



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

Μεταγωγή Πακέτων Με Ύψη Υψηλής Μη Γραμμικότητας και Οπτικές Πύλες Υψηλού Βαθμού Ολοκλήρωσης

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Όλγα Ε. Ζουραράκη

Αθήνα, Απρίλιος 2009



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

Μεταγωγή Πακέτων Με Ύψους Υψηλής Μη Γραμμικότητας και Οπτικές Πύλες Υψηλού Βαθμού Ολοκλήρωσης

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Όλγα Ε. Ζουραράκη

Συμβουλευτική Επιτροπή : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Νικόλαος Ουζούνογλου
Εμμανουήλ Βαρβαρίγος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 6^η Μαΐου 2009.

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

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ε. Βαρβαρίγος
Καθηγητής Παν. Πατρών

.....
Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Μ. Θεολόγου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Στασινόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν. Πλέρος
Λέκτορας Παν. Θεσ/νίκης

Αθήνα, Απρίλιος 2009

.....
Όλγα Ε. Ζουραράκη

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

Copyright © Όλγα Ε. Ζουραράκη, 2009.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Στους γονείς μου Μανόλη και Καλλιόπη,
στον αδερφό μου Κωνσταντίνο,
και στο Μιχάλη.

Περίληψη

Το βασικό κίνητρο της παρούσας διατριβής, ήταν η αξιοποίηση νέων, ισχυρά μη γραμμικών οπτικών ινών και πρόσφατα αναπτυγμένων τεχνολογιών οπτικής ολοκλήρωσης ευρείας κλίμακας για τη σχεδίαση και την υλοποίηση πολύπλοκων αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων που επιτελούν βασικές δικτυακές λειτουργίες ενός κόμβου μεταγωγής πακέτων. Στα επιδειχθέντα υποσυστήματα χρησιμοποιήθηκαν τεχνικές αμιγούς οπτικής επεξεργασίας σήματος και η πειραματική τους υλοποίηση έγινε χρησιμοποιώντας ως δομικά στοιχεία οπτικές πύλες, τις οποίες αποτέλεσαν είτε οπτικές ίνες εμποτισμένες με οξείδιο του Βισμούθιου, είτε συμβολομετρικοί διακόπτες τύπου Mach-Zehnder, υβριδικά ολοκληρωμένοι σε τετραπλές συστοιχίες πάνω σε υπόστρωμα διοξειδίου του πυριτίου. Τα αμιγώς οπτικά υποσυστήματα που υλοποιήθηκαν πειραματικά επιτελούν λειτουργικές διεργασίες επιπέδων OSI 2 και 3 και περιγράφονται περιληπτικά στη συνέχεια.

Έτσι, χρησιμοποιώντας αρχικά τον οπτικό συμβολομετρικό διακόπτη Μη Γραμμικό Συμβολόμετρο Υπερυψηλών Ταχυτήτων (UNI) και σαν μη-γραμμικό μέσο 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε ένας αμιγώς οπτικός 2x2 διακόπτης μεταγωγής. Το κύκλωμα προσομοιώθηκε με σήμα εισόδου οπτικά δεδομένα σε ταχύτητα μετάδοσης 40 Gb/s ενώ η χρήση μιας ισχυρά μη-γραμμικής ίνας για την διέγερση του μη-γραμμικού φαινομένου δίδει στο διακόπτη πλεονέκτημα έναντι εκείνων των διακοπών που χρησιμοποιούν ημιαγωγούς αφού ο χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται είναι μόλις μερικά fsec. Στη συνέχεια της διατριβής χρησιμοποιήθηκαν ολοκληρωμένοι οπτικοί διακόπτες MZI τελευταίας τεχνολογίας για το σχεδιασμό και την υλοποίηση ενός αμιγώς οπτικού κυκλώματος αντιμετάθεσης χρονοσχισμών στα 10 Gb/s και ενός αμιγώς οπτικού κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s. Το κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών αποτελείται από σειριακά συνδεδεμένα στάδια καθυστέρησης, τα οποία αποτελούνται από ένα ρυθμιζόμενο μετατροπέας μήκους κύματος και γραμμές καθυστέρησης σταθερού μήκους. Για την πειραματική του υλοποίηση χρησιμοποιήθηκε μια τετραπλή συστοιχία οπτικών διακοπών MZI ολοκληρωμένων πάνω σε μια κοινή υβριδική πλατφόρμα. Το κύκλωμα πραγματοποίησε αντιμετάθεση τεσσάρων χρονοσχισμών και επέδειξε αλάνθαστη λειτουργία με σήμα εισόδου οπτικά πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s. Τέλος, το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης δεδομένων που υλοποιήθηκε πειραματικά επιτελεί ταυτόχρονα ανάκτηση ρολογιού και ανίχνευση πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s. Πειραματικά αποτελέσματα αυτού του κυκλώματος, περιλαμβάνουν την εξαγωγή του προπορευόμενου παλμού από πακέτα δεδομένων διαφορετικού μήκους και καταπίεση των υπολοίπων παλμών κατά 8.7 dB.

Τα κυκλώματα που υλοποιήθηκαν παρουσιάζουν χαρακτηριστικά όπως η διαφάνεια της λειτουργίας τους στο είδος των εισερχόμενων δεδομένων, το μειωμένο κόστος των στοιχείων που τα αποτελούν αλλά και η σταθερότητα στη λειτουργία τους, η οποία εξασφαλίζεται από το γεγονός ότι αποτελούνται από ολοκληρωμένους οπτικούς διακόπτες και μικρά μήκη οπτικών ινών. Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά, τα προτεινόμενα κυκλώματα αποδεικνύεται ότι μπορούν να αποτελέσουν αξιόπιστη και αποδοτική λύση για την υλοποίηση ζωτικών λειτουργικών διεργασιών στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων.

Η διατριβή ολοκληρώνεται κάνοντας μία σύνοψη των αποτελεσμάτων της και παρουσιάζοντας κάποιες προσπάθειες που γίνονται για την ολοκλήρωση πιο σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων τα οποία περιλαμβάνουν γραμμές καθυστέρησης όπως εκείνες που χρησιμοποιήθηκαν στο κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών. Τέλος, γίνεται μια εκτίμηση για το μέλλον των αμιγώς οπτικών συστημάτων στις τηλεπικοινωνίες και γίνεται μια αποτίμηση της συνεισφοράς της παρούσας διατριβής προς την κατεύθυνση αυτή.

Λέξεις – Κλειδιά

Δίκτυα οπτικών ινών, οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος, ανάκτηση ρολογιού, συγχρονισμός, οπτικός ψηφιακός διακόπτης, ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής - SOA, Μη Γραμμικό Συμβολόμετρο Υπερυψηλών Ταχυτήτων - UNI, ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder - MZI, οπτική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου, 2x2 διακόπτης μεταγωγής, φίλτρο Fabry-Perot, οπτική ολοκλήρωση κλίμακας

Abstract

The fundamental motive of this doctorate thesis has been the utilization of new, highly non-linear optical fibers and recently developed optical integration technologies for the design and the implementation of complex all-optical subsystems. These subsystems are going to accomplish fundamentals operations of an all-optical packet switched node. All-optical signal processing techniques were used for the demonstration of the implemented subsystems while their experimental implementation took place using optical gates as basic structural elements. These gates comprised either Bismuth Oxide optical fibers or interferometric Mach-Zehnder optical switches, hybridly integrated in quadruple arrays on a silicon chip. The all-optical subsystems that were implemented realize functional processes of 2 and 3 OSI levels and are described concisely in the next paragraphs.

Thus, using the Ultrafast Nonlinear interferometer (UNI) as well as 0.8 m of Bismuth Oxide highly nonlinear fiber as the nonlinear medium, an all-optical 2x2 Exchange/Bypass switch was designed and simulated. The circuit was implemented successfully with 40 Gb/s input signal while the use of a highly nonlinear fiber for the stimulation of the non-linear effect gives advantage to the switch in comparison with the switches that use semiconductors since the achieved response time is in the order of a few fseconds. In addition, during this doctorate thesis, integrated optical MZI switches were used for the design and the implementation of an all-optical Time Slot Interchanging circuit at 10 Gb/s as well as an all-optical data packet detection circuit at 40 Gb/s. The Time Slot Interchanging circuit comprises of serially connected delay stages, which consist of a programmable wavelength converter as well as fixed length optical delay lines. For the experimental implementation of the Time Slot Interchanger, a quadruple array of optical MZI switches integrated onto a common hybrid chip was used. The circuit achieved interchanging of four timeslots as well as error free operation with optical data packets at 40 Gb/s as the input signal. Finally, the implemented all-optical data packet detection circuit performs simultaneously data clock recovery as well as data packet detection at 40 Gb/s. Experimental results of this circuit include the extraction of the first pulse from data packets of different length and suppression of the remaining pulses in the order of 8.7 dB.

The optical circuits that have been developed display valuable characteristics, such as incoming data format transparency, reduced cost of the components that comprise them as well as functional stability, which is ensured by the fact that the circuits are consisted of integrated optical switches and optical fibers of small lengths. According to these features, the proposed circuits constitute a set of trustful as well as effective solutions for next generation optical packet switched networks.

The last section of the thesis provides a synopsis of the doctorate research activities with the respective results. In addition, some research attempts for the integration of more complex optical circuits, which will contain delay lines like the ones used in the Time Slot Interchanging circuit, are presented. Finally, the future of the all-optical systems is estimated and the contribution of the present doctorate thesis towards this direction is assessed.

Keywords

Optical fibre networks, optical packet-switched networks, all-optical signal processing, clock recovery, synchronization, digital optical switch, semiconductor optical amplifier - SOA, ultra-fast non-linear interferometer - UNI, integrated Mach-Zehnder interferometer - MZI, optical Bismuth Oxide fiber, 2x2 switch, Fabry-Perot, optical scale integration.

Πρόλογος

Η εκπόνηση της παρούσας διατριβής έλαβε χώρα κατά την περίοδο 2004-2009 στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου υπό την επίβλεψη του Καθηγητή και Διευθυντή του Εργαστηρίου κ. Ηρακλή Αβραμόπουλου.

Κάθε φορά που σκέφτομαι την πορεία μου κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διδακτορικής μου διατριβής μέσα στο ΕΦΕ, μου έρχονται στο μυαλό κυρίως συναισθήματα. Πλούσια συναισθήματα, που σημάδεψαν μοναδικά την κάθε στιγμή που έζησα μέσα στο εργαστήριο. Έντονα συναισθήματα, που κάνουν τις αναμνήσεις από ένα χώρο μοναδικές και πολύτιμες. Συναισθήματα διαφόρων ειδών, όπως χαρά, λύπη, συγκίνηση, ενθουσιασμός, απογοήτευση, πάθος, συντροφικότητα, θαυμασμός, περηφάνια, αυτοπεποίθηση, πίεση, άγχος, συμπόνια, κατανόηση, πείσμα, όλα για την επίτευξη ενός στόχου και το καθένα από αυτά τόσο έντονο και τόσο μοναδικό. Λένε πως συνήθως τα συναισθήματα τα προκαλούν τα γεγονότα, οι συγκυρίες αλλά εγώ νομίζω πως τα συναισθήματα που ένιωσα μέσα στο εργαστήριο τα προκάλεσαν οι άνθρωποι που περιστοίχισαν τις συγκυρίες. Γι' αυτό και στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω ξεχωριστά όλους όσους συνεισέφεραν στον πλούσιο αυτό κόσμο συναισθημάτων μέσα στον οποίο έζησα κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διδακτορικής μου διατριβής.

Πρώτο απ' όλους θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου, κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο, που φρόντιζε να μου δίνει πάντα την ώθηση να διεκδικώ κάτι καλύτερο και να μην επαναπαύομαι με αυτά που ήδη έχω κάνει. Ήταν ο άνθρωπος που με ενέπνευσε σε δύσκολες ώρες, με συμβούλεψε όταν το είχα ανάγκη, με ενθάρρυνε σε στιγμές απογοήτευσης, και με έκανε να πιστεύω ότι τίποτα δεν είναι ακατόρθωτο αρκεί να το θέλουμε πραγματικά. Κύριε Καθηγητά, ήταν τιμή μου να βρεθώ στην ομάδα σας.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που έτυχε να βρεθούμε στο εργαστήριο την ίδια χρονική περίοδο και να μοιραστούμε τους ίδιους στόχους. Ξεκινώ από τους ανθρώπους της γενιάς μου τον Δημήτρη Αποστολόπουλο, τον Δημήτρη Πετραντωνάκη και τον Παναγιώτη Ζακυνθινό, τους οποίους γνώρισα δίπλα σε εργαστηριακούς πάγκους και με τους οποίους μοιράστηκα τις ίδιες συγκινήσεις. Ο καθένας τους μια ξεχωριστή προσωπικότητα που συμπλήρωνε με ένα μαγικό τρόπο την κάθε στιγμή μέσα στο πείραμα έτσι ώστε αυτή να παραμείνει μοναδική. Έπειτα θα ήθελα να ευχαριστήσω τους μεγάλους της παρέας τον Κωνσταντίνο Βυρσωκινό, Γιώργο Κανέλλο, Ευστράτιο Κεχαγιά, Παρασκευά Μπακόπουλο, Λεόντιο Σταμπουλίδη και Δημήτρη Τσιώκο για τη βοήθεια και τις συμβουλές τους που μερικές φορές μας έβγαζαν από το αδιέξοδο. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους παλιότερους Νίκο Πλέρο, Κωνσταντίνο Γιαννόπουλο, Γιώργο Θεοφιλόπουλο και Χρήστο Μπίντζα που μπορεί να μην τους γνώρισα μέσα από εργαστηριακά πειράματα αλλά συνεργάστηκα μαζί τους άψογα. Τέλος, στους Χρήστο Κουλουμέντα και Χρήστο Σταματιάδη, με τους οποίους δεν πρόλαβα να συνεργαστώ μέσα από ερευνητικά πειράματα καθώς και στα νεότερα μέλη του εργαστηρίου Αλέξανδρο Μαζιώτη, Μάριο Μπουγιούκο και Πέτρο Ταραντίλη εύχομαι καλή συνέχεια στην έρευνά τους και κάθε επιτυχία.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους Ζωή Καούδη, Μαρία Κωνσταντακάκη, Χριστίνα Καρτσομιχελάκη, Ευγενία Αδαμοπούλου, Κώστα Δεμέστιχα, Δημήτρη Νικητόπουλο και Δημήτρη Αξιώτη για τη φιλία τους και τη συμπαράστασή τους.

Όσα ευχαριστώ και να πω στους γονείς μου νομίζω ότι θα είναι λίγα. Είναι οι άνθρωποι που με στηρίζουν από την αρχή της ζωής μου και το κάνουν με μεγάλη κατανόηση και αγάπη. Είναι οι άνθρωποι που πάντα απευθύνομαι όταν έχω πρόβλημα και οι οποίοι έχουν πάντα να μου δώσουν την πιο κατάλληλη συμβουλή. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον αδερφό μου Κωνσταντίνο με τον οποίο σπουδάσαμε παράλληλα, δίναμε κουράγιο ο ένας στον άλλον κι ας είμασταν χιλιόμετρα μακριά. Του εύχομαι καλή επιτυχία στις σπουδές του και καλή σταδιοδρομία.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ νιώθω ότι χρωστάω στο φύλακα άγγελό μου, το Μιχάλη για την υπομονή και την επιμονή του. Μιχάλη μου, σ' ευχαριστώ για την κατανόηση, την συμπαράσταση και την αγάπη σου.

Σας ευχαριστώ όλους μέσα από την καρδιά μου για τη μοναδική αυτή εμπειρία.

Με τιμή,

Όλγα Ε. Ζουραράκη

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη	7
Abstract	9
Πρόλογος	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 15	
1.1 Εισαγωγή	15
1.2 Τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, υπηρεσίες και είδη μεταγωγής	17
1.3 Ευρυζωνικά δίκτυα οπτικών ινών – Η κατάσταση σήμερα	21
1.4 Αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων – Η επόμενη γενιά	27
1.5 Προς την υλοποίηση οπτικής μεταγωγής πακέτων με οπτικές πύλες υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης: κίνητρα και συνεισφορά της διατριβής	28
1.6 Δομή και ανάπτυξη της διατριβής	36
Αναφορές Κεφαλαίου	39
Εικόνες Κεφαλαίου	43
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 45	
2.1 Εισαγωγή	45
2.2 Το διοδικό laser	47
2.3 Τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης - DFB lasers	51
2.4 Παραγωγή οπτικών δεδομένων συνεχούς ροής στα 10 Gb/s	62
2.5 Πολλαπλασιασμός δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s	75
2.6 Παραγωγή οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s	77
2.7 Σύνοψη	82
Αναφορές Κεφαλαίου	85
Εικόνες Κεφαλαίου	87
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 89	
3.1 Εισαγωγή	89
3.2 Οπτικός διακόπτης τύπου UNI	91
3.3 Μη γραμμικές οπτικές ίνες – Το Βισμούθιο ως στοιχείο υλοποίησής τους	107
3.4 Αρχή λειτουργίας του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής	113
3.5 Προσομοίωση του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης με χρήση του λογισμικού πακέτου VPI	121
3.6 Εφαρμογές του 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου	156
3.7 Σύνοψη	161
Αναφορές Κεφαλαίου	163

Εικόνες Κεφαλαίου	167
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	173
4.1 Εισαγωγή στους αντιμεταθέτες χρονοσχισμών	173
4.2 Αρχή λειτουργίας	179
4.3 Αρχιτεκτονικές για αντιμεταθέτες χρονοσχισμών	182
4.4 Περιγραφή αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών	193
4.5 Πειραματική περιγραφή υποσυστήματος αντιμεταθέτη χρονοσχισμών	213
4.6 Παρουσίαση και σχολιασμός πειραματικών αποτελεσμάτων	237
4.7 Σύνοψη και εφαρμογές	243
Αναφορές Κεφαλαίου	249
Εικόνες Κεφαλαίου	253
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	257
5.1 Εισαγωγή στα κυκλώματα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων	257
5.2 Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων - δομή και αρχή λειτουργίας	260
5.3 Το υποσύστημα αναγέννησης 2R	262
5.4 Το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s	269
5.5 Ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s– Πειραματική υλοποίηση	284
5.6 Σύνοψη και εφαρμογές	295
Αναφορές Κεφαλαίου	299
Εικόνες Κεφαλαίου	305
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	309
6.1 Σύνοψη εργασιών της διατριβής	311
6.2 Ολοκλήρωση σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων	315
6.3 Το μέλλον των αμιγώς οπτικών συστημάτων στις τηλεπικοινωνίες	316
Παράρτημα Α	321
Παράρτημα Β	323
Παράρτημα Γ	335
ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ	335
Διεθνή περιοδικά με κρίση (Journals & Letters)	336
Διεθνή συνέδρια με κρίση (International Conferences)	337

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ: Η ΔΙΕΙΣΔΥΣΗ ΤΗΣ ΦΩΤΟΝΙΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΣΤΑ ΕΝΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

1.1 Εισαγωγή

Αναμφισβήτητα, η σημερινή εποχή μπορεί να χαρακτηριστεί ως η εποχή της πληροφορίας. Η μαζική αύξηση της διαθεσιμότητας φθηνών και ιδιαίτερα γρήγορων προσωπικών υπολογιστών έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη μεγάλης κλίμακας δικτύων, τα οποία εξυπηρετούν έναν πολύ μεγάλο αριθμό χρηστών. Πλέον καθίσταται απαραίτητη η απευθείας επικοινωνία σε πολύ μεγάλες ταχύτητες μεταξύ ενός ολοένα αυξανόμενου αριθμού τερματικών, με αποτέλεσμα να προβάλλεται ως επιτακτική η ανάγκη για ανάπτυξη νέων τύπων δικτύων τα οποία θα είναι σε θέση να ικανοποιήσουν την απαιτούμενη χωρητικότητα. Η μεγάλη ζήτηση σε εύρος ζώνης τροφοδοτείται από μια πλειάδα παραγόντων, μερικοί από τους οποίους είναι οι εξής [1.1]:

- Η ανάπτυξη του Internet και του παγκόσμιου ιστού, όπου διαδικασίες όπως μεταφορά αρχείων, video κτλ επιτελούνται από έναν τεράστιο αριθμό χρηστών.
- Η αυξανόμενη ανάπτυξη τεχνολογιών ευρυζωνικής πρόσβασης όπως για παράδειγμα η ψηφιακή συνδρομητική γραμμή (DSL) και τα καλωδιακά modem [1.2].
- Η συνεχής δικτύωση επιχειρήσεων με γραμμές μεταφοράς πολύ υψηλών ταχυτήτων είτε για εσωτερική είτε για εξωτερική αλληλοσύνδεση.
- Οι αλλαγές στον τύπο της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, καθώς στα δίκτυα επικοινωνιών παρουσιάζεται συνεχής αύξηση στη μετάδοση δεδομένων.

Σήμερα η τεχνολογία εκείνη η οποία υπόσχεται να δώσει λύση στην αυξανόμενη ζήτηση για εύρος ζώνης είναι η φωτονική τεχνολογία. Το μέσο μετάδοσης των φωτονικών δικτύων είναι η οπτική ίνα. Σε σύγκριση με το καλώδιο χαλκού ή την ασύρματη μετάδοση, η οπτική ίνα παρέχει την δυνατότητα μετάδοσης που χαρακτηρίζεται από χαμηλές απώλειες και πάρα πολύ υψηλούς ρυθμούς (της τάξεως των Tbps με εφαρμογή συγκεκριμένων τεχνικών πολυπλεξίας). Ακόμη, το φασματικό εύρος μετάδοσης είναι της τάξης των 25 THz και είναι πολλές τάξεις μεγέθους μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης οποιουδήποτε άλλου μέσου μετάδοσης [1.3]-[1.6], ενώ ο ρυθμός σφαλμάτων που επιτυγχάνεται είναι ιδιαίτερος χαμηλός.

Η δυνατότητα μετάδοσης ψηφιακών εικόνων υψηλής ευκρίνειας με κίνηση, ψηφιακής φωνής και παροχής άλλων υπηρεσιών από τους τηλεπικοινωνιακούς οργανισμούς προς τους συνδρομητές γίνεται δυνατή σε μεγάλο βαθμό λόγω της αξιοποίησης των οπτικών ινών στην πράξη. Ακόμη, είναι ιδιαίτερος σημαντικό το γεγονός ότι η ψηφιακή τεχνολογία τηλεπικοινωνιών που άρχισε να αναπτύσσεται από τις αρχές της δεκαετίας του 1960 βρήκε απόλυτη αντιστοιχία με τις τεχνικές μετάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε οπτικές ίνες.

Εντούτοις, παρά την ευρεία χρήση της οπτικής ίνας σε διάφορες δικτυακές εφαρμογές, ακόμη δεν έχει καταστεί δυνατή η εκμετάλλευση όλων των δυνατοτήτων της. Αυτό αναμένεται να συμβεί μόνο με την ανάπτυξη των "αμιγώς οπτικών δικτύων", τα οποία βρίσκονται ακόμη σε καθαρά ερευνητικό στάδιο. Κύριο χαρακτηριστικό των εν λόγω δικτύων είναι η αμιγώς οπτική επεξεργασία του σήματος και η πλήρης αποφυγή οποιασδήποτε ηλεκτρονικής διάταξης στο δίκτυο. Είναι πλέον σαφές ότι τα ηλεκτρονικά έχουν προσεγγίσει τα όριά τους όσον αφορά την ταχύτητα μετάδοσης. Στα αμιγώς οπτικά δίκτυα οι διάφορες συνδέσεις θα γίνονται μόνο μέσω ενός ενιαίου φυσικού φορέα, χωρίς να διακόπτονται από οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς, με άμεση συνέπεια την πολύ μεγάλη αύξηση στις ταχύτητες μετάδοσης.

Στην συνέχεια θα γίνει μια σύντομη αναφορά στα χαρακτηριστικά και τις παραμέτρους των δικτύων γενικά, τις υπηρεσίες τους και τα είδη μεταγωγής και στη συνέχεια θα γίνει μια παρουσίαση στα ευρυζωνικά δίκτυα οπτικών ινών όπως αυτά έχουν υλοποιηθεί μέχρι σήμερα. Έπειτα, αναλύονται τα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου και αναδεικνύονται οι τεράστιες δυνατότητές τους. Στη συνέχεια του κεφαλαίου γίνεται μια σύντομη αναφορά στην υλοποίηση της οπτικής μεταγωγής πακέτων με οπτικές πύλες υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης και

παρουσιάζονται τα κίνητρα και η συνεισφορά της διατριβής προς την κατεύθυνση αυτή. Τέλος, παρουσιάζεται η δομή της διατριβής και ο τρόπος που αυτή αναπτύσσεται στα κεφάλαια που ακολουθούν.

1.2 Τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, υπηρεσίες και είδη μεταγωγής

Για την αποδοτικότερη εξυπηρέτηση των χρηστών τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, οι υπηρεσίες και ο τρόπος μεταγωγής της πληροφορίας διαφέρουν ανάλογα με τις εφαρμογές, για τις οποίες υιοθετούνται, και τις απαιτήσεις, τις οποίες καλούνται να ικανοποιήσουν.

1.2.1 Είδη τηλεπικοινωνιακών δικτύων

Γενικά τα δίκτυα μπορούν να ταξινομηθούν α) με βάση τον τρόπο μετάδοσης που χρησιμοποιούν και β) με βάση την εμβέλεια τους.

α) Βάσει του τρόπου μετάδοσης που χρησιμοποιούν τα δίκτυα διακρίνονται στα δίκτυα που χρησιμοποιούν συνδέσεις εκπομπής και στα δίκτυα που χρησιμοποιούν συνδέσεις από σημείο σε σημείο.

■ Συνδέσεις εκπομπής (broadcast connections):

Στην πρώτη κατηγορία υπάρχει μόνο ένα κοινόχρηστο κανάλι επικοινωνίας. Μέσω αυτού, όταν στέλνεται ένα πακέτο από έναν πομπό, αυτό λαμβάνεται από όλες τις συνδεδεμένες μηχανές. Ελέγχοντας το πεδίο διεύθυνσης στην επικεφαλίδα του πακέτου θα καταλάβει αν προορίζεται για αυτό το μηχάνημα, οπότε και θα προχωρήσει στην επεξεργασία του ή για κάποιο άλλο, οπότε και θα το παραβλέψει.

■ Συνδέσεις από σημείο σε σημείο (point to point connections):

Στην δεύτερη κατηγορία τα δίκτυα αποτελούνται από πολλές συνδέσεις ανάμεσα σε ζεύγη μηχανών. Για να φτάσει ένα πακέτο από την πηγή στον προορισμό περνάει από διάφορους ενδιάμεσους κόμβους, οπότε ένα σημαντικό ζήτημα εδώ είναι η εύρεση του αποδοτικότερου μονοπατιού. Συνήθως τα μικρά δίκτυα χρησιμοποιούν εκπομπή ενώ τα μεγαλύτερα μετάδοση από σημείο σε σημείο.

β) Ανάλογα με την εμβέλειά τους τα δίκτυα διακρίνονται σε τρεις μεγάλες κατηγορίες [1.7]-[1.9]: στα δίκτυα πρόσβασης (Access Networks), στα οποία συμπεριλαμβάνονται και τα τοπικά δίκτυα (Local Area Networks - LANs), στα μητροπολιτικά δίκτυα (Metropolitan Area Networks - MANs), και στα δίκτυα ευρείας περιοχής (Wide-Area Networks - WANs) ή, αλλιώς, δίκτυα μεγάλων αποστάσεων (Long-Haul Networks).

