective switching using double-ring resonators coupled by a three-waveguide directional coupler." Optics express 23.10 (2015): 13488-13498.
- [3.20] YunhongDing et al., "Bandwidth and wavelength-tunable optical bandpass filter based on silicon microring-MZI structure", OSA Optics Express, vol. 19, issue 7, pp. 6462-6470, 2011.
- [3.21] P. Orlandi et al., "Photonic Integrated Filter With Widely Tunable Bandwidth", IEEE JLT, vol. 32, no. 5, Mar 2014.
- [3.22] Norberg, Erik J., et al. "Programmable photonic microwave filters monolithically integrated in InP-InGaAsP." Journal of Lightwave Technology 29.11 (2011): 1611-1619.
- [3.23] B. Little et al., "Tunable bandwidth microring resonator filters", Presented at 34th, ECOC, Brussels, Belgium, 21-25 Sep 2008.
- [3.24] I. Lazarou et al, "Bandwidth and Wavelength-Selective MUX/DEMUX Microresonator Elements for Flexible-Grid Applications", Presented at Advanced Photonics Conference, Boston, USA, 27 Jun- 1 Jul 2015.
- [3.25] N. Iliadis et al, "Bandwidth-Flexible and Wavelength-Selective SOI Filtering Element for Flexible-Grid Applications", Presented at Asian Communications and Photonics Conference, Hong Kong, 19-23 Nov 2015.
- [3.26] G. Kanakis et al, "16x1 Dual Polarization SOI MUX/DEMUX for Flexible-Grid Optical Networks", Presented at OFC, paper W2A Anaheim, USA, 20-24 Mar 2016.
- [3.27] F. Gan et al., "Maximizing the Thermo-Optic Tuning Range of Silicon Photonic Structures", IEEE, In Proc. Photonics in Switching 07, pp. 66-67 San Fransisco, CA, 2007
- [3.28] P. Dong et al., "Thermally tunable silicon racetrack resonators with ultralow tuning power", OSA Optics Express, vol. 18, pp. 20298-20304, 2010
- [3.29] M. Dahlem et al., "Reconfigurable multi-channel second-order silicon microringresonator filterbanks for on-chip WDM systems", OSA Optics Express, vol. 9, pp. 306-316, 2011.
- [3.30] W. Bogaerts et al., "Silicon microring resonators", Laser Photonics Reviews, Vol.6, pp. 47-73, 2012.
- [3.31] Εμπορικά διαθέσιμος ρυθμιστής X-Y-Z, MDE122, διαθέσιμος on-line: <http://www.elliotscientific.com/pdf/EMCatalogue.pdf>
- [3.32] Εμπορικά διαθέσιμος ρυθμιστής θy-θz, MDE185, διαθέσιμος on-line: <http://www.elliotscientific.com/pdf/EMCatalogue.pdf>
- [3.33] H. Najafi and K.A. Woodbury, "Optimization of a cooling system based on Peltier effect for photovoltaic cells," Elsevier Solar Energy, Vol. 91, pp.152-160 (2013).

[3.34] Taylor, R.A., Solbrekken, G., "Comprehensive system-level optimization of thermoelectric devices for electronic cooling applications", IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 31, Issue: 1, pp. 23-31 (2008).

[3.35] P. Kozodoy et al, "Thermal effects in Monolithically Integrated Tunable Laser Transmitters", Proc. of 20th IEEE STMMS Ann. Symposium, San Jose, (2004).

[3.36] McGee Thomas, "Chapter 9", "Principles and Methods of Temperature Measurement", John Wiley & Sons, pp.203 (1988).

[3.37] C. Doerr et al., "Monolithic Flexible-Grid 1 2 Wavelength-Selective Switch in Silicon Photonics," JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 30, NO. 4, FEBRUARY 15, 2012.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου

4.1 Εισαγωγή

Η ενδεδειγμένη πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου που είναι συμβατός με τα πρότυπα ευέλικτου πλέγματος (flexible-gridcompliant) πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ. Η αρχή λειτουργίας του πρωτοτύπου αυτού όπως έχει ήδη αναφερθεί βασίζεται σε μια συστοιχία στοιχείων φιλτραρίσματος (filteringelementarray) τα οποία επιδεικνύουν χαρακτηριστικά ευελιξίας και επιλεκτικότητας ως προς το μήκος κύματος συντονισμού και το εύρος ζώνης που μπορούν να εξυπηρετήσουν. Τα ευέλικτα αυτά στοιχεία φίλτρα είναι ολοκληρωμένα σε πλατφόρμα SOI ενώ επιπλέον διαθέτουν και λειτουργίες πολυπλεξίας πόλωσης πάνω στο τσιπ (onchippolarizationmultiplexing). Ο πειραματικός χαρακτηρισμός του πρωτοτύπου ήταν πολύπλευρος αξιολογώντας την λειτουργία του σε σενάρια 2x1 MUX, 1x2 DEMUX και PolMUX κάτω από ρεαλιστικές συνθήκες μετάδοσης της πληροφορίας, επιβεβαιώνοντας με αυτό τον τρόπο την καταλληλότητα του συγκεκριμένου πρωτοτύπου για τις εφαρμογές της επόμενης γενιάς οπτικών δικτύων ευέλικτου πλέγματος (nextgenerationflexible-gridopticalnetworks).

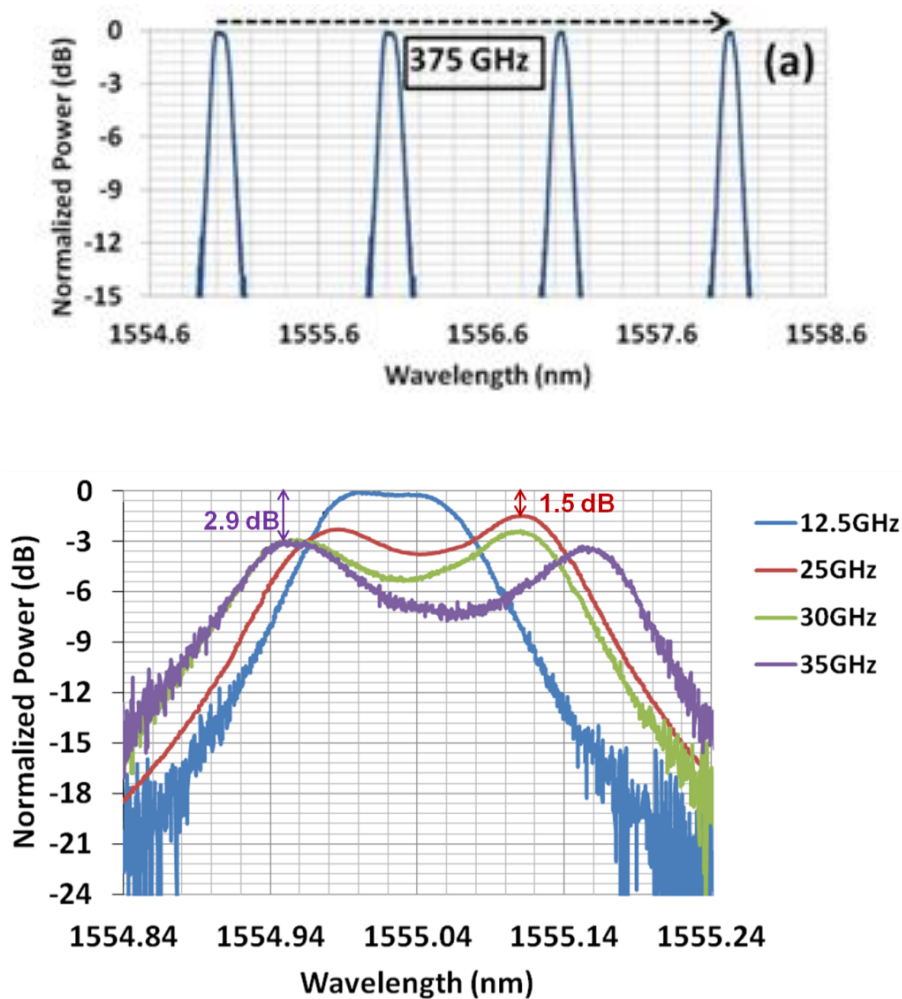
4.2 Αρχή λειτουργίας των στοιχείων 2ης τάξης micro-racetrack με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI

Η αρχή λειτουργίας του βασικού στοιχείου φιλτραρίσματος που χρησιμοποιήθηκε στο MUX/DEMUX πρωτότυπο περιγράφηκε με λεπτομέρεια σε προηγούμενη ενότητα [1-2]. Ανακεφαλαιώνοντας συνοπτικά οι δομές 2^{ης} τάξης micro-racetrack (MRR) οι οποίες αποτελούνται από δύο sub-MRs (Smr1 και Smr2) όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.29 μπορούν θερμο-οπτικά να μετατοπίσουν την συνάρτηση μεταφοράς τους και κατά συνέπεια να ελέγχεται ανεξάρτητα η τιμή του μήκος κύματος συντονισμού του κάθε sub-MR. Επιπλέον, το σχεδιαστικό μοντέλο των στοιχείων φιλτραρίσματος περιλαμβάνει ακόμα ένα συμμετρικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder μεταξύ των δύο sub-MRs το οποίο λειτουργεί ως ένας μεταβλητού λόγου οπτικός coupler (variable ratio optical couplers). Επιπλέον, το συμβολόμετρο MZI έχει θερμο-οπτικούς στροφείς φάσης (thermo-optical phaseshifters) σε κάθε του βραχίονα επιτρέποντας την ρύθμιση της ισχύος που συζευγνύεται μεταξύ των κοιλοτήτων των sub-MRs καθιστώντας εφικτή την δυναμική μεταβολή του εύρους ζώνης των ευέλικτων φίλτρων. Τα μεμονωμένα στοιχεία φιλτραρίσματος έχουν αξιολογηθεί σε επίπεδο τσιπ και έχουν επιδείξει δυνατότητα μετατόπισης του μήκος κύματος συντονισμού τους κατά 380 GHz με ελάχιστη φασματική υποβάθμιση (degradation) καθώς και μεταβολή του εύρους ζώνης μεταξύ 18 -59.5 GHz [3].

Το MUX/DEMUX πρωτότυπο περιλαμβάνει δύο διαφορετικούς 8x1 (από)πολυπλέκτες, ολοκληρωμένων στο ίδιο τσιπ και διαθέτοντας 1Dcouplers περίθλασης (gratingcouplers) για την σύζευξη του φωτός εντός/εκτός του τσιπ. Οι ευθύς κυματοδηγοί (buswaveguides) των δύο 8x1 δομών πολυπλέκονται μέσω ενός 2Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler) που λειτουργεί ως coupler/διαχωριστής πόλωσης (Εικόνα 3.48). Κάθε στοιχείο του packaged MUX/DEMUX έχει 4 μεταλλικούς heaters (metalheaters) ενώ το αντίστοιχο ηλεκτρικό κύκλωμα δρομολογείται κατάλληλα ώστε να σχηματίσει μια 1D συστοιχία σύνδεσης επαφών (1Dbondingpadarray) ώστε να διευκολυνθεί η διαδικασία του packaging.

4.3 Πειραματική αξιολόγηση των παθητικών λειτουργιών του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου

Η ενδελεχής πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου διευκόλυνε την ολοκληρωμένη κατανόηση της αρχής λειτουργίας της. Αρχικά, διερευνήθηκε η απόδοση ενός μονού στοιχείου φιλτραρίσματος ως προς την δυνατότητα μετατόπισης του μήκους κύματος συντονισμού του, το επιτεύξιμο εύρος ζώνης του καθώς και το FSR του. Για την πραγματοποίηση των προαναφερθέντων μετρήσεων στο μονό στοιχείο φιλτραρίσματος εφαρμόστηκε κατάλληλη τάση (bias) ώστε να επιτευχθεί το ελάχιστο εύρος ζώνης του φίλτρου (12.5 GHz). Το ρεύμα το οποίο εγχύθηκε στους micro-heaters του άνω βραχίονα του συμβολέμετρου MZI και του Smr2 ήταν 2.3 mA αντίστοιχα επιτυγχάνοντας μια τιμή της παραμέτρου της ελεύθερης φασματικής περιοχής FSR της τάξης των 375 GHz, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.1(α). Μια πλήρης μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού κατά ένα πλήρες FSR επιτεύχθηκε αυξάνοντας το ρεύμα έγχυσης στον θερμαντή (heater) του Smr2 έως τα 3.2 mA ενώ το ρεύμα στον θερμαντή (heater) του Smr1 ήταν 2.5 mA. Ο Πίνακας 4.1 συνοψίζει τις τιμές των ζευγαριών τάσης/ρεύματος τόσο για την επίτευξη μιας πλήρους μετατόπισης του μήκους κύματος του φίλτρου κατά FSR όσο και για τα ενδιάμεσα στάδια της μετατόπισης αυτής. Η κατανάλωση ενέργειας (power consumption) για να γίνει bias το πρωτότυπο στο ελάχιστο επιτεύξιμο εύρος ζώνης του ήταν 58.3 mW ενώ για μια πλήρης FSR μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού του η συνολική κατανάλωση αυξήθηκε κατά 64 mW.



Εικόνα 4.1: (α) Φασματική απόκριση και μέτρηση της παραμέτρου του FSR και (β) μεταβολή του εύρους ζώνης ενός μονού ευέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος [4]

Επόμενο βήμα στην διαδικασία αξιολόγησης της επίδοσης του MUX/DEMUX πρωτοτύπου αποτέλεσε η διερεύνηση του εύρους της δυναμικής μεταβολής του εύρους ζώνης του. Για τον σκοπό αυτό το ρεύμα που εγχύθηκε στον θερμαντή(heater) του άνω βραχίονα του MZI μεταβλήθηκε από 2.3 mA έως 2 mA, επιτυγχάνοντας μεταβολή του εύρους ζώνης από 12.5 GHz έως 35 GHz όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.1(b). Η φασματική κυμάτωση (ripple) που εμφανίζεται εξαιτίας της μεταβολής του εύρους ζώνης ήταν λιγότερο από 4 dB ενώ οι επιπλέον απώλειες (excessloss) που εισάγονται ήταν της τάξης των 2.9 dB στην χειρότερη περίπτωση. Μικρή παρεμβολή (crosstalk) εμφανίστηκε εξαιτίας του σχεδιαστικού μοντέλου του ηλεκτρικού κυκλώματος (κοινή γείωση των δομών φιλτραρίσματος) που έχει υλοποιηθεί με αποτέλεσμα να απαιτείται μόνο μια μικρή παρέμβαση/διόρθωση στις τιμές των ρευμάτων έγχυσης στους heaters ώστε να αντισταθμιστεί η αντίστοιχη μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού του φίλτρου. Περαιτέρω μετατόπιση των συναρτήσεων μεταφοράς των δύο sub-MRs δεν θα εξαλείψει την φασματική κυμάτωση λόγω της ανελαστικής συμπεριφοράς του εξωτερικού coupler (bus-to-straight) των sub-MRs που καθορίζει το ελάχιστο εύρος ζώνης της δομής με αποτέλεσμα οποιαδήποτε προσπάθεια μετατόπισης των μηκών κύματος των sub-MRs θα επιφέρει μεγαλύτερο εύρος ζώνης με το κόστος της εμφάνισης ισχυρότερης in-band κυμάτωσης. Θα πρέπει να τονισθεί ωστόσο ότι η μεταβολή του εύρους ζώνης των 2^{ης} τάξης micro-racetracks δεν είναι συμμετρική. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι για να διατηρηθεί σταθερό το κεντρικό μήκος κύματος του φίλτρου, οι παράμετροι ελέγχου (controlsettings) των micro-racetracks θα πρέπει να τροποποιηθούν ελαφρά κατά την διάρκεια της διαδικασίας μεταβολής του εύρους ζώνης του φίλτρου. Κατά συνέπεια, η χρήση ενός lookup πίνακα κρίνεται απαραίτητη γεγονός που δεν αποτελεί τροχοπέδη μιας και το MUX/DEMUX πρωτότυπο είναι προσανατολισμένο για να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος (flex-grid).

Resonance Tuning (GHz)	L-MR Voltage (V) - Current (mA)	U-MR Voltage (V) - Current (mA)
0	12.73 V - 2.3 mA	0 V - 0 mA
125	15.83 V - 2.4 mA	6 V - 1.5 mA
250	18.11 V - 2.9 mA	8.82 V - 2 mA
375	19.94 V - 3.2 mA	11.79 V - 2.5 mA

Πίνακας 4.1: Ζευγάρια τιμών Τάσης/Ρεύματος για την μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού

Ο Πίνακας 4.2 συνοψίζει τα ζευγάρια τιμών τάσης/ρεύματος που απαιτούνται για την μεταβολή του εύρους ζώνης των καναλιών του φίλτρου, συμπεριλαμβανομένων και των ενδιάμεσων βημάτων. Όπως γίνεται αντιληπτό, μια αύξηση του εύρους ζώνης στα 35 GHz απαιτεί 7.1 mW μικρότερη ενεργειακή κατανάλωση συγκρινόμενη με την αρχική κατάσταση του φίλτρου που είχε εύρος ζώνης στα 12.5 GHz (biasingpoint).

3dB Bandwidth (GHz)	U-MZI Voltage (V) - Current (mA)	L-MR Voltage (V) - Current (mA)
12.5	12.62 V - 2.3 mA	12.73 V - 2.3 mA
25	12.06 V - 2.2 mA	12.73 V - 2.3 mA
30	11.51 V - 2.1 mA	12.73 V - 2.3 mA

35	10.96 V- 2 mA	12.73 V - 2.3 mA
----	---------------	------------------

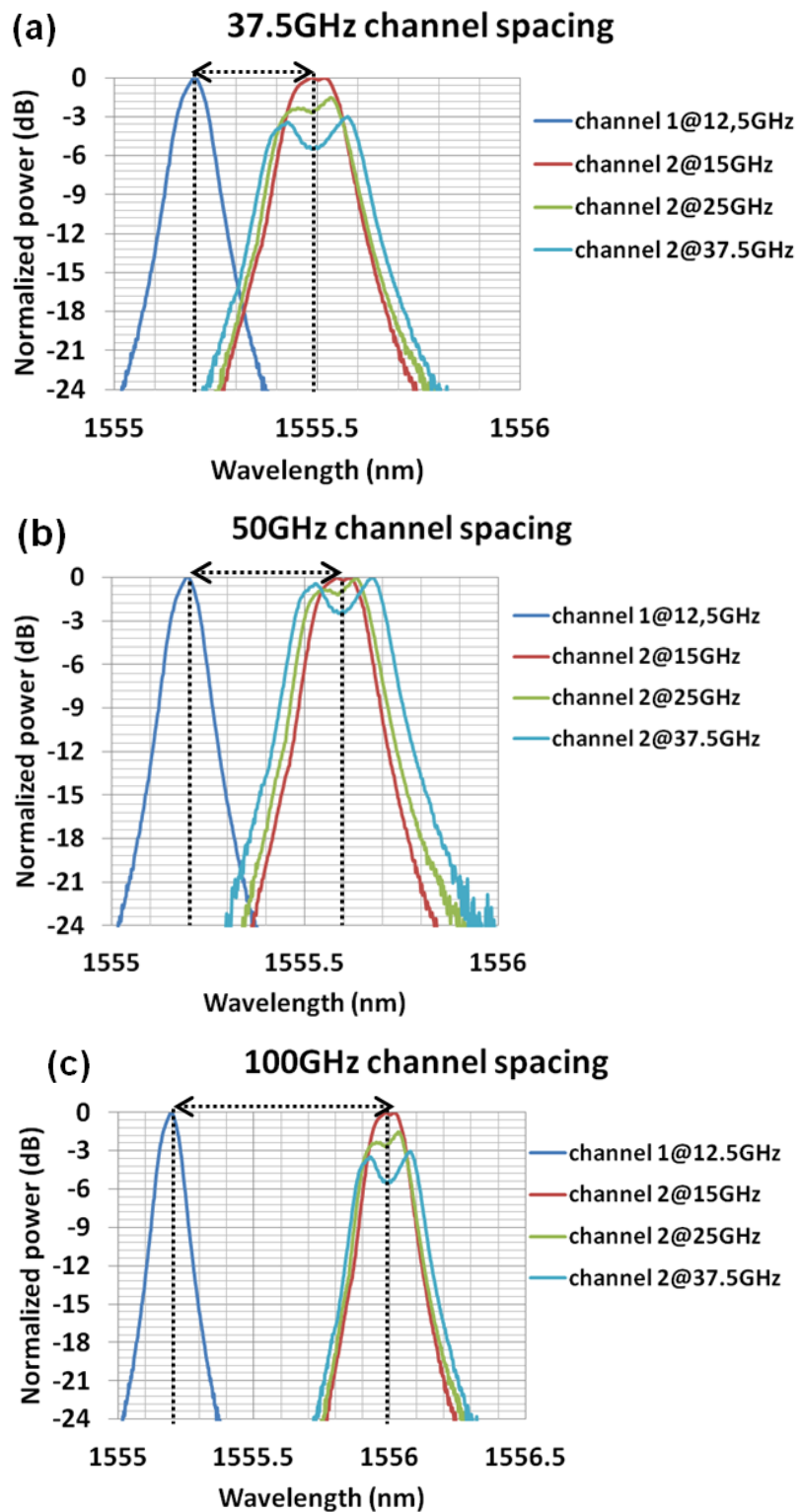
Πίνακας 4.2: Ζευγάρια τιμών Τάσης/Ρεύματος για την μεταβολή του εύρους ζώνης

Για να πραγματοποιηθεί μια εκτίμηση της συνολικής ενεργειακής κατανάλωσης του μονού στοιχείου φιλτραρίσματος, λήφθηκε υπόψη το χειρότερο σενάριο φασματικής μετατόπισης του φίλτρου που περιλαμβάνει μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού κατά FSR (375 GHz) με εύρος ζώνης στα 12.5 GHz. Αθροίζοντας τις τιμές της ισχύος που προκύπτουν από τις τιμές της τάσης/ρεύματος των θερμαντών (heaters) του Smr1 και Smr2 (έντονα στον Πίνακα 4.1) καθώς τουθερμαντή(heater) του άνω βραχίονα του MZI (έντονα στον **Error! Reference source not found.**) η συνολική ενεργειακή κατανάλωση του μονού στοιχείου φιλτραρίσματος υπολογίστηκε στα 122 mW. Λαμβάνοντας υπόψη την στατιστική κατανομή των μηκών κύματος που θα εξυπηρετηθούν από το πρωτότυπο καθώς και το αντίστοιχο εύρος ζώνης τους, μπορεί να γίνει η υπόθεση ότι η κατανάλωση ενέργειας του ολοκληρωμένου (integrated) 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου δεν θα ξεπερνά τα 1.2 W. Δεδομένου ότι ένα σημαντικό μέρος της ενέργειας καταναλώνεται στο ηλεκτρικό κύκλωμα που ενώνει τους heaters με τις επαφές σύνδεσης (contactpads), η περαιτέρω μείωση της κατανάλωσης ενέργειας θα αποτελέσει στόχο μελλοντικών διεργασιών κατασκευής (fabricationruns) μέσω του επανασχεδιασμού των ηλεκτρικών στρωμάτων.

4.3.1 Χαρακτηρισμός παθητικής λειτουργίας διπλού καναλιού

Επόμενο βήμα στον πειραματικό χαρακτηρισμό του MUX/DEMUX πρωτοτύπου αποτέλεσε η αξιολόγηση της απόδοσης του σε κατάσταση λειτουργίας διπλού καναλιού (dualchanneloperation). Το 3-dB εύρος ζώνης του πρώτου στοιχείου φιλτραρίσματος ορίστηκε στα 12.5 GHz, ενώ τα χαρακτηριστικά της δεύτερης δομής φίλτρου μεταβλήθηκαν τόσο ως προς το μήκος κύματος συντονισμού του όσο και ως προς το εύρος ζώνης του ακολουθώντας τις τιμές των ζευγών τάσης/ρεύματος που υποδεικνύονται από τον Πίνακα 4.1 και Πίνακα 4.2. Η απόσταση μεταξύ των καναλιών μεταβλήθηκε κατάλληλα ώστε να είναι συμβατή με τα πρότυπα της ITU για τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος (Flex-Grid). Η Εικόνα 4.2 παρουσιάζει τις συναρτήσεις μεταφοράς των δύο καναλιών για φασματική απόσταση 37.5, 50 και 100 GHz μεταξύ τους. Σε όλες τις περιπτώσεις φασματικών αποστάσεων μεταξύ των δύο δομών φιλτραρίσματος, το 3-dB εύρος ζώνης του δεύτερου καναλιού μεταβλήθηκε σε ένα εύρος τιμών από 15 GHz έως 37.5 GHz. Το ελάχιστο 3-dB εύρος ζώνης του στοιχείου φιλτραρίσματος της δεύτερης δομής ήταν λίγο μεγαλύτερο σε σχέση με τα αποτελέσματα ενός μονού στοιχείου φιλτραρίσματος της προηγούμενης ενότητας (12.5 GHz) εξαιτίας κάποιων αναπόφευκτων αποκλίσεων κατά την διαδικασία κατασκευής γειτονικών στοιχείων φιλτραρίσματος. Παρ' όλα αυτά δεν παρατηρήθηκε θερμική παρεμβολή (thermalcrosstalk) μεταξύ των δύο γειτονικών στοιχείων φιλτραρίσματος, καθώς η μορφή του φάσματος του καναλιού 1 παρέμεινε αμετάβλητη κατά την διάρκεια της θερμικής μετατόπισης του φάσματος του καναλιού 2.

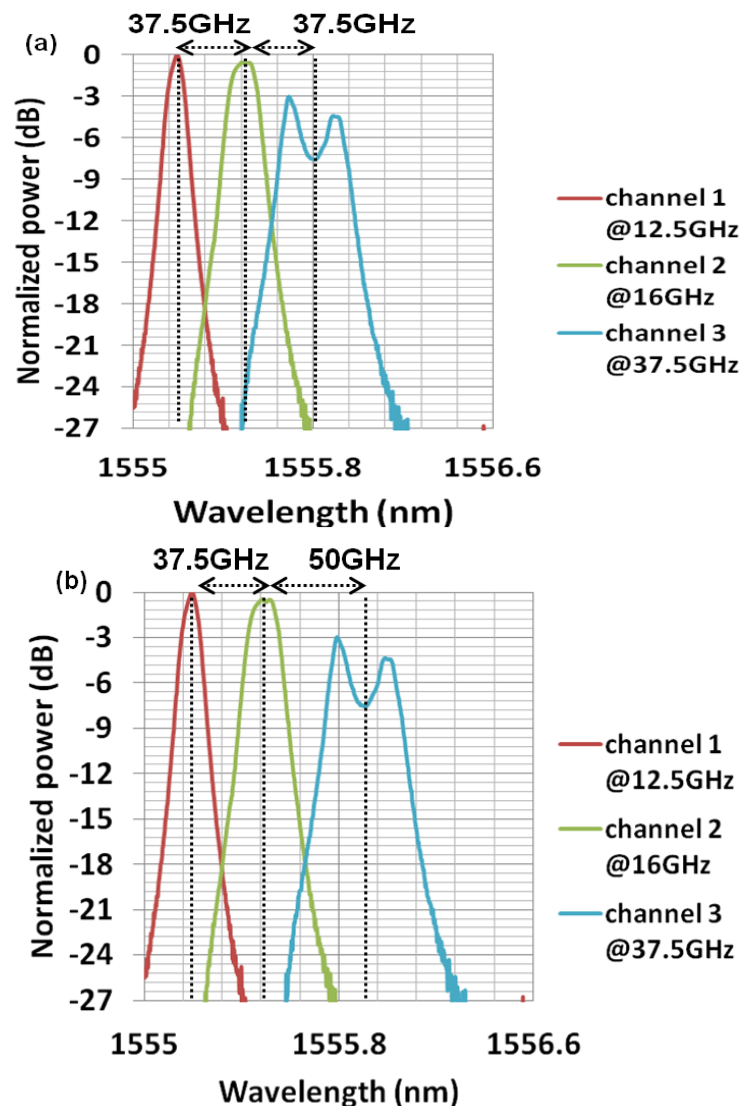
Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.2 η παρεμβολή μεταξύ των γειτονικών καναλιών (interchannelcrosstalk) εξαρτάται απόλυτα από την φασματική απόσταση μεταξύ των καναλιών. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση της απόστασης των 37.5 GHz, φασματική παρεμβολή εμφανίζεται κοντά στα -17.5 dBm, με μια μικρή διακύμανση που εξαρτάται από το εύρος ζώνης του στοιχείου φιλτραρίσματος του δεύτερου καναλιού. Ειδικότερα για την περίπτωση των 100 GHz η παρεμβολή αυτή βρίσκεται κάτω από την ευαισθησία του Οπτικού Αναλυτή Φάσματος (OSA) και επομένως δεν μπορεί να μετρηθεί. Για φασματική απόσταση στα 50 GHz η αντίστοιχη παρεμβολή μετρήθηκε να είναι κοντά στα -21 dBm.

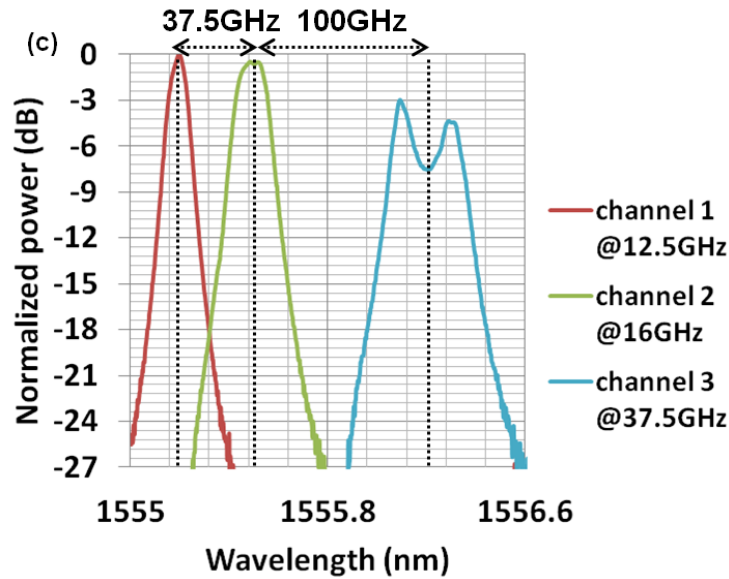


Εικόνα 4.2: Μεταβολή του εύρους ζώνης του εφέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος του 2^{ου} καναλιού διατηρώντας σταθερή το εύρος ζώνης του εφέλικτου φίλτρου του 1^{ου} καναλιού στα (12.5GHz) για αποστάσεις μεταξύ των καναλιών στα (α) 37.5GHz, (β) 50GHz and (γ) 100GHz

4.3.2 Χαρακτηρισμός παθητικής λειτουργίας τριπλού καναλιού

Τέλος, αξιολογήθηκε η φασματική συμπεριφορά του MUX/DEMUX κατά την διάρκεια της ταυτόχρονης λειτουργίας τριών καναλιών. Η Εικόνα 4.3 Εικόνα 4. παρουσιάζει την φασματική απόκριση των τριών γειτονικών στοιχείων φιλτραρίσματος. Το 3-dB εύρος ζώνης του 1^{ου} και του 2^{ου} καναλιού ορίστηκε στα 12.5 GHz και 15 GHz αντίστοιχα, ενώ η φασματική απόσταση μεταξύ τους κρατήθηκε σταθερή στα 37.5 GHz. Το 3-dB εύρος ζώνης του 3^{ου} στοιχείου φιλτραρίσματος ορίστηκε στα 37.5 GHz ενώ η φασματική του απόσταση από το κανάλι 2 μεταβλήθηκε μεταξύ 37.5 GHz και 100 GHz ώστε να διερευνηθεί η παρεμβολή μεταξύ καναλιών (inter-channel crosstalk) καθώς και η σταθερότητα των φασματικών μετατοπίσεων των ευέλικτων φίλτρων του MUX/DEMUX πρωτοτύπου. Στην περίπτωση της απόστασης των 37.5 GHz η φασματική επικάλυψη (spectral overlap) εμφανίστηκε σε ένα επίπεδο ισχύος της τάξης των -12 dBm ενώ στα 50 GHz απόσταση μετρήθηκε να είναι κοντά στα -21 dBm. Για την περίπτωση της απόστασης των 100 GHz η παρεμβολή μεταξύ των καναλιών ήταν κάτω από την ευαισθησία του OSA και επομένως δεν ήταν δυνατό να μετρηθεί. Σε όλες τις περιπτώσεις, η θερμική παρεμβολή (thermal crosstalk) ήταν αμελητέα, επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο να γίνονται οι μετατοπίσεις των συναρτήσεων μεταφοράς των καναλιών του πρωτοτύπου MUX/DEMUX με σταθερότητα.





Εικόνα 4.3: Φασματική απόκριση του ευέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος του 3^{ου} καναλιού το οποίο έχει συχνοτική απόσταση (α) 37.5GHz, (β) 50GHz and (γ) 100GHz από το 2^ο κανάλι.

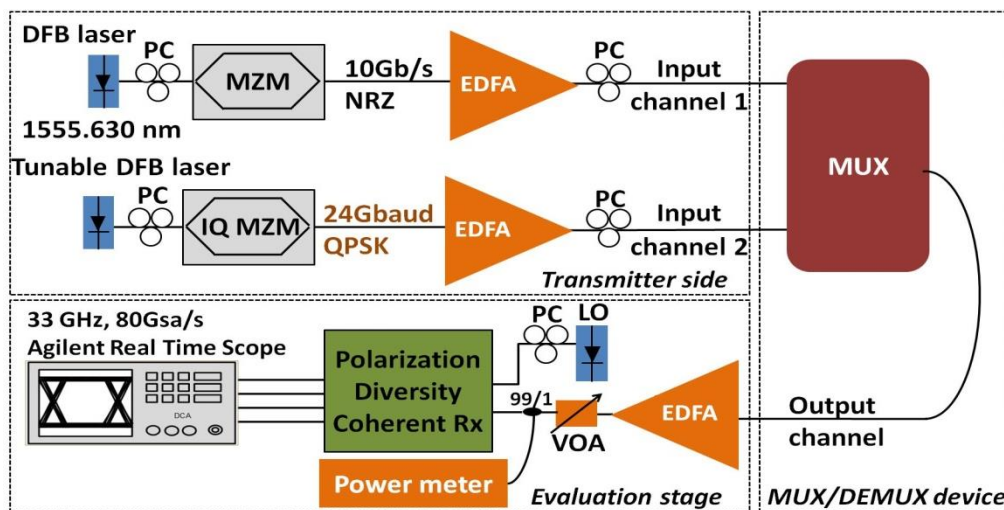
4.4 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας πολυπλεξίας (multiplexing) του packaged 16x1MUX/DEMUX πρωτοτύπου

Στην ενότητα αυτή θα αξιολογηθεί η απόδοση της λειτουργίας πολυπλεξίας (multiplexing functionality) του packaged πρωτοτύπου πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX). Πιο συγκεκριμένα, οπτικές φέρουσες συχνότητες οι οποίες διαμορφώνονται από ροές πληροφορίας (data streams) διαφόρων σχημάτων διαμόρφωσης και ρυθμών μετάδοσης συμβόλων (symbol rate) αποτελούν την είσοδο στο πρωτότυπο MUX/DEMUX. Τα μήκη κύματος των σημάτων επιλέχθηκαν ώστε να είναι συμβατά με το πρότυπο της ITU για τα ευέλικτα δίκτυα ενώ τα στοιχεία φιλτραρίσματος του πρωτοτύπου ρυθμίστηκαν κατάλληλα ώστε να δημιουργηθεί το επιθυμητό WDM σήμα ευέλικτου πλέγματος (Flex-Grid). Η Εικόνα 4.4 παρουσιάζει την πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε για την αξιολόγηση της λειτουργίας πολυπλεξίας του πρωτοτύπου. Πιο συγκεκριμένα, αξιολογήθηκε η λειτουργία του πρωτοτύπου ως 2x1 πολυπλέκτης με δύο διαφορετικά σενάρια μετάδοσης πληροφορίας. Λόγω περιορισμένης διαθεσιμότητας του εξοπλισμού, χρησιμοποιήθηκαν μόνο δύο κανάλια εισόδου του MUX κατά την διάρκεια του πειράματος. Ωστόσο, εξαιτίας του γεγονότος ότι όλα τα κανάλια διέπονται από το ίδιο σχεδιαστικό μοντέλο και την ίδια αρχή λειτουργίας, η πλήρης 16x1 λειτουργία πολυπλεξίας του πρωτοτύπου θα πρέπει να είναι εφικτή σε μελλοντικά πειράματα.

Στο πρώτο σενάριο, δύο 10 Gb/s NRZ σήματα τροφοδοτήθηκαν στα κανάλια εισόδου του MUX μεταβάλλοντας την φασματική απόσταση μεταξύ των δύο σημάτων ακολουθώντας τις υποδείξεις του προτύπου της ITU για τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος (Flex-Grid specifications). Ακολουθώντας παρόμοια συλλογιστική, η ίδια λειτουργία πολυπλεξίας αξιολογήθηκε χρησιμοποιώντας ένα 10 Gb/s NRZ και ένα 24 Gbaud QPSK σήμα με απόσταση καναλιών στα 50 GHz και 100 GHz, αξιολογώντας με αυτό τον τρόπο την ευελιξία (flexibility) του MUX με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και ρυθμούς μετάδοσης.

Δύο δομές φωτός λείζερ DFB (Distributed-Feedback) διαμορφώθηκαν από έναν Mach-Zehnder (MZM) και ένα IQMZM δημιουργώντας οπτικές ροές πληροφορίας (optical streams) ρυθμών 10 Gb/s και 24 GBaud με σχήματα διαμόρφωσης NRZ και QPSK αντίστοιχα. Η δομή

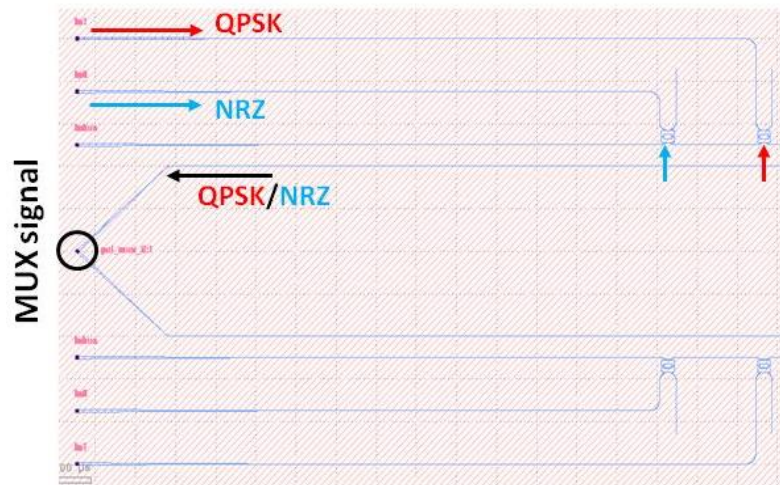
του DFB λέιζερ που αντιστοιχεί στην NRZ ροή πληροφορίας ορίσθηκε στα 1555.63 nm, ενώ το μήκος κύματος εκπομπής της NRZ/QPSK ροής πληροφορίας ρυθμιζόταν σε πραγματικό χρόνο (on-the-fly) ως προς το μήκος κύματος του 1^{ου} καναλιού ακολουθώντας τις υποδείξεις του προτύπου της ITU σχετικά με τις φασματικές αποστάσεις καναλιών σε δίκτυα ευέλικτου πλέγματος (Flex-Grid specifications). Οι ροές πληροφορίας που θα δημιουργηθούν εισέρχονται ταυτόχρονα στα αντίστοιχα κανάλια εισόδου του MUX πρωτοτύπου. Κατά την διάρκεια του σταδίου αξιολόγησης (evaluation stage) η έξοδος του MUX ενισχύεται μέσω ενός οπτικού ενισχυτή EDFA. Στην συνέχεια χρησιμοποιήθηκε μια οπτική διάταξη μεταβλητής εξασθένησης (variable optical attenuator - VOA) για να ελέγξει την οπτική ισχύ εισόδου σε έναν σύμφωνο δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του σήματος (polarization diversity coherent receiver) για την ομόδυνη λήψη (intradynereception) του σήματος εξόδου και την διεξαγωγή των BER μετρήσεων. Η ομόδυνη λήψη του σήματος πραγματοποιήθηκε μετατοπίζοντας το μήκος κύματος του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator - LO) στο αντίστοιχο μήκος κύματος είτε του καναλιού 1 είτε του καναλιού 2. Το φωτορεύμα (photocurrent) που προκύπτει από τον δέκτη καταγράφεται σε ένα ψηφιακό παλμογράφο (Digital Real Time Oscilloscope) με αναλογικό εύρος ζώνης 33 GHz και ρυθμό δειγματοληψίας (sampling rate) 80 GSA/s για περαιτέρω επεξεργασία σήματος.



Εικόνα 4.4: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας πολυπλεξίας (MUX) του πρωτοτύπου

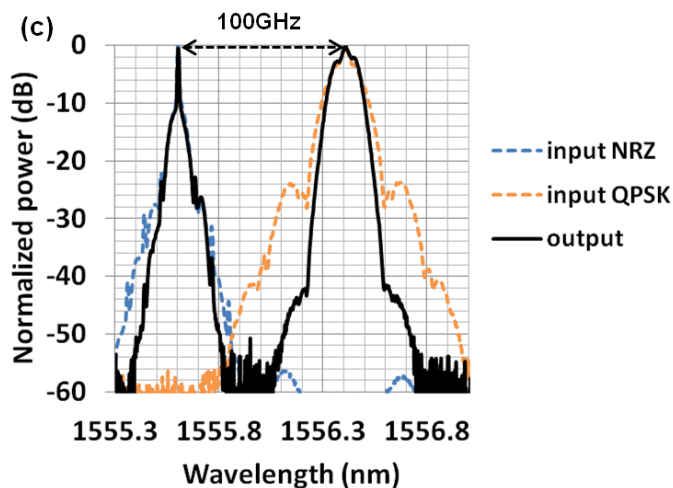
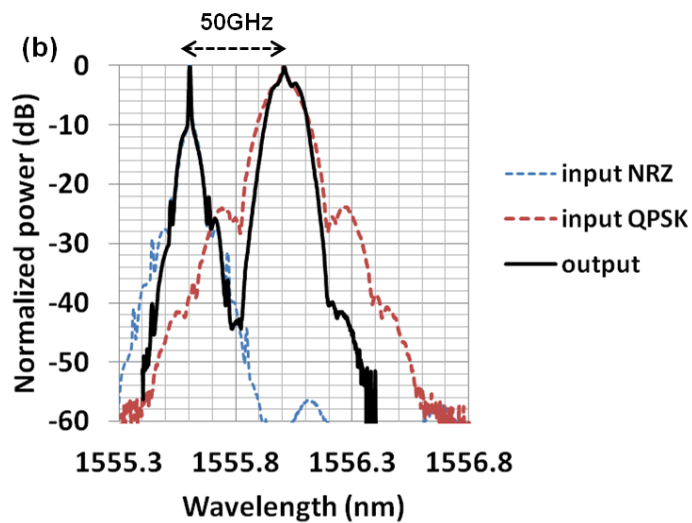
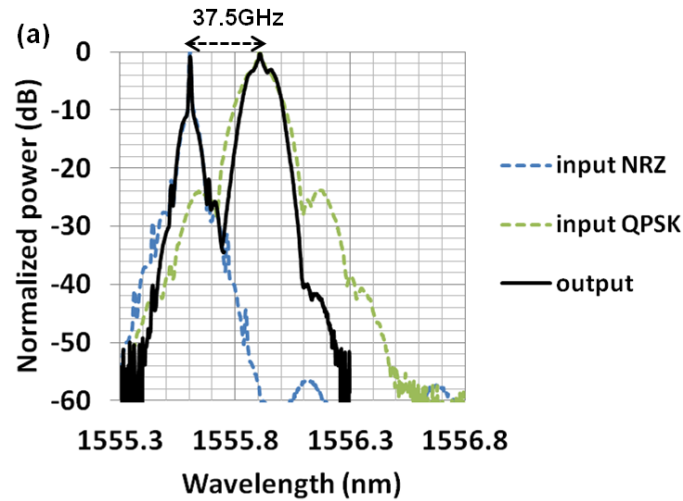
Η Εικόνα 4.5 παρουσιάζει μια μεγεθυμένη προοπτική της περιοχής της μάσκας του 16x1 MUX/DEMUX ώστε να γίνει πιο εύκολα κατανοητή η αρχή λειτουργίας του ολοκληρωμένου αυτού κυκλώματος. Το 24 Gbaud QPSK σήμα (κόκκινο χρώμα) και το 10 Gb/s NRZ σήμα (μπλε χρώμα) εισέρχονται στα δύο πρώτα κανάλια εισόδου του πρωτοτύπου και αφού πολυπλεχθούν μέσω των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος λαμβάνονται μέσω του άνω καναλιού (upper channel) του 2D coupler περίθλασης (grating coupler). Το εύρος ζώνης των NRZ και QPSK ροών σημάτων ήταν 20 GHz και 48 GHz αντίστοιχα, δεδομένου ότι δεν εφαρμόστηκε καμία τεχνική μορφοποίησης του παλμού στα ηλεκτρικά σήματα του πομπού. Το 3-dB εύρος ζώνης των στοιχείων φιλτραρίσματος του πρωτοτύπου (DE)MUX ήταν 12.5 GHz και 35 GHz για τις ροές πληροφορίας των σημάτων NRZ και QPSK αντίστοιχα. Όπως γίνεται εύκολα κατανοητό η αποδοτικότερη πολυπλεξία του 24 Gbaud QPSK σήματος θα απαιτούσε ένα φίλτρο με μεγαλύτερο εύρος ζώνης, ωστόσο όπως έχει ήδη αναφερθεί μια περαιτέρω αύξηση του εύρους ζώνης των φίλτρων οδηγεί σε μια σημαντικά εντονότερη φασματική κυμάτωση και γι αυτό τον λόγο αποφεύχθηκε. Το μήκος κύματος του "μπλε"

καναλιού ρυθμίστηκε στα 1555.63 nm ενώ αντίστοιχα το μήκος κύματος του κόκκινου καναλιού μετατοπίστηκε ανάλογα με την φασματική θέση του QPSK σήματος.



Εικόνα 4.5: Μεγεθυμένη εικόνα του τμήματος της μάσκας (masklayout) που απεικονίζει την διάταξη της περιλαμβάνει την περιοχή του πολυπλέκτη (DE)MUX της ολοκληρωμένης δομής (integrateddevice)

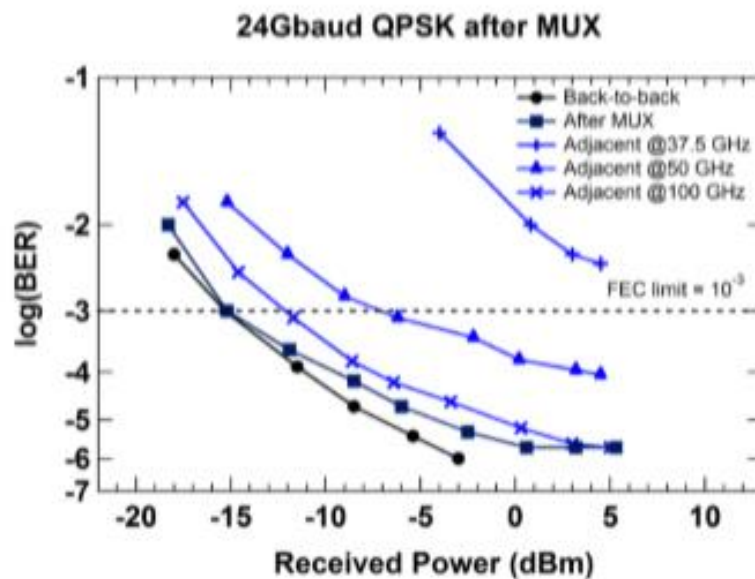
Η Εικόνα 4.6 παρουσιάζει της οπτικές φασματικές αποκρίσεις των σημάτων κατά την είσοδο και την έξοδο από τον MUX για την λειτουργία πολυπλεξίας διπλού καναλιού. Με τις διακεκομμένες γραμμές απεικονίζονται τα NRZ και QPSK σήματα εισόδου στα κανάλια της 16x1 (DE)MUX συσκευής με την φασματική τους απόσταση να κυμαίνεται από 37.5 έως 100 GHz σύμφωνα με τις ITU συστάσεις για τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος (flex-grid). Η συμπαγής μαύρη γραμμή απεικονίζει με την σειρά της την φασματική απόκριση των πολυπλεγμένων σημάτων στην έξοδο του MUX. Το μήκος κύματος εκπομπής του NRZ σήματος διατηρήθηκε σταθερό στα 1555.6 nm, ενώ το μήκος κύματος εκπομπής του QPSK σήματος μεταβλήθηκε σε πραγματικό χρόνο (on-the-fly) ώστε να ευθυγραμμισθεί με τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί για την φασματική απόσταση των καναλιών. Το 3-dB εύρος ζώνης των στοιχείων φιλτραρίσματος προσαρμόστηκε κατάλληλα στα 12.5 και 37.5 GHz για τα NRZ και QPSK σήματα αντίστοιχα. Θα πρέπει να τονισθεί ότι η επίδραση του φαινομένου της παρεμβολής είναι ασθενέστερη στην έξοδο του MUX σε σύγκριση με αυτήν των σημάτων εισόδου λόγω του αποδοτικού φιλτραρίσματος που λαμβάνει χώρα από τον MUX. Επιπλέον, θα πρέπει να σημειωθεί ότι μια αύξηση στην απόσταση μεταξύ των καναλιών εισόδου έχει ως αποτέλεσμα όπως είναι αναμενόμενο την μείωση της μεταξύ τους παρεμβολής στην έξοδο του MUX.



Εικόνα 4.6: Απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου του πολυπλέκτη (MUX) για τα σήματα με ρυθμούς μετάδοσης 10Gb/s και 24Gbaud και με σχήματα διαμόρφωσης NRZ και QPSK αντίστοιχα. Η απόσταση μεταξύ των σημάτων είναι (α) 37.5 GHz, (β) 50 GHz and (γ) 100 GHz

Η Εικόνα 4.7 παρουσιάζει τις BER καμπύλες που ελήφθησαν για το 24 Gbaud QPSK σήμα υπολογίζοντας τον πραγματικό αριθμό των εσφαλμένων bits του ληφθέντος σήματος από τον

ψηφιακό παλμογράφο (real-timescope). Η γραμμή με τους μαύρους κύκλους αντιστοιχεί στο back-to-back σήμα το οποίο πάθησε παρακάμπτοντας (bypassing) την packaged (DE)MUX συσκευή, ενώ η γραμμή με τα μαύρα τετράγωνα παρουσιάζει την BER καμπύλη του QPSK σήματος για λειτουργία μονού καναλιού (μη ύπαρξη δεύτερου καναλιού με NRZ ροή δεδομένων). Είναι φανερό ότι η λειτουργία φιλτραρίσματος του MUX έχει οριακή επίδραση στην ποιότητα του μονού QPSK σήματος εμφανίζοντας σχεδόν μηδενική ποινή ισχύος (powerpenalty) στο όριο του FEC. Οι BER καμπύλες που φαίνονται με τις γραμμές με τους σταυρούς (crosses), τα τρίγωνα (triangles) και τα σημάδια x απεικονίζουν τις μετρήσεις BER του σήματος QPSK που λήφθηκαν για την αξιολόγηση της λειτουργίας διπλού καναλιού του MUX και για απόσταση μεταξύ των καναλιών 37.5 GHz, 50 GHz και 100 GHz αντίστοιχα. Όπως μπορεί εύκολα να γίνει αντιληπτό για 37.5 GHz απόσταση καναλιών η επίδραση του NRZ σήματος στο κανάλι με το QPSK σήμα είναι επιζήμια, αποτυγχάνοντας να φράσει σε BER μετρήσεις κάτω από το όριο FEC κυρίως εξαιτίας της σχετικά υψηλής παρεμβολής (όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4.6(a)). Εντούτοις είναι προφανές ότι για μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των καναλιών οι BER μετρήσεις ξεπερνούν εύκολα το όριο FEC και η ποινή ισχύος μειώνεται. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση της φασματικής απόστασης μεταξύ των καναλιών των 50 GHz η ποινή ισχύος στο όριο του FEC είναι ίση με 8 dB, ενώ στην περίπτωση της απόστασης των 100 GHz η ποινή ισχύος ελαττώνεται στα 3 dB.

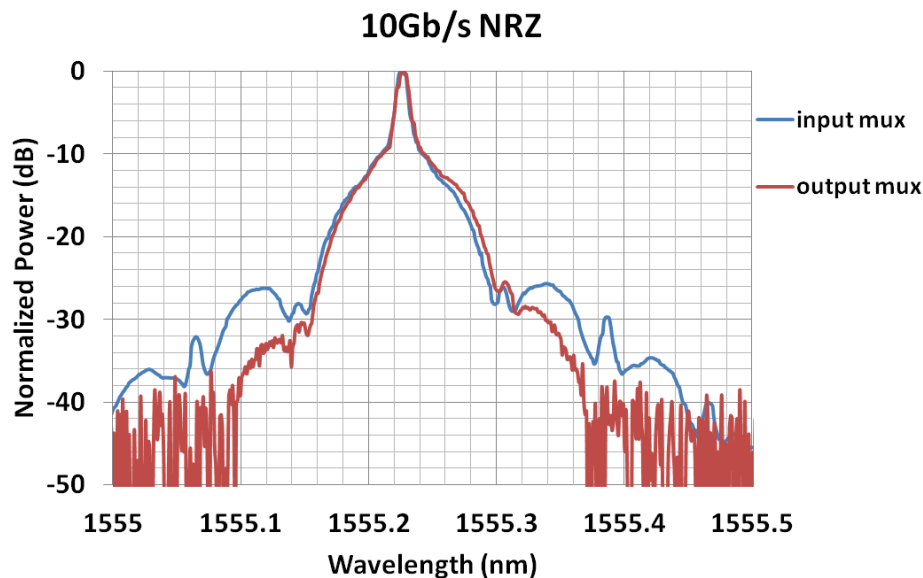


Εικόνα 4.7: Απεικόνιση των BER καμπυλών για το 24 Gbaud QPSK σήμα σε συνθήκες back-to-back μετρήσεων, λειτουργίας πολυπλεξίας μονού και διπλού καναλιού με ένα 10 Gbit/s NRZ σήμα και απόσταση μεταξύ των καναλιών από 37.5 έως 100 GHz

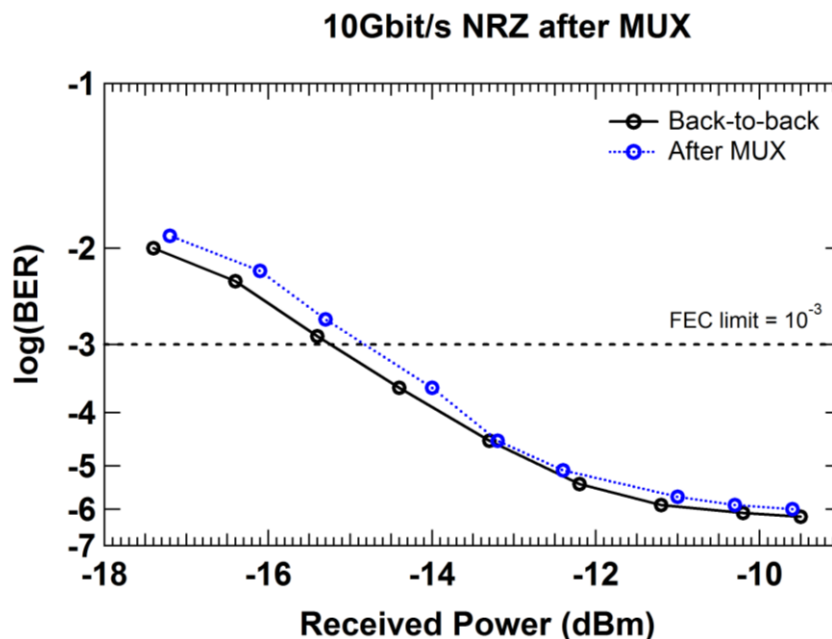
4.4.1 Αξιολόγηση λειτουργίας πολυπλεξίας μονού καναλιού με ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s και σχήμα διαμόρφωσης NRZ

Το επόμενο στάδιο για την ολοκλήρωση της αξιολόγησης των δυνατοτήτων φιλτραρίσματος του πρωτοτύπου (DE)MUX, ένα 10 Gb/s NRZ σήμα τροφοδοτήθηκε σε ένα κανάλι εισόδου του πρωτοτύπου. Το στοιχείο φιλτραρίσματος του καναλιού αυτού μετατοπίστηκε κατάλληλα στο μήκος κύματος του εκπεμπόμενου σήματος (1555.3 nm), ενώ το 3-dB εύρος ζώνης του φίλτρου ρυθμίστηκε στα 12.5 GHz. Το σήμα εξόδου ανακτήθηκε μέσω του οπτικού αναλυτή φάσματος OSA. Η Εικόνα 4.8 αποτυπώνει τις φασματικές αποκρίσεις του σήματος πριν την είσοδο και μετά την έξοδο του πρωτοτύπου. Το διάγραμμα

των BER μετρήσεων της Εικόνας 4.9 αποδεικνύει ότι το στοιχείο φιλτραρίσματος εισάγει ελάχιστη παραμόρφωση με δεδομένο ότι η ποιότητα του σήματος εξόδου είναι σχεδόν πανομοιότυπη με αυτή του σήματος που δεν έχει φιλτραριστεί.



Εικόνα 4.8: Απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου του 10Gb/sNRZ σήματος μέσα από πρωτότυπο του MUX/DEMUX

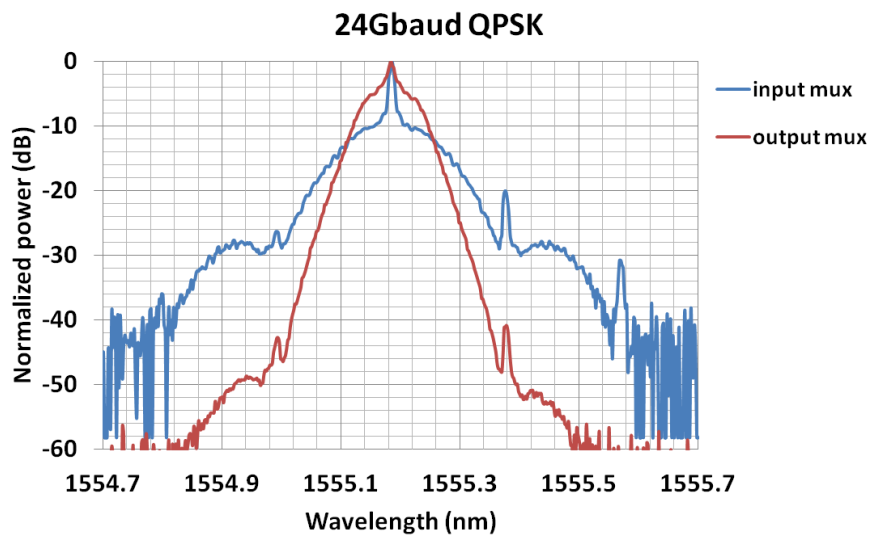


Εικόνα 4.9: Μετρήσεις των καμπυλών BERmeasurements για το 10Gb/sNRZ σήμα σε συνθήκες λειτουργίας back-to-back και μονού καναλιού.

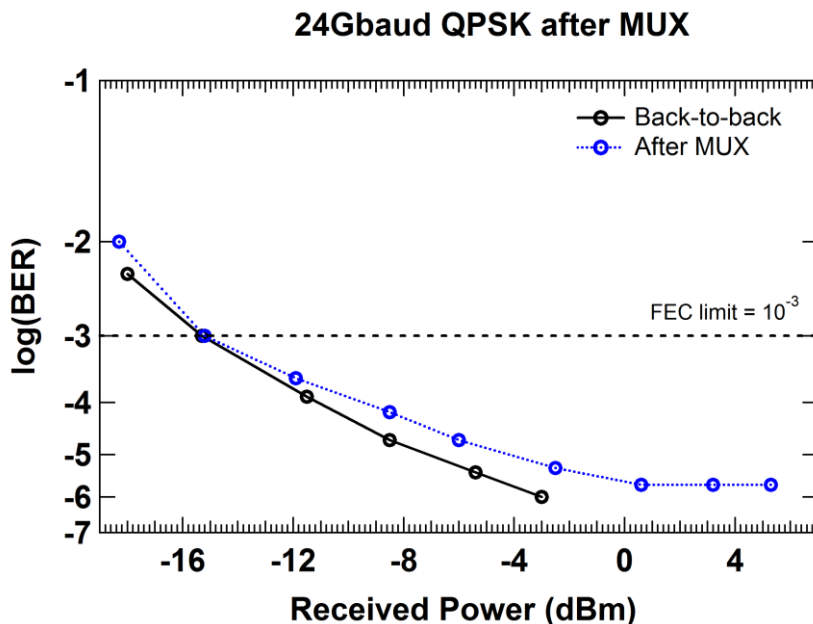
4.4.2 Αξιολόγηση λειτουργίας πολυπλεξίας μονού καναλιού με ρυθμό μετάδοσης 24 Gbaud και σχήμα διαμόρφωσης QPSK

Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική με την προηγούμενη ενότητα αυτή την φορά τροφοδοτήθηκε ένα 24 GbaudQPSK σήμα στην είσοδο ενός καναλιού τουπρωτότυπου (DE)MUX με την δομή φιλτραρίσματος να ρυθμίζεται κατάλληλα στο μήκος κύματος του εκπεμπόμενου σήματος (1555.18 nm). Το 3-dB εύρος ζώνης ρυθμίστηκε στα 37.5 GHz ώστε

να συμπεριλάβει όσο περισσότερο φασματικό περιεχόμενο του σήματος καθώς περνά μέσα από το κανάλι του MUX, ενώ η φασματική κυμάτωση της απόκρισης της δομής φιλτραρίσματος ήταν λιγότερο από 4 dB. Η Εικόνα 4.10 αποτυπώνει τις φασματικές αποκρίσεις του 24 Gbaud QPSK σήματος πριν την είσοδο και μετά την έξοδο του πρωτοτύπου. Παρά το γεγονός ότι το 3-dB εύρος ζώνης των στοιχείων φιλτραρίσματος είναι μικρότερο από το φασματικό περιεχόμενο του QPSK σήματος, η ομαλή απόκριση του φίλτρου εκτός της υπο-εξέτασης ζώνης (smoothout-bandresponse) εισάγει ελάχιστη παραμόρφωση στο σήμα. Το γεγονός αυτό αποδεικνύεται και από τις BER μετρήσεις του QPSK σήματος χωρίς καθώς και με την λειτουργία του MUX πρωτοτύπου (Εικόνα 4.11) οι οποίες παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά και πολύ μικρή ποινή ισχύος (powerpenalty).



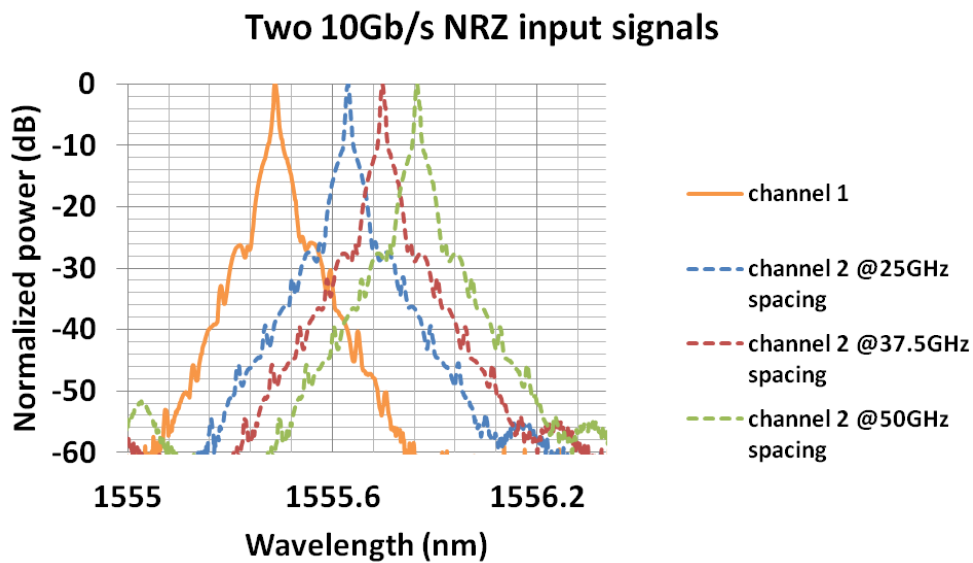
Εικόνα 4.10: Απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου του 24 Gbaud QPSK σήματος μέσα από πρωτότυπο του MUX/DEMUX



Εικόνα 4.11: Μετρήσεις των καμπυλών BERmeasurements για το 24Gbaud QPSK σήμα σε συνθήκες λειτουργίας back-to-back και μονού καναλιού

4.4.3 Αξιολόγηση λειτουργίας πολυπλεξίας διπλού καναλιού με ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s και σχήμα διαμόρφωσης NRZ

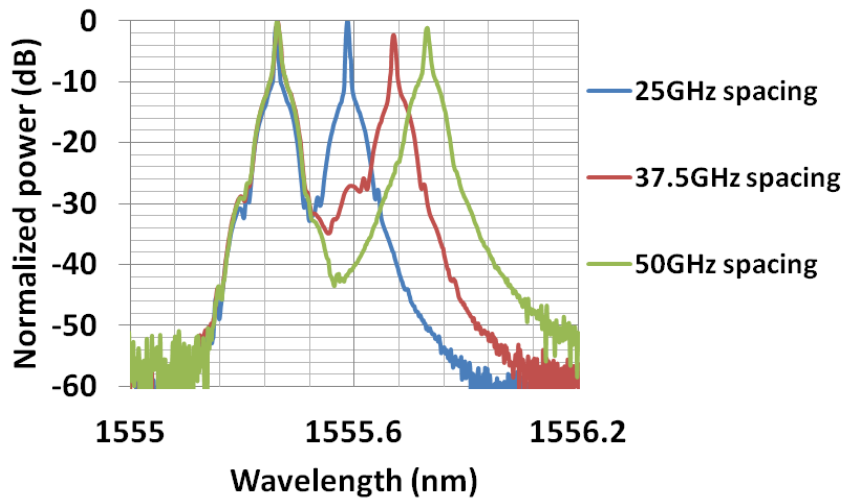
Η Εικόνα 4.12 παρουσιάζει την φασματική αναπαράσταση των δύο 10 Gb/s NRZ σημάτων που εισήχθησαν στα κανάλια εισόδου του MUX μεταβάλλοντας την φασματική τους απόσταση από 25 έως 50 GHz. Πιο συγκεκριμένα, με την πορτοκαλί συμπαγή γραμμή (solidline) απεικονίζεται το πρώτο NRZ σήμα (1555.430 nm) το οποίο τροφοδότησε το πρώτο κανάλι. Επιπλέον, με διακεκομμένη γραμμή (dottedline) παρουσιάζεται το NRZ σήμα το οποίο εισήχθη στο δεύτερο κανάλι σε απόσταση 25, 37.5 και 50 GHz αντίστοιχα ως προς το πρώτο κανάλι. Είναι ξεκάθαρο ότι η αύξηση της απόστασης μεταξύ των σημάτων εισόδου στον MUX μειώνει την παρεμβολή (crosstalk) μεταξύ τους.



Εικόνα 4.12: Απεικόνιση των δύο 10Gb/s NRZ σημάτων στην είσοδο του πρωτότυπου MUX μεταβάλλοντας την απόσταση των καναλιών

Εν συνεχεία η Εικόνα 4.13 παρουσιάζει την φασματική αναπαράσταση των δύο 10 Gb/s NRZ σημάτων μετά από το πέρασμα από τα κανάλια του MUX διατηρώντας τις φασματικές αποστάσεις μεταξύ των δύο καναλιών που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Θα πρέπει να τονισθεί ότι η επίδραση της διακαναλικής παρεμβολής (inter-channel crosstalk) μειώθηκε στην έξοδο του MUX καθώς αυξήθηκε η απόσταση μεταξύ των καναλιών εξαιτίας του αποδοτικού φιλτραρίσματος των σημάτων εισόδου που έλαβε χώρα από τον MUX.

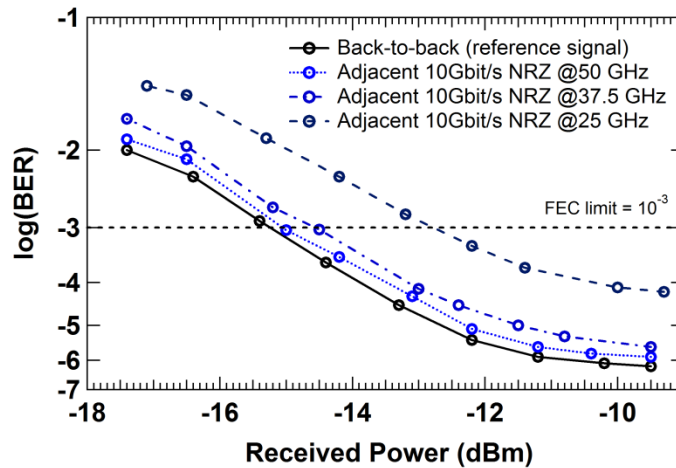
Two 10Gb/s NRZ signals after MUX



Εικόνα 4.13: Απεικόνιση των δύο 10Gb/sNRZ σημάτων στην έξοδο του πρωτότυπου MUX μεταβάλλοντας την απόσταση των καναλιών

Η ελαχιστοποίηση του φαινομένου της διακαναλικής παρεμβολής φαίνεται και στα διαγράμματα BER της Εικόνα 4.14. Η ποινή της ισχύος (powerpenalty) για την επίτευξη τιμών $BER < 10^{-3}$ είναι 3 dB (σε σύγκριση με τις μετρήσεις back-to-back) για την περίπτωση της φασματικής απόστασης των 25 GHz ενώ μειώνεται δραματικά στο επίπεδο των 0.5 dB στην περίπτωση που το διπλανό κανάλι είναι σε απόσταση 50 GHz.

10Gbit/s NRZ after MUX



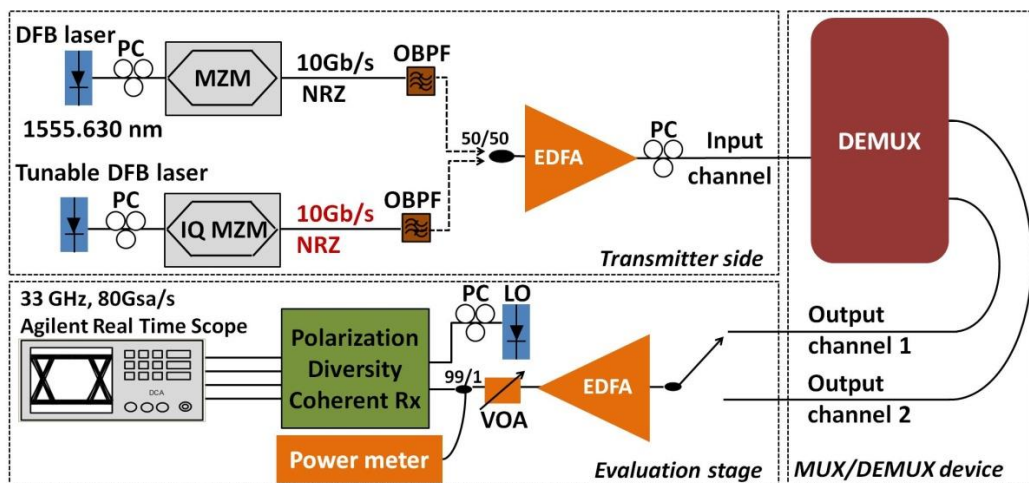
Εικόνα 4.14: Απεικόνιση των καμπυλών BER ενός 10Gbit/sNRZ σήματος σε συνθήκες λειτουργίας πολυπλεξίας διπλού καναλιού με ένα γειτονικό 10Gbit/sNRZ σήμα για μεταβαλλόμενες αποστάσεις καναλιών

4.5 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας από-πολυπλεξίας (demultiplexing) του packaged 16x1MUX/DEMUX πρωτοτύπου

Στην παρούσα ενότητα εξετάστηκε η δυνατότητα λειτουργίας απο-πολυπλεξίας του packagedMUX/DEMUX πρωτοτύπου εναλλάσσοντας (interchanging) τις θύρες εισόδου-εξόδου. Το WDM σήμα ευέλικτου πλέγματος που δημιουργήθηκε εισήχθη στο κανάλι

εισόδου του πρωτοτύπου και ακολούθως αξιολογήθηκε η ποιότητα των σημάτων που απο-πολυπλέχθηκαν.

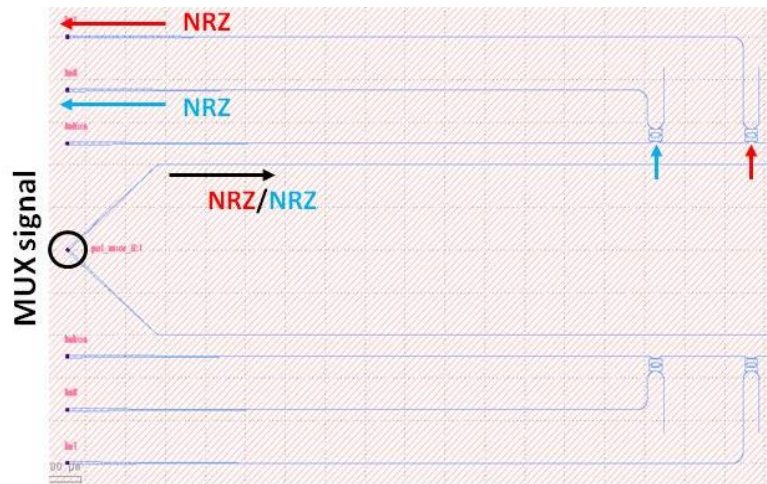
Η Εικόνα 4.15 παρουσιάζει την πειραματική διάταξη η οποία υλοποιήθηκε για την αξιολόγηση της λειτουργίας απο-πολυπλεξίας (DEMUX) του πρωτοτύπου. Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική όπως και στην περίπτωση της λειτουργίας πολυπλεξίας (MUX), δύο δομές φωτός λέιζερDFB (Distributed-Feedback) παρείχαν του οπτικούς φορείς οι οποίο διαμορφώθηκαν από τους δύο Mach-Zehnder (MZM) διαμορφωτές δημιουργώντας τις δύο 10 Gb/sNRZ οπτικές ροές πληροφορίας (opticalstreams). Η δομή του DFBλέιζερ που αντιστοιχεί στην πρώτη NRZ ροή πληροφορίας ορίστηκε στα 1555.63 nm, ενώ το μήκος κύματος εκπομπής της δεύτερης NRZ ροής πληροφορίας ρυθμιζόταν σε πραγματικό χρόνο (on-the-fly) ως προς το μήκος κύματος του 1^{ου} καναλιού ακολουθώντας τις υποδείξεις του προτύπου της ITU που έχουν ήδη αναφερθεί σχετικά με τις φασματικές αποστάσεις καναλιών σε δίκτυα ευέλικτου πλέγματος (Flex-Gridspecifications). Οι ροές πληροφορίας που δημιουργήθηκαν εισήχθησαν σε δύο οπτικά βαθυπερατά φίλτρα (opticalbandpassfilters - OBPF) και στην συνέχεια πολυπλέχθηκαν δημιουργώντας ένα WDM σήμα διπλού καναλιού το οποίο αποτέλεσε το σήμα εισόδου στο πρωτότυπο. Στο στάδιο της αξιολόγησης οι έξοδοι των καναλιών του DEMUX ενισχύθηκαν μέσω ενός οπτικού ενισχυτή EDFA, ενώ έγινε χρήση και του σύμφωνου δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του σήματος (polarizationdiversitycoherentreceiver) για την ομόδυνη λήψη (intradynereception) του σήματος εξόδου και την διεξαγωγή των BER μετρήσεων. Το φωτορεύμα (photocurrent) που προκύπτει από τον δέκτη καταγράφεται σε ένα ψηφιακό παλμογράφο (DigitalRealTimeOscilloscope) με αναλογικό εύρος ζώνης 33 GHz και ρυθμό δειγματοληψίας (samplingrate) 80 GSA/s για περαιτέρω επεξεργασία σήματος, όπως ακριβώς έγινε και στην περίπτωση αξιολόγησης της λειτουργίας πολυπλεξίας του πρωτοτύπου.



Εικόνα 4.15: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας από-πολυπλεξίας (DEMUX) του πρωτοτύπου

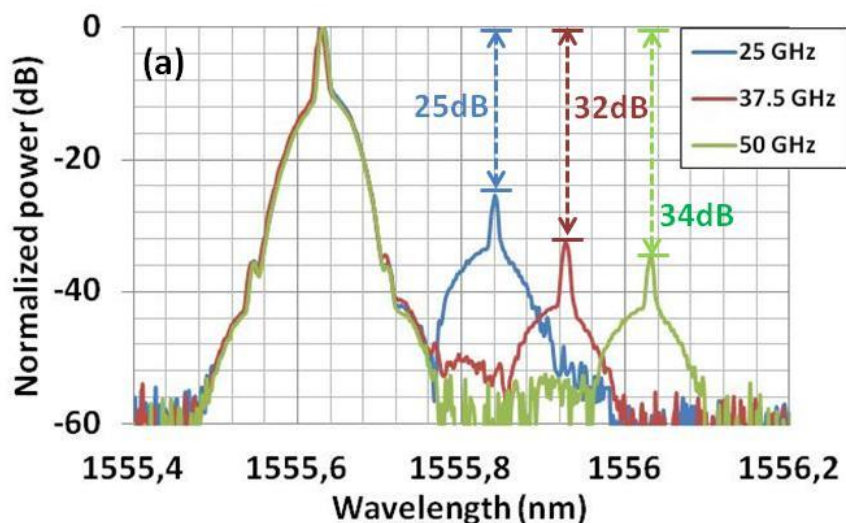
Η Εικόνα 4.16 παρουσιάζει μια μεγεθυμένη προοπτική της περιοχής της μάσκας του πρωτότυπου 16x1 MUX/DEMUX ώστε να γίνει πιο εύκολα κατανοητή η αρχή λειτουργίας της απο-πολυπλεξίας (DEMUX) του ολοκληρωμένου αυτού κυκλώματος. Όπως μπορεί να γίνει εύκολα κατανοητό τα πολυπλεγμένα NRZ σήματα εισήχθησαν στο πρωτότυπο μέσω του άνω κυματοδηγού του 2Dgratingcouplerκαι ακολούθως απο-πολυπλέχθηκαν μέσω των δύο γειτονικών στοιχείων φιλτραρίσματος του πρωτοτύπου. Το 3-dB εύρος ζώνης των στοιχείων φιλτραρίσματος του απο-πολυπλέκτηDEMUX ήταν 20GHz. Το μήκος κύματος

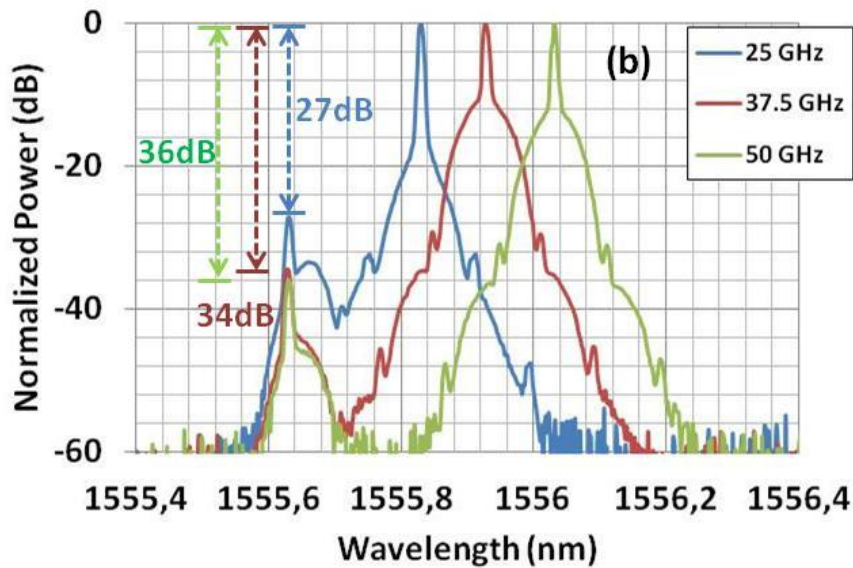
εκπομπής του "μπλε" καναλιού ρυθμίστηκε στα 1555.63 nm ενώ αντίστοιχα το κεντρικό μήκος κύματος του "κόκκινου" καναλιού μετατοπίστηκε on-the-fly ακολουθώντας τις ITU συστάσεις για τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος. Οι απο-πολυπλεγμένες ροές δεδομένων συζεύχθηκαν στις ίνες εξόδου μέσω των 1Dgratingcouplers.



Εικόνα 4.16: Μεγεθυμμένη εικόνα του τμήματος της μάσκας (masklayout) που απεικονίζει την διάταξη της περιλαμβάνει την περιοχή του από-πολυπλέκτη (DE)MUX της ολοκληρωμένης δομής (integrateddevice)

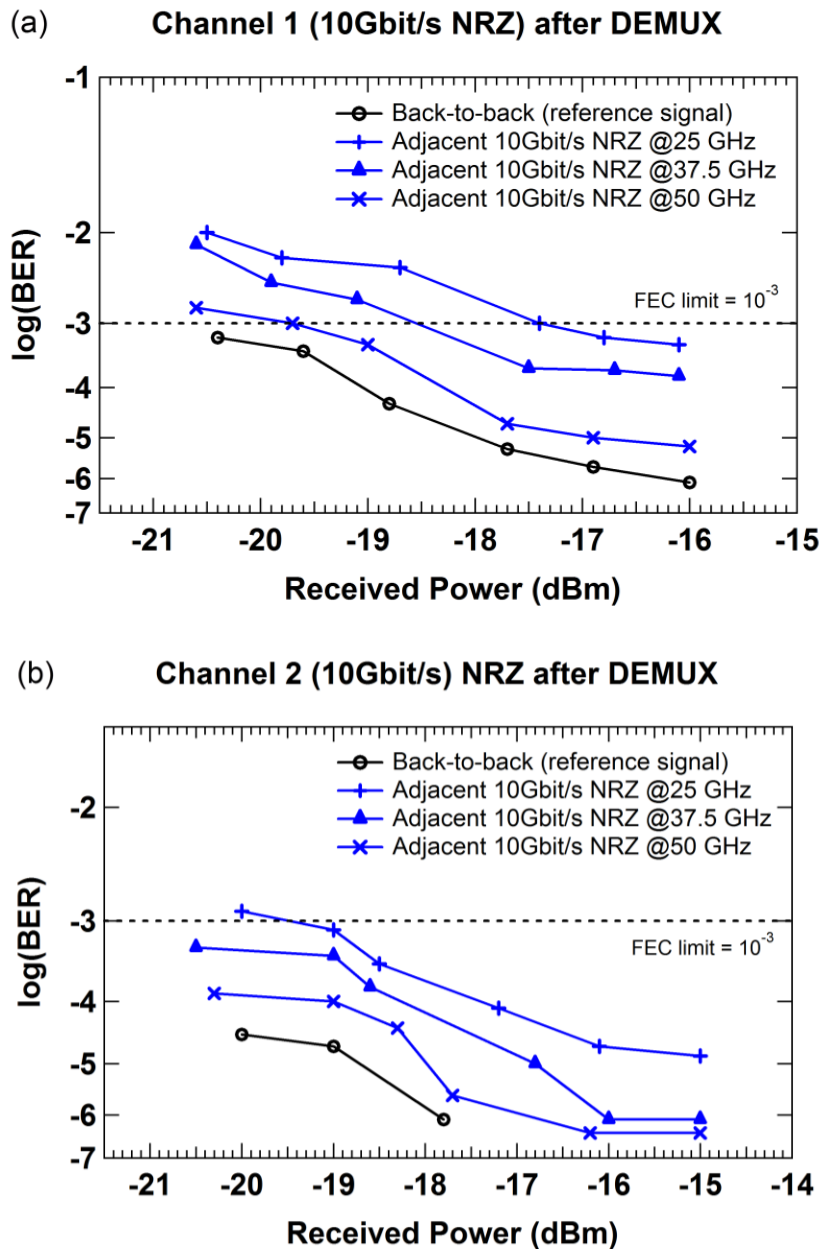
Η Εικόνα 4.17 παρουσιάζει τις οπτικές φασματικές αποκρίσεις που λήχθησαν στην έξοδο του πρωτότυπου απο-πολυπλέκτη DEMUX για φασματικές αποστάσεις καναλιών που κυμαίνονται από 25 GHz έως 50 GHz. Για όλα τα σενάρια σχετικά με την απόσταση των καναλιών ο απο-πολυπλέκτης DEMUX εμφάνισε ικανοποιητική απόδοση ως προς την επιλεκτικότητα των καναλιών (channelselectivity). Όπως φαίνεται από την Εικόνα 4.17 ευρύτερη απόσταση μεταξύ των καναλιών οδηγεί σε πιο αποδοτική συμπίεση των καναλιών (channelsuppression) που δεν φέρουν το σήμα πληροφορίας. Πιο συγκεκριμένα, μια μεταβολή της απόστασης των καναλιών από 25 GHz σε 50 GHz οδηγεί σε μια συμπίεση των γειτονικών καναλιών που κυμαίνεται από 25 έως 24 dB για το κανάλι 1 και από 27 ως 36 dB για το κανάλι 2 αντίστοιχα. Η οριακά χειρότερη απόδοση του 2ου καναλιού οφείλεται στα ελάχιστα διαφορετικά χαρακτηριστικά των δυο αυτών γειτονικών στοιχείων φιλτραρίσματος.





Εικόνα 4.17: Απεικόνιση της φασματικής απόκρισης του (a) 1^{ου} και του (b) 2ου καναλιού σημάτων 10 Gbit/sNRZ σε συνθήκες λειτουργίας από-πολυπλεξίας DEMUX και για αποστάσεις καναλιών στα 25 GHz, 37.5 GHz and 50 GHz

Η Εικόνα 4.18 συνοψίζει τις καμπύλες BER που ελήφθησαν για τα δύο απο-πολυπλεγμένα 10 Gb/sNRZ σήματα. Από τα διαγράμματα αυτά είναι εμφανές ότι όσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση μεταξύ των δύο γειτονικών καναλιών τόσο μικρότερη είναι και η ποινή ισχύος (powerpenalty) για τα δύο απο-πολυπλεγμένα σήματα. Οι γραμμές με τους μαύρους κύκλους (circles) και στις δύο εικόνες αντιστοιχεί στα back-to-back σήματα το οποίο ελήφθησαν παρακάμπτοντας (bypassing) το packagedMUX/DEMUX πρωτότυπο. Η Εικόνα 4.18(a) απεικονίζει τις BER μετρήσεις για το κανάλι 1 αποκαλύπτοντας ότι για φασματική απόσταση καναλιών 25 GHz (crosses) η ποινή ισχύος είναι ίση με 3.9 dB στο όριο του FEC. Αυξάνοντας την απόσταση των καναλιών στα 37.5 GHz (triangles) και στα 50 GHz (x-markers), βελτιώνεται συνακόλουθα η ποιότητα των απο-πολυπλεγμένων σημάτων εξαιτίας της ελαχιστοποίησης του φαινομένου της παρεμβολής (crosstalk). Οι αντίστοιχες ποινές ισχύος (powerpenalties) είναι της τάξεως των 2 dB και 0.8 dB στο όριο του FEC. Επιπρόσθετα, η Εικόνα 4.18(β) παρουσιάζει τις BER μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν για το κανάλι 2. Ομοίως, με το κανάλι 1 εμφανίζεται ποινή ισχύος 3.8 dB για φασματική απόσταση καναλιών 25 GHz (μετρημένη για τιμή BER $5 \cdot 10^{-5}$), ενώ μειώνεται στα 2.2 dB και τα 0.7 dB για απόσταση καναλιών ίση με 37.5 GHz και 50 GHz αντίστοιχα. Παρά τις μικρές διακυμάνσεις επιτυχής λειτουργία απο-πολυπλεξίας (DEMUX) κάτω από το όριο FEC παρουσιάστηκε και για τα δύο κανάλια.

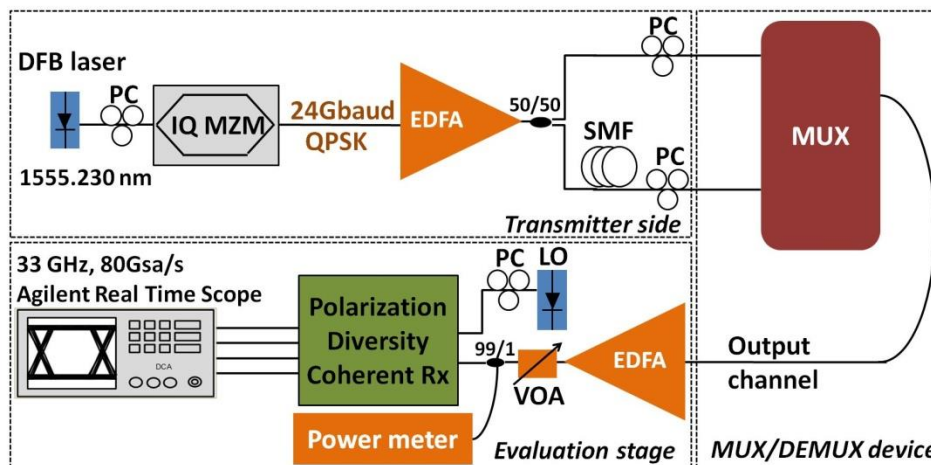


Εικόνα 4.18: Απεικόνιση των μετρήσεων BER του (α) 1ου και του (β) 2ου καναλιού σημάτων 10 Gbit/sNRZ σε συνθήκες λειτουργίας από-πολυπλεξίας DEMUX και για αποστάσεις καναλιών στα 25 GHz, 37.5 GHz and 50 GHz

4.6 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας πολυπλεξίας της πόλωσης (polarizationmultiplexing) του packaged 16x1MUX/DEMUX πρωτοτύπου

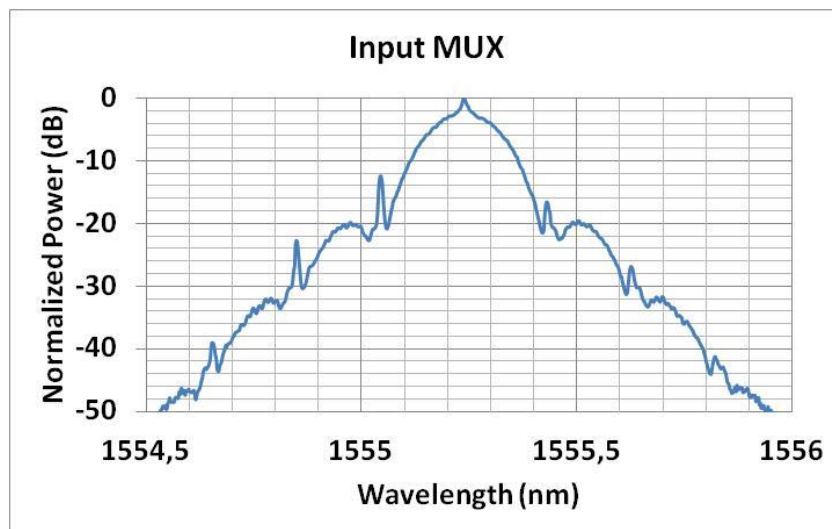
Στην ενότητα αυτή θα αξιολογηθεί η λειτουργία της πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου 16x1 MUX/DEMUX. Η Εικόνα 4.19 παρουσιάζει την πειραματική διάταξη η οποία υλοποιήθηκε. Μια δομή λείζερDFB του οποίου το μήκος κύματος εκπομπής είναι στα 1555.230 nm διαμορφώθηκε μέσω του IQMach-Zehnder (MZM) διαμορφωτή δημιουργώντας ένα 24 GbaudQPSK οπτικό σήμα. Το QPSK σήμα ακολούθως διαχωρίστηκε ομοίωμορφα (evenlysplit) μέσω ενός οπτικού coupler (opticalcoupler) με λόγο διαχωρισμού 50/50. Οι δύο QPSK ροές πληροφορίας που προέκυψαν αποσυσχετίστηκαν (decorrelate) πριν εισέλθουν στα αντίστοιχα κανάλια εισόδου των δύο 8x1 MUX συστοιχιών. Η αποσυσχέτιση των δύο QPSK σημάτων που προέκυψαν επιτεύχθηκε με την χρήση

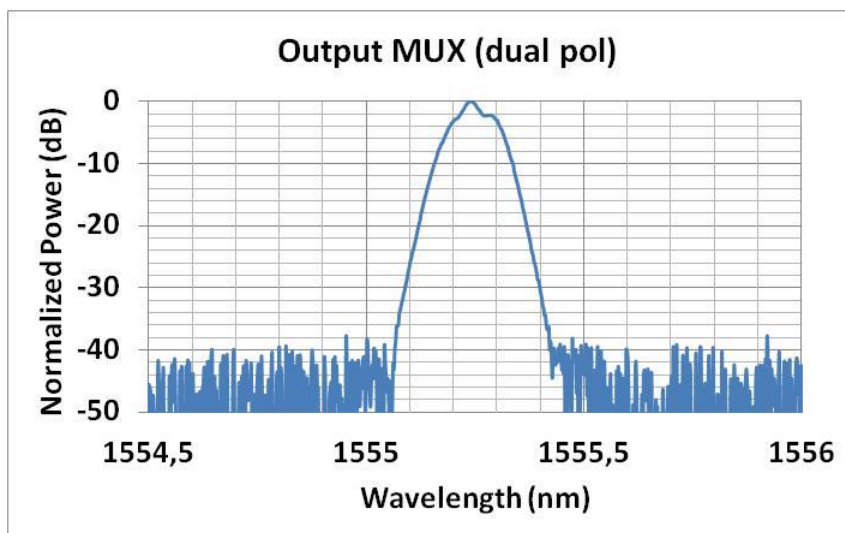
κατάλληλου μήκους μονότροπης ίνας SMF (singlemodefiber) ώστε να εισήχθη η κατάλληλη καθυστέρηση μεταξύ των δύο QPSK σημάτων. Επιπρόσθετα, χρησιμοποιήθηκαν δύο ελεγκτές πόλωσης σε κάθε βραχίονα εισόδου των προαναφερθέντων MUX συστοιχιών διασφαλίζοντας ότι τα σήματα εισόδου στα κανάλια του MUX θα έχουν TE πόλωση (όπως απαιτείται από τον σχεδιασμό των 1Dgratingcouplers). Το πολυπλεγμένο ως προς την πόλωση (dualpolarization - DP) σήμα εξόδου από τον MUX λήφθηκε ομόδυνα (intradynereception) με την χρήση του σύμφωνου δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του σήματος (polarizationdiversitycoherentreceiver) και ακολούθως απο-πολυπλέχθηκε με την χρήση ενός 31-tap CMA 2x2 MIMO equalizer για την περαιτέρω επεξεργασία σήματος.



Εικόνα 4.19: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου

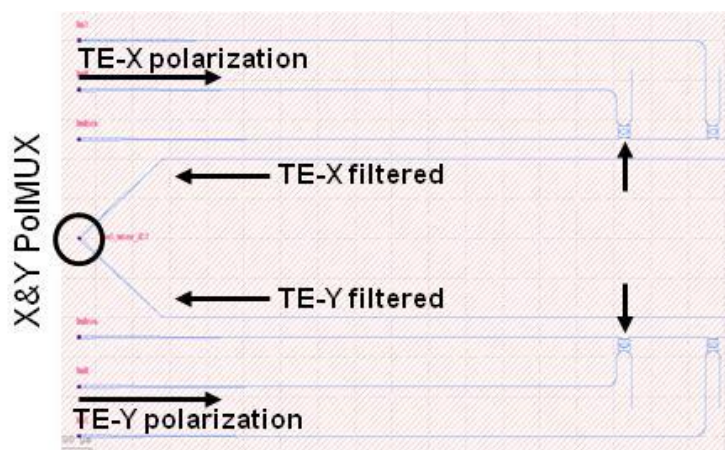
Η Εικόνα 4.20 παρουσιάζει τις φασματικές αποκρίσεις των σημάτων απλής πολωτικής κατάστασης που θα εισέλθουν στην είσοδο του MUX καθώς και το πολυπλεγμένο ως προς την πόλωσης DP σήμα που λήφθηκε στην έξοδο του πρωτοτύπου.





Εικόνα 4.20: Απεικόνιση των φασματικών αποκρίσεων του 24 GbaudQPSK σήματος αναφοράς και του πολυπλεγμένου στην πόλωση σήματος Pol-Mux 24 GBaudQPSK στην έξοδο του πρωτότυπου MUX

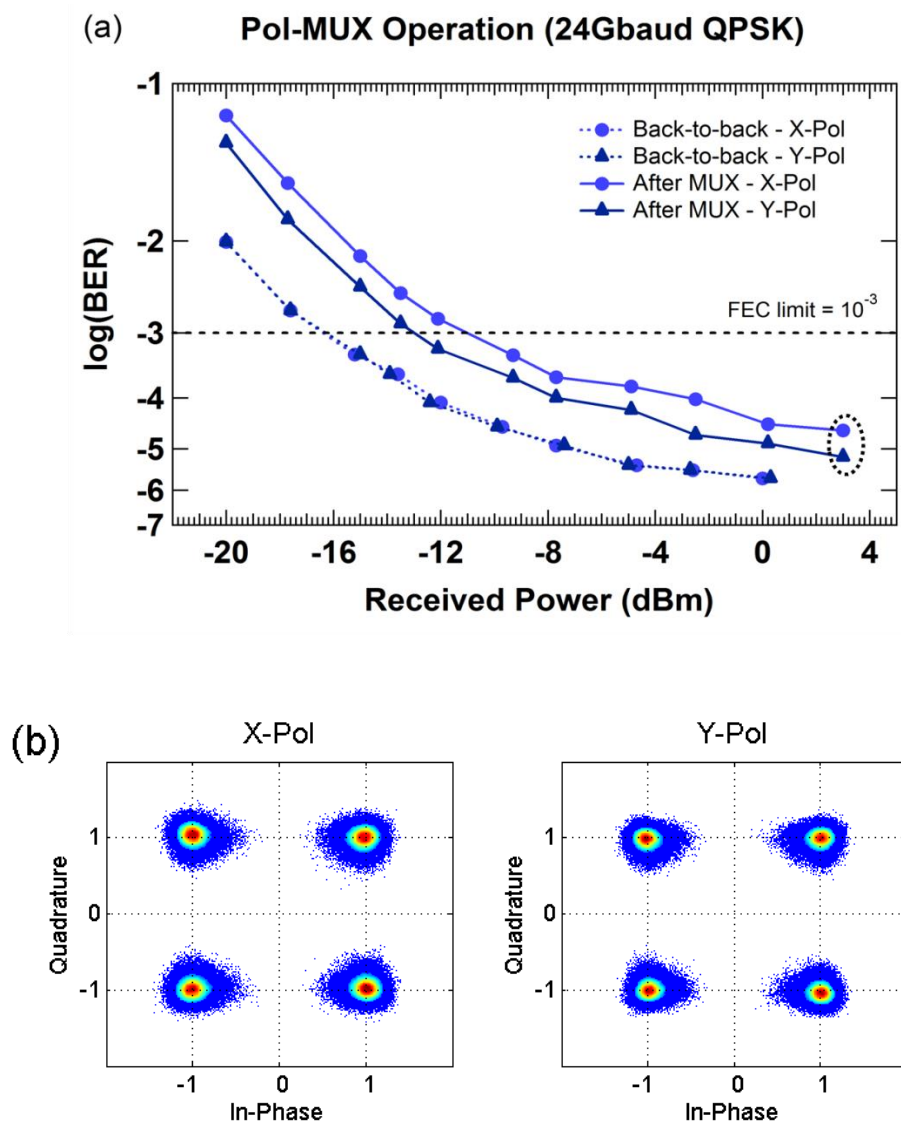
Η Εικόνα 4.21 παρουσιάζει μια μεγεθυμένη προοπτική της περιοχής της μάσκας του 16x1 MUX/DEMUX ώστε να γίνει πιο εύκολα κατανοητή η αρχή λειτουργίας της πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του ολοκληρωμένου αυτού κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα, το 1^οQPSK σήμα μονής πολωτικής κατάστασης εισήλθε στην είσοδο της 1ης 8x1 MUX συστοιχίας ενώ το αποσυχετισμένο 2^οQPSK σήμα ομοίως με προηγούμενως μονής πολωτικής κατάστασης εισήλθε στην είσοδο της 2ης 8x1 MUX συστοιχίας. Ακολούθως, τα προαναφερθέντα σήματα φιλτραρίστηκαν μέσω των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος του πρωτότυπου και συνδυάστηκαν σε ένα πολυπλεγμένο ως προς την πόλωση σήμα (dualpolarization - DP) στην έξοδο του (DE)MUX πρωτότυπου με την αρωγή του 2Dcoupler περίθλασης. Το εύρος ζώνης των γειτονικών ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος ρυθμίστηκε στα 35 GHz ενώ το μήκος κύματος συντονισμού τους τοποθετήθηκε στα 1555.230 nm.



Εικόνα 4.21: Μεγεθυμένη εικόνα του τμήματος της μάσκας (masklayout) που απεικονίζει την διάταξη της περιοχής του που επιτυγχάνεται η λειτουργία της πολυπλεξίας της πόλωσης (polarizationmultiplexing) της ολοκληρωμένης δομής (integrateddevice)

Η αξιολόγηση της ποιότητας του ληφθέντος 24 GbaudDPQPSK σήματος στην έξοδο του πρωτότυπου πραγματοποιήθηκε με την διεξαγωγή μετρήσεων BER και στις δύο ακολουθίες (tributaries) απλής πολωτικής κατάστασης όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.22(α). Πιο

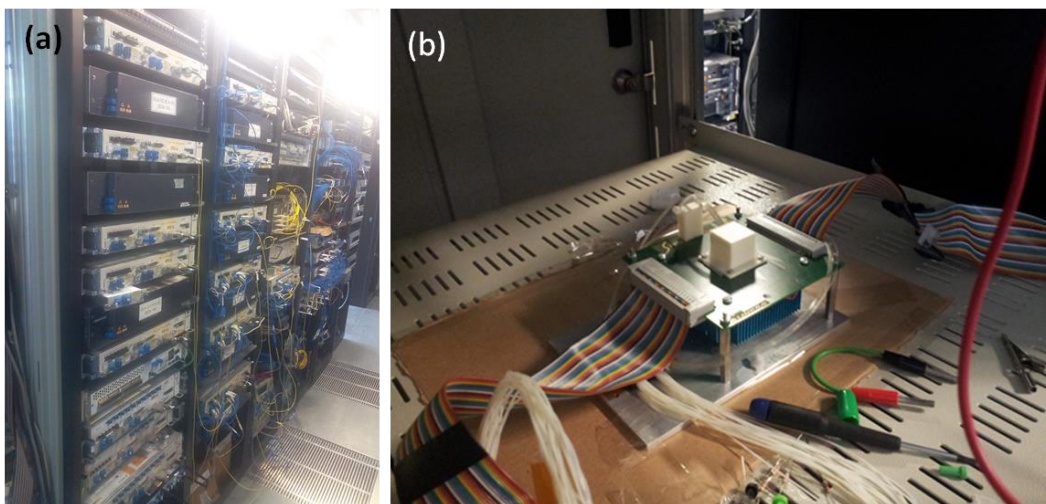
συγκεκριμένα, οι διακεκομμένες γραμμές αναφέρονται στις back-to-back μετρήσεις, ενώ οι συμπαγής γραμμές απεικονίζουν στις τιμές BER που λήφθηκαν στην έξοδο του πρωτοτύπου. Επιπρόσθετα, οι γραμμές με τους κύκλους (circles) και τα τρίγωνα (triangles) αναπαριστούν τις ροές πληροφορίας X-πόλωσης και Y-πόλωσης αντίστοιχα. Όπως είναι φανερό, η επίδοση της λειτουργίας Pol-MUX του πρωτοτύπου βρίσκεται πολύ κάτω από το όριο FEC για επίπεδα ισχύος μεγαλύτερα των -12 dBm, ενώ μια εύλογη ποινή ισχύος παρατηρήθηκε για τις ακολουθίες (tributaries) τόσο με την X- όσο και με την Y- πολωτική κατάσταση συγκρινόμενες με τις back-to-back μετρήσεις των σημάτων (μικρότερο από 3 dB και 5 dB αντίστοιχα στο όριο FEC). Επιπλέον, μια απόκλιση ποιότητος ισχύος της τάξης των 2.5 dB μεταξύ των δύο πολωτικών καταστάσεων παρατηρήθηκε λόγω των εγγενών εξαρτώμενων από την πόλωση απωλειών (polarizationdependentlosses - PDL) του πρωτοτύπου. Τα αντίστοιχα διαγράμματα με τα constellations στην έξοδο του MUX παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.22(β) για επίπεδο ληφθείσας ισχύος της τάξης του 3 dBm.



Εικόνα 4.22: (α) Απεικόνιση των μετρήσεων BER για τα δύο σήματα με ρυθμό μετάδοσης 24 Gbaud σχήματος μετάδοσης QPSK πριν (back-to-back) και μετά την λειτουργία της πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου και (β) τα διαγράμματα αστερισμού του πολυπλεγμένου στην πόλωση σήματος QPSK, X-πόλωσης (αριστερά) και Y-πόλωσης (δεξιά) για ληφθείσα ισχύ της τάξης των 3 dBm.

4.7 Πειραματική αξιολόγηση του packaged πρωτότυπου MUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης δεδομένων στο δίκτυο της Ericsson

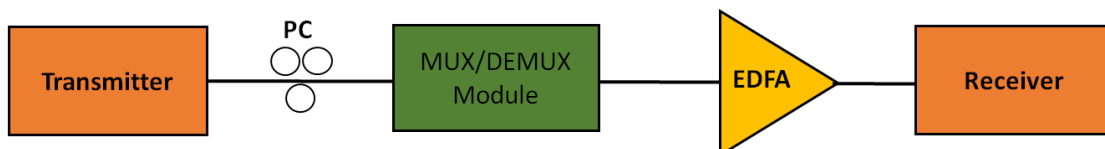
Η απόδοση του packaged πρωτότυπου MUX/DEMUX αξιολογήθηκε επίσης υπό πραγματικές συνθήκες δικτύου. Δύο σήματα σχήματος διαμόρφωσης DQPSK με ρυθμούς μετάδοσης 10 Gb/s και 40 Gb/s αντίστοιχα τροφοδοτήθηκαν διαδοχικά στις εισόδους του πρωτότυπου MUX/DEMUX για να επαληθευτεί η εύρυθμη λειτουργία του πρωτοτύπου σε συνθήκες μετάδοσης μονού καναλιού. Η πειραματική αξιολόγηση του MUX/DEMUX πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις της Ericsson Telecomunicazioni σε συνεργασία με το Ε.Φ.Ε στα πλαίσια ενός συνεργατικού πειράματος που διοργανώθηκε. Η Εικόνα 4.23(α) απεικονίζει τον εμπορικά διαθέσιμο εξοπλισμό της Ericsson που χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια του πειράματος (πομποί, δέκτες και οπτικοί ενισχυτές EDFA), ενώ στην Εικόνα 4.23(β) φαίνεται το packaged πρωτότυπο MUX / DEMUX.



Εικόνα 4.23: (α) Εγκαταστάσεις και διαθέσιμος εξοπλισμός της Ericsson και (β) packaged πρωτότυπο MUX/DEMUX του προγράμματος SPIRIT

4.7.1 Πειραματικός χαρακτηρισμός με κίνηση δεδομένων 10 Gb/s DQPSK

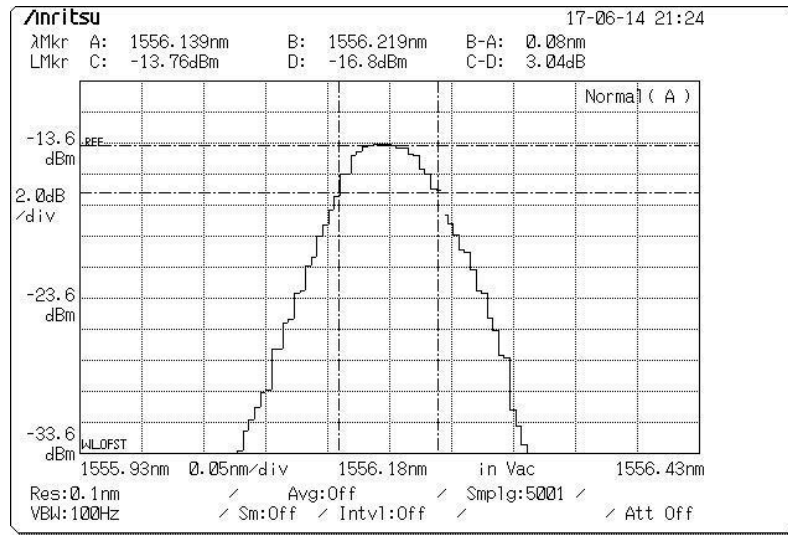
Ως πρώτο βήμα για την αξιολόγηση των δυνατοτήτων φιλτραρίσματος του πρωτότυπου MUX/DEMUX, ένα σήμα σχήματος διαμόρφωσης DQPSK με ρυθμό μετάδοσης 10 Gb / s τροφοδοτήθηκε στην είσοδο του MUX/DEMUX. Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.24.



Εικόνα 4.24: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του πρωτοτύπου MUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης κίνησης δεδομένων

Το ευέλικτο στοιχείο φιλτραρίσματος που αντιστοιχεί στο κανάλι εισόδου του πρωτοτύπου που τροφοδοτήθηκε με το 10Gb/s σήμα εισόδου προσάρμοσε τα φασματικά του χαρακτηριστικά ακολουθώντας ακρίβως την ίδια συλλογιστική με τη χρήση των μικροθερμαντών όπως έχει ήδη αναφερθεί. Σκοπός αυτής της διαδικασίας ήταν να ευθυγραμμιστεί το μήκος κύματος συντονισμού των ευέλικτων φίλτρων του πρωτοτύπου με το μήκος

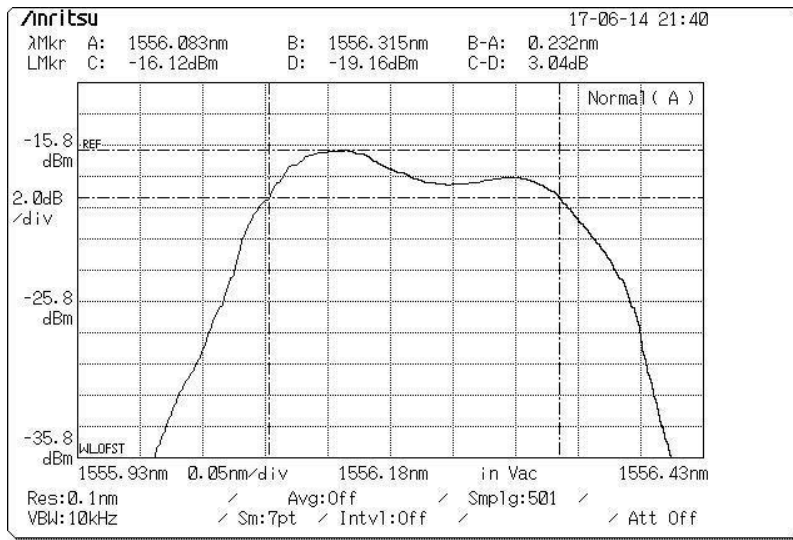
κύματος εκπομπής (1556.179 nm) της ροής δεδομένων DQPSK. Ένας ελεγκτής πόλωσης (PC) χρησιμοποιήθηκε στο κανάλι εισόδου του MUX / DEMUX για την εξασφάλιση της TE πολωτικής κατάστασης του σήματος κατά την είσοδο στο πρωτότυπο (όπως απαιτείται από τον σχεδιασμό του MUX / DEMUX). Επιπλέον, το 3 dB εύρος ζώνης 3 dB του στοιχείου φιλτραρίσματος ρυθμίστηκε στα 12,5 GHz (Εικόνα 4.25) προκειμένου να προκαλέσει αμελητέα παραμόρφωση στο ρεύμα δεδομένων που μεταδίδεται. Η έξοδος του φίλτρου ενισχύθηκε μέσω ενός ενισχυτή ενισχυτή οπτικών ιών Erbium (EDFA) και στη συνέχεια ανιχνεύθηκε απευθείας επιβεβαιώνοντας τη λήψη του σήματος 10 Gb/sDQPSK χωρίς σφάλμα έπειτα από το πρωτότυπο MUX / DEMUX.



Εικόνα 4.25: Φασματική απόκριση του ευέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος μέσω ενός οπτικού αναλυτή φάσματος (OSA) για ένα σήμα 10 Gb/sDQPSK

4.7.2 Πειραματικός χαρακτηρισμός με κίνηση δεδομένων 40 Gb/sDQPSK

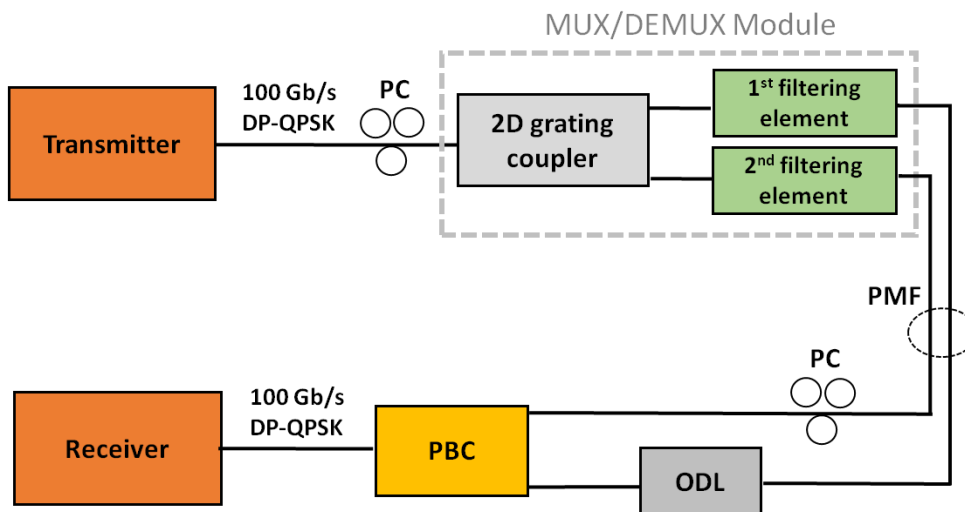
Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική, ακολουθήθηκε η ίδια διαδικασία όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, προκειμένου να αξιολογηθεί η απόδοση του MUX / DEMUX, τροφοδοτώντας το πρωτότυπο με κίνηση δεδομένων από το δίκτυο της Ericsson ρυθμού μετάδοσης 40 Gb/s DQPSK. Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.24. Το ευέλικτο στοιχείο φιλτραρίσματος που αντιστοιχεί στο κανάλι εισόδου του πρωτοτύπου που τροφοδοτήθηκε με το 40Gb/s σήμα εισόδου ρυθμίστηκε θερμικά ώστε το μήκος κύματος συντονισμού του να ευθυγραμμιστεί μήκος κύματος εκπομπής (1556.199 nm), ενώ το εύρος ζώνης 3 dB του διαμορφώθηκε στα 29 GHz. Η Εικόνα 4.26 απεικονίζει τη φασματική απόκριση του στοιχείου φιλτραρίσματος που λήφθηκε από έναν αναλυτή οπτικού φάσματος (optical spectrum analyzer - OSA) παρουσιάζοντας μια μικρή φασματική κυμάτωση μικρότερη από 3 dB. Η κίνηση δεδομένων DQPSK ρυθμού μετάδοσης 40 Gb/s ανιχνεύτηκε με επιτυχία (χωρίς σφάλματα) μετά τη διέλευση από το πρωτότυπο MUX / DEMUX.