■ **Δίκτυα πρόσβασης (Access Networks) ή τοπικά δίκτυα:**

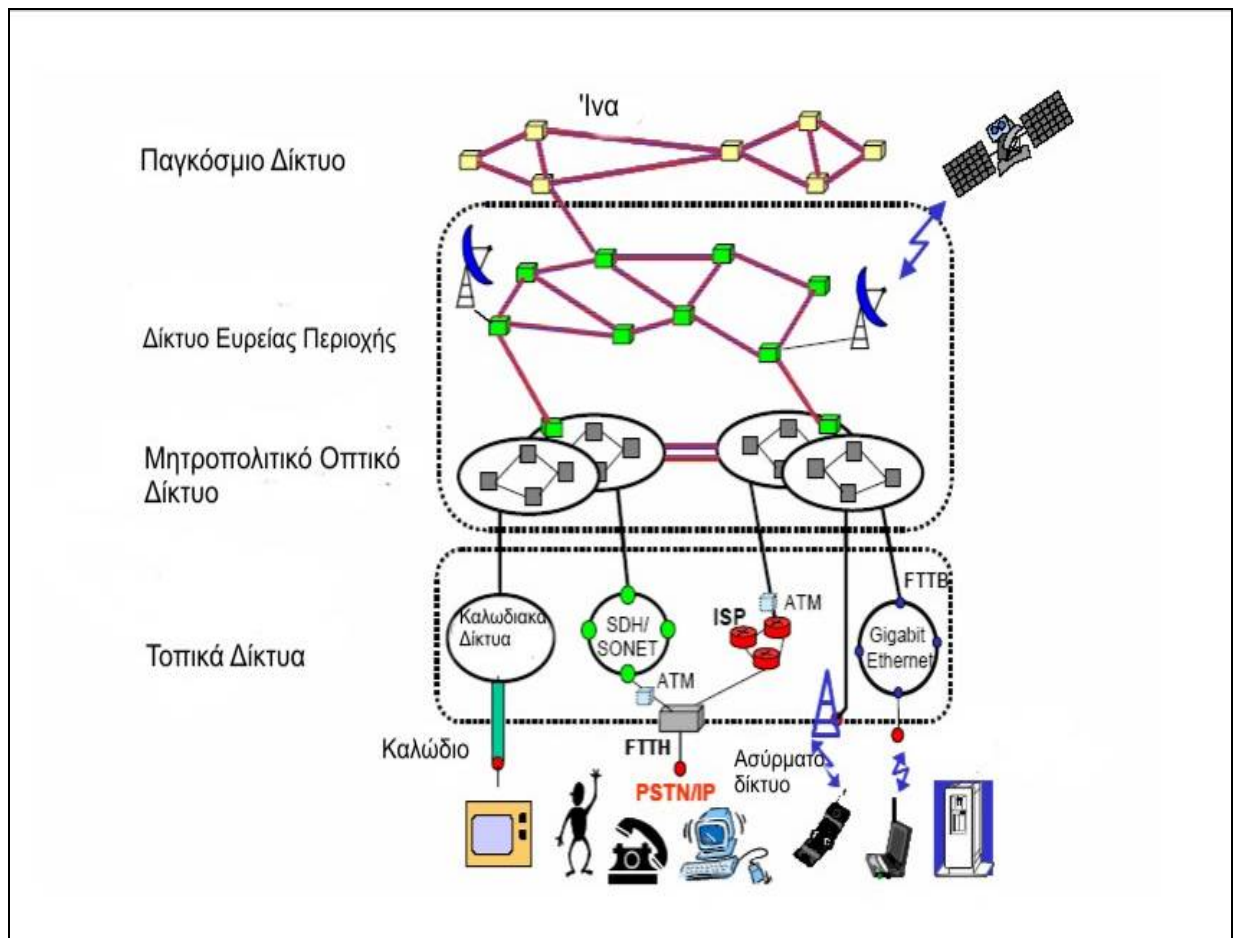
Με τον όρο αυτό αναφερόμαστε στα δίκτυα, στα οποία έχει άμεση πρόσβαση ο χρήστης, και τα οποία, κατά συνέπεια, είναι το τελευταίο στάδιο ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου πριν η πληροφορία φτάσει τελικά στο χρήστη. Στα δίκτυα πρόσβασης συμπεριλαμβάνονται και τα τοπικά δίκτυα (Local-Area Networks - LANs). Η συνολική τους έκταση δεν υπερβαίνει τα μερικά χιλιόμετρα. Τα δίκτυα αυτά δεν απαιτείται να έχουν μεγάλη χωρητικότητα, καθώς απευθύνονται στον σχετικά χαμηλών απαιτήσεων σε εύρος ζώνης τελικό χρήστη. Για τον ίδιο λόγο, το βασικό ζητούμενο στα δίκτυα πρόσβασης είναι η διατήρηση του κόστους τους σε χαμηλά επίπεδα.

■ **Μητροπολιτικά δίκτυα (Metropolitan Area Networks - MANs):**

Τα δίκτυα αυτά αποσκοπούν στην εξυπηρέτηση πολλαπλών δικτύων πρόσβασης και στην εξυπηρέτηση χρηστών με υψηλές απαιτήσεις σε εύρος ζώνης, όπως είναι, για παράδειγμα, οι οργανισμοί παροχής υπηρεσιών Internet. Η συνολική τους έκταση καλύπτει μερικές δεκάδες χιλιόμετρα και χρησιμοποιούνται, κυρίως, για την εσωτερική δικτύωση των πόλεων, στο οποίο οφείλουν, άλλωστε, και την ονομασία τους ως μητροπολιτικά. Τα δίκτυα αυτά είναι απαραίτητο να παρέχουν ποικιλία υπηρεσιών, όπως, για παράδειγμα, ασύνδετες υπηρεσίες βέλτιστης προσπάθειας (best-effort connectionless services) ή/και προσανατολισμένης σύνδεσης (connection-oriented) υψηλής ποιότητας υπηρεσίες, δεδομένου ότι καλούνται να εξυπηρετήσουν το ευρύ και πολυμορφικό κοινό μιας πόλης. Επίσης, είναι σημαντικό για τα μητροπολιτικά δίκτυα να είναι εύκολα επεκτάσιμα, καθώς το μέγεθός τους αυξάνει πολύ γρήγορα.

■ **Δίκτυα ευρείας περιοχής (Wide-Area Networks - WANs):**

Η έκταση αυτών των δικτύων καλύπτει εκατοντάδες ή ακόμα και χιλιάδες χιλιόμετρα, και χρησιμοποιούνται για τη διασύνδεση μεταξύ των μητροπολιτικών κέντρων (πόλεων ή περιφερειών). Στα δίκτυα αυτά η τηλεπικοινωνιακή κίνηση συναθροίζεται σε μεγάλου μεγέθους οντότητες δεδομένων και είναι περισσότερο στατική και περισσότερο προβλέψιμη συγκριτικά με την κίνηση των μητροπολιτικών δικτύων. Τα δίκτυα ευρείας περιοχής είναι απαραίτητο να έχουν υψηλή χωρητικότητα και συνήθως χρησιμοποιούν στατικές ευρυζωνικές συνδέσεις.



Εικόνα 1. 1: Δίκτυα τηλεπικοινωνιών

1.2.2 Είδη υπηρεσιών και προδιαγραφές ενός ιδανικού δικτύου

Οι υπηρεσίες, που προσφέρονται στο χρήστη μέσω των παραπάνω δικτύων, χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες: στις υπηρεσίες προσανατολισμένης σύνδεσης (connection-oriented) και στις ασύνδετες υπηρεσίες (connectionless) [1.7][1.8]. Οι υπηρεσίες προσανατολισμένης σύνδεσης αναφέρονται στις υπηρεσίες που παρέχονται υπό την έννοια μιας προκαθορισμένης σύνδεσης μεταξύ δύο ή περισσότερων σημείων στα ήδη εγκατεστημένα δίκτυα και απαιτούν την εδραίωση ενός εικονικού κυκλώματος (virtual circuit) για τη μετάδοση της πληροφορίας. Η σημαντικότερη διαφορά μεταξύ των δύο κατηγοριών των παρεχόμενων υπηρεσιών είναι το εύρος ζώνης της υπηρεσίας και ο τύπος του εγκατεστημένου δικτύου, που χρησιμοποιείται, στοιχεία που έχουν άμεσο αντίκτυπο στην ποιότητα της υπηρεσίας (Quality of Service-QoS). Οι υποδομές των δικτύων χρησιμοποιούνται για την παροχή των παραπάνω υπηρεσιών ανάλογα με τον τρόπο πολυπλεξίας και μεταγωγής της τηλεπικοινωνιακής κίνησης και διαχωρίζονται σε δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος (circuit-switched networks) και

σε δίκτυα μεταγωγής πακέτων (packet-switched networks) [1.1][1.5][1.7][1.8]. Για τις υποδομές αυτές θα αναφερθούμε στην αμέσως επόμενη παράγραφο.

Τα χαρακτηριστικά όλων των παρεχόμενων υπηρεσιών θα πρέπει να είναι πολύ ελκυστικά στο χρήστη, καθώς πλέον ο ανταγωνισμός είναι μεγάλος και έχει σημαντική δυναμική λόγω της συνεχούς εξέλιξης των τεχνολογιών και των δικτύων. Τα σημαντικότερα, ίσως, από τα χαρακτηριστικά, που θα πρέπει να έχουν οι σύγχρονες υπηρεσίες, είναι:

- **Μεγαλύτερο εύρος ζώνης κατά απαίτηση και υψηλότερη ταχύτητα:** Οι χρήστες απαιτούν συνεχώς νέες συνδέσεις με μεγαλύτερο εύρος ζώνης και επιθυμούν, επιπλέον, οι συνδέσεις αυτές να πραγματοποιούνται στο συντομότερο δυνατό χρονικό διάστημα. Επίσης, η δέσμευση εύρους ζώνης πρέπει να γίνεται ανάλογα με τις ανάγκες του κάθε χρήστη, ώστε αυτός να έχει τη δυνατότητα να έχει διαθέσιμο ένα μεγάλο εύρος ζώνης ακόμα και για πολύ μικρό χρονικό διάστημα.
- **Υψηλή διαθεσιμότητα δικτύου:** Το ποσοστό του χρόνου, κατά τον οποίο η υπηρεσία είναι διαθέσιμη στο χρήστη, θα πρέπει να είναι αρκετά υψηλό. Τυπικά, οι τηλεπικοινωνιακοί φορείς παρέχουν 99.999 % διαθεσιμότητα, η οποία αντιστοιχεί σε ανενεργό δίκτυο για χρονικό διάστημα περίπου ίσο με 5 λεπτά ετησίως.
- **Αποκατάσταση υπηρεσίας (restoration of service):** Το χαρακτηριστικό αυτό είναι άμεση συνέπεια της υψηλής διαθεσιμότητας στο δίκτυο. Η συνεχής παροχή υπηρεσιών προϋποθέτει την άμεση αποκατάσταση οποιασδήποτε βλάβης στο δίκτυο. Ιδανική αποκατάσταση στις βλάβες σε ένα δίκτυο μπορεί να επιτευχθεί στην περίπτωση που το 50% του διαθέσιμου εύρους ζώνης δεσμεύεται για το σκοπό αυτό.

Μέσα σε αυτή τη νέα πραγματικότητα οι τηλεπικοινωνιακοί φορείς απαιτείται να κατασκευάζουν δίκτυα, τα οποία να έχουν τη δυνατότητα παροχής εύρους ζώνης *όποτε* και *όπου* χρειάζεται, αφού δεν μπορούν να είναι σε θέση να προβλέψουν ούτε τον τόπο, αλλά ούτε και το χρόνο ζήτησης μιας συγκεκριμένης υπηρεσίας από κάποιον χρήστη. Το γεγονός αυτό συνιστά ένα αρκετά αυστηρό λειτουργικό πλαίσιο προδιαγραφών για την υποδομή του δικτύου. Στην ιδανική περίπτωση, η τεχνολογική υποδομή του δικτύου οφείλει να έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά [1.1][1.9]:

- **Διαφάνεια στο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων (bitrate-transparency):** Με τον όρο αυτό εννοούμε τη δυνατότητα του δικτύου να λειτουργεί επιτυχώς ανεξάρτητα από το συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. Στην πράξη ένα τέτοιο δίκτυο λειτουργεί για δεδομένα με ρυθμό μετάδοσης μεταξύ ενός κάτω και ενός άνω ορίου. Η διαφάνεια στο ρυθμό μετάδοσης είναι αρκετά δύσκολο να επιτευχθεί, καθώς η ανάγκη για 3R¹ αναγέννηση του σήματος σε ενδιάμεσα στάδια του δικτύου απαιτεί τον a priori καθορισμό του ρυθμού μετάδοσης.

¹ Η 3R-αναγέννηση αποτελείται από τρεις λειτουργίες: επανασυγχρονισμός (Re-timing), αναμόρφωση (Re-shaping) και επανενίσχυση (Re-amplifying). Οι διατάξεις 3R-αναγέννησης απαιτούνται σε ενδιάμεσα σημεία των τηλεπικοινωνιακών δικτύων για την ανάκτηση των χαρακτηριστικών των παλμών του σήματος δεδομένων, τα οποία μπορεί να έχουν αλλοιωθεί κατά τη διάδοση του σήματος μέσα από το δίκτυο.

- **Διαφάνεια στο είδος των δεδομένων (data-type transparency):** Είναι η δυνατότητα του δικτύου να λειτουργεί επιτυχώς για οποιοδήποτε τύπο εισερχόμενων δεδομένων, όπως για σύγχρονης ή ασύγχρονης ροής δεδομένα, για μεταβλητού μεγέθους και μεταβλητής στάθμης ισχύος δεδομένα κ.α. Άμεση συνέπεια της διαφάνειας του δικτύου στο είδος των δεδομένων είναι η ικανότητά του να χειρίζεται επιτυχώς μικρές οντότητες δεδομένων (*granularity*), παρέχοντας τη δυνατότητα για δέσμευση εύρους ζώνης κατ' απαίτηση (*bandwidth-use on demand*).
- **Διαφάνεια στο πρωτόκολλο (protocol transparency):** Είναι η δυνατότητα του δικτύου να λειτουργεί επιτυχώς ανεξάρτητα από το χρησιμοποιούμενο πρωτόκολλο. Η διαφάνεια στο πρωτόκολλο περιορίζεται επίσης, κατ' αναλογία με τη διαφάνεια στο ρυθμό μετάδοσης, από την ανάγκη για 3R αναγέννηση του σήματος σε ενδιάμεσα στάδια του δικτύου.
- **Ευελιξία (Flexibility):** Ένα δίκτυο είναι ευέλικτο υπό την έννοια ότι προσαρμόζεται εύκολα στα συνεχώς εξελισσόμενα δίκτυα και είναι συμβατό με πολλαπλά πρωτόκολλα.

Τα χαρακτηριστικά αυτά, και κυρίως η διαφάνεια στις παραπάνω παραμέτρους της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα. Καταρχήν, καθίσταται δυνατή η παροχή πολλαπλών υπηρεσιών από μία και μόνο δικτυακή υποδομή. Επίσης, προσφέρει σημαντικές εγγυήσεις για τις μελλοντικές προοπτικές του δικτύου, καθώς ακόμα και αν κάποια στιγμή ο ρυθμός μετάδοσης ή το πρωτόκολλο αλλάξει, είναι πολύ πιθανό η τεχνολογική υποδομή του δικτύου να μπορεί να υποστηρίξει και τους νέους ρυθμούς μετάδοσης ή τα νέα πρωτόκολλα χωρίς να χρειάζεται ριζική αντικατάσταση. Χαρακτηριστικό παράδειγμα διαφανούς δικτύου είναι το τηλεφωνικό δίκτυο, το οποίο παρέχει 4 kHz εύρος ζώνης και εξυπηρετεί μια ποικιλία ειδών πληροφορίας, όπως φωνή, fax και δεδομένα.

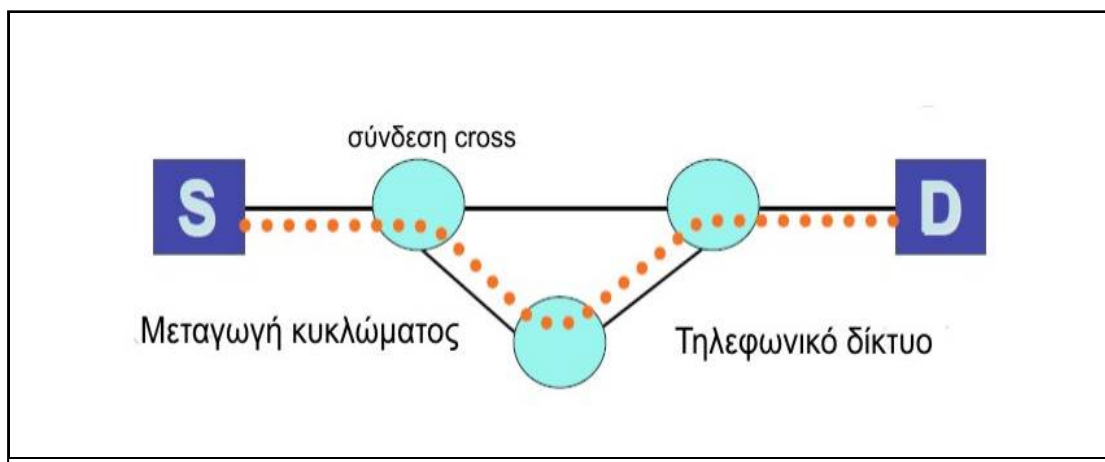
1.3 Ευρυζωνικά δίκτυα οπτικών ινών – Η κατάσταση σήμερα

Όπως είδαμε και στην παράγραφο 1.2.1, τα δίκτυα οπτικών ινών όπως υλοποιούνται σήμερα, μπορούν να διαχωριστούν σε πολλές κατηγορίες και είδη, ανάλογα με την αρχιτεκτονική τους, τη δομή τους και τη χρήση τους. Παρόλα αυτά, το κοινό χαρακτηριστικό όλων των τύπων μεταξύ των σημερινών δικτύων οπτικών ινών, αφορά στην εφαρμογή της οπτικής τεχνολογίας αποκλειστικά για μετάδοση πληροφορίας. Συγκεκριμένα οι οπτικές ίνες αντικαθιστούν σταδιακά τα καλώδια χαλκού για αύξηση της χωρητικότητας των ζεύξεων, ενώ σε κάθε κομβικό σημείο του δικτύου το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό για την επεξεργασία και τη δρομολόγησή του από ηλεκτρονικά κυκλώματα μεταγωγής. Μοναδική ίσως εξαίρεση αποτελούν τα διηπειρωτικά και μεγάλων αποστάσεων δίκτυα στα οποία πραγματοποιείται στατική οπτική μεταγωγή μεγάλων όγκων δεδομένων. Σε αυτό το πλαίσιο, η παρούσα ενότητα, περιγράφει αναλυτικά τις τεχνολογίες και τις τεχνικές υλοποίησης δικτύων οπτικών ινών οι οποίες είναι διαθέσιμες μέχρι σήμερα.

1.3.1 Τεχνικές μεταγωγής και εφαρμογές

Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι υποδομών εγκατεστημένων δικτύων, ανάλογα με τον τρόπο πολυπλεξίας και μεταγωγής της κίνησης σε αυτά: τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος και τα δίκτυα μεταγωγής πακέτου.

Η **μεταγωγή κυκλώματος** προϋποθέτει την κατανομή εγγυημένου μεγέθους εύρους ζώνης σε κάθε σύνδεση. Το εύρος ζώνης είναι διαθέσιμο σε όλη τη διάρκεια της σύνδεσης από τη στιγμή που αυτή ξεκινάει, και κατά συνέπεια η σύνδεση παραμένει στατική μετά την εδραίωσή της. Το συνολικό εύρος ζώνης της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης καθορίζεται ως το άνω όριο του αθροίσματος όλων των επιμέρους ευρών ζώνης, που αντιστοιχούν σε κάθε κύκλωμα ή σύνδεση. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα δικτύου μεταγωγής κυκλώματος είναι το τηλεφωνικό δίκτυο. Στο δίκτυο αυτό παρέχεται σταθερά εύρος ζώνης ~ 4 KHz με κάθε σύνδεση.



Εικόνα 1. 2: Μεταγωγή κυκλώματος: Παρατηρείται η εκ των προτέρων δέσμευση πόρων από την πηγή στον προορισμό.

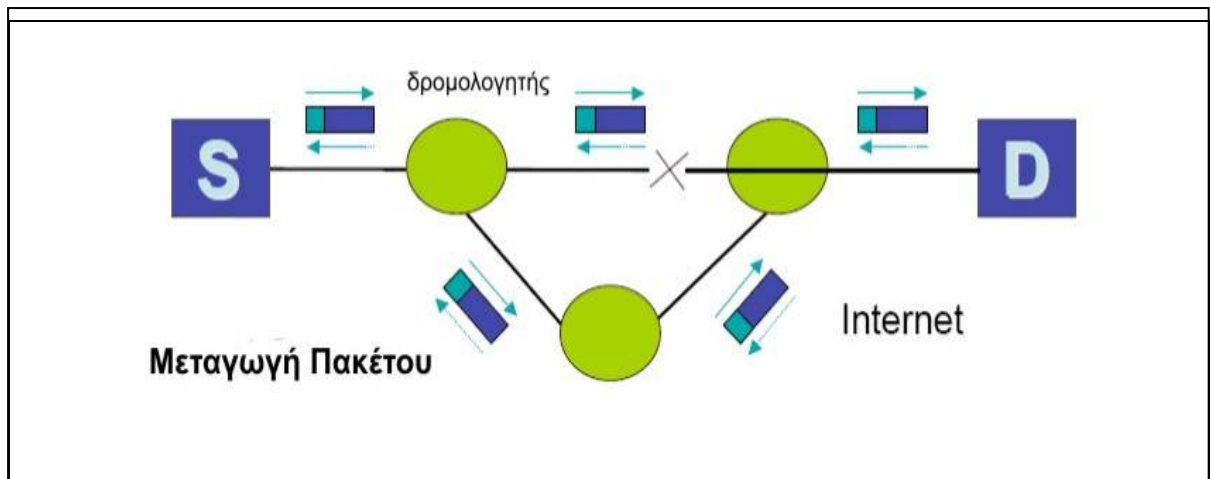
Τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος είναι ιδανικά για συνεχή τηλεπικοινωνιακή κίνηση από την στιγμή, που θα ξεκινήσει μία σύνδεση. Στην περίπτωση, όμως, που η τηλεπικοινωνιακή κίνηση χαρακτηρίζεται από "εκρηκτικότητα" (burstiness) [1.10], η χρήση της μεταγωγής κυκλώματος καθίσταται αναποτελεσματική. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η πλοήγηση στο Διαδίκτυο, κατά την οποία κάποιος χρήστης "κατεβάζει" συνεχώς σελίδες. Το χρονικό διάστημα, κατά το οποίο ο χρήστης "διαβάζει" μία σελίδα, είναι, στην ουσία, ανενεργός. Με τυχαίο τρόπο, όμως, μπορεί κάποια στιγμή να επιθυμήσει το "άνοιγμα" μιας νέας σελίδας όσο το δυνατό πιο γρήγορα, οπότε και αυτόματα γίνεται ενεργός. Συνεπώς, μια "εκρηκτική" κίνηση απαιτεί διαφορετικό εύρος ζώνης, ανάλογα με τον είναι ενεργοποιημένη ή όχι. Τηλεπικοινωνιακές κινήσεις αυτού του είδους χαρακτηρίζονται από μια μέση τιμή εύρους ζώνης (average bandwidth) και μία αντίστοιχη μέγιστη τιμή (peak bandwidth). Καθεμία από αυτές τις τιμές αντιστοιχεί στον μακροπρόθεσμο και βραχυπρόθεσμο ρυθμό "εκρηκτικότητας" της πληροφορίας. Η αναποτελεσματικότητα της τεχνικής μεταγωγής κυκλώματος για τέτοιου είδους κινήσεις δεδομένων έγκειται στο γεγονός ότι απαιτείται δέσμευση εύρους ζώνης στο δίκτυο για την διαχείριση της απαιτούμενης μέγιστης τιμής εύρους ζώνης της κίνησης. Αυτό σημαίνει ότι τα

δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος δεν μπορούν να χειριστούν οντότητες δεδομένων μικρού μεγέθους σε εύρος ζώνης, και ότι σε όλες τις άλλες περιπτώσεις (απαιτούμενο εύρος ζώνης μικρότερο της μέγιστης τιμής) το δεσμευμένο εύρος ζώνης παραμένει ανεκμετάλλευτο.

Το αδιαμφισβήτητο στοιχείο που συνηγορεί υπέρ της μεταγωγής κυκλώματος είναι η εγγύηση της ποιότητας υπηρεσίας, αφού οι πόροι δεσμεύονται εκ των προτέρων. Η διατήρηση, επίσης της ορθής σειράς παράδοσης, είναι ένα γεγονός που πιστώνεται στα θετικά. Παρόλα αυτά, όπως εξηγήθηκε και παραπάνω, υπάρχουν σοβαρά μειονεκτήματα, όπως για παράδειγμα η κατασπατάληση πόρων του δικτύου και το γεγονός ότι το κανάλι είναι κβαντισμένο (πχ στα 64Kbps, 128Kbps κτλ), πράγμα που περιορίζει σημαντικά την ευελιξία του συστήματος [1.11].

Για την αποτελεσματική αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού και για την αποδοτικότερη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης μίας τηλεπικοινωνιακής ζεύξης υιοθετήθηκε η τεχνική της μεταγωγής πακέτου. Στην τεχνική μεταγωγής πακέτων οι ροές δεδομένων χωρίζονται σε μικρά πακέτα δεδομένων, τα οποία πολυπλέκονται με άλλα πακέτα, που προέρχονται από άλλες ζεύξεις μέσα στο δίκτυο. Κατόπιν, τα πακέτα μεταγόνται ως αυτοδύναμες οντότητες στους κόμβους του δικτύου ανάλογα με τον προορισμό τους. Η πληροφορία του προορισμού κάθε πακέτου βρίσκεται στο πεδίο της επικεφαλίδας (header) του, το οποίο και προσκολλάται στο φορτίο-περιεχόμενό του (payload). Οι ενδιάμεσοι κόμβοι του δικτύου αναγνωρίζουν τις επικεφαλίδες των πακέτων και τα δρομολογούν/μετάγουν ανάλογα με τον προορισμό, που επιθυμούν, μέσω ορισμένων πολύπλοκων διαδικασιών. Η επανασύνδεση των πακέτων στην αρχική μορφή της ροής δεδομένων γίνεται μόλις αυτά φτάσουν, τελικά, στην επιθυμητή διεύθυνση. Οι εφαρμογές Διαδικτύου είναι οι κυριότερες, ίσως, εφαρμογές, οι οποίες χρησιμοποιούν δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Στις εφαρμογές αυτές χρησιμοποιείται για την μεταγωγή και τη δρομολόγηση κάθε πακέτου στον επιθυμητό προορισμό του το πρωτόκολλο Διαδικτύου (Internet protocol-IP) [1.12][1.13].

Στα δίκτυα μεταγωγής πακέτου χρησιμοποιείται η τεχνική στατιστικής πολυπλεξίας (statistical multiplexing) [1.10] για την πολυπλεξία πολλών "εκρηκτικών" ροών δεδομένων μιας ζεύξης σε μία ροή δεδομένων. Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, η πιθανότητα κάθε πολυπλεγμένη ροή δεδομένων να είναι ενεργή είναι πολύ μικρή. Για το λόγο αυτό το απαιτούμενο εύρος ζώνης για τη συνολική ζεύξη μπορεί να γίνει σημαντικά μικρότερο σε σχέση με την περίπτωση, που όλες οι ροές δεδομένων είναι ταυτόχρονα ενεργές. Από αυτή την άποψη η τεχνική της στατιστικής πολυπλεξίας βελτιώνει σε μεγάλο βαθμό την αποδοτικότητα του διαθέσιμου εύρους ζώνης, αλλά μπορεί να οδηγήσει σε κάποια άλλα σημαντικά φαινόμενα. Αν οι ενεργές ροές δεδομένων είναι περισσότερες από το διαθέσιμο στη ζεύξη εύρος ζώνης, μερικά πακέτα θα πρέπει να μπου σε μία ουρά αναμονής ή να καταχωρηθούν μέχρι η ζεύξη να αποκτήσει το απαιτούμενο/ελεύθερο εύρος ζώνης. Επιπλέον, κάποιες φορές μπορεί η τηλεπικοινωνιακή κίνηση να είναι τόσο έντονη, ώστε να υπάρχει υπερχειλίση των καταχωρητών και έτσι να απαιτείται η απόρριψη μερικών πακέτων. Στην περίπτωση του Διαδικτύου η λειτουργία αυτή επιτελείται από το υψηλού στρώματος πρωτόκολλο ελέγχου μετάδοσης (Transmission Control Protocol-TCP) [1.12][1.13]. Βασικό λειτουργικό χαρακτηριστικό αυτού του πρωτοκόλλου είναι η εξασφάλιση ότι τα απορριπτόμενα πακέτα θα αναμεταδοθούν.