Εικόνα 4.26: Φασματική απόκριση του ευέλικτου στοιχείου φιλτραρίσματος μέσω ενός οπτικού αναλυτή φάσματος (OSA) για ένα σήμα 40 Gb/s DP-QPSK

4.7.3 Πειραματικός χαρακτηρισμός με κίνηση δεδομένων 100Gb/s(DP)QPSK

Η Εικόνα 4.27 απεικονίζει την πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση της απόδοσης του MUX / DEMUX σε ένα σενάριο μετάδοσης κίνησης δεδομένων σχήματος διαμόρφωσης QPSK διπλής πολωτικής κατάστασης (dualpolarization - DP) και ρυθμού μετάδοσης 100 Gb/s.



Εικόνα 4.27: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του πρωτότυπου MUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης κίνησης δεδομένων για ένα σήμα 100Gb/s DP-QPSK

Ένας εμπορικά διαθέσιμος πομπός που υποστηρίζει ρυθμό μετάδοσης 100Gb/s ήταν διαθέσιμος από την Ericsson στα πλαίσια του πειράματος δημιουργώντας τη ροή δεδομένων 100 Gb / s DPQPSK που εισήχθη σε ένα κανάλι του πρωτότυπου MUX / DEMUX. Η κίνηση δεδομένων που χαρακτηρίζεται από διπλή πολωτική κατάσταση (DP) συζεύχθηκε στο πρωτότυπο μέσω ενός coupler περίθλασης 2D και ακολούθως απο-πολυπλέχθηκε σε δύο πανομοιότυπες ροές δεδομένων μέσω των αντίστοιχων ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος. Το εύρος ζώνης 3 dB των προαναφερθέντων στοιχείων φιλτραρίσματος ρυθμίστηκε στα 35 GHz, ενώ το κεντρικό μήκος κύματος τους ρυθμίστηκε στα 1556.07 nm. Δεδομένου ότι οι δύο ταυτόσημες ροές δεδομένων εξόδου του MUX / DEMUX ήταν και οι δύο σε TE

πολωτική κατάσταση, χρησιμοποιήθηκε ένας ελεγκτής πόλωσης για την περιστροφή της κατάστασης πόλωσης της μιας ροής δεδομένων εξόδου κατά 90 μοίρες.

Επιπρόσθετα, στην δεύτερη ροή δεδομένων χρησιμοποιήθηκε μια συσκευή που εισάγει καθυστέρηση στο οπτικό σήμα (optical delay line - ODL) για την εξασφάλιση συγχρονισμού δυαδικών ψηφίων στην πλευρά του δέκτη αντισταθμίζοντας τις καθυστερήσεις που εισάγονται από διαφορές μεταξύ των οπτικών διαδρομών των δύο ροών δεδομένων.

Τέλος, χρησιμοποιήθηκε ένας coupler πολωτικής δέσμης (polarization beam combiner - PBC) για να συνδυάσει τις δύο ροές δεδομένων που χαρακτηρίζονται από ορθογώνιες πολωτικές καταστάσεις σε ένα σήμα διπλής πόλωσης το οποίο λήφθηκε από έναν σύμφωνο δέκτη της Ericsson. Ωστόσο, δεν ήταν εφικτή η μετάδοση του σήματος χωρίς σφάλματα, πιθανώς λόγω του γεγονότος ότι οι καθυστερήσεις που προέκυψαν από τις διαφορές στις οπτικές διαδρομές των δύο χωριστών ροών δεδομένων δεν αντισταθμίστηκαν επαρκώς. Επομένως, η επιτυχής λήψη της μεταδιδόμενης κίνησης δεδομένων διπλής πόλωσης ήταν ανέφικτη ώστε να ληφθεί από τον σύμφωνο δέκτη.

4.8 Σύνοψη και Συμπεράσματα Κεφαλαίου 4

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκε διεξοδικά ο πειραματικός χαρακτηρισμός της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου που είναι συμβατός με τα πρότυπα ευέλικτου πλέγματος. Η πειραματική αξιολόγηση του πρωτοτύπου ήταν πολύπλευρη ώστε να αναδειχθούν όλες οι δυνατότητες και λύσεις που προσφέρει για εφαρμογές ευέλικτων δικτύων. Σε πρώτη φάση στην ενότητα 4.3 αξιολογήθηκε η παθητική λειτουργία του πρωτοτύπου σε λειτουργία μονού καναλιού ώστε να διερευνηθούν οι δυνατότητες των ευέλικτων φίλτρων να μεταβάλλουν δυναμικά τόσο το εύρος ζώνης λειτουργίας τους (12.5 GHz έως 35 GHz) όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους (μετατόπιση του μήκους κύματος κατά FSR: 375 GHz). Σε συνέχεια της αξιολόγησης της παθητικής λειτουργίας της συσκευής πραγματοποιήθηκε πειραματικός χαρακτηρισμός του πρωτοτύπου σε λειτουργία διπλού και τριπλού καναλιού μεταβάλλοντας τόσο το μήκος κύματος λειτουργίας όσο και το εύρος ζώνης των υπο εξέταση καναλιών. Διατηρήθηκε το 3-dB εύρος ζώνης του πρώτου καναλιού στην ελάχιστη δυνατή τιμή των 12.5 GHz ενώ εύρος ζώνης των υπόλοιπων καναλιών κυμάνθηκε από 15 GHz έως 35 GHz για συνθήκες μεταβαλλόμενης φασματικής απόστασης μεταξύ των καναλιών (από 37.5 GHz έως 100 GHz).

Στην ενότητα 4.4 δόθηκαν τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης της απόδοσης της λειτουργίας πολυπλεξίας του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου. Τα πιο αξιοσημείωτα αποτελέσματα λήφθηκαν κατά την πολυπλεξία ενός 10 Gb/s NRZ και 24 Gbaud QPSK σήματος με τις μετρήσεις BER να αποδεικνύουν την εύρυθμη λειτουργία του πρωτοτύπου ως δομή πολυπλεξίας με αποδεκτές ποινές ισχύος σε κάθε κανάλι. Επιπρόσθετα, στην ενότητα 4.5 εξετάστηκε η δυνατότητα λειτουργίας απο-πολυπλεξίας του packaged MUX/DEMUX πρωτοτύπου εναλλάσσοντας (interchanging) τις θύρες εισόδου-εξόδου σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση της πολυπλεξίας. Πιο συγκεκριμένα, ένα WDM σήμα το οποίο αποτελείτο από δύο 10 Gb/s NRZ σήματα τροφοδοτήθηκε στον 2D coupler περιθλάσης του πρωτοτύπου MUX/DEMUX ενώ με επιτυχία τα δύο σήματα απο-πολυπλέχθηκαν όπως φανέρωσαν και οι μετρήσεις BER που πραγματοποιήθηκαν για καθ' ένα κανάλι.

Στην ενότητα 4.6 δημιουργήθηκε μια ακόμα πειραματική διάταξη αυτή την φορά για την αξιολόγηση της λειτουργίας της πολυπλεξίας πόλωσης (polarization multiplexing) του πρωτοτύπου 16x1 MUX/DEMUX κατά την οποία ένα 24 Gbaud DPQPSK πολυπλεγμένο ως προς την πόλωση οπτικό σήμα εξόδου από το πρωτότυπο λήφθηκε ομόδυνα με την χρήση

ενός σύμφωνου δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του σήματος. Στην τελευταία ενότητα του συγκεκριμένου κεφαλαίου παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού του MUX/DEMUX κάτω από συνθήκες πραγματικών δεδομένων του δικτύου της Ericsson στα πλαίσια ενός περάματος που πραγματοποιήθηκε συνεργαστικά μετά των ομάδων του Ε.Φ.Ε και της Ericsson στην Ιταλία.

ΑναφορέςΚεφαλαίου4

[4.1] R. Rudnick et al., "Sub-Banded / Single-Sub-Carrier Drop-Demux and Flexible Spectral Shaping with a Fine Resolution Photonic Processor", ECOC 2014, doi: 10.1109/ECOC.2014.6964274

[4.2] K. Sorimoto et al., "Compact and phase-error-robust multilayered AWG-based wavelength selective switch driven by a single LCOS", OSA Optics Express, Vol. 21, No. 14, 2013

[4.3] D. Marom et al., " Wavelength-Selective 1 Switches Using Free-Space Optics and MEMS Micromirrors: Theory, Design, and Implementation", Journal oflightwave technology , vol. 23, no. 4, April 2005

[4.4] G. Kanakis et al, "16x1 Dual Polarization SOI MUX/DEMUX for Flexible-Grid Optical Networks", Presented at OFC, paper W2A Anaheim, USA, 20-24 Mar 2016

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Ανάπτυξη ενός σύμφωνου φωτονικού πομπο/δέκτη βασισμένου σε διαμορφωτή MachZehnder τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου (segmentedelectrode) για ελαστικά δίκτυα νέας γενιάς

5.1 Εισαγωγή

Η επανάσταση της τεχνολογίας των σύμφωνων πομποδεκτών (coherenttransceivers) που έχει χαρακτηρίσει τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα άρχισε πριν από περίπου 10 χρόνια, όταν έγινε φανερό ότι εξαιτίας των τελευταίων εξελίξεων της CMOS (Complementary metal-oxide-semiconductor) τεχνολογίας θα μπορούσε να υλοποιηθεί ψηφιακή επεξεργασία σήματος (Digitalsignalprocessing - DSP) σε πραγματικό χρόνο για την αποδοτική αποδιαμόρφωση και την μείωση των ατελειών των σημάτων με ρυθμό μετάδοσης της τάξης των Gbaud που απαιτείται στα οπτικά συστήματα τηλεπικοινωνιών. Η τελευταία δεκαετία όπως ήδη έχει τονισθεί χαρακτηρίζεται τεχνολογικά από μια ραγδαία αύξηση της διαδικτυακής κίνησης εξαιτίας της αμειώτης ζήτησης για υπηρεσίες video υψηλής ευκρίνειας καθώς και της έκρηξης στην κίνηση δεδομένων μέσω κινητών τηλεφώνων. Αυτή η εκθετική αύξηση της ανάγκης για περισσότερο εύρος ζώνης έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της ζήτησης για δίκτυα μεγαλύτερης χωρητικότητας. Με την εισαγωγή του προτύπου OIF (OpticalInternetworkingForum) 100 G για εφαρμογές μακρινών αποστάσεων (long-haul), πραγματοποιήθηκε η μετάβαση από ένα απλό σχήμα διαμόρφωσης πλάτους On-off-Keying (OOK) σε σχήματα διαμόρφωσης φάσης με σκοπό την αποδοτικότερη φασματική κατανομή (DP-QPSK). Ως εκ τούτου, η τεχνολογία σύμφωνης μετάδοσης (coherenttransmission) έχει αναδειχθεί ως η ραχοκοκαλιά των οπτικών δικτύων επιτρέποντας την δημιουργία σημάτων με διαμόρφωση φάσης ανώτερης τάξης (advancedmodulationformats) καθώς και την ανάδειξη των δυνατοτήτων της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων (DSP). Καθώς η ζήτηση για μετάδοση δεδομένων συνεχίζει να αυξάνεται, τα σήματα με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης θα παρέχουν την δυνατότητα περαιτέρω εκμετάλλευσης του μεγάλου εύρους ζώνης που προσφέρουν συνδέσεις μέσω οπτικών ινών [5.1]. Επιπλέον, εκτός της αύξησης της κατανομής της κίνησης δεδομένων και η φύση των δεδομένων καθορίζουν τις τεχνολογικές επιλογές οι οποίες πρέπει να υιοθετηθούν. Η μεταβλητότητα της διαδικτυακής κίνησης απαιτεί νέες καινοτόμες αρχιτεκτονικές ευέλικτων δικτύων και τροφοδοτεί την ανάγκη για στοιχεία (components) ικανά να εισάγουν ευελιξία στα σχήματα διαμόρφωσης και στην χρήση του φάσματος [5.2].

Τα θεμέλια αυτής της θεμελιώδους αλλαγής καθορίστηκαν από το ITU-T ήδη από το 2012. Πιο συγκεκριμένα, η σύσταση G.694.1 [5.3] ορίζει το πλέγμα πολυπλεξίας ευέλικτου πυκνού μήκους κύματος (flexibledensewavelengthdivisionmultiplexing -DWDM), το οποίο έχει σχεδιαστεί για να δέχεται οπτικές διαδρομές φωτός με μικτούς ρυθμούς μετάδοσης (bitrates) και σχήματα διαμόρφωσης, σε σχισμές (slots) που μπορούν να ρυθμιστούν σε οποιοδήποτε φασματικό εύρος με διακριτότητα (granularity) 12.5 GHz. Αρκετά σενάρια ελαστικής οπτικής δικτύωσης βασισμένα σε μια λογική προγραμματισμού των λειτουργιών δικτύωσης μέσω λογισμικού (softwaredefinednetworking - SDN) έχουν προκύψει, αλλά απαιτούνται επίσης συμπληρωματικές καινοτομίες στο φυσικό στρώμα: Πλήρως προγραμματιζόμενα οπτικά στοιχεία που υποστηρίζουν την προσαρμογή ρυθμού και σχημάτων διαμόρφωσης είναι επίσης απαραίτητα ώστε να αποκομιστούν όλα τα οφέλη από την ευέλικτη λειτουργία.

Τα τελευταία χρόνια, οι αρχιτεκτονικές segmentedtransmitters που υλοποιούν μια λειτουργία ηλεκτρο-οπτικού μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικού σήματος (electro-opticaldigital-toanalogconverter) έχουν αποδειχθεί να είναι πολλά υποσχόμενες υποψήφιες για την αποτελεσματική δημιουργία οπτικών σημάτων πολλαπλών σταθμών υψηλής ταχύτητας. Ένας segmentedMach-Zehndermodulator (SEMZM) συνδυάζεται με έναν IC (integratedcircuit)driver για τη δημιουργία οπτικών σημάτων πολλαπλών σταθμών προερχόμενα από πολλαπλά δυαδικά ηλεκτρικά σήματα οδήγησης. Το σενάριο αυτό ήδη χρονολογείται από το 1980 [5.4], αλλά λόγω των ραγδαίων τεχνολογικών εξελίξεων στα σήματα με διαμόρφωσηπλάτους ΟΟΚ, τα τελευταία χρόνια κατάφεραν να τραβήξουν την προσοχή αρχιτεκτονικές segmentedtransmitters. Υπό το πρίσμα της ανάπτυξης των 100 GbE εφαρμογών αναπτύχθηκαν αρκετοί πομποί δημιουργίας PAM-4οπτικών σημάτων που χρησιμοποιούν δυο τμήματα (segments) που οδηγούνται με δυαδικά σήματα [5.5-5.7]. Επιπρόσθετα παρουσιάστηκε μια εφαρμογή στην οποία δημιουργήθηκε ένα 10 Gb/sPAM-8 οπτικό σήμα μέσω μιας υβρικής διάταξης που περιλαμβάνει έναν SEMZM δυνατότητας ανάλυσης (resolution) 3-bit και έναν ηλεκτρικό DAC [5.8]. Επιπλέον, ένα σχήμαIQ διαμόρφωσης για σύμφωνη επικοινωνία επιδείχθηκε χρησιμοποιώντας δύο segmentedmodulators με ανάλυση 2-bit για την δημιουργία ενός οπτικού σήματος 16-QAMσε ρυθμό μετάδοσης 28 Gbaud [5.8] και ενός 64-QAM οπτικού σήματος στα 32 Gbaud χρησιμοποιώντας δύο segmentedmodulatorsμε ανάλυση 4-bit. Επιπλέον, IQ διαμόρφωση για σύμφωνη επικοινωνία επιδείχθηκε για την δημιουργία οπτικών σημάτων με σχήμα διαμόρφωσης 16-QAM (28 Gbaud) [2.8] και 64-QAM (32 Gbaud) [5.9] χρησιμοποιώντας δύο segmentedmodulatorsμε ανάλυση 2-bit και 4-bit αντίστοιχα. Μόνο ο driver στην [5.8] επωφελείται από το δυναμικό των μικρών συγκεντρωμένων χωρητικοτήτων τωνsegmentedelectrodesχρησιμοποιώνταςdriver τεχνολογίας CMOS χαμηλής ισχύος. Ωστόσο, κανένα κύκλωμα συγχρονισμού (retiming) δεν φαίνεται να υπάρχει, καθιστώντας έτσι αδύνατη την αναβάθμιση σε υψηλότερη ανάλυση και ταχύτητα, καθώς το θέμα του συγχρονισμού είναι αρκετά σημαντικό.Ο σύγχρονος τεχνολογίας segmentedmodulator που παρουσιάζεται στην [5.9] οδηγείται από έναν BiCMOS SiGe driver έχοντας σταθερές γραμμές παθητικής καθυστέρησης ώστε να επιλύσει το πρόβλημα του συγχρονισμού. Για το λόγο αυτό, απαιτούνται δύο διαφορετικά μοντέλα του driver για την IQ-υλοποίηση γεγονός που είναι ανεπιθύμητο μιας και αποτελεί μια υψηλού κόστους λύση. Επιπλέον, οι παθητικές γραμμές καθυστέρησης έχουν ως αποτέλεσμα να δημιουργηθεί ένα μάλλον μεγάλο μέγεθος τσιπ της τάξης των 7.5 mm².

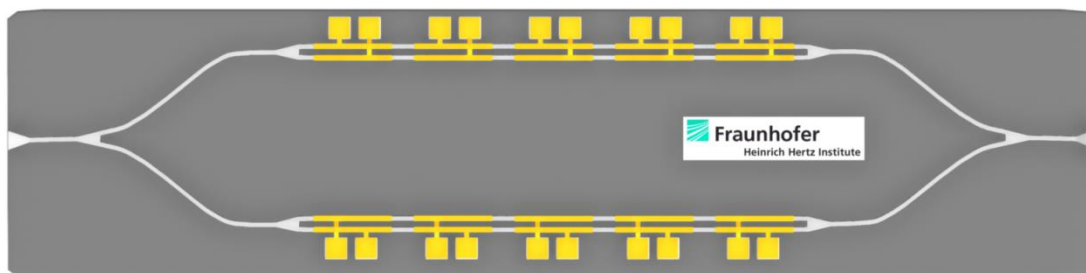
Συνοψίζοντας τα παραπάνω καθίσταται εύκολα κατανοητό ότι η φωτονικών συσκευών με δυνατότητα προγραμματισμού των λειτουργιών τους (programmablephotonicdevices) για χρήση στα μελλοντικά ευέλικτα οπτικά δίκτυα ελκύει ολοένα και μεγαλύτερη προσοχή. Η τεχνολογία των segmentedMach-Zehndermodulators μπορεί να προσφέρει καινοτόμες και ελπιδοφόρες λύσεις για τη δημιουργία σημάτων με σύνθετα σχήματα διαμόρφωσης στα πλαίσια της διαδρομής προς οπτικές συνδέσεις με υψηλότερη φασματική αποτελεσματικότητα (higher-spectralefficiency). Η συγκεκριμένη ενότητα αναλύει τα βασικά δομικά στοιχεία μιας πλατφόρμας φωτονικών πομποδεκτών η οποία θα αναπτυχθεί στα πλαίσια του ευρωπαϊκού προγράμματος SPIRITτο οποίο χρηματοδοτείται από το πρόγραμμα FP7 της Ευρωπαϊκής Επιτροπής. Η πλατφόρμα πομποδεκτών αντιπροσωπεύει μια πολλά υποσχόμενη προσέγγιση για τη διευκόλυνση της ευελιξίας των λειτουργιών των μητροπολιτικών οπτικών δικτύων μετρό (metronetworks) και των δικτύων κορμού (corenetworks).Το προβλεπόμενο φωτονικό ολοκληρωμένο κύκλωμα (PhotonicIntegratedCircuit - PIC) αξιοποιεί τις ώριμες φωτονικές και ηλεκτρονικές τεχνολογίες για την παραγωγή μιας ενεργειακά αποδοτικής λύσης: Οι IQ διαμορφωτές Mach-

Zehnder (MZM) τεχνολογίας InP (IndiumPhosphide) χρησιμοποιούν ένα σχεδιαστικό μοντέλο segmentedηλεκτροδίουενώοδηγούνται απευθείας από δυαδικά σήματα από τους χαμηλής κατανάλωσης driversCMOSτεχνολογίας. Επιπλέον, η νέα δομή πομπού επιτρέπει τη δημιουργία οπτικών σημάτων πολλαπλών σταθμών με ανάλυση 5 bit ανά βραχίονα I/Q χωρίς τη χρήση DAC και γραμμικών drivers. Επομένως, μπορεί να υποστηριχθεί ένα πλήθος σχημάτων διαμόρφωσης QAM σε ρυθμούς μετάδοσης έως 28/32 Gbaud.Η συσκευή προορίζεται για λειτουργία με ευέλικτους πομποδέκτες που υποστηρίζουν πολλαπλά σχήματα διαμόρφωσης, επιτρέποντας τη συσσώρευση υπερ-καναλιών σε μια WDM λογική και τον αυθαίρετου κατακερματισμό του φάσματος στο πλαίσιο ενός περιβάλλοντος ευέλικτου πλέγματος (flexiblegridenvironment).

5.2 Περιγραφή του ευέλικτου φωτονικού πομποδέκτη βασισμένου σε διαμορφωτή Mach-Zehndersegmented ηλεκτροδίου

Η ανάπτυξη και η κατασκευή του καινοτόμου προγραμματιζόμενου (programmable) φωτονικού πομποδέκτη (photonictransceiver) βασίζεται στην ολοκλήρωση (integration) πολλαπλών I/Q - διαμορφωτών Mach-Zehndersegmented ηλεκτροδίου, επίσης γνωστών ως περιοδικά ενισχυμένων υβριδίων οδεύοντος κύματος (periodically amplified travelling-wave hybrids - PATH). Ο τύπος λοιπόν του διαμορφωτή ο οποίος θα ολοκληρωθεί στον πομποδέκτη είναι ένας segmented I/Q Mach-Zehnder modulator. Σε έναν τέτοιο διαμορφωτή, κάθε ενεργός τομέας του ηλεκτροδίου οδεύοντος κύματος (Travelling Wave Electrode - TWE) του διαμορφωτή αποσυνδέεται από τους άλλους και μπορεί να οδηγηθεί ανεξάρτητα από έναν εξωτερικό driver οποίος στα πλαίσια του προγράμματος SPIRIT θα σχεδιαστεί από το ερευνητικό κέντρο του IMEC με έδρα την Γάνδη.

Ολόκληρη η αρχιτεκτονική της συσκευής βασίζεται στην τεχνολογία δομών ridge κυματοδηγών η οποία χαρακτηρίζεται στην βιβλιογραφία από εξαιρετικά υψηλές αποδόσεις και μικρό μέγεθος (footprint). Επιπρόσθετα, μετατροπείς σημειακών μεγεθών (spot-size converters - SSC) είναι εμπορικά διαθέσιμοι από το HHI και μπορούν να ολοκληρωθούν στην είσοδο και την έξοδο του τσιπ με τις απαραίτητες προσαρμογές να επιβάλλονται στο τελικό μέγεθος του τσιπ (10 mm x 820 μm).



Εικόνα 5.1: Πανοραμική εικόνα των segmented I/Q modulators ο οποίος σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε από το κέντρο του HHI Fraunhofer του Βερολίνου. Ο άνω βραχίονας του διαμορφωτή είναι ο I- διαμορφωτής (In-phase) και ο κάτω βραχίονας ο Q- διαμορφωτής (Quadrature). Παρουσιάζονται τα 5 τμήματα (segments) για κάθε I-, Q- διαμορφωτή

Η Εικόνα 5.1 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα ενός segmented I/Q modulator που αποτελείται από 5 τμήματα (segments). Η δρομολόγηση του φωτός ακολουθεί την ίδια λογική όπως και στην περίπτωση ενός τυπικού/συμβατικού I/Q διαμορφωτή. Πιο συγκεκριμένα, το φως που συζευγνύεται στην είσοδο χωρίζεται και τροφοδοτεί τους εσωτερικούς εμφωλευμένους (nested) παράλληλους διαμορφωτές που βρίσκονται στους δύο βραχίονες του εξωτερικού διαμορφωτή. Έπειτα, το φως χωρίζεται και πάλι στα δύο πριν

οδεύσει στις ενεργές περιοχές του κάθε διαμορφωτή. Τα επιμεταλλωμένα τμήματα (metallizedsections) του κυματοδηγού ορίζουν τα ενεργά τμήματα του διαμορφωτή, όπου για παράδειγμα πραγματοποιείται η στροφή φάσης μεταξύ των δύο βραχίωνων του κάθε συμβολόμετρου του διαμορφωτή. Τέλος, οι συνιστώσες του φωτός που προέρχονται από τους δυο παράλληλους διαμορφωτές ενώνονται για να δημιουργήσουν την έξοδο από τον IQ διαμορφωτή. Η προσέγγιση αυτή είναι διαφορετική από την αντίστοιχη των TWE διαμορφωτών με δεδομένο ότι δεν υπάρχει κανένα ηλεκτρόδιο οδεύοντος κύματος (travellingwaveelectrode). Στον αντίποδα, κάθε τμήμα περιλαμβάνει ένα ξεχωριστό ζευγάρι διεπαφών (pads) που συνδέονται με την επιμετάλλωση του κυματοδηγού μέσω στενών γεφυρών αέρα (airbridges) οι οποίες εξασφαλίζουν ότι δεν θα υπάρξει βραχυκύκλωμα μεταξύ των δύο.

Από την σκοπιά της προσέγγισης της ολοκλήρωσης του προγραμματιζόμενου πομποδέκτηλήφθηκαν υπόψη αρκετά σχεδιαστικά σενάρια ώστε να υλοποιηθεί το πιο αξιόπιστο για την λειτουργία του. Το σχεδιαστικό μοντέλο που τελικά υλοποιήθηκε περιελάμβανε την flip-chiptοποθέτηση του διαμορφωτή σε μια πολυμερική πλακέτα (polymerboard), της οποίας οι παθητικοί κυματοδηγοί θα αξιοποιηθούν ώστε να δρομολογείται το φως στο SOI (Silicon-on-Insulator) τσιπ. Θα πρέπει στο σημείο αυτό να τονισθεί ότι τόσο το σχεδιαστικό μοντέλο ολοκλήρωσης όσο και ο σχεδιασμός του διαμορφωτή αποτέλεσαν απαιτητικές εργασίες και πραγματοποιήθηκαν από το FraunhoferHHI με έδρα το Βερολίνο στα πλαίσια του έργου SPIRIT. Επιπλέον, το σχεδιαστικό μοντέλο του segmentedmodulatorείναι αρκετά διαφοροποιημένο σε σχέση με το αντίστοιχο ενός συμβατικού διαμορφωτή οδεύοντος κύματος ηλεκτροδίων (travelling-waveelectrodes - TWE). Στην συνέχεια θα καταγραφούν οι λεπτομέρειες του σχεδιασμού και της κατασκευής του SOIτσιπ με ιδιαίτερη προσοχή στις πιο καινοτόμες πτυχές αυτών.

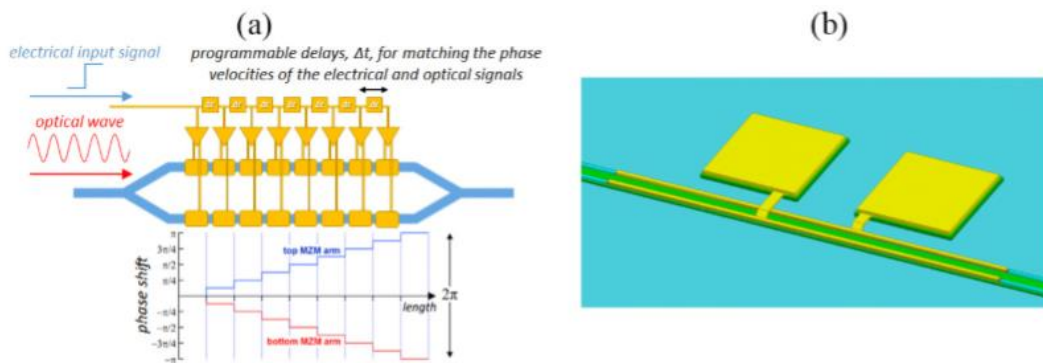
Κατά την διάρκεια όλων των σχεδιαστικών φάσεων, υπήρχε στενή συνεργασία μεταξύ των συνεργατών του έργου SPIRIT (HHI,IMEC και EMPI) καθώς κάθε επιλογή για τον σχεδιασμό του διαμορφωτή έχει αντίκτυπο σε όλα το σύστημα του οπτικού πομποδέκτη (π.χ drivers, διαδικασίες κατασκευής).

5.3 Περιγραφή του σχεδιαστικού μοντέλου του segmentedMach-Zehndermodulator

Το σχεδιαστικό μοντέλο του segmentedmodulator που προτείνεται, αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη προσέγγιση για να βρεθεί η χρυσή τομή της σχέσης μεταξύ της τάσης οδήγησης και του ηλεκτρο-οπτικού εύρους (EO) όπως παρουσιάζεται στα state-of-the-artσχεδιαστικά μοντέλα των ηλεκτροδίων οδεύοντος κύματος (TravellingWaveElectrode - TWE). Επιπλέον, ανοίγεται ο δρόμος για τη σημαντική μείωση των απαιτήσεων της τάσης οδήγησης, παρακάμπτοντας την ανάγκη για ενισχυτές υψηλής ισχύος που είναι απαραίτητοι για την οδήγηση των συμβατικών διαμορφωτών ενώ επιτρέπεται παράλληλα η άμεση ψηφιακή οδήγηση με σήματα χαμηλού πλάτους ταλάντωσης (swing) από τους drivers τεχνολογίας CMOS.

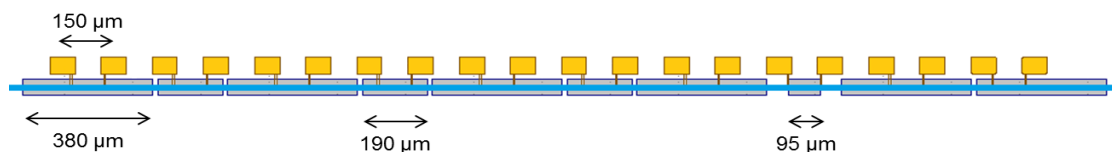
Ηπαράμετρος του βάθους της διαμόρφωσης (modulationdepth) καθορίζεται από την τιμή του μεγέθουςτης τάσης επί το μήκος ($V_{\pi}L$), το οποίο είναι σταθερό για μια δεδομένη τεχνολογία διαμορφωτή. Είναι επομένως δυνατή η μείωση των απαιτήσεων της τάσης (V_{π}) που απαιτείται για να προκληθεί μεταβολής φάσης π σε ένα βραχίονα ενός MZ διαμορφωτή (και ως εκ τούτου του πλάτους ταλάντωσης της τάσης εξόδου που απαιτείται από τους ηλεκτρονικούς drivers), με επιμήκυνση (enlongation) του μήκους αλληλεπίδρασης (interactionlength) του κυματοδηγού (L). Εντούτοις, στους διαμορφωτές οδεύοντος κύματος

(TWE), η αναντιστοιχία της ταχύτητας φάσης μεταξύ των οδεύοντων ηλεκτρικών και οπτικών σημάτων, έχει ως αποτέλεσμα την μείωση του ηλεκτρο-οπτικού εύρους ζώνης διαμόρφωσης, γεγονός που επιδεινώνεται όσο αυξάνεται περαιτέρω το μήκος. Το προτεινόμενο σχεδιαστικό μοντέλο επιλύει το συγκεκριμένο πρόβλημα με τη χρήση πολλαπλών τμημάτων (segments) ηλεκτροδίων μεγάλου εύρους ζώνης σε κάθε βραχίονα MZM, τα οποία οδηγούνται ανεξάρτητα από μια συστοιχία ενισχυτών (Εικόνα 5.2(α)). Το RF σήμα εισόδου εφαρμόζεται διαδοχικά σε κάθε driver με καθυστέρηση μεταξύ των διαδοχικών τμημάτων (segments), προκειμένου να προσαρμοστεί η ταχύτητα του οπτικού σήματος στο τσιπ του διαμορφωτή. Για το σκοπό αυτό, περιλαμβάνονται τα κυκλώματα χρονισμού (retiming) πάνω στο τσιπ (on-chip) καθώς και τα προγραμματιζόμενα κυκλώματα καθυστέρησης (programmable delay cells). Η ακριβής τιμή της απαιτούμενης καθυστέρησης μεταξύ τμημάτων από τον χρήστη έσω των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων καθυστέρησης. Επομένως, το μήκος αλληλεπίδρασης μπορεί να είναι μεγαλύτερο, ανοίγοντας το δρόμο για τον σχεδιασμό κυκλωμάτων με χαμηλότερες απαιτήσεις για V_π χωρίς να θυσιάζεται το ηλεκτρο-οπτικό (EO) εύρος ζώνης.



Εικόνα 5.2: (α) Απεικόνιση του σεναρίου οδήγησης τμημάτων (segments) ηλεκτροδίων σε κάθε βραχίονα του MZM (β) Σχεδιαστικό μοντέλο ενός τμήματος ηλεκτροδίου που θα χρησιμοποιηθεί στον τελικό segmented modulator

Η Εικόνα 5.3 παρουσιάζει το τελικό σχεδιαστικό μοντέλο της διάταξης των τμημάτων (segments) ενός μονού διαμορφωτή σε έναν από τους δύο βραχίονες του συνολικού segmented modulator που θα αποτελέσει το βασικό συστατικό του ευέλικτου φωτονικού πομποδέκτη. Πιο συγκεκριμένα, όπως έχει ήδη αναφερθεί προς την κατεύθυνση της μείωσης της απαιτούμενης τάσης και επομένως της κατανάλωσης της ενέργειας, το μήκος των τμημάτων (segments) θα πρέπει να διατηρηθεί στο μέγιστο. Ωστόσο, τα όρια στο συνολικό μήκος επιβάλλονται τόσο από το μέγιστο μήκος του driver (3.6 mm) όσο και από την ελάχιστη απόσταση (pitch) μεταξύ των διεπαφών (pads), που είναι ίση με 150 μm για την προσέγγιση ολοκλήρωσης που έχει επιλεγεί ώστε να αποφευχθεί σημαντική παρεμβολή (cross-talk) μεταξύ γειτονικών τμημάτων (sections). Στην Εικόνα 5.3 περιλαμβάνονται 10 τμήματα (segments) τριών διαφορετικών μηκών (95 μm , 190 μm και 380 μm) τοποθετημένα πολύ κοντά το ένα με το άλλο με μια σταθερή απόσταση διεπαφών ίση με την ελάχιστη επιτρεπόμενη από την τεχνολογία.



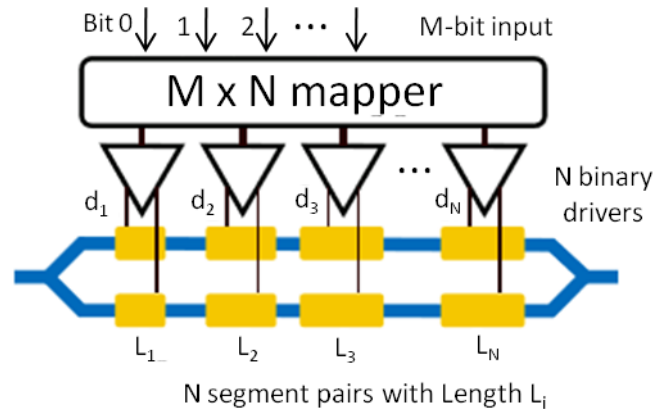
Εικόνα 5.3: Απεικόνιση του τελικού σχεδιαστικού μοντέλου της διάταξης των τμημάτων (segments) ενός μεμονωμένου διαμορφωτή

Οι προκλήσεις (challenges) που προκύπτουν κατά τον σχεδιασμό του segmented modulator περιλαμβάνουν τη διάταξη των μεμονωμένων τμημάτων, την τοποθέτησή τους και όλα όσα αφορούν την επικοινωνία σε οπτικό επίπεδο. Οι μετατροπείς μεγέθους (spot size converters) σημείων εισόδου και εξόδου καθώς και τα συμβολόμετρα πολλαπλών τρόπων (multi-mode) που χρησιμοποιούνται ως διαχωριστές και couplers συμπεριλαμβάνονται κατά μήκος της οπτικής διαδρομής. Σε κάθε βραχίονα του διαμορφωτή περιλαμβάνονται ανεξάρτητα τμήματα φάσης για να διευκολυνθεί η επιλογή του σημείου λειτουργίας του διαμορφωτή, το οποίο για την περίπτωση της IQ διαμόρφωσης θα πρέπει να ρυθμιστεί στο ελάχιστο σημείο μετάδοσης (zero point transmission) στην συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή. Ο σχεδιασμός των τμημάτων (segments) όπως φαίνεται και από την **Error! Reference source not found.** περιλαμβάνει την εξέταση πολλών παραμέτρων όπως το μήκος του τμήματος, το πλάτος του κυματοδηγού και το πάχος της εγγενούς περιοχής (intrinsic region). Αυτές οι παράμετροι επηρεάζουν το φορτίο (load) που χρειάζονται τα CMOS ηλεκτρονικά κυκλώματα να οδηγήσουν, αλλάζοντας την επιτεύξιμη ταχύτητα και το βάθος της διαμόρφωσης (modulation depth). Στον υπό κατασκευή διαμορφωτή, το πλάτος του κυματοδηγού διατηρείται σταθερό κατά μήκος ολόκληρης της ενεργούς περιοχής, προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι οπτικές απώλειες. Εκτός από τα ίδια τα ηλεκτρόδια, οι γέφυρες αέρα (air bridges) και τα σημεία επαφής (contact pads) πρέπει να έχουν το κατάλληλο μέγεθος, καθώς τα παρασιτικά φαινόμενα που εισάγουν θα πρέπει να ελαχιστοποιηθούν. Ειδικότερα, πρέπει να αποφεύγεται οποιαδήποτε πρόσθετη παρασιτική χωρητικότητα που περιορίζει το εύρος ζώνης του συστήματος. Η Εικόνα 5.2(β) παρουσιάζει το μοντέλο 3D ενός μεμονωμένου τμήματος (segment) που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση των καλύτερων επιλογών σχεδίασης. Η μη ύπαρξη ενός ενιαίου ηλεκτροδίου οδεύοντος κύματος TWE, επιτρέπει την παράλειψη των παθητικών περιοχών μεταξύ των τμημάτων και τα διαφορετικά τμήματα (segments) μπορούν να τοποθετηθούν κοντά το ένα στο άλλο. Ωστόσο, λόγω της παρεμβολής που μπορεί να υπάρξει εξαιτίας των κοινών ηλεκτρικών διαδρομών των κυκλωμάτων οδήγησης καθώς και των περιορισμών της τεχνολογίας, απαιτείται ελάχιστη απόσταση μερικών μικρομέτρων μεταξύ των διαφόρων τμημάτων (segments).

Η απαίτηση για σήματα με πλάτος ταλάντωσης (swing) χαμηλής τάσης, καθώς και η δυαδική φύση των σημάτων οδήγησης, καθιστούν τους χαμηλής ισχύος μετατροπείς CMOS τεχνολογίας το ιδανικό κύκλωμα για την οδήγηση των τμημάτων (segments) του διαμορφωτή. Δεδομένου ότι τα τμήματα είναι αρκετά μικρά για να θεωρηθούν ως συγκεντρωμένες χωρητικότητες (lumped capacitances), δεν υπάρχει ανάγκη να χρησιμοποιηθούν τερματισμοί 50 Ω υψηλής κατανάλωσης για τους δυαδικούς drivers. Σε αντίθεση με τους CML (current-mode logic) drivers, η CMOS λογική έχει αμελητέα στατική κατανάλωση ισχύος, παρέχοντας ταυτόχρονα ικανοποιητικά swing σημάτων εξόδου, επιτρέποντας τη σχεδίαση ενός driver χαμηλής ισχύος με λιγότερη από 1 pJ/bit κατανάλωση ενέργειας. Ο υπό-κατασκευή διαμορφωτής θα χρησιμοποιηθούν σε μια ένθετη (nested) διαμόρφωση I/Q, στην οποία ένας MZ διαμορφωτής είναι συνήθως πολωμένος ηλεκτρικά (biased) στο μηδενικό του σημείο μετάδοσης και μια τάση διαμόρφωσης από κορυφή σε κορυφή της τάξης των $2 V_{\pi}$ απαιτείται για να αλλάξει εντελώς η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή. Με μια τάση τροφοδοσίας 1.1 V μια συμπληρωματική κωνική αλυσίδα αναστροφεία (complementary tapered inverted chain) προσφέρει διαφορεική τάση ισχύος 2,2 V.

5.4 Περιγραφή της λειτουργίας οπτικού DAC του segmentedMach-Zehndermodulator

Τα οπτικά σήματα πολλαπλών επιπέδων παράγονται συνήθως από έναν ηλεκτρικό μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό (DAC) σήμα ακολουθούμενος από έναν γραμμικό driver. Η προτεινόμενη δομή πομπού δεν χρησιμοποιεί τέτοιου είδους συστατικά τα οποία είναι ακριβά και καταναλώνουν μεγάλα ποσά ενέργειας. Πιο συγκεκριμένα, εναλλακτικά της χρήσης ενός DAC που θα συνέβαλλε στην αλλαγή της τάσεως οδήγησης, το πραγματικό μήκος αλληλεπίδρασης ποικίλει κατά προγραμματιζόμενο τρόπο. Με την αλλαγή του αριθμού των τμημάτων που συμβάλλουν στη διαμόρφωση, μπορούν να δημιουργηθούν οπτικά σήματα διαφορετικών επιπέδων, ενώ οι CMOS μετατροπείς συνεχίζουν να παράγουν το απαιτούμενο πλάτος ταλάντωσης (swing) για τις τάσεις εξόδου. Κάθε driver ελέγχεται ξεχωριστά από τα CMOS κυκλώματα λειτουργώντας ως κωδικοποιητής, ο οποίος χαρτογραφεί δυαδικές λέξεις εισόδου στις εξόδους του driver. Με αυτό τον τρόπο, μπορούν να παράγονται οπτικά σήματα πολλαπλών επιπέδων σε κάθε MZM με συνέπεια να υπάρχει η δυνατότητα δημιουργίας οπτικών σημάτων QAM πολλαπλών επιπέδων με μόνο δυαδικά σήματα που οδηγούν ένα διπλό-ένθετο (dualnested) IQ-MZM. Ο ευέλικτος πομπός λειτουργεί ουσιαστικά ως γεννήτρια ψηφιακών σε αναλογικών οπτικών αυθαίρετων κυματομορφών. Θα είναι πλήρως προγραμματιζόμενος ο πομπός διαθέτοντας μέγιστη ανάλυση 5 bits ανά βραχίονα I/Q, επιτρέποντας παράλληλα λειτουργίες ψηφιακής επεξεργασίας σήματος όπως η στατική προ-αντιστάθμιση με σκοπό την γραμμικοποίηση της απόκρισης του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή, ψηφιακό φίλτράρισμα για προ-αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς, μορφοποίηση του φάσματος (π.χ. σχηματισμός παλμών από Cosine) και παραγωγή πολλαπλών φορέων (OFDM).



Εικόνα 5.4: Αρχή λειτουργίας οπτικού DAC σε έναν segmentedmodulator

Η αρχή λειτουργίας του τμηματοποιημένου διαμορφωτή απεικονίζεται στο διάγραμμα της Εικόνα 5.4 του οποίου οι βραχίονες τροφοδοτούνται από τον driver. Για την δημιουργία οπτικών σημάτων με IQ διαμόρφωση, υπάρχει μία συστοιχία από drivers σε κάθε βραχίονα ενός IQMZ διαμορφωτή ώστε να μπορούν να δημιουργηθούν οπτικά σήματα πολλαπλών σταθμών. Το ηλεκτρονικό τσιπ λαμβάνει ως είσοδο μια λέξη δυαδικών ψηφίων που αποτελείται από M ψηφία (bits) και την κωδικοποιεί σε μια σειρά από N εξόδους των drivers. Τα ηλεκτρόδια χωρίζονται σε ζεύγη τμημάτων μήκους L_i . Ο διαμορφωτής οδηγείται διαφορετικά σε push-pull διαμόρφωση με παρόμοιο τρόπο όπως και οι κοινοί MZ διαμορφωτές οδεύοντος κύματος. Τα δυαδικά σήματα εξόδου d_i καθορίζουν εάν το αντίστοιχο ζεύγος τμημάτων συμβάλλει στην οπτική έξοδο:

$$\Delta\varphi \sim \sum_{i=1}^N d_i L_i$$

Υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί συνδυασμοί του αριθμού των τμημάτων και των αντίστοιχων μηκών τους για να δημιουργηθούν οπτικά σήματα πολλαπλών επιπέδων. Η πιο απλή μέθοδος η οποία επιλέγεται περιλαμβάνει υλοποιήσεις δυαδικά σταθμισμένες (binaryweighted). Όταν τα μήκη των τμημάτων είναι δυαδικά σταθμισμένα, μια δυαδική λέξη μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας χωρίς την ανάγκη της χρήσης ενός κυκλώματος χαρτογράφου (mapper/circuit). Ο αριθμός των τμημάτων και των καναλιών εξόδου μειώνεται γεγονός που επιδρά θετικά στην πολυπλοκότητα ολοκλήρωσης των κυκλωμάτων και στην κατανάλωση ενέργειας. Αν και η συνολική χωρητικότητα εξόδου που πρόκειται να οδηγηθεί παραμένει ίση, η κατανάλωση ενέργειας των ειδικών κυκλωμάτων, (π.χ. κελιά συγχρονισμού), είναι σταθερή ανά κανάλι. Επομένως, ελαχιστοποιώντας τον αριθμό των καναλιών εξόδου, ελαχιστοποιείται και η κατανάλωση ενέργειας. Ένα μειονέκτημα των δυαδικά σταθμισμένων προσεγγίσεων αποτελεί η μεγάλη διαφορά στα μήκη των τμημάτων, καθιστώντας δυσκολότερη την οδήγηση κάθε τμήματος με ίσα κανάλια εξόδου. Τελικά, ο αριθμός των τμημάτων περιορίζεται από το μέγιστο μήκος για τα οποία το σημαντικότερο (MSB) εξακολουθεί να θεωρείται ως συγκεντρωτική χωρητικότητα. Μεγαλύτερα μήκη τμημάτων θα περιορίσουν το εύρος ζώνης της οπτο-ηλεκτρικής μετατροπής.

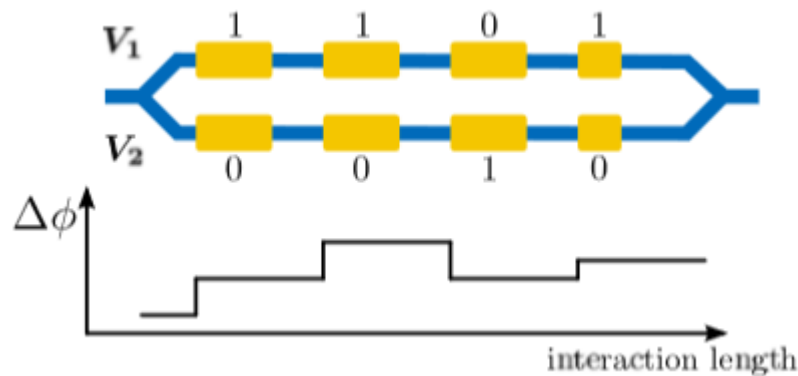
Επιπλέον προσοχή απαιτείται όταν χρησιμοποιείται μια τοπολογία CMOS μετατροπέων αντί για ένα διαφορικό ζεύγος εξόδων. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός MZ διαμορφωτή, όπου V_1 και V_2 είναι το άθροισμα της συνεισφοράς των διαφορετικά σταθμισμένων τάσεων των τμημάτων, που εφαρμόζονται αντίστοιχα στον άνω και στον κάτω βραχίονα του MZM. Η διαφορά μεταξύ των τάσεων ελέγχει το πλάτος του οπτικού σήματος, ενώ το άθροισμα των τάσεων καθορίζει τη φάση της εξόδου:

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \exp\left(j \frac{V_1 + V_2}{2V_{\pi}}\right) \cos\left(\frac{V_1 - V_2}{2V_{\pi}}\right)$$

Με ένα ζεύγος διαφορικής εξόδου, το άθροισμα των συνεισφορών και στους δύο βραχίονες είναι πάντα σταθερό. Έτσι όταν ενεργοποιείτε ή απενεργοποιείτε ένα ζεύγος τμημάτων, αλλάζει μόνο το πλάτος. Όταν χρησιμοποιείτε την τοπολογία του CMOS μετατροπέα, δεν είναι στην πραγματικότητα ένα διαφορικό σήμα και το άθροισμα των τάσεων διαφέρει όταν αλλάζει ο αριθμός των τμημάτων που συμβάλλουν στη διαμόρφωση. Επομένως, υπάρχει μια ανεπιθύμητη μετατόπιση φάσης, προκαλώντας προβλήματα σε μια διαμόρφωση (configuration) IQ. Ως λύση, αντί για απλή εναλλαγή της κατάστασης λειτουργίας (on/off) των ζευγών των τμημάτων, τα ζεύγη αυτά τα οποία έχουν διαφορετικές πολικότητες συνδυάζονται για να δημιουργήσουν το σήμα εξόδου. Στην περίπτωση διαφορικού ζεύγους, η πολικότητα θα χρησιμοποιηθεί μόνο για την εναλλαγή μεταξύ της αρνητικής και της θετικής φάσης της εξόδου. Οι πολικότητες των τμημάτων εναλλάσσονται χρησιμοποιώντας μια ψευδο-διαφορική CMOS έξοδο, ενώ διατηρείται σταθερή η έκφραση τη $V_1 + V_2$ επηρεάζοντας μόνο το πλάτος.

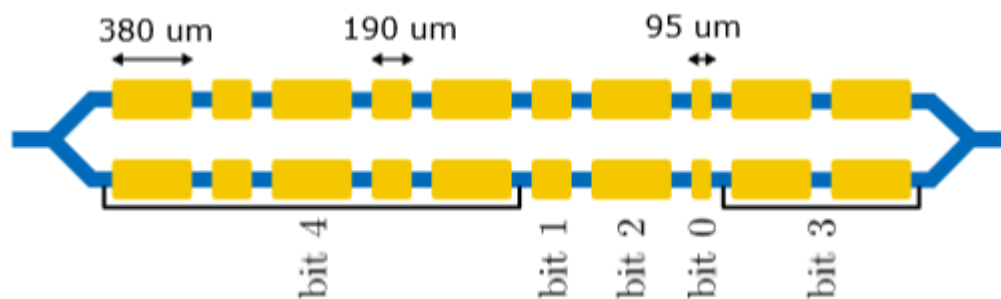
Η Εικόνα 5.5 παρουσιάζει ένα παράδειγμα της κατάστασης οδήγησης του MZ διαμορφωτή. Δύο ζευγάρια με μέγιστο μήκος και ένα ζευγάρι με το μισό μήκος συνεισφέρουν με θετική πολικότητα ενώ το τέταρτο ζευγάρι χαρακτηρίζεται από αρνητική πολικότητα έχοντας ως τελικό αποτέλεσμα σε μια καθαρή συμβολή θετικής πολικότητας ενός τμήματος μεγάλου

τμήματος και ενός με το μισό του μήκος. Αυτή η διαμόρφωση τεσσάρων τμημάτων μπορεί να υποστηρίξει μια υλοποίηση λειτουργίας 3 bit.



Εικόνα 5.5: Παράδειγμα κατάστασης οδήγησης ενός διαμορφωτή στην οποία η διαφορά φάσης μεταξύ των βραχιόνων λαμβάνει συνολική "καθαρή" συμβολή 1.5 ζευγαριών τμημάτων. Δύο ζευγάρια με μέγιστο μήκος τμημάτων και ένα ζευγάρι με το μισό μήκος τμημάτων έχουν συμβολή με θετική πολικότητα ενώ ένα ζευγάρι τμημάτων χαρακτηρίζεται από αρνητική πολικότητα

Η αρχή λειτουργίας που θα χρησιμοποιηθεί στον segmentedmodulator του ευέλικτου πομπού είναι συνολικής ανάλυσης 5-bit η οποία φαίνεται στην Εικόνα 5.6. Πιο συγκεκριμένα, τρία διαφορετικά δυαδικά σταθμισμένα μήκη τμημάτων χρησιμοποιούνται. Για τα δύο πιο σημαντικά bits (bit4 και bit3), ένας συνδυασμός αυτών των μικρών τμημάτων ομαδοποιείται και οδηγείται από κοινού. Το κύκλωμα κωδικοποιητή μπορεί να έχει την λειτουργία απλής χαρτογράφησης σε αυτή την περίπτωση. Για τα δύο πιο σημαντικά bits (bit4 και bit3), συμπεριλαμβάνεται ένα κύκλωμα fan-out για τη σύνδεση των δεδομένων εισόδου με αντίστοιχα κανάλια εξόδου. Τα τρία υπόλοιπα bits μπορούν να συνδεθούν απευθείας στο αντίστοιχο κανάλι εξόδου. Η θέση των μακρύτερων και των κοντότερων τμημάτων στο MZM μεταβάλλεται έτσι ώστε να μπορούν να συνδεθούν σε μια συστοιχία επαφών που απέχουν με σταθερό βήμα. Ενώ τα τμήματα υλοποιούνται με ανάλυση 5 bit, η πραγματική ανάλυση θα είναι χαμηλότερη λόγω της μη γραμμικής εξάρτησης συνημιτονίου στη λειτουργία μεταφοράς του MZ διαμορφωτή. Ο στόχος της ανάλυσης των 5-bit είναι να προστεθεί ένα πλεόνασμα και να αντισταθμίσει η μη-γραμμική συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς, αντί απλά να οδηγηθεί ο MZ διαμορφωτής στη γραμμική περιοχή του και έτσι να θυσιαστεί ένα μεγάλο ποσοστό του λόγου σβέσης (extinctionratio).



Εικόνα 5.6: Απεικόνιση της διάταξης των τμημάτων ανάλυσης 5-bit

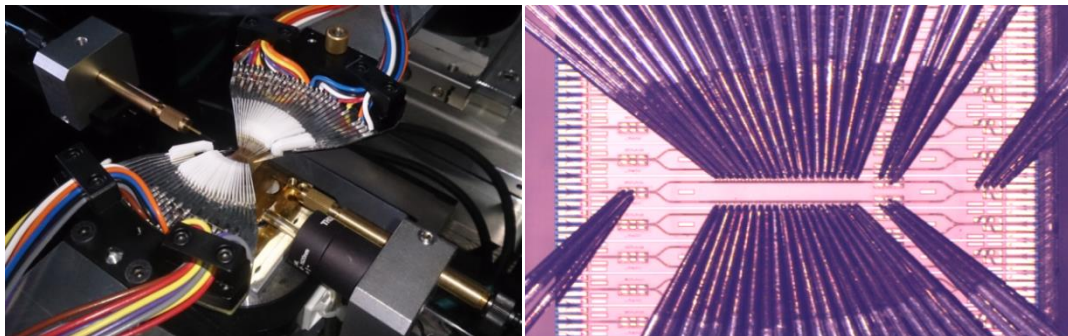
Η Εικόνα 5.7 παρουσιάζει την εικόνα του τσιπ του κατασκευασμένου διαμορφωτή μήκους 10mm. Οι πρώτες μετρήσεις που έγιναν αφορούσαν τον DC χαρακτηρισμό του διαμορφωτών

και πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις του ΗΗΙ. Το κύριο πεδίο του DC χαρακτηρισμού των διαμορφωτών ήταν έλεγχος όλων των τμημάτων του διαμορφωτή ως προς την λειτουργικότητά τους. Επιπρόσθετα, μετρήθηκαν και όλες οι κύριες παράμετροι των InPIQsegmentedmodulators, όπως π.χ οι οπτικές απώλειες εισαγωγής (IL) καθώς και η τάση μεταγωγής V_{π} . Για τον πλήρη χαρακτηρισμό των IQsegmentedmodulators, δύο probes με 25 ακίδες χρησιμοποιήθηκαν. Η πειραματική διάταξη μέτρησης που χρησιμοποιήθηκε καθώς και η απεικόνιση του chip του διαμορφωτή φαίνεται στην Εικόνα 5.8.



Εικόνα 5.7: Απεικόνιση του τσιπ του IQ διαμορφωτή

Ο χαρακτηρισμός του διαμορφωτή ξεκινά με τη μέτρηση των χαρακτηριστικών I-V κάθε μίας από τις διόδους που περιλαμβάνονται στα τσιπ. Στη συνέχεια, όλα τα ενεργά τμήματα βραχυκυκλώνονται μαζί και σαρώνονται οι τιμές της τάσης πάνω από κάθε βραχίονα του segmentedmodulator, ενώ παράλληλα μετράται η ένταση του φωτός στην έξοδο του διαμορφωτή. Με αυτό τον τρόπο μετρήθηκαν απώλειες εισαγωγής IL ίσες με 10 dB καθώς και V_{π} ίσο με 1 V κατά την πόλωση (bias) του διαμορφωτή στα 7V. Και οι δυο αυτές τιμές πληρούν τις απαιτήσεις που απορρέουν από το σύστημα. Συγκεκριμένα, η απαιτούμενη τάση μεταγωγής (switchingvoltage) είναι μικρότερη από αυτήν που μπορούν να προσφέρουν οι CMOSdrivers και για αυτό εξασφαλίζεται πλήρες βάθος διαμόρφωσης.