Εικόνα 1. 3: Μεταγωγή Πακέτου: παρατηρείται η αποδοτικότερη και ευέλικτη παράδοση των πακέτων στον προορισμό.

Η μεταγωγή πακέτων δεν υποστηρίζει την έννοια της σύνδεσης. Το δίκτυο επεξεργάζεται τα πακέτα, που ανήκουν σε μία σύνδεση, σαν ανεξάρτητες οντότητες και διαφορετικά πακέτα μπορούν να δρομολογηθούν μέσα από διαφορετικά τμήματα του δικτύου μέχρι τον τελικό τους προορισμό, όπου και επανενώνονται. Το είδος αυτό της υπηρεσίας εντάσσεται στις ασύνδετες υπηρεσίες (connection-less services) και καλείται υπηρεσία datagram [1.7][1.8][1.12][1.13]. Κατά συνέπεια, τα δίκτυα μεταγωγής πακέτων παρέχουν υπηρεσίες βέλτιστης προσπάθειας (best effort services), καθώς στην πράξη γίνεται προσπάθεια για βέλτιστη μεταφορά των δεδομένων από την πηγή στον προορισμό τους στο συντομότερο χρονικό διάστημα, χωρίς όμως την δυνατότητα προσφοράς συγκεκριμένων εγγυήσεων.

Αυτού του είδους η υπηρεσία είναι κατάλληλη για έναν αριθμό εφαρμογών μη ευαίσθητων σε χρονικές καθυστερήσεις, όπως είναι η πλοήγηση στο διαδίκτυο και η μεταφορά αρχείων. Από την άλλη πλευρά, όμως, εφαρμογές πραγματικού χρόνου, όπως η μετάδοση βίντεο ή φωνής, δεν μπορούν να ανεχτούν τυχαίες καθυστερήσεις πακέτων. Για το λόγο αυτό γίνεται σήμερα μεγάλη προσπάθεια για τον σχεδιασμό δικτύων μεταγωγής πακέτου, που θα προσφέρουν εγγυήσεις για την ποιότητα της υπηρεσίας.

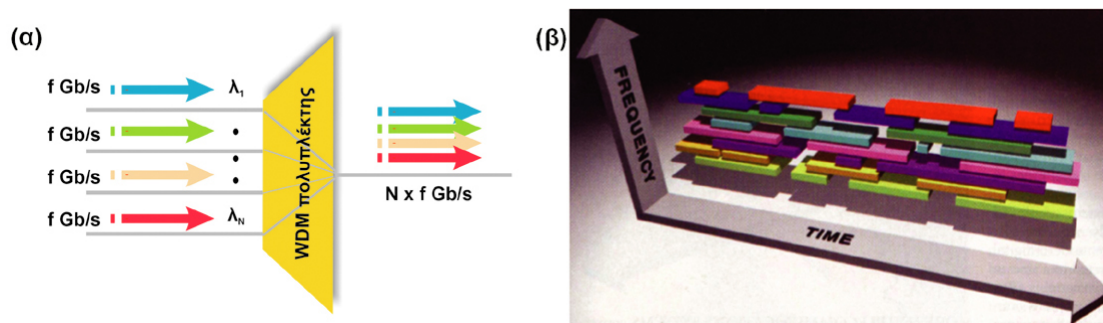
Στα πλαίσια αυτής της προσπάθειας αναπτύχθηκε το δίκτυο Ασύγχρονου Τρόπου Μεταφοράς (Asynchronous Transfer Mode-ATM) [1.14]-[1.16], ενώ αντίστοιχα και το IP έχει διαμορφωθεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να παρέχει παρόμοιες υπηρεσίες. Οι περισσότερες προσπάθειες για QoS βασίζονται στην έννοια της ύπαρξης ενός επιπέδου προσανατολισμένων συνδέσεων. Έτσι, για παράδειγμα το πρωτόκολλο MPLS (Multi-Protocol Label Switching) [1.17] στα IP δίκτυα χρησιμοποιείται για την υποστήριξη ροών δεδομένων από τη μία άκρη του δικτύου στην άλλη μέσω της δημιουργίας εικονικών κυκλωμάτων (virtual circuits) [1.1],[1.17]. Τα εικονικά κυκλώματα ωθούν όλα τα πακέτα, που ανήκουν σε ένα κύκλωμα, να ακολουθήσουν την ίδια διαδρομή μέσα από το δίκτυο, επιτρέποντας έτσι ιδανική κατανομή των πόρων αυτού, ώστε να παρέχονται συγκεκριμένες εγγυήσεις QoS, όπως είναι για παράδειγμα οι οριοθετημένες καθυστερήσεις πακέτων. Σε αντίθεση, όμως, με τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος τα εικονικά κυκλώματα δεν εγγυώνται την παροχή σταθερού εύρους ζώνης κατά τη διάρκεια της μετάδοσης των πακέτων, καθώς χρησιμοποιείται στατιστική πολυπλεξία μεταξύ των εικονικών κυκλωμάτων ενός δικτύου.

1.3.2 Πολυπλεξία σε ευρυζωνικά δίκτυα οπτικών ινών

Για την αξιοποίηση της τεράστιας χωρητικότητας των οπτικών ινών και τη βέλτιστη εκμετάλλευση αυτής χρησιμοποιούνται τυπικές τεχνικές οπτικής πολυπλεξίας σε πλήρη αναλογία με τις τεχνικές ηλεκτρονικής πολυπλεξίας. Η ανάγκη για πολυπλεξία γεννήθηκε από το γεγονός ότι είναι πολύ πιο οικονομική η μετάδοση δεδομένων με υψηλότερο ρυθμό μέσα από μία και μόνο ίνα, από το να χρησιμοποιούνται πολλές ίνες μεταφέροντας δεδομένα σε χαμηλούς ρυθμούς. Οι βασικοί τρόποι πολυπλεξίας μέσα σε μία οπτική ίνα είναι η πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (Wavelength Division Multiplexing-WDM) [1.1], [1.4]-[1.6], [1.18], [1.19] και η οπτική πολυπλεξία δεδομένων στο πεδίο του χρόνου (Optical Time Division Multiplexing-OTDM) [1.1], [1.4]-[1.6], [1.20]-[1.22].

A. Πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (Wavelength Division Multiplexing-WDM)

Η τεχνική WDM χρησιμοποιείται στα οπτικά δίκτυα σε πλήρη αντιστοιχία με την πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Multiplexing-FDM) στα δίκτυα ραδιοεπικοινωνιών. Σύμφωνα με την τεχνική WDM η μετάδοση των δεδομένων γίνεται με ταυτόχρονη μετάδοση πολλών μηκών κύματος μέσα από την ίδια ίνα, όπου το κάθε μήκος κύματος φέρει ένα ποσοστό του συνολικού όγκου των δεδομένων, όπως πιο παραστατικά αποδίδεται με τη βοήθεια της Εικόνα 1. 4.



Εικόνα 1. 4: (α) Η τεχνική της πολυπλεξίας κατά μήκος κύματος (WDM). Τα N μήκη κύματος με ρυθμό πληροφορίας f Gb/s το καθένα πολυπλέκονται στον WDM πολυπλέκτη, και στην έξοδο προκύπτει ένα πολυχρωματικό (πολυκυματικό) σήμα δεδομένων με συνολικό ρυθμό $N \cdot f$ Gb/s μέσα στην ίδια οπτική ίνα. (β) Η τεχνική WDM μέσα από ένα γράφημα της συχνότητας συναρτήσει του χρόνου [1.23].

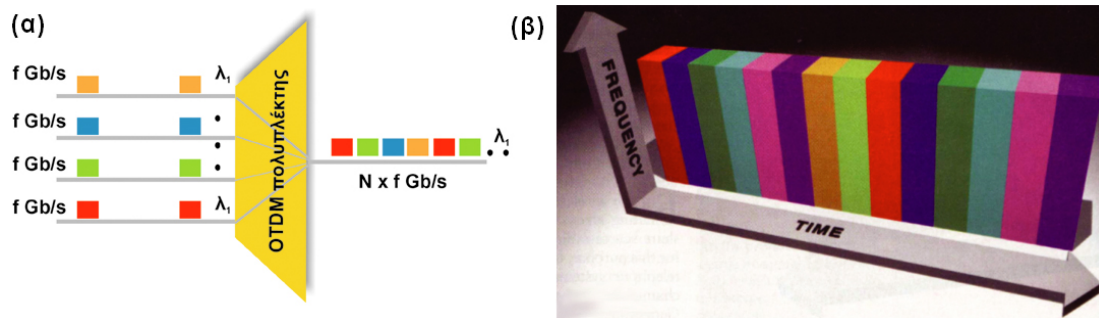
Η συνολική χωρητικότητα και η απόδοση ενός WDM συστήματος εξαρτάται από τον αριθμό των χρησιμοποιούμενων μηκών κύματος (καναλιών), από τη φασματική τους απόσταση, από το ρυθμό μετάδοσης κάθε καναλιού, από τον τύπο της χρησιμοποιούμενης οπτικής ίνας, από την ισχύ κάθε καναλιού και από το αποδοτικό φάσμα ενίσχυσης των οπτικών ενισχυτών της ζεύξης. Οι παράγοντες

αυτοί επηρεάζουν σημαντικά τη μετάδοση, καθώς είναι καθοριστικοί για τη διέγερση των γραμμικών και μη γραμμικών φαινομένων μέσα στην ίνα. Τα κυριότερα από τα μη γραμμικά φαινόμενα με καθοριστική επίδραση στην συνολική επίδοση μίας WDM ζεύξης [1.1], [1.5] είναι η μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four Wave Mixing-FWM), η ετεροδιαμόρφωση φάσης (Cross Phase Modulation-XPM) και η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman (Stimulated Raman Scattering-SRS), ενώ από τα γραμμικά φαινόμενα σημαντικότερα είναι η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion) της ίνας και η διασπορά τρόπων πόλωσης (Polarization Mode Dispersion-PMD).

Τα εμπορικά διαθέσιμα WDM δίκτυα, που έχουν ανακοινωθεί από μεγάλες τηλεπικοινωνιακές εταιρίες, περιλαμβάνουν ως και 160 κανάλια σε ρυθμό μετάδοσης 2.5-10 Gb/s το καθένα ή 80 κανάλια με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s ανά κανάλι [1.24]. Σε εργαστηριακό/ερευνητικό επίπεδο οι επιδόσεις των WDM συστημάτων μετάδοσης είναι πολύ πιο εντυπωσιακές, υποδεικνύοντας τις τεράστιες δυνατότητες και τη δυναμική αυτών. Έτσι, "ηρωικά" πειράματα έχουν επιδείξει επιτυχή μετάδοση συνολικής διέλευσης 10.92 Tb/s (273×40 Gb/s) σε απόσταση 117 Km [1.25], 6.4 Tb/s (159×42.7 Gb/s) σε απόσταση 2.100 Km [1.26], 3.65 Tb/s (365×11.6 Gb/s) σε απόσταση 6.850 Km [1.27], 3.2 Tb/s (80×42.7 Gb/s) σε απόσταση 5.200 Km [1.28]. Για τη μετάβαση της τεχνολογίας από το εργαστήριο στην αγορά έχει δειχθεί από θεωρητικές και στατιστικές μελέτες ότι απαιτούνται περίπου 2-3 χρόνια. Λόγω της ταχύτατης αύξησης του αριθμού των χρησιμοποιούμενων καναλιών η τεχνική WDM πολύ συχνά αναφέρεται, πλέον, και ως πυκνή πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (Dense Wavelength Division Multiplexing-DWDM) [1.29].

B. Οπτική πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (Optical Time Division Multiplexing - OTDM)

Η τεχνική πολυπλεξίας OTDM χρησιμοποιείται στα οπτικά συστήματα σε πλήρη αντιστοιχία με την ηλεκτρονική πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου (Electronic Time Division Multiplexing-ETDM), που χρησιμοποιείται στα ηλεκτρονικά δίκτυα, με μόνη διαφορά ότι στην OTDM πολυπλεξία οι ρυθμοί μετάδοσης είναι πολύ υψηλότεροι. Στην τεχνική OTDM τα δεδομένα μεταδίδονται σε ένα και μόνο κανάλι (φέρουσα συχνότητα) παρεμβάλλοντας με οπτικό τρόπο τα δυφία πολλών ροών δεδομένων χαμηλής ταχύτητας σε μία μοναδική ροή δεδομένων υψηλού ρυθμού μετάδοσης, όπως πιο παραστατικά αποδίδεται με τη βοήθεια της Εικόνας 1. 5.



Εικόνα 1. 5: (α) Η τεχνική της οπτικής πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου (OTDM). Οι N ροές δεδομένων με ρυθμό f Gb/s η καθεμία στο ίδιο μήκος κύματος (λ_1) πολυπλέκονται στον TDM πολυπλέκτη, και στην έξοδο προκύπτει σήμα δεδομένων με ρυθμό $N \times f$ Gb/s μέσα στην ίδια οπτική ίνα. (β) Η τεχνική OTDM μέσα από ένα γράφημα της συχνότητας συναρτήσεως του χρόνου κατά αναλογία με το σχήμα 1.3 [1.23].

Οι βασικότεροι παράγοντες για την επίδοση των OTDM συστημάτων είναι ο ακριβής χρονισμός των οπτικών σημάτων και το χρονικό εύρος των οπτικών παλμών για την αποφυγή φαινομένων διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference) στο πολυπλεγμένο κανάλι [1.1], [1.4], [1.5]. Για το χρονικό εύρος των παλμών έχει υπολογιστεί ότι θα πρέπει να είναι τυπικά μικρότερο ή ίσο με το ένα τρίτο του ρυθμού επανάληψης της πολυπλεγμένης ροής δεδομένων [1.20]-[1.22]. Τα σημαντικότερα φαινόμενα, που επηρεάζουν τη μετάδοση στα OTDM συστήματα, είναι κυρίως η χρωματική διασπορά και η διασπορά τρόπων πόλωσης της ίνας [1.1], [1.4], [1.5], [1.20]-[1.22], καθώς ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων αυξάνει σε σημαντικό βαθμό. Πρέπει να σημειωθεί, όπως, ότι με τη χρήση ενός και μόνο καναλιού αποφεύγεται η διέγερση των μη γραμμικών φαινομένων της ίνας και η επίδραση αυτών στη ζεύξη, όπως επίσης καθίσταται περισσότερο πρακτική και αποδοτική η χρήση των EDFAs.

1.4 Αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων – Η επόμενη γενιά

Ο βασικός στόχος των μελλοντικών οπτικών δικτύων είναι η αποδοτική εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης, υπό την έννοια της παροχής συνδέσεων υψηλής χωρητικότητας μόνο κατά το χρονικό διάστημα, για το οποίο οι συνδέσεις αυτές είναι ενεργές. Για την επίτευξη της παροχής μεγάλου εύρους ζώνης κατ' απαίτηση πρέπει να υιοθετηθεί η τεχνική μεταγωγής πακέτου που έχει αποδειχθεί ότι λειτουργεί αποτελεσματικά με τους ηλεκτρονικούς IP δρομολογητές, αλλά αντικαθιστώντας τα ηλεκτρονικά κυκλώματα με οπτικά ώστε να επιτευχθεί βέλτιστη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Τα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου (optical packet switching – OPS) ονομάζονται και οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς. Στα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων η πληροφορία αποστέλλεται με τη μορφή οπτικών πακέτων δεδομένων και όχι με τη μορφή μεγάλου μεγέθους συνεχών ροών δεδομένων.

Τα βασικά χαρακτηριστικά που διακρίνουν ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής πακέτων είναι:

- Η μεταγωγή και η δρομολόγηση των δεδομένων επιτελούνται απευθείας στο οπτικό επίπεδο χωρίς την μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό και αντίστροφα. Η αμιγώς οπτική μεταγωγή εγγυάται επεξεργασία των δεδομένων σε μεγαλύτερες ταχύτητες, οπότε και μεγαλύτερο συνολικό ρυθμό διέλευσης δεδομένων, όπως επίσης και μικρότερη κατανάλωση ισχύος.
- Η μεταγωγή γίνεται σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου και κάθε πακέτο επεξεργάζεται ως ξεχωριστή οντότητα. Αυτή είναι και η βασική διαφορά ενός οπτικού μεταγωγέα πακέτων από τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (optical cross connect - OXCs), που χρησιμοποιούνται στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος. Ο οπτικός μεταγωγέας πακέτων μπορεί, βέβαια, θεωρητικά να λειτουργεί και σε επίπεδο μήκους κύματος, όπως οι OXCs, χωρίς να ισχύει, όμως, το αντίστροφο.

1.5 Προς την υλοποίηση οπτικής μεταγωγής πακέτων με οπτικές πύλες υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης: κίνητρα και συνεισφορά της διατριβής

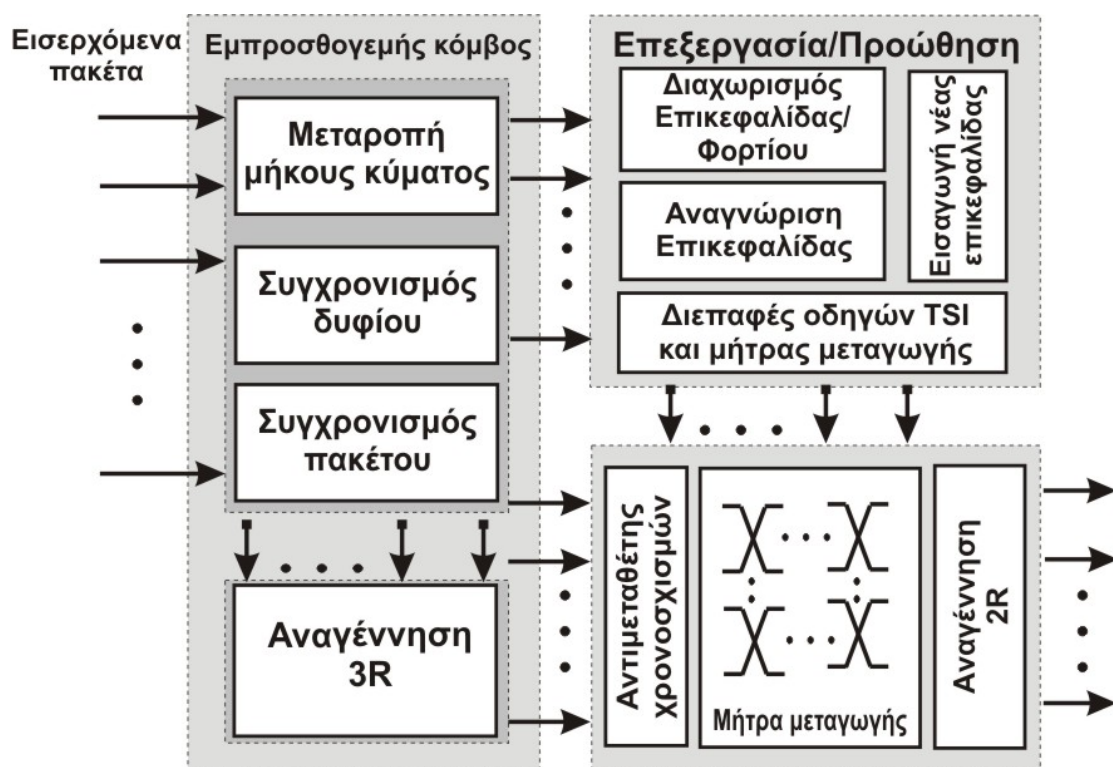
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται αφενός, τα κίνητρα τα οποία καθόρισαν την εξέλιξη της διατριβής και αφετέρου η συνεισφορά της διατριβής στην ανάπτυξη της τεχνολογίας προς την υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων. Τα κίνητρα αλλά και η συνεισφορά της διατριβής μπορούν να αναλυθούν σε δύο συνιστώσες. Η μία συνιστώσα αφορά το σχεδιασμό και την υλοποίηση πρωτοποριακών κυκλωμάτων τα οποία θα αποτελέσουν βασικά υποσυστήματα ενός αμιγώς οπτικού κόμβου δρομολόγησης πακέτων. Η δεύτερη συνιστώσα αφορά την υλοποίηση των υποσυστημάτων αυτών χρησιμοποιώντας ως βασικά δομικά στοιχεία οπτικές πύλες υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης.

1.5.1 Ο αμιγώς οπτικός κόμβος για μελλοντικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, ένα σημαντικό κίνητρο της διατριβής ήταν ανάπτυξη οπτικών κυκλωμάτων τα οποία θα αποτελέσουν βασικά υπό-συστήματα σε έναν αμιγώς οπτικό κόμβο δρομολόγησης πακέτων δεδομένων σε μελλοντικά οπτικά δίκτυα. Η υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων βρίσκεται ακόμη σε καθαρά ερευνητικό στάδιο στα εργαστήρια διάφορων ερευνητικών ομάδων, παρόλα αυτά, έχουν γίνει και συνεχίζουν να γίνονται αξιολογικές προσπάθειες προς την κατεύθυνση αυτή και ήδη έχει προταθεί ένας, σχετικά μικρός όμως, αριθμός αρχιτεκτονικών οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων. Οι σημαντικότερες εξ' αυτών είναι οι αρχιτεκτονικές Staggering, SLOB, HORNET, KEOPS, DAVID και STOLAS. Σε όλες αυτές τις απόπειρες, όμως, πολλές σημαντικές λειτουργικές διεργασίες του δικτύου διεξάγονται από ηλεκτρονικά κυκλώματα, με αποτέλεσμα να περιορίζεται η ταχύτητα επεξεργασίας των πακέτων. Η ίδια κατάσταση επικρατεί και στις υλοποιήσεις οπτικών κόμβων μεταγωγής πακέτων, που έχουν παρουσιαστεί πιο πρόσφατα και αναφέρουν

συνολική διέλευση δεδομένων σε ρυθμούς 1,2 και 2,5 Gb/s, στις οποίες χρησιμοποιείται αποπολυπλεξία των υψίρρυθμων εισερχόμενων ροών δεδομένων σε χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, ώστε να μπορούν να ανταποκριθούν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα.

Μια περισσότερο παραστατική και λεπτομερή ανασκόπηση της τεχνολογίας, που έχει προταθεί μέχρι στιγμής για την υλοποίηση των απαραίτητων δομικών συστημάτων δρομολόγησης και μεταγωγής στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, μπορεί να γίνει με τη βοήθεια της . Στην εικόνα αυτή φαίνεται το δομικό διάγραμμα ενός οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων και οι σημαντικότερες λειτουργικές του διεργασίες, οι οποίες είναι η δρομολόγηση (routing), η προώθηση (forwarding), η μεταγωγή (switching), η αποθήκευση (buffering), η πολυπλεξία (multiplexing), ο συγχρονισμός (synchronization) και η αναγέννηση (regeneration).



Εικόνα 1. 6: Η δομή ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων [1.55].

Η **δρομολόγηση (routing)** των πακέτων είναι η διαδικασία εύρεσης του επόμενου κόμβου-ενδιάμεσου σταθμού του πακέτου με βάση τον τελικό του προορισμό μέσα στο δίκτυο. Για το σκοπό αυτό κάθε δρομολογητής (router) διατηρεί αποθηκευμένες πληροφορίες για όλους τους πιθανούς δρόμους ενός σήματος μέσα στο δίκτυο ανάλογα με την τοπολογία δικτύου. Οι πληροφορίες αυτές βρίσκονται μέσα στον δρομολογητή υπό μορφή πίνακα (πίνακας δρομολόγησης-routing look-up table).

Η **προώθηση (forwarding)** των πακέτων είναι ίσως η πιο πολύπλοκη λειτουργία σε έναν κόμβο μεταγωγής πακέτων. Η επικεφαλίδα κάθε εισερχόμενου πακέτου στον κόμβο διαχωρίζεται από το φορτίο του πακέτου και οδηγείται στον κύριο επεξεργαστή του κόμβου. Ο επεξεργαστής αυτός συγκρίνει την επικεφαλίδα με τα περιεχόμενα του πίνακα δρομολόγησης και αναγνωρίζει τον επιθυμητό

προορισμό του πακέτου, οπότε στη συνέχεια παράγει ένα κατάλληλο σήμα ελέγχου για τον καθορισμό της κατάστασης μεταγωγής του οπτικού μεταγωγέα. Επιπλέον, παράγει επίσης τη νέα επικεφαλίδα του πακέτου, η οποία επανεισάγεται στο πακέτο για τη σηματοδότηση του επόμενου προορισμού του στο δίκτυο.

Η **μεταγωγή (switching)** είναι η ουσιαστική διαδικασία οδήγησης του εισερχόμενου πακέτου στην καθορισμένη από τη διαδικασία προώθησης έξοδο του κόμβου. Η λειτουργία αυτή επιτελείται από τον πίνακα μεταγωγής, ο οποίος ουσιαστικά αποτελείται από συστοιχίες κατάλληλα συνδεδεμένων μεμονωμένων οπτικών διακοπών. Ο πίνακας μεταγωγής μπορεί να υλοποιηθεί με τη χρήση μετατροπών μήκους κύματος και παθητικών φίλτρων επιλεκτικών ως προς το μήκος κύματος (AWGs), συστοιχιών ημιαγωγίμων οπτικών ενισχυτών, ή συστοιχιών 2x2 ή 4x4 οπτικών διακοπών ημιαγωγού.

Η **αποθήκευση (buffering)** των πακέτων χρησιμοποιείται, κυρίως, για την αποφυγή των συγκρούσεων των πακέτων στον κόμβο, στην περίπτωση που δύο ή περισσότερα εισερχόμενα πακέτα επιθυμούν ταυτόχρονα την ίδια έξοδο του κόμβου. Η αποθήκευση των πακέτων μπορεί εναλλακτικά να γίνει στην αρχή του κόμβου, στο τέλος, ή ακόμη και εσωτερικά στον οπτικό μεταγωγέα του κόμβου. Η απαραίτητη πληροφορία για το αν κάποιο πακέτο απαιτείται να αποθηκευθεί πριν τη δρομολόγησή του και για χρονικό διάστημα αποθήκευσής του προκύπτει από το αποτέλεσμα της λειτουργίας προώθησης. Στον τομέα αυτό η οπτική τεχνολογία παρουσιάζει εμφανή αδυναμία έναντι της ηλεκτρονικής, καθώς ακόμη δε διαφαίνεται στον ορίζοντα πολύ πιθανή η υλοποίηση μιας οπτικής μνήμης ανάλογης της ηλεκτρονικής RAM. Μέχρι στιγμής η οπτική αποθήκευση επιτυγχάνεται κυρίως με χρήση οπτικών ινών μεγάλου μήκους για την εισαγωγή χρονικών καθυστερήσεων μεταξύ των πακέτων και με την υλοποίηση συστημάτων που διεξάγουν αντιμετάθεση χρονοσχισμών, καθώς αυτή είναι μια λειτουργία που επιλύει πολλά από τα προβλήματα που η αποθήκευση αντιμετωπίζει.

Η **πολυπλεξία (multiplexing)** επιτελείται αφενός για την αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης και αφετέρου για την προσθήκη/αφαίρεση ροών δεδομένων (add/drop). Η λειτουργία αυτή ακολουθείται από μία ανάλογη διαδικασία αποπολυπλεξίας των δεδομένων, η οποία είναι η ακριβώς αντίστροφη διαδικασία. Η πολυπλεξία/αποπολυπλεξία στο οπτικό επίπεδο επιτυγχάνεται με χρήση οπτικών συμβολομετρικών διακοπών και έχει σίγουρα να παρουσιάσει πολύ εντυπωσιακά αποτελέσματα σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, εκμεταλλευόμενη την ταχύτατη χρονική απόκριση των οπτικών ενεργών στοιχείων.

Ο **συγχρονισμός (synchronization)** είναι στη γενική του περίπτωση η διαδικασία χρονικής διάταξης δύο σημάτων. Στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων συνήθως αναφερόμαστε με τον όρο αυτό τόσο στη διάταξη των εισερχόμενων δεδομένων, ώστε αυτά να ευθυγραμμίζονται χρονικά με ένα τοπικό σήμα ρολογιού (συγχρονισμός δυφίου), όσο και στη χρονική ευθυγράμμιση μεταξύ των πακέτων, που εισέρχονται στον κόμβο από διαφορετικές εισόδους του. Η δεύτερη περίπτωση αντιμετωπίζεται σχετικά με επιτυχία από τα οπτικά κυκλώματα, που έχουν παρουσιαστεί μέχρι στιγμής, όπως είναι οι συστοιχίες ημιαγωγίμων οπτικών ενισχυτών συνδυασμένες με διαφορετικά μήκη ινών για την εισαγωγή επιλεκτικών χρονικών καθυστερήσεων. Το στάδιο του συγχρονισμού είναι, κατά κανόνα, το πρώτο σύστημα που συναντούν τα δεδομένα κατά την είσοδό τους στον κόμβο.

Για την πρώτη έννοια του συγχρονισμού, όμως, τα οπτικά κυκλώματα δεν προσφέρουν ακόμη μία αξιόπιστη προσέγγιση του προβλήματος. Η διαδικασία αυτή

είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη συντονισμένη διεξαγωγή όλων των υπολοίπων λειτουργικών διαδικασιών του κόμβου και απαιτεί την ανάκτηση του σήματος ρολογιού από τα εισερχόμενα πακέτα, το οποίο σήμα ρολογιού οφείλει επίσης να είναι σε μορφή πακέτων. Το γεγονός αυτό δημιουργεί σημαντικές δυσκολίες στα κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού, που είχαν προταθεί μέχρι την περίοδο έναρξης της παρούσης διατριβής, τα οποία, αν και παρουσιάζουν εντυπωσιακές επιδόσεις σε συνεχείς ροές δεδομένων σε ρυθμούς μετάδοσης άνω των 40 Gb/s, δεν είναι ικανά να χειριστούν ασύγχρονα πακέτα μεταβλητού και μικρού, γενικά, μεγέθους.

Η **αναγέννηση (regeneration)** αφορά στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος δεδομένων πριν αυτό εξέλθει του κόμβου και συνεχίσει τη διαδρομή του στο δίκτυο, ώστε να αποφευχθεί η μη αντιστρεπτή παραμόρφωση των χαρακτηριστικών του σήματος και η τελική λήψη λανθασμένης πληροφορίας. Η 3R αναγέννηση περιλαμβάνει τρεις λειτουργίες: τον επανασυγχρονισμό (Re-timing) των δυφίων του σήματος, την αναμόρφωση του σχήματος των παλμών του (Re-shaping), και την επανενίσχυση (Re-amplifying) του σήματος. Για τον επανασυγχρονισμό του σήματος απαιτείται ξανά η χρήση ενός υψηλής ποιότητας σήματος ρολογιού σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου (παρέχεται από το τμήμα συγχρονισμού).

Εκτός των παραπάνω λειτουργιών του κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, μία πολύ σημαντική διεργασία είναι αυτή της **λήψης (reception)** του σήματος στον τελικό του προορισμό. Η διαδικασία αυτή συνίσταται στην αναγνώριση δυφίο προς δυφίο του περιεχομένου του πακέτου και στην τελική απόφαση για το ποια δυφία του πακέτου αντιστοιχούν στο λογικό '1' και ποια στο λογικό '0'. Προφανώς και αυτή η διαδικασία πρέπει να επιτελείται σε επίπεδο πακέτου, γεγονός που έχει καθοριστική συμβολή στην απουσία αξιολογών προτάσεων για τη διεξαγωγή της στο οπτικό επίπεδο, μιας και αυτή προϋποθέτει την αντίστοιχη ανάκτηση ρολογιού σε επίπεδο πακέτου. Αυτός είναι ο βασικό λόγος για τον οποίο μέχρι στιγμής έχουν επιδειχθεί μόνο ηλεκτρονικά κυκλώματα λήψης πακέτων εκρηκτικής ροής.

Το παραπάνω πλαίσιο συνιστά ένα μεγάλο μέρος του κινήτρου της παρούσης διατριβής η οποία εστίαστηκε στο σχεδιασμό και την ανάπτυξη αμιγώς οπτικών ψηφιακών υποσυστημάτων, τα οποία θα είναι σε θέση να διεξάγουν ζωτικές λειτουργικές διαδικασίες ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων.

Πιο συγκεκριμένα, και σχετικά με τον οπτικό κόμβο μεταγωγής πακέτων που παρουσιάστηκε στην Εικόνα 1. 6 έρευνα στα πλαίσια της παρούσης διατριβής περιλαμβάνει τη μελέτη, το σχεδιασμό και την ανάπτυξη των εξής αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων:

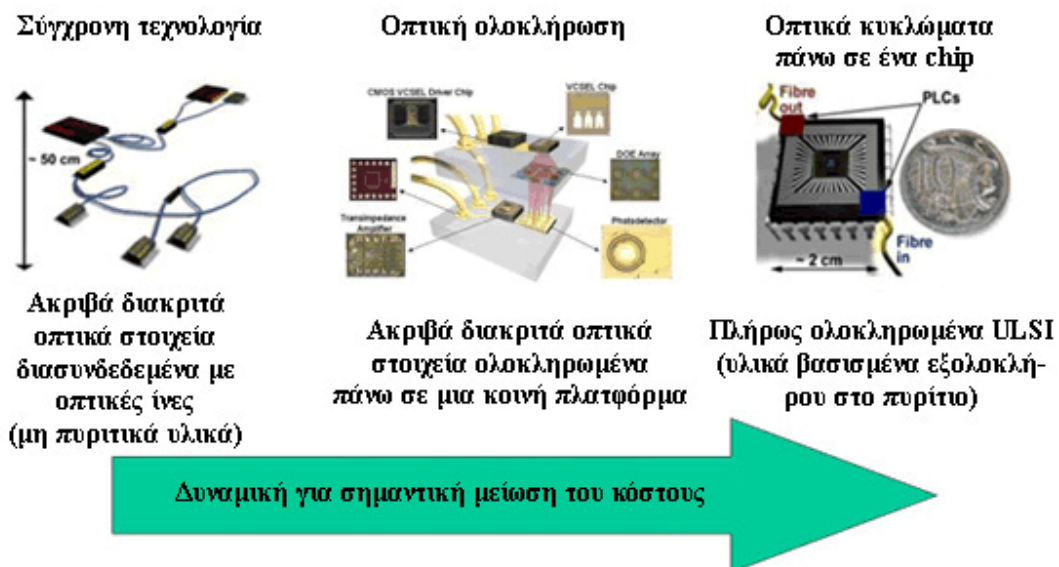
- Ένα αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων με δεδομένα στα 40 Gb/s. Το κύκλωμα είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να παρέχει συγχρονισμό τόσο σε επίπεδο δυφίου όσο και σε επίπεδο πακέτου στον εκάστοτε κόμβο του δικτύου. Αποτελείται από ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και έναν οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού ρυθμισμένο έτσι ώστε να διεγείρει το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (cross gain modulation – XGM), μεταξύ των σημάτων που αλληλεπιδρούν σε αυτόν.
- Ένα αμιγώς οπτικό κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχημάτων αποτελούμενο από τρία αλληλάλληλα στάδια. Κάθε στάδιο έχει ως κύριο στοιχείο ένα ολοκληρωμένο οπτικό συμβολόμετρο MZI για τη

μετατροπή του μήκους κύματος των δεδομενοπακέτων των χρονοσχισμών που εισέρχονται σε αυτόν από τη θύρα ελέγχου καθώς και μια πλειάδα οπτικών γραμμών καθυστέρησης, που προσδίδουν χρονική καθυστέρηση στις τέσσερις χρονοσχισμές του χρονικού πλαισίου ανάλογα με το μήκος κύματός τους.

- Ένας 2×2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής (2×2 All-Optical Exchange-Bypass Switch). Η πρωτοτυπία του διακόπτη αυτού έγκειται στη χρήση μόλις 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου (Bismuth Oxide Nonlinear Fiber) πράγμα το οποίο δίδει στο διακόπτη πλεονέκτημα έναντι εκείνων των διακοπών που χρησιμοποιούν ημιαγωγούς αφού δεν απαιτεί ηλεκτρική πόλωση ενώ και ο χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται είναι πολύ μικρός (μερικά fsec).

1.5.2 Ολοκληρωμένες οπτικές πύλες

Η υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων προϋποθέτει την κατασκευή ιδιαίτερα σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων τα οποία για την υλοποίησή τους θα απαιτούν τη διασύνδεση πολλών οπτικών ψηφιακών διακοπών. Ωστόσο, η υλοποίηση τέτοιου είδους οπτικών συστημάτων σε οποιοδήποτε κόστος, δεν αρκεί ώστε να κάνει τα αμιγώς οπτικά δίκτυα πραγματικότητα. Η προσπάθεια για την υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων, οφείλει να μεριμνά παράλληλα και για τρόπους και μεθόδους που θα οδηγήσουν στην αποδοτική σχεδίαση και ανάπτυξη των συστημάτων αυτών με μειωμένο κόστος, κατανάλωση ισχύος και φυσικού χώρου. Η τεχνολογία οπτικής ολοκλήρωσης έχει αναδειχθεί ως μονόδρομος προς αυτήν την κατεύθυνση, επιδεικνύοντας τα τελευταία χρόνια σημαντική πρόοδο κυρίως λόγω της εξέλιξης των δυο βασικών της μεθόδων, τη μονολιθική [1.31] και υβριδική τεχνική ολοκλήρωσης [1.32].

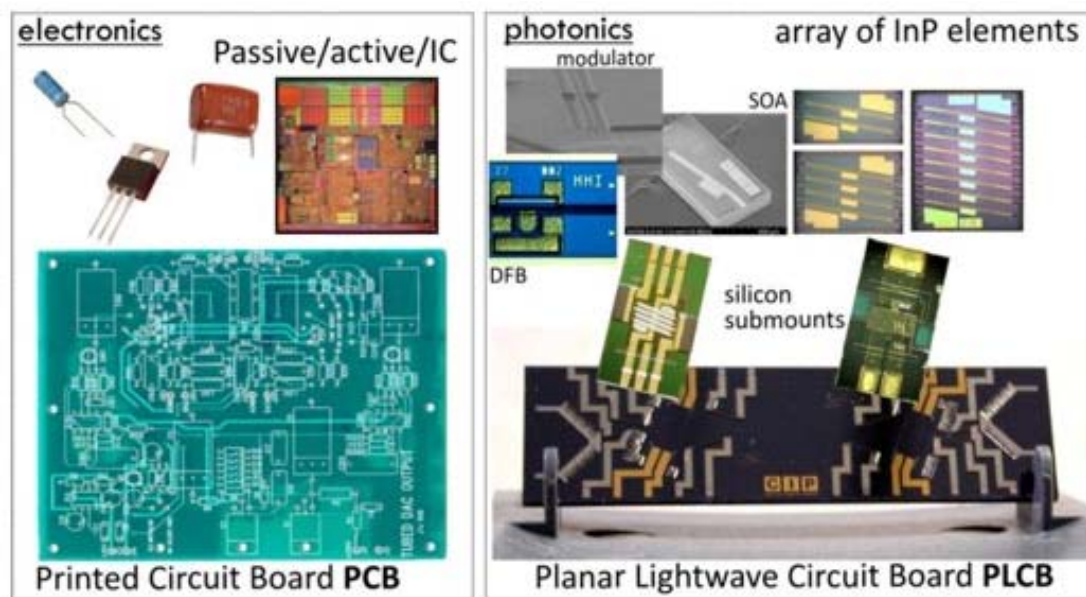


Εικόνα 1.7: Οπτική ολοκλήρωση: διακριτά οπτικά στοιχεία και διασυνδέσεις ενοποιούνται σε ένα πλινθίο.

Η προσέγγιση της υβριδικής ολοκλήρωσης έγκειται στη συναρμολόγηση (assembly) σε ένα κοινό υπόστρωμα των διάφορων ατομικά ολοκληρωμένων οπτικών στοιχείων τα οποία επιτελούν μια συγκεκριμένη απλή λειτουργία και έχουν κατασκευαστεί ξεχωριστά με βάση τα προσωπικά τους βέλτιστα υλικά. Η τεχνολογία υποστρώματος καλείται Planar Lightwave Circuits (PLC) [1.33] και έχει τη δυνατότητα να υποστηρίζει ενεργά υλικά πάνω σε μια πλατφόρμα SiO₂, όπου χαράζονται τα παθητικά στοιχεία και οι κυματοδηγοί. Μέχρι στιγμής με τη μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης έχει κατασκευαστεί μια πληθώρα οπτικών στοιχείων [1.34]-[1.41] τόσο για WDM όσο και για OTDM δίκτυα, ενώ η ωριμότητα της τεχνολογίας PLC υπογραμμίζεται από την κατασκευή εμπορικά διαθέσιμων πομποδεκτών σύγχρονων οπτικών δικτύων (NEC).

Παρά την σημαντική πρόοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης, η επέκταση της σε όλο και μεγαλύτερες και πολυπλοκότερες διατάξεις πάνω σε μια πλατφόρμα PLC, παρουσιάζει έμφυτα προβλήματα. Η διαδικασία της συναρμολόγησης καλείται να ξεπεράσει τους τεχνολογικούς περιορισμούς προκειμένου να μπορεί να παρέχει μεγάλες ολοκληρωμένες διατάξεις σε ανταγωνιστικό κόστος. Η αύξηση της κλίμακας της υβριδικής ολοκλήρωσης έχει σαν αποτέλεσμα την εκθετική αύξηση της πολυπλοκότητας, ενώ επιτείνει τις δυσκολίες στην προσπάθεια καθορισμού προτύπων (standardization) της διαδικασίας κατασκευής. Το αποτέλεσμα είναι η μη γραμμική αύξηση του κόστους του ολοκληρωμένου ανά μονάδα επιφάνειας. Ωστόσο, η τεχνική είναι πολύ χρήσιμη όταν χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με την τεχνική μονολιθικής ολοκλήρωσης για να παράγουν από κοινού πρωτότυπα οπτικά πλινθία που περιέχουν μεγάλης κλίμακας οπτικές διατάξεις με ενισχυμένες επιχειρησιακές δυνατότητες.

Στον αντίποδα της τεχνικής συναρμολόγησης οπτικών στοιχείων, βρίσκεται η μονολιθική τεχνολογία ολοκλήρωσης, η οποία αποσκοπεί στη χάραξη και υλοποίηση όλων των στοιχείων μια πλήρους οπτικής διάταξης σ' ένα υπόστρωμα που αποτελείται από ένα και μόνο υλικό (InP). Η ομοιομορφία του υλικού δίνει το πλεονέκτημα καλύτερης διασυνδεσιμότητας των στοιχείων και εγγυάται μεγαλύτερη απόδοση (yield) ολοκλήρωσης κατά την κατασκευή μεγάλων οπτικών πλινθίων με περισσότερα στοιχεία. Η μονολιθική ολοκλήρωση έχει μέχρι στιγμής να επιδείξει σημαντικά κατορθώματα στην υλοποίηση υψίσυχνων (>40 GHz) [1.42]-[1.46] ολοκληρωμένων στοιχείων με μεγάλο εύρος βασικών αλλά αναγκαίων λειτουργιών-κλειδιά για τα σύγχρονα δίκτυα, όπως εξελιγμένων πολυκυματικών πομποδεκτών και κυκλωμάτων οπτικής επεξεργασίας σήματος [1.42]-[1.51]. Ιδιαίτερη αναφορά αξίζει το επίτευγμα της εταιρίας Infinaera [1.31], η οποία σήμερα κρατά το ρεκόρ των οπτικών στοιχείων που έχουν ολοκληρωθεί μονολιθικά σ' ένα μόνο πλινθίο. Πρόκειται για έναν πολυκυματικό πομπό που απαρτίζεται από 10 κανάλια, καθένα από τα οποία έχει τη δυνατότητα παραγωγής διαμορφωμένου οπτικού σήματος 10 Gb/s. Το πλινθίο περιέχει μονολιθικά ολοκληρωμένα 41 οπτικά στοιχεία, με κάθε κανάλι να απαρτίζεται από μια πηγή διοδικού laser DFB, έναν μεταβλητό εξασθενητή (variable attenuator), έναν απομονωτή (isolator) και έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή. Συνολικά το ολοκληρωμένο έχει τη δυνατότητα να παράγει οπτικά δεδομένα σε ρυθμό 100 Gb/s. Παρόμοια έχει ολοκληρωθεί ο αντίστοιχος πολυκυματικός δέκτης στα 10x10 Gb/s που περιέχει 21 οπτικά στοιχεία.



Εικόνα 1.8: Μονολιθική ολοκλήρωση (InP διαμορφωτές και lasers, ενισχυτές κ.τ.λ.) παθητικά ολοκληρωμένοι πάνω σε υποστρώματα πυριτίου και στη συνέχεια πάνω στην PLC πλατφόρμα.

Παρά το μεγάλο πρωτογενές κόστος της μονολιθικής ολοκλήρωσης, αυτό αντισταθμίζεται από το μικρό κόστος ανά κατασκευασμένη μονάδα όταν η παραγωγή αφορά μεγάλο αριθμό ολοκληρωμένων, εξαιτίας της ομοιογένειας του υλικού και της έλλειψης σταδίων συναρμολόγησης. Επιπλέον, με τις προσπάθειες να επικεντρώνονται στην πλήρη εκμετάλλευση του δίσκου ολοκλήρωσης (full-wafer processing), αυξάνεται η απόδοση ολοκλήρωσης και καθιστά εφικτή την υλοποίηση των πρώτων μεγάλης κλίμακας ολοκληρωμένων διατάξεων (large-scale PIC). Η μονολιθική τεχνολογία γίνεται τέλος όλο και πιο ελκυστική για χρήση των προϊόντων της σε εμπορικά διαθέσιμες εφαρμογές, επιτυγχάνοντας συνεχώς τη βελτίωση του τρόπου συσκευασίας και των διεπαφών ανάμεσα στους κυματοδηγούς των στοιχείων, που βοηθούν στην αποφυγή επικίνδυνων ανακλάσεων.

Μέχρι στιγμής, τόσο η υβριδική όσο και η μονολιθική ολοκλήρωση έχουν εφαρμοστεί στην κατασκευή οπτικών διατάξεων που καλύπτουν ένα μέρος της οπτικής επεξεργασίας σήματος και απευθύνονται κυρίως σε εφαρμογές μεταβολής των χαρακτηριστικών του σήματος (signal conditioning applications), όπως είναι η μετατροπή μήκους κύματος [1.35], [1.48], και η 2/3R [1.33], [1.34], [1.39] αναγέννηση. Επιπλέον, ολοκληρωμένα στοιχεία έχουν χρησιμοποιηθεί στην κατασκευή γρήγορων διαμορφωτών και από/πολυπλεκτών [1.36], [1.37], [1.40], [1.50], [1.51]. Παρά το γεγονός ότι αυτά τα εγχειρήματα λειτούργησαν εκπληκτικά στην προώθηση της επίδοσης των σύγχρονων οπτικών συστημάτων πέρα από τα καθιερωμένα όρια, οι ολοκληρωμένες διατάξεις τους ήταν αφιερωμένες στην υλοποίηση μιας συγκεκριμένης αμιγώς οπτικής λειτουργίας-εφαρμογής. Η κατασκευή τους αφορούσε την υλοποίηση μιας εξειδικευμένης συσκευής που προοριζόταν αυστηρά για μια και μόνο αποκλειστική χρήση. Ωστόσο, η πολυχρηστικότητα ενός οπτικού στοιχείου είναι το κύριο χαρακτηριστικό που ευθύνεται για την αύξηση της ζήτησης του από τους σχεδιαστές οπτικών συστημάτων. Επομένως, το περιορισμένο εύρος εφαρμογής των εξειδικευμένων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στερεί από τη διαδικασία

ολοκλήρωσης το κατεξοχήν πλεονέκτημα της επίτευξης μικρού κόστους ανά κατασκευασμένη μονάδα, δεδομένου ότι αυτό επιτυγχάνεται όταν η παραγωγή αφορά μεγάλο αριθμό ολοκληρωμένων. Για το λόγο αυτό η τεχνολογία οπτικής ολοκλήρωσης έχει στραφεί προς την κατασκευή κατάλληλων οπτικών διατάξεων που θα λειτουργούν ως δομικές μονάδες ικανές να επιτελούν τις στοιχειώδεις λογικές λειτουργίες, ενώ θα είναι δυνατή η ολοκλήρωσή τους. Η αναζήτηση της οπτικής διάταξης, αντίστοιχη του ηλεκτρονικού τρανζίστορ, συγκλίνει τα τελευταία χρόνια προς τις οπτικές συμβολομετρικές πύλες, εξαιτίας της εφαρμογής τους σε ένα μεγάλο εύρος οπτικών λειτουργικών διαδικασιών με εντυπωσιακά αποτελέσματα και της προόδου στην ολοκλήρωσή τους.

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή επιχειρήθηκε η πειραματική υλοποίηση αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων που θα εκτελούν στοιχειώδεις δικτυακές λειτουργίες χρησιμοποιώντας νέας τεχνολογίας ολοκληρωμένους ψηφιακούς οπτικούς διακόπτες. Έτσι, στα πλαίσια της παρούσας διατριβής σχεδιάστηκαν αμιγώς οπτικά κυκλώματα με τη χρήση ολοκληρωμένων διακοπών (συμβολόμετρα MZI - Mach-Zehnder Inteferometer) και μελετήθηκε η συμπεριφορά τους ως λειτουργικά μέρη των παραπάνω κυκλωμάτων. Οι διακόπτες αυτοί ήταν πολύ μικροί σε μέγεθος και ιδιαίτερα σταθερά στοιχειά κατά τη λειτουργία τους. Επίσης, μελετήθηκε η λειτουργία μιας συστοιχίας τεσσάρων διακοπών MZI, υβριδικά ολοκληρωμένων πάνω σε ένα μονό chip μέσα στο κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει τη δυνατότητα υλοποίησης πιο σύνθετων υποσυστημάτων που θα επιτελούν πολύπλοκες δικτυακές λειτουργίες, χρησιμοποιώντας συστοιχίες πολλαπλών διακοπών, ολοκληρωμένων πάνω σε συμπαγής φωτονικές πλατφόρμες.

1.5.3 Κίνητρα της παρούσας διατριβής

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εστιάστηκε στο σχεδιασμό και την ανάπτυξη αμιγώς οπτικών ψηφιακών υποσυστημάτων, τα οποία θα είναι σε θέση να διεξάγουν ζωτικές λειτουργικές διαδικασίες ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Πιο συγκεκριμένα, στα πλαίσια της έρευνας της παρούσης διατριβής περιλαμβάνεται η μελέτη, ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη **ενός αμιγώς οπτικού κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων** με δεδομένα στα 40 Gb/s, **ενός αμιγώς οπτικού κυκλώματος αντιμετάθεσης χρονοσχισμών** για την αντιμετάθεση τεσσάρων χρονοσχισμών ενός χρονικού πλαισίου στα 40 Gb/s καθώς και **ενός 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής** με τη χρήση μόλις 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα.

Η υλοποίηση των παραπάνω υποσυστημάτων πραγματοποιήθηκε με τη χρήση ολοκληρωμένων οπτικών διακοπών υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης, ενώ η σχεδίαση και η προσομοίωση του 2x2 οπτικού διακόπτη πραγματοποιήθηκε με τη χρήση μόλις 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου. Η δουλειά αυτή ήταν αποτέλεσμα μιας προσπάθειας που ξεκίνησε το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών το 2004 με σκοπό τη σχεδίαση πολύπλοκων κυκλωμάτων βασισμένων σε ολοκληρωμένες οπτικές πύλες. Έτσι, πρωτοστατώντας σε παγκόσμια κλίμακα στην ανάδειξη της παραπάνω συλλογιστικής πρότεινε μέσω του Ευρωπαϊκού Προγράμματος EU-IST- MUFINS, τη

διεύρυνση της χρήσης των οπτικών πυλών και την ολοκλήρωση πολλαπλών τέτοιων στοιχείων σε ένα πλινθίο.

Ο επόμενος στόχος μετά την υλοποίηση των πειραμάτων που περιγράφονται παραπάνω, αφορά στην ολοκλήρωση ολόκληρων υποσυστημάτων σαν αυτά που υλοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή πάνω σε φωτονικές πλατφόρμες με τη βοήθεια επίπεδων κυματοδηγών (Photonic Lightwave Circuits – PLC). Και για αυτήν την προσπάθεια θα χρειαστεί η συνεισφορά αφενός μίας εξειδικευμένης ερευνητικής ομάδας στο χώρο των υλικών, για την κατασκευή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και αφετέρου του ΕΦΕ, αρχικά για το σχεδιασμό και έπειτα το χαρακτηρισμό του ανεπτυγμένου κυκλώματος και ενδεχομένως την καθοδήγηση της κατασκευάστριας ομάδας σχετικά με τη βελτιστοποίηση των προδιαγραφών του κυκλώματος για την ένταξή του σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

1.6 Δομή και ανάπτυξη της διατριβής

Η αναλυτική δομή της διδακτορικής διατριβής οργανώνεται στα εξής κεφάλαια:

Το **Κεφάλαιο 2** έχει συμπεριληφθεί για να δώσει μία πλήρη περιγραφή των διατάξεων που χρησιμοποιήθηκαν για την παραγωγή των οπτικών σημάτων τα οποία χρησιμοποιήθηκαν ως σήματα δοκιμών στην είσοδο του εκάστοτε αναπτυχθέντος κυκλώματος. Τα οπτικά αυτά σήματα που περιγράφονται στο κεφάλαιο αυτό περιλαμβάνουν οπτικές ψηφιακές ακολουθίες πακέτων τόσο στα 10 όσο και στα 40 Gb/s. Τα σήματα αυτά παράγονται καταρχάς με ηλεκτρονικά μέσα και κατόπιν μετατρέπονται σε οπτικά σήματα, ενώ η παραγωγή των οπτικών δεδομένων στα 40 Gb/s πραγματοποιείται με ένα κύκλωμα τετραπλασιασμού του ρυθμού των δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s. Ένας κώδικας παραγωγής μορφοτύπου εξασφαλίζει την παραγωγή του κατάλληλου ηλεκτρονικού σήματος έτσι ώστε στην έξοδο του κυκλώματος τετραπλασιασμού να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s χωρίς τη χρήση επιπλέον διαμορφωτών. Τα οπτικά πακέτα δοκιμών παράγονται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να προσομοιώνουν με το βέλτιστο τρόπο τη ροή πακέτων δεδομένων ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου. Στα πλαίσια του κεφαλαίου αυτού γίνεται λεπτομερής περιγραφή του σχεδιασμού, της υλοποίησης και των προδιαγραφών όλων των συστημάτων δοκιμών, όπως το διοδικό laser που θα αποτελέσει την πηγή του οπτικού φέροντος στο σύστημα παραγωγής των οπτικών πακέτων δοκιμών, η τεχνική της διαμόρφωση απολαβής με την οποία παράγεται οπτικό ρολόι με ρυθμό επανάληψης στα 10 Gb/s, το οποίο κατόπιν χρησιμοποιείται για την παραγωγή των οπτικών δεδομένων στα 10 Gb/s, καθώς και η πειραματική διάταξη τετραπλασιασμού δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s. Τέλος, περιγράφεται η αρχή σχεδιασμού και η υλοποίηση του κώδικα που αναπτύχθηκε σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab για την παραγωγή του κατάλληλου μορφοτύπου απαραίτητου για τη δημιουργία της επιθυμητής ακολουθίας πακέτων δεδομένων στη έξοδο της διάταξης τετραπλασιασμού δεδομένων.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται με αναλυτικό τρόπο η σχεδίαση και η θεωρητική ανάλυση καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ενός 2×2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής (2×2 All-Optical Exchange-Bypass Switch). Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με χρήση του λογισμικού πακέτου VPI

Transmission Maker. Ο 2×2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής υλοποιήθηκε με βάση το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας (Ultrafast Nonlinear Interferometer – UNI) ενώ το μη γραμμικό μέσο που χρησιμοποιήθηκε για την διέγερση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) ήταν 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου (Bismuth Oxide Nonlinear Fiber) με συντελεστή μη γραμμικότητας γ της τάξεως των $950 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. Πιο συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκαν τρεις σειρές προσομοιώσεων. Στην πρώτη σειρά προσομοιώθηκε η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 10 Gbps και μήκους κύματος 1558 nm. Στη δεύτερη σειρά προσομοιώθηκε εκ νέου η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 40 Gbps και μήκους κύματος 1553 nm. Στην τρίτη σειρά προσομοιώθηκε η λειτουργία του UNI ως 2×2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής με σήματα εισόδου της ίδιας μορφής με εκείνα που χρησιμοποιήθηκαν στις δύο πρώτες σειρές. Η πρωτοτυπία του διακόπτη αυτού έγκειται στη χρήση μιας ισχυρά μη-γραμμικής ίνας για την διέγερση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) πράγμα το οποίο δίδει στο διακόπτη πλεονέκτημα έναντι εκείνων των διακοπών που χρησιμοποιούν ημιαγωγούς αφού δεν απαιτεί ηλεκτρική πόλωση ενώ και ο χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται είναι πολύ μικρός (μερικά fsec). Επιπλέον, η χρησιμοποίηση μόλις 0.8 m της ίνας οξειδίου του Βισμούθιου εγγυάται λειτουργική σταθερότητα του διακόπτη, αμελητέα διαφορά ταχυτήτων των συνδιαδιδόμενων οπτικών σημάτων διαφορετικού μήκους κύματος (walk – off) στο εσωτερικό της ίνας, καθώς και πολύ μικρή καθυστέρηση λειτουργίας. Η πρακτικά αλάνθαστη (error-free) λειτουργία του διακόπτη που αποδεικνύεται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης υποδεικνύει ότι μπορούν να υλοποιηθούν διατάξεις με αλληλουχίες τέτοιων διακοπών αλλά και διατάξεις με ανάδραση, χωρίς να απαιτείται αναγέννηση του σήματος.