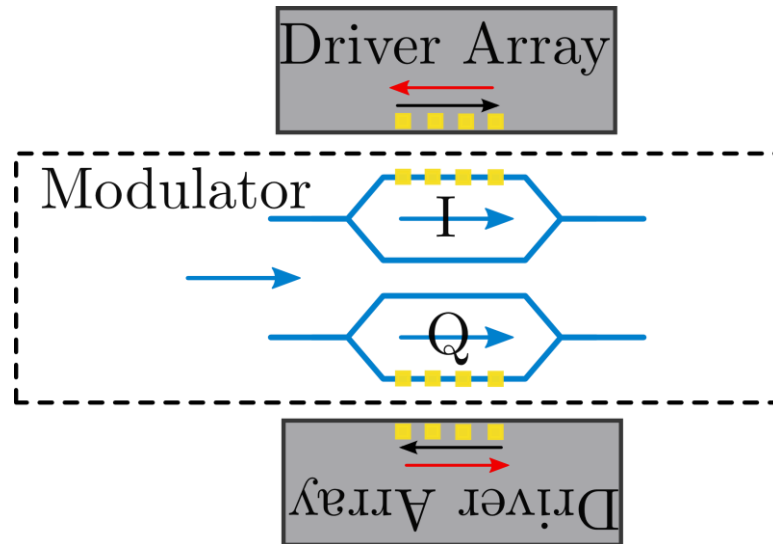
Εικόνα 5.8: Απεικόνιση της μικρογραφίας του τσιπ του διαμορφωτή καθώς και της πειραματικής διάταξης που υλοποιήθηκε για τον DC χαρακτηρισμό της. Δύο δομές πολλαπλών ακίδων (multi-needlesprobes) χρησιμοποιήθηκαν από τις δύο πλευρές του διαμορφωτή για την σύνδεση των 53 επαφών του IQsegmentedmodulator. Χρησιμοποιήθηκαν οπτικές ίνες από τις δύο πλευρές για την είσοδο και έξοδο του φωτός από το InP τσιπ

5.5 Περιγραφή της λειτουργίας των ηλεκτρονικών driver τεχνολογίας CMOS

Στην ενότητα αυτή θα δοθούν λεπτομέρειες σχετικά με τον σχεδιασμό και την κατασκευή των 1^{ns} γενιάς συστοιχιών driverteχνολογίας CMOS που προορίζονται για τον ευέλικτο πομπό που θα κατασκευαστεί στα πλαίσια του ευρωπαϊκού προγράμματος SPIRIT. Ο καινοτόμος ευέλικτος πομπός όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα βασίζεται στην χρήση ενός οπτικού IQ διαμορφωτή με δυνατότητα ανάλυσης (resolution) 5 bit σε κάθε του βραχίονα. Για τον σκοπό αυτό πολλαπλοί segmentedMZMs θα σχεδιαστούν και θα ολοκληρωθούν. Δεδομένου του γεγονότος ότι η αρχή λειτουργίας των διαμορφωτών αυτών είναι θεμελιωδώς διαφορετική από τους τυπικούς διαμορφωτές οδεύοντος κύματος (travelling-waveMZM) κρίνεται απαραίτητη η δημιουργία ενός ειδικού μοντέλου σχεδιασμού για τους drivers. Ο συνεργατικός σχεδιασμός της διασύνδεσης μεταξύ διαμορφωτή-driverθα

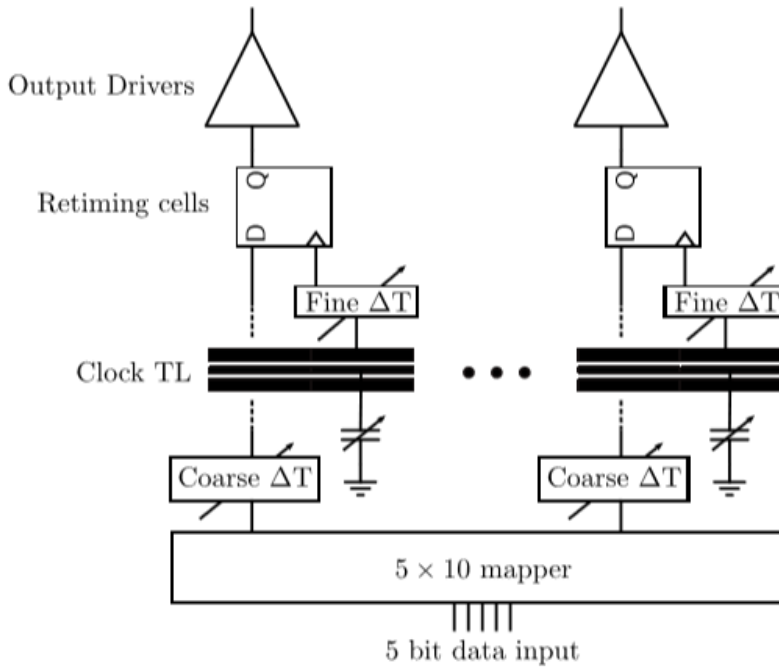
αναλυθεί πρωτίστως ώστε να εξηγηθούν αρκετές βασικές επιλογές που έγιναν κατά τον σχεδιασμό. Στην συνέχεια, περιγράφεται η αρχιτεκτονική του driver με ιδιαίτερη προσοχή στα κυκλώματα τα οποία υλοποιούν συγκεκριμένες λειτουργίες για τις απαιτήσεις του ευέλικτου πομπού.

Η Εικόνα 5.9 παρουσιάζει την σχηματική διάταξη του IQMZ διαμορφωτή, από την οποία καθίσταται σαφές ότι το τσιπ του driver για τον διαμορφωτή Q αντικατοπτρίζεται σε σχέση με το αντίστοιχο του διαμορφωτή I.



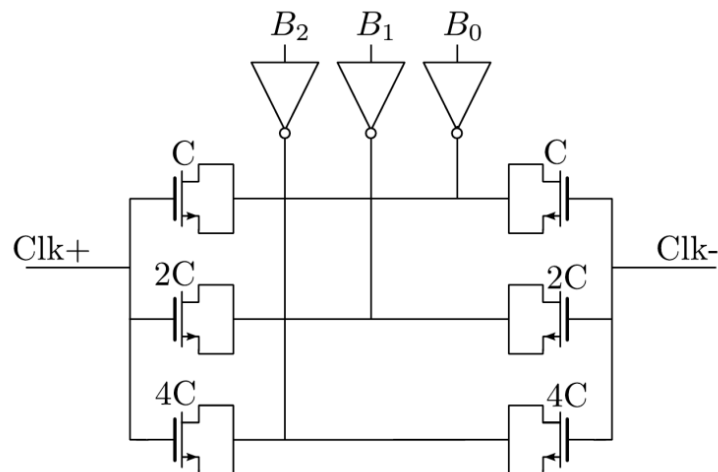
Εικόνα 5.9: Απεικόνιση της διάταξης των τσιπ των drivers σε σχέση με τον IQ διαμορφωτή. Παρουσιάζεται με κόκκινα και μαύρα βέλη η κατεύθυνση των σημάτων οδήγησης

Οι IC drivers αναπτύχθηκαν κάνοντας χρήση της τεχνολογίας 40 nm CMOSLP (χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας) με συνολικό μέγεθος του κάθε τσιπ της τάξης των $3.3 \text{ mm} \times 1.65 \text{ mm}$, ενώ το ενεργό μήκος του MZ διαμορφωτή είναι 3.3 mm . Το τσιπ διαθέτει μια συστοιχία διαφορικής εξόδου 10 καναλιών, που ταιριάζει με τον σχεδιασμό των τμημάτων που προτείνεται στην Εικόνα 5.10. Ένα 5×10 κύκλωμα χαρτογράφου (mapper circuit) περιλαμβάνεται στο τσιπ για να χαρτογραφήσει τα 5 bits εισόδου στα 10 κανάλια εξόδου. Ο πυρήνας του τσιπ βασίζεται σε μια αρχιτεκτονική χρονισμού με κελιά μεταβλητής καθυστέρησης (tunable delay cells) ώστε να προσαρμοστεί η διάδοση του οπτικού σήματος με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Η υλοποίηση του ελέγχου χρονισμού εμφανίζεται στην Εικόνα 5.10 και μπορεί να προγραμματιστεί μέσω μιας διεπαφής SPI. Ένα σήμα ρολογιού μεταδίδεται παράλληλα με το οπτικό σήμα και τροφοδοτείται σε κάθε κανάλι εξόδου από όπου καταλήγει σε ένα flip-flop για να συγχρονίσει τα εισερχόμενα σήματα δεδομένων.



Εικόνα 5.10: Αρχιτεκτονική ελέγχου χρονισμού των ηλεκτρικών κυκλωμάτων του driver

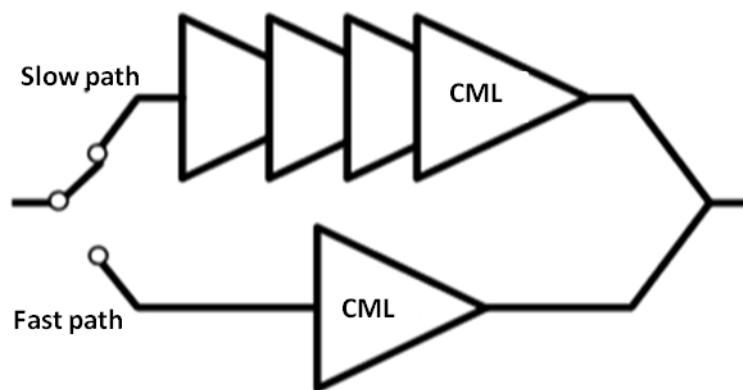
Μια πρώτη επίδειξη ενός τσιπ οδήγησης με δεδομένα επαναλαμβανόμενων δειγμάτων παρουσιάστηκε στην [5.11]. Η υλοποίηση που προτάθηκε σε αυτή την δημοσίευση παρουσιάζει αρκετές βελτιώσεις στο σενάριο. Η γραμμή μετάδοσης έχει σχεδιαστεί για να προσαρμόσει την καθυστέρηση μεταξύ των καναλιών στον διαμορφωτή. Εντούτοις, καθώς οι αποκλίσεις στην ταχύτητα της μετάδοσης είτε του ηλεκτρικού είτε του οπτικού σήματος στις υπό κατασκευή συσκευές μπορεί να προκαλέσουν συσσωρευμένες καθυστερήσεις, η καθυστέρηση της γραμμής μετάδοσης γίνεται μεταβλητή φορτώνοντας την με ψηφιακά ελεγχόμενους πυκνωτές μεταξύ καναλιών (Εικόνα 5.11).



Εικόνα 5.11: Απεικόνιση του διαγράμματος των δυαδικά σταθμισμένων χωρητικότητας (binary-weighted capacitance) που έχουν την δυνατότητα ψηφιακού ελέγχου

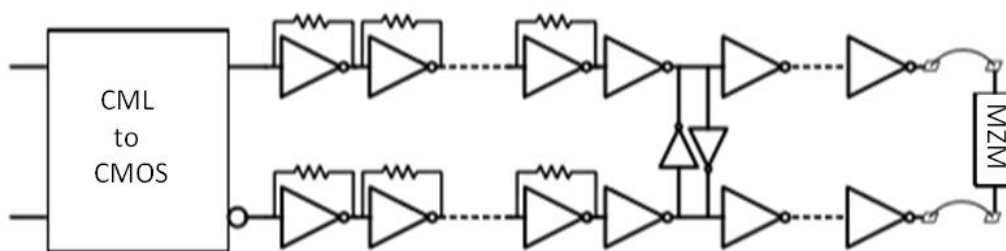
Επιπρόσθετα, ένα κύκλωμα μικρότερης ακρίβειας (coarse) καθυστέρησης συμπεριλαμβάνεται στη διαδρομή δεδομένων πριν από τη κυψέλη χρονισμού σε κάθε κανάλι. Ο σκοπός αυτής της καθυστέρησης είναι να διασφαλιστεί ότι το σήμα δεδομένων εμπίπτει στο έγκυρο παράθυρο χρονισμού του flip-flop, το οποίο είναι κρίσιμο, καθώς η διαφορά

χρονισμού μεταξύ του πρώτου και του τελευταίου καναλιού μπορεί να είναι περίπου ίση με μια περίοδο συμβόλων υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Τα στοιχεία καθυστέρησης επιτρέπουν επίσης την εναλλαγή της κατεύθυνσης διάδοσης των ηλεκτρικών σημάτων οδήγησης, έτσι ώστε το driver τσιπ να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πολλαπλές κατευθύνσεις. Η απαιτούμενη δυνατότητα μεταβλητότητας διαφέρει για κάθε κανάλι και είναι μεγαλύτερη για το εξωτερικό κανάλι παρά για τα μεσαία. Κάθε κανάλι διαθέτει μια αργή και μια γρήγορη διαδρομή οι οποίες εναλλάσσονται (Εικόνα 5.12). Η εναλλαγή γίνεται με το κλείσιμο ή την απενεργοποίηση των ρευμάτων ουράς των προσωρινών καταχωρητών (buffer) CML. Η αμφίδρομη μετατόπιση είναι συνήθως σημαντική σε μια συναρμολόγηση με έναν διαμορφωτή IQ, καθώς επιτρέπει τη χρήση ενός πανομοιότυπου driver για τους I και Q βραχίονες. Οι drivers θα πρέπει να τοποθετηθούν στην απέναντι πλευρά από το IQMΖM τσιπ. Όπως αναφέρεται στην εισαγωγή, η έλλειψη αυτής της ευελιξίας προκαλεί στον state-of-the-art πομπό [5.10] να χρησιμοποιεί δύο διαφορετικές εκδόσεις του τσιπ οδήγησης.



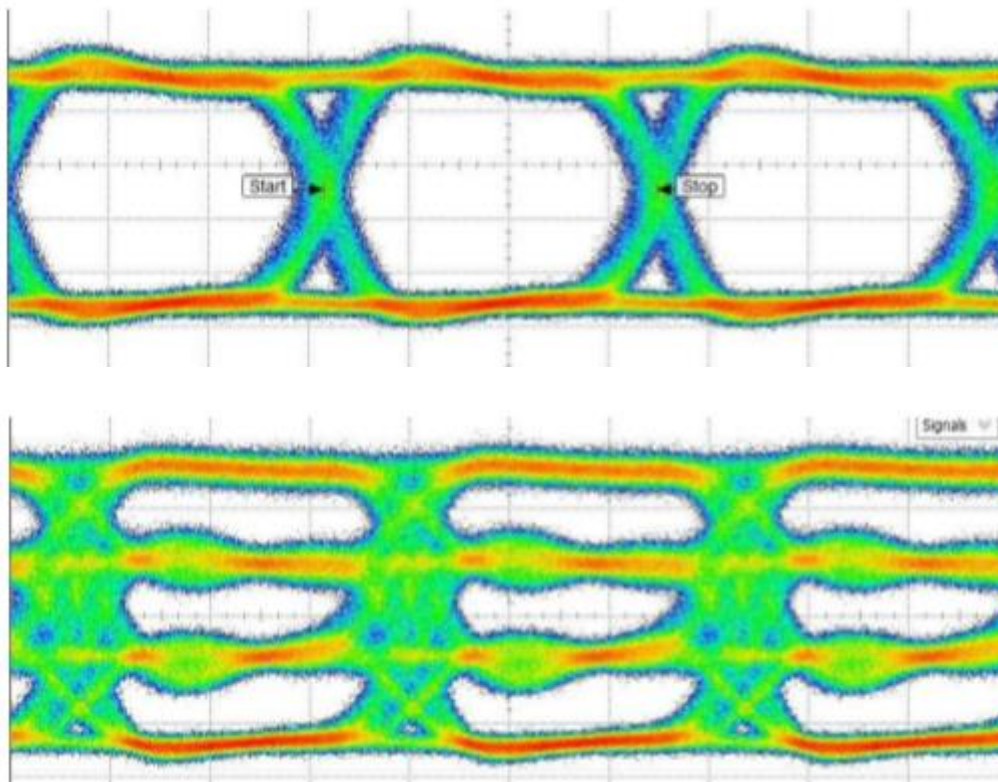
Εικόνα 5.12: Απεικόνιση της διάταξης καθυστέρησης της διαδρομής της ροής δεδομένων. Η διαφορά στον αριθμό των CML buffers εξαρτάται από το κάθε κανάλι

Η Εικόνα 5.13 παρουσιάζει με λεπτομέρεια την διάταξη εξόδου του driver. Πιο συγκεκριμένα, αποτελείται από ψευδο-διαφορική αλυσίδα μετατροπέα CMOS. Τα πρώτα στάδια είναι τα στάδια ενισχυτή ηλεκτρικών σημάτων τεχνολογίας CMOS (transimpedance amplifier - TIA) για την ενίσχυση του σήματος δεδομένων ώστε να επιτευχθεί το μέγιστο πλάτος ταλάντωσης (swing). Το προηγούμενο κύκλωμα είναι ένας CML (current mode logic)-σε-CMOS μετατροπέας, η έξοδος του οποίου θα χρησιμοποιηθεί από το στάδιο της εισόδου μέχρι το flip-flop συγχρονισμού, μην παρέχοντας ωστόσο έξοδο πλήρους πλάτους ταλάντωσης (swing). Τα τελευταία δύο στάδια του μετατροπέα στην έξοδο περιλαμβάνουν αντιστροφείς (inverters) σταυροειδείς σύζευξης (cross-coupled inverter) για την ελαχιστοποίηση των αντισταθμίσεων χρονισμού στις ψευδο-διαφορικές διαδρομές.



Εικόνα 5.13: Απεικόνιση της αλυσίδας της διάταξης των drivers. Το πρώτο στάδιο περιλαμβάνει μια αντίσταση αναδρομής (feedbackresistor) για να αυξήσει το εύρος ζώνης ενώ τα τελευταία στάδια έχουν σταυρωειδής couplers (cross-coupledinverters) ώστε να μετρούνται τα χρονικά offsets

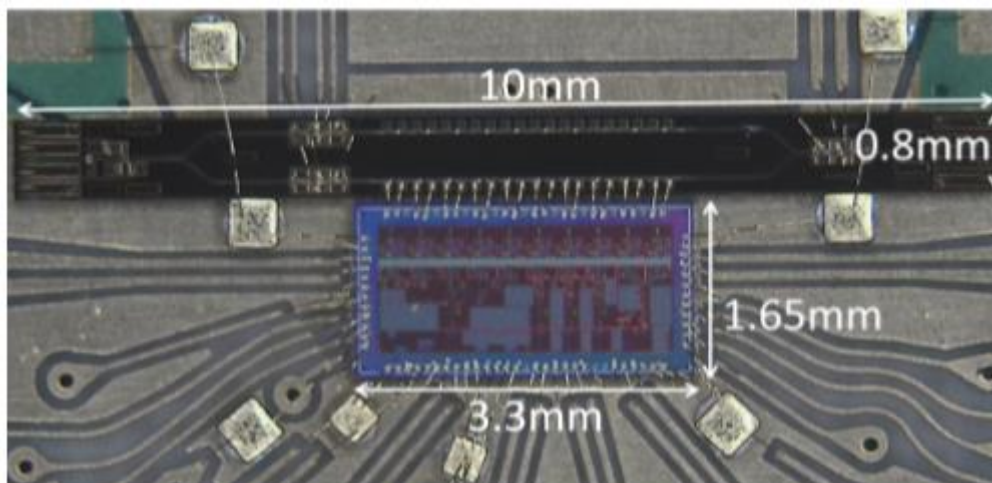
Ο μετατροπέας(inverter) CMOS αποτελεί μια ενδιαφέρουσα τοπολογία η οποία δημιουργεί μια έξοδο rail-to-rail που είναι απαραίτητη όταν υιοθετείται τεχνολογία χαμηλής τάση τροφοδοσίας (1.1 V). Επίσης, παρουσιάζει αμελητέα κατανάλωση ενέργειας και είναι κατάλληλη για την οδήγηση χωρητικών φορτίων. Το μήκος αλληλεπίδρασης είναι αρκετά μεγάλο ώστε να μπορεί να οδηγεί τον διαμορφωτή με διαφορεική τάση εξόδου από το CMOS τσιπ της τάξης των 2.2 V. Η έξοδος των drivers έχει σχεδιαστεί για να οδηγεί ένα χωρητικό τμήμα που κυμαίνεται από 85 fF έως 240 fF ανάλογα με το μήκος του τμήματος. Εξαιτίας της μη βέλτιστης λειτουργίας των κελιών συγχρονισμού, η ταχύτητα σε αυτή την 1^η γενιά του driver τσιπ περιορίζεται στα 15 GBaud. Ωστόσο, τα στάδια εξόδου έδειξαν την ικανότητα τους να οδηγήσουν σήματα ως τα 28 GBaud. Στην Εικόνα 5.14 (α) μπορεί να φανεί ότι το διάγραμμα οφθαλμού για το NRZ οπτικό σήμα είναι ευρέως ανοιχτό και οι χρόνοι ανόδου (risetime) και καθόδου (falltime) ($t_{20\%/80\%} = 11$ ps) δίνουν το περιθώριο για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Η Εικόνα 5.14(β) απεικονίζει ένα διάγραμμα οφθαλμού PAM-4 οπτικού σήματος, υποδεικνύοντας ότι το άνοιγμα των οπτικών ματιών είναι ο περιοριστικός παράγοντας για σήματα πολλαπλών σταθμών και όχι το οριζόντιο άνοιγμα. Η συνολική κατανάλωση ενέργειας ενός driver τσιπ είναι περίπου 1W, ενώ οι οδηγοί εξόδου συνεισφέρουν 10x40 mW (χωρίς να λαμβάνεται υπόψη το κύκλωμα χρονισμού και χαρτογράφησης που καταναλώνει περίπου 0,6 W). Οι οδηγοί IQ στις δημοσιεύσεις [2.9] και [2.10] καταναλώνουν αντίστοιχα 0.5 W και 0.75 W ανά βραχίονα, χωρίς όμως τη δυνατότητα συγχρονισμού.

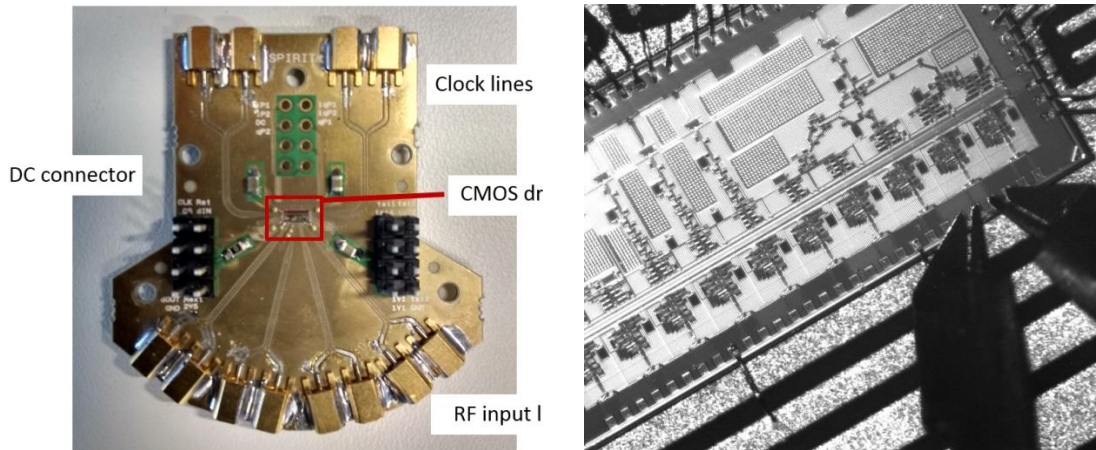


Εικόνα 5.14: Οπτικά διαγράμματα οφθαλμών (Opticaleye diagrams) σημάτων διαμόρφωσης (α) NRZ και (β) PAM4 σε ρυθμό μετάδοσης 15Gbaud (20ps/div). Ο χρόνος ανόδου (risetime) των διαγραμμάτων οφθαλμού ($t_{20\%/80\%} = 11$ ps) αποδεικνύει ότι η ταχύτητα της ροής των δεδομένων δεν περιορίζεται στο στάδιο εξόδου

Το κατασκευασμένο πρωτότυπο του IQ InP (Indium-Phosphide) διαμορφωτή (IQ-SEMZM) έχει μέγεθος 10 mm x 0.82 mm. Περιλαμβάνει μετατροπείς σημειακού μεγέθους (spot-sizeconverters) για την είσοδο και έξοδο του οπτικού σήματος, βαθιά χαραγμένους (deepetched)ridge κυματοδηγούς και συμβολόμετρα πολλαπλών τρόπων όπως couplers και διαχωριστές [5.12]. Κάθε ένας από τους δύο segmentedmodulators έχει ένα ενεργό μήκος, $L_a = 2945 \mu\text{m}$, διαιρούμενο σε 10 τμήματα σε μία διάταξη όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.15. Η χωροταξία των τμημάτων αυτών ταιριάζει απόλυτα με τον αριθμό και την απόσταση της κάθε εξόδου του ICdriver. Η απώλεια εισόδου από ένα-σε-ένα είναι 10 dB για μήκος κύματος στα 1550 nm από τα οποία 8 dB αποδίδονται στον διαμορφωτή και 2 dB στην σύζευξη με την ίνα. Η τάση πλήρους πλάτους DC V_π που μετρήθηκε ήταν είναι ίση με 1 V όταν εφαρμόζεται τάση πόλωσης (bias) 7V, οδηγώντας σε απόδοση διαμόρφωσης (modulationefficiency) 0,29 V·cm. Δεδομένου ότι η τάση οδήγησης IC είναι πολύ πάνω από $2 \cdot V_\pi$ επιτυγχάνεται πλήρης βάθος διαμόρφωσης (modulationdepth).

Στην τελική συναρμολόγηση, δύο driver τσιπ (I & Q) και ο IQsegmentedmodulator θα τοποθετηθούν σε αντίθετες πλευρές ενός κεραμικού interposer όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5.9. Για να καταστεί δυνατή η έγκαιρη δοκιμή, ωστόσο, σχεδιάστηκε μια πλακέτα PCB τεσσάρων στρωμάτων για να φιλοξενήσει τον διαμορφωτή IQ και έναν CMOS driver (π.χ. για την οδήγηση ενός μονού βραχίονα της IQ δομής). Η απόσταση ανάμεσα στα δύο τσιπ ελαχιστοποίησε τα παρασιτικά φαινόμενα, για να επιτρέψει την άμεση σύνδεση των εξόδων του driver. Οι εισοδοί του driver, καθώς και οι συνδέσεις SPI, ήταν συνδεδεμένες στην πλακέτα. Μια εικόνα της πλακέτας PCB με τα δύο συγκολλημένα τσιπ φαίνεται στην Εικόνα 5.15. Το περιορισμένο εύρος των αποτυπωμάτων (trace) καθώς και οι αποστάσεις πάνω στο PCB επιτρέπουν τη σύνδεση μόνο 4 από τα 5 διαθέσιμα bits εισόδου.

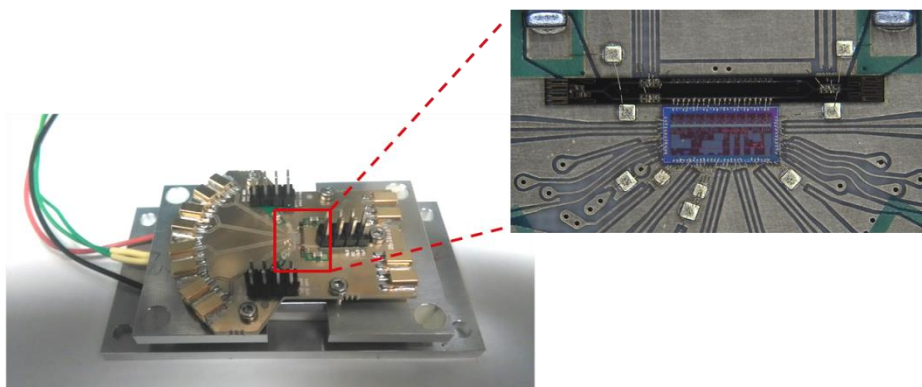




Εικόνα 5.15: Απεικόνιση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων του driver και του MZM τα οποία συνδέονται απευθείας σε μια πλακέτα PCB ελέγχου για μια πρώτη αξιολόγηση της επίδοσης τους

5.6 Περιγραφή πειραματικής διάταξης του συνεργατικού χαρακτηρισμού του ICdriver τεχνολογίας CMOS και του InPIQsegmentedmodulator

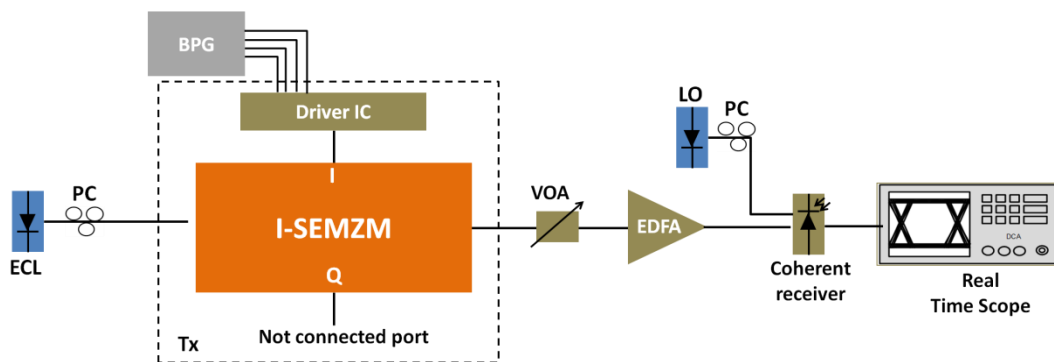
Για να αξιολογηθεί η λειτουργικότητα του driverIC όταν συνδεθεί με τον IQ τμηματοποιημένο διαμορφωτή, τα δύο ξεχωριστά στοιχεία όπως έχει ήδη αναφερθεί συναρμολογήθηκαν μαζί σε μια πλακέτα PCB που περιλαμβάνει παράλληλα και ένα στοιχείο ψύξης το οποίο είναι υπεύθυνο για την διατήρηση της θερμοκρασίας σε ένα σταθερό επίπεδο (temperaturecontroller - TEC). Το PCB για τις ηλεκτρικές δοκιμές σχεδιάστηκε έτσι ώστε να μπορεί επίσης συμπεριλάβει το τσιπ του διαμορφωτή ώστε να μπορεί να χαρακτηριστεί ο μονόςIQsegmentedmodulator. Επιπλέον, οι έξοδοι της συστοιχίας του driver δεν αφέθηκαν ανοικτές αλλά αντ' αυτού συνδέονται απευθείας στο διαμορφωτή (Εικόνα 5.16) ώστε να αξιολογηθεί η συνολική απόδοση της διάταξης. Στον χώρο δίπλα στις κοντές άκρες του διαμορφωτή δεν τοποθετούνται πυκνωτές καθώς και κονέκτορες ενώ ο χαρακτηρισμός του οπτικού τσιπ πραγματοποιείται με τις βελόνες έγκυσης (probetips). Στο πίσω μέρος της πλακέτας τοποθετείται ένα στοιχείο Peltier για τον έλεγχο της θερμοκρασίας της πλακέτας. Η περιοχή κάτω από το τσιπ γεμίζεται με βίδες για να παρέχει μια καλή θερμική αγωγιμότητα στο πίσω μέρος της πλακέτας.



Εικόνα 5.16: Απεικόνιση της δομής που επιτρέπει τον συνδυαστικό πειραματικό χαρακτηρισμό ενός διαμορφωτή του IQ-segmentedmodulatorκαι των CMOSdrivers

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για να αξιολογηθεί η αρχή λειτουργίας του μονού τμηματοποιημένου διαμορφωτή παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.17. Οι τέσσερις ροές

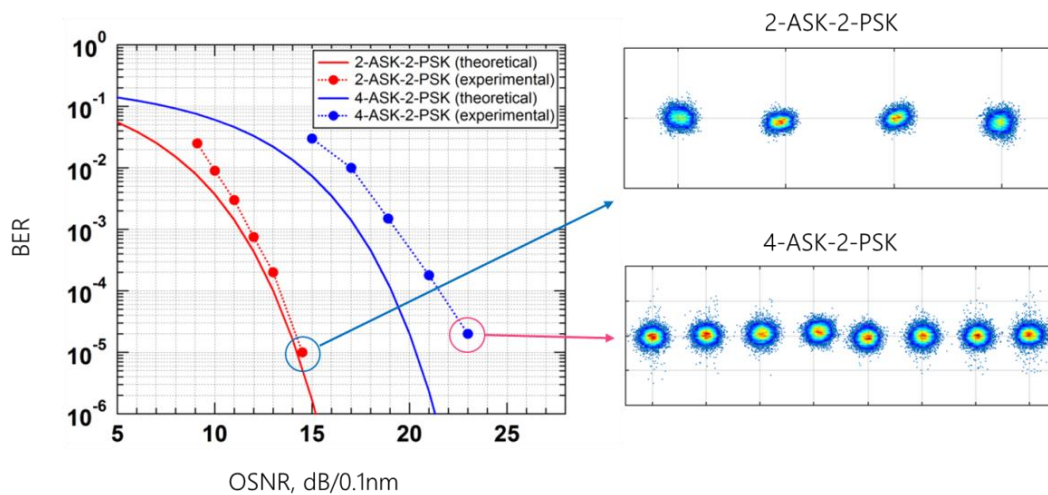
δεδομένων εισόδου του driver παρέχονται από μια γεννήτρια μοτίβων 4 καναλιών (Bitpattern generator BPG) που λειτουργεί με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 15 Gb/s, επιτρέποντας στον segmented modulator να παράγει σήματα πολλαπλών σταθμών με ανάλυση 4 bit. Ο χρονισμός των διαφορετικών βαθμίδων εξόδου βελτιστοποιείται χειροκίνητα σε πραγματικό χρόνο ελέγχοντας το οπτικό διάγραμμα οφθαλμού του σήματος διαμόρφωσης OOK που προκύπτει από την οδήγηση μεμονωμένων εξόδων. Με την πόλωση (bias) του διαμορφωτή στο μηδενικό σημείο μετάδοσης πραγματοποιήθηκε συνδυασμένη διαμόρφωση πλάτους και φάσης ώστε να δημιουργηθούν διαγράμματα αστερισμού (constellation diagrams) 4 και 8 σημείων με τη μορφή 2ASK-2-PSK (2 bits / σύμβολο) και 4-ASK-2-PSK (3 bits / σύμβολο). Αυτά τα σχήματα διαμόρφωσης επιλέχθηκαν για να δείξουν την δυναμική δυνατότητα δημιουργίας σημάτων με σχήματα διαμόρφωσης 16 και 64-QAM.



Εικόνα 5.17: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης των IC drivers και του segmented modulator όταν χρησιμοποιούνται σχήματα διαμόρφωσης σύμφωνης μετάδοσης για συνθήκες λειτουργίας back-to-back

Το σήμα εξόδου στην συνέχεια εισήχθη σε ένα στοιχείο μεταβλητής οπτικής εξασθένησης (VOA) ακολουθούμενο από έναν οπτικό ενισχυτή EDFA, ώστε να μεταβάλλεται κάθε φορά ο σηματοθυροβικός λόγος (Optical signal to noise ratio - OSNR) και να εξαχθούν με αυτό τον τρόπο οι καμπύλες BER. Το σήμα ελήφθη με ένα σύμφωνο δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού της πόλωσης (polarization diversity coherent receiver) ενώ τα φωτορεύματα που προέκυψαν λήφθηκαν με την σειρά τους από έναν ψηφιακό παλμογράφο σε πραγματικό χρόνο (33 GHz & 80 GSa/ σύμβολο) για περαιτέρω ψηφιακή επεξεργασία του σήματος (DSP). Κατά την διαδικασία της ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος, το σήμα επανα-δειγματοληπτήθηκε σε 4 Sa/σύμβολο και μετά την εφαρμογή του αλγορίθμου τετραγωνικού χρονισμού (Square Timing algorithm) το επανα-συγχρονιζόμενο σήμα καταλαμβάνει 1 Sa/symbol. Επιπλέον, χρησιμοποιήθηκε ένας αλγόριθμος αντιστάθμισης φάσης/εντροπίας (phase-entropy frequency offset algorithm) ώστε να αντισταθμιστεί η υπολειπόμενη διαφορά συχνότητας μεταξύ του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή (LO), ενώ υλοποιήθηκε και ένας αλγόριθμος τυχαίας αναζήτησης φάσης (blind phase search - BPS) για την ανάκτηση και την παρακολούθηση της φάσης του σήματος [5.13]. Πριν το στάδιο της ανίχνευσης συμβόλων, το σήμα τροφοδοτήθηκε σε έναν γραμμικό equalizer που χρησιμοποίησε 31 taps. Η Εικόνα 5.18(α) απεικονίζει τις μετρήσεις BER των δύο σχημάτων διαμόρφωσης ως συνάρτηση του OSNR (διακεκομμένες γραμμές). Προκειμένου να εκτιμηθούν κατά προσέγγιση οι ποινές εφαρμογής (penalties), οι θεωρητικές καμπύλες που θα ληφθούν για ένα ιδανικό κανάλι AWGN συμπεριλαμβάνονται στο διάγραμμα επίσης. Για να εξαχθούν οι θεωρητικές καμπύλες της πιθανότητας σφάλματος έναντι του OSNR, η θεωρητική τιμή του OSNR συσχετίστηκε με την τιμή της παραμέτρου E_b/N_0 , με βάση το γεγονός ότι το εύρος ζώνης σήματος είναι διπλάσιο από το ρυθμό συμβόλων, όπως συμβαίνει

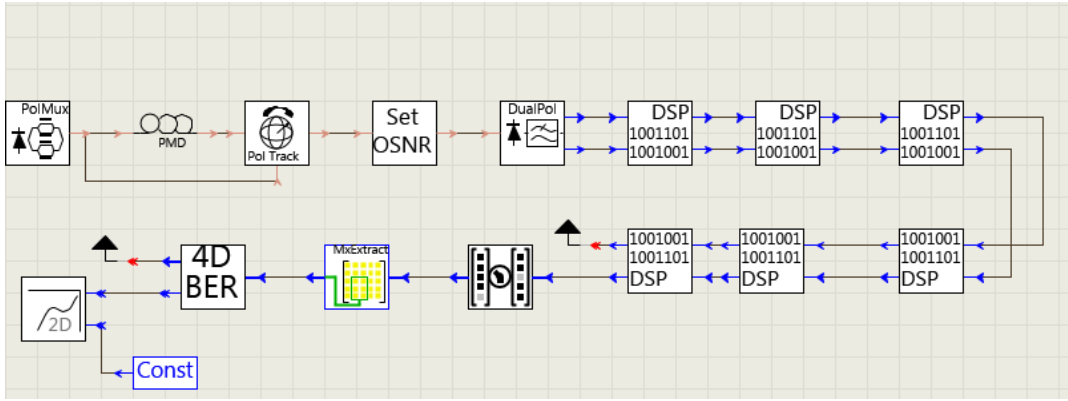
περίπου στην περίπτωση σημάτων NRZ. Η μετατροπή των τιμών SNR στις αντίστοιχες OSNR πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας τη σχέση που χαρακτηρίζει ένα κανάλι απλής πόλωσης όπως δίνεται στην δημοσίευση [5.14]. Στο σήμα 2-ASK-2-PSK εμφανίζει αμελητέα ποινή (<1 dB) για μια τιμή των μετρήσεων BER κοντά στο κατώφλι απόφασης ορίου (HD) - FEC που είναι της τάξης του $3.8 \cdot 10^{-3}$, ενώ για το σήμα 8 επιπέδων (4-ASK-2-PSK) η ποινή είναι 2.1 dB. Η Εικόνα 5.18(β) παρουσιάζει τα σημεία στο διάγραμμα αστερισμού που δημιουργήθηκαν από τον μονό segmented modulator. Σε μια IQ υλοποίηση (π.χ 2 βραχίονες του segmented modulator) δύο από τα προαναφερθέντα σήματα 4- και 8- επιπέδων μπορούν να συνδυαστούν ορθογωνικά ώστε να δημιουργηθούν σήματα με διαμόρφωση 16 και 64 QAM.



Εικόνα 5.18: Απεικόνιση των διαγραμμάτων των καμπυλών BER ως προς τις αντίστοιχες τιμές του OSNR για σήματα με σχήματα διαμόρφωσης 2-ASK-2-PSK και 4-ASK-2-PSK. Επιπλέον, απεικονίζονται τα θεωρητικά όρια καθώς και τα διαγράμματα IQ αστερισμών που αντιστοιχούν στις μέγιστες τιμές για το OSNR. Τα σημεία παρουσιάζουν τις τιμές BER που μετρήθηκαν ενώ οι συμπαγείς γραμμές τις θεωρητικές τιμές για τις μετρήσεις BER[5.17]

5.7 Περιγραφή μοντέλων προσομοίωσης του ευέλικτου πομπο/δέκτη (transceiver) εξομοιώνοντας συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ

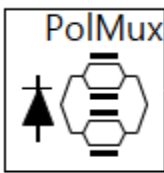
Ο ευέλικτος πομπο/δέκτης (transceiver) που θα υλοποιηθεί στα πλαίσια του προγράμματος SPIRIT αξιολογήθηκε σε πρώτο στάδιο μέσω της διεξαγωγής προσομοιώσεων που εξομοιώνουν τις συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ. Κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων εξετάστηκε η μετάδοση σημάτων που χαρακτηρίζονταν από τα ακόλουθα σχήματα διαμόρφωσης: DP 4-QAM, DP 16-QAM, DP 32-QAM και DP 64 QAM, ενώ οι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων ήταν της τάξης των 28 Gbaud και 32 Gbaud. Σε όλες τις περιπτώσεις, το λαμβανόμενο σήμα αξιολογείται σε συνθήκες back-to-back καθώς και μετά από μετάδοση με μονότροπη ίνα (singlemode fiber - SMF) μήκους 50 km, προκειμένου να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές του περιφερειακού δικτύου του ΟΤΕ. Η διάταξη που υλοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις φαίνεται στην Εικόνα 5.19 για τις οποίες χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα VPI Transmission Maker 9.2.



Εικόνα 5.19: Πειραματική διάταξη για τις ανάγκες της προσομοίωσης της αξιολόγησης της επίδοσης του ευέλικτου πομπο/δέκτη σε συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών

Στην συνέχεια θα αναλυθούν τα επιμέρους στοιχεία τα οποία χρησιμοποιήθηκαν για την διεξαγωγή των προσομοιώσεων. Η ανάλυση της διάταξης αυτής μπορεί να χωριστεί σε τρία διακριτά μέρη: Στάδιο Πομπού, Στάδιο ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, Στάδιο Δέκτη. Πιο συγκεκριμένα:

Δομικά στοιχεία Οπτικού Πομπού



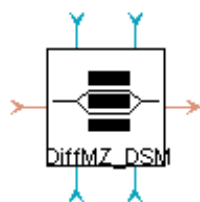
Σε πρώτη φάση δημιουργούνται τα οπτικά QAM σήματα εκμεταλλευόμενοι τεχνικές πολυπλεξίας πόλωσης (polarization-multiplexed QAM signal) χρησιμοποιώντας δύο ζεύγη διαφορικών Mach-Zehnder διαμορφωτών ώστε να διαμορφωθούν ανεξάρτητα τα δεδομένα κάθε πολωτικής κατάστασης (X-pol, Y-pol) της φέρουσας συχνότητας. Δύο γεννήτριες ψευδο-τυχαίων ακολουθιών (pseudo-random binary sequence - PRBS) μοντελοποιούν τα δεδομένα πληροφορίας. Η PRBS δημιουργεί μια ακολουθία από Mbits όπου $M = \text{TimeWindow} * \text{Baudrate}$. Η περίοδος που επιλέχθηκε για την κάθε ακολουθία Mbits ήταν 1023, δηλαδή PRBS με τάξη 10 ($2^{10} - 1 = 1023$).

Το χρονικό παράθυρο (TimeWindow) της προσομοίωσης ισούται με:

$\text{TimeWindow} = 4 * 2018 / \text{BaudRate}$ και επομένως η παραγόμενη ακολουθία έχει $M = (4 * 2018 / \text{BaudRate}) * \text{BaudRate} = 8192$ bits.

Στην συνέχεια χρησιμοποιείται ένα στοιχείο το οποίο είναι υπεύθυνο για την χαρτογράφηση δυαδικών ψηφίων (bit-to-symbol mapping) σε μορφές διαμόρφωσης QAM. Πιο συγκεκριμένα το στοιχείο αυτό ονομάζεται **Mapper IQ** και λαμβάνει ως είσοδο μια ροή δυαδικών ψηφίων και στην έξοδο του παρέχονται οι [IQ] συντεταγμένες των IQ συμβόλων από τα οποία προκύπτουν τα QAM ηλεκτρικά σήματα.

Ακολούθως χρησιμοποιείται το στοιχείο **DriverIQ** το οποίο είναι υπεύθυνο για να παράγει τα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης που αντιστοιχούν στις συντεταγμένες των [IQ] συμβόλων και έχουν προκύψει από την έξοδο του **Mapper IQ** και θα τροφοδοτήσουν με την σειρά τους τα ηλεκτρόδια των τεσσάρων MZM. Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό που έχει αυτός ο διαμορφωτής είναι ότι δίνει τη δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του (Εικόνα 5.20). Όσον αφορά τη συνδεσμολογία του διαμορφωτή, παρατηρούμε ότι μπορεί να τροφοδοτηθεί από μια πηγή laser ενώ τα δύο στελέχη του οδηγούνται από τα RF σήματα που έχουν ήδη δημιουργηθεί. Επιπρόσθετα, χρησιμοποιούνται DC πηγές οι οποίες δίνουν το κατάλληλο Bias στα στελέχη του MZM.



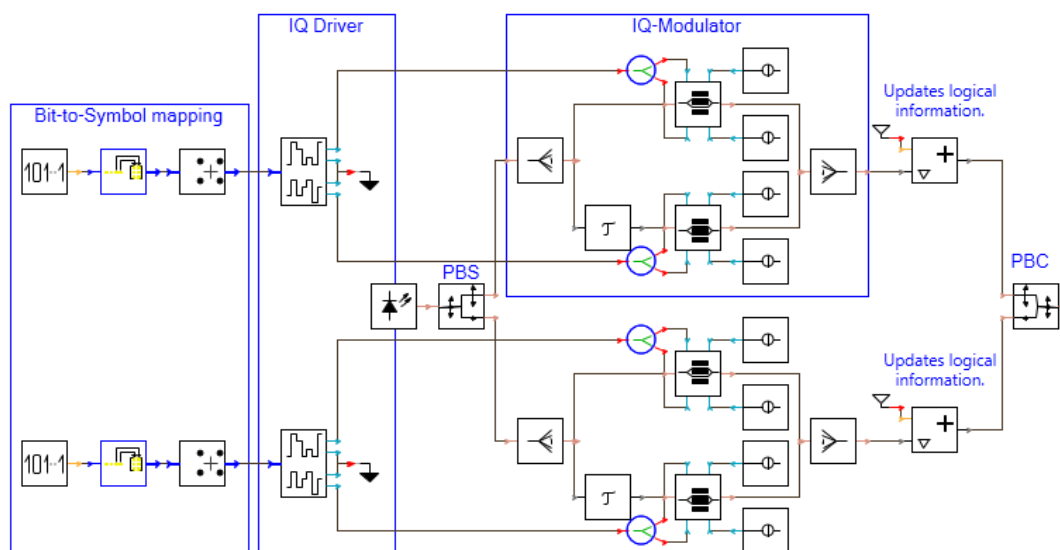
Εικόνα 5.20: Διαμορφωτής με δυνατότητα οδήγησης των δύο βραχιόνων του

Τα χαρακτηριστικά του MZM που χρησιμοποιήθηκαν κατά τις προσομοιώσεις ήταν:

- $V_{\pi} DC = 5V$
- $V_{\pi} RF = 6V$
- Insertion Loss 6
- Extinction Ratio 35

Η πηγή φωτός λέιζερ η οποία εκπέμπει στα 1550 nm συνδυάστηκε επιπλέον με έναν διαχωριστή πολωτικών καταστάσεων (polarization beamsplitter) ώστε να διαχωριστούν οι πολωτικές καταστάσεις (X-pol, Y-pol) της πηγής φωτός και να τροφοδοτήσουν κατάλληλη τους MZMs. Τέλος, χρησιμοποιήθηκε στις εξόδους των δύο ζευγών διαφορικών MZMs ένα στοιχείο αυτή την φορά αντίστροφής λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε ένας coupler πολωτικών συνιστωσών (polarization beam combiner - PBC) ώστε να συνδυαστούν και πάλι οι εξοδοί των δύο ζευγών MZM οι οποίες χαρακτηρίζονται είτε από την X είτε από την Y πολωτική κατάσταση και να προκύψει το οπτικό DP (dual polarization) - QAM σήμα πολυπλεγμένο στην πόλωση στα 28 Gbaud και στα 32 Gbaud.

Στην Εικόνα 5.21 παρατίθεται η εσωτερική δομή του οπτικού πομπού που περιγράφηκε παραπάνω.



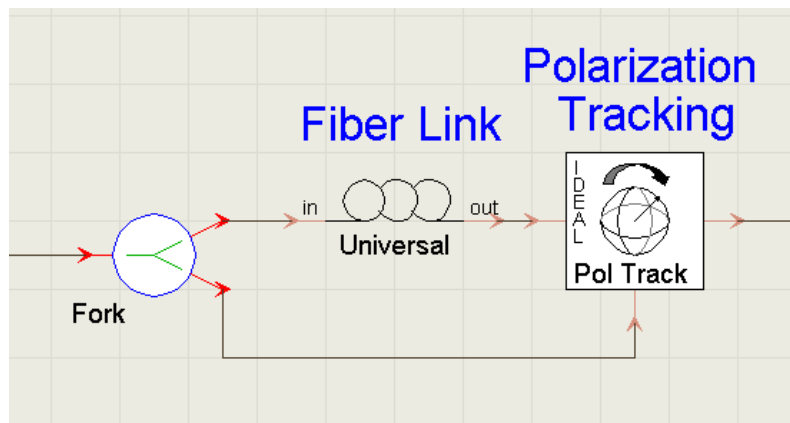
Εικόνα 5.21: Εσωτερική δομή του οπτικού πομπού

Η έξοδος του οπτικού πομπού μεταδόθηκε στην συνέχεια μέσω ίνας SMF σε απόσταση μήκους 50 km ώστε να προσομοιωθούν οι προδιαγραφές του περιφερειακού δικτύου του ΟΤΕ. Τα χαρακτηριστικά της ίνας που χρησιμοποιήθηκε είναι τα ακόλουθα:

- Τύπος ίνας: Bend insensitive SMF (ITU-T G.657)
- Εξασθένιση: 0.2 dB/km για μήκος κύματος 1550 nm

- Polarization mode dispersion (PMD) coefficient: $0.06 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$
- Μήκος της ίνας: 50 km

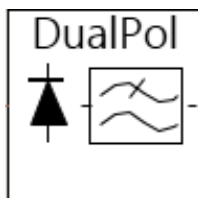
Μετά την μετάδοση της πληροφορίας μέσα από ίνα 50 km χρησιμοποιήθηκε το στοιχείο **PolTrackIdeal**. Ο κύριος στόχος αυτού του στοιχείου είναι να αποκατασταθεί η κατάσταση πόλωσης (state of polarization - SOP) του σήματος εισόδου και να ταυτιστεί όσο το δυνατό περισσότερο με την πολωτική κατάσταση του σήματος αναφοράς. Απαραίτητη βεβαίως προϋπόθεση αποτελεί η υπόθεση ότι το σήμα αναφοράς και το σήμα εισόδου αντιστοιχούν στα σήματα πριν και μετά την μετάδοση μέσω της ίνας. Η χρήση του στοιχείου **PolTrackIdeal** επιτρέπει την παράβλεψη της τυχαίας περιστροφής της πολωτικής κατάστασης που εισάγεται από την μετάδοση σε ίνα, διατηρώντας παράλληλα όλα τα υπόλοιπα φαινόμενα που μπορούν να εμφανιστούν κατά την μετάδοση του σήματος όπως το PMD, εξασθένηση και χρωματική διασπορά, μη γραμμικότητα κ.α. Η Εικόνα 5.22 παρουσιάζει την εσωτερική δομή του στοιχείου **PolTrackIdeal**.



Εικόνα 5.22: Εσωτερική δομή του PolTrackIdeal

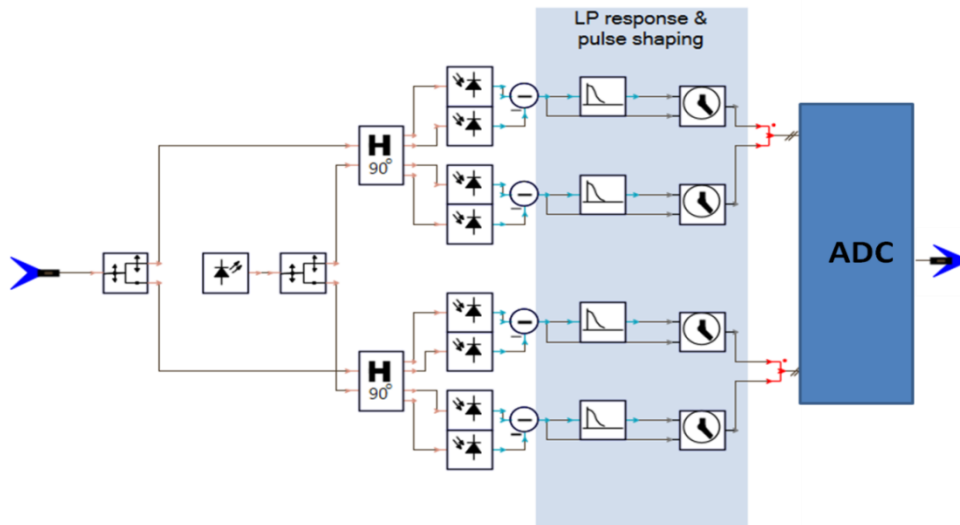
Έπειτα ακολουθεί το στοιχείο **OSNR** το οποίο εξομοιώνει τις διαφορετικές λαμβανόμενες OSNR τιμές από τον σύμφωνο δέκτη (coherent). Το εύρος της διακύμανσης των τιμών του OSNR ποικίλει ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται. Όπως θα δούμε και στα αποτελέσματα που θα ακολουθήσουν αυξάνοντας την πολυπλοκότητα των σχημάτων διαμόρφωσης των σημάτων που στέλνονται μέσα στην ίνα αυξάνεται και η τιμή του OSNR που είναι απαραίτητη για να ληφθεί χωρίς λάθη το μεταδιδόμενο σήμα. Η διακύμανση του OSNR επιτυγχάνεται προσθέτοντας απο-πολωμένο θόρυβο στο σήμα εισόδου.

Δομικά στοιχεία Σύμφωνου Οπτικού Δέκτη



Ο σύμφωνος οπτικός δέκτης με δυνατότητα διαχωρισμού πολωτικών καταστάσεων του εισερχόμενου σήματος (polarization diversity coherent receiver) χρησιμοποιήθηκε για την ανίχνευση και την σύμφωνη αποδιαμόρφωση των QAM σημάτων. Στη σύμφωνη αποδιαμόρφωση το οπτικό υβρίδιο 90° χρησιμοποιείται σε συνεργασία με δυο ισορροπημένους ανιχνευτές (balanced detectors- BDs), οι οποίοι παράγουν δύο φωτορεύματα. Το πρώτο αντιστοιχεί στη συμφασική συνιστώσα (In-phase) και το δεύτερο στην ορθογώνια (Quadrature) συνιστώσα. Ο RxDualPol περιλαμβάνει επιπλέον έναν τοπικό ταλαντωτή, οπτικά υβρίδια 90° , ηλεκτρικά φίλτρα μετά την ανίχνευση καθώς και

μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακό (ADC) σήμα. Στην Εικόνα 5.23 παρατίθεται η εσωτερική δομή του σύμφωνου οπτικού δέκτη.

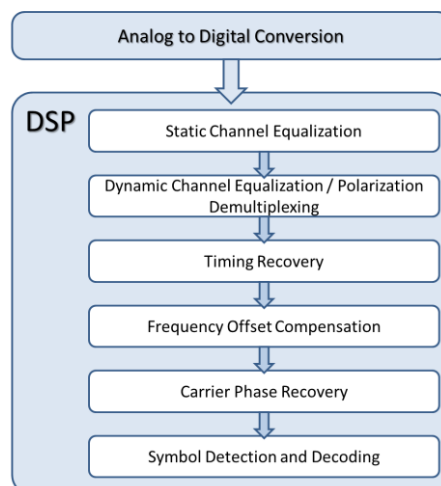


Εικόνα 5.23: Εσωτερική δομή σύμφωνου δέκτη

Στάδιο ψηφιακής επεξεργασίας σήματος

Στο στάδιο της ψηφιακής επεξεργασίας των σημάτων (digitalsignalprocessing - DSP) που λαμβάνονται από τον σύμφωνο δέκτη χρησιμοποιείται η σουίτα αλγορίθμων DSP που έχει υλοποιηθεί για τους πομπο/δέκτες (transceivers) του προγράμματος SPIRIT για την ανίχνευση και αποδιαμόρφωση των σημάτων αυτών. Ένα γενικό διάγραμμα που απεικονίζει τα διακριτά στάδια της ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.24. Πιο συγκεκριμένα, το ψηφιοποιημένο σήμα (digitizedsignal) που προκύπτει από το στοιχείο ADC του σύμφωνου δέκτη τυγχάνει την ακόλουθη επεξεργασία:

- Στατική εξισορρόπηση καναλιών (staticchannelequalization) συμπεριλαμβανομένης της χρωματικής διασποράς και της επανόρθωσης (compensation) των ατελειών (impairments) που προκύπτουν από μη γραμμικά φαινόμενα.
- Δυναμική εξισορρόπηση (dynamicequalization) για τον περιορισμό των ατελειών καναλιών και την αποπολυπλεξία πόλωσης (polarizationdemultiplexing)
- Συγχρονισμός (synchronization) και χρονισμός (timing) του δέκτη
- Μετατόπιση συχνότητας (frequencyoffset) και ανάκτηση φορέα (carrierrecovery)
- Ανίχνευση και αποκωδικοποίηση συμβόλων (symboldetectionanddecoding)



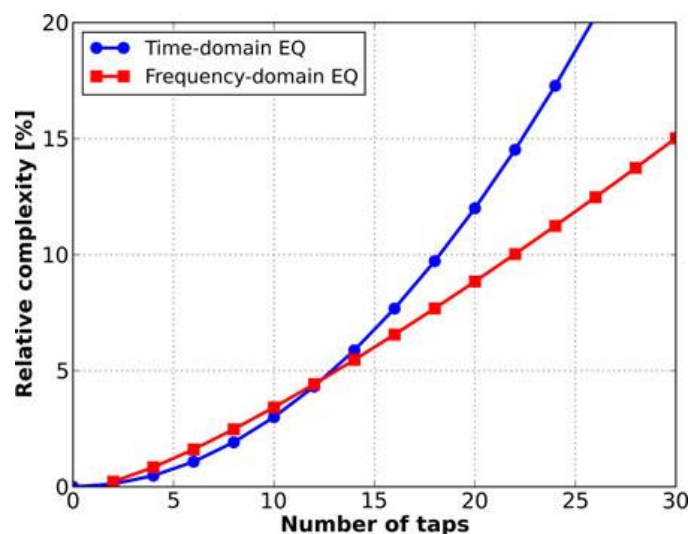
Εικόνα 5.24: Αλγοριθμική αλυσίδα για την υλοποίηση της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος σε ψηφιακό σύμφωνο δέκτη

Στατιστική εξισορρόπηση καναλιών (Staticchannelequalization)

Η εξισορρόπηση καναλιών εκτελείται είτε με έναν ισόσταθμιστή στο πεδίο του χρόνου (time domain equalizer - TEQ) είτε με έναν ισόσταθμιστή στο πεδίο των συχνοτήτων (frequency domain equalizer - FEQ). Η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion - CD) αντισταθμίζεται μέσω της στατικής εξισορρόπησης του καναλιού με την χρήση γραμμικών φίλτρων.