Στο **κεφάλαιο 4** περιγράφεται αναλυτικά η θεωρητική μελέτη και η πειραματική υλοποίηση ενός αμιγώς οπτικού αντιμεταθέτη χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας ως βάση μια αρχιτεκτονική που έχει προταθεί από τους [1.30] για την υλοποίηση οπτικών ενταμιευτών. Το κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών αποτελείται από σειριακά συνδεδεμένα στάδια καθυστέρησης, το καθένα από τα οποία αποτελείται από ένα ρυθμιζόμενο μετατροπέας μήκους κύματος και γραμμές καθυστέρησης σταθερού μήκους. Ο μετατροπέας αυτός προσδίδει στα πακέτα τα κατάλληλα εκείνα μήκη κύματος ανάλογα με την γραμμή καθυστέρησης που αυτά πρέπει να διασχίσουν. Η αντιστοίχιση μεταξύ μηκών κύματος και γραμμών καθυστέρησης επιτυγχάνεται μέσω ενός παθητικού αποπολυπλέκτη μηκών κύματος, ενώ ένας πολυπλέκτης μηκών κύματος προωθεί τα καθυστερημένα πακέτα στο επόμενο στάδιο. Οι καθυστερήσεις που εισάγονται σε κάθε στάδιο είναι μια σχεδιαστική παράμετρος της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. Η σχεδίαση του κυκλώματος αντιμετάθεσης χρονοσχισμών με βάση την εν λόγω αρχιτεκτονική έχει γίνει με τέτοιο τρόπο ώστε να προκύψει ένα κύκλωμα μαθηματικά αντίστοιχο με το πρότυπο διασύνδεσης ενός \log_n -Benes γράφου ενώ εκμεταλλεύεται τον παραλληλισμό των μηκών κύματος για να ελαχιστοποιήσει τον αριθμό των σταδίων και συνεπώς το δομικό κόστος της όλης σχεδίασης. Επιπλέον παρέχει ένα ισοζύγιο (tradeoff) μεταξύ του αριθμού των μετατροπέων μήκους κύματος και των μηκών κύματος που χρησιμοποιούνται. Η πειραματική υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών είναι στην ουσία η υλοποίηση της αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών για 3 μήκη κύματος και 3 στάδια στα 10 Gbps, πράγμα το οποίο αντιστοιχεί στην αντιμετάθεση τεσσάρων χρονοσχισμών. Τα πειραματικά αποτελέσματα

αποδεικνύουν αλάνθαστη λειτουργία (error-free) του κυκλώματος για παλμούς NRZ ρυθμού 10 Gbps.

Στο **Κεφάλαιο 5** αναπτύσσεται και υλοποιείται πειραματικά σε οπτικό επίπεδο ένα κύκλωμα συγχρονισμού των κόμβων του δικτύου που επιτελεί ταυτόχρονα ανάκτηση ρολογιού και ανίχνευση πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s. Το κύκλωμα αυτό αναγνωρίζει την έναρξη ενός εισερχόμενου πακέτου και την ίδια χρονική στιγμή παράγει έναν οπτικό παλμό στην έξοδό του. Η πειραματική του υλοποίηση πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας σε σειρά ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με φίλτρο Fabry-Perot και κορεσμένο οπτικό διακόπτη τύπου MZI και ένα κύκλωμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού εκμεταλλευόμενο το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (Cross Gain Modulation - XGM) σε ένα οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού. Η έξοδος του υπό-κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού παρέχει το σήμα συγχρονισμού του κόμβου σε επίπεδο δεδομένων και ταυτόχρονα οδηγεί το κύκλωμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού, το οποίο με τη σειρά του παρέχει στον κόμβο το σήμα συγχρονισμού σε επίπεδο πακέτου. Στο σύνολό του λοιπόν, το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων μπορεί να χαρακτηριστεί ως μία ολοκληρωμένη λύση για τον συγχρονισμό των συστημάτων επεξεργασίας και δρομολόγησης, αφού παρέχει τα κατάλληλα σήματα για τον συγχρονισμό του κόμβου σε επίπεδο ροής δεδομένων (bit-wise) αλλά και σε επίπεδο πακέτων (packet-wise).

Στο **Κεφάλαιο 6** συνοψίζονται όλα τα αποτελέσματα της διατριβής, γίνεται μία αποτίμηση αυτών και προτείνονται περαιτέρω ερευνητικές και αναπτυξιακές δραστηριότητες για την ολοκλήρωση σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων σε φωτονικές πλατφόρμες (photonic lightwave circuits - PLC) και την ανάπτυξη της τεχνολογίας οπτικής ολοκλήρωσης κλίμακας (optical scale integration), όπου δεκάδες οπτικά στοιχεία θα ολοκληρώνονται σε μία πλατφόρμα.

Στα Παραρτήματα που έχουν συμπεριληφθεί στο τέλος της διατριβής, παραθέτονται η μαθηματική απόδειξη της σχέσης αντιστοίχισης του μήκους οπτικής ίνας και της επιθυμητής χρονοκαυστέρησης ενός οπτικού σήματος καθώς και ο κώδικας σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab για τη δημιουργία της επιθυμητής ακολουθίας πακέτων στην έξοδο του τετραπλασιαστή, όπως αυτός περιγράφεται στο 2^ο κεφάλαιο. Επιπλέον, παραθέτονται οι δημοσιεύσεις σε διεθνή έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και οι παρουσιάσεις σε διεθνή έγκριτα συνέδρια, που πραγματοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια της διατριβής.

Αναφορές Κεφαλαίου

- [1.1] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.
- [1.2] R. W. Smith, "Broadband Internet connections: A user's guide to DSL and cable", Addison-Wesley Pub Co., 1st Edition, 2002.
- [1.3] Ηρακλής Αβραμόπουλος, "Φωτονική Τεχνολογία για Τηλεπικοινωνίες", Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [1.4] P. E. Green, Jr., "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [1.5] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 2nd Ed., John Wiley & Sons Inc., NY, 1997.
- [1.6] P. Kaminow and T. L. Koch, "Optical fiber telecommunications IIIB", Academic Press Inc., NY, 1997.
- [1.7] J. Walrand, "Communication networks", Μετάφραση Μ. Αναγνώστου, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1997.
- [1.8] S. Tanenbaum, "Computer networks", Prentice Hall PTR, NJ, 4th Ed., 2002.
- [1.9] Shun Yao et al., "All-optical packet switching for Metropolitan Area Networks: Opportunities and Challenges", IEEE Commun. Mag., Mar. 2001, pp. 142-148.
- [1.10] A. Borella et al., "Statistical multiplexing of random processes in packet switching networks", IEE Proceedings on Commun., vol. 143, No. 5, pp. 325-334, 1996.
- [1.11] Συστήματα μεταγωγής πληροφορίας, Ιάκωβος Στ.Βενιέρης, Εκδόσεις Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, Αθήνα 2004 σελ 6-7.
- [1.12] W. R. Stevens, "The Protocols (TCP/IP Illustrated, Volume 1)", Addison-Wesley Pub Co., 1st Edition, 1994.
- [1.13] <http://www.networksorcery.com/enp/protocol/ip.htm#Protocol>.
- [1.14] O. Kyas and G. Crawford, "ATM networks", Prentice Hall PTR, 1st Ed., 2002.
- [1.15] <http://www.networksorcery.com/enp/default0501.htm>.
- [1.16] www.atmforum.com.
- [1.17] E. C. Rosen et al., "Multiprotocol Label Switching Architecture", <http://www.math.tau.ac.il/~natali/PapersPresentation.html>, August 1999.
- [1.18] M. J. O' Mahony, "Optical multiplexing in fiber networks: Progress in WDM and OTDM", IEEE Commun. Mag., vol. 33, No. 12, pp. 82-88, 1995.
- [1.19] P. V. Hatton and F. C. Cheston, III, "WDM deployment in the local exchange network", IEEE Commun. Mag., vol. 36, No. 2, pp. 56-61, 1998.

- [1.20] S. Kawanishi, "Ultrahigh-speed optical time-division multiplexed transmission technology based on optical signal processing", IEEE J. Quantum Electron., vol. 34, No. 11, pp. 2064-2079, 1998.
- [1.21] M. Saruwatari, "All-optical signal processing for terabit/second optical transmission", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, No. 6, pp. 1363-1374, 2000.
- [1.22] D. M. Spirit, A. D. Ellis and P. E. Barnsley, "Optical time division multiplexing: systems and networks", IEEE Commun. Mag., vol. 32, No. 12, pp. 56-62, 1994.
- [1.23] Ν. Πλέρος, "Ψηφιακά συστήματα υπερυψηλών ταχυτήτων για οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων", Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Απρίλιος 2004.
- [1.24] Στα http://www.photonex.com/news_events/newsentry_view.cfm?post=35 και http://www.alcatel.com/submarine/products/un_and_repeatered.htm.
- [1.25] K. Fukuchi et al., "10.92 Tbps (273x40 Gbps) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment", Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2001, Anaheim, CA, USA, PD24.
- [1.26] G. Charlet et al., "6.4 Tb/s (159 x42.7 Gb/s) capacity over 21x100 Km using bandwidth-limited phase-shaped binary transmission", 28th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2002, Copenhagen, Denmark, PD4.1.
- [1.27] G. Varella et al., "3.65 Tbit/s (365x11.6 Gbit/s) transmission experiment over 6850 km using 22.2 GHz channel spacing in NRZ format", 27th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2001, Amsterdam, The Netherlands, vol. 6, pp. 14-15.
- [1.28] B. Zhu et al., "Transmission of 3.2 Tb/s (80x42.7 Gb/s) over 5200 Km of Ultrawave fiber with 100-Km dispersion-managed spans using RZ-DPSK format", 28th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2002, Copenhagen, Denmark, PD4.2.
- [1.29] S. V. Kartalopoulos, "Introduction to DWDM Technology: Data in a rainbow", Wiley-IEEE Press, Inc., 2000.
- [1.30] Konstantinos Yiannopoulos, Kyriakos G. Vlachos, Member, IEEE, and Emmanouel Varvarigos, "Multiple-Input-Buffer and Shared-Buffer Architectures for Optical Packet- and Burst-Switching Networks", J. Lightwave Technol., vol. 25, no. 6, pp. 1379 - 1389, June 2007.
- [1.31] www.infinera.com
- [1.32] www.ciphotonics.com
- [1.33] K. Kato and Y. Tohmori, "PLC Hybrid integration technology and its application to photonic components", IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron., Vol. 6, No. 1, pp. 4-13 Jan. 2000.
- [1.34] T. Ohyama, Y. Akahori, T. Yamada, R. Kasahara, S. Kamei, M. Ishii, M. Nakamura, H. Oohashi, N. Matsuura and K. Yamakoshi, "Compact 8-wavelength x 2.5 Gb/s transmitter/receiver module using PLC hybrid integration technology for WDM interconnections," Electron. Lett., Vol. 38, No. 24, pp. 1576 -1578, Nov. 2002.

- [1.35] M. - Y. Jeon, D. S. Lim, H. K. Lee, J. T. Ahn, D. I. Chang and K. H. Kim, "All-optical wavelength conversion scheme based on 20 Gb/s RZ data," in *proc. CLEO 2000*, pp. 278 - 279.
- [1.36] T. Ohara, H. Takara, I. Shake, K. Mori, S. Kawanishi, S. Mino, T. Yamada, M. Ishii, T. Kitoh, T. Kitagawa, K. R. Parameswaran and M. M. Fejer, "160-Gb/s optical-time-division multiplexing with PPLN hybrid integrated planar lightwave circuit," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 2, pp. 302 - 304, Feb. 2003.
- [1.37] S. Nakamura, Y. Ueno and K. Tajima, "Error-free all-optical multiplexing at 336 Gb/s with a hybrid-integrated symmetric-Mach-Zehnder switch," in *Proc. OFC 2002*, pp. FD3-1, FD3-3.
- [1.38] R. P. Webb, R. J. Manning, G. D. Maxwell and A. J. Poustie, "40 Gb/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach-Zehnder interferometer," *Electron. Lett.*, Vol. 39, No. 1, pp. 79 -81, Jan. 2003.
- [1.39] G. Maxwell, R. Manning, M. Nield, M. Harlow, C. Ford, M. Clements, S. Lucas, P. Townley, R. McDougall, S. Oliver, R. Cecil, L. Johnston, A. Poustie, R. Webb, I. Lealman, L. Rivers, J. King, S. Perrin, R. Moore, I. Reid and D. Scrase, "Very low coupling loss, hybrid-integrated all-optical regenerator with passive assembly," in *proc. ECOC 2002*, paper PD3.5.
- [1.40] J. Sasaki, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, S. Kitamura, M. Yamaguchi, N. Kitamura, T. Shimoda, M. Kitamura, T. Kato and M. Itoh, "Hybrid integrated 4x4 optical matrix switch using self-aligned semiconductor optical amplifier gate arrays and silica planar lightwave circuit," *Electron. Lett.*, Vol. 34, No. 10, pp. 986-987, May 1998.
- [1.41] J. H. den Besten, R. G. Broeke, M. van Geemert, J. J. M. Binsma, E. Heinrichsdorff, T. van Dongen, E. A. J. M. Bente, X. J. M. Leijtens and M. K. Smit, "An integrated 4 x 4-channel multiwavelength laser on InP," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 3, pp. 368-370, Mar. 2003.
- [1.42] B. Lavigne, P. Guerber, P. Brindel, E. Balmeffre and B. Dagens, "Cascade of 100 optical 3R regenerators at 40 Gb/s based on all-active Mach Zehnder interferometers," in *proc. ECOC 2001*, Vol. 3, pp. 290 -291.
- [1.43] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Melchior, W. Hunziker, D. Nettet and A. D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gb/s networks," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 23, pp. 2047-2049, Nov. 1999.
- [1.44] J. Leuthold, C. H. Joyner, B. Mikkelsen, G. Raybon, J. L. Pleumeekers, B. I. Miller, K. Dreyer and C. A. Burrus, "Compact and fully packaged wavelength converter with integrated delay loop for 40 Gb/s RZ signals," in *proc OFC 2000*, Vol. 4, pp. 218 -220.
- [1.45] T. Fjelde, D. Wolfson, A. Kloch, C. Janz, A. Coquelin, I. Guillemot, F. Gaborit, F. Poingt, B. Dagens, and M. Renaud, "10 Gb/s all-optical logic OR in monolithically integrated interferometric wavelength converter," *Electron. Lett.*, Vol. 36, No. 9, pp. 813-815, April 2000.
- [1.46] Monolithic widely-tunable all-optical wavelength converter with spatial filtering of input and output signals for 10 Gbps NRZ operation Summers, J.A.; Masanovic, M.L.; Lal, V.; Coldren, L.A.; Blumenthal, D.J. *Lasers and Electro-Optics Society, 2005. LEOS 2005. The 18th Annual Meeting of the IEEE* Volume , Issue , 22-28 Oct. 2005 Page(s): 351 - 352.

- [1.47] M. Owen, S. Yu., R. Varrazza and R. V. Penty, "Demonstration of high-speed optical packet routing using vertical coupler crosspoint space switch array", *Electron. Lett.*, Vol. 36, No. 6, pp. 556-558, March 2000.
- [1.48] R. Vazzarra, A. Wonfor, Siyuan Yu, B. Cakmak, R.V. Penty and I.H. White, "Demonstration of packet routing and wavelength conversion at 10 G/s in a highly compact, lossless vertical coupler optical space switch", in *proc. ECOC 2000*, vol. 4, pp.67-68.
- [1.49] R. Varrazza, R.; S. Yu, M. Owen, I. Khrushchev, R. V. Penty, I. H. White and S. V. Dewar, "All-optical switching in a vertical coupler space switch employing photocarrier-induced nonlinearity," in *proc. CLEO 2000*, pp. 467-468.
- [1.50] Buxens, A. T. Clausen, H. N. Poulsen, P. Jeppesen, S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, W. Hunziker, E. Gini and H. Melchior, "All-optical regenerative OTDM add/drop multiplexing at 40 Gb/s using monolithic InP Mach-Zehnder interferometer," in *proc. CLEO 2000*, pp. 255.
- [1.51] M. Heid, S. Spalter, G. Mohs, A. Farbert, W. Vogt and H. Melchior, "160 Gb/s demultiplexing based on a monolithically integrated Mach-Zehnder interferometer," in *proc. ECOC 2001*, Vol. 6, pp. 82 -83.
- [1.52] D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, O. Zouraraki, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "All-Optical Label/Payload Separation at 40 Gb/s" *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.18, No. 19, pp. 2023-2026 Oct. 2006.
- [1.53] O. Zouraraki, K. Yiannopoulos, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, E. Varvarigos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Implementation of an All-Optical Time-Slot-Interchanger Architecture", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, issue 17, pp. 1307-1309, Sept., 2007.
- [1.54] P. Zakynthinos, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Petrantonakis, G. Theophilopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Single Chip Quad MZI array in a 40 Gb/s AOLS Front-end", presented in *Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OWH, Anaheim - California, USA 2007*.
- [1.55] Carla Raffaelli, Kyriakos Vlachos, Nicola Andriolli, Dimitrios Apostolopoulos, Jakob Buron, Ruth van Caenegem, Grzegorz Danilewicz, Jorge. M. Finochietto, Joan Garcia-Haro, Dimitrios Klonidis, Mike O'Mahony, Guido Maier, Achille Pattavina, Pablo Pavon-Marino, Sarah Ruepp, Michele Savi, Mirco Scaffardi, Ioannis Tomkos, Anna Tzanakaki, Lena Wosinska, Olga Zouraraki and Fabio Neri, "Photonics in Switching: Architectures, Systems and enabling Technologies", accepted for publication in *The International Journal of Computer and Telecommunications Networking*, Elsevier.

Εικόνες Κεφαλαίου

Εικόνα 1. 1: Δίκτυα τηλεπικοινωνιών

Εικόνα 1. 2: Μεταγωγή κυκλώματος: Παρατηρείται η εκ των προτέρων δέσμευση πόρων από την πηγή στον προορισμό.

Εικόνα 1. 3: Μεταγωγή Πακέτου: παρατηρείται η αποδοτικότερη και ευέλικτη παράδοση των πακέτων στον προορισμό.

Εικόνα 1. 4: (α) Η τεχνική της πολυπλεξίας κατά μήκος κύματος (WDM). Τα N μήκη κύματος με ρυθμό πληροφορίας f Gb/s το καθένα πολυπλέκονται στον WDM πολυπλέκτη, και στην έξοδο προκύπτει ένα πολυχρωματικό (πολυκυματικό) σήμα δεδομένων με συνολικό ρυθμό $N \cdot f$ Gb/s μέσα στην ίδια οπτική ίνα. (β) Η τεχνική WDM μέσα από ένα γράφημα της συχνότητας συναρτήσει του χρόνου [1.23].

Εικόνα 1. 5: (α) Η τεχνική της οπτικής πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου (OTDM). Οι N ροές δεδομένων με ρυθμό f Gb/s η καθεμία στο ίδιο μήκος κύματος (λ_1) πολυπλέκονται στον TDM πολυπλέκτη, και στην έξοδο προκύπτει σήμα δεδομένων με ρυθμό $N \cdot f$ Gb/s μέσα στην ίδια οπτική ίνα. (β) Η τεχνική OTDM μέσα από ένα γράφημα της συχνότητας συναρτήσει του χρόνου κατά αναλογία με το σχήμα 1.3 [1.23].

Εικόνα 1. 6: Η δομή ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων [1.55].

Εικόνα 1.7: Οπτική ολοκλήρωση: διακριτά οπτικά στοιχεία και διασυνδέσεις ενοποιούνται σε ένα πλινθίο.

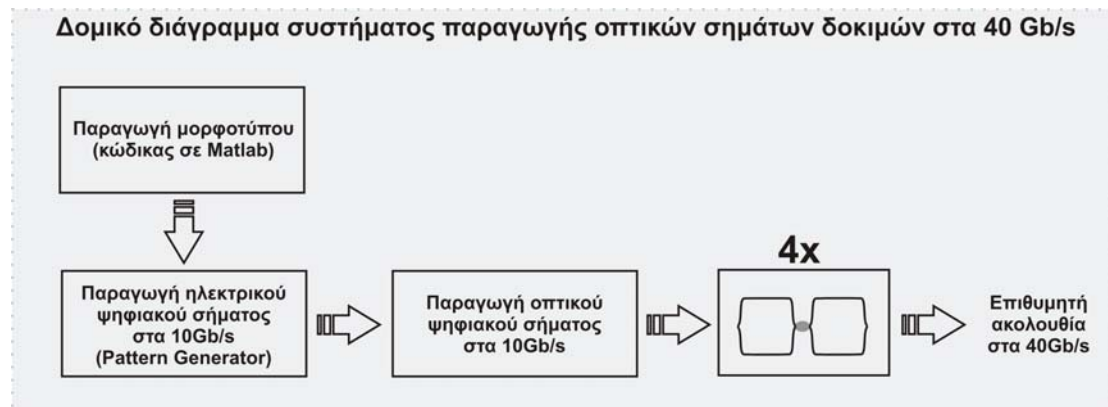
Εικόνα 1.8: Μονολιθική ολοκλήρωση (InP διαμορφωτές και lasers, ενισχυτές κ.τ.λ.) παθητικά ολοκληρωμένοι πάνω σε υποστρώματα πυριτίου και στη συνέχεια πάνω στην PLC πλατφόρμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΟΠΤΙΚΩΝ ΠΑΚΕΤΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ ΣΤΑ 40 Gb/s

2.1 Εισαγωγή

Η σχεδίαση και η πειραματική υλοποίηση πρωτότυπων οπτικών κυκλωμάτων και υποσυστημάτων ήταν σαφώς το πρώτο μέλημα αυτής της ερευνητικής προσπάθειας. Παρόλα αυτά, η πειραματική υλοποίηση μίας καινοτόμου ιδέας θα πρέπει να συνοδεύεται και από τις απαραίτητες εργαστηριακές διατάξεις που θα παράγουν σήματα δοκιμών που θα προσομοιώνουν με τον καλύτερο δυνατό τρόπο τις πραγματικές συνθήκες ενός δικτύου. Προτού λοιπόν προχωρήσουμε στην αναλυτική παρουσίαση των πειραμάτων που πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της διατριβής, το Κεφάλαιο 2 έχει συμπεριληφθεί για να δώσει μία πλήρη περιγραφή των διατάξεων που χρησιμοποιήθηκαν για την παραγωγή των οπτικών σημάτων τα οποία χρησιμοποιήθηκαν ως σήματα δοκιμών στην είσοδο του εκάστοτε αναπτυχθέντος κυκλώματος. Τα οπτικά αυτά σήματα περιλαμβάνουν οπτικές ψηφιακές ακολουθίες πακέτων τόσο στα 10 όσο και στα 40 Gb/s. Η γραφική αναπαράσταση της εργαστηριακής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την παράγωγή των οπτικών ψηφιακών σημάτων δοκιμών φαίνεται στην Εικόνα 2.1.

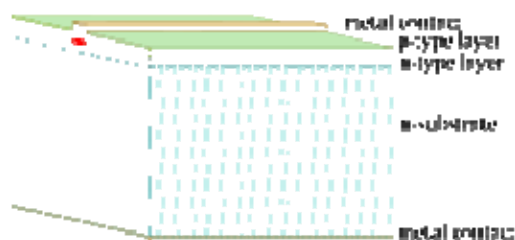
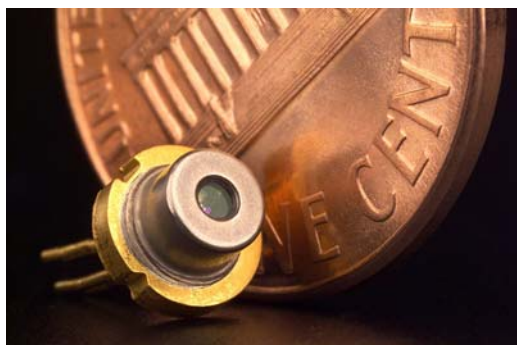


Εικόνα 2.1: Γραφική αναπαράσταση της εργαστηριακής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή οπτικών ψηφιακών σημάτων δοκιμών για τα παραγόμενα οπτικά κυκλώματα.

Όπως φαίνεται και από το παραπάνω σχήμα, το ψηφιακό σήμα δοκιμής παράγεται καταρχάς με ηλεκτρονικά μέσα και κατόπιν μετατρέπεται σε οπτικό σήμα. Ένας κώδικας παραγωγής μορφοτύπου (ο οποίος θα παρουσιαστεί και θα αναλυθεί στη συνέχεια του κεφαλαίου) εξασφαλίζει την παραγωγή του κατάλληλου ηλεκτρονικού σήματος έτσι ώστε στην έξοδο του τετραπλασιαστή (4x στο σχήμα) να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s. Τόσο το ηλεκτρονικό όσο και το οπτικό ψηφιακό σήμα που παράγεται στα δύο πρώτα στάδια του παραπάνω δομικού διαγράμματος είναι στα 10 Gb/s. Το οπτικό σήμα εισέρχεται στη συνέχεια στον οπτικό τετραπλασιαστή, ο οποίος είναι με τέτοιο τρόπο φτιαγμένος ώστε να παρέχει στην έξοδό του οπτικά πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s. Σημαντική προϋπόθεση για την σύμφωνη λειτουργία του παραπάνω συστήματος είναι η ύπαρξη ενός ηλεκτρικού σήματος συγχρονισμού το οποίο εμπλέκει την φάση λειτουργίας των ηλεκτρονικών οργάνων μεταξύ τους. Αξίζει εδώ να σημειωθεί ότι τα οπτικά πακέτα δοκιμών παράγονται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να προσομοιώνουν με το βέλτιστο τρόπο τη ροή πακέτων δεδομένων ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου. Η λεπτομερής περιγραφή του σχεδιασμού, της υλοποίησης και των προδιαγραφών του συστήματος δοκιμών παρουσιάζεται στη συνέχεια του παρόντος κεφαλαίου. Συγκεκριμένα στην ενότητα 2.2 παρουσιάζεται το διοδικό laser που θα αποτελέσει την πηγή του οπτικού φέροντος στο σύστημα παραγωγής των οπτικών πακέτων δοκιμών ενώ στην ενότητα 2.3 περιγράφεται αναλυτικά η τεχνική της διαμόρφωση απολαβής με την οποία παράγεται οπτικό ρολόι με ρυθμό επανάληψης στα 10 Gb/s με παλμούς τύπου επιστροφής στο μηδέν, το οποίο κατόπιν χρησιμοποιείται για την παραγωγή των οπτικών δεδομένων στα 10 Gb/s όπως περιγράφεται στην ενότητα 2.4. Στη συνέχεια η ενότητα 2.5 περιγράφει την πειραματική διάταξη πολλαπλασιασμού δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s. Τέλος, η ενότητα 2.6 περιγράφει την αρχή σχεδιασμού και την υλοποίηση του κώδικα που αναπτύχθηκε σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab για την παραγωγή του κατάλληλου μορφοτύπου στα 10 Gb/s, απαραίτητου για τη δημιουργία της επιθυμητής ακολουθίας πακέτων δεδομένων στη έξοδο της διάταξης τετραπλασιασμού δεδομένων.

2.2 Το διοδικό laser

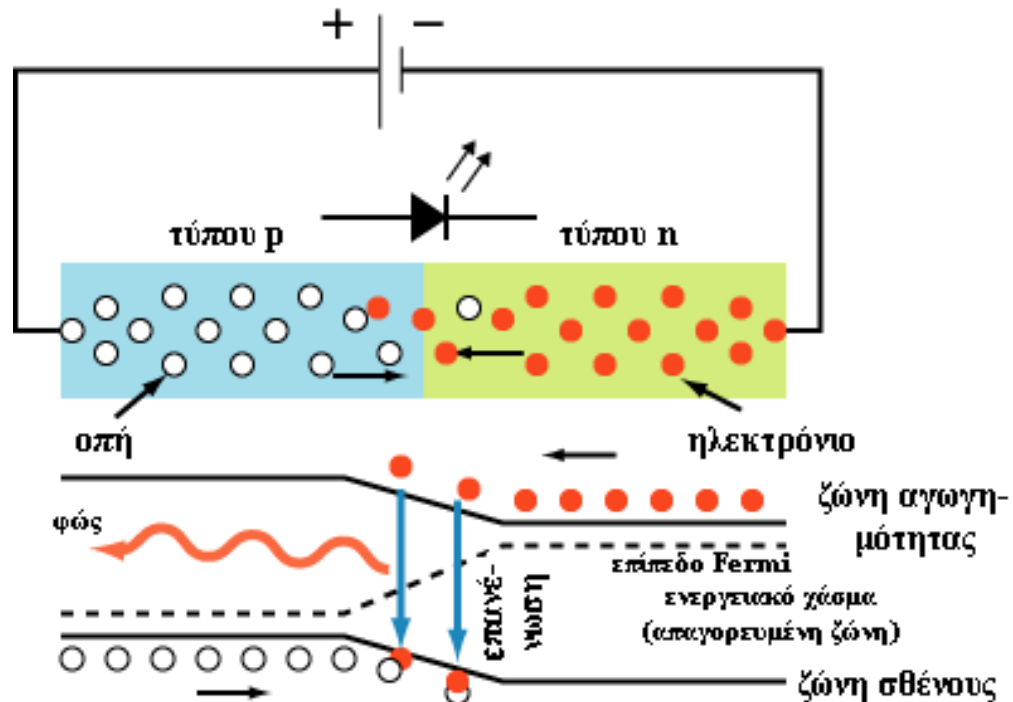
Ένα διοδικό laser είναι ένα laser του οποίου το ενεργό μέσο είναι ένας ημιαγωγός όμοιος με αυτόν που συναντάται σε μια δίοδο εκπομπής φωτός, (LED, Light Emitting Diode) [2.1]. Ο πιο κοινότυπος και πρακτικός τύπος ενός διοδικού laser σχηματίζεται από μία pn-επαφή και ενεργοποιείται όταν του παρέχεται μία ηλεκτρική τάση κατά τη φορά ορθής πόλωσης (forward-biased). Τα διοδικά αυτά laser αναφέρονται συχνά στη βιβλιογραφία ως διοδικά laser εκχύσεως (injection laser diodes) για να ξεχωρίζουν από τα διοδικά laser (οπτικής) άντλησης (optically pumped laser diodes), τα οποία κατασκευάζονται πολύ πιο εύκολα στο εργαστήριο.



Εικόνα 2. 2: (α) Ένα πακεταρισμένο (packaged) διοδικό laser και ένα νόμισμα για κλίμακα και (β) Διάγραμμα ενός απλού διοδικού laser [2.1].

Ένα διοδικό laser, όπως ακριβώς και πολλές άλλες ημιαγωγίμες διατάξεις, σχηματίζεται με την εναπόθεση ενός πολύ λεπτού στρώματος πάνω στην επιφάνεια ενός κρυσταλλικού δίσκου. Ο κρύσταλλος εμποτίζεται στη συνέχεια προκειμένου να παραχθεί ένα υπόστρωμα τύπου n (n-type region) και ένα υπόστρωμα τύπου p (p-type region), το ένα πάνω στο άλλο, σχηματίζοντας με τον τρόπο αυτό μια pn-επαφή, ή αλλιώς δίοδο.

Οι πολλοί τύποι διοδικών laser που είναι γνωστοί σήμερα αποτελούν αθροιστικά ένα υποσύνολο της μεγαλύτερης κατηγορίας των ημιαγωγίμων διόδων pn-επαφής (semiconductor p-n junction diodes). Όπως ακριβώς σε κάθε ημιαγωγίμη δίοδο pn-επαφής, η υπέρθεση ηλεκτρικής τάσης προκαλεί την έκχυση των δύο ειδών των φορτισμένων φορέων, οπές και ηλεκτρόνια, από τις δύο αντίθετες πλευρές της pn-επαφής μέσα στην περιοχή επανένωσης των φορέων (ενεργό περιοχή), η οποία βρίσκεται ανάμεσα στα δύο υποστρώματα της pn-επαφής. Οι οπές εγχέονται από το υπόστρωμα τύπου p του ημιαγωγού, ενώ τα ηλεκτρόνια από το υπόστρωμα τύπου n. Με τον τρόπο αυτό, σχηματίζεται αυτόματα και αναπόφευκτα μια περιοχή επανένωσης των φορέων, κενή από κάθε είδους φορτισμένο φορέα. Το γεγονός αυτό είναι αποτέλεσμα της διαφοράς χημικού δυναμικού μεταξύ των ημιαγωγών n- και p- τύπου, οποτεδήποτε αυτοί βρίσκονται σε φυσική επαφή.

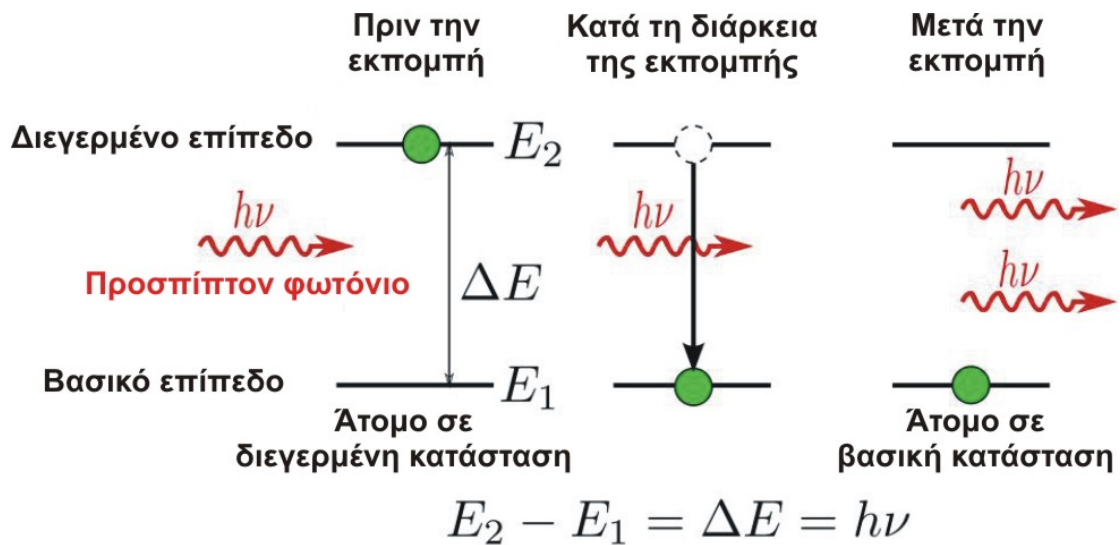


Εικόνα 2. 3: Το εσωτερικό μιας διόδου εκπομπής φωτός [2.2].

Καθώς η έκχυση φορέων αποτελεί ένα ξεχωριστό χαρακτηριστικό των διοδικών laser, τα διοδικά laser ονομάζονται παραδοσιακά και πιο επίσημα «laser εκχύσεως» (injection lasers). Όταν ένα ηλεκτρόνιο και μια οπή βρίσκονται στην ίδια περιοχή, μπορούν να ανασυνδυαστούν ή να «εκμηδενιστούν (annihilation)» και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία αυθόρμητης εκπομπής (spontaneous emission - Εικόνα 2. 3). Παραδείγματος χάριν, το ηλεκτρόνιο μπορεί να ανακαταλάβει την ενεργειακή στάθμη της οπής, εκπέμποντας ένα φωτόνιο με ενέργεια ίση με τη διαφορά μεταξύ των ενεργειακών καταστάσεων του ηλεκτρονίου και της οπής που συμμετέχουν σε αυτή τη διαδικασία. Μάλιστα, στη περίπτωση μιας διόδου επαφής ημιαγωγού (semiconductor junction diode), η ενέργεια που εκλύεται από τον ανασυνδυασμό των ηλεκτρονίων και των οπών ελευθερώνεται με τη μορφή φωνονίων, δηλαδή κρυσταλλικών δονήσεων, παρά με τη μορφή φωτονίων. Η αυθόρμητη εκπομπή είναι απαραίτητη να ξεκινήσει την ταλάντωση του laser (laser oscillation), ωστόσο είναι και αυτή μία πηγή μη αποδοτικότητας όσο το laser ταλαντεύεται.

Η διαφορά μεταξύ του laser εκπομπής φωτονίων ημιαγωγού (photon-emitting semiconductor laser ή LED) και της συμβατικής διόδου επαφής ημιαγωγού (μη εκπομπής φωτός) βρίσκεται στη χρήση διαφορετικού τύπου ημιαγωγού. Συγκεκριμένα, η φυσική και ατομική δομή του ημιαγωγού που χρησιμοποιείται καθορίζει την πιθανότητα για εκπομπή φωτονίων. Οι ημιαγωγοί εκπομπής φωτονίων ονομάζονται ημιαγωγοί «άμεσου χάσματος ή direct bandgap». Οι ιδιότητες του πυριτίου και του γερμανίου, στοιχεία τα οποία αποτελούν ημιαγωγούς μονού-στοιχείου, έχουν χάσματα τα οποία δεν ευθυγραμμίζονται με τον τρόπο που απαιτείται ώστε να επιτραπεί η εκπομπή φωτονίων. Επιπλέον, δεν θεωρούνται «άμεσες». Άλλα υλικά, οι επονομαζόμενοι συμμιγείς ημιαγωγοί, έχουν σχεδόν ιδανικές κρυσταλλικές δομές, όπως για παράδειγμα το πυρίτιο και το γερμάνιο, ωστόσο χρησιμοποιούν εναλλακτικές διατάξεις δύο διαφορετικών ατομικών ειδών, τα οποία είναι στοιχισμένα σε μοτίβο

όμοιο με εκείνο μιας σκακιέρας, έτσι ώστε να διασπαστεί η συμμετρία. Η μετάβαση μεταξύ των υλικών στο ανταλλακτικό μορφότυπο δημιουργεί στους συμμιγείς ημιαγωγούς την ιδιότητα του «άμεσου χάσματος ή direct bandgap». Το αρσενικόχο γάλλιο (Gallium arsenide), το φωσφορίδιο του ινδίου (indium phosphide), το αντιμονιούχο γάλλιο (gallium antimonide) καθώς και το νιτρίδιόχο γάλλιο αποτελούν παραδείγματα υλικών συμμιγών ημιαγωγών, τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν προκειμένου να δημιουργηθούν δίοδοι επαφών εκπομπής φωτός.



Εικόνα 2. 4: Εξαναγκασμένη εκπομπή [2.3].

Σε καταστάσεις απουσίας αυθόρμητης εκπομπής, τα ηλεκτρόνια και οι οπές μπορεί να συνυπάρχουν πολύ κοντά το ένα με το άλλο, χωρίς να συμβεί ανασυνδυασμός, για μια συγκεκριμένη περίοδο χρόνου (η οποία ονομάζεται συνήθως «χρόνος ανασυνδυασμού» ή «recombination time». Ο χρόνος αυτός διαρκεί συνήθως ένα nanosecond για τυπικά υλικά διοδικών laser. Στη φάση αυτή, ένα προσπίπτον φωτόνιο με ενέργεια ίση με την απαιτούμενη για τον ανασυνδυασμό ενέργεια μπορεί να προκαλέσει ανασυνδυασμό μέσω της εξαναγκασμένης εκπομπής (Εικόνα 2. 4). Το γεγονός αυτό γεννά ένα άλλο φωτόνιο στην ίδια συχνότητα, το οποίο ταξιδεύει προς την ίδια κατεύθυνση, έχει την ίδια πόλωση και φάση, όπως ακριβώς και το προσπίπτον φωτόνιο. Αυτό σημαίνει ότι η εξαναγκασμένη εκπομπή προκαλεί ενίσχυση σε ένα οπτικό κύμα (κατάλληλου μήκους κύματος) μέσα στην περιοχή εκχύσεως, και το κέρδος της ενίσχυσης αυτής αυξάνεται με την αύξηση του αριθμού των ηλεκτρονίων και των οπών που εγχέονται δια μέσου της επαφής. Οι διαδικασίες της αυθόρμητης και της εξαναγκασμένης εκπομπής είναι πολύ περισσότερο αποδοτικές σε ημιαγωγούς «άμεσου χάσματος ή direct bandgap» σε σχέση με ημιαγωγούς «έμμεσου χάσματος ή indirect bandgap». Για το λόγο αυτό, το πυρίτιο δεν είναι ένα κοινότυπο υλικό για διοδικά laser.

Όπως ακριβώς και στα άλλα laser, η περιοχή κέρδους περιβάλλεται από μια οπτική κοιλότητα ούτως ώστε να σχηματιστεί ένα laser. Στην πιο απλοϊκή μορφή ενός διοδικού laser, ένας οπτικός κυματοδηγός κατασκευάζεται πάνω στην κρυσταλλική επιφάνεια, έτσι ώστε το φως να περιοριστεί μέσα σε μια σχετικά στενή γραμμή. Τα δύο άκρα του κρυστάλλου κόβονται κατάλληλα έτσι ώστε να σχηματιστούν επίπεδες, παράλληλες άκρες, σχηματίζοντας με τον τρόπο αυτό ένα αντηχείο (resonator) Fabry-Perot. Τα φωτόνια που εκπέμπονται σε έναν από τους ρυθμούς του κυματοδηγού ταξιδεύουν στη συνέχεια κατά μήκος του κυματοδηγού μετά από μερικές ανακλάσεις από κάθε μια από τις επίπεδες επιφάνειες του αντηχείου, εκπέμπονται στη συνέχεια έξω από αυτό. Καθώς το κύμα του φωτός περνάει δια μέσου της κοιλότητας, ενισχύεται από τη διαδικασία της εξαναγκασμένης εκπομπής. Ωστόσο, μέρος του φωτός αυτού χάνεται λόγω του φαινομένου της απορρόφησης αλλά και λόγω ελλιπούς ανάκλασης από τις ακριανές επιφάνειες. Τελικά, εάν υπερिσχύσει η ενίσχυση έναντι των απωλειών, τότε η δίοδος αρχίζει να ταλαντώνει και να εκπέμπει φως (lasing).

Μερικές σημαντικές ιδιότητες των διοδικών laser καθορίζονται από τη γεωμετρία της οπτικής κοιλότητας. Γενικά, στην κάθετη διεύθυνση, το φως περιορίζεται σε ένα πολύ λεπτό επίπεδο, και η δομή υποστηρίζει έναν μοναδικό οπτικό ρυθμό στην κατακόρυφη στα επίπεδα διεύθυνση. Στην εγκάρσια διεύθυνση, εάν ο κυματοδηγός είναι πλατύς σε σχέση με το μήκος κύματος του φωτός, τότε ο κυματοδηγός μπορεί να υποστηρίξει πολλαπλούς εγκάρσιους οπτικούς ρυθμούς, και τότε το laser είναι γνωστό ως πολυρυθμικό (multi-mode). Τα εγκάρσια αυτά πολυρυθμικά laser είναι κατάλληλα στις περιπτώσεις όπου χρειάζεται μεγάλη ποσότητα ενέργειας, αλλά όχι μια μικρή διαθλαστική ακτίνα φωτός.

Σε περιπτώσεις όπου είναι απαραίτητη μια μικρή εστιασμένη ακτίνα, ο κυματοδηγός πρέπει να είναι στενός και μάλιστα της τάξεως του οπτικού μήκους κύματος. Με τον τρόπο αυτό, υποστηρίζεται ένας μοναδικός εγκάρσιος ρυθμός. Τέτοιου είδους διατάξεις χωρικών ρυθμών χρησιμοποιούνται για οπτική ενταμίευση, laser pointers και τεχνολογίες οπτικών ινών. Θα πρέπει να σημειωθεί εδώ ότι τα laser αυτά μπορούν να υποστηρίξουν και διαμήκεις ρυθμούς, και έτσι μπορούν να ταλαντώσουν (εκπέμψουν) πολλαπλά μήκη κύματος ταυτόχρονα.

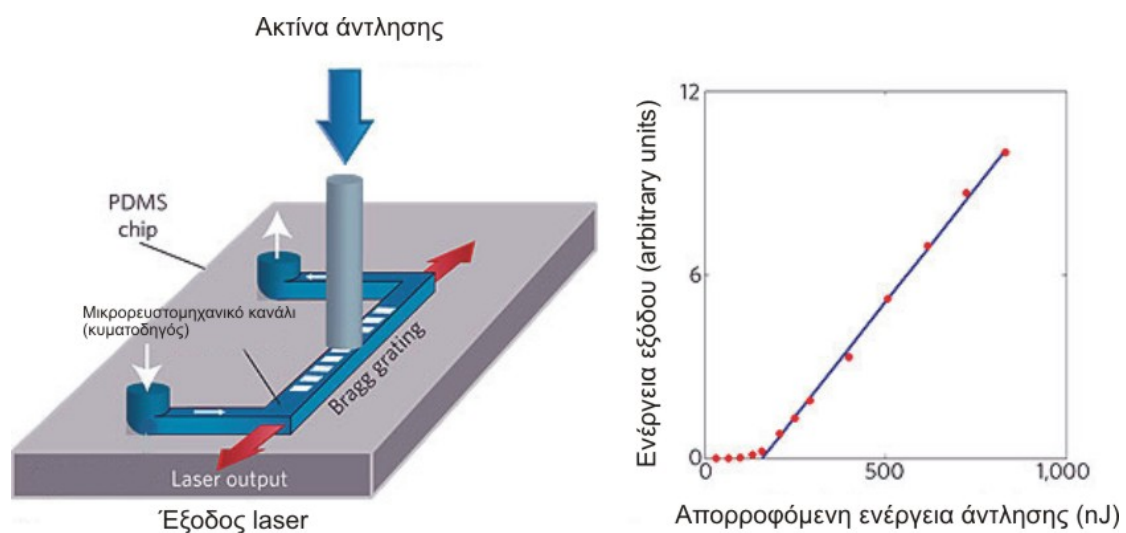
Το μήκος κύματος που εκπέμπεται από ένα laser είναι συνάρτηση του χάσματος (band-gap) του ημιαγωγού και των ρυθμών της οπτικής κοιλότητας. Γενικά, το μέγιστο κέρδος θα προκύψει για φωτόνια με ενέργεια ελαφρώς μεγαλύτερη της ενέργειας του χάσματος, και οι ρυθμοί κοντά στο κέρδος κορυφής θα ταλαντώσουν πολύ πιο ισχυρά. Μάλιστα, στην περίπτωση που η δίοδος οδηγείται αρκετά ισχυρά, επιπρόσθετοι πλευρικοί ρυθμοί μπορεί επίσης να ταλαντώσουν (εκπεμφθούν). Μερικά διοδικά laser, όπως για παράδειγμα laser που εκπέμπουν στην περιοχή του ορατού, λειτουργούν σε ένα μήκος κύματος. Ωστόσο, το μήκος κύματος αυτό είναι ασταθές και αλλάζει λόγω διακυμάνσεων στο ρεύμα τροφοδότησης ή στη θερμοκρασία.

Η απλή δίοδος που περιγράφηκε παραπάνω έχει τροποποιηθεί σε μεγάλο βαθμό τα τελευταία χρόνια προκειμένου να ενσωματώσουν τη σύγχρονη τεχνολογία, καταλήγοντας σε μια πληθώρα τύπων διοδικών διόδων. Μία από τις πιο ελκυστικές λύσεις για την παραγωγή οπτικών κυματομορφών είναι τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης (Distributed Feedback Laser Diodes-DFBs). Τα τελευταία χρόνια τα laser αυτά χρησιμοποιούνται ευρύτατα στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, είτε αυτά χρησιμοποιούν πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (WDM), είτε πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου (OTDM), επειδή δυναμικά η λειτουργία τους είναι μονορυθμική, ακόμα και κάτω υπό συνθήκες

διαμόρφωσης. Το μήκος κύματος εκπομπής τους είναι στην περιοχή των 1550 nm. Σε πολυκυματικές εφαρμογές, τα DFB γίνονται ελκυστικά, καθώς έχουν τη δυνατότητα εκπομπής φωτός με στενό εύρος γραμμής (narrow linewidth) και σταθερό μήκος κύματος. Από την άλλη σε OTDM εφαρμογές το πλεονέκτημα των λείζερ αυτών, είναι η παραγωγή αρκετά στενών οπτικών παλμών.

2.3 Τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης - DFB lasers

Τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης (Distributed feedback lasers - DFB) είναι ο πλέον συνηθισμένος τύπος πομπού στα συστήματα πυκνής πολυπλεξίας μήκους κύματος (Dense Wavelength Division Multiplexing - DWDM). Προκειμένου να σταθεροποιηθεί το μήκος κύματος εκπομπής, ένα φράγμα περίθλασης (diffraction grating) χαράσσεται κοντά στην επαφή p-n της διόδου. Το φράγμα αυτό δρα σαν ένα οπτικό φίλτρο, προκαλώντας ένα μοναδικό μήκος κύματος να εισέλθει ξανά μέσα στην περιοχή κέρδους και να ταλαντώσει (laser). Από τη στιγμή που το φράγμα παρέχει την απαραίτητη ανατροφοδότηση για την ταλάντωση (lasing), η ανάκλαση από τις δύο απέναντι όψεις (facets) της διόδου στην ουσία δεν απαιτείται. Έτσι, τουλάχιστον μία από τις δύο όψεις (facet) του laser κατανεμημένης ανάδρασης έχει επιχρισθεί με αντι-ανακλαστικό επίστρωμα (anti-reflection coating). Η παραπάνω διαδικασία έχει ως αποτέλεσμα το laser κατανεμημένης ανάδρασης να εκπέμπει ένα σταθερό μήκος κύματος το οποίο καθορίζεται από την κλίση του φράγματος περίθλασης κατά το στάδιο της κατασκευής του laser, και μπορεί μονάχα ελαφρώς να ρυθμιστεί με τη θερμοκρασία. Τέτοιου είδους laser είναι τα πλέον αξιόπιστα στα απαιτητικά συστήματα των οπτικών επικοινωνιών.



Εικόνα 2. 5: Διοδικό laser κατανεμημένης ανάδρασης - DFB lasers

Από τη στιγμή, λοιπόν, που το φράγμα περίθλασης παρέχει την απαραίτητη εκείνη ανατροφοδότηση στο laser, τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης

(DFB), δεν χρησιμοποιούν διακριτούς καθρέπτες για να σχηματίσουν με αυτούς την οπτική κοιλότητα (όπως δηλαδή χρησιμοποιούνται στις συμβατικές διατάξεις των laser). Το φράγμα περίθλασης κατασκευάζεται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να αντανakλά μόνο ένα πολύ στενό εύρος μηκών κύματος, και έτσι να παράγει ένα σήμα εισόδου με στενό πλάτος γραμμής (linewidth).

Η μεταβολή της θερμοκρασίας της συσκευής προκαλεί την αλλαγή της κλίσης του φράγματος λόγω της θερμικής διαστολής. Το γεγονός αυτό μεταβάλλει το μήκος κύματος ανάκλασης της δομής του φράγματος και ως επέκταση το μήκος κύματος εξόδου του laser, δημιουργώντας με τον τρόπο αυτό ένα ρυθμιζόμενο (tunable) laser. Η εμβέλεια ρύθμισης (tuning range) είναι συχνά της τάξεως των 6 nm αναφερόμενοι σε μια αλλαγή στη θερμοκρασία της τάξεως των ~50 K. Ένας επιπλέον παράγοντας που μπορεί να μεταβάλλει ελαφρά το μήκος κύματος εξόδου του laser είναι η μεταβολή του ρυθμού διαμόρφωσης του ρεύματος που τροφοδοτεί το laser. Λόγω τις ικανότητάς τους να μπορούν να αλλάζουν το μήκος κύματός τους τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB) χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε εφαρμογές στις οπτικές επικοινωνίες όπως στην πυκνή πολυπλεξία μήκους κύματος (DWDM), όπου χρειάζεται ένα σήμα από ρυθμιζόμενο laser.

Τα περισσότερα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης είναι είτε laser με οπτική ίνα είτε laser ημιαγωγού που λειτουργούν σε ένα μοναδικό ρυθμό συντονισμού (λειτουργία απλής συχνότητας ή μονοχρωματική λειτουργία). Στην περίπτωση ενός laser με οπτική ίνα, η κατανεμημένη ανάκλαση λαμβάνει χώρα μέσα σε ένα φράγμα ίνας Bragg (fiber Bragg grating), το οποίο τυπικά έχει μήκος της τάξεως των μερικών मिलιμέτρων (mm) ή μερικών εκατοστών (cm). Η αποδοτική απορρόφηση του σήματος άντλησης (pump) μπορεί να επιτευχθεί μόνο με μία ίνα με υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων, και δυστυχώς δεν είναι συχνά εύκολο να φτιάξει κανείς φράγματα Bragg μέσα σε ίνες με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτρέπει υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων. Επομένως, η ισχύς εξόδου είναι συνήθως περιορισμένη (παραδείγματος χάριν της τάξεως των μερικών δεκάδων milliwatt). Ωστόσο, αυτό το είδος του laser με οπτική ίνα απλής συχνότητας είναι πολύ απλό και αρκετά συμπαγές.

Τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης ημιαγωγού (semiconductor DFB lasers) μπορούν να κατασκευαστούν με ένα φράγμα ολοκληρωμένης δομής, παραδείγματος χάριν έναν πτυχωτό κυματοδηγό. Τέτοιου είδους συσκευές είναι διαθέσιμες σε ένα ευρύ φάσμα, το οποίο καλύπτει τουλάχιστον μια περιοχή μεταξύ 0.8 μm και 2.8 μm. Τυπικές τιμές ισχύος εξόδου είναι της τάξεως των μερικών δεκάδων milliwatt. Το εύρος γραμμής τους είναι τυπικά μερικές εκατοντάδες MHz, και η ρύθμιση του μήκους κύματος είναι συχνά δυνατή μερικά νανόμετρα (nanometers). Μάλιστα, οι συσκευές τέτοιου είδους που είναι θερμοκρασιακά σταθεροποιήσιμες, όπως για παράδειγμα αυτές που χρησιμοποιούνται στα συστήματα DWDM, μπορούν να επιτύχουν μια εξαιρετική σταθερότητα στο εκπεμπόμενο μήκος κύματος.