Στο πεδίο χρόνου χρησιμοποιούνται φίλτρα γραμμικής πεπερασμένης απόκρισης (finite impulse response - FIR) για την αντιστάθμιση της διασποράς. Το μήκος του φίλτρου αυξάνεται γραμμικά στην περίπτωση που απαιτείται μέγιστη εξισορρόπηση της διασποράς. Για την προσέγγιση της ισόσταθμισης της χρωματικής διασποράς στο πεδίο των συχνοτήτων γίνεται υπολογισμός του μετασχηματισμού Fourier του σήματος πολλαπλασιάζοντας το προκύπτον φάσμα (ανά πόλωση) με την συζυγή απόκριση του καναλιού. Ανεξάρτητα από τη χρησιμοποιούμενη μέθοδο, υπάρχει επίσης η δυνατότητα χρήσης παράθυρου (π.χ. Gaussian ή Kaiser) για τη βελτίωση των ιδιοτήτων του φίλτρου.

Συγκρίνοντας τις δύο μεθόδους, για δεδομένους μήκους φίλτρου N σταδίων (taps) που λειτουργεί με N δείγματα, η πολυπλοκότητα είναι ανάλογη προς το N^2 στο πεδίο χρόνου και $N \log_2(N)$ στην περιοχή συχνοτήτων (Εικόνα 5.25).

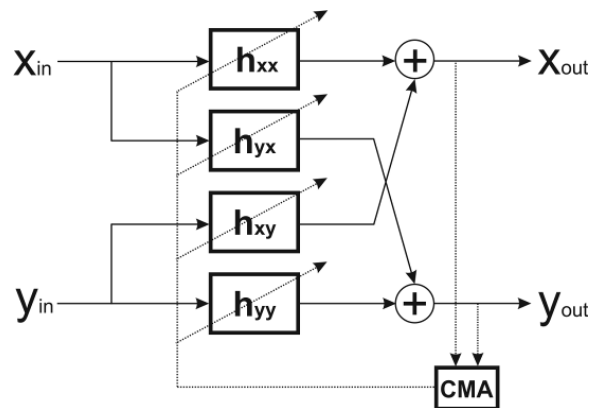


Εικόνα 5.25: Συγκριτική μελέτη της πολυπλοκότητας υλοποίησης των προσεγγίσεων TEQ και FEQ για την αντιστάθμιση της διασποράς

Δυναμική/Προσαρμοστική εξισορρόπηση για τον περιορισμό των ατελειών καναλιών και την αποπολυπλεξία πόλωσης Dynamic/Adaptive Equalization/polarization demultiplexing

Οι περιστροφές τυχαίας πόλωσης εξαιτίας του φαινομένου της διπλοθλαστικότητας (birefringence) που παρουσιάζεται κατά την μετάδοση στην ίνα είναι υπεύθυνες για την διαφορά που εμφανίζεται στην πολωτική κατάσταση (state of polarization - SOPs) του ληφθέντος οπτικού σήματος και του τοπικού ταλαντωτή (LO) κατά την στιγμή της λήψης στον σύμφωνο δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού πολωτικών καταστάσεων (polarization-diverse receiver). Ως αποτέλεσμα, παρατηρείται μια 'μείξη' των δύο σημάτων στις θύρες εξόδου του σύμφωνου δέκτη. Στην περίπτωση αυτή η πόλωση θα ανακτηθεί με τέσσερα ανεξάρτητα προγραμματιζόμενα φίλτρα διατεταγμένα σε διάταξη πολλαπλών εισόδων

πολλαπλών εξόδων (multipleinputmultipleoutput - MIMO) «butterfly» πολλαπλών εισόδων όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.26. Η προσαρμογή και η σύγκλιση (convergence) των φίλτρων επιτυγχάνεται μέσω της μεθόδου του αλγόριθμου Constant Modulus (CMA) ο οποίος βασίζεται στο να περιέχει περίπου το αντίστροφο της πόλωσης του καναλιού. Αυτή η λύση αντισταθμίζει το φαινόμενο της διασποράς της λειτουργίας πόλωσης (polarizationmodedispersion - PMD) και τις επιδράσεις των εξαρτώμενων από την πόλωση απωλειών (polarizationdependentloss - PDL) με κόστος την ενίσχυση του επιπέδου του θορύβου.



Εικόνα 5.26: Δομή φίλτρου MIMO 'Butterfly' που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση της μεθόδου CMA.

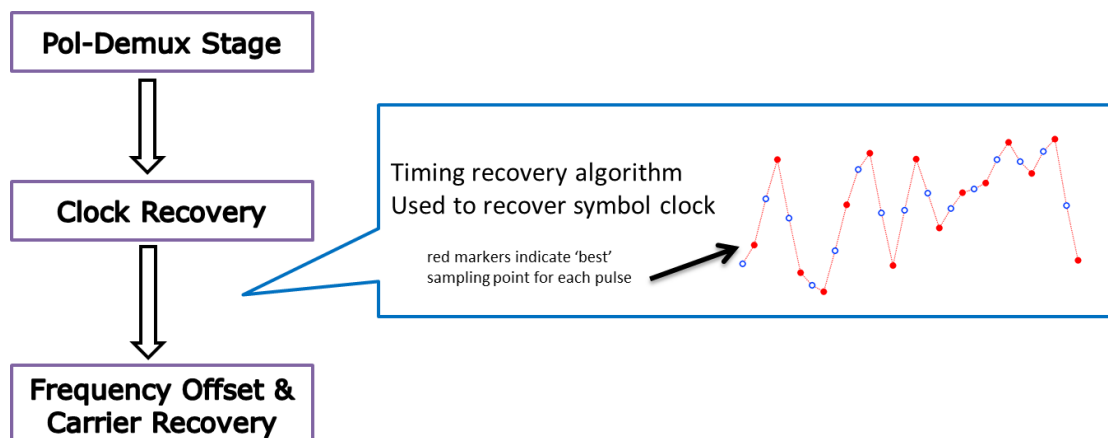
Η ταχύτητα σύγκλισης της δομής MIMO πρέπει να είναι συμβατή με την ταχύτητα αλλαγής της πόλωσης του καναλιού, η οποία μπορεί να είναι της τάξεως των 10 Poinscarekiloradians ανά δευτερόλεπτο. Για να ικανοποιηθεί αυτή η απαίτηση, είναι χρήσιμο να κρατηθεί μικρό το μήκος του φίλτρου. Ταυτόχρονα, τα φίλτρα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλα για να αντιμετωπίσουν την μέγιστη καθυστέρηση πόλωσης (polarizationdelay) που αναμένεται να εμφανισθεί στο κανάλι. Αυτή η μέγιστη καθυστέρηση είναι περίπου 3 φορές η μέγιστη μέση καθυστέρηση διαφορικής ομάδας (meandifferentialgroupdelay - DGD) οποιουδήποτε link για το οποίο και αν προορίζεται ο πομποδέκτης.

Η ίδια βασική δομή φίλτρου χρησιμοποιήθηκε και για την αποπολυπλεξία των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης όπως DP-QPSK, DP-16-QAM και DP-32-QAM που υλοποιήθηκαν κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων. Η μέθοδος CMA, ωστόσο, μπορεί να παρουσιάσει χειρότερη απόδοση κατά την αποπολυπλεξία σημάτων πολλαπλών επιπέδων. Για τα σήματα επομένως με σχήμα διαμόρφωσης ίσο ή ανώτερο από 16-QAM, εφαρμόστηκε ο αλγόριθμος κλιμακωτά. Πιο συγκεκριμένα, Αυτό υλοποιήθηκε η τεχνική "απογυμνωμένου πλάτους" (amplitudestripping), όπου ένα σήμα M-QAM πολλαπλών συντελεστών μειώνεται σε ένα μοναδικό συντελεστή με την αφαίρεση ενός αριθμού ενδιάμεσων "επιπέδων αναφοράς" από τα πλάτη του ληφθέντος σήματος. Για τον αλγόριθμο αυτό έγινε χρήση της γνώσης που υπάρχει στο ΕΦΕ τα μέλη του οποίου προσκόμισαν μια αναλυτική μέθοδο καθορισμού αυτών των ενδιάμεσων επιπέδων αναφοράς για οποιαδήποτε τάξης M-QAM σήματα. Έτσι, ο αλγόριθμος με πολλαπλούς συντελεστές μπορεί να εφαρμοστεί σε σχήματα διαμόρφωσης υψηλής τάξης πέρα από το 16-QAM.

Ανάκτηση χρονισμού συμβόλων (Symboltimingrecovery)

Έχοντας αντισταθμίσει τις επιπτώσεις της χρωματικής διασποράς, μπορεί να εξαχθεί το ρολόι των συμβόλων (symbolclock) του σήματος δεδομένων με σχήματα διαμόρφωσης

QPSK/QAM και να προσδιοριστεί η καλύτερη μέθοδος στιγμιαίας δειγματοληψίας. Για το σκοπό αυτό εφαρμόστηκε ο κλασικός αλγόριθμος ανάκτησης τετραγωνικού χρονισμού (SquareTimingrecoveryalgorithm) [2.15], ο οποίος έχει μέχρι στιγμής αποδειχθεί ότι παρέχει τα πιο σταθερά ακριβή αποτελέσματα. Ο αλγόριθμος αυτός περιλαμβάνει τον τετραγωνισμό του δειγματοληπτημένου σύνθετου σήματος για την παραγωγή ενός φασματικού στοιχείου στον ρυθμό μετάδοσης συμβόλων ο οποίος στη συνέχεια προσδιορίζεται με υπολογισμό των συντελεστών Fourier. Η κανονικοποιημένη φάση αυτού του συντελεστή στη συνέχεια χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό της καθυστέρησης των δειγμάτων σε σχέση με το «καλύτερο» σημείο δειγματοληψίας. Ο αλγόριθμος χρησιμοποιεί παρεμβολή (interpolation) FIR για να "μετακινήσει" τα δείγματα με αυτή την καθυστέρηση. Αυτή η μέθοδος και από μπλοκ DSP τα οποία χρησιμοποιήθηκαν από τον VPI πρόγραμμα.



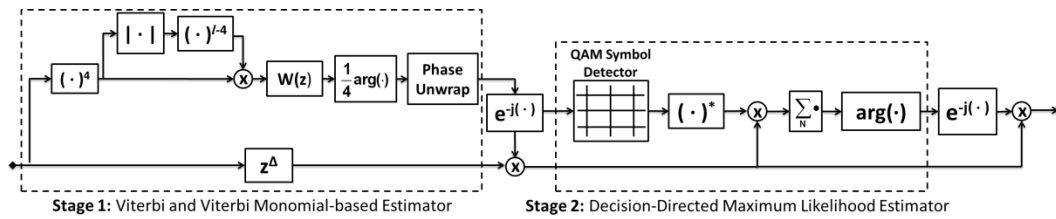
Εικόνα 5.27: Απεικόνιση της υλοποίησης της ανάκτησης χρονισμού

Carrier frequency offset compensation and carrier phase recovery

Σε έναν σύμφωνο δέκτη ομόδυνας λήψης (intradynereception), χρησιμοποιείται ένα laser για τον τοπικό ταλαντωτή το οποίο δεν είναι κλειδωμένο ούτε στην συχνότητα ούτε στην φάση με το ληφθέν σήμα δεδομένων. Μια συχνοτική διαφορά (frequencyoffset) μεταξύ των lasers του εκπεμπόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή του σύμφωνου δέκτη εκδηλώνεται ως περιστροφή του ληφθέντος διαγράμματος αστερισμού (constellationdiagram) σε μία σταθερή γωνιακή συχνότητα. Για τον σκοπό αυτό έγινε χρήση των κατάλληλων μπλοκ διαγραμμάτων από το λογισμικό του VPI ώστε να γίνει τόσο η εκτίμηση αυτής της συχνοτικής διαφοράς όσο και η αντιστάθμισή της.

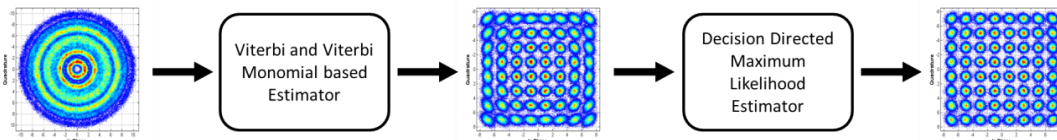
Επιπρόσθετα το γεγονός ότι τα laser του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή του δέκτη δεν είναι κλειδωμένα στην φάση έχει ως αποτέλεσμα ότι ο συνδυασμός των linewidths των σημάτων προκαλεί τυχαίες περιστροφές στο ληφθέν διάγραμμα αστερισμού (constellationdiagram). Για τα σήματα QPSK, μπορεί να εφαρμοστεί ένας feedforward αλγόριθμος τυφλής εκτίμησης (blindestimation) ώστε να αντισταθμιστεί το φαινόμενο αυτό.

Η ανάκτηση της φάσης του φορέα (carrierphaserecovery) 16-, 64- και 256-QAM είναι σημαντικά πιο περίπλοκη από ό, τι για σήματα με σχήμα διαμόρφωσης QPSK, λόγω του αυξημένου αριθμού διαφορετικών φάσεων συμβόλων στις τετραγωνικές εκδοχές (squareversions) αυτών των διαγραμμάτων αστερισμού αστερισμών.



Εικόνα 5.28: Υλοποίηση της αλυσίδας ψηφιακής επεξεργασίας σήματος του καινοτόμου VVMPE-ML αλγορίθμου ανάκτησης φάσης

Προς την κατεύθυνση αυτή αναπτύχθηκε ένας εκτιμητή φάσης φορέα ο οποίος εκμεταλλεύεται τους μετασχηματισμούς Viterbi and Viterbi Monomial [2.16], ακολουθούμενος από την εκτίμηση της μέγιστης πιθανότητας εμφάνισης (Maximum-Likelihood estimation) όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.28. Ένα παράδειγμα της λειτουργίας για ένα σήμα 64-QAM φαίνεται στην Εικόνα 5.29.



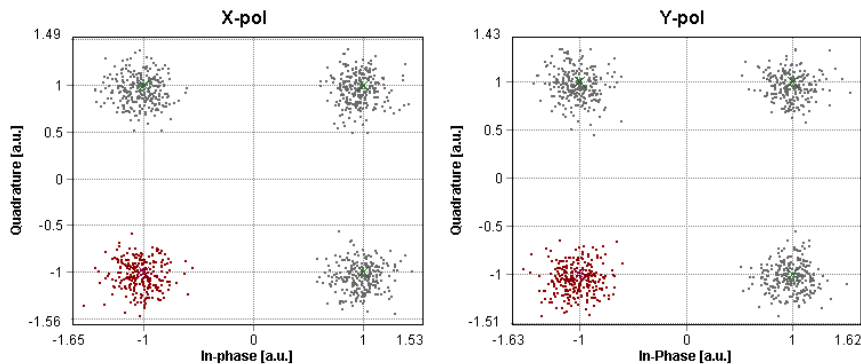
Εικόνα 5.29: Απεικόνιση της επίδρασης καθενός από τα δύο στάδια του καινοτόμου VVMPE-ML αλγορίθμου στην προσομοίωση του 64-QAM σήματος.

Η απόδοση αυτού του αλγορίθμου έχει αξιολογηθεί για τετραγωνικές μορφές QAM μέχρι 256-QAM και έχει δείξει απόδοση πολύ κοντά στον αλγόριθμο αναζήτησης BP (Blind Phase Search) για πολλές ρεαλιστικές συνθήκες μετάδοσης και για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε και κατά την εκτέλεση των προσομοιώσεων.

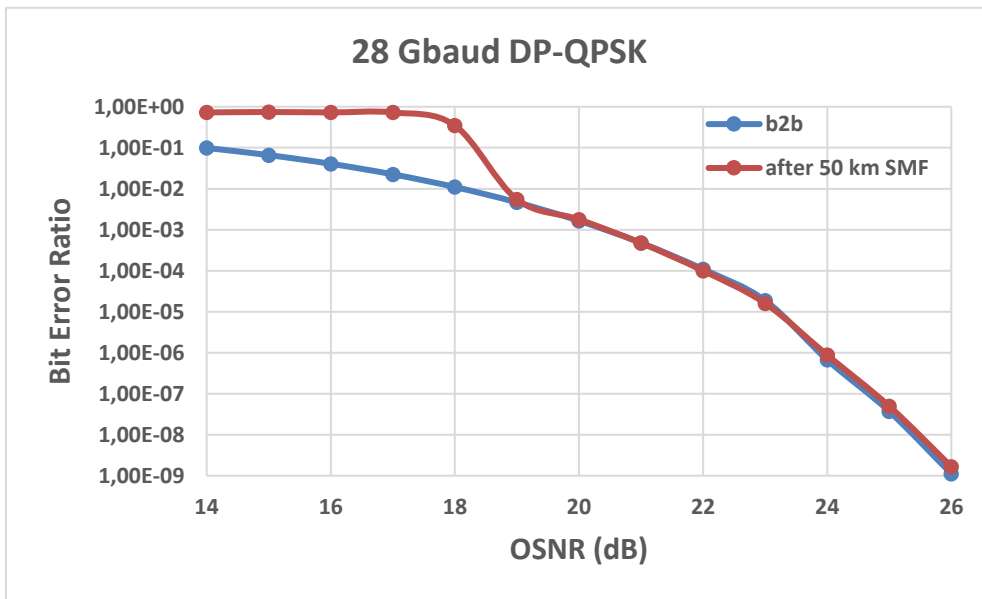
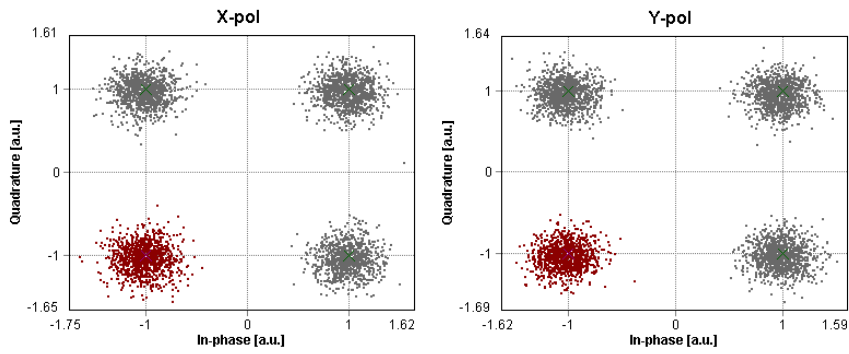
Έπειτα από την ολοκλήρωση του σταδίου της ψηφιακής επεξεργασίας των σημάτων που λήφθηκαν από τον σύμφωνο δέκτη πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις BER οι οποίες θα παρουσιαστούν παρακάτω. Τα σχήματα διαμόρφωσης που υιοθετήθηκαν ήταν DP-QPSK, DP-16QAM, DP-32QAM και DP-64QAM για ρυθμούς μετάδοσης 28 Gbaud και 32 Gbaud. Τα διαγράμματα είναι τα ακόλουθα:

Modulation format: 28 Gbaud DP-QPSK

- **Back-to-back configuration**

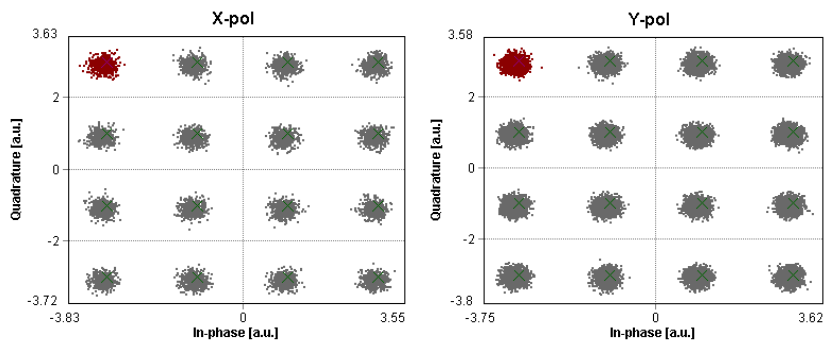


- **Transmission over 50 km SMF**

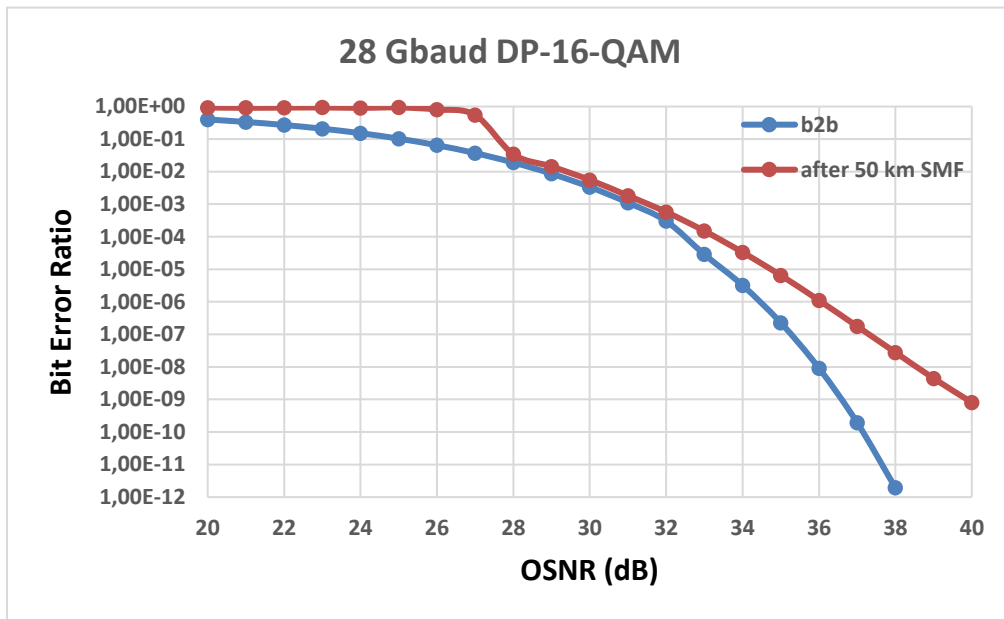
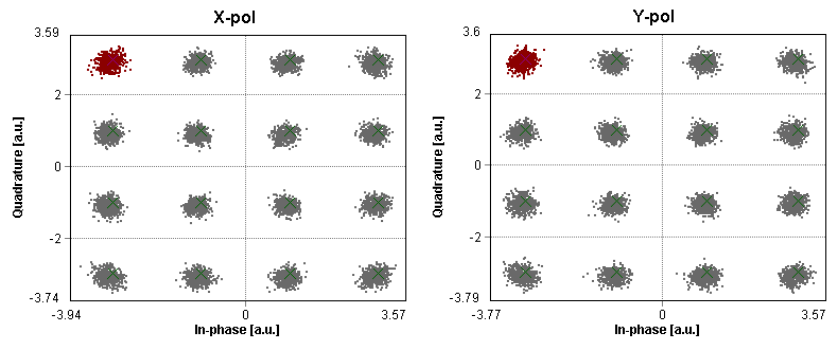


Modulation format: 28 Gbaud DP-16-QAM

- **Back-to-back configuration**

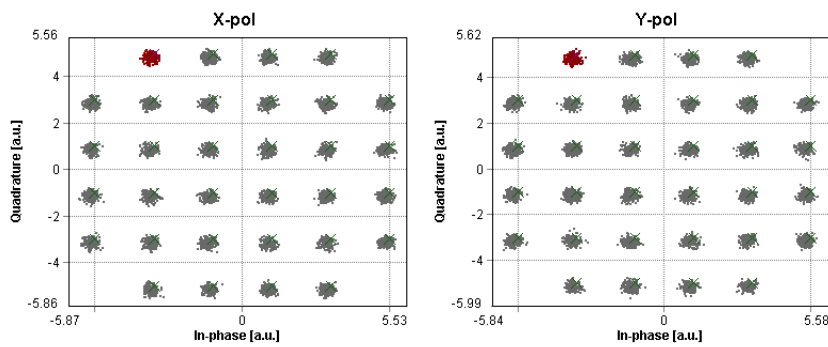


- **Transmission over 50 km SMF**

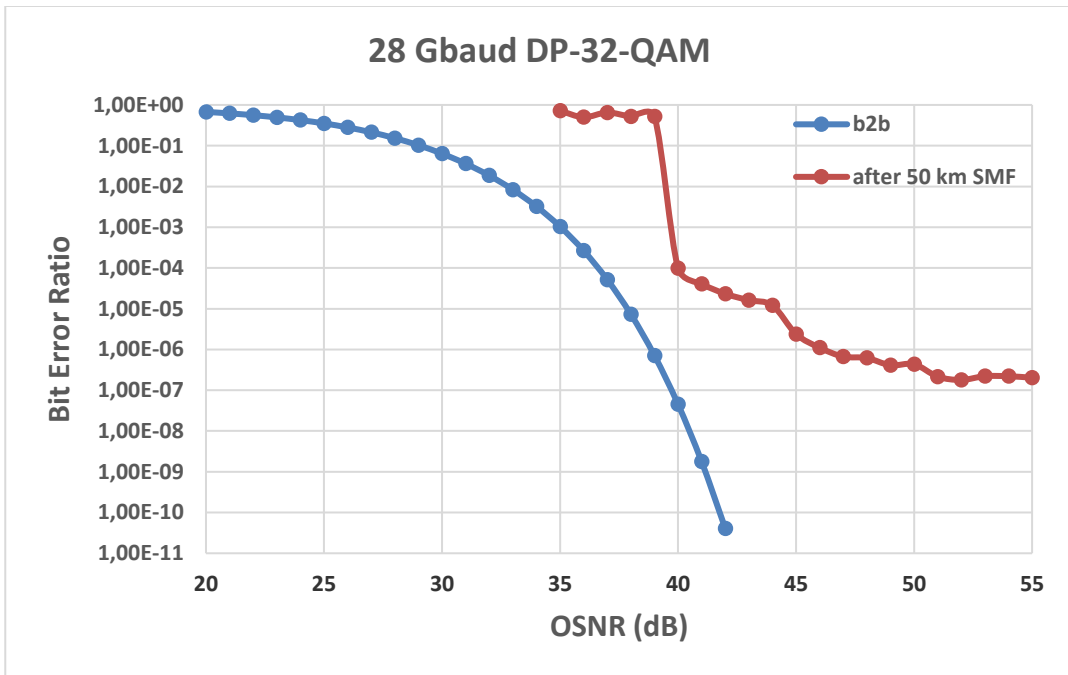
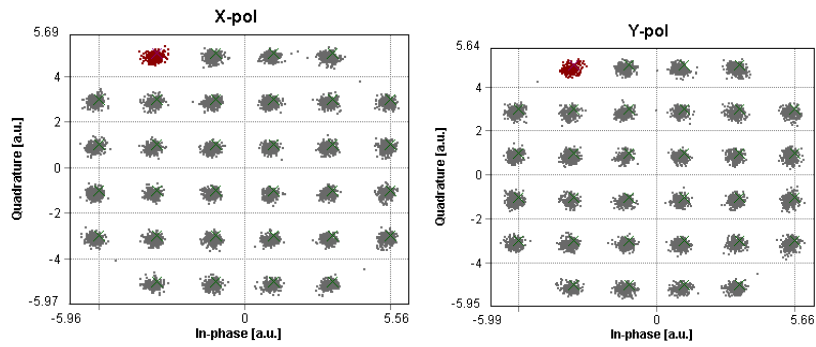


Modulation format: 28 GbaudDP-32-QAM

- **Back-to-back configuration**

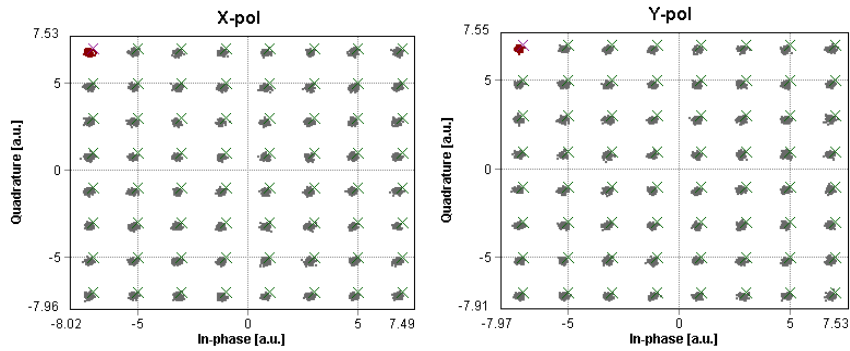


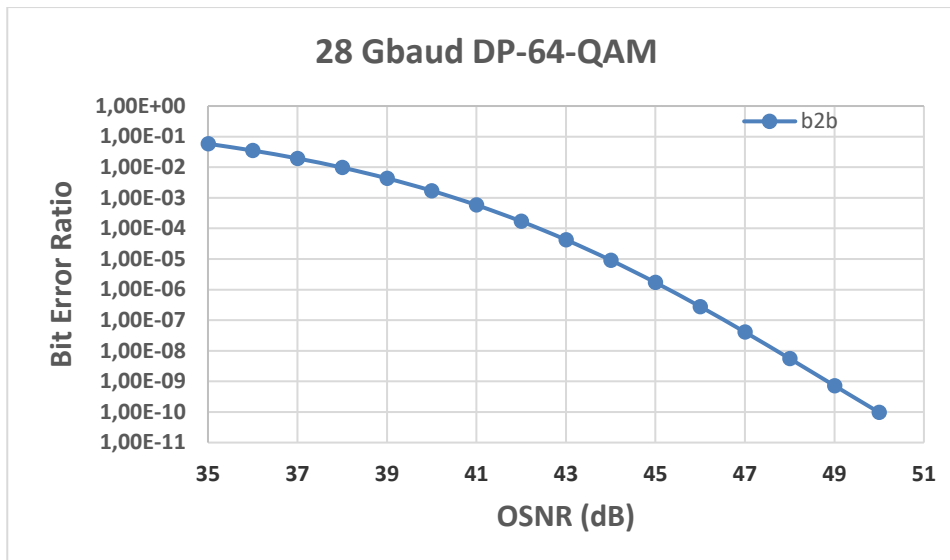
- **Transmission over 50 km SMF**



Modulation format: 28 Gbaud DP-64-QAM

- **Back-to-back configuration**





Εικόνα 5.30: Διαγραμματική απεικόνιση αποτελεσμάτων προσομοίωσης ενός ευέλικτου οπτικού πομπού/δέκτη σε ρυθμό μετάδοσης 28 Gbaud για σχήματα διαμόρφωσης έως 64 QAM ώστε να εξομοιωθούν συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών

Όπως έχει ήδη αναφερθεί κατά την διεξαγωγή των προσομοιώσεων στην πειραματική διάταξη που έχει υλοποιηθεί το μεταβλητό στοιχείο ήταν η τιμή του OSNR του σήματος που έφτανε να ληφθεί στον σύμφωνο δέκτη. Οι ρυθμοί μετάδοσης οι οποίοι επιλέχθηκαν ήταν 28 και 32 Gbaud με σχήματα διαμόρφωσης τα οποία έφταναν ως τα 64-QAM. Το λαμβανόμενο όπως είναι εύκολα αντιληπτό και από τα διαγράμματα αξιολογήθηκε σε συνθήκες back-to-back καθώς και μετά από μετάδοση με μονότροπη ίνα (singlemode fiber - SMF) μήκους 50 km, προκειμένου να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές του περιφερειακού δικτύου του ΟΤΕ. Αξιολογώντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι για σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16 QAM οι μετρήσεις για τα διαγράμματα BER συμπίπτουν εμφανίζοντας ελάχιστες διαφορές επιτυγχάνοντας και στις δύο υπο-εξέταση συνθήκες μετάδοσης λειτουργία χωρίς λάθη (errorfreeoperation). Για την περίπτωση των σημάτων με 32-QAM διαμόρφωση στην περίπτωση της μετάδοσης σε ίνα μήκους 50 km εμφανίστηκε ένα κατώφλι σφάλματος (errorfloor) για τιμή BER στα 10^{-7} και για τιμές OSNR του ληφθέντος σήματος έως 55 dB. Χαρακτηριστικό είναι το γεγονός ότι για την περίπτωση των σημάτων 64 QAM δεν υπήρξε επιτυχής μετάδοση στα 50 km. Το εύρος των τιμών του OSNR του ληφθέντος σήματος που χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων ποικίλει ανάλογα από το σχήμα διαμόρφωσης που υλοποιείται. Πιο συγκεκριμένα, για σήματα QPSK οι τιμές του OSNR ποικίλουν από 14-26 dB ενώ για τα σήματα 32-QAM κυμαινόντουσαν σε ένα εύρος από 20-55 dB. Ο Πίνακας 5.1 συνοψίζει κάποια ενδεικτικά χαρακτηριστικά για τις προαναφερθείσες μετρήσεις BER των σημάτων στα 28 Gbaud.

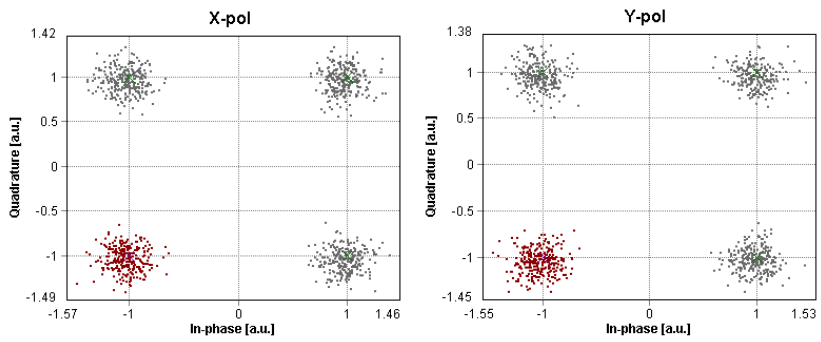
	OSNR range (dB)		FEC limit		Constellation diagram		Error free operation	
	b2b	50km	b2b	50km	b2b	50km	b2b	50km
DP-QPSK	16-26	16-26	>20	>20	Ok	ok	Ok	ok
DP-16QAM	20-40	20-40	>30	>30	Ok	Ok	Ok	ok
DP-32QAM	20-42	35-55	>35	>38	Ok	Ok	Ok	Error floor

								@ 10 ⁻⁶
DP-64QAM	35-50	-	>41	-	Ok	-	Ok	-

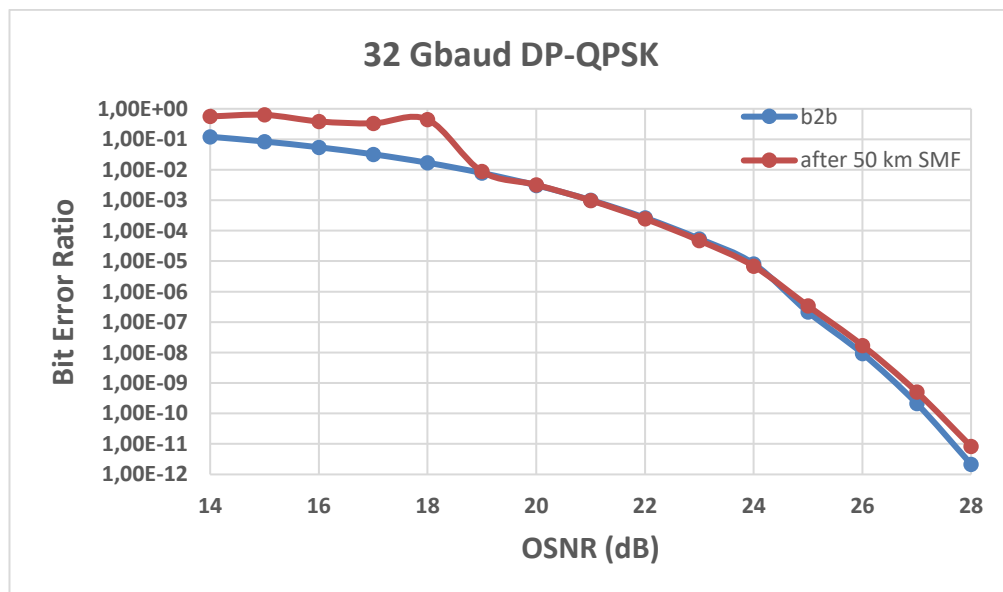
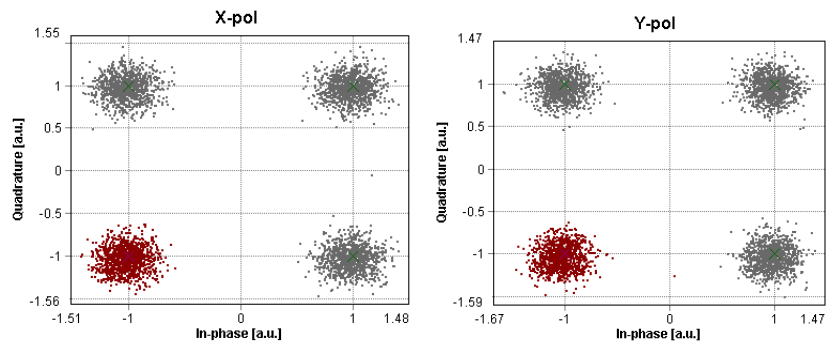
Πίνακας 5.1: Ομαδοποιημένα αποτελέσματα για τις προσομοιώσεις στα 28 Gbaud

Modulationformat: 32 GbaudDP-QPSK

• **Back-to-backconfiguration**

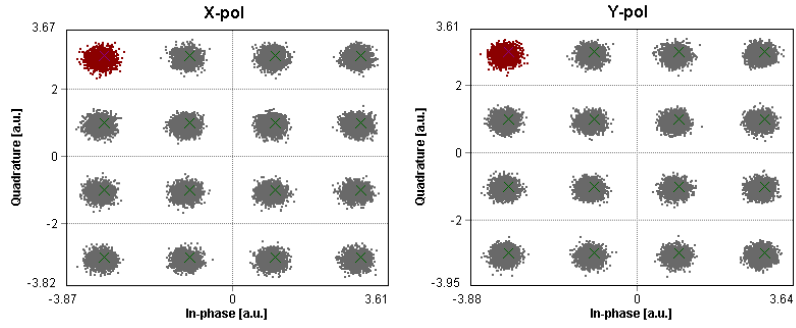


• **Transmissionover 50 kmSMF**

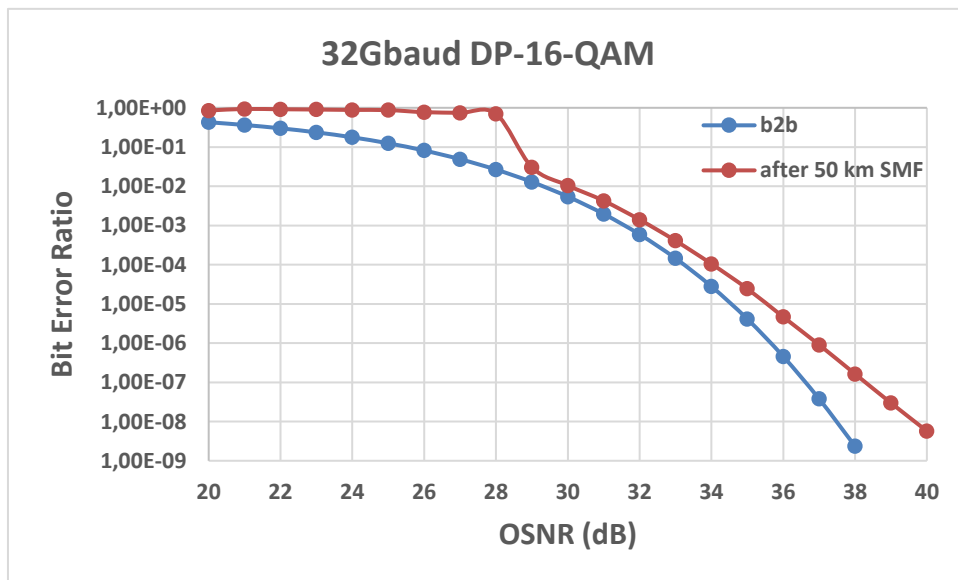
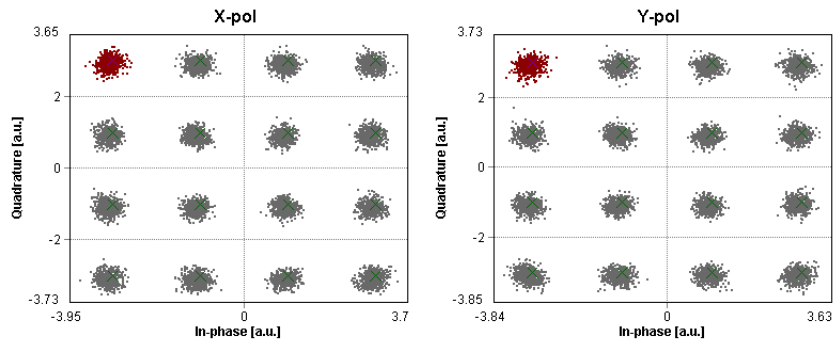


Modulationformat: 32 Gbaud DP-16-QAM

- **Back-to-back configuration**

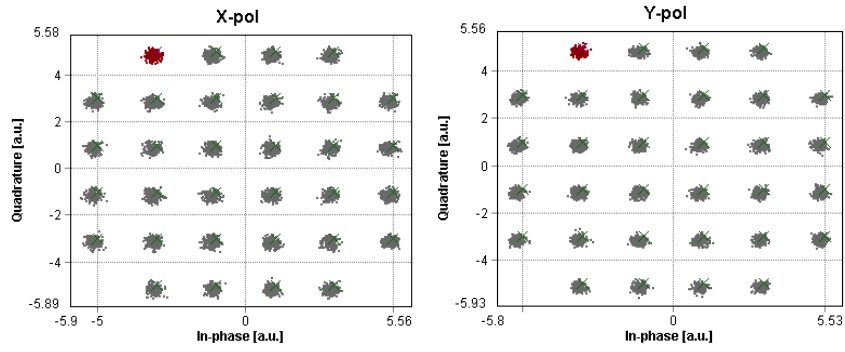


- **Transmission over 50 km SMF**

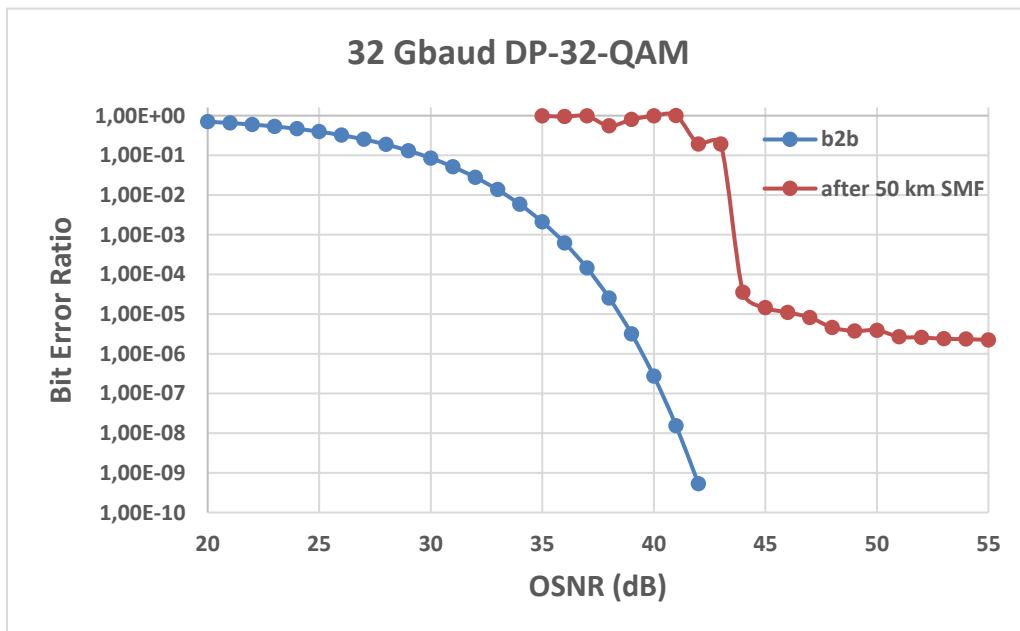
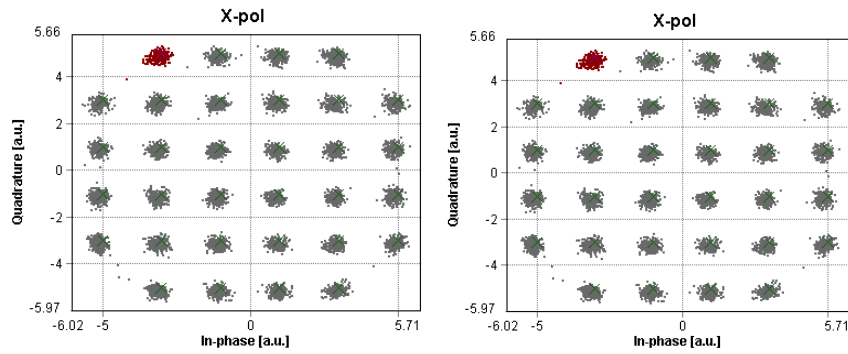


Modulation format: 32 Gbaud DP-32-QAM

- **Back-to-back configuration**

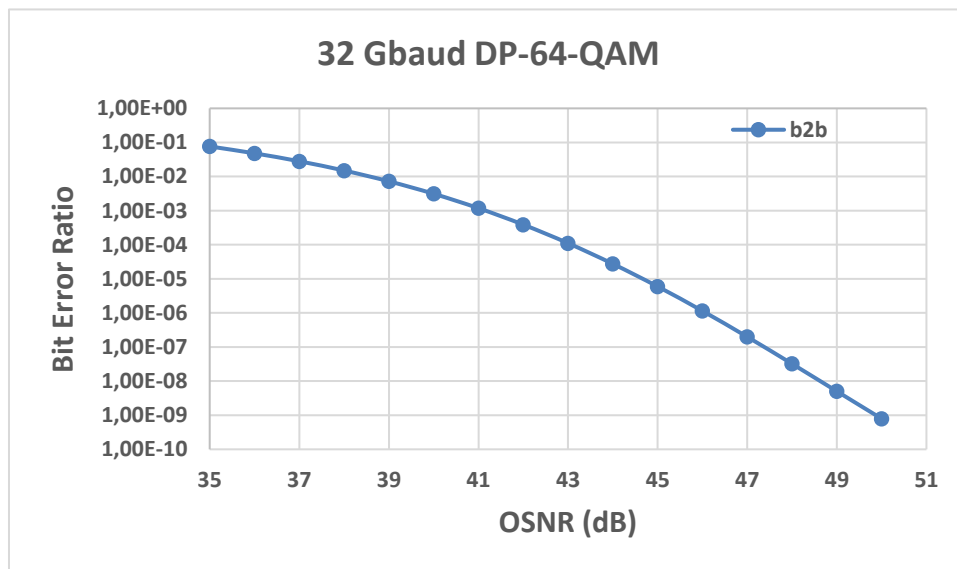
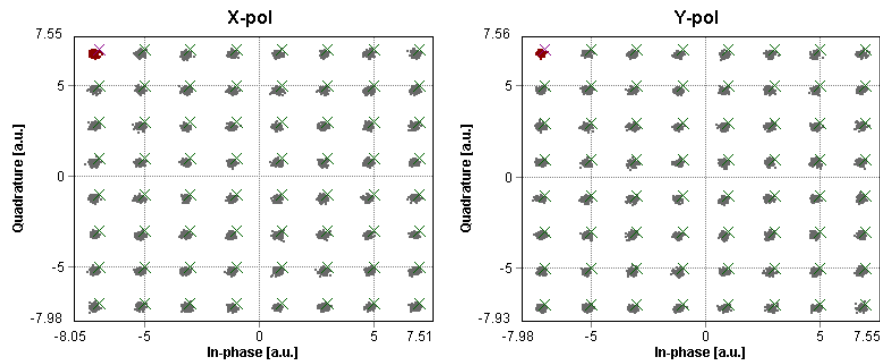


- **Transmission over 50 km SMF**



Modulation format: 32 Gbaud DP-64-QAM

- Back-to-back configuration



Εικόνα 5.31: Διαγραμματική απεικόνιση αποτελεσμάτων προσομοίωσης ενός ευέλικτου οπτικού πομπού/δέκτη σε ρυθμό μετάδοσης 32 Gbaud για σχήματα διαμόρφωσης έως 64 QAM ώστε να εξομοιωθούν συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών

Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική με πριν για την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων στα 32 Gbaud γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι ακολουθείται η ίδια συμπεριφορά όπως στην περίπτωση μετάδοσης των 28 Gbaud καθώς διαφοροποιούνται τα σχήματα διαμόρφωσης που υιοθετούνται. Πιο συγκεκριμένα, για σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16 QAM οι μετρήσεις για τα διαγράμματα BER συμπίπτουν εμφανίζοντας ελάχιστες διαφορές (κυρίως στην περίπτωση του 16 QAM σήματος) επιτυγχάνοντας και στις δύο υπο-εξέταση συνθήκες μετάδοσης λειτουργία χωρίς λάθη (errorfreeoperation). Όπως ήταν αναμενόμενο συγκρίνοντας την απόδοση του συστήματος για τους δύο υπο-εξέταση ρυθμούς παρατηρήθηκε οριακή υποβάθμιση των ληφθέντων αποτελεσμάτων για την περίπτωση των 32 Gbaud με δεδομένο ότι για τις ίδιες τιμές OSNR μετρήθηκαν μεγαλύτερες τιμές του BER. Για την περίπτωση των σημάτων με 32-QAM διαμόρφωση στην περίπτωση της μετάδοσης σε ίνα μήκους 50 km εμφανίστηκε και πάλι ένα κατώφλι σφάλματος (errorfloor) για τιμή BER στα 10^{-6} και για τιμές OSNR του ληφθέντος σήματος έως 55 dB. Επιπρόσθετα, παρόμοια απόδοση είχε το σύστημα και στην περίπτωση των σημάτων 64

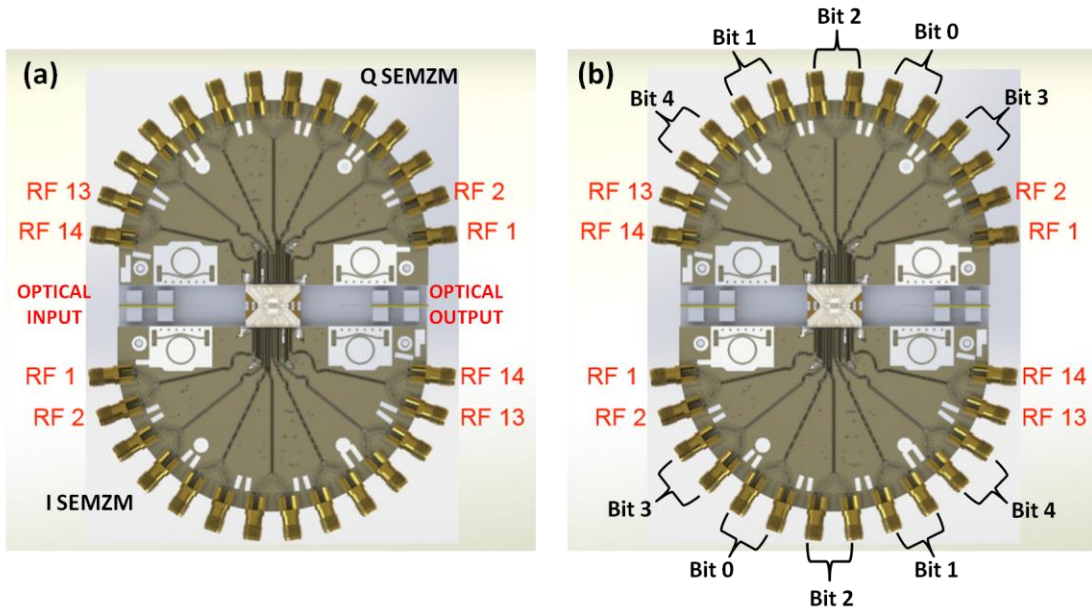
QAM όπως και για ρυθμό μετάδοσης 28 Gbaud κατά τον οποίο δεν υπήρξε επιτυχής μετάδοση στα 50 km. Το εύρος των τιμών του OSNR του ληφθέντος σήματος που χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων ποικίλει και πάλι ανάλογα από το σχήμα διαμόρφωσης που υλοποιείται. Πιο συγκεκριμένα, για σήματα QPSK οι τιμές του OSNR ποικίλουν από 14-28 dB ενώ για τα σήματα 32-QAM κυμαινόντουσαν σε ένα εύρος από 20-55 dB. Ο Πίνακας 5.2 συνοψίζει κάποια ενδεικτικά χαρακτηριστικά για τις προαναφερθείσες μετρήσεις BER των σημάτων στα 32 Gbaud.

	OSNR range (dB)		FEC limit		Constellation diagram		Error free operation	
	b2b	50km	b2b	50km	b2b	50km	b2b	50km
DP-QPSK	16-28	16-28	>21	>21	Ok	ok	Ok	ok
DP-16QAM	20-38	20-40	>32	>32	Ok	Ok	Ok	ok
DP-32QAM	20-42	35-55	>37	>42	Ok	Ok	Ok	Error floor @ 10^{-6}
DP-64QAM	35-50	-	>41	-	Ok	-	Ok	-

Πίνακας 5.2: Ομαδοποιημένα αποτελέσματα για τις προσομοιώσεις στα 28 Gbaud

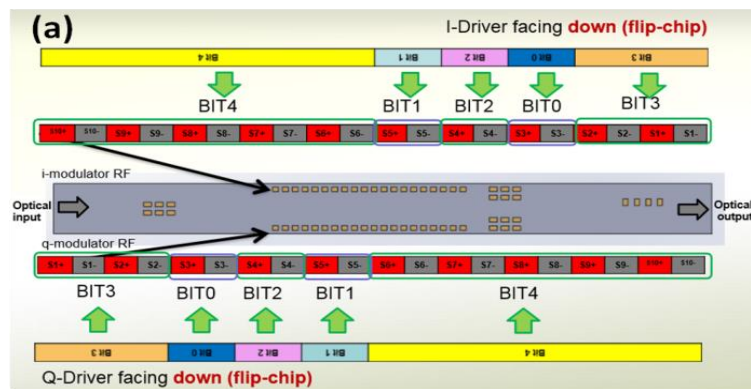
5.7 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης του packaged ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 1^{ης} γενιάς σε συνθήκες εργαστηρίου

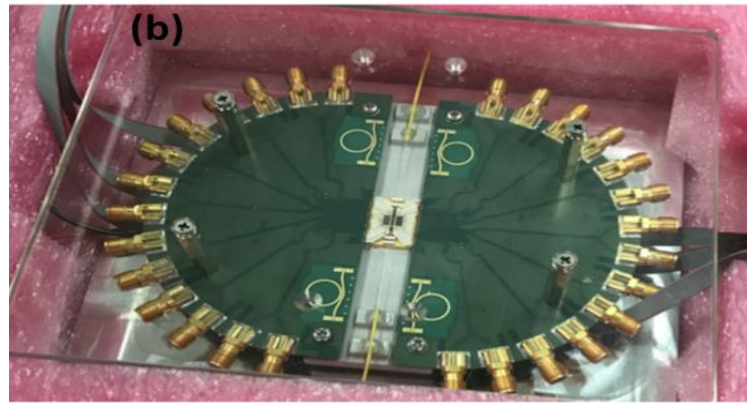
Η πειραματική αξιολόγηση του ευέλικτου πομπού του υλοποιήθηκε στα πλαίσια του προγράμματος SPIRIT και βασίζεται σε δύο μεμονωμένες μονάδες (modules) στον segmented MZI InPIQ διαμορφωτή (IQSEMZM) και τους CMOSdrivers 1^{ης} γενιάς περιγράφεται λεπτομερώς. Η Εικόνα 5.32 παρουσιάζει τις οπτικές θύρες εισόδου/εξόδου και τις ηλεκτρικές RF συνδέσεις του IQSEMZM η διάταξη των οποίων είναι η ίδια για τους CMOSdriver τόσο της 1^{ης} όσο και της 2^{ης} γενιάς. Ο ευέλικτος πομπός έχει συναρμολογηθεί ακολουθώντας μια προσέγγιση ενσωμάτωσης του τσιπ στην πλακέτα (chip-on-board), στην οποία χρησιμοποιείται ένα PCB για τη διασύνδεση των drivers με εξωτερικές RF συνδέσεις.



Εικόνα 5.32:(α) Περιγραφή οπτικών θυρών εισόδου/εξόδου καθώς τις RF ηλεκτρικές συνδέσεις (β) Διάταξη των bit πάνω στο PCB για τον I&Qsegmentedmodulator

Ο ευέλικτος πομπός αποτελείται από δύο segmentedmodulators οι οποίοι συνθέτουν τον τελικό IQ διαμορφωτή. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί από την **Εικόνα5.332** τόσο οι διαμορφωτές I και O αποτελούνται από 10 τμήματα (segments) που οδηγούνται από 5 ανεξάρτητα διαφορικά (differential) δυαδικά RF σήματα. Η **Εικόνα5.(α)** αποτυπώνει την τοπολογία σύνδεσης μεταξύ των ηλεκτροδίων των τμημάτων (segments) και των δυαδικών drivers του IQ SEMZM. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονισθεί ότι η διάταξη (ο αριθμός, η θέση και το βήμα των επαφών) των τμημάτων(segments) των κατασκευασμένων ευέλικτων πομπών διατηρείται η ίδια περνώντας από τους drivers^{1ης} σε αυτούς της 2^{ης} γενιάςτεχνολογίας CMOS.Οι δυαδικοί drivers (που σχεδιάστηκαν από το IMEC) είναι υπεύθυνοι για τον έλεγχο της συνεισφοράς κάθε εισόδου RF στα τμήματα (segments) των διαμορφωτών. Κάθε RF είσοδος ελέγχει διαφορετικό αριθμό τμημάτων, με το Bit4 να έχει την θέση του πιο σημαντικού bit (mostsignificantbit - MSB), οδηγώντας 4 από 10 τμήματα (segments) σε κάθε IQ βραχίονα. Πρέπει να αναφερθεί ότι τα δύο είδη τμημάτων διακρίνονται σε σχέση με το μήκος τους (μεγάλο και μικρού τμήμα). Η **Εικόνα 5.33(β)** απεικονίζει την τελικό συναρμολογημένο ευέλικτο πομπό με βάση τους drivers^{1ης}και 2^{ης} γενιάςτεχνολογίας CMOS.