Η διαφοροποίηση των laser κατανεμημένης ανάδρασης από τα απλά ημιαγωγίμα laser έγκειται στην ύπαρξη του κατανεμημένου φράγματος περίθλασης κοντά στην ενεργό περιοχή κατά το διαμήκη άξονα του laser (Εικόνα 2. 5). Το φράγμα αυτό εισάγει περιοδική μεταβολή του δείκτη διάθλασης στον κυματοδηγό του laser κατά την διεύθυνση διάδοσης του κύματος, οπότε έχουμε ανάδραση οπτικής ενέργειας μέσω της ανάκλασης Bragg. Πιο συγκεκριμένα, το οπτικό κύμα που διαδίδεται κατά την +z διεύθυνση ανακλάται στο φράγμα, με αποτέλεσμα την διάδοση ενός κύματος κατά την -z διεύθυνση, και αντίστροφα. Οι ανακλάσεις αυτές επαναλαμβάνονται συνεχώς και αποτελούν διαδικασία ανάλογη με τις

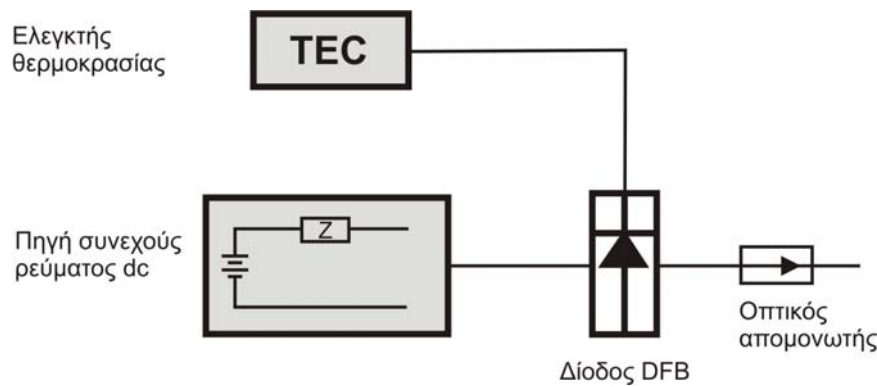
ταλαντώσεις των ρυθμών μέσα σε μία κοιλότητα αποτελούμενη από δύο κάτοπτρα. Λόγω όμως της περιοδικής κυμάτωσης του φράγματος περίθλασης Bragg με βήμα επανάληψης Λ , μόνο οι κυματικοί τρόποι διάδοσης που ικανοποιούν την συνθήκη του φράγματος Bragg συμβάλλουν ενισχυτικά και τελικά εκπέμπονται. Έτσι, ο ρυθμός που τελικά εκπέμπεται είναι:

$$f_0 = \frac{c}{2\Lambda n_{\text{eff}}} m \quad (2.1)$$

Στην παραπάνω σχέση, το n_{eff} δηλώνει το δείκτη διάθλασης της ενεργού περιοχής, Λ είναι η περίοδος του φράγματος περίθλασης και $m=1,2$ είναι ακέραιος που εκφράζει την τάξη του φράγματος περίθλασης. Βάση λοιπόν της διαδικασίας αυτής, ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος ενισχύεται εις βάρος των υπολοίπων και ως εκ τούτου η έξοδος του DFB είναι απλής συχνότητας (μονοχρωματική). Το κατώφλι πάνω από το οποίο έχουμε έναυση (εκπομπή ακτινοβολίας) εξαρτάται από το κέρδος της κοιλότητας και την φάση του οπτικού κύματος [2.4].

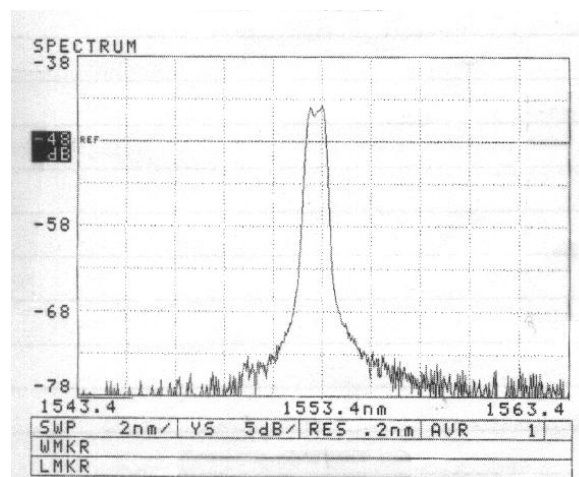
Σε ένα τέτοιο laser, όπου οι δύο ακριανές του όψεις έχουν αντιανακλαστικό επίστρωμα, οι δύο συμμετρικοί, ως προς το μήκος κύματος Bragg, ρυθμοί θα ενισχυθούν με το ίδιο περίπου κέρδος, οπότε και θα εκπέμπουν ταυτόχρονα. Στην περίπτωση αυτή δεν έχουμε μονορυθμική εκπομπή. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, χρησιμοποιούνται δύο τεχνικές. Σύμφωνα με την πρώτη, εισάγονται διαφορετικής ανακλαστικότητας επιστρώματα, με αποτέλεσμα την αλλαγή στη φάση του οπτικού κύματος. Με τη δεύτερη τεχνική, που είναι και η πιο διαδεδομένη, το φράγμα περίθλασης μέσα στο laser τροποποιείται στο κεντρικό του σημείο, έτσι ώστε να εισάγεται σε αυτό ολίσθηση φάσης. Συγκεκριμένα, η εκπομπή ενός ρυθμού διάδοσης στη συχνότητα f_0 απαιτεί την επιπλέον ολίσθηση της φάσης των ρυθμών $\pm n$ κατά τη διάρκεια μίας πλήρους ταλάντωσης μέσα στην κοιλότητα [2.4]. Η ολίσθηση φάσης των ρυθμών μπορεί να επιτευχθεί, είτε με αλλαγή της φάσης του φράγματος περίθλασης στο κέντρο του, είτε με την προσθήκη μίας περιοχής τροποποίησης της φάσης μήκους.

2.3.1 Μετρήσεις πηγής DFB σε λειτουργία συνεχούς κύματος



Εικόνα 2. 6: Η διάταξη για τη CW λειτουργία της διόδου

Όπως κάθε laser, έτσι και τα διοδικά laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB) χαρακτηρίζονται από δύο καταστάσεις λειτουργίας τη λειτουργία συνεχούς κύματος (Continuous Wavelength-CW) και την παλμική λειτουργία [2.4][2.5]. Κατά την λειτουργία συνεχούς κύματος, το λέιζερ τροφοδοτείται από ένα σταθερό dc ρεύμα όπως φαίνεται στην Εικόνα 2. 6. Το dc ρεύμα το οποίο τροφοδοτεί την πηγή, παράγεται από ένα εμπορικά διαθέσιμο τροφοδοτικό ρεύματος. Η θερμική σταθεροποίηση του ενεργού ημιαγωγού της διόδου γίνεται με έναν θερμοηλεκτρικό ελεγκτή θερμοκρασίας, που περιλαμβάνει ένα στοιχείο Peltier και έναν θερμικό ανιχνευτή (thermistor) ενσωματωμένα στην συσκευασία. Αξίζει να σημειωθεί ότι όλες οι ονομαστικές τιμές λειτουργίας των λέιζερ, αναφέρονται στη σταθερή θερμοκρασία 20°C. Στην έξοδο του DFB, τοποθετείται ένας οπτικός απομονωτής (isolator) για την προστασία του laser από πιθανές ανακλάσεις οπτικής ισχύος. Το οπτικό φάσμα του σήματος εξόδου της διόδου παρουσιάζεται στην Εικόνα 2. 7, το οποίο και εκδηλώνει τη μονοχρωματική φύση του CW σήματος με μήκος κύματος στα 1553 nm.



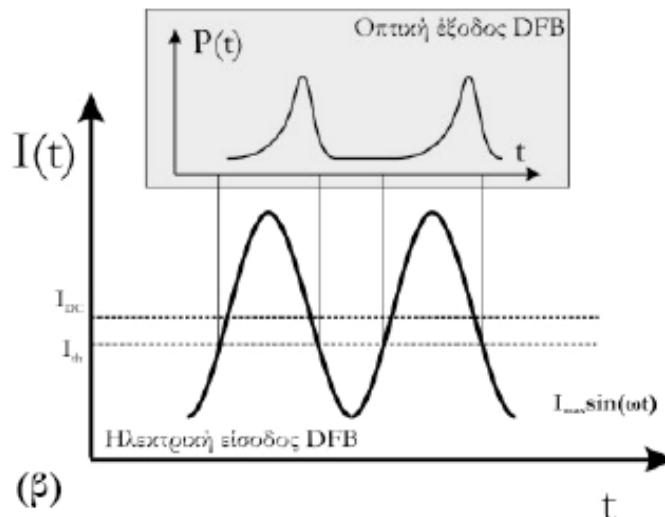
Εικόνα 2. 7: Φάσμα διόδου στα 1553 nm σε λογαριθμική κλίμακα. Κλίμακα άξονα μήκους κύματος: 2 nm/div. Κλίμακα κάθετου άξονα ισχύος: 5 dB/div.

2.3.2 Διαμόρφωση απολαβής

Για την παλμική λειτουργία ενός DFB laser χρησιμοποιείται η τεχνική της διαμόρφωσης απολαβής (gain switching) [2.6], [2.7]. Η τεχνική αυτή είναι αρκετά απλή και οδηγεί στην παραγωγή σχετικά στενών οπτικών παλμών [2.8],[2.9]. Η άντληση της διόδου γίνεται με έναν συνδυασμό συνεχούς ρεύματος (dc) και ενός αρμονικού μικροκυματικού (RF) σήματος. Τα δύο αυτά σήματα συνδυάζονται με την βοήθεια ενός προσαρμογέα σύζευξης και υπέρθεσης dc και RF ρεύματος, ο οποίος καλείται Bias-T. Το Bias-T έχει δύο εισόδους και μία έξοδο όπως περιγράφεται και στην Εικόνα 2. 8. Το RF σήμα εισέρχεται στο Bias-T και συνδυάζεται με το συνεχές ρεύμα για να προκύψει τελικά ένα ηλεκτρικό σήμα με την μορφή $I(t) = I_{dc} + I_{max}\sin(\omega t)$ το οποίο και τροφοδοτεί στην συνέχεια το DFB laser. Με τη μέθοδο αυτή, το κέρδος του διοδικού laser διαμορφώνεται από το μικροκυματικό σήμα εισόδου, με αποτέλεσμα να προκύψει μια παλμοσειρά συχνότητας, ίση με τη συχνότητα του μικροκυματικού σήματος όπως περιγράφεται και σχηματικά στην Εικόνα 2. 9. Συγκεκριμένα, η διόδος πολώνεται, αρχικά, λίγο πάνω από το κατώφλι λειτουργίας της, ενώ το RF σήμα υπερτίθεται πάνω στο DC. Στην Εικόνα 2. 9, φαίνεται ότι για το χρονικό διάστημα στο οποίο το συνδυασμένο DC και RF σήμα, που επάγεται στη διόδο, διατηρείται μεγαλύτερο από το ρεύμα κατωφλίου I_{th} , κυριαρχεί η εξαναγκασμένη εκπομπή και η διόδος ακτινοβολεί, δίνοντας παλμό εύρους μερικών psec όπως φαίνεται κατά αντιστοιχία στο ένθετο διάγραμμα οπτικής ισχύος στην έξοδο της διόδου. Αντίθετα, στο χρονικό διάστημα για το οποίο το συνδυασμένο αυτό σήμα είναι μικρότερο από το ρεύμα κατωφλίου I_{th} , η διόδος δεν εκπέμπει φωτεινή ακτινοβολία (υπάρχει αυθόρμητη εκπομπή πολύ μικρής ισχύος, ενώ ένα ακόμη μικρότερο ποσοστό της ισχύος αυτής συζευγνύεται στην προσαρτημένη ίνα). Με αυτόν τον τρόπο προκύπτουν διαμορφωμένοι οπτικοί παλμοί στην συχνότητα του επιβαλλόμενου RF σήματος.



Εικόνα 2. 8: Παραγωγή του ηλεκτρικού σήματος για την διαμόρφωση απολαβής



Εικόνα 2. 9: Αρχή λειτουργίας της τεχνικής διαμόρφωσης απολαβής ενός διοδικού laser [2.10].

Το εύρος ημίσειας ισχύος των παραγόμενων παλμών (FWHM) επηρεάζεται από το DC ρεύμα πόλωσης της διόδου, την ισχύ του επιβαλλόμενου RF σήματος, την συχνότητά του, την κορυφή της απολαβής (gain peak) και το υλικό και τη δομή του διοδικού laser [2.6]. Πιο συγκεκριμένα, το FWHM των παραγόμενων παλμών μειώνεται, καθώς το RF σήμα λόγω της επιβολής της RF ισχύος αυξάνει σε σταθερή συχνότητα διαμόρφωσης, δεδομένου ότι η συγκέντρωση των φορέων μειώνεται δραστικά λόγω της εξαναγκασμένης εκπομπής. Ωστόσο, το FWHM των παλμών ελαττώνεται ή αυξάνει καθώς το ρεύμα πόλωσης (dc) αυξάνει, γεγονός που εξαρτάται κυρίως από την κορυφή της απολαβής (gain peak) και την συμπίεση. Μάλιστα, το FWHM μειώνεται καθώς η συχνότητα αυξάνει για διόδους με υψηλή συμπίεση κέρδους ή χαμηλή απολαβή. Τέλος, το υλικό αλλά και η δομή των διοδικών laser επηρεάζει την σχέση FWHM-συχνότητας διαμόρφωσης.

Ο υπολογισμός ενός ορίου για το χρονικό εύρος των παλμών ενός DFB laser είναι ένα θέμα που έχει μελετηθεί σε βάθος [2.6], [2.11]. Μια απλουστευμένη θεώρηση συσχετίζει το χρονικό εύρος αυτών με την συχνότητα διαμόρφωσης και τους φορείς στο κατώφλι και στη διαφάνεια [2.6]:

$$T_{FWHM} = \sqrt{\frac{\tau_p}{n_N f_m}} \quad (2.2)$$

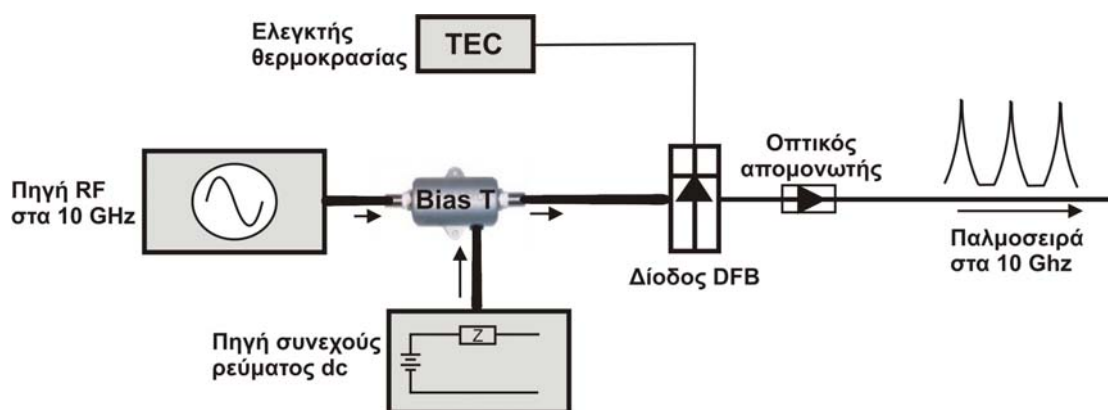
όπου T_{FWHM} είναι το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος του παλμού και $n_N = (N - N_{th}) / (N_{th} - N_0)$.

Από την τελευταία σχέση φαίνεται ότι αύξηση της συχνότητας διαμόρφωσης έχει ως αποτέλεσμα την μείωση του χρονικού εύρους των παραγόμενων παλμών. Μέχρι σήμερα η τεχνολογία κατασκευής των DFB λέιζερ επιτρέπει την συχνότητα διαμόρφωσης αυτών μέχρι και 25 GHz [2.12].

2.3.3 Μετρήσεις διαμόρφωσης απολαβής στα 10 GHz

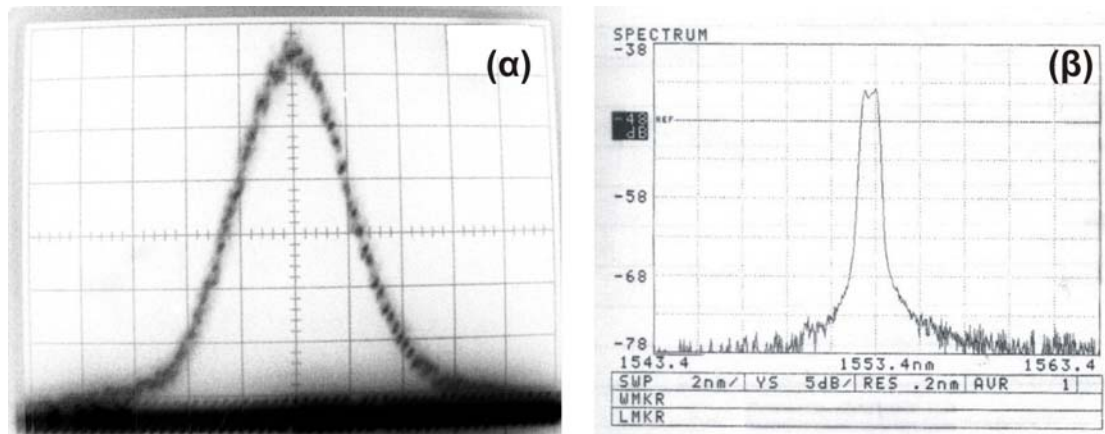
Η τεχνική διαμόρφωσης απολαβής χρησιμοποιήθηκε για την δημιουργία οπτικής παλμοσειράς τύπου RZ (οπτικό ρολόι) σε ρυθμό 10 GHz η οποία και χρησιμοποιείται κατόπιν ως η μικροκυματική φέρουσα των δεδομένων. Για την παραγωγή της παλμοσειράς ρολογιού στα 10 GHz χρησιμοποιήθηκαν διάφορες διόδους DFB λέιζερ σχετικά με το μήκος κύματος, ανάλογα με την διαθεσιμότητα των πηγών στο εργαστήριο και τις ανάγκες του εκάστοτε πειράματος. Σε αυτό το σημείο παρουσιάζονται αντιπροσωπευτικές μετρήσεις της διαμόρφωσης απολαβής στα 10 GHz που πραγματοποιήθηκαν με DFB laser μήκους κύματος παραγόμενου φωτός στα 1553,4 nm. Το ρεύμα κατωφλίου αυτής της διόδου είναι 50 mA. Η συνολική διάταξη οδήγησης της διόδου και παραγωγής του παλμικού σήματος φαίνεται στην Εικόνα 2. 10.

Η μικροκυματική γεννήτρια παράγει ημιτονικό σήμα στα 10 GHz, το οποίο υπερτίθεται στο dc ρεύμα οδήγησης μέσω του Bias-T, όπως εξηγήθηκε παραπάνω. Με κατάλληλες στάθμες για το dc και το RF ρεύμα, επιτυγχάνεται η διαμόρφωση απολαβής της διόδου, η οποία οδηγεί στην παραγωγή οπτικών παλμών σε συχνότητα επανάληψης $f_{\text{carrier}} = 10 \text{ GHz}$. Το ίχνος αυτοσυσχέτισης (auto-correlation trace) και το οπτικό φάσμα των παλμών, που παράγονται στην έξοδο του απομονωτή, φαίνονται στην Εικόνα 2. 11 (α) και (β) αντίστοιχα. Οι συνθήκες λειτουργίας της συγκεκριμένης διόδου είναι 50 mA dc ρεύμα και -3,5 dBm ισχύς RF σήματος.



Εικόνα 2. 10: Διάταξη για την παλμική λειτουργία της διόδου στα 10 GHz με τη μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής.

Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα, για αυτές τις συνθήκες λειτουργίας, οι παραγόμενοι παλμοί έχουν φασματικό εύρος ημίσειας ισχύος ίσο με 0.6 nm και χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος ίσο με 25 psec, ενώ το σχήμα των παλμών είναι τύπου Gauss. Σε αυτήν την περίπτωση και όταν ο ρυθμός του ρολογιού είναι 10 GHz (περίοδος παλμών στα 100 ps), η αλληλοεπικάλυψη διαδοχικών παλμών είναι αναπόφευκτη καθώς η ισχύ του παλμού κοντά στην βάση του πλησιάζει ή και ξεπερνάει το διπλάσιο του χρονικού εύρους ημίσειας ισχύος. Για αυτόν το λόγο οι παραγόμενοι παλμοί πρέπει να συμπιεστούν πριν χρησιμοποιηθούν στα κυκλώματα υπό δοκιμή. Η τεχνική συμπίεσης των παλμών περιγράφεται συνοπτικά παρακάτω.



Εικόνα 2. 11: (α) Ίχνος αυτοσυσχέτισης των παλμών στην έξοδο του οπτικού απομονωτή. Χρονική κλίμακα: 10 psec/div. (β) Οπτικό φάσμα του παλμικού σήματος στην έξοδο του οπτικού απομονωτή. Κλίμακα άξονα μήκους κύματος: 2 nm/div. Κλίμακα κάθετου άξονα ισχύος: 5 dB/div.

2.3.4 Παρουσία τρέμουλου φάσης (chirp)

Ο οπτικός παλμός όπως εκπέμπεται από την διόδο DFB περιέχει μία στιγμιαία μεταβολή της συχνότητας του πεδίου κατά μήκος του παλμού (διαμόρφωση συχνότητας) [2.10]. Αυτή η μεταβολή μπορεί να είναι γραμμική αλλά και μη γραμμική, φαινόμενα τα οποία δημιουργούνται κατά την διαδικασία του gain switching της διόδου. Η στιγμιαία μεταβολή της συχνότητας ισοδυναμεί με αλλαγή της φάσης και ονομάζεται τρέμουλο φάσης ή chirp (C) [2.5][2.13].

Ο μηχανισμός που οδηγεί σε αυτή τη διαμόρφωση συχνότητας μπορεί να αναλυθεί ως εξής: Μεταβολή στο ρεύμα έγχυσης (λόγω διαμόρφωσης ισχύος) οδηγεί σε αντίστοιχη μεταβολή στην πυκνότητα των φορέων στο ενεργό στρώμα της διόδου [2.14]. Αυτή με τη σειρά της προκαλεί μεταβολή του δείκτη διάθλασης του στρώματος αυτού και τελικά μεταβολή της συχνότητας εκπομπής.

Η αναλυτική σχέση της απόκλισης συχνότητας Δf συναρτήσει της μεταβολής της πυκνότητας των φορέων μπορεί να προκύψει από τις εξισώσεις ροής [2.15] που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία laser μονού τρόπου (single-mode rate equations) και δίνεται από την έκφραση:

$$\Delta f(t) = -\frac{f}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial N} \right) \cdot \Delta N(t) = -\frac{1}{4\pi} \frac{\tau_s}{\tau_p} \alpha \cdot \Delta N(t) \quad (2.3)$$

υποθέτοντας συχνότητα εγχόμενου ρεύματος:

$$J = J_b + J_m \sin(2\pi f_m t) \quad (2.4)$$

όπου n είναι ο δείκτης διάθλασης του ενεργού στρώματος, f η οπτική συχνότητα, a ο παράγοντας διεύρυνσης γραμμής (linewidth enhancement factor), τ_s και τ_p ο χρόνος ζωής των φορέων και φωτονίων αντίστοιχα και $\Delta N(t)$ η μεταβολή της πυκνότητας των φορέων.

Επομένως, το πλάτος του οπτικού παλμού που εκπέμπεται προς την προσαρτημένη στο διοδικό laser οπτική ίνα, είναι:

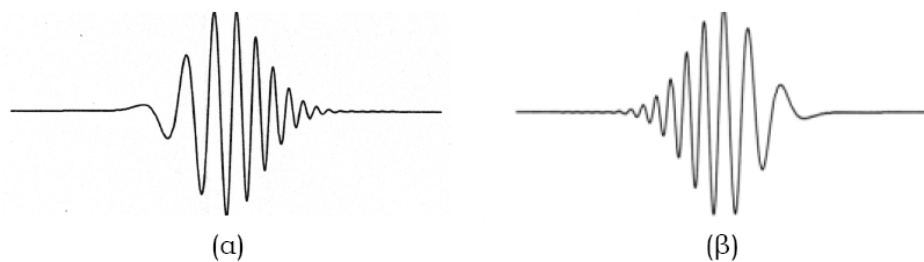
$$E_i(t) = \sqrt{S(t)} \exp[i(\omega_0 t + 2\pi \int_{-\infty}^t \Delta f(\tau) d\tau)] \quad (2.5)$$

όπου $S(t)$ είναι η πυκνότητα των φωτονίων, ανάλογη με τη πυκνότητα ισχύος εξόδου.

Από τη σχέση αυτή φαίνεται καθαρά ότι ο οπτικός παλμός είναι διαμορφωμένος και κατά πλάτος και κατά φάση. Με κατάλληλη προσέγγιση [2.16] και αν αμεληθεί η επίδραση του μη γραμμικού κέρδους τόσο των ανομοιογενών φορέων όσο και της αυθόρμητης εκπομπής, προκύπτει για την απόκλιση συχνότητας:

$$2\pi \cdot \Delta f(t) \approx \frac{C}{2} \frac{d[\ln(S(t))]}{dt} \quad (2.6)$$

όπου C μια σταθερά η οποία σχετίζεται με το τρέμουλο φάσης (chirp) του παλμού.



Εικόνα 2. 12: Παλμός Gauss με χρονικά μεταβαλλόμενη στιγμιαία συχνότητα για (α) $C > 0$ και (β) $C < 0$.

Από την Εικόνα 2. 12 φαίνεται ότι για chirp $C > 0$ η στιγμιαία συχνότητα μεταβάλλεται γραμμικά από το πίσω στο μπροστά μέρος του παλμού, ενώ το αντίθετο συμβαίνει για $C < 0$. Στις δύο αυτές περιπτώσεις αναφερόμαστε σε θετικό και αρνητικό chirp αντίστοιχα. Το μη-γραμμικό chirp δεν απεικονίζεται εδώ αλλά συνήθως εμφανίζεται στις άκρες του οπτικού παλμού ενώ σε πολλές περιπτώσεις μπορεί να είναι και αμελητέο.

Το chirp των παλμών που εκπέμπονται από τα διοδικά DFB είναι αρνητικό άρα το πεδίο στους παλμούς συμπεριφέρεται όπως φαίνεται στην Εικόνα 2. 12 (β).

Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται μία οπτική ίνα αναίρεσης της διασποράς (Dispersion Compensation Fiber - DCF) η οποία έχει την ιδιότητα με ένα συγκεκριμένο μήκος να επιβραδύνει την διάδοση των χαμηλών συχνοτήτων (δεξιά του παλμού στην Εικόνα 2. 12 (β)) και ταυτόχρονα να επιταχύνει την διάδοση των υψηλών συχνοτήτων (αριστερά του παλμού στην Εικόνα 2. 12 (β)) με αποτέλεσμα την συμπίεση του παλμού [2.13], [2.17]. Φυσικά το χρονικό εύρος ενός παλμού δεν μπορεί να λάβει αυθαίρετα μικρές τιμές. Σε παλμούς τύπου Gauss το χρονικό εύρος του παλμού ΔT με το φασματικό εύρος του παλμού $\Delta \omega$ συσχετίζονται από το λεγόμενο φασματικό-χρονικό γινόμενο [2.7]:

$$\Delta T_{\text{FWHM}} \cdot \Delta f_{\text{FWHM}} = 0.44 \cdot \sqrt{(1 + C^2)} \quad (2. 7)$$

Ενώ για παλμούς με απουσία chirp αυτή απλοποιείται σε

$$\Delta T_{\text{FWHM}} \cdot \Delta f_{\text{FWHM}} = 0.44 \quad (2. 8)$$

Επομένως για δεδομένο φασματικό εύρος ενός παλμού αντιστοιχεί μία ελάχιστη τιμή του χρονικού εύρους του παλμού. Σε αυτή τη μορφή του ο παλμός ονομάζεται παλμός περιορισμένου μετασχηματισμού Fourier η Fourier transform-limited.