Εικόνα 5.332: (a) Χαρτογράφηση των συνδέσεων του segmented IQ modulator με τη διάταξη των CMOS drivers 1^{ης} και 2^{ης} γενιάς (b) Τελική συναρμολόγηση (assembly) του μονού ευέλικτου πομπού με βάρβιτς CMOS drivers 1^{ης} και 2^{ης} γενιάς

Ο Πίνακας 5.3 συνοψίζει τη διάταξη pin-out του PCB για τους I και Q drivers 1^{ης} και 2^{ης} γενιάς. Όσον αφορά τις οπτικές εισόδους/εξόδους IO, χρησιμοποιούνται δύο οπτικές ίνες οι οποίες είναι εφοδιασμένες με φακούς εστίασης (lensed fibers) κονέκτορα LC για τη ζεύξη του φωτός στην είσοδο και την έξοδο του διαμορφωτή.

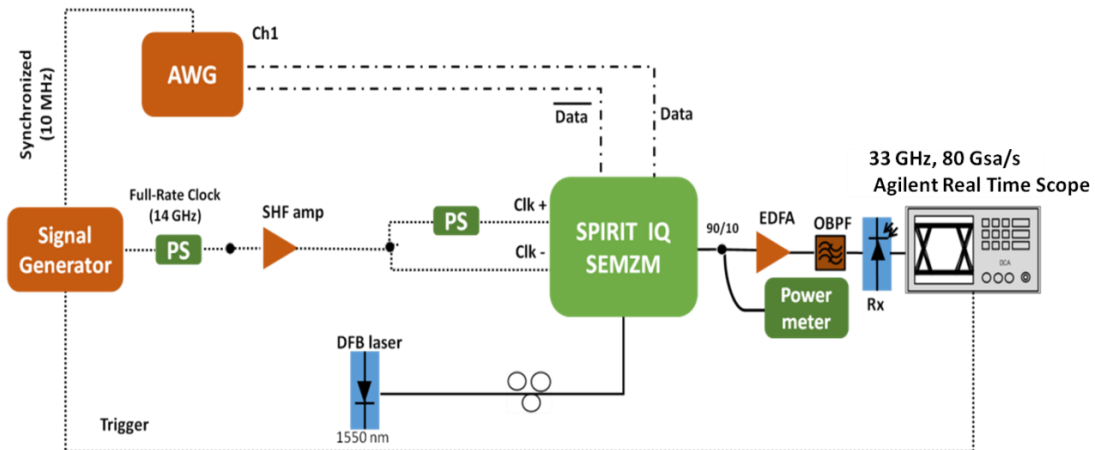
RF connections	RF connections
RF1 CLK+	RF8 Bit2+
RF2 CLK-	RF9 Bit1-
RF3 Bit3-	RF10 Bit1+
RF4 Bit3+	RF11 Bit4-
RF5 Bit0-	RF12 Bit4+
RF6 Bit0+	RF13 CLK-
RF7 Bit2-	RF14 CLK+

Πίνακας 5.3: RF ηλεκτρικές συνδέσεις στην πλακέτα PCB

Η απόδοση του ευέλικτου πομπού με τους CMOS drivers 1^{ης} γενιάς αξιολογήθηκε σε λειτουργία μονού, διπλού και τριπλού bit. Σε πρώτη φάση, το σημαντικότερο bit (MSB-bit4) κάθε segmented modulator (I και Q) οδηγήθηκε ανεξάρτητα για να επαληθευτεί η σωστή λειτουργία της συσκευής σε λειτουργία μονού bit (single bit operation). Ως επόμενο βήμα, προκειμένου να επαληθευθεί η δυνατότητα κάθε διαμορφωτή να παράγει σήματα πολλαπλών επιπέδων (PAM-4, PAM-8), κάθε segmented modulator οδηγήθηκε με περισσότερα από ένα RF σήματα (λειτουργία διπλού και τριπλού bit), όπου το MSB συνδυαζόταν κάθε φορά με τις άλλες RF εισόδους. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι προαναφερθείσες μετρήσεις διευκολύνουν τον χαρακτηρισμό της απόδοσης των λιγότερο σημαντικών δυαδικών ψηφίων (Bit1, Bit0), καθώς τα αποτελέσματα κατά την αξιολόγηση τους σε λειτουργία μονού bit δεν οδήγησαν σε ασφαλή αποτελέσματα για την επαλήθευση της λειτουργίας τους. Η αξιολόγηση σε όλες τις περιπτώσεις πραγματοποιήθηκε με την λήψη διαγραμμάτων οφθαλμού (eye diagrams) που αποκτήθηκαν με την χρήση οπτικού παλμογράφου. Επιπλέον, η δυνατότητα κάθε διαμορφωτή να παράγει σήματα διαμόρφωσης PSK και QAM αξιολογήθηκε επίσης με μετρήσεις BER και αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού.

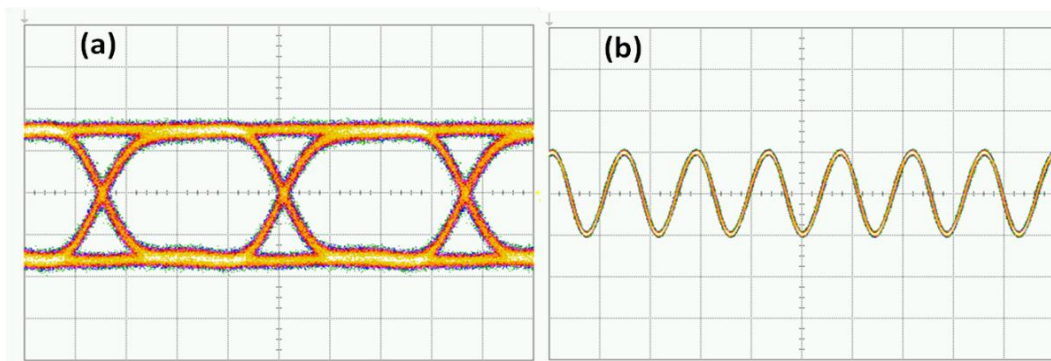
5.7.1 Πειραματική αξιολόγηση μονού (single) bit του ευέλικτου πομπού

Η Εικόνα 5.34 παρουσιάζει την πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση της απόδοσης του ευέλικτου πομπού οδηγώντας ηλεκτρικά ένα bit σε κάθε δοκιμή. Τα διαγράμματα οφθαλμού σε κάθε περίπτωση καταγράφηκαν από έναν Οπτικό Παλμογράφο (70 GHz). Επιπλέον, για το MSB των I και Q segmented modulators λήφθηκαν μετρήσεις BER για να εκτιμηθεί η απόδοση ενός σήματος 14G με σχήμα διαμόρφωσης NRZ.



Εικόνα 5.34: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης μονού (single) bit του ευέλικτου πομπού

Η διαφορική έξοδος (**channel 1**) μιας γεννήτριας τυχαίων κυματομορφών (8-bit, 65GSa/s, AWG) με ένα επαναλαμβανόμενο μοτίβο μήκους (patternlength) 2^9-1 συμβόλων δημιουργεί ηλεκτρικά σήματα NRZ 14 Gb/s (Εικόνα 5.35(α)) με πλάτος εξόδου 500 mV_{pp}, προκειμένου να τροφοδοτηθούν οι θύρες διαφορικής εισόδου κάθε segmented I ή Q modulator.



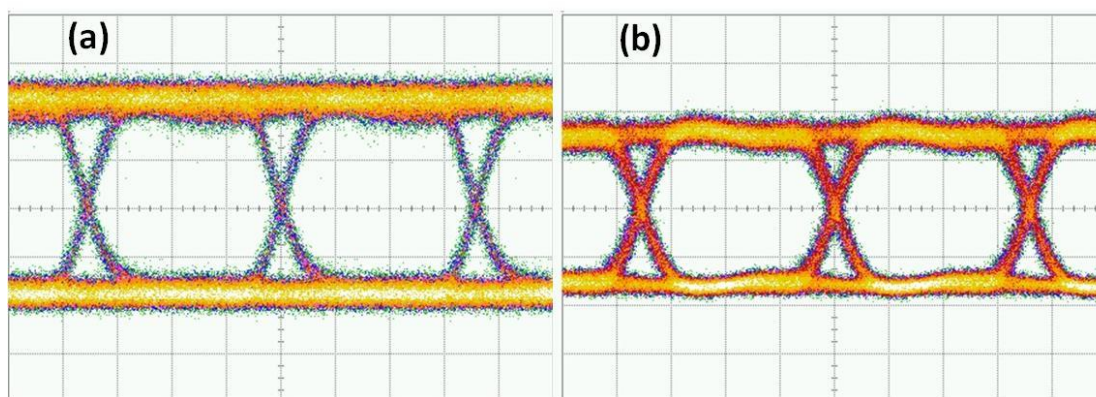
Εικόνα 5.35:(α) Ηλεκτρικές ροές δεδομένων με σχήμα διαμόρφωσης OOK στα 14Gb/s (β) Ηλεκτρικό σήμα του ρολογιού (Clocksignal) στα 14 Gb/s

Μια γεννήτρια σήματος HP 20 GHz η οποία είναι κλειδωμένη με την γεννήτρια τυχαίων κυματομορφών AWG παρείχε τον πλήρη ρυθμό ρολογιού (fullrateclock) των 14 GHz για τους CMOS drivers ο οποίος φαίνεται στην Εικόνα 5.35(β). Ένας SHF ενισχυτής ευρείας ζώνης χρησιμοποιήθηκε για να ρυθμίσει τα επίπεδα ισχύος εισόδου των σημάτων ρολογιού στα 1,2 V_{pp} πριν εισέλθουν στο RF κύκλωμα της συσκευής. Δύο ηλεκτρικοί στροφείς φάσης (phaseshifters) χρησιμοποιήθηκαν στην πειραματική μας διάταξη για να διασφαλιστεί ο ακριβής συγχρονισμός μεταξύ των σημάτων ρολογιού και των ρών δυαδικών δεδομένων στις αντίστοιχες θύρες RF εισόδου των I ή Q διαμορφωτών. Πιο συγκεκριμένα, ο πρώτος ηλεκτρικός στροφέας φάσης εξασφαλίζει τον συγχρονισμό των δύο εισόδων διαφορικού ρολογιού (CLK +, CLK-) πριν εισέλθουν σε κάθε segmented modulator, ενώ ο δεύτερος

επιτυγχάνει τον πλήρη συγχρονισμό των προαναφερθέντων διαφορικών ρολογιών με τους ροές δυαδικών δεδομένων. Μια πηγή laser Distributed-Feedback (DFB) που εκπέμπει 14.5 dBm στα 1550 nm παρείχε τον οπτικό φορέα για τους segmented I και Q modulators.

Στην πλευρά του δέκτη, το οπτικό σήμα NRZ εξόδου από το I ή Q segmented modulator ενισχύθηκε με έναν ενισχυτή ίνας Ερβίου και ακολούθως καταγράφηκε από μια εμπορικά διαθέσιμη φωτοδίοδο PIN 50 Gb/s με απόκριση (responsivity) 0,65 A/V. Ένας μεταβλητός οπτικός attenuator (VOA) χρησιμοποιήθηκε για να ρυθμίσει την προσπίπτουσα οπτική ισχύ στην είσοδο της φωτοδίοδου. Το φωτορεύμα καταγράφηκε από έναν οπτικό παλμογράφο (Equivalent Oscilloscope) ώστε να αποκτηθούν τα διαγράμματα οφθαλμού.

Η Εικόνα 5.36 παρουσιάζει τα ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμών (eyediagrams) στα 14 Gb/s, που αποκτήθηκαν με τον οπτικό παλμογράφο (Equivalent Oscilloscope) τα οποία αντιστοιχούν στο οπτικό σήμα εξόδου του Bit 4 των I και Q segmented modulators. Από τα διαγράμματα οφθαλμών, μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι το Bit 4 τόσο για τον I όσο και τον Q segmented modulator πλήρως λειτουργικό (ανοιχτά διαγράμματα οφθαλμού).

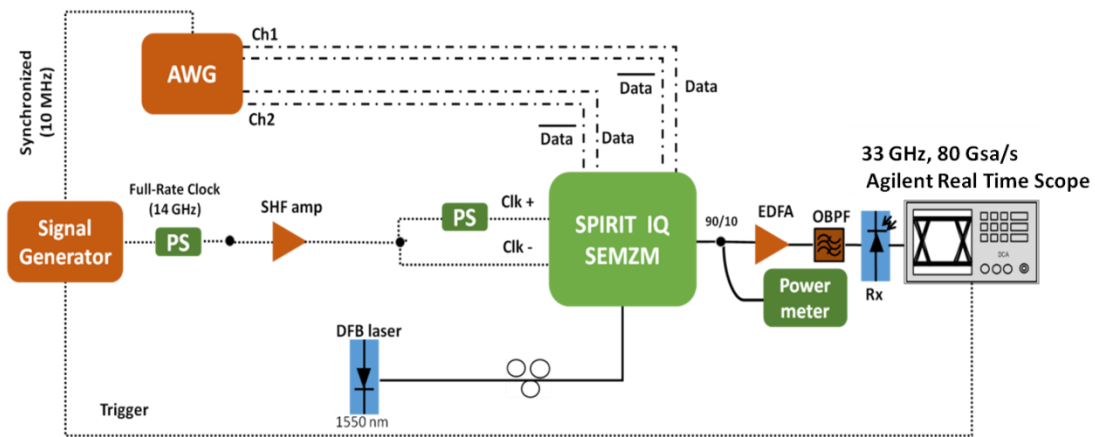


Εικόνα 5.36: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s που αντιστοιχούν στο οπτικό σήμα εξόδου του Bit 4 του (a) I και (b) Q segmented modulator

5.7.2 Πειραματική αξιολόγηση διπλού (dual) bit του ευέλικτου πομπού

Η Εικόνα 5.37 παρουσιάζει την αναβαθμισμένη πειραματική διάταξη η οποία χρησιμοποιήθηκε για την περαιτέρω αξιολόγηση της απόδοσης του ευέλικτου πομπού με την ταυτόχρονη οδήγηση 2 bits του I ή Q segmented modulator. Ακολουθώντας το ίδιο σκεπτικό με την αξιολόγηση μεμονωμένων bits, οι δύο διαφορετικές έξοδοι του AWG (channel 1 και channel 2) με το ίδιο επαναλαμβανόμενο μοτίβο μήκους (2^9-1) δημιούργησαν δύο διαφορετικά ηλεκτρικά σήματα 14 Gb/s με σχήμα διαμόρφωσης NRZ πλάτους ταλάντωσης (swing) 500 mV από κορυφή-σε-κορυφή (peak-to-peak) για να τροφοδοτηθούν 2 bits του I ή Q segmented modulator.

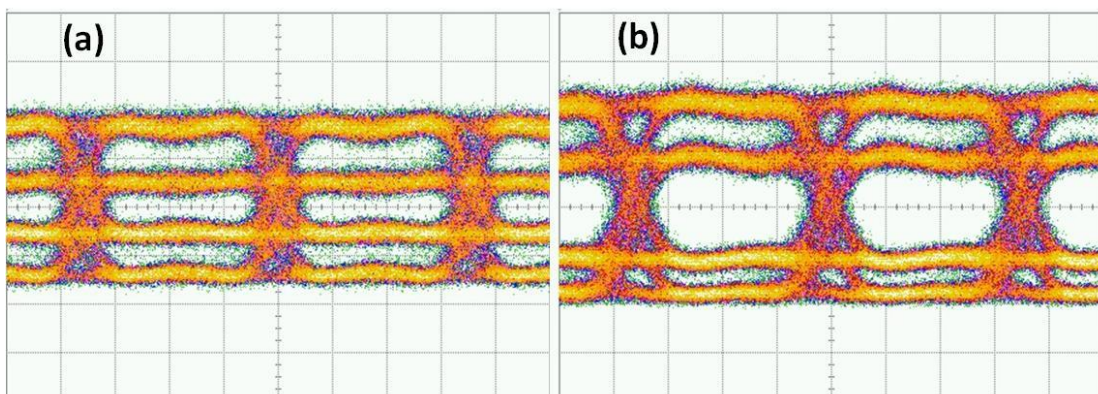
Η ίδια γεννήτρια σήματος HP 20 GHz χρησιμοποιήθηκε για την παροχή του πλήρους ρυθμού ρολογιού (full rate clock) συχνότητας στα 14 GHz για τους segmented modulators. Ένα laser DFB σε μήκος κύματος στα 1550 nm και με οπτική ισχύ εξόδου 14.5 dBm παρείχε τον οπτικό φορέα για segmented I και Q modulators όπως και στην προηγούμενη περίπτωση της αξιολόγησης του πομπού σε λειτουργία μονού bit (single bit operation).



Εικόνα 5.37: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης διπλού (dual) bit του ευέλικτου πομπού

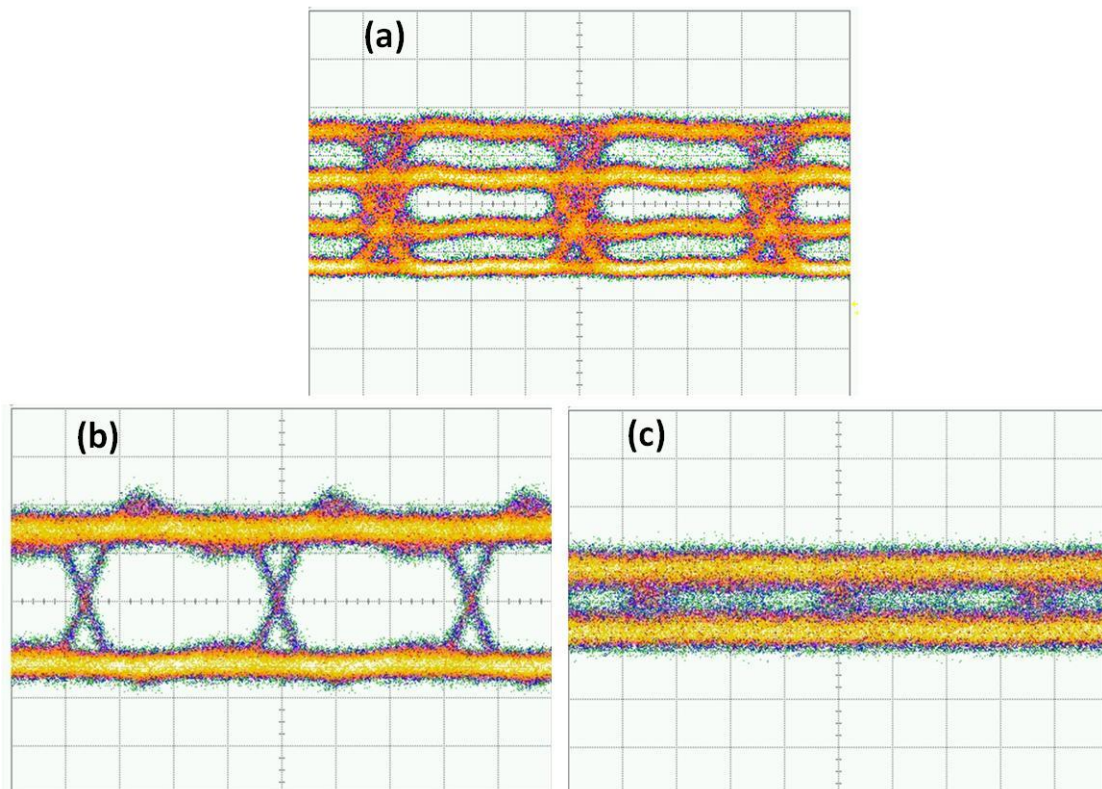
Το σενάριο της λειτουργίας διπλού bit (dualbitoperation) του ευέλικτου πομπού υλοποιήθηκε με σκοπό την αξιολόγηση απόδοσης της συσκευής με σήματα διαμορφωμένα με πολλαπλές στάθμες πλάτους. Ηλεκτρικά σήματα PAM-4 δημιουργήθηκαν και στους δύο segmentedmodulators οδηγώντας ηλεκτρικά το Bit4 (MSB) και Bit2 (ως το LSB) με δύο διαφορετικές ροές δυαδικών δεδομένων. Δεδομένου ότι το Bit3 και στους δύο segmentedmodulators (I και Q) παρουσίασε άσχημη απόδοση κατά την αξιολόγηση της λειτουργίας μονού bit (singlebitoperation), δεν χρησιμοποιήθηκε για την δημιουργία του οπτικού PAM-4 σήματος. Στην πλευρά του δέκτη, το παραγόμενο οπτικό PAM-4 σήμα από τους segmentedmodulators ενισχύθηκε με τον ίδιο ενισχυτή ίνας Ερβίου και έπειτα ανιχνεύθηκε από την φωτοδίοδο PIN 50 Gb/s όπως προηγουμένως.

Η Εικόνα 5. παρουσιάζει τα διαγράμματα οφθαλμών στα 14 Gb/s, που λήφθηκαν με τον οπτικό παλμογράφο, και αντιστοιχούν στο οπτικό σήμα PAM-4 που δημιουργείται από την ηλεκτρική οδήγηση των Bit4 και Bit2 του Q segmentedmodulator. Όπως αναφέρθηκε ήδη, τα Bit4 αποτελείται από πέντε τμήματα (segments) ενώ το Bit2 από ένα. Για να αξιολογηθούν πλήρως οι επιδόσεις των segmentedmodulators I και Q, χρησιμοποιήθηκαν διάφοροι συνδυασμοί των τμημάτων των Bit4 και Bit2. Πιο συγκεκριμένα, η Εικόνα 5.38(α) απεικονίζει το ληφθέν διάγραμμα οφθαλμού PAM-4 σήματος κατά την περίπτωση δύο μεγάλα τμήματα του Bit4 είναι απενεργοποιημένα. Ωστόσο, παρατηρήθηκε μια υποβάθμιση του ληφθέντος σήματος κατά την απενεργοποίηση αυτή την φορά ενός μεγάλου και ενός μικρού τμήματος του Bit 4 (Εικόνα 5.38(β)). Σε όλες τις προαναφερθείσες περιπτώσεις, το ένα τμήμα που περιλαμβάνεται στο Bit2 ήταν ενεργοποιημένο ώστε να συνεισφέρει στην δημιουργία του οπτικού σήματος PAM-4.



Εικόνα 5.38: Οπτικά διαγράμματα οφθαλμού PAM-4 σημάτων σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s PAM-4 για τον Q-segmentedmodulator(SEMZM) με (a) 2 μεγάλα (long) τμήματα του Bit4 απενεργοποιημένα και (b) ένα μικρό (short) και ένα μεγάλο (long) τμήμα του απενεργοποιημένα

Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική, η Εικόνα 5.39 παρουσιάζει τα ληφθέντα διαγράμματα οπτικών οφθαλμών PAM-4 σημάτων στα 14 Gb/s που δημιουργούνται οδηγώντας ηλεκτρικά το MSB (Bit4) του I segmentedmodulator σε συνδυασμό με τα Bit2 ή Bit3. Ακολουθήθηκε ακριβώς η ίδια διαδικασία όπως στην περίπτωση της αξιολόγησης της λειτουργίας διπλού bit Q segmentedmodulator. Η Εικόνα 5.39(a) απεικονίζει το ληφθέν διάγραμμα οφθαλμού PAM-4 σήματος όταν απενεργοποιείται ένα μεγάλο και ένα μικρό τμήμα του Bit4 του I segmentedmodulator. Επιπλέον, η δυνατότητα δημιουργίας σημάτων PAM-4 διερευνήθηκε επίσης όταν τα Bit4 και Bit3 του I segmentedmodulator οδηγήθηκαν ηλεκτρικά. Πιο συγκεκριμένα, οι Εικόνα 5.39(β) και Εικόνα 5.39(γ) απεικονίζουν τα διαγράμματα οφθαλμού των οπτικών PAM-4 σημάτων όταν είναι ενεργοποιημένα όλα τα τμήματα του Bit4 και μόνο ένα τμήμα του Bit 3. Τέλος θα πρέπει να τονισθεί ότι το Bit 3 αποτελείται από ένα μικρό και ένα μεγάλο τμήμα. Είναι προφανές ότι το Bit 3 παρουσιάζει μια σοβαρή υποβαθμισμένη απόδοση και δεν επέτρεψε την παραγωγή ενός σήματος PAM-4.

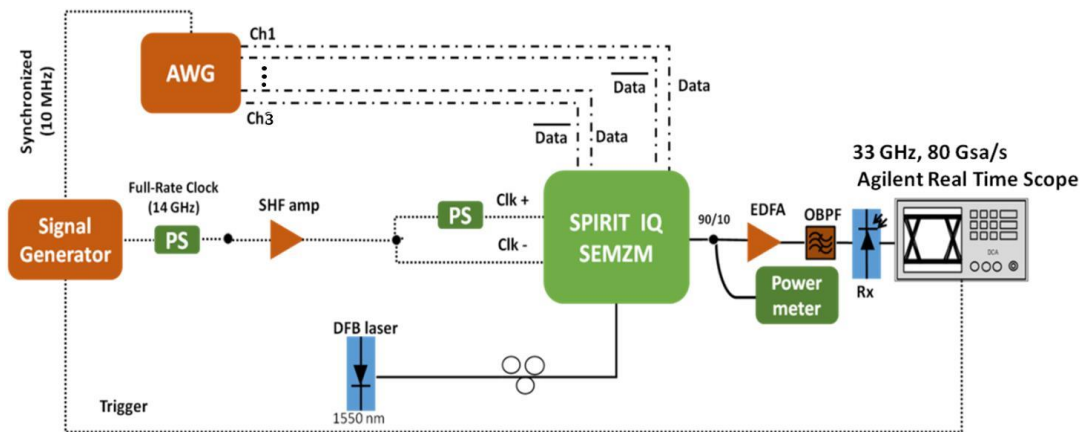


Εικόνα 5.39: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών PAM-4 σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον I segmentedmodulator με (α) ένα μικρό (short) και ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένα συνδυαζόμενο με το Bit 2, (β) όλα τα τμήματα του Bit4 ενεργοποιημένα και ένα μικρό (short) τμήμα του Bit 2 απενεργοποιημένο, (γ) όλα τα τμήματα του Bit4 ενεργοποιημένα και ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit 2 απενεργοποιημένο

5.7.3 Πειραματική αξιολόγηση τριπλού (triple) bit του ευέλικτου πομπού

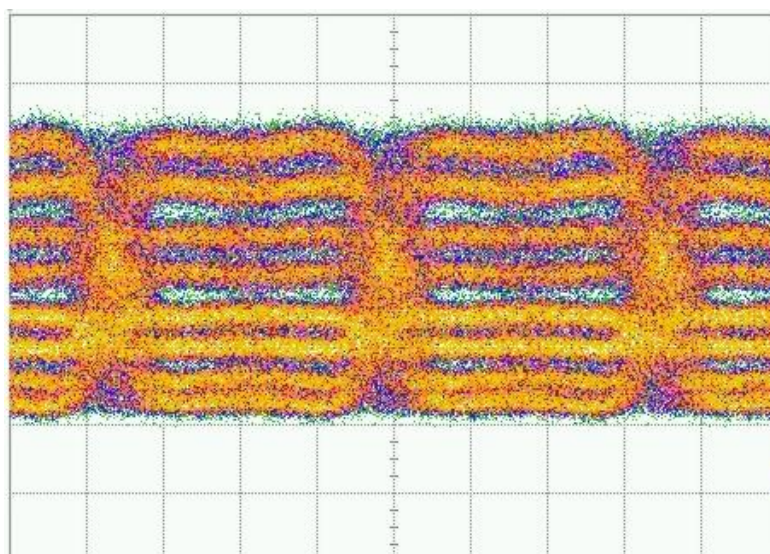
Επόμενο βήμα αποτέλεσε η οδήγηση κάθε segmentedmodulator (I και Q) με 3 RF σήματα (λειτουργία τριπλού bit) για την περαιτέρω αξιολόγηση των επιδόσεων της συσκευής, όπου το MSB συνδυάστηκε κάθε φορά με δύο άλλες RF εισόδους. Ακολουθώντας την ίδια

συλλογιστική με τη λειτουργία μονού και διπλού bit, οι τρεις διαφορεικές έξοδοι του AWG (**channel 1, channel 2 and channel 3**) δημιούργησαν τρία διαφορεικά ηλεκτρικά σήματα με σχήμα διαμόρφωσης NRZ στα 14 Gb/s με πλάτος από κορυφή-σε-κορυφή 500 mV προκειμένου να τροφοδοτηθούν τα 3 bits του I ή Qsegmentedmodulator. Η ίδια πειραματική διαδικασία ακολουθήθηκε όπως ήδη περιγράφηκε στην περίπτωση λειτουργίας μονού και διπλού bit της συσκευής.



Εικόνα 5.40: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της απόδοσης τριπλού (triple) bit του ευέλικτου πομπού

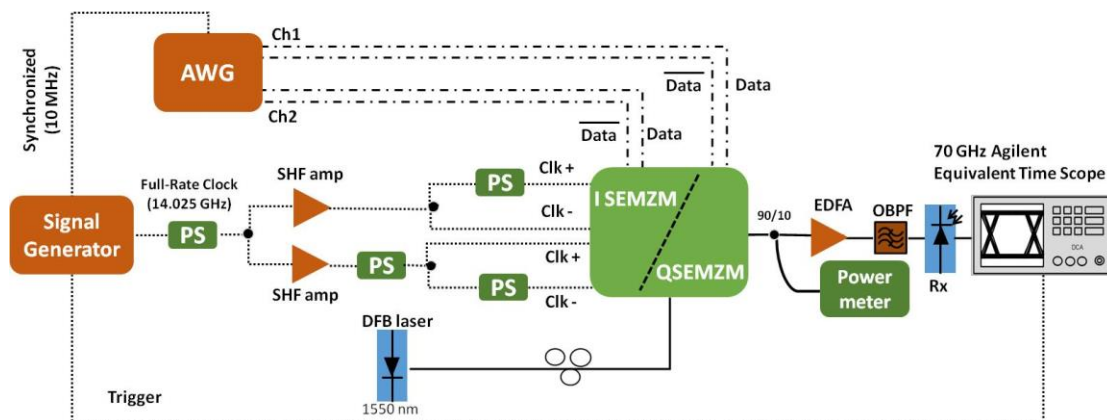
Η Εικόνα 5.41 παρουσιάζει το διάγραμμα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s, το οποίο λήφθηκε με τον οπτικό παλμογράφο, και αντιστοιχεί στο οπτικό σήμα PAM-8 που παράγεται με ηλεκτρική οδήγηση ενός συνδυασμού τμημάτων των Bit4, Bit2 και Bit0 του Qsegmentedmodulator. Όπως ήδη αναφέρθηκε, τα Bit4 και Bit2 (ή Bit0) αποτελούνται από πέντε και ένα τμήμα αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα, η Εικόνα 5.41 απεικονίζει το ληφθέν διάγραμμα οφθαλμού οπτικού σήματος PAM-8 όταν δύο μεγάλα τμήματα του Bit4 ήταν απενεργοποιημένα. Επιπλέον, τα τμήματα των Bit2 (ένα τμήμα) και Bit0 (ένα τμήμα) ενεργοποιήθηκαν για να συνεισφέρουν στη δημιουργία του οπτικού σήματος PAM-8. Θα πρέπει να αναφερθεί ότι δεν ήταν εφικτό να αξιολογηθεί η επίδοση του Isegmentedmodulatorσε λειτουργία τριπλού bit λόγω της υποβαθμισμένης απόδοσης των LSBs του I διαμορφωτή που επηρεάζει σημαντικά την ποιότητα του λαμβανόμενου οπτικού σήματος PAM-8.



Εικόνα 5.41: Διάγραμμα οφθαλμού που αντιστοιχεί σε ένα οπτικό σήμα διαμόρφωσης PAM-8 σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με δύο μεγάλα (long) τμήματα του Bit 4 απενεργοποιημένα συνδυαζόμενα με τα Bit2 και Bit 0 που ενεργοποιήθηκαν

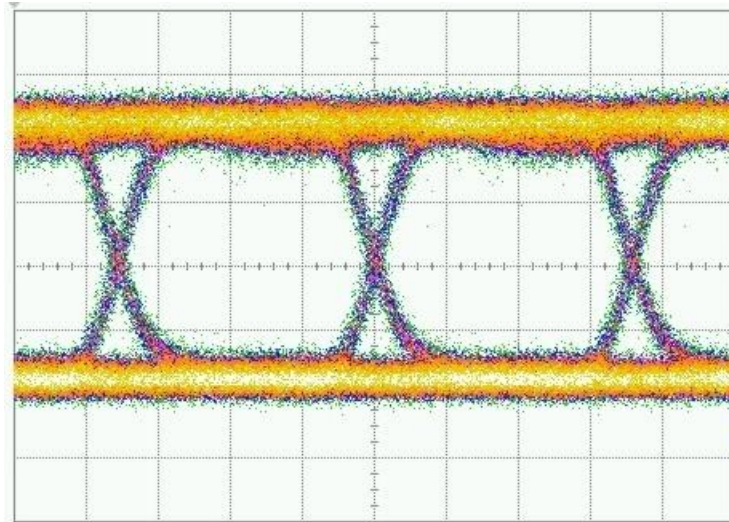
5.7.4 Πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του ευέλικτου πομπού με σχήματα διαμόρφωσης φάσης (PSK και QAM σχήματα διαμόρφωσης)

Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της αξιολόγησης του ευέλικτου πομπού του, ο οποίος λειτούργησε σε IQ διαμόρφωση οδηγώντας ένα bit από κάθε segmentedmodulator(I και Q). Κατά αυτό τον τρόπο δημιουργήθηκε ένα QPSK σήμα σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gbaud ώστε να αξιολογηθεί σε συνθήκες μετάδοσης back-to-back και μετά από μονότροπη ίνα SMF μήκους 50km και 100 km. Κατά συνέπεια, εξομοιώθηκαν τα σενάρια μετάδοσης σε συνθήκες πεδίου που προβλέπονταν στα πλαίσια του προγράμματος SPIRIT. Η Εικόνα 5.42 παρουσιάζει την τροποποιημένη πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε στα πλαίσια της σύμφωνης μετάδοσης δεδομένων.



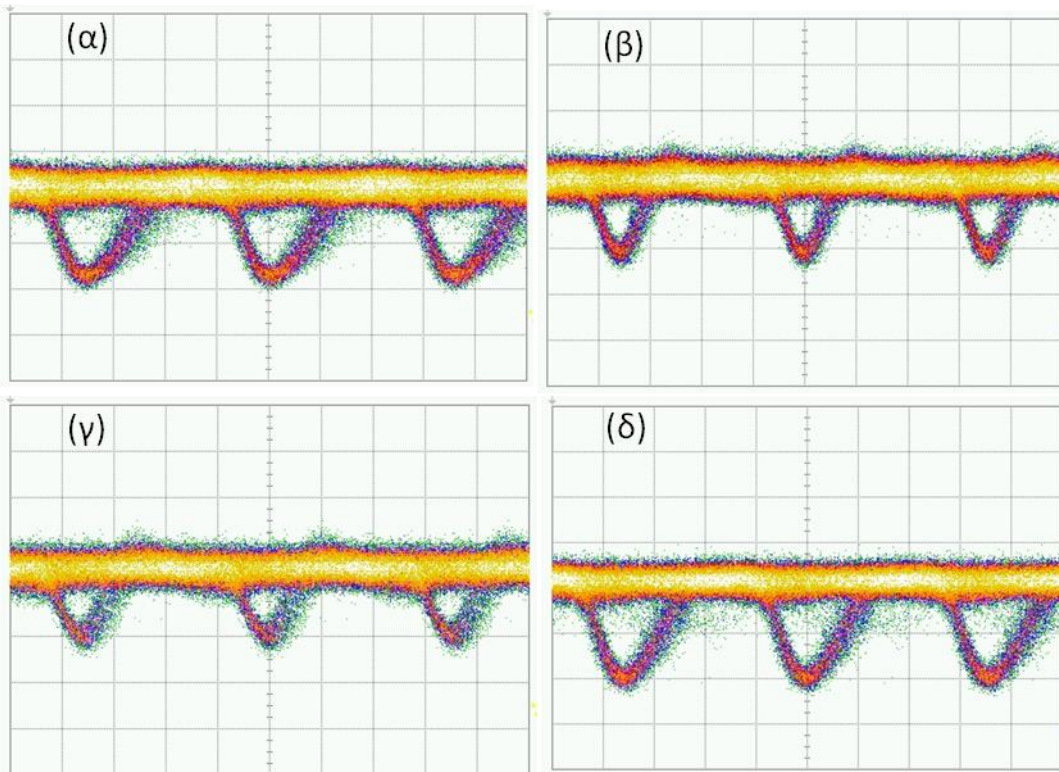
Εικόνα 5.42: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση της λειτουργίας του ευέλικτου πομπού σε IQ διαμόρφωση

Για την υλοποίηση του σεναρίου της λειτουργίας του ευέλικτου πομπού σε IQ διαμόρφωση οι δύο διαφορετικές έξοδοι του AWG (**channel 1, channel 2**) δημιούργησαν δύο διαφορεικά ηλεκτρικά σήματα με σχήμα διαμόρφωσης NRZ στα 14 Gb/s και πλάτος από κορυφή-σε-κορυφή 500 mV. Τα δύο διαφορεικά ηλεκτρικά σήματα αυτά τροφοδότησαν τα δύο MSBs (Bit4) του I και Qsegmentedmodulator. Στην Εικόνα 5.43 απεικονίζεται το διάγραμμα οφθαλμού που προκύπτει από την απόκριση του Isegmentedmodulator όταν πολώνεται (bias) για να υποστηρίξει διαμόρφωση πλάτους NRZ.



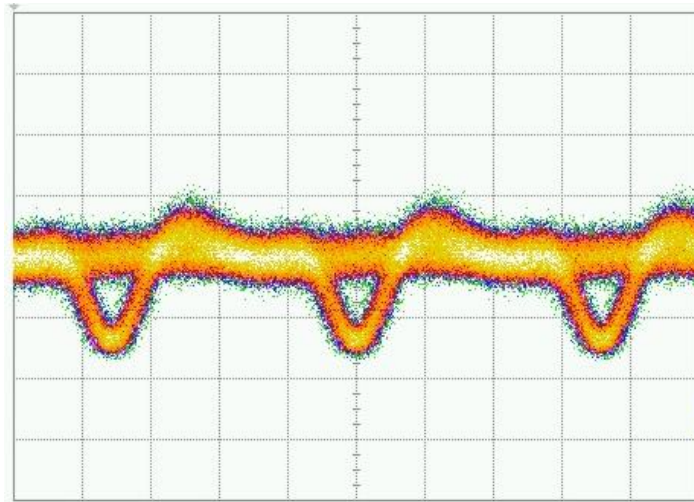
Εικόνα 5.43: Διάγραμμα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s με σχήμα διαμόρφωσης πλάτους OOK του I segmented modulators

Στην συνέχεια ο I segmented modulator έγινε bias με κατάλληλο τρόπο ώστε να υποστηρίξει την δημιουργία σήματος διαμορφωμένο στην φάση του (phasemodulation). Όπως έχει ήδη αναφερθεί το MSB (Bit 4) αποτελεί από 5 τμήματα διαφορετικού μήκους. Στην συνέχεια παρατίθενται τα διαγράμματα τα οποία απεικονίζουν τα ληφθέντα σήματα με PSK σχήμα διαμόρφωσης μεταβάλλοντας τον συνδυασμό των τμημάτων τα οποία ήταν ενεργοποιημένα κάθε φορά. Όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα της Εικόνα 5.44 η καλύτερη ποιότητα ληφθέντος σήματος παρατηρήθηκε για την περίπτωση όπου απενεργοποιήθηκε ένα μικρό τμήμα του Bit4 του I segmented modulator.



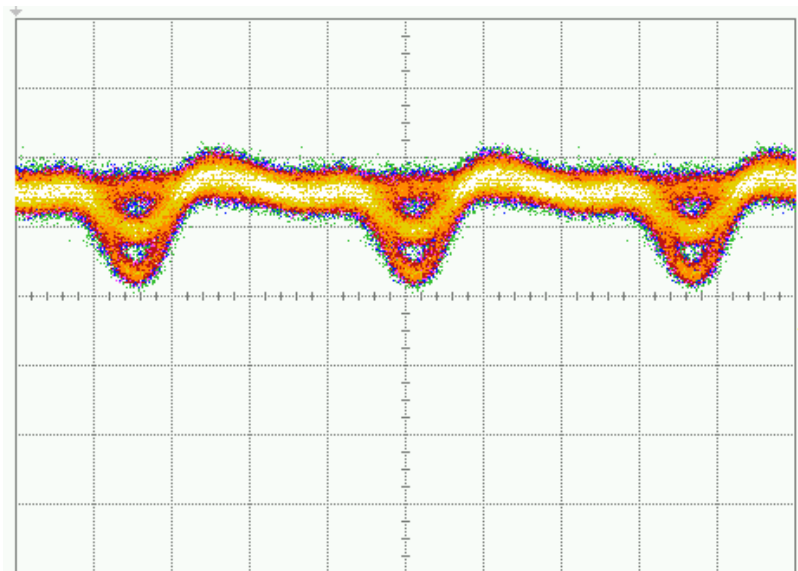
Εικόνα 5.44: Ληφθέντα οπτικά σήματα με διαμόρφωση PSK για τον I segmented modulator για τις περιπτώσεις : (α) Όλα τα τμήματα του Bit4 ενεργοποιημένα, (β) Ένα μικρό τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο, (γ) Ένα μικρό και ένα μεγάλο τμήμα απενεργοποιημένα και (δ) δύο μεγάλα τμήματα απενεργοποιημένα

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία και για τον Qsegmentedmodulator στην Εικόνα 5.45 παρουσιάζονται το βέλτιστο διάγραμμα του σήματος με PSK σχήμα διαμόρφωση που επιλέχθηκε μετά την αξιολόγηση των διαγραμμάτων που προέκυπταν αλλάζοντας κάθε φορά τον συνδυασμό των τμημάτων του MSB (Bit4) που είναι ενεργοποιημένα για την δημιουργία των σημάτων. Το συγκεκριμένο διάγραμμα λήφθηκε όταν ήταν ενεργοποιημένα μόνο ένα μεγάλο και ένα μικρό τμήμα του Bit4 του Qsegmentedmodulator.



Εικόνα 5.45: Ληφθέν οπτικό σήμα με διαμόρφωση PSK για τον Qsegmentedmodulator

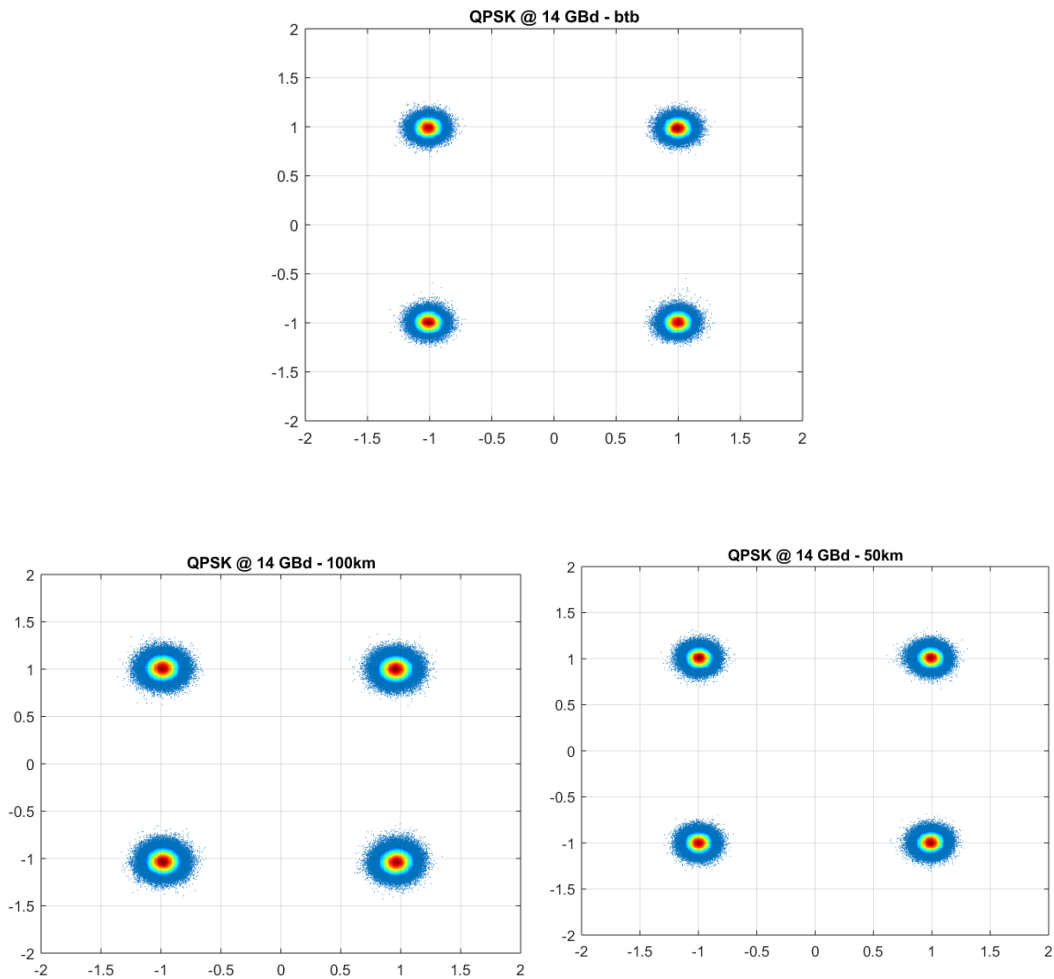
Επόμενο βήμα ήταν η ταυτόχρονη τροφοδότηση των MSBs (Bit4) και των δύο segmentedmodulatorsoi οποίοι έγιναν κατάλληλα bias ώστε ο καθένας από αυτούς να δημιουργήσει από ένα PSK σήμα. Αποτέλεσμα αυτού είναι η δημιουργία ενός οπτικού QPSK σήματος που παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.46.



Εικόνα 5.46: Ληφθέν οπτικό σήμα διαμόρφωσης QPSK από την ταυτόχρονη τροφοδότηση των MSBs του IQsegmentedmodulator

Για την αποδιαμόρφωση αυτών των σχημάτων διαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκε μια πλατφόρμα αλγορίθμων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος η οποία αναπτύχθηκε από το ICCS/NTUA. Τα διαγράμματα αστερισμού των μετρήσεων του QPSK σήματος μονής

πολωτικής κατάστασης παρουσιάζονται στην Εικόνα 5.47. Οι τιμές SNR και EVM που αντιστοιχούν σε αυτές τις μετρήσεις παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.4.



Εικόνα 5.47: Απεικόνιση διαγραμμάτων αστερισμού ενός σήματος QPSK μονής πολωτικής κατάστασης με ρυθμό μετάδοσης στα 14Gbaud

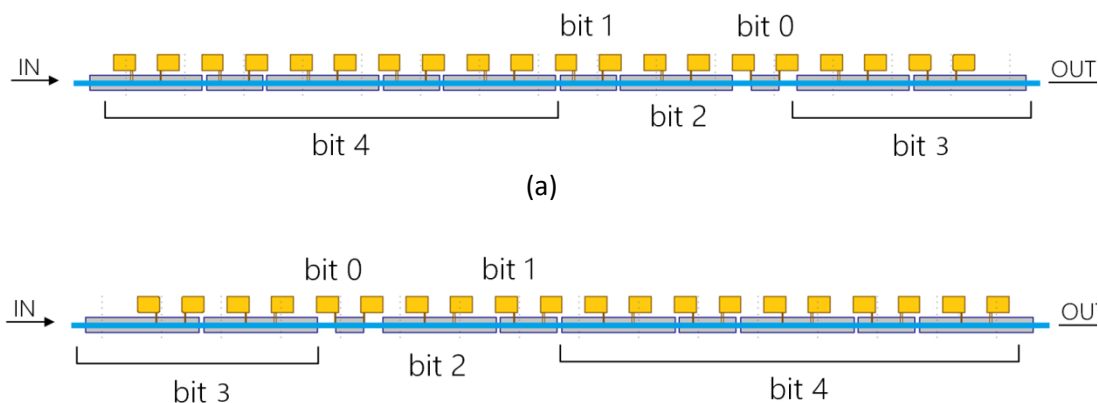
Format	Symbol Rate (GBd)	Gross Bitrate (Gbit/s)	# of Processed Bits	BER performance		
				SNR (dB)		
SP-QPSK	14	28	$2.08 \cdot 10^6$	Back-to-back	50 km	100km
				23.1	22.8	21.5

Πίνακας 5.4: Μετρήσεις BER για την αξιολόγηση της απόδοσης των οπτικών σημάτων QPSK με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gbaud για τον ευέλικτο πομπό

5.8 Περιγραφή της πειραματικής αξιολόγησης του packaged ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 2^{ης} γενιάς σε συνθήκες εργαστηρίου

Σε συνέχεια του προηγούμενου πειραματικού χαρακτηρισμού του ευέλικτου πομπού 1^{ης} γενιάς που υλοποιήθηκε στα πλαίσια του προγράμματος SPIRIT, πραγματοποιήθηκε η αξιολόγηση του IQsegmentedmodulator με τους CMOSdrivers 2^{ης} γενιάς ακολουθώντας την ίδια διαδικασία όπως πριν. Οι οπτικές θύρες εισόδου/εξόδου καθώς και οι RF συνδέσεις του IQsegmentedmodulator οι οποίες παρουσιάζονται στην Εικόνα 32 είναι όμοιες με την περίπτωση της χρήσης των driver 1^{ης} γενιάς. Επιπρόσθετα, ο ευέλικτος πομπός έχει συναρμολογηθεί ακολουθώντας όμοια προσέγγιση ενσωμάτωσης του chip στην πλακέτα (chip-on-board), στην οποία χρησιμοποιείται ένα PCB για τη διασύνδεση των drivers με εξωτερικές RF συνδέσεις.

Ο ευέλικτος πομπός αποτελείται και πάλι από δύο segmentedmodulators οι οποίοι συνθέτουν τον τελικό IQ διαμορφωτή με τους drivers τεχνολογίας CMOS 2^{ης} γενιάς. Στην Εικόνα 5.48 παρουσιάζεται η νέα προσέγγιση ολοκλήρωσης των τμημάτων της 2^{ης} γενιάς των IQsegmentedmodulator στα οποία θα αναστραφούν γύρω από τον κατακόρυφο άξονα. Ο αριθμός, η θέση και το βήμα των επαφών διατηρούνται τα ίδια προκειμένου να είναι σε θέση να χρησιμοποιήσουν τις ίδιες βελόνες (probes) όπως και στην περίπτωση των συσκευών 1^{ης} γενιάς.



Εικόνα 5.48: Διάταξη τμημάτων (segments) για τον άνω segmentedmodulator για την περίπτωση των drivers (a) 1^{ης} και (b) 2^{ης} γενιάς

Ακολουθώντας το ίδιο σχεδιαστικό μοντέλο κάθε ένας από τους δυο segmentedmodulators αποτελείται από 10 τμήματα (segments) που οδηγούνται από 5 ανεξάρτητα διαφορετικά (differential) δυαδικά RF σήματα. Τα τμήματα κάθε διαμορφωτή διακρίνονται ως προς το μήκος τους (μεγάλα και μικρά τμήματα). Οι δυαδικοί drivers (που σχεδιάστηκαν από το IMEC) είναι υπεύθυνοι για τον έλεγχο της συνεισφοράς κάθε εισόδου RF στα τμήματα (segments) των διαμορφωτών. Κάθε RF είσοδος ελέγχει διαφορετικό αριθμό τμημάτων, με το Bit4 να έχει την θέση του πιο σημαντικού bit (most significant bit - MSB), οδηγώντας 4 από 10 τμήματα (segments) σε κάθε IQ βραχίονα. Πρέπει να αναφερθεί ότι τα δύο είδη τμημάτων διακρίνονται σε σχέση με το μήκος τους (μεγάλο και μικρό τμήμα). Ο τελικός συναρμολογημένος ευέλικτος πομπός με βάση τους CMOSdrivers 2^{ης} γενιάς είναι και αυτός packaged όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.23(β).

Η απόδοση του ευέλικτου πομπού του με τους CMOSdrivers 2^{ης} γενιάς αξιολογήθηκε τόσο σε κατάσταση λειτουργίας μονού bit (single bit operation) όσο και σε κατάσταση λειτουργίας διπλού bit (dual bit operation). Κατ' αρχάς, κάθε bit του πομπού οδηγήθηκε ανεξάρτητα για να επαληθευτεί η σωστή λειτουργία των εισόδων της συσκευής (λειτουργία μονού bit). Η αξιολόγηση πραγματοποιήθηκε με την λήψη διαγραμμάτων οφθαλμού (eye diagrams) που

αποκτήθηκαν με την βοήθεια του Οπτικού Παλμογράφου. Για το MSB (Bit4) των I και Q segmentedmodulators, πραγματοποιήθηκαν επίσης μετρήσεις BER για να εκτιμηθούν οι επιδόσεις της συγκεκριμένης εισόδου των διαμορφωτών.

Ως επόμενο βήμα, κάθε segmentedmodulatorοδηγήθηκε με 2 RF σήματα (λειτουργία διπλού bit) για την περαιτέρω αξιολόγηση της απόδοσης της συσκευής, όπου το MSB συνδυάστηκε κάθε φορά με μία από τις άλλες RF εισόδους. Αυτές οι μετρήσεις διευκόλυναν, αφενός, τον χαρακτηρισμό της απόδοσης των λιγότερο σημαντικών δυαδικών bits (Bit1, Bit0), καθώς τα αποτελέσματα κατά την αξιολόγηση τους σε λειτουργία μονού bit δεν οδήγησαν σε ασφαλή αποτελέσματα για την επαλήθευση της λειτουργίας τους. Από την άλλη πλευρά, η δυνατότητα κάθε διαμορφωτή να παράγει σήματα πολλαπλών επιπέδων (PAM-4) επαληθεύθηκε επίσης με μετρήσεις BER και τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμών eyediagrams).

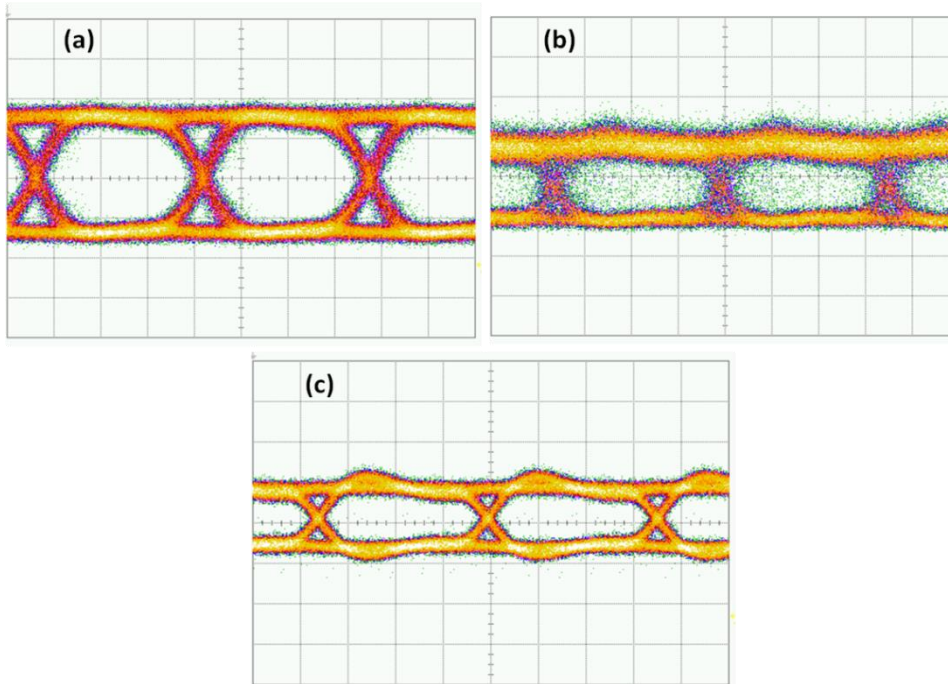
5.8.1 Πειραματική αξιολόγηση μονού (single) bit του ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 2^{ns} γενιάς

Για την αξιολόγηση της λειτουργίας του ευέλικτου πομπού σε λειτουργία μονού bit ακολουθήθηκε η ίδια πειραματική διαδικασία όπως και προηγουμένως χρησιμοποιώντας την πειραματική διάταξη η οποία φαίνεται στην Εικόνα 5.34. Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση οδηγήθηκε ηλεκτρικά ένα bit σε κάθε δοκιμή για τους I και Qsegmentedmodulators. Για την λήψη των αντίστοιχων διαγραμμάτων οφθαλμού έγινε χρήση του Οπτικού Παλμογράφου (70 GHz).

Ένα ηλεκτρικό σήμα με σχήμα διαμόρφωσης NRZ, ταχύτητα στα 14 Gb/s και πλάτος από κορυφή-σε-κορυφή (peak-to-peak) 500mVpp παράγεται από την ίδια γεννήτρια τυχαίων κυματομορφών (AWG, 8-bit και 65 GSa/s) με ένα επαναλαμβανόμενο μοτίβο μήκους (patternlength) 2⁹-1 συμβόλων. Το παραγόμενο ηλεκτρικό σήμα χρησιμοποιήθηκε για να τροφοδοτηθούν οι διαφορικές θύρες εισόδου του MSB του I ή Q segmentedmodulator. Η ίδια γεννήτρια σήματος HP 20 GHz η οποία είναι κλειδωμένη με την γεννήτρια τυχαίων κυματομορφών AWG παρείχε τον πλήρη ρυθμό ρολογιού (fullrateclock) των 14 GHz για τους CMOS drivers. Ο ακριβής συγχρονισμός μεταξύ των σημάτων ρολογιού και των ροών δυαδικών δεδομένων με τις αντίστοιχες θύρες RF εισόδου των διαμορφωτών I ή Q εξασφαλίστηκε χρησιμοποιώντας στροφείς φάσης. Μια πηγή φωτός λείζερ Distributed-Feedback (DFB) που εκπέμπει 14.5 dBm στα 1550 nm παρείχε τον οπτικό φορέα για τους segmented I και Q modulators.

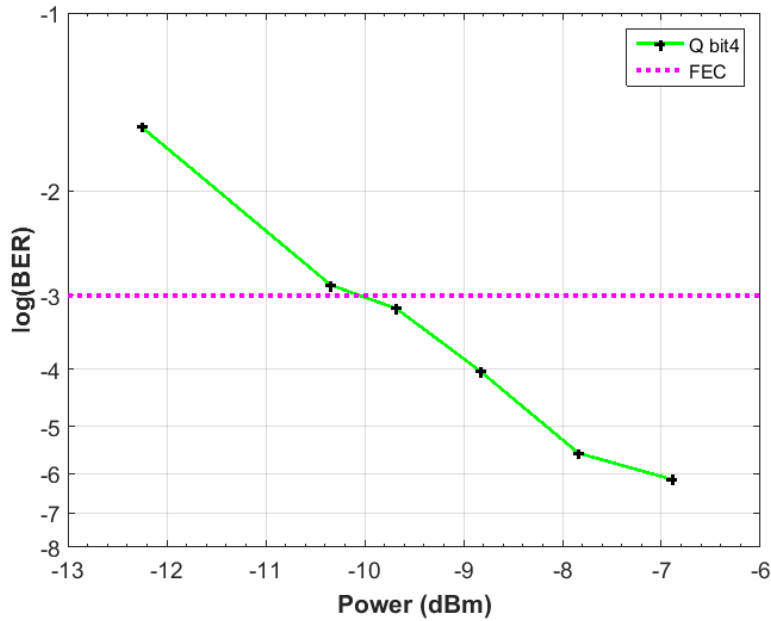
Στην πλευρά του δέκτη, το οπτικό σήμα NRZ εξόδου από το I ή Q segmentedmodulator ενισχύθηκε με έναν ενισχυτή ίνας Ερβίου και ακολούθως καταγράφηκε από μια εμπορικά διαθέσιμη φωτοδιόδο PIN 50 Gb/s με απόκριση (responsivity) 0,65 A/V. Ένας μεταβλητός οπτικός attenuator (VOA) χρησιμοποιήθηκε για να ρυθμίσει την προσπίπτουσα οπτική ισχύ στην είσοδο της φωτοδιόδου για να διευκολύνει τις μετρήσεις του BER ως συνάρτηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος. Το φωτορεύμα καταγράφηκε από έναν ψηφιακό παλμογράφο καταγραφής σε πραγματικό χρόνο (RealTimeScope) με αναλογικό εύρος ζώνης 33 GHz και ρυθμό δειγματοληψίας 80 GS /s για off-line επεξεργασία των σημάτων καθώς και την αξιολόγησή τους μέσα από BER.

Η Εικόνα 5.49 παρουσιάζει τα ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμών (eyediagrams) στα 14 Gb/s, που αποκτήθηκαν με τον οπτικό παλμογράφο. Τα διαγράμματα οφθαλμού αντιστοιχούν στο οπτικό σήμα εξόδου των Bit 4, Bit 3 και Bit 2 του Q SEMZM. Από τα διαγράμματα οφθαλμών, μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι τα Bit4 και Bit2 είναι πλήρως λειτουργικά (ανοιχτά διαγράμματα οφθαλμού) ενώ το Bit3 έχει υποστεί σοβαρή υποβάθμιση στην απόδοσή του.



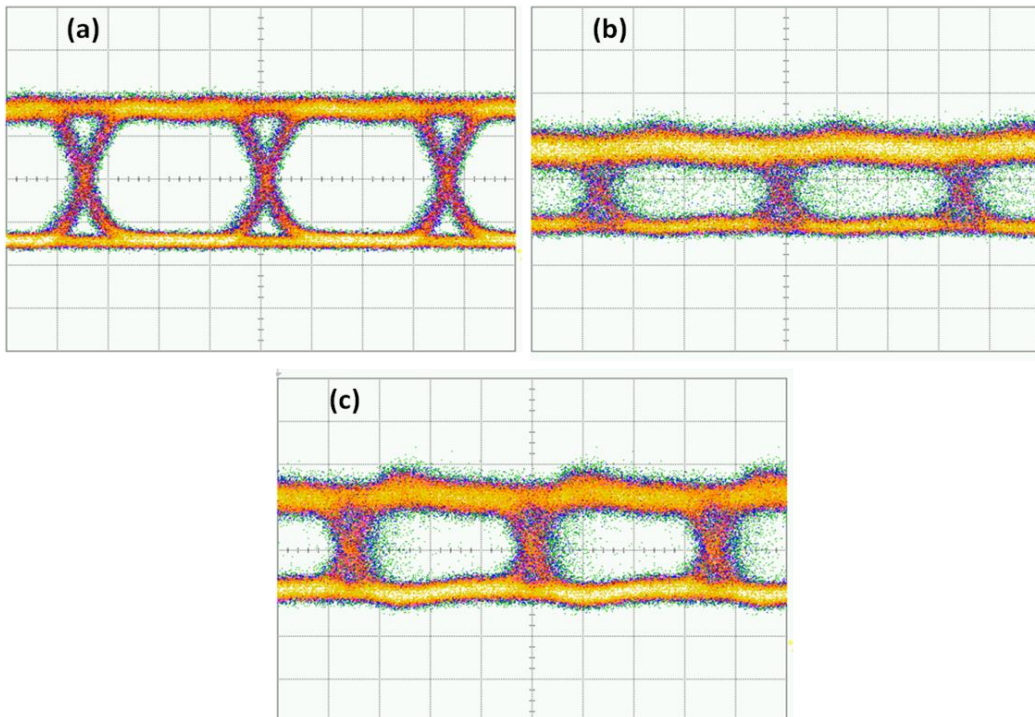
Εικόνα 5.49: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s των οπτικών σημάτων του (α) Bit 4, (β) Bit 3 και (γ) Bit 2 του Qsegmentedmodulator

Η Εικόνα 5.50 παρουσιάζει την καμπύλη BER που αντιστοιχεί στο Bit 4 του Qsegmentedmodulator στα 14 Gb/s η οποία παρουσιάζεται γραφικά ως προς την μέση ληφθείσα οπτική ισχύ η οποία υπολογίστηκε από το λαμβανόμενο φωτορεύμα. Οι μετρήσεις BER πραγματοποιήθηκαν στο ψηφιοποιημένο σήμα (digitizedsignal) που καταγράφηκε από τον παλμογράφο λήψης σημάτων σε πραγματικό χρόνο (RealTimescope) μετά την off-line επεξεργασία του σήματος που περιλάμβανε, την ανάκτηση του χρονισμού των συμβόλων (symboltimingrecovery), της επανα-δειγματοληψίας (re-sampling) και της αυτόματης ρύθμισης κατωφλίου (automaticthresholding) για την ανίχνευση των συμβόλων. Η απόδοση του BER αξιολογήθηκε συγκρίνοντας το λαμβανόμενο δειγματοληπτικό σήμα με την αρχική ακολουθία δυαδικών ψηφίων μετρώντας τα πραγματικά λανθασμένα δυαδικά ψηφία του λαμβανόμενου σήματος. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί για μια τιμή μέσης λαμβανόμενης ισχύος μεγαλύτερη από 7 dBm, το λαμβανόμενο σήμα έχει BER κάτω από $3 \cdot 10^{-7}$. Είναι σαφές ότι για τα λαμβανόμενα επίπεδα ισχύος ίσα με -10 dBm, η επιτευχθείσα τιμή για τις μετρήσεις BER βρίσκεται κάτω από το όριο του soft-FEC (7% γενικά, pre-FEC-BER 10^{-3}).



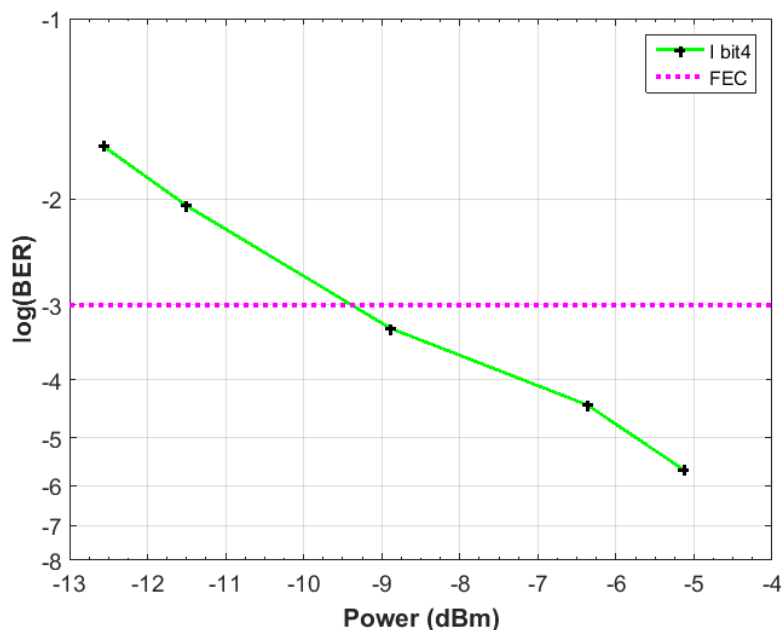
Εικόνα 5.50: Καμπύλη μετρήσεων BER σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s του Bit 4 του Qsegmentedmodulator

Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική με πριν, η Εικόνα 5.51 παρουσιάζει τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού στα 14 Gb/s του οπτικού σήματος εξόδου των Bit4, Bit3 και Bit2 για τον Isegmentedmodulator. Είναι προφανές ότι το Bit4 είναι πλήρως λειτουργικό όπως στην περίπτωση του Qsegmentedmodulator, ενώ το διάγραμμα οφθαλμών του Bit2 παρουσίασε χειρότερη απόδοση σε σύγκριση με το αντίστοιχο του Qsegmentedmodulator. Όπως και προηγουμένως, το Bit3 φαίνεται να έχει υποβαθμισμένη απόδοση. Πρέπει να αναφερθεί ότι τόσο στην περίπτωση των I και Qsegmentedmodulator στα Bit1 και Bit0 είχαν χαμηλό πλάτος (swing) ισχύος εξόδου για να αξιολογηθούν ανεξάρτητα, με αποτέλεσμα η αξιολόγηση της εύρυθμης λειτουργίας τους να πραγματοποιήθηκε κατά τη διάρκεια της λειτουργίας διπλού bit (dual-bitoperation).



Εικόνα 5.51: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s των οπτικών σημάτων του (α) Bit 4, (β) Bit 3 και (γ) Bit 2 του I segmentedmodulator

Η Εικόνα 5.52 απεικονίζει την καμπύλη BER που λήφθηκε για το Bit4 του I segmentedmodulator στα 14 Gb/s, η οποία παρουσιάζεται γραφικά σε σχέση με τη μέση ληφθείσα οπτική ισχύ η οποία υπολογίστηκε από το λαμβανόμενο φωτορεύμα. Η ίδια διαδικασία ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση των μετρήσεων BER όπως στην περίπτωση του Bit4 του Q segmentedmodulator. Είναι προφανές ότι για μια μέση τιμή ισχύος μεγαλύτερη των -5 dBm, το λαμβανόμενο σήμα έχει BER κάτω από $3 \cdot 10^{-7}$, ενώ η επιτευχθείσα τιμή BER βρίσκεται κάτω από το όριο FEC για επίπεδα λαμβανόμενης ισχύος υψηλότερα από -9 dBm.



Εικόνα 5.52: Καμπύλη μετρήσεων BER σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s του Bit 4 του I segmentedmodulator

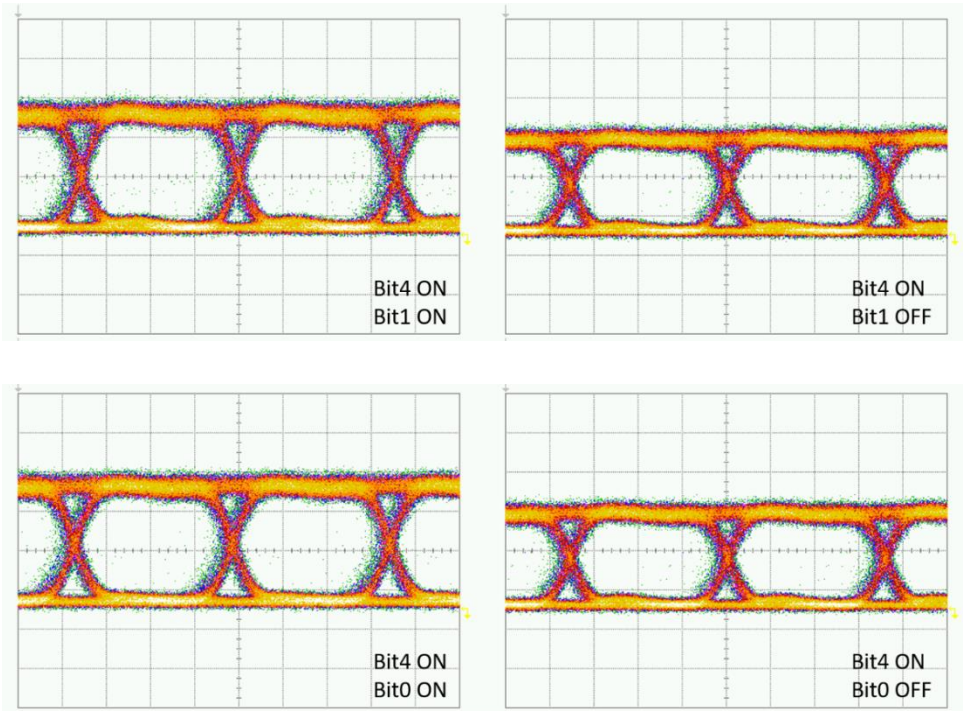
5.8.2 Πειραματική αξιολόγηση διπλού (dual) bit του ευέλικτου πομπού με τους CMOSdrivers 2^{ns} γενιάς

Η Εικόνα 5.37 παρουσιάζει την αναβαθμισμένη πειραματική διάταξη η οποία χρησιμοποιήθηκε για την περαιτέρω αξιολόγηση της απόδοσης του ευέλικτου πομπού του SPIRIT με την ταυτόχρονη οδήγηση 2 bits του I ή Q segmentedmodulator. Ακολουθώντας το ίδιο σκεπτικό με την αξιολόγηση μεμονωμένων bits, οι δύο διαφορετικές έξοδοι του AWG (**channel 1** and **channel 2**) με το ίδιο επαναλαμβανόμενο μοτίβο μήκους (2^9-1) δημιούργησαν δύο διαφορετικά ηλεκτρικά σήματα 14 Gb/s με σχήμα διαμόρφωσης NRZ πλάτους (swing) 500 mV από κορυφή-σε-κορυφή (peak-to-peak) για να τροφοδοτηθούν 2 bits του I ή Q segmentedmodulator.

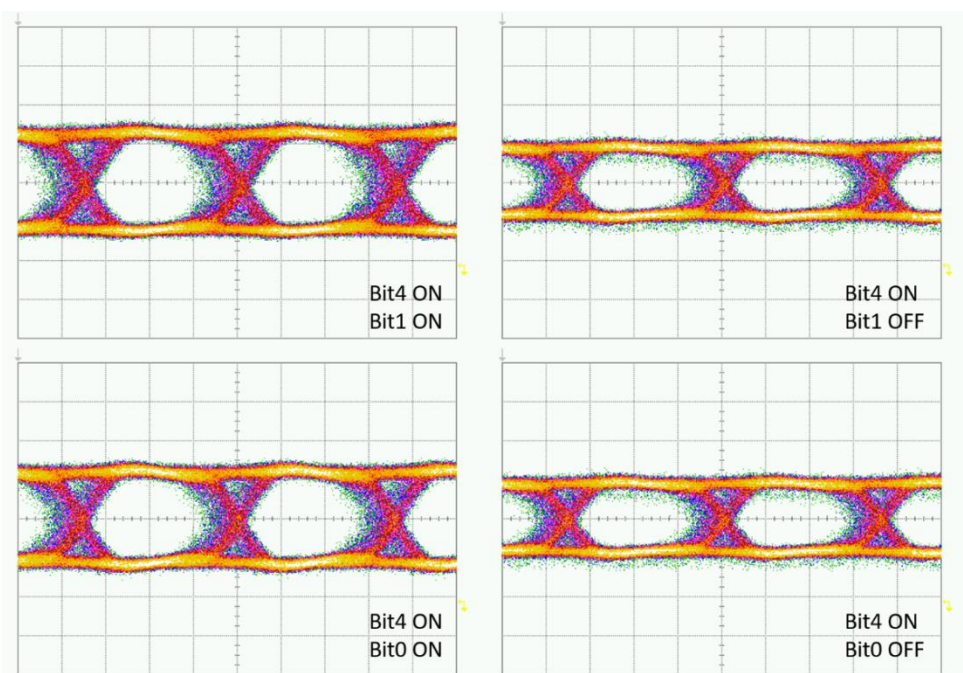
Η ίδια γεννήτρια σήματος HP 20 GHz χρησιμοποιήθηκε για την παροχή του πλήρους ρυθμού ρολογιού (fullrateclock) συχνότητας στα 14 GHz για τους segmentedmodulators. Ένα laserDFB σε μήκος κύματος στα 1550 nm και με οπτική ισχύ εξόδου 14,5 dBm παρείχε τον οπτικό φορέα του I και Q segmentedmodulators όπως και στην προηγούμενη περίπτωση της αξιολόγησης του πομπού σε λειτουργία μονού bit (singlebitoperation).

Ως πρώτο βήμα για την αξιολόγηση του ευέλικτου πομπού σε λειτουργία διπλού καναλιού αποτέλεσε η οδήγηση των δύο λιγότερο σημαντικών bits (Bit1 και Bit0) των δύο

segmentedmodulators. Στην Εικόνα 5.53 (Q-SEMZM) και στην Εικόνα 5.54 (I-SEMZM) απεικονίζονται τα οπτικά διαγράμματα οφθαλμού της εξόδου των διαμορφωτών για την περίπτωση όπου οδηγούνται ηλεκτρικά τα Bit4 και Bit1 (ή Bit 0). Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό παρατηρείται μια μικρή αύξηση της ισχύος εξόδου όταν ένα από τα δύο LSB οδηγεί τμήματα (segments) του διαμορφωτή ταυτόχρονα με το MSB οδηγώντας στο συμπέρασμα ότι τα δύο LSBs και των δύο segmentedmodulators λειτουργούν σωστά.



Εικόνα 5.53: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 GB/s που αντιστοιχούν στα οπτικά σήματα εξόδου του συνδυασμού των τμημάτων των Bit 4 - Bit 1 (άνω διαγράμματα) και Bit 4 - Bit 0 (κάτω διαγράμματα) του Qsegmentedmodulator

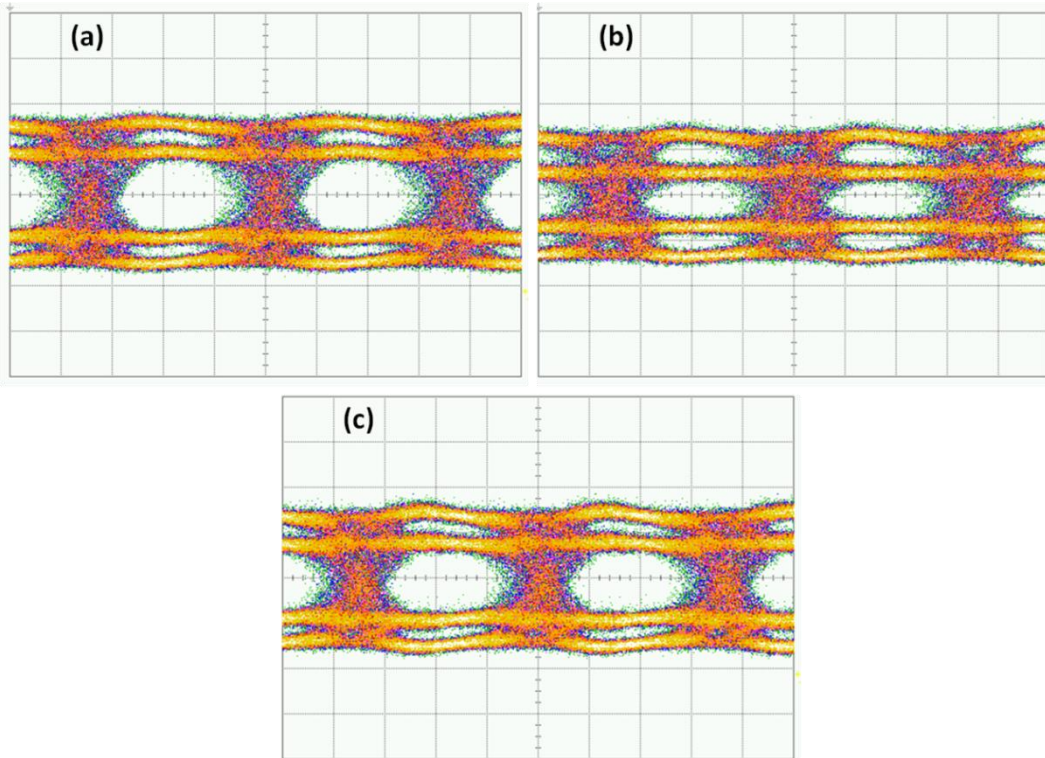


Εικόνα 5.54: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 GB/s που αντιστοιχούν στα οπτικά σήματα εξόδου του συνδυασμού των τμημάτων των Bit 4 - Bit 1 (άνω διαγράμματα) και Bit 4 - Bit 0 (κάτω διαγράμματα) του I segmentedmodulator

Το σενάριο της λειτουργίας διπλού bit (dualbitoperation) του ευέλικτου πομπού υλοποιήθηκε με σκοπό την αξιολόγηση απόδοσης της συσκευής με σήματα διαμορφωμένα με πολλαπλές στάθμες έντασης. Οπτικά σήματα PAM-4 δημιουργήθηκαν και στους δύο segmentedmodulators οδηγώντας ηλεκτρικά το Bit4 (MSB) και Bit2 (ως το LSB) με δύο διαφορετικές ροές δυαδικών δεδομένων. Δεδομένου ότι το Bit3 και στους δύο segmentedmodulators (I και Q) παρουσίασε άσχημη απόδοση κατά την αξιολόγηση της λειτουργίας μονού bit (singlebitoperation), δεν χρησιμοποιήθηκε για την δημιουργία του οπτικού PAM-4 σήματος.

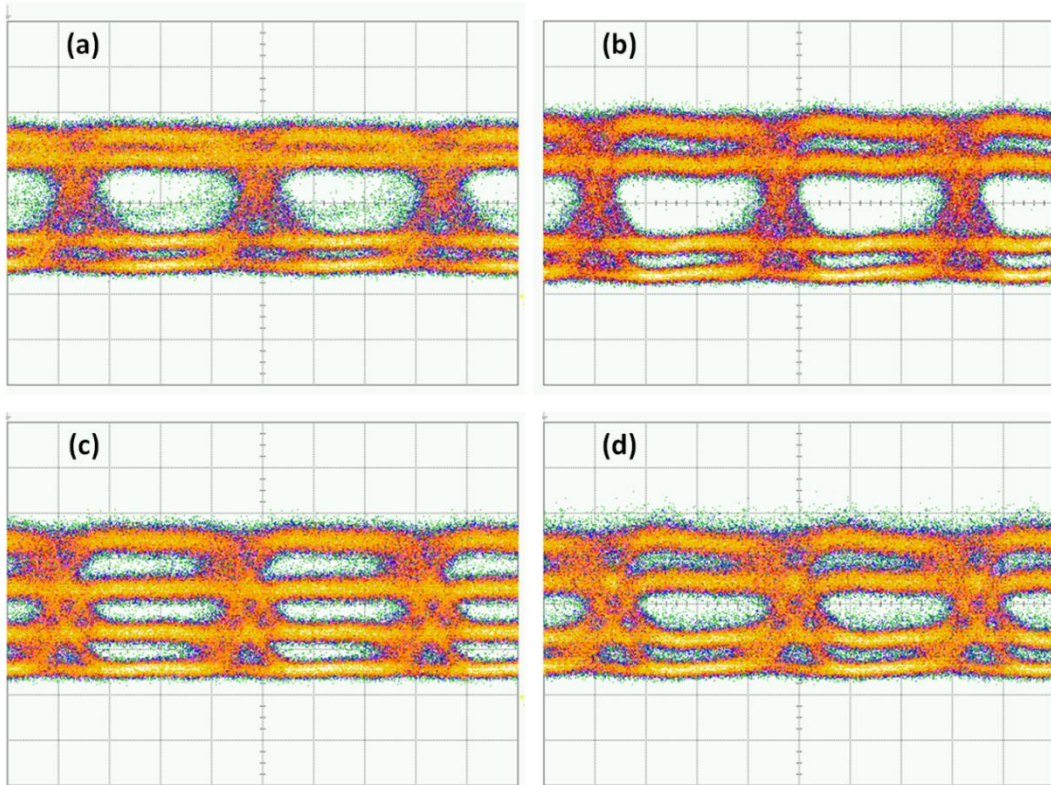
Στην πλευρά του δέκτη, το παραγόμενο οπτικό PAM-4 σήμα από τους segmentedmodulators ενισχύθηκε με τον ίδιο ενισχυτή ίνας Ερβίου και έπειτα ανιχνεύθηκε από την φωτοδίοδο PIN 50 Gb/s όπως προηγουμένως. Ο μεταβλητός οπτικός attenuator (VOA) χρησιμοποιήθηκε για να διευκολύνει τις μετρήσεις του BER ως συνάρτηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος. Το φωτορεύμα καταγράφηκε από τον ίδιο ψηφιακό παλμογράφο πραγματικού χρόνου για μετέπειτα off-line επεξεργασία για να γίνει μια εκτίμηση των αποτελεσμάτων που προκύπτουν από τις BER μετρήσεις.

Η Εικόνα 5.55 παρουσιάζει τα ληφθέντα διαγράμματα οφθαλμών στα 14 Gb/s, που λήφθηκαν με τον οπτικό παλμογράφο, που αντιστοιχεί στο οπτικό σήμα PAM-4 που δημιουργείται από την ηλεκτρική οδήγηση των Bit4 και Bit2 του Q segmentedmodulator. Όπως αναφέρθηκε ήδη, τα Bit4 αποτελείται από πέντε τμήματα (segments) ενώ το Bit2 από ένα. Για να αξιολογηθούν πλήρως οι επιδόσεις των segmentedmodulators I και Q, χρησιμοποιήθηκαν διάφοροι συνδυασμοί των τμημάτων των Bit4 και Bit2. Πιο συγκεκριμένα, η Εικόνα 5.55(α) απεικονίζει το ληφθέν διάγραμμα οφθαλμού PAM-4 σήματος κατά την περίπτωση που όλα τα τμήματα των Bit4 και Bit2 ήταν ενεργοποιημένα. Μια βελτίωση του λαμβανόμενου οπτικού σήματος PAM-4 επιτεύχθηκε με την απενεργοποίηση ενός μεγάλου τμήματος (segment) του Bit4 (Εικόνα 5.55(β)). Εντούτοις, παρατηρήθηκε υποβάθμιση στο λαμβανόμενο σήμα με την απενεργοποίηση ενός μικρού τμήματος του Bit4 (Εικόνα 5.55(γ)). Σε όλες τις προαναφερθείσες περιπτώσεις, το ένα τμήμα που περιλαμβάνεται στο Bit2 ήταν ενεργοποιημένο ώστε να συνεισφέρει στην δημιουργία του οπτικού σήματος PAM-4.



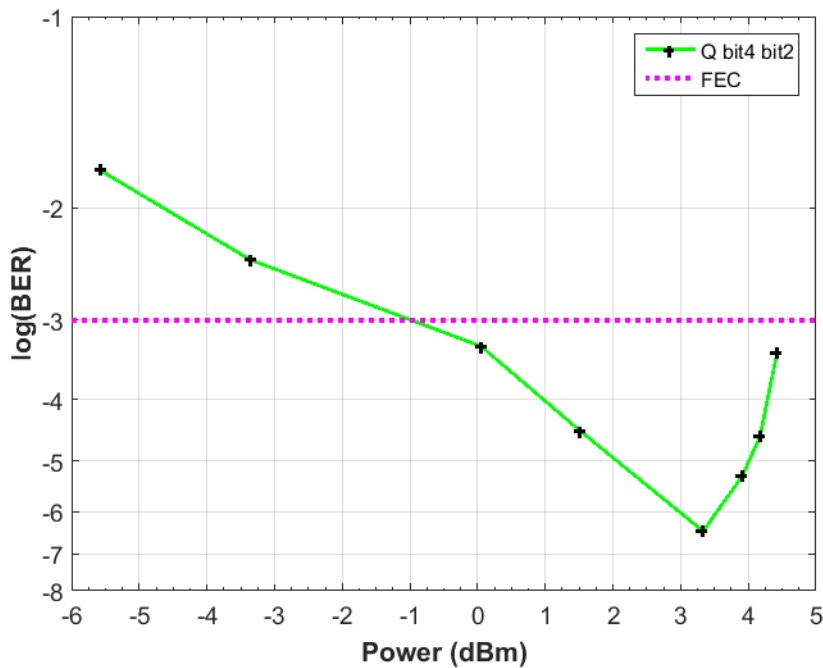
Εικόνα 5.55: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών PAM-4 σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με (α) όλα τα τμήματα του Bit4 και Bit2 ενεργοποιημένα, (β) ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο και (γ) ένα μικρό (short) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο

Ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική, η Εικόνα 5.56 παρουσιάζει τα ληφθέντα διαγράμματα οπτικών οφθαλμών PAM-4 σημάτων στα 14 Gb/s που δημιουργούνται οδηγώντας ηλεκτρικά τα Bit4 και Bit2 του I segmentedmodulator. Ακολουθήθηκε ακριβώς η ίδια διαδικασία όπως στην περίπτωση της αξιολόγησης της λειτουργίας διπλού bit Q segmentedmodulator. Η Εικόνα 5.56(α) απεικονίζει το ληφθέν διάγραμμα οφθαλμού PAM-4 σήματος όταν όλα τα τμήματα των Bit4 και Bit2 ενεργοποιήθηκαν. Επιπλέον, η Εικόνα 5.56(β) και Εικόνα 5.56(δ) απεικονίζουν τα λαμβανόμενα οπτικά σήματα PAM-4 με απενεργοποίηση ενός μεγάλου τμήματος και δύο τμημάτων διαφορετικού μήκους (μεγάλο και μικρό) αντιστοίχως. Τέλος, απεικονίστηκε ένα οπτικό σήμα PAM-4 με ισορροπημένα ανοίγματα στο διάγραμμα οφθαλμού με απενεργοποίηση λειτουργίας δύο μεγάλων τμημάτων του Bit4 (Εικόνα 5.56(γ)). Σε όλες τις προαναφερθείσες περιπτώσεις, το ένα τμήμα που περιλαμβάνεται στο Bit2 παρέμεινε ενεργοποιημένο ώστε να συνεισφέρει στην δημιουργία του οπτικού σήματος PAM-4.



Εικόνα 5.56: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών PAM-4 σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με (a) όλα τα τμήματα του Bit4 και Bit2 ενεργοποιημένα, (b) ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο, (c) δύο μεγάλα (long) τμήματα του Bit4 είναι απενεργοποιημένα και (d) ένα μικρό (short) τμήμα του Bit4 απενεργοποιημένο

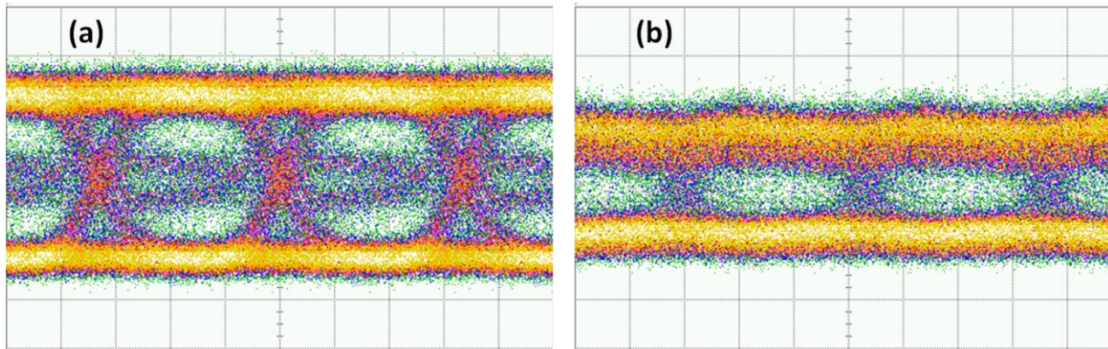
Η Εικόνα 5.57 παρουσιάζει την καμπύλη BER του ληφθέντος οπτικού σήματος PAM-4 στα 14 Gb/s που δημιουργείται από την ηλεκτρική οδήγηση των Bit 4 και Bit 2 του Qsegmentedmodulator. Η ίδια διαδικασία ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση των μετρήσεων BER όπως στην περίπτωση της αξιολόγησης λειτουργίας μονού bit του ευέλικτου πομπού. Είναι προφανές ότι για μια μέση λαμβανόμενη τιμή ισχύος που κυμαίνεται -1 dBm και 5 dBm η καμπύλη του BER που προκύπτει, βρίσκεται κάτω από το όριο FEC. Η αντίστοιχη καμπύλη BER του λαμβανόμενου σήματος PAM-4 που παράγεται από το Isegmentedmodulator φαινόταν να έχει ένα κατώφλι σφάλματος (error floor) στις τιμές BER το οποίο ήταν ίσο με 10^{-4} . Το προαναφερθέν κατώφλι σφάλματος θα μπορούσε να εξηγηθεί λόγω της υποβαθμισμένης απόδοσης του Bit2 του Isegmentedmodulator που επηρεάζει σημαντικά την ποιότητα του ληφθέντος οπτικού σήματος PAM-4.



Εικόνα 5.57: Καμπύλη μετρήσεων BER σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s οδηγώντας με ηλεκτρικά σήματα τα Bit 4 και Bit 2 του Qsegmentedmodulator

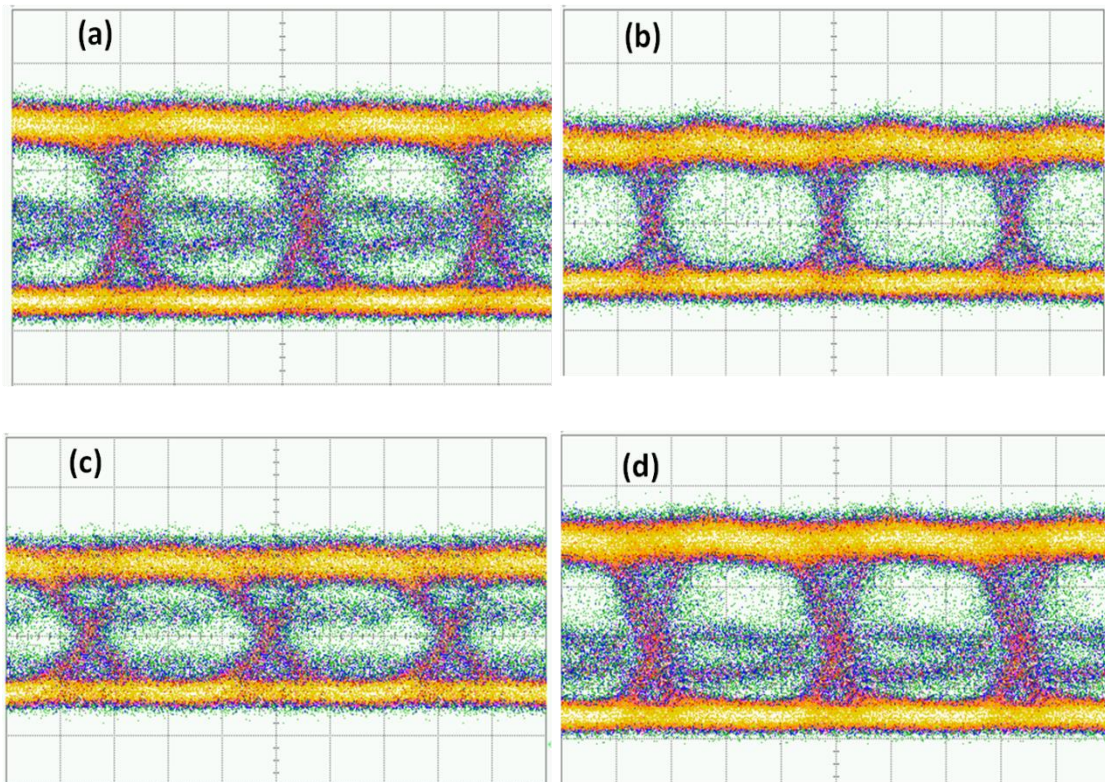
Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τη διάρκεια της πειραματικής αξιολόγησης του ευέλικτου πομπού του SPIRIT με την οδήγηση ενός bit (single bit operation) ή δύο bits (dual bit operation) των I και Q segmentedmodulators, η συσκευή παρουσίασε βαθμιαία υποβαθμισμένη απόδοση. Πιο συγκεκριμένα, οι drivers που είναι υπεύθυνοι για τον έλεγχο της συνεισφοράς των RF εισόδων στα αντίστοιχα τμήματα (segments) των I και Q segmentedmodulator επέδειξαν με την πάροδο του χρόνου υποβαθμισμένες επιδόσεις και κατά συνέπεια δεν λειτουργούσαν σωστά. Συνεπώς, επηρεάστηκε σοβαρά η ποιότητα των ληφθέντων διαγραμμάτων οφθαλμού και για τους δύο segmentedmodulators. Επιπρόσθετα, χρησιμοποιήθηκε η ίδια πειραματική διάταξη (**Error! Reference source not found.**) όπως και στην περίπτωση της αξιολόγησης της απόδοσης I και Q segmentedmodulators οδηγώντας ηλεκτρικά ένα μόνο bit σε κάθε δοκιμή.

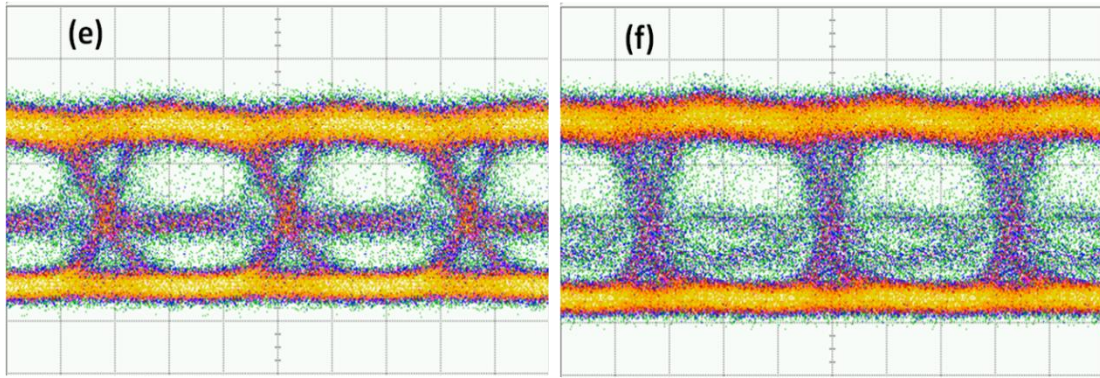
Η Εικόνα 5.58 παρουσιάζει τα ενδεικτικά κάποια διαγράμματα οφθαλμού στα 14 Gb/s, που αποκτήθηκαν με τον οπτικό παλμογράφο, και αντιστοιχούν στο οπτικό σήμα εξόδου του Bit 4 και Bit 2 του I segmentedmodulator. Είναι προφανές ότι τα διαγράμματα οφθαλμών των Bit 4 και Bit 2 έδειξαν χειρότερη απόδοση σε σύγκριση με τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού που λήφθηκαν κατά την πρώτη φάση της αξιολόγησης του I segmentedmodulator. Επιπλέον, πρέπει να αναφερθεί ότι το Bit 3 επέδειξε σοβαρή υποβάθμιση και δεν συμπεριλήφθηκε στα ακόλουθα διαγράμματα οφθαλμού.



Εικόνα 5.58: Διαγράμματα οφθαλμού σε ρυθμό μετάδοσης 14 Gb/s των οπτικών σημάτων του (a) Bit 4 και (b) Bit 2 του Qsegmentedmodulator

Η Εικόνα 5.59 παρουσιάζει τα ληφθέντα διαγράμματα οφθαλμών για διαφορετικούς συνδυασμούς τμημάτων του Bit 4 για τον Isegmentedmodulator κατά την προσπάθεια να βελτιωθεί το ληφθέν οπτικό σήμα με σχήμα διαμόρφωσης NRZ. Όπως ήδη αναφέρθηκε, το Bit 4 αποτελείται από τρία μεγάλα τμήματα και δύο μικρά. Όλα τα τμήματα του Bit 4 απενεργοποιήθηκαν ένα προς ένα και το ληφθέν οπτικό σήμα NRZ παρουσιάζεται από την Εικόνα 5.59 (a) έως την Εικόνα 5.59 (e). Επιπλέον, στην Εικόνα 5.59 (f) απεικονίζεται το οπτικό σήμα εξόδου του Isegmentedmodulator με την απενεργοποίηση ενός μεγάλου και ενός μικρού τμήματος του Bit 4. Σε όλες τις προαναφερθείσες περιπτώσεις είναι προφανές ότι παρατηρήθηκε σοβαρή υποβάθμιση στα ληφθέντα οπτικά σήματα.

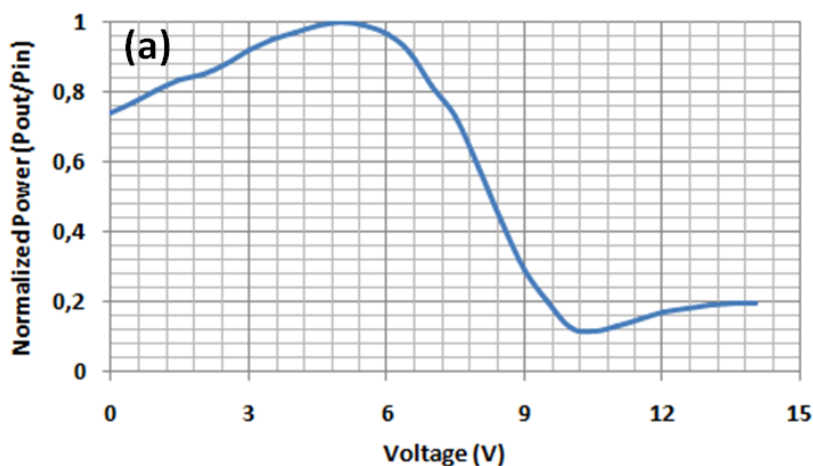


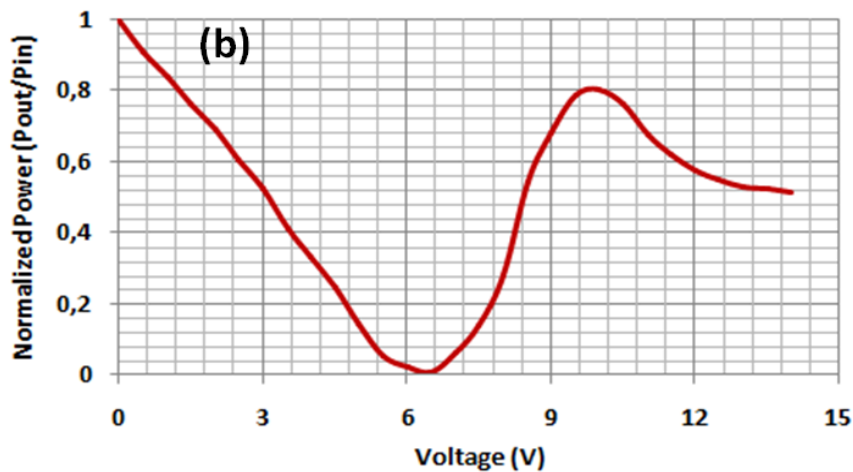


Εικόνα 5.59: Διαγράμματα οφθαλμού (Eyediagrams) οπτικών NRZ σημάτων με ρυθμό μετάδοσης στα 14 Gb/s για τον Qsegmentedmodulator με (a-c) ένα μεγάλο (long) τμήμα του Bit 4 απενεργοποιημένο, (d-e) ένα μικρό (short) τμήμα του Bit 4 απενεργοποιημένο και (f) ένα μεγάλο (long) και ένα μικρό (short) τμήμα του Bit 4 απενεργοποιημένα.

Ακολουθώντας την ίδια λογική με τις προηγούμενες περιπτώσεις, προκειμένου να εκτιμηθεί η απόδοση του Qsegmentedmodulator ακολουθήθηκε η ίδια διαδικασία όπως στην περίπτωση του I διαμορφωτή. Ωστόσο, δεν ήταν εφικτό να αποτυπωθούν οι αποκρίσεις του Qsegmentedmodulator λόγω της υποβαθμισμένης απόδοσης τόσο του driver δυαδικών ροών δεδομένων όσο και του ίδιου του segmentedmodulator.

Ως τελικό βήμα, μετρήθηκε η συνάρτηση μεταφοράς του IQsegmentedmodulator όπως δείχνεται στην Εικόνα 5.60. Ειδικότερα, στην Εικόνα 5.60 (α) και (β) η κανονικοποιημένη μεταδιδόμενη ισχύς του IQsegmentedmodulator σχεδιάστηκε γραφικά ως προς την τάση οδήγησης σε κάθε βραχίονα του ενσωματωμένου (nested) Isegmentedmodulator, πολώνοντας ηλεκτρικά (bias) τον Qsegmentedmodulator στο ελάχιστο σημείο μετάδοσης του. Στην συνέχεια, ακολουθήθηκε η ίδια ακριβώς διαδικασία με την πόλωση του Isegmentedmodulator στο ελάχιστο σημείο μετάδοσης του και οδηγώντας ηλεκτρικά κάθε βραχίονα του ενσωματωμένου Qsegmentedmodulator προκειμένου να ληφθεί η συνάρτηση μεταφοράς του ευέλικτου πομπού. Παρόλα αυτά, δεν παρατηρήθηκε διακύμανση της ισχύος εξόδου του ευέλικτου πομπού (κοντά -40 dBm) σε σχέση με την τάση οδήγησης των βραχιόνων του Qsegmentedmodulator.





Εικόνα 5.60: Συνάρτηση μεταφοράς του IQsegmentedmodulatorως προς την τάση οδήγησης του (α) 1^{ου} βραχίονα του I τμηματοποιημένου διαμορφωτή και του (β) 2^{ου} βραχίονα του I segmentedmodulators

5.9 Σύνοψη και Συμπεράσματα Κεφαλαίου 5

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύθηκε διεξοδικά το σχεδιαστικό μοντέλο ενός σύμφωνου οπτικού πομπού βασισμένου στην συνέργεια των τεχνολογιών ενός IQInPMach-Zehndersegmentedmodulator σε συνδυασμό με drivers τεχνολογίας CMOS χαμηλών ενεργειακών αναγκών. Πιο συγκεκριμένα, δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στο να αναλυθεί η αρχή λειτουργίας ενός segmentedmodulatorκαθώς και η λειτουργία που μπορεί να επιτελέσει ως οπτικός DACεξαλείφοντας με αυτό τον τρόπο την ανάγκη για χρήση ηλεκτρικών DACσυψηλής ενεργειακής κατανάλωσης και κόστους.

Η λειτουργία του ευέλικτου πομπο/δέκτη αξιολογήθηκε μέσω μιας σειράς προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν ώστε να εξομοιωθούν οι συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ. Σε πρώτη φάση παρουσιάστηκαν όλα τα δομικά στοιχεία της πειραματικής διάταξης που προσομοιώθηκε με σκοπό να καταστεί σαφής η λειτουργία τους. Στα σενάρια τα οποία εξετάστηκαν προσομοιώθηκε μετάδοση σημάτων DP 4-QAM, DP 16-QAM, DP 32-QAM και DP 64 QAM για ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 28 Gbaud και 32 Gbaud σε απόσταση που φτάνει τα 50 kmπροκειμένου να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές του περιφερειακού δικτύου του ΟΤΕ.

Τέλος στο τελευταίο κομμάτι του συγκεκριμένου κεφαλαίου πραγματοποιήθηκε η πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του ευέλικτου οπτικού πομπού μετους CMOSdrivers 1^{ης} και 2^{ης} γενιάς μέσω των μετρήσεων BER και των διαγραμμάτων οφθαλμούπου λήφθηκαν. Τα σήματα πολλαπλών σταθμών που δημιουργήθηκαν ήταν διαμορφωμένα τόσο κατά πλάτος (σχήματα διαμόρφωσης: NRZ, PAM-4, PAM-8) όσο και κατά φάση (σχήματα διαμόρφωσης: PSK και QPSK).

ΑναφορέςΚεφαλαίου 5

- [5.1] P. J. Winzer, “Beyond 100g ethernet,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 7, pp. 26–30, July 2010.
- [5.2] S. Dris, M. Vanhoecke, A. Aimone, D. Apostolopoulos, I. Lazarou, P. Demeester, J. Bauwelinck, G. Gotz, T. Wahlbrink, R. Magri, I. Papafili, G. Agapiou, and H. Avramopoulos, “A programmable, multiformat photonic transceiver platform enabling flexible optical networks,” in *17th International Conference on Transparent Optical Networks, Proceedings*, 2015, pp. We.D5.2:1–We.D5.2:4.
- [5.3] ITU-T Recommendation G.694.1: Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid (2012).
- [5.4] M. Papuchon, C. Puech, and A. Schnapper, “4-bits digitally driven integrated amplitude modulator for data processing,” *Electronics Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 142–144, February 1980.
- [5.5] D. Patel, A. Samani, V. Veerasubramanian, S. Ghosh, and D. V. Plant, “Silicon photonic segmented modulator-based electro-optic dac for 100 gb/s pam-4 generation,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 23, pp. 2433–2436, Dec 2015.
- [5.6] C. Xiong, D. Gill, J. Proesel, J. Orcutt, W. Haensch, and W. M. J. Green, “A monolithic 56 gb/s cmos integrated nanophotonic pam-4 transmitter,” in *2015 IEEE Optical Interconnects Conference (OI)*, April 2015, pp. 16–17.
- [5.7] M. Webster, K. Lakshmikumar, C. Appel, C. Muzio, B. Dama, and K. Shastri, “Low-power mos-capacitor based silicon photonic modulators and cmos drivers,” in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2015, March 2015, pp. 1–3.
- [5.8] T.Kato, “Inp modulators with linear accelerator like segmented electrode structure,” in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2014, March 2014, pp. 1–3.
- [5.9] A. Shastri, C. Muzio, M. Webster, G. Jeans, P. Metz, S. Sunder, B. Chattin, B. Dama, and K. Shastri, “Ultra-low-power single-polarization qam16 generation without dac using a cmos photonics based segmented modulator,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 6, pp. 1255–1260, March 2015.
- [5.10] A. Aimone, I. G. Lopez, S. Alreesh, P. Rito, T. Brast, V. H’ohns, G. Fiol, M. Gruner, J. Fischer, J. Honecker, A. Steffan, D. Kissinger, A. C. Ulusoy, and M. Schell, “Dac-free ultra-low-power dualpolarization 64-qam transmission with inp iq segmented mzm module,” in *Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers*. Optical Society of America, 2016, p. Th5C.6. [Online]. Available: <http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2016-Th5C.6>
- [5.11] T. Yamase, M. Sato, H. Uchida, H. Noguchi, K. Sato, and T. Kato, “10gb/s in-line centipede electrode inp mzm and low-power cmos driver with quasi-traveling wave generation,” in *16th Opto-Electronics and Communications Conference*, July 2011, pp. 61–62.

- [5.12] K. O. Velthaus, M. Hamacher, M. Gruner, T. Brast, R. Kaiser, K. Prosyk, I. Woods, D. Hoffmann, and M. Schell, "High performance inp-based mach-zehnder modulators for 10 to 100 gb/s optical fiber transmission systems," in IPRM 2011 - 23rd International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, May 2011, pp. 1–4.
- [5.13] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. No'e, "Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M -qam constellations," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999, Apr 2009. [Online]. Available: <http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-27-8-989>
- [5.14] R. J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, "Capacity limits of optical fiber networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, Feb 2010.
- [5.15] Ho, K.P.: *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. Springer (2005).
- [5.16] <http://www.celight.com>
- [5.17] M. Vanhoecke, "Segmented Optical transmitter comprising a CMOS Driver Array and an InP IQ-MZM for Advanced Modulation Formats", *JLT*, Vol 35, issue 4
- [5.18] H. Y. Choi al., "Feasibility Demonstration of Flexible Tx/Rx for Spectrum Defragmentation in Elastic Optical Networks," in *Proc. OSA/OFC/NFOEC 2013*, Mar. 9-13, Anaheim, USA
- [5.19] C. Laperle and M. O Sullivan, "Advances in high-Speed DACs,ADCs and DSP for Optical Coherent Trasnceivers", *JLT*, vo. 32, no.4 pp 629-643, 2014
- [5.20] A. Konczykowska, J.-Y. Dupuy, F. Jorge, M. Riet, J. Moulu, V. Nodjiadjim, P. Berdagger and J. Godin, "42 GBd 3-bit Power-DAC for Optical Communications with Advanced Modulation Formats in InP DHBT," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 6, pp. 389-390, 2011.
- [5.21] Y. Shuangyi, "D 2.2. - Investigation and Assessment of the Potential Technologies for the Flexi-Grid Optical Path-Packet Infrastructure for Ethernet Transport," Public Deliverable, The STRAUSS Project (FP7-ICT-2013- EU-Japan), 2015
- [5.22] "piDesigning Next-Generation 40nm Active Cable Solutions To Support Thunderbolt Technology," www.intersil.com.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Σύνοψη Διατριβής και Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα

6.1 Εισαγωγή

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή μελετήθηκαν και αναπτύχθηκαν ολοκληρωμένες οπτικές διατάξεις που προορίζονται για την υλοποίηση μιας πλατφόρμας ενός πλήρως προγραμματιζόμενου, υψηλής ανάλυσης και χαμηλής ενεργειακής κατανάλωσης οπτικού πομπού αξιοποιώντας τεχνολογίες αιχμής και συνέργειες μεταξύ οπτικών και ηλεκτρονικών σχεδιαστικών μοντέλων για την μετάδοση και λήψη δεδομένων σύμφωνα με τα πρότυπα και τις ανάγκες που προκύπτουν από τα υψηλής χωρητικότητας δίκτυα ευέλικτου πλέγματος νέας γενιάς. Πιο συγκεκριμένα, η παρούσα διατριβή εστίασε σε δυο αλληλένδετους θεματικούς άξονες:

- Στην ενδεδειγμένη παρουσίαση των σχεδιαστικών μοντέλων, της αρχής λειτουργίας και των χαρακτηριστικών ενός IQsegmentedmodulatorτεχνολογίας InP ο οποίος ολοκληρώθηκε σε πλατφόρμα πυριτίου μαζί με τους ηλεκτρονικούς drivers τεχνολογίας CMOS χαμηλών ενεργειακών απαιτήσεων. Η συνέργεια αυτή του IQsegmentedmodulatorsκαι των CMOSdrivers αποτέλεσε την καρδιά του οπτικού πομπού που μελετάται στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής. Η προτεινόμενη δομή του οπτικού πομπού επιτελεί την λειτουργία ενός οπτικού-DAC επιτυγχάνοντας μείωση των απαιτήσεων της τάσης οδήγησης στα ηλεκτρόδια του segmentedmodulator καθώς της κατανάλωση ενέργειας με δεδομένο το γεγονός ότι αποφεύγεται η χρήση ακριβών και πολύπλοκων ηλεκτρονικών δομών DACs για την παραγωγή σημάτων με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Η αξιολόγηση της απόδοσης του συγκεκριμένου οπτικού πομπού πραγματοποιήθηκε τόσο σε επίπεδο προσομοιώσεων όσο και εργαστηριακά με πειράματα μετάδοσης δεδομένων με σήματα πολλαπλών σταθμών που δημιουργήθηκαν από τον οπτικό πομπό τόσο σχημάτων διαμόρφωσης κατά πλάτος (NRZ, PAM-4, PAM-8) όσο και κατά φάση (PSK, QPSK).
- Στην εκτενή περιγραφή του σχεδιαστικού μοντέλου καθώς και της πειραματικής διαδικασίας που ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση της απόδοσης της ολοκληρωμένης δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) σε πλατφόρμα πυριτίου η οποία έχει την δυνατότητα δυναμικής μεταβολής των φασματικών της χαρακτηριστικών και είναι κατάλληλη για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος. Πιο συγκεκριμένα, η δομή πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας βασίζει την λειτουργία της σε μια συστοιχία σύνθετης δομής φίλτρων μικρο-δακτυλίων (rings) τα οποία έχουν την δυνατότητα να μεταβάλλουν τόσο το μήκος κύματος συντονισμού τους (resonantwavelength) όσο και το εύρος ζώνης (3-dBbandwidth) λειτουργίας τους ώστε να ικανοποιήσουν με τον αποδοτικότερο τρόπο το προφίλ της κίνησης που παράγεται από τον οπτικό πομπό. Η ανάλυση της αρχής λειτουργίας της δομής MUX/DEMUX ξεκίνησε από το επίπεδο των προσομοιώσεων των μεμονωμένων σύνθετων δομών φίλτρων για να αξιολογηθούν τα φασματικά τους χαρακτηριστικά με δεδομένο ότι θα αποτελέσουν το βασικό δομικό στοιχείο φιλτραρίσματος της συνολικής δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας. Επιπλέον, τα αποτελέσματα τα οποία προέκυψαν από μια σειρά εργαστηριακών πειραμάτων των ολοκληρωμένων σε επίπεδο τσιπ σύνθετων δομών φίλτρων που αποτελούνται από 2¹⁵ τάξης MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο

συμβολόμετρο MZI αξιολογήθηκαν ώστε στο επόμενο βήμα να κατασκευαστεί ο πρωτότυπος packagedMUX/DEMUX 16 καναλιών. Η πειραματική αξιολόγηση των φασματικών χαρακτηριστικών του packagedMUX/DEMUX επέδειξε αξιοσημείωτα αποτελέσματα τόσο ως προς την δυνατότητα να μεταβάλει το μήκος κύματος λειτουργίας των καναλιών του (μεταβολή μεγαλύτερη από 370 GHz) όσο ως προς την μεταβολή του εύρους ζωνής λειτουργίας των φίλτρων του κάθε καναλιού (εύρος διακύμανσης από 12.5 GHz έως 35 GHz). Τέλος, στα πλαίσια αυτής της διδακτορικής διατριβής αξιολογήθηκαν πειραματικά οι λειτουργίες πολυπλεξίας και απο-πολυπλεξίας σημάτων που διέρχονται μέσα από τα κανάλια του πρωτότυπου packagedMUX/DEMUX με την χρήση ενός σύμφωνου δέκτη διαφοροποίησης φάσης με διαχωρισμό των πολωτικών συνιστωσών (polarizationdiversitycoherentreceiver) των διαμορφωμένων σημάτων που μεταδόθηκαν. Οι λειτουργίες αυτές παρουσίασαν αξιοσημείωτα αποτελέσματα γεγονός που καθιστά την δομή MUX/DEMUX ικανή να εξυπηρετήσει τις απαιτήσεις των σύγχρονων δικτύων ευέλικτου πλέγματος .

6.2 Πλατφόρμα οπτικού πομπού βασισμένου στη συνέργεια ενός segmentedmodulatorκαι ενός πρωτοτύπουMUX/DEMUX για εφαρμογές δικτύων υψηλής χωρητικότητας ευέλικτου πλέγματος νέας γενιάς

Στο πρώτο κεφάλαιο της διατριβής παρουσιάστηκε με αναλυτικό τρόπο η ανάγκη της προσέγγισης νέων υλοποιήσεων δικτύων ευέλικτου πλέγματος για την οπτική μετάδοση πληροφορίας στα σύγχρονα δίκτυα στοχεύοντας στην ικανοποίηση της ζήτησης για δίκτυα μεγαλύτερης χωρητικότητας με αποδοτικότερη διαχείριση των διαθέσιμων πόρων. Παράλληλα, αναλύθηκαν οι παράγοντες όπως είναι η εμφάνιση νέων διαδικτυακών εφαρμογών και υπηρεσιών οι οποίοι επιτείνουν τόσο την αύξηση της ζήτησης για διαθέσιμο εύρος ζώνης από τους χρήστες όσο και την μεταβολή του προφίλ της κίνησης το οποίο γίνεται πιο δυναμικό και ευμετάβλητο. Η εισαγωγή νέων ολοκληρωμένων οπτικών και ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που αποτελούν την καρδιά μιας υβριδικής πλατφόρμας φωτονικών και ηλεκτρονικών στοιχείων ενός οπτικού πομπού με δυνατότητα πλήρους προγραμματισμού του ρυθμού μετάδοσης και των φασματικών χαρακτηριστικών του, έρχεται να καλύψει το κενό που παρουσιάζουν οι παλιές αρχιτεκτονικές δικτύων να ανταποκριθούν στις αυξημένες ανάγκες για δίκτυα μεγαλύτερης χωρητικότητας. Επιπρόσθετα, παρουσιάστηκαν οι λεπτομέρειες της αρχιτεκτονικής των ευέλικτων οπτικών δικτύων καθώς και της έννοιας των υπερ-καναλιών (super-channels) που αποτελούνται από πολλαπλά υπο-κανάλια (sub-channels) που έχουν ομαδοποιηθεί για την αποδοτικότερη διαχείριση του διαθέσιμου φάσματος κατά την μετάδοση σημάτων. Τέλος, δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στην ανάλυση των βασικών δομικών στοιχείων που απαρτίζουν ένα ευέλικτο δίκτυο (οπτικοί πομποδέκτες, δημιουργία υπερ-καναλιών, ROADMs, WSSs).

Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφηκαν αναλυτικά οι βασικές αρχές και τεχνικές που διέπουν την διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος με σχήματα διαμόρφωσης πλάτους και φάσης ενώ δόθηκε με λεπτομέρεια και η ανάλυση των σχεδιαγραμμάτων αστερισμού που είναι απαραίτητα ως απεικονιστικό εργαλείο για την αποτύπωση της ποιότητας της διαμορφωμένης πληροφορίας στο μιγαδικό επίπεδο. Στο πλαίσιο αυτό, παρουσιάστηκε η αρχή λειτουργίας του συμβολομετρικού διαμορφωτή τύπου MZM καθώς και η μεθοδολογία που χρειάζεται να ακολουθηθεί ούτως ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως διαμορφωτής έντασης και φάσης του ηλεκτρικού πεδίου. Επιπρόσθετα, αξιοποιώντας το θεωρητικό υπόβαθρο της βασικής αρχής λειτουργίας του απλού συμβολομετρικού διαμορφωτή MZM, παρουσιάστηκε ο

διαμορφωτής ορθογωνικότητας (IQMZM) ο οποίος αποτελείται από δύο απλούς ενθυλακωμένους MZM σε μία συμβολομετρική διάταξη ενός Mach Zehnder και είναι κατάλληλος για την δημιουργία οπτικών σημάτων πολλαπλών σταθμών διαμορφωμένα τόσο ως προς την ένταση (σχήματα διαμόρφωσης OOK, PAM-4, PAM-8) όσο και ως προς την φάση (σχήματα διαμόρφωσης PSK, QPSK) του ηλεκτρικού πεδίου. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο, ο συγκεκριμένος διαμορφωτής έχει επιλεγεί ως η προσφορότερη και η αποδοτικότερη λύση για τη διαμόρφωση σημάτων με μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης και αυξημένη φασματική αποδοτικότητα στα σύγχρονα οπτικά μητροπολιτικά δίκτυα ευέλικτου πλέγματος. Ως επόμενο βήμα επιλέχθηκε η παρουσίαση της αρχής λειτουργίας του IQsegmentedmodulator ο οποίος αποτελεί τον τύπο διαμορφωτή που θα χρησιμοποιηθεί στον οπτικό πομπό που μελετάται στην παρούσα διδακτορική διατριβή. Κύριο μέλημα αποτέλεσε η ανάδειξη της καινοτόμου λειτουργίας που επιτελεί ως ένας οπτικός DAC μειώνοντας δραστικά τόσο το κόστος όσο και τις απαιτήσεις ενεργειακής κατανάλωσης των ακριβών ηλεκτρονικών DAC που απαιτούνται από τις παραδοσιακές υλοποιήσεις πομπών για την επίτευξη υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης. Τέλος, το κεφάλαιο 2 ανέλυσε τη βασική τεχνική της σύμφωνης φάρασης που χρησιμοποιείται καθολικά για την επίτευξη επιτυχούς αποδιαμόρφωσης οπτικών καναλιών, τόσο στη φάση ή/και στην ένταση του πεδίου τους, έχοντας οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης. Το βασικό μοντέλο της δομής του σύμφωνου δέκτη που εξετάστηκε ήταν ο σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης της φάσης και διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του διαμορφωμένου σήματος, ο οποίος βασίζεται στην οπτική διάταξη ενός οπτικού υβριδίου 90ο σε συνδυασμό με μια πηγή ενός LO. Επιπλέον, ο συγκεκριμένος σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης θα συνδυαστεί με μία οπτική δομή διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών, δίνοντας την δυνατότητα λήψης διαμορφωμένων σημάτων στα οποία έχει εφαρμοστεί και η ευρέως διαδομένη τεχνική της πολυπλεξίας ως προς την πόλωση, διπλασιάζοντας πρακτικά τη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού σε μία οπτική συχνότητα.

Το τρίτο κεφάλαιο εστίασε στην παρουσίαση του σχεδιαστικού μοντέλου καθώς και των αποτελεσμάτων που εξήχθησαν κατά την πειραματική διαδικασία που ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση των επιδόσεων της ολοκληρωμένης σε επίπεδο τσιπ δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) ως προς την δυνατότητα που επιδεικνύει για την δυναμική μεταβολή των φασματικών της χαρακτηριστικών. Σε πρώτη φάση παρουσιάζεται η γενική αρχή λειτουργίας και τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα των δομών φίλτρων μικρο-δακτυλίων (micro-resonator - MRR) τα οποία θα αποτελέσουν την καρδιά της δομής MUX/DEMUX που αναπτύσσεται στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Επιπλέον, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα μιας σειράς προσομοιωτικών μοντέλων των δομών φίλτρων μικρο-δακτυλίων τα οποία αναπτύχθηκαν με σκοπό να επιλεγθεί το κατάλληλο μοντέλο που θα πληροί όλες τις προϋποθέσεις που θα πρέπει να πληρούνται από μια δομή πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας που θα εξυπηρετεί τις ανάγκες των ελαστικών οπτικών δικτύων υψηλής χωρητικότητας. Η τελική δομή των ευέλικτων φίλτρων αποτελείται από μια συστοιχία 2^{ης} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI τα οποία θα αποτελέσουν το βασικό δομικό στοιχείο του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών (16x1 MUX/DEMUX). Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην χρησιμότητα του ενσωματωμένου συμβολόμετρου MZI ανάμεσα στις δύο κοιλότητες μικρο-δακτυλίων το οποίο διαδραματίζει τον ρόλο ενός μεταβλητού λόγου διαχωρισμού οπτικού coupler (variablesplittingsratioopticalcoupler) συντελώντας καταλυτικά στην αύξηση του εύρους του εύρους ζώνης που μπορεί να υποστηρίξει η δομή MUX/DEMUX. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αποδεικνύουν την δυνατότητα που παρουσιάζει η συγκεκριμένη δομή να μεταβάλει το εύρος ζώνης λειτουργίας της σε ένα εύρος τιμών από 12.5 GHz έως 35 GHz καθώς και το μήκος κύματος συντονισμού της.

Επόμενο βήμα ήταν η ολοκλήρωση των δομών φίλτρων 2^{ης} τάξεως MRs (micro-racetracks) με ενσωματωμένο MZI σε τσιπ ώστε να αξιολογηθεί πειραματικά η απόδοση τους και να συγκριθεί η συμφωνία που παρουσιάζουν τα πειραματικά αποτελέσματα με τα αντίστοιχα που λήφθηκαν από τις προσομοιώσεις. Πιο συγκεκριμένα οι δομές φίλτρων πολυπλεξία/από-πολυπλεξία είχαν την δυνατότητα να μεταβάλλουν δυναμικά τόσο το εύρος ζώνης τους όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους δυναμικά σε πραγματικό χρόνο με την χρήση μικρο-θερμαντών με τα αποτελέσματα αυτά να βρίσκονται σε συμφωνία με τα αντίστοιχα προσομοιωθέντα. Τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης των δομών αυτών συλλέχθηκαν και αξιολογήθηκαν οι απαραίτητες πληροφορίες για την λειτουργία τους και την απόδοση τους ώστε να σχεδιαστεί η τελική μάσκα που θα περιλαμβάνει την δομή του πρωτότυπου πολυπλέκτη/από-πολυπλέκτη 16 καναλιών η οποία θα περιλαμβάνει τις δομές αυτές των ευέλικτων φίλτρων. Ως επόμενο βήμα πριν την έναρξη της διαδικασίας κατασκευής του packaged τελικού πρωτοτύπου MUX/DEMUX παρατίθενται τα αποτελέσματα του πειραματικού χαρακτηρισμού που προέκυψαν από την ολοκληρωμένη σε τσιπ δομή του MUX/DEMUX 16 καναλιών ώστε να αξιολογηθεί κυρίως η φασματική απόκριση του 2Dcoupler περίθλασης (gratingcoupler) καθώς και οι απώλειες από ένα-σε-ένα της συνολικής δομής MUX/DEMUX. Τέλος, παρουσιάστηκε η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την μετάβαση από το επίπεδο της ολοκλήρωσης σε τσιπ της δομής πολυπλεξία/από-πολυπλεξία το τελικό packaging του πρωτότυπου MUX/DEMUX 16 καναλιών. Πιο συγκεκριμένα, παρατίθενται λεπτομέρειες σχετικά τοassembly και το packaging της συστοιχίας των ευέλικτων φίλτρων MRs-MZI της πρωτότυπης δομής πολυπλεξία/από-πολυπλεξία (MUX/DEMUX) τα οποία είναι ολοκληρωμένα σε πλατφόρμα SOI ενώ επιπλέον διαθέτουν και λειτουργίες πολυπλεξίας πόλωσης πάνω στο τσιπ (onchip polarization multiplexing).

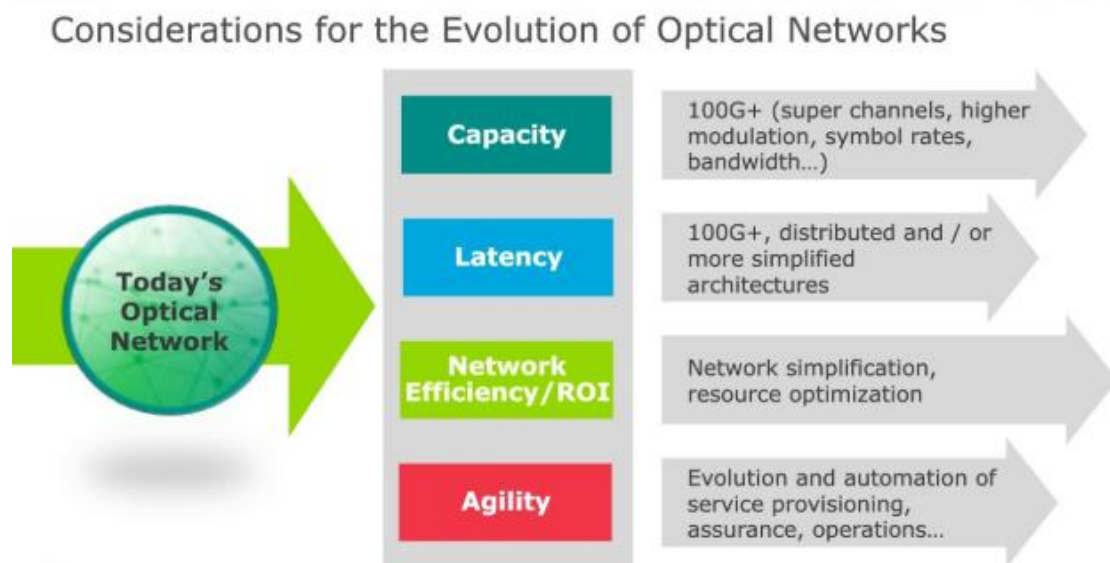
Το κεφάλαιο 4 εστίασε στην πειραματική αξιολόγηση της απόδοσης του packaged 16x1 MUX/DEMUX πρωτοτύπου ο οποίος είναι κατάλληλος για εφαρμογές δικτύων ευέλικτου πλέγματος. Κύριο μέλημα αποτέλεσε ο διεξοδικός πειραματικός χαρακτηρισμός του πρωτότυπου MUX/DEMUX. Η αρχή έγινε με την πειραματική αξιολόγηση των παθητικών λειτουργιών του πρωτοτύπου σε λειτουργία μονού, διπλού και τριπλού καναλιού ώστε να διερευνηθούν οι δυνατότητες των ευέλικτων φίλτρων να μεταβάλλουν δυναμικά τόσο το εύρος ζώνης λειτουργίας τους όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους. Κατά την αξιολόγηση της λειτουργίας μονού καναλιού επαληθεύθηκε ότι τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το packaged πρωτότυπο MUX/DEMUX ήταν σε πλήρη συμφωνία με τα αντίστοιχα που είχαν ληφθεί εξαρχής κατά την διαδικασία των προσομοιώσεων τόσο ως προς την μεταβολή του εύρους ζώνης (12.5 GHz έως 35 GHz) όσο και το μήκος κύματος συντονισμού τους (μετατόπιση του μήκους κύματος κατά FSR: 375 GHz). Επιπρόσθετα, ο πειραματικός χαρακτηρισμός του πρωτοτύπου σε κατάσταση λειτουργίας διπλού και τριπλού καναλιού σύμφωνα με τις απαιτήσεις για εύρος ζώνης στο πρότυπο ευέλικτο πλέγματος επέδειξε αμελητέες θερμικές παρεμβολές και φασματικές επικαλύψεις μεταξύ των καναλιών. Διατηρήθηκε το 3-dB εύρος ζώνης του πρώτου καναλιού στην ελάχιστη δυνατή τιμή των 12.5 GHz ενώ εύρος ζώνης των υπόλοιπων καναλιών κυμάνθηκε από 15 GHz έως 35 GHz για συνθήκες μεταβαλλόμενης φασματικής απόστασης μεταξύ των καναλιών (από 37.5 GHz έως 100 GHz). Έπειτα, αξιολογήθηκε η απόδοση της λειτουργίας πολυπλεξίας του πρωτοτύπου σε λειτουργία μονού και διπλού καναλιού σε συνθήκες μετάδοσης σημάτων ροών δεδομένων ρυθμίζοντας κατάλληλα τόσο τα μήκη κύματος των σημάτων όσο και τα εύρη ζώνης των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος ώστε να είναι συμβατά με τα πρότυπα των δικτύων ευέλικτου πλέγματος. Οι περιπτώσεις οι οποίες λήφθηκαν υπόψη αφορούσαν είτε την πολυπλεξία ενός 10Gb/sNRZ και 24GbaudQPSK σήματος είτε την πολυπλεξία δύο

10Gb/sNRZ σημάτων, ενώ οι μετρήσεις BER που πραγματοποιήθηκαν απέδειξαν την ομαλή λειτουργία του πρωτοτύπου ως δομή πολυπλεξίας με αποδεκτές ποινές ισχύος σε κάθε κανάλι. Στην συνέχεια, παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης του packagedMUX/DEMUX πρωτοτύπου ως δομής απο/πολυπλεξίας εναλλάσσοντας (interchanging) τις θύρες εισόδου-εξόδου σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση της πολυπλεξίας. Πιο συγκεκριμένα, δημιουργήθηκε ένα WDM σήμα ευέλικτου πλέγματος που αποτελείται από 2 σήματα 10 Gb/sNRZ τα οποία απο-πολυπλέχθηκαν με επιτυχία όπως φανέρωσαν και οι μετρήσεις BER που πραγματοποιήθηκαν για καθ' ένα κανάλι. Επιπρόσθετα, αξιολογήθηκε η λειτουργία της πολυπλεξίας πόλωσης (polarizationmultiplexing) του πρωτοτύπου 16x1 MUX/DEMUX κατά την οποία ένα 24 GbaudDPQPSK πολυπλεγμένο ως προς την πόλωση οπτικό σήμα εξόδου από το πρωτότυπο λήφθηκε ομόδυνα με την χρήση ενός σύμφωνου δέκτη με δυνατότητα διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του σήματος. Τέλος, στο κεφάλαιο 4 περιγράφηκαν οι πειραματικές δραστηριότητες που έλαβαν χώρα στις εγκαταστάσεις του τηλεπικοινωνιακού παρόχου Ericsson Ιταλίας στα πλαίσια της ερευνητικής συνεργασίας ICT-SPIRIT που περιελάμβαναν τον πειραματικό χαρακτηρισμό του πρωτοτύπου packagedMUX/DEMUX σε συνθήκες μετάδοσης πραγματικών δεδομένων του δικτύου της Ericsson.

Στο κεφάλαιο 5 περιγράφηκε όλη η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την σχεδίαση και την κατασκευή ενός σύμφωνου οπτικού πομπού βασισμένου στην συνέργεια των τεχνολογιών ενός IQInPsegmentedMach-Zehndermodulator σε συνδυασμό με drivers τεχνολογίας CMOS χαμηλών ενεργειακών αναγκών. Τον σχεδιασμό και τον ενορχήστρωση όλων των λεπτομερειών που αφορούν τον segmentedmodulatorκαι τους CMOSdrivers είχαν αναλάβει τα ινστιτούτα HHI και IMEΨ αντίστοιχα ενώ ένα σημαντικό μέρος του πειραματικού χαρακτηρισμού του οπτικού πομπού που προέκυψε πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις του ΕΦΕ. Η προτεινόμενη δομή του σύμφωνου οπτικού πομπού επιτελεί την λειτουργία ενός οπτικού DAC μην κάνοντας χρήση ηλεκτρικού μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό σήμα (DAC) επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο να μειώσει τις απαιτήσεις για τάση οδήγησης στα ηλεκτρόδια του segmentedmodulatorκαθώς και παρουσιάζει χαμηλή κατανάλωση ενέργειας (powerconsumption). Επιπρόσθετα, η λειτουργία του ευέλικτου πομπο/δέκτη αξιολογήθηκε μέσω μιας σειράς προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν ώστε να εξομοιωθούν οι συνθήκες μετάδοσης πεδίου δοκιμών στο περιφερειακό δίκτυο τηλεφωνικών κλήσεων του ΟΤΕ. Πιο συγκεκριμένα, εξετάστηκε η μετάδοση μιας πληθώρας σημάτων που χαρακτηρίζονταν από διπλή πολωτική κατάσταση (dualpolarization - DP) με σχήματα διαμόρφωσης που κυμαίνονταν από ένα απλό QAM σήμα και έφταναν σε διαγράμματα αστερισμού των 64 QAM για ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 28 Gbaud και 32 Gbaud και σε απόσταση που φτάνει τα 50 km προκειμένου να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές του περιφερειακού δικτύου του ΟΤΕ. Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης που περιλαμβάνουν καμπύλες μετρήσεις BER και διαγράμματα οφθαλμών των σημάτων που δημιουργούνται από τον ευέλικτο οπτικό πομπό με τους CMOSdrivers τόσο της 1^{ης} αλλά και της 2^{ης} γενιάς. Τα αποτελέσματα αυτά απέδειξαν την εύρυθμη συνεργατική λειτουργία των τεχνολογιών του segmentedmodulator σε συνδυασμό με τους CMOSdrivers και την δυνατότητα δημιουργίας σημάτων πολλαπλών σταθμών διαμορφωμένα τόσο κατά πλάτος (σχήματα διαμόρφωσης: NRZ, PAM-4, PAM-8) όσο και κατά φάση (σχήματα διαμόρφωσης: PSK και QPSK).

6.3 Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα

Διανύουμε την εποχή η οποία χαρακτηρίζεται από την υψίστης σημασίας μετάβαση από υλοποιήσεις οπτικών δικτύων σταθερού πλέγματος σε οπτικά δίκτυα που υποστηρίζουν τα πρότυπα ευέλικτου πλέγματος ώστε να ικανοποιηθεί η ζήτηση για τεράστιο εύρος ζώνης που πυροδοτείται από την δημιουργία και την δρομολόγηση ροών δεδομένων υπερ-καναλιών[6.1]. Η στρατηγική επιλογή της μετάβασης σε ελαστικά οπτικά δίκτυα έχει καταστεί ακόμα πιο σημαντική για να υποστηρίξει την είσοδο των οπτικών υποδομών στις τοπολογίες δικτύων 5G όπου το δυναμικό και ευμετάβλητο προφίλ κίνησης απαιτεί την δυναμική προσαρμογή των διαθέσιμων πόρων του δικτύου [6.2]. Η Εικόνα 6.1 παρουσιάζει σχηματικά κάποιες από τις σημαντικότερες προκλήσεις που έχουν να αντιμετωπίσουν τα οπτικά δίκτυα τα επόμενα χρόνια.



Εικόνα 6.1: Εκτιμήσεις για την εξέλιξη των οπτικών δικτύων

Παρά το γεγονός ότι οι προβλέψεις υποδεικνύουν ότι οι 100G οπτικές διεπαφές θα συνεχίσουν να κυριαρχούν στην αγορά τουλάχιστον ως το 2020 [6.3], η μαζική ανάπτυξη συστημάτων συμβατών με το πρότυπο χωρητικότητας δικτύων των 400G που χρονολογείται από τα τέλη του 2016 έχει σηματοδοτήσει την αρχή μιας νέας εποχής για τα οπτικά δίκτυα μεταφοράς (OTN). Προς αυτή την κατεύθυνση έχουν πρόσφατα δημοσιευθεί πρότυπα Ethernet 400G, τα οποία προωθούν υλοποιήσεις χωρητικότητας 64 Gbaud με σχήματα διαμόρφωσης QPSK/16QAM ως το σχήμα μετάδοσης που επιλέγεται από τις 400G οπτικές διεπαφές. Η μετάβαση σε υλοποιήσεις δικτύων 100G+(400G ή ακόμα και 1T) απαιτεί την πλήρη εκμετάλλευση όλων των διαθέσιμων τεχνικών που υποστηρίζονται από τα δίκτυα ευέλικτου πλέγματος όπως είναι η δημιουργία υπερ-καναλιών, η χρησιμοποίηση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και η αποδοτικότερη κατανομή του διαθέσιμου εύρους ζώνης [6.4]. Επιπρόσθετα, σημαντική είναι και η παράμετρος της καθυστέρησης (latency) στην μετάδοση των ροών δεδομένων η οποία απαιτείται να είναι η μικρότερη δυνατή ώστε να εξυπηρετείται με τον καλύτερο τρόπο το ευμετάβλητο προφίλ της κίνησης που δομείται από την νέα εποχή του ψηφιακού κόσμου. Τα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας νέας γενιάς είναι απαραίτητο να χαρακτηρίζονται από όσο το δυνατό μεγαλύτερη απλότητα, βέλτιστη διαχείριση των διαθέσιμων πόρων ενώ θα πρέπει να παρουσιάζουν υψηλή προσαρμοστικότητα.

Σύμφωνα με το πρότυπο της ITU-T περιλαμβάνονται ζώνες ασφαλείας μεταξύ κάθε οπτικού καναλιού ώστε να διευκολυνθούν οι διαδικασίες του φιλτραρίσματος και της δρομολόγησης. Αυτές οι ζώνες ασφαλείας σπαταλούν περίπου το 25% της χωρητικότητας που μπορεί να υποστηρίξει η μετάδοση μέσω οπτικών ινών. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι ο παραγκωνισμός υλοποιήσεων δικτύων σύμφωνα με το πρότυπο ITU-T όπως το γνωρίζουμε μέχρι σήμερα καθώς και η συνακόλουθη εμφάνιση της έννοιας των υπερ-καναλιών χωρητικότητας κλίμακας της τάξης των Terabit. Η χρήση δικτύων ευέλικτου πλέγματος εξαλείφει την ανάγκη για ύπαρξη ζωνών ασφαλείας που συντελούν στην μη αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος. Στον αντίποδα, επιτρέπει την κατανομή του διαθέσιμου φάσματος σε μήκη κύματος με φασματική απόσταση 12.5 GHz συντελώντας ουσιαστικά στην αύξηση της φασματικής απόδοσης για την μετάδοση στην ίνα. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας προχωρημένες τεχνικές διαμόρφωσης που ορίζονται με την βοήθεια λογισμικού σε συνδυασμό με τεχνικές σύμφωνης ανίχνευσης που υλοποιούνται με την βοήθεια τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος είναι επίσης δυνατή η παροχή σχημάτων διαμόρφωσης (BPSK, QPSK, M-ary QAM) με την βοήθεια λογισμικού για όλα τα μεταδιδόμενα μήκη κύματος επιτρέποντας στους Τηλεπικοινωνιακούς παρόχους να βελτιστοποιούν τις τοπολογίες δικτύων τους στο μέλλον ώστε να πετύχουν την καλύτερη σχέση μεταξύ των εννοιών της κάλυψης και της συνολικής χωρητικότητας.

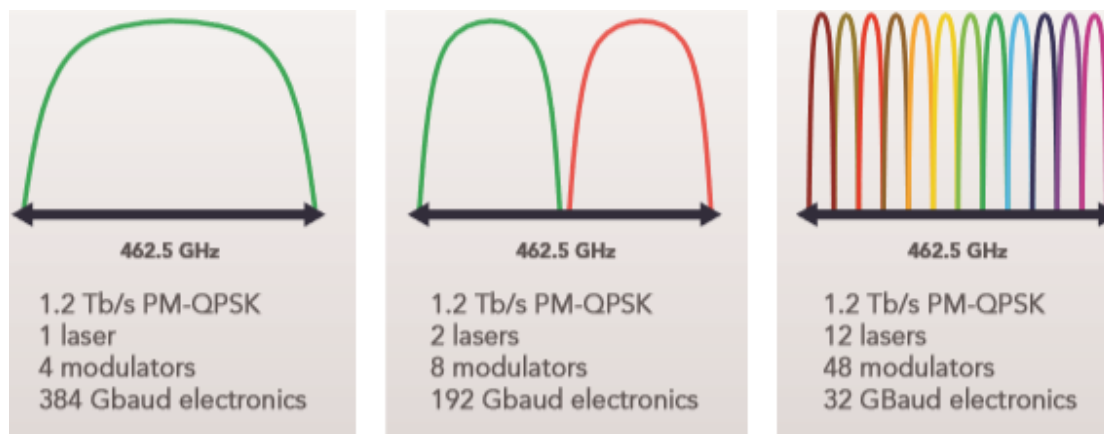
Η βιομηχανία των Τηλεπικοινωνιών έχει ήδη αρχίσει να εισάγει οπτικά υπερ-κανάλια στα οποία πολλοί σύμφωνοι φορείς συνδυάζονται ψηφιακά σε μία κάρτα γραμμής για να δημιουργήσουν ένα συνολικό κανάλι με υψηλότερο ρυθμό δεδομένων. Ωστόσο, η διαχείριση των υλοποιήσεων υπερ-καναλιών επόμενης γενιάς με την υπάρχουσα υποδομή δικτύου είναι μια πρόκληση, αφού τα ευέλικτα πλέγματα υπερ-καναλιών θα καταλαμβάνουν φάσματα μεταβλητού εύρους στο δίκτυο ITU-T ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται (BPSK, QPSK, 8QAM, 16QAM κλπ). Αυτό οδηγεί στην εξέλιξη και τη μετάβαση δικτύου σε ROADMs ευέλικτου πλέγματος, τα οποία μπορούν να δρομολογήσουν οποιοδήποτε ποσοστό οπτικού φάσματος καταλαμβάνει ένα σήμα που μεταδίδεται.

6.3.1 Επιλογές υλοποίησης υπερ-καναλιών κλίμακας Tb/s

Από την ανάλυση που έχει προηγηθεί, γίνεται σαφές ότι η χρησιμοποίηση μελλοντικών πομποδεκτών ευέλικτου εύρους ζώνης ως δομικά στοιχεία των ROADMs των δικτύων, αυξάνει εντυπωσιακά την φασματική αποδοτικότητα του συνολικού δικτύου με άμεσο αποτέλεσμα την αποδοτικότερη διαχείριση του διαθέσιμου φάσματος. Παρόλα αυτά, υιοθετώντας μικρότερες από 50 GHz μονάδες φασματικού πλέγματος και μάλιστα με δυνατότητα ευελιξίας χρειάζεται ακόμη περισσότερη ακρίβεια στη συχνότητας εκπομπής των πηγών φωτός τόσο του πομπού όσο και του LO στο δέκτη, καθώς και της απόκρισης των WSS φίλτρων που θα χρησιμοποιούνται στους μελλοντικούς ROADMs. Πέραν της απαιτούμενης έρευνας στο hardware των δομικών μονάδων του οπτικού δικτύου, η τεχνική ευέλικτου πλέγματος εισάγει μία επιπρόσθετη πολυπλοκότητα στη διαχείριση του δικτύου σε επίπεδο λογισμικού, εφόσον πλέον επιτρέπεται να διαμορφώνονται κανάλια όχι μόνον με αυθαίρετο σχήμα διαμόρφωσης αλλά και διαφορετικού φασματικού περιεχομένου και ρυθμού διαμόρφωσης. Συνεπώς λοιπόν, θα πρέπει να διατηρηθεί μια ισορροπία ανάμεσα στην αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας σε σχέση με το ποσοστό πολυπλοκότητας που αυτή επιφέρει.

Το κυριότερο χαρακτηριστικό γνώρισμα των υλοποιήσεων ευέλικτων οπτικών δικτύων είναι η χρησιμοποίηση υπερ-καναλιών. Ένα υπερ-κανάλι όπως ήδη έχει αναφερθεί μπορεί να χαρακτηριστεί ως μια μεγάλη μονάδα οπτικού εύρους ζώνης μεταφοράς που δημιουργείται

και διαχειρίζεται ως ενιαίο σύνολο. Στην ιδανική περίπτωση, ένα υπερ-κανάλι θα πρέπει να εφαρμοστεί σε μια κάρτα ενιαίας γραμμής, και σύμφωνα με τον ορισμό ότι ένα υπερ-κανάλι πρέπει να διαχειρίζεται ως ένα ενιαίο σύνολο προσφέρει σημαντική μείωση στις συνδέσεις των ινών και απλοποιεί σημαντικά την συνολική υλοποίηση. Ένα υπερ-κανάλι είναι κατά κανόνα πολύ ευρύτερο από ένα παραδοσιακό κανάλι δικτύου ITU-T για να επωφεληθεί από την αποδοτικότερη κατανομή φάσματος που προκύπτει από την εξάλειψη των ζωνών προστασίας μεταξύ των καναλιών. Σε περίπτωση που υπάρχει ανάγκη για υψηλότερη χωρητικότητα είναι δυνατή η ομαδοποίηση υπερ-καναλιών για μετάδοση πάνω από την ίδια ίνα. Εντούτοις, στο πλαίσιο του παραπάνω ορισμού των υπερ-καναλιών, υπάρχουν πολλοί τρόποι για την υλοποίηση ενός υπερ-καναλιού. Παρόλο που δεν έχει καταγραφεί κάποιο πρότυπο για την χωρητικότητα ενός υπερ-καναλιού οι περισσότερες προσπάθειες φαίνεται να επικεντρώνονται στο μέλλον στην δημιουργία υπερ-καναλιών 400G ή και ακόμα μεγαλύτερης χωρητικότητας με αρκετούς παρόχους να επιζητούν την αύξηση της χωρητικότητας πάνω από το 1Tb/s. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.2, τα υπερ-κανάλια μπορούν να υλοποιηθούν είτε ως ένα ευρύ φάσμα ενός ή δύο φορέων είτε με την συνάθροιση περισσότερων φορέων. Στα παραδείγματα που ακολουθούν υποθέεται η δημιουργία ενός υπερ-καναλιού χωρητικότητας 1.2 Tb/s.



Εικόνα 6.2: Επιλογές υλοποίησης υπερ-καναλιών κλίμακας Tb/s [6.5]

Στην Εικόνα 6.2(α) παρουσιάζεται ένα υπερ-κανάλι που αποτελείται από έναν φορέα. Η προσέγγιση αυτή παρουσιάζει το πλεονέκτημα ότι είναι απλούστερη στην εφαρμογή, αφού έχει τον μικρότερο αριθμό συνιστωσών, αλλά έχει το μειονέκτημα ότι απαιτεί εξαιρετικά γρήγορες δομές ολοκληρωμένες σε πυρίτιο για να υποστηρίξει ρυθμό μετάδοσης της τάξης των 384 Gbaud. Επιπλέον, η συγκεκριμένη υλοποίηση δεν επιτρέπει ευελιξία στην κατανομή ή τη μετατόπιση του εύρους ζώνης με μικρότερη ανάλυση, καθώς αποτελείται από ένα ενιαίο φάσμα.

Επιπρόσθετα, η δημιουργία ενός υπερ-καναλιού που αποτελείται από δύο φορείς φαίνεται στην Εικόνα 6.2(β). Αυτή η προσέγγιση έχει το πλεονέκτημα ότι είναι μόνο μετρίως πιο πολύπλοκη για να εφαρμοστεί σε σύγκριση με την προηγούμενη περίπτωση (2 φορές τα δομικά στοιχεία), αλλά έχει επίσης το μειονέκτημα ότι απαιτεί υλοποιήσεις ηλεκτρονικών που πρέπει να υποστηρίζουν ρυθμούς μετάδοσης των 192 Gbaud. Το υπερ-κανάλι διπλού φορέα είναι επίσης περιοριστικό για την κατανομή ή τη δρομολόγηση εύρους ζώνης, αλλά είναι ικανό να επιτρέπει τα φασματικά περιεχόμενα των δύο φορέων να διαμορφώνονται και να διαχειρίζονται είτε ως ένα ολοκληρωμένο κανάλι είτε ως δύο ξεχωριστά κανάλια.

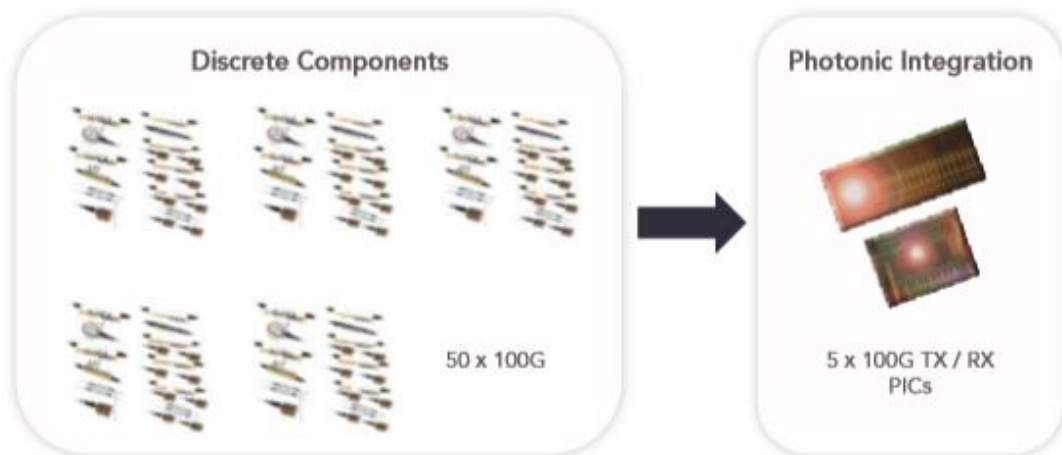
Τέλος, στην Εικόνα 6.2(γ) παρουσιάζεται ένα υπερ-κανάλι 12 φορέων που αποτελείται από 12 100G σήματα. Αυτή η προσέγγιση απαιτεί 12 φορές τα δομικά στοιχεία σε σύγκριση με την απλούστερη εκδοχή της δημιουργίας υπερ-καναλιού ενός φορέα, αλλά έχει το πλεονέκτημα ότι λειτουργεί με ταχύτητες και ρυθμούς μετάδοσης που μπορούν να υποστηριχθούν από την σημερινή και μελλοντική τεχνολογία πυριτίου. Αυτή η προσέγγιση παρέχει επίσης τη μέγιστη ευελιξία για την κατανομή και τη μετατόπιση του εύρους ζώνης δεδομένου ότι τα επιμέρους σήματα μπορούν να συνδυαστούν καθώς και να επιλεχθούν τα σχήματα διαμόρφωσης που θα εκχωρηθούν σε κάθε φορέα.

Ανάμεσα στις τρεις επιλογές δημιουργίας υπερ-καναλιών η τελευταία με την υλοποίηση πολλαπλών φορέων είναι αυτή που προκρίνεται. Η προσέγγιση πολλαπλών φορέων προσφέρει πολύ μεγαλύτερη ευελιξία για την κατανομή του εύρους ζώνης και τη δρομολόγηση των σημάτων. Τα υπερ-κανάλια terabit κλίμακας πολλαπλών φορέων αναμένεται να είναι εμπορικά διαθέσιμα εντός δύο ετών.

6.3.2 Φωτονική Ολοκλήρωση για την υλοποίηση υπερ-καναλιών

Επόμενο βήμα θα είναι η εκμετάλλευση όλων των τεχνολογικών επιτευγμάτων της φωτονικής ολοκλήρωσης ώστε να είναι δυνατή η υλοποίηση υπερ-καναλιών πολλαπλών φορέων terabit κλίμακας μονολιθικά κατασκευασμένων σε ένα φωτονικό ολοκληρωμένο κύκλωμα (photonic integrated circuit - PIC) για να επιτευχθεί η μετάδοση και η λήψη του υπερ-καναλιού. Με αυτόν τον τρόπο ο συνολικός αριθμός οπτικών στοιχείων που απαιτείται έρχεται σε φυσιολογικά επίπεδα φέρνοντας τα οφέλη του Νόμου του Moore στον τομέα των υπερ-καναλιών καθώς και προσφέροντας ένα πρακτικό μονοπάτι για την κλιμάκωση των οπτικών δικτύων στο μέλλον.

Οι υλοποιήσεις PIC τρίτης γενιάς που υποστηρίζουν υπερ-κανάλια 5x100G ευθυγραμμισμένα με το πρότυπο δικτύων ITU-T σταθερού πλέγματος έχουν ήδη αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια. Η Εικόνα 6.3, παρέχει μια σύγκριση του αριθμού των ξεχωριστών οπτοηλεκτρονικών στοιχείων που απαιτούνται για την υλοποίηση ενός υπερ-καναλιού 5x100G έναντι μιας υλοποίησης σε PIC. Τα κυκλώματα πομπού και δέκτη που ολοκληρώνονται μονολιθικά σε PIC ενσωματώνουν περισσότερες από 600 οπτικές λειτουργίες σε ένα ζεύγος τσιπ τεχνολογίας υλικού InP (Phosphide Indium), αντικαθιστώντας περισσότερα από 100 διακριτά οπτικά στοιχεία ("χρυσά κουτιά") και πάνω από 250 συνδέσεις ινών. Τα PIC παρέχουν σημαντικές βελτιώσεις στην πυκνότητα, την κατανάλωση ενέργειας, την παραγωγή θερμότητας και την αξιοπιστία [6.5].



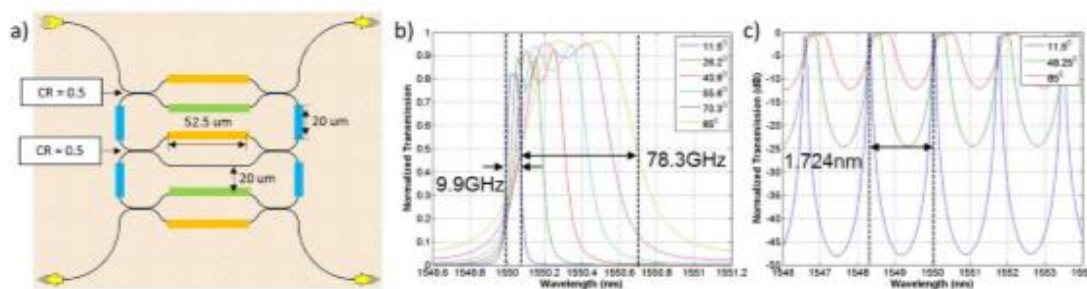
Εικόνα 6.3: Σύγκριση του αριθμού των μεμονωμένων οπτο-ηλεκτρονικών στοιχείων για την υλοποίηση ενός υπερ-καναλιού 5x100G έναντι μιας υλοποίησης σε PIC

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εστίασε σε δύο θεματικούς άξονες ώστε να περιγραφούν με αναλυτικό τρόπο οι δύο τεχνολογικές πλατφόρμες οι οποίες συνδυαστικά θα αποτελέσουν την καρδιά του σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη που εμφανίζει δυνατότητα δυναμικής μεταβολής των φασματικών του χαρακτηριστικών, του ρυθμού μετάδοσης της πληροφορίας καθώς και του σχήματος διαμόρφωσης που μπορεί να υποστηρίξει καθιστώντας τον κατάλληλο για εφαρμογές ευέλικτου πλέγματος σε δίκτυα υψηλής χωρητικότητας. Πιο συγκεκριμένα, οι δύο θεματικοί άξονες αφορούσαν αφενός την αναλυτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας και των χαρακτηριστικών γνωρισμάτων μιας ολοκληρωμένης δομής πολυπλεξίας/από-πολυπλεξίας (MUX/DEMUX) σε πλατφόρμα πυριτίου η οποία έχει την δυνατότητα δυναμικής μεταβολής των φασματικών της χαρακτηριστικών και αφετέρου την ενδελεχή παρουσίαση των χαρακτηριστικών ενός IQsegmentedmodulatorτεχνολογίας InP ο οποίος ολοκληρώθηκε σε πλατφόρμα πυριτίου μαζί με τους ηλεκτρονικούς drivers τεχνολογίας CMOS αποτελώντας την καρδιά του οπτικού πομπού. Έχοντας ως γνώμονα κάποιες δυσκολίες και προκλήσεις που ανέκυψαν κατά την διάρκεια της πειραματικής αξιολόγησης των πρωτότυπων που παρουσιάζονται στην παρούσα διατριβή θα παρατεθούν πιθανές κατευθύνσεις που αξίζει να δοθεί προσοχή και προσπάθεια για περαιτέρω έρευνα ώστε να αντιμετωπιστούν οι προκλήσεις αυτές με τον καλύτερο τρόπο.

Κατά την πειραματική αξιολόγηση του πρωτότυπου κατασκευασμένου MUX/DEMUX εντοπίστηκαν δύο βασικά θέματα άξια προσοχής που αφορούσαν τις υψηλές απώλειες που χαρακτηρίζουν το πρωτότυπο MUX/DEMUX (περίπου 30 dB) καθώς και την επιτευχθείσα διακύμανση του εύρους ζώνης των φίλτρων (12.5 GHz-35 GHz) η οποία θα μπορούσε να αυξηθεί ακόμα περισσότερο. Για να αντιμετωπιστούν αυτές οι προκλήσεις που ανέκυψαν λοιπόν μια πιθανή λύση θα είναι ο επανασχεδιασμός του θεμελιώδους στοιχείου φιλτραρίσματος 2ης τάξης MRR με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI ώστε να υιοθετηθεί σε ένα νέο πιθανό πρωτότυπο MUX/DEMUX 2ης γενιάς. Πιο συγκεκριμένα, κατά την διάρκεια της διαδικασίας επανασχεδιασμού του θεμελιώδους στοιχείου φιλτραρίσματος τέθηκε ο στόχος να διορθωθεί ένα σχεδιαστικό σφάλμα το οποίο είχε λάβει χώρα και αφορούσε τον λόγο σύζευξης των οπτικών couplers του συμβολόμετρου MZI και το οποίο σφάλμα εισήγαγε επιπλέον απώλειες στο συνολικό στοιχείο φιλτραρίσματος 2ης τάξης MRR-MZI. Η λύση δόθηκε κατά την διάρκεια της φάσης επανασχεδιασμού με μια απλή ρύθμιση του μήκους των κατευθυντικών couplers (directionalcoupler) του συμβολόμετρου MZI με την συνολική απώλεια να αναμένεται να μειωθεί κατά 10 dB.

Παράλληλα, ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε κατά την διάρκεια του επανασχεδιασμού για τη βελτίωση της διακύμανσης του εύρους ζώνης των στοιχείων φιλτραρίσματος 2ης τάξης MRR με ενσωματωμένο συμβολόμετρο MZI. Κατά την πειραματική αξιολόγηση του πρωτότυπου packaged MUX / DEMUX το εύρος ζώνης που καταγράφηκε κυμαινόταν στην περιοχή μεταξύ 12.5 GHz και 35 GHz. Η περαιτέρω διεύρυνση του εύρους ζώνης ήταν δυνατή παρουσιάζοντας όμως αυξημένες φασματικές κυματώσεις στην συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου. Το γεγονός αυτό της εμφάνισης των ανεπιθύμητων κυματώσεων οφείλεται στο γεγονός ότι μόνο το συμβολόμετρο MZI διαδραμάτιζε τον ρόλο ενός μεταβλητού λόγου coupler ισχύος μεταξύ των δυο κοιλοτήτων των υπό-δακτυλίων (ring-to-ringcoupler) ενώ οι οπτικοί couplers ισχύος στην είσοδο (bus-to-ringcoupler) και την έξοδο (ring-to-buscoupler) των δύο υπο-δακτυλίων ήταν σταθεροί οριοθετώντας ανελαστικά τα ανώτερα και κατώτερα όρια του επιτευχθέντος εύρους ζώνης. Προκειμένου να αντιμετωπισθεί το ζήτημα αυτό στο πρότυπο MUX/DEMUX 2ης γενιάς το σχεδιαστικό μοντέλο που ακολουθήθηκε για την

υλοποίηση των θεμελιωδών στοιχείων φιλτραρίσματος του πρωτοτύπου παρουσιάζεται στην Εικόνα 6.4.



Εικόνα 6.4: Σχεδιαστικό μοντέλο των στοιχείων φιλτραρίσματος που θα υιοθετηθούν στο πρωτότυπο MUX/DEMUX 2ης γενιάς. Τα τμήματα που είναι χρωματισμένα απεικονίζουν τα στοιχεία μικροθερμαντών πάνω στην δομή SOI

Όπως είναι εμφανές εμφανίστηκαν δύο επιπλέον συμβολόμετρα MZI ώστε η διακύμανση του εύρους ζώνης του στοιχείου φιλτραρίσματος να είναι πλέον πλήρως ελαστική εξαρτώμενη από τις τρεις μεταβλητού λόγου ισχύος οπτικούς couplers, αυξάνοντας βεβαίως συνακόλουθα τα σήματα ελέγχου που απαιτούνται για την λειτουργία της συσκευής καθώς και την πολυπλοκότητα του σχεδιαστικού μοντέλου. Κάθε οπτικός coupler μεταβλητού λόγου ισχύος αποτελείται λοιπόν από ένα συμβολόμετρο MZI του οποίου και οι δυο βραχίονες ελέγχονται θερμο-οπτικά μέσω κατάλληλων θερμαντών. Στην περίπτωση αυτή τα ηλεκτρόδια του στοιχείου φιλτραρίσματος 2ης τάξης MRR οργανώνονται σε τρεις ξεχωριστές ομάδες όπως υποδεικνύεται και από τον χρωματικό χάρτη της Εικόνας 6.4. Τα ηλεκτρόδια της κάθε χρωματικής ομάδας οδηγούνται από το ίδιο θερμο-οπτικό σήμα ελέγχου με την μορφή της ομοιόμορφης μεταβολής φάσης στους βραχίονες του κάθε MZI. Πιο συγκεκριμένα, τα ηλεκτρόδια κίτρινου χρώματος μεταβάλλουν το εύρος ζώνης του στοιχείου φιλτραρίσματος, τα μπλέ ηλεκτρόδια συνεισφέρουν στην μετατόπιση του μήκους κύματος συντονισμού τους ενώ τα ηλεκτρόδια πράσινου χρώματος ρυθμίζουν το σημείο biasing του 1ου και 3ου MZI ώστε να μεταβληθεί η συνολική διακύμανση του εύρους ζώνης της συσκευής. Τα αποτελέσματα προσομοιώσεων έδειξαν ότι με την κατάλληλη έγχυση ρεύματος στους θερμαντές των βραχιόνων των MZIs πράσινου (θερμο-οπτική φάση 95° μεταξύ των βραχιόνων του 1ου και 3ου MZI) και μπλε χρώματος (μεταβολή θερμο-οπτικής φάσης από 11.5° έως 85°) μπορεί να ρυθμιστεί κατάλληλα η μεταβολή της φάσης στους βραχίονες μέσω του θερμο-οπτικού φαινομένου ώστε να επιτευχθεί διακύμανση του εύρους ζώνης των στοιχείων φιλτραρίσματος της τάξης των 68.4 GHz με αμελητέες επιπλέον απώλειες με την συνακόλουθη μείωση της φασματικής κυμάτωσης όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.. Η μεταβολή του FSR των δομών αυτών είναι της τάξης των 1.724 nm ενώ μπορεί να αυξηθεί αλλάζοντας τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά όπως το μήκος των βραχιόνων των συμβολομέτρων MZI. Η κατασκευή των ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος του νέου σχεδιαστικού μοντέλου με την εισαγωγή των επιπλέον συμβολομέτρων MZIs θα γίνει σε μια πλατφόρμα SOI πάχους 220 nm. Στην συνέχεια οι δομές του πυριτίου θα καλυφθούν από ένα στρώμα LTO πάχους 300 nm στο οποίο την κορυφή θα τοποθετηθεί ένα στρώμα SiN πάχους 80 nm. Τέλος, θα τοποθετηθεί ένα επιπλέον στρώμα LTO πάχους 500 nm πάνω στους οποίους θα τοποθετηθούν οι μικροθερμαντές των συμβολομέτρων MZIs. Απώτερος σκοπός της κατασκευής των νέων ευέλικτων στοιχείων φιλτραρίσματος είναι η πραγματοποίηση της πειραματικής τους αξιολόγησης στο ΕΦΕ ώστε να εξεταστεί η συμφωνία των πειραματικών

αποτελεσμάτων που θα παρθούν με εκείνα των προσομοιώσεων καθώς και η συνακόλουθη έρευνα που θα πραγματοποιηθεί πάνω στην συγκεκριμένη τεχνολογία.

Από την άλλη μεριά, υπάρχει αρκετός χώρος για περαιτέρω μελέτη και έρευνα όσον αφορά και τον δεύτερο θεματικό άξονα της παρούσας διδακτορικής διατριβής που αφορούσε την μελέτη των σχεδιαστικών μοντέλων και της αξιολόγησης της απόδοσης του IQsegmentedmodulator τεχνολογίας InP ο οποίος ολοκληρώθηκε σε πλατφόρμα πυριτίου μαζί με τους ηλεκτρονικούς drivers τεχνολογίας CMOS. Αρχικά, στην προσπάθεια να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης που μπορεί να δημιουργήσει ο ευέλικτος οπτικός πομπός χωρίς ταυτόχρονη αύξηση του κόστους υλοποίησης και της κατανάλωσης ενέργειας του, μια πιθανή επιλογή θα είναι να διερευνηθεί η προοπτική της χρησιμοποίησης ενός IQMachZehnder διαμορφωτή πολλαπλών τρόπων μετάδοσης (fewmodeMachZehndermodulator) στην ίνα βασισμένο στο σενάριο των segmentedmodulators[6.6]. Αξιοποιώντας την πλατφόρμα των InP υλικών ένας διαμορφωτής πολλαπλών τρόπων μετάδοσης θα εκμεταλλευτεί την τεχνική πολυπλεξίας στο πεδίο του χώρου (spatialdivisionmultiplexing - SDM) ώστε να διαμορφώσει ξεχωριστά πολλαπλούς τρόπους (modes) μετάδοσης της πληροφορίας αυξάνοντας τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων του διαμορφωτή. Τα τελευταία χρόνια η τεχνική του SDM έχει αρχίσει να υιοθετείται από την ερευνητική κοινότητα επιδεικνύοντας μεγάλες επιδόσεις σε πειράματα μετάδοσης όπως επισημαίνεται και στις [6.7], [6.8]. Επιπλέον, η χρήση πολύ-πύρινων οπτικών ινών (Multi-Core Fibers –(MCF)) ως εναλλακτική τεχνική της SDM έχει αρχίσει να βρίσκει ένθερμους υποστηρικτές σε όλη την ερευνητική κοινότητα [6.9-6.11], επιδεικνύοντας τη μεγαλύτερη χωρητικότητα καναλιού που έχει αναφερθεί έως τώρα αγγίζοντας τα 300 Tb/s χρησιμοποιώντας MCF με 19 πυρήνες [6.12].

Επιπλέον, ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική ως προς την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας που μπορεί να υποστηρίξει ο IQsegmentedmodulator μια επιλογή που είναι προς διερεύνηση είναι η χρήση περισσότερων ψηφίων ανάλυσης (resolution) για τον διαμορφωτή. Αυξάνοντας τον αριθμό των ψηφίων ανάλυσης του διαμορφωτή απευθείας αυξάνονται και οι δυνατότητες του να δημιουργήσει σήματα πολλαπλών επιπέδων τόσο διαμορφωμένα κατά πλάτος όσο και κατά φάση. Προς αυτή την κατεύθυνση θα ήταν άκρως δελεαστική η χρήση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων BiCMOS τεχνολογίας η οποία προσφέρει ηλεκτρονικά κυκλώματα χαμηλών ενεργειακών απαιτήσεων, συμπαγή και υψηλών ταχυτήτων και αποδόσεων ως προς την αναλογική τους συμπεριφορά.

ΑναφορέςΚεφαλαίου 6

- [6.1] M.Jinno, "Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture", *Communications Magazine*, IEEE, vol. 47, issue 11, pp. 66-73, Nov. 2009
- [6.2] G. Talli et al., "Technologies and architectures to enable SDN in converged 5G/optical access networks", in *Proc. of International Conference on Optical Network and Modeling (ONDM 2017)*, Invited paper, 15-18 May 2017, Budapest, Hungary.
- [6.3] Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2015–2020 White Paper
- [6.4] Enablence White Paper "No limits: the next-generation ROADM network".
- [6.5] Infinera White Paper, "The Evolution of Next-Gen Optical Networks".
- [6.6] A Aimone et al., "DAC-free Ultra-Low-Power DualPolarization 64-QAM Transmission with InP IQ Segmented MZM Module," in *OFC'2016*, post-deadline paper Th5C.6, Anaheim, USA.
- [6.7] A. Sano, H. Masuda, Y. Kisaka, S. Aisawa, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Koga, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, H. Fukuyama, "14-Tb/s (140×111 -Gb/s PDM/WDM) CSRZ-DQPSK transmission over 160 km using 7-THz bandwidth extended L-band EDFAs," in *Proc. ECOC*, Th4.1.1, 2006.
- [6.8] D. Qian, M.-F. Huang, E. Ip, Y.-K. Huang, Y. Shao, J. Hu, T. Wang, "101.7-Tb/s (370×294 -Gb/s) PDM128QAM-OFDM transmission over 3×55 -km SSMF using pilot-based phase noise mitigation," in *Proc. OFC' 11*, PDPB5, 2011.
- [6.9] R. Ryf, A. Sierra, R.-J. Essiambre, A.H. Gnauck, S. Randel, M. Esmaelpour, S. Mumtaz, P.J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalaiakis, A. Sureka, T. Hayashi, T. Taru, T. Sasaki, "Coherent 1200-km 6×6 MIMO modemultiplexed transmission over 3-core microstructured fiber", in *Proc. ECOC' 11*, Th.13.C.1, 2011.
- [6.10] M. Salsi, C. Koebele, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Bigot-Astruc, L. Provost, F. Cerou, G. Charlet, Transmission at 2×100 Gb/s, over two modes of 40 km-long prototype few-mode fiber, using LCOS based mode multiplexer and demultiplexer, in: *OFC/NFOEC 2011*, PDPB9.
- [6.11] C. Koebele, M. Salsi, L. Milord, R. Ryf, C. Bolle, P. Sillard, S. Bigo, G. Charlet, "40 km transmission of five mode division multiplexed data streams at 100 Gb/s with low MIMO-DSP complexity", in *Proc. ECOC'11*, Th.13.C.3, 2011.
- [6.12] J. Sakaguchi, B.J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, M. Watanabe, "19-Core fiber transmission of $19 \times 100 \times 172$ Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s", in *Proc. OFC' 12*, PDP5C.1, 2012.