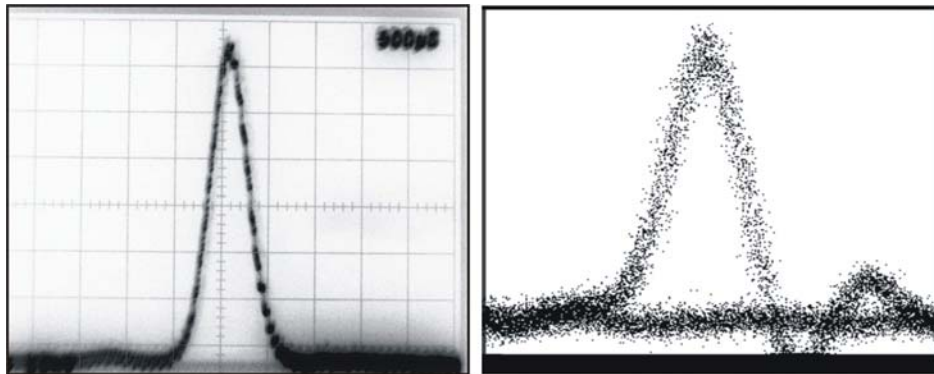
2.3.5 Γραμμική συμπίεση οπτικών παλμών

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενη ενότητα, το χρονικό εύρος των παλμών απευθείας από τη δίοδο με μήκος κύματος 1553,4 nm μετρήθηκε ίσο με 25 psec (Εικόνα 2. 11), ενώ το φασματικό εύρος ίσο με $\Delta \lambda = 0.6 \text{ nm}$ ή $\Delta f = \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda = 75 \text{ GHz}$.

Άρα, από τη σχέση (2.7) προκύπτει $\Delta f \cdot \Delta t = 1.88$, δηλαδή οι παλμοί δεν είναι φασματικά περιορισμένοι (transform limited). Αν θεωρηθούν οι παλμοί γκαουσιανοί, το οποίο δικαιολογείται από τη μορφή των παλμών που καταγράφονται στον αυτοσυσχετιστή, ισχύει:

$$\Delta f \cdot \Delta t = 0,44\sqrt{1 + C^2} \Rightarrow C = -4.15 \quad (2. 9)$$

Το αρνητικό πρόσημο στο chirp προκύπτει από τη σχέση (2.3), καθώς από αυτή φαίνεται ότι η στιγμιαία συχνότητα των παλμών που παράγονται από μία δίοδο αυξάνει από το όπισθεν προς το εμπροσθεν μέρος τους. Επομένως, υπάρχουν τα περιθώρια για περαιτέρω χρονική συμπίεση των παλμών με χρήση κατάλληλου μήκους μίας ίνας αναίρεσης της διασποράς (Dispersion Compensation Fiber - DCF) μετά τον απομονωτή [2.13], ώστε οι παλμοί να γίνουν transform limited.

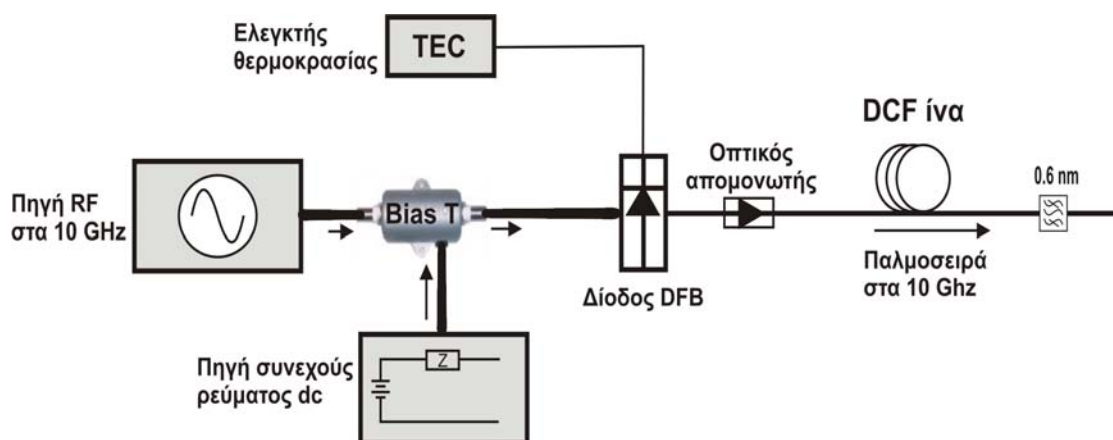


Εικόνα 2. 13: (α) Ίχνος αυτοσυσχέτισης των παλμών στην έξοδο της DCF ίνας. Χρονική κλίμακα: 8 psec/div. (β) Διάγραμμα ματιού του παλμικού σήματος στην έξοδο της DCF ίνας. Χρονική κλίμακα: 10 psec/div.

Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκαν στην έξοδο του απομονωτή 490 m DCF ίνας με παράμετρο διασποράς $D = -93,6$ psec/nm/km. Το ίχνος αυτοσυσχέτισης των παλμών στην έξοδο της DCF ίνας φαίνεται στην Εικόνα 2. 13 (α) και το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος αυτών είναι ίσο με 7 psec. Το διάγραμμα ματιού του σήματος στην έξοδο της ίνας φαίνεται στην Εικόνα 2. 12 (β). Το οπτικό φάσμα είναι, προφανώς, ίδιο με το αντίστοιχο φάσμα πριν την DCF ίνα και το φασματικό του εύρος ίσο με $\Delta\lambda = 0.6$ nm. Το φασματικό-χρονικό γινόμενο των παλμών προκύπτει, κατά συνέπεια, ίσο με 0,525 το οποίο είναι μεγαλύτερο από 0,44. Η τιμή 0.44 που αντιστοιχεί σε φασματικά περιορισμένους γκαουσιανούς παλμούς δε μπορεί να προσεγγιστεί περισσότερο εφόσον:

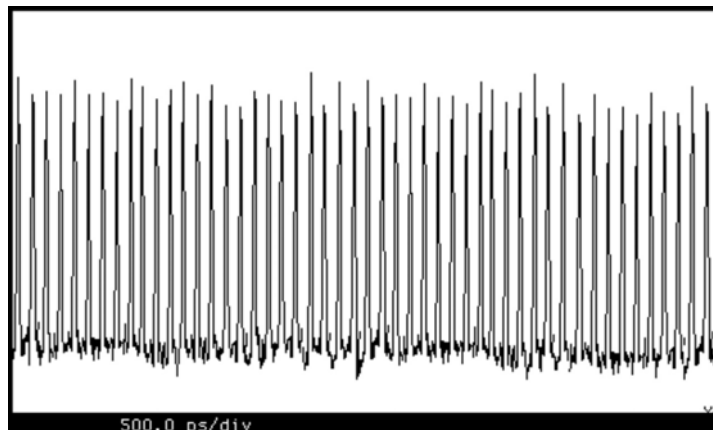
1. Στην πραγματικότητα οι παλμοί δεν είναι ακριβώς γκαουσιανοί
2. Το chirp δεν είναι γραμμικό σε όλο το χρονικό τους εύρος.

Η πλήρης περιγραφή της διάδοσης παλμών σε οπτική ίνα παράλληλα με την θεωρία συμπίεσης παλμών δίδεται αναλυτικά στο [2.13].



Εικόνα 2. 14: Διάταξη για την παλμική λειτουργία της διόδου στα 10 GHz με την μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής και την γραμμική συμπίεση παλμών.

Το τελικό πειραματικό διάγραμμα απεικονίζεται στην Εικόνα 2. 14 με την προσθήκη της DCF ίνας ενώ στην Εικόνα 2. 15 παρουσιάζεται η τελική παλμοσειρά στα 10 GHz όπως φαίνεται στον παλμογράφο (oscilloscope).



Εικόνα 2. 15: Οπτική παλμοσειρά ρολογιού στα 10 GHz στην έξοδο της DCF ίνας. Χρονική κλίμακα: 500 psec/div.

2.4 Παραγωγή οπτικών δεδομένων συνεχούς ροής στα 10 Gb/s

Στην παραπάνω ενότητα περιγράφηκε η τεχνική της γραμμικής συμπίεσης των παλμών που παράγονται στην έξοδο της διόδου με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής. Η τεχνική αυτή περιλαμβάνει, όπως είδαμε, τη χρήση DCF ίνας στην έξοδο του οπτικού απομονωτή. Το αποτέλεσμα αυτής της τεχνικής είναι η γραμμική συμπίεση των οπτικών παλμών και η μείωση του χρονικού τους εύρους ημίσειας ισχύος από 25 psec που ήταν στην έξοδο του απομονωτή σε 7 psec. Η απαίτηση, όμως, για πολλαπλασιασμό του ρυθμού των δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40Gb/s καθιστά το εύρος των 7 psec ακατάλληλο. Για το λόγο αυτό απαιτείται περαιτέρω συμπίεση της παλμικής ακολουθίας στην έξοδο της DCF ίνας. Η συμπίεση αυτή θα επιτευχθεί χρησιμοποιώντας την τεχνική της μη γραμμικής συμπίεσης, η οποία θα παρουσιαστεί αναλυτικά στις επόμενες παραγράφους.

2.4.1 Αρχή λειτουργίας μη γραμμικής συμπίεσης

(i) Επίδραση αυτοδιαμόρφωσης φάσης κατά τη διάδοση παλμού μορφής Gauss σε μη γραμμικό μέσο

Προκειμένου να γίνει μια πρώτη προσέγγιση του μηχανισμού συμπίεσης, θεωρείται ένας γκαουσιανός παλμός που διέρχεται αρχικά από ίνα, στην οποία διεγείρεται το μη γραμμικό φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM), ενώ

παράλληλα η επίδραση της διασποράς είναι αμελητέα, δηλαδή το μήκος L και τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά της ίνας είναι τέτοια ώστε :

$$L \geq L_{NL} \text{ και } L_{NL} \geq L_D \quad (2. 10)$$

με

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \text{ και } L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0} \quad (2. 11)$$

όπου L_D και L_{NL} το μήκος διασποράς και το μη γραμμικό μήκος αντίστοιχα, T_0 το χρονικό εύρος του παλμού στο $1/e$ της ισχύος κορυφής του, β_2 η διασπορά της ταχύτητας ομάδας, P_0 η ισχύς κορυφής των παλμών εισόδου και γ η σταθερά μη γραμμικότητας της ίνας [2.13].

Η σχέση μεταξύ L_D και L_{NL} καθορίζει την τάξη του σολιτονίου N που εισέρχεται στον συμπίεστή. Περαιτέρω

$$N^2 = \frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} \quad (2. 12)$$

Η εξίσωση διάδοσης σε μια τέτοια ίνα παίρνει τη μορφή:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{i}{L_{NL}} \cdot e^{-\alpha z} \cdot |U|^2 \cdot U \quad (2. 13)$$

όπου $U=U(z,T)$ το κανονικοποιημένο, αργά μεταβαλλόμενο πλάτος του παλμού και α η σταθερά απωλειών της ίνας. Η λύση της εξίσωσης αυτής δίνει:

$$U(z,T) = U(0,T) \cdot e^{i\varphi_{NL}(z,T)} \quad (2. 14)$$

με

$$\varphi_{NL}(z,T) = |U(0,T)|^2 \cdot \frac{z_{eff}}{L_{NL}} \quad (2. 15)$$

και

$$z_{eff} = \frac{1}{a} (1 - e^{-ax}) \quad (2.16)$$

Η εξίσωση (2.14) δείχνει ότι η αυτοδιαμόρφωση φάσης προκαλεί μια αλλαγή φάσης που εξαρτάται από την ισχύ του παλμού, ενώ η μορφή του παλμού (η οποία καθορίζεται από το $|U(z,T)|^2$ παραμένει η ίδια. Η μη γραμμική στροφή φάσης $\varphi_{NL}(z,T)$, η οποία δίνεται από τη σχέση (2.15) αυξάνει με την απόσταση διάδοσης z . Το μέγεθος z_{eff} αντιπροσωπεύει το ενεργό μήκος (z effective), το οποίο είναι μικρότερο από το πραγματικό, εξαιτίας των απωλειών a της ίνας. Αν $a = 0$, τότε $z = z_{eff}$. Η μέγιστη στροφή φάσης παρατηρείται στο κέντρο του παλμού ($T = 0$), όπου και ισχύς κορυφής είναι μέγιστη. Εφόσον $|U(0,0)| = 1$, για τη μέγιστη στροφή φάσης ισχύει:

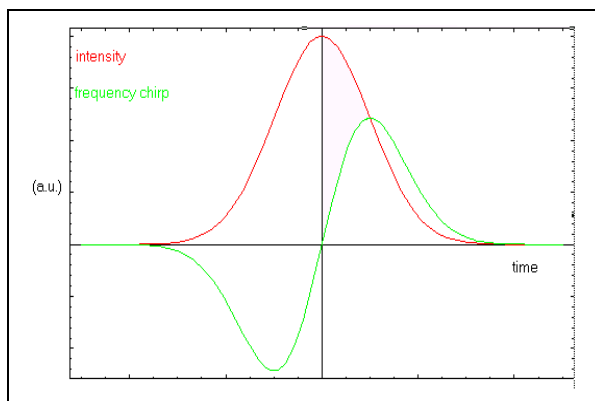
$$\varphi_{max} = \frac{z_{eff}}{L_{NL}} = \gamma P_0 z_{eff} \quad (2.17)$$

Από την παραπάνω σχέση, γίνεται φανερή και η σημασία του μη γραμμικού μήκους L_{NL} , το οποίο αντιστοιχεί στο ενεργό μήκος διάδοσης μετά το οποίο $\varphi_{max} = 1$.

Το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης οδηγεί σε χρονική εξάρτηση της μη γραμμικής φάσης $\varphi_{NL}(z,T)$ από το χρόνο και αυτό με τη σειρά του, σε μεταβολή της στιγμιαίας συχνότητας $\omega(T)$ κατά μήκος του παλμού από την κεντρική τιμή ω_0 . Η μεταβολή αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\varphi_{NL}}{\partial T} = -\frac{\partial(|U(z,T)|^2)}{\partial T} \cdot \frac{z_{eff}}{L_{NL}} \quad (2.18)$$

Άρα, η αυτοδιαμόρφωση φάσης προκαλεί τρέμουλο συχνότητας (frequency chirp) με αποτέλεσμα νέες φασματικές συνιστώσες να γεννιούνται καθώς ο παλμός διαδίδεται κατά μήκος της ίνας. Στο παρακάτω σχήμα παριστάνεται ο γκαουσιανός παλμός μετά από τη διάδοσή του σε συγκεκριμένο μήκος ίνας και το αντίστοιχο τρέμουλο συχνότητας που προκαλείται από την αυτοδιαμόρφωση φάσης.



Εικόνα 2. 16: Παλμός μορφής Gauss μετά τη διάδοση του στην ίνα υπό την επίδραση SPM (κόκκινο χρώμα) και το αντίστοιχο τρέμουλο συχνότητας (πράσινο χρώμα) [2.25].

Παρατηρείται ότι ο παλμός παραμένει αναλλοίωτος, ενώ το μπροστινό του μέρος αποκτά συνιστώσες μετατοπισμένες σε χαμηλότερες συχνότητες (red shifted) και το όπισθεν μέρος του συνιστώσες μετατοπισμένες σε υψηλότερες συχνότητες (blue shifted). Επίσης το chirp είναι σχεδόν γραμμικό στο κεντρικό τμήμα του παλμού. Τέλος, όσο πιο απότομα άκρα έχει ο παλμός, τόσο μεγαλύτερο είναι το chirp που εισάγεται. Αυτό φαίνεται και από την παράγωγο στη σχέση (2.18).

Η διεύρυνση του φάσματος του παλμού λόγω αυτοδιαμόρφωσης φάσης μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (2.18), θέτοντας $\frac{\partial(\delta\omega(T))}{\partial T} = 0$, βρίσκοντας δηλαδή τη μέγιστη τιμή του $\delta\omega(T)$. Έτσι, η μέγιστη αυτή τιμή προκύπτει (για γκαουσιανό παλμό)

$$\delta\omega_{\max} = \frac{0.86}{T_0} \varphi_{\max} \quad (2.19)$$

Για τον υπολογισμό της διεύρυνσης του φάσματος του παλμού σε σχέση με την αρχική τιμή του $\Delta\omega$ (εύρος φάσματος στο $1/e$), τίθεται στην παραπάνω σχέση $\Delta\omega = \frac{1}{T_0}$ (που ισχύει για την περίπτωση γκαουσιανού παλμού χωρίς chirp) και προκύπτει:

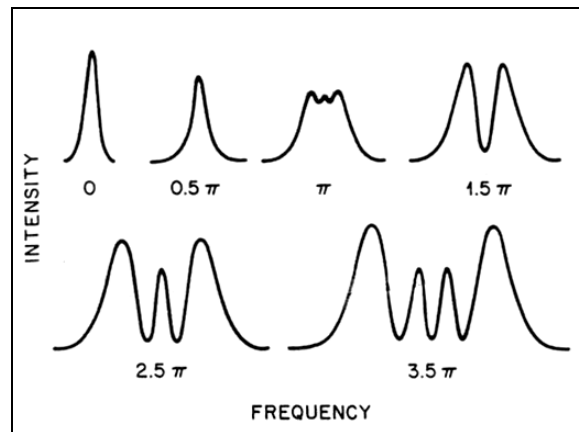
$$\delta\omega_{\max} = 0.86 \cdot \varphi_{\max} \cdot \Delta\omega \quad (2.20)$$

Η μορφή του διευρυμένου φάσματος προκύπτει από το Μ/Σ Fourier της σχέσης (2.5), ο οποίος προκύπτει

$$S(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(0, T) \cdot e^{i\varphi_{NL}(z, T) + i(\omega - \omega_0)T} dT \right| \quad (2.21)$$

$$\text{όπου } S(\omega) = |\tilde{U}(z, \omega)|^2 \quad (2.22)$$

Γενικά, η μορφή του φάσματος δεν εξαρτάται μόνο από τη μορφή του παλμού στο χρόνο, αλλά και από το αρχικό chirp που αυτός έχει. Στο Σχήμα 2.2 φαίνεται το φάσμα ενός γκαουσιανού παλμού χωρίς chirp, για διάφορες τιμές της μέγιστης στροφής φάσης φ_{\max} .

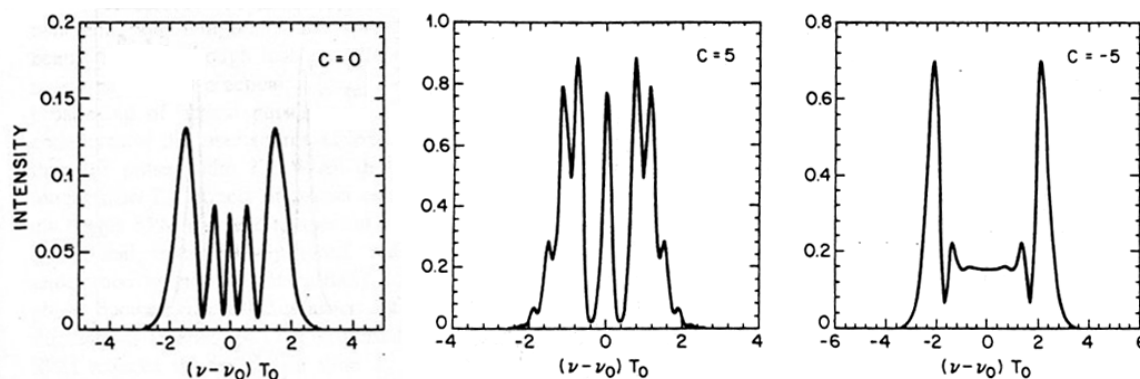


Εικόνα 2. 17: Διεύρυνση φάσματος για ένα παλμό μορφής Gauss χωρίς αρχικό chirp. Σε καθένα από τα φάσματα έχει αντιστοιχηθεί η μέγιστη στροφή φάσης φ_{\max} στο κέντρο του παλμού [2.13].

Ο αριθμός των κορυφών του προκύπτοντος φάσματος σχετίζεται με τη μέγιστη στροφή φάσης από τον τύπο

$$\varphi_{\max} \cong (M - 1/2)\pi \quad (2.23)$$

Στην περίπτωση που ο παλμός έχει αρχικό chirp, τα πράγματα διαφοροποιούνται. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το φάσμα ενός γκαουσιανού παλμού μετά από μη γραμμική στροφή φάσης $\varphi_{\max} = 4.5\pi$, (α) στην περίπτωση που αυτός δεν έχει αρχικό chirp, (β) στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = 5$ και (γ) στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = -5$.



Εικόνα 2. 18: Φάσμα ενός γκαουσιανού παλμού μετά από μη γραμμική στροφή φάσης $\Phi_{\max} = 4.5\pi$, στην περίπτωση που αυτός δεν έχει αρχικό chirp ($C = 0$) (αριστερή εικόνα), στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = 5$ (μεσαία εικόνα) και στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = -5$ (δεξιά εικόνα) [2.13].

Οι παραστάσεις αυτές προκύπτουν από την προηγούμενη σχέση, υπολογίζοντας όμως το $U(0,T)$ για την περίπτωση του chirped γκαουσιανού παλμού. Παρατηρείται ότι αν ο παλμός έχει αρχικά θετικό chirp, τότε οι κορυφές στο φάσμα αυξάνονται, ενώ το αντίθετο συμβαίνει αν το chirp είναι αρνητικό. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι το chirp εξαιτίας της αυτοδιαμόρφωσης φάσης είναι θετικό και γραμμικό στο κέντρο του παλμού, επομένως προστίθεται στο ήδη υπάρχον. Αν το τελευταίο είναι θετικό, η συνολική τιμή αυξάνει, ενώ αν είναι αρνητικό, μειώνεται.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι όσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς κορυφής και επομένως και η τάξη του σολιτονίου του παλμού που εισέρχεται σε δεδομένη μη γραμμική ίνα τόσο μεγαλύτερη είναι και η στροφή φάσης που αποκτάει αυτός. Η μεγαλύτερη στροφή φάσης μεταφράζεται σε μεγαλύτερη διεύρυνση του φάσματος του αρχικού παλμού. Επομένως από τη σχέση $\Delta T \cdot \Delta \omega \geq C$ όπου C σταθερά που εξαρτάται από την μορφή του παλμού προκύπτει ότι η όσο το δυνατόν μεγαλύτερη διεύρυνση του φάσματος μπορεί να οδηγήσει σε μεγαλύτερη χρονική συμπίεση του αρχικού παλμού. Η συμπίεση αυτή μπορεί να επιτευχθεί πολύ απλά με τη διάδοση του παλμού αυτού μέσω μιας απλής μονορυθμικής ίνας στην περιοχή ανώμαλης διασποράς ($\beta_2 < 0$ ή $D > 0$) όπως θα δειχθεί στην επόμενη παράγραφο.

(ii) Επίδραση του φαινομένου της διασποράς ταχύτητας ομάδας

Θεωρείται τώρα ο παλμός, ο οποίος μέσω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης, έχει αποκτήσει γραμμικό και θετικό chirp στο κέντρο του [2.13]. Αν ο παλμός αυτός διαδοθεί σε μία ίνα ανώμαλης διασποράς ($\beta_2 < 0$), τότε θα τείνει να αποκτήσει γραμμικό και αρνητικό chirp (εξαιτίας της ανώμαλης διασποράς). Αποτέλεσμα αυτού θα ήταν η αλληλεξουδετέρωση των δύο chirp και η μείωση του χρονικού εύρους του παλμού. Απαραίτητη προϋπόθεση για να γίνει αυτό βέλτιστα, είναι προφανώς η χρήση κατάλληλου μήκους ίνας ανώμαλης διασποράς, ώστε ο τελικός παλμός να έχει $C = 0$ στη κεντρική του περιοχή. Αν χρησιμοποιηθεί μεγαλύτερο μήκος, θα ισχύει $C < 0$, ενώ αν χρησιμοποιηθεί μικρότερο, $C > 0$. Επίσης, για την ίνα ανώμαλης διασποράς, θεωρείται ότι ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

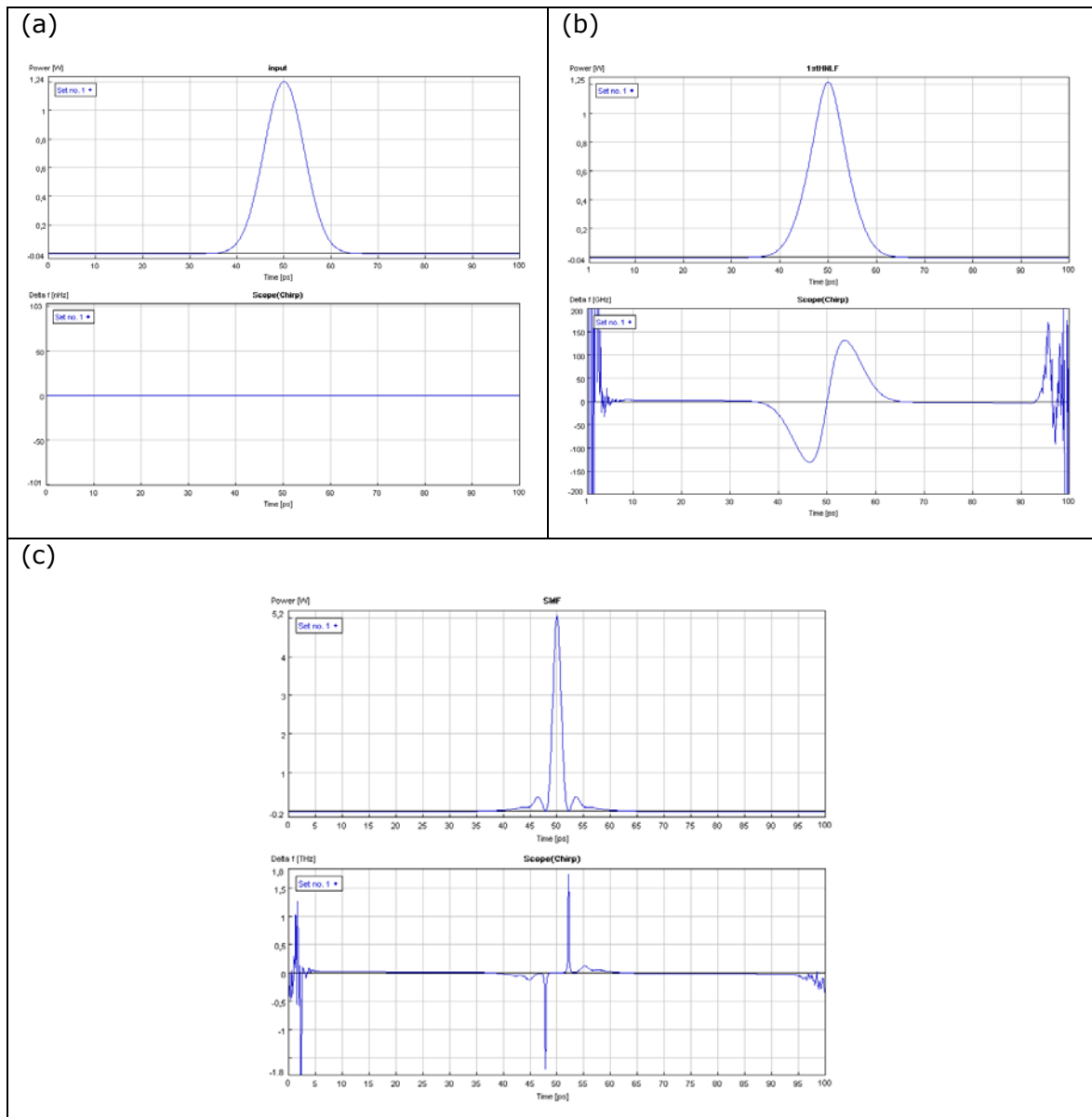
$$L \ll L_{NL} \text{ και } L \geq L_D \quad (2. 24)$$

δηλαδή, δεν παρατηρείται αυτοδιαμόρφωση φάσης.

Στην περιοχή της μη ομαλής διασποράς ισχύει:

$$\beta_2 = -\frac{1}{u_g} \cdot \frac{du_g}{d\omega} < 0 \text{ οπότε και } \frac{du_g}{d\omega} > 0 \quad (2. 25)$$

Δηλαδή οι συνιστώσες υψηλότερων συχνοτήτων διαδίδονται γρηγορότερα από τις συνιστώσες χαμηλότερων συχνοτήτων. Έτσι, επειδή το όπισθεν τμήμα του παλμού εισόδου χαρακτηρίζεται από υψηλές συχνότητες και το μπροστινό από χαμηλές (όπως φαίνεται στην Εικόνα 2. 16), ο παλμός συμπιέζεται χρονικά. Βέβαια, το τρέμουλο συχνότητας που εισάγεται είναι γραμμικό και αντίθετο αυτού που εισάγεται με την αυτοδιαμόρφωση φάσης και επομένως το chirp δεν αντισταθμίζεται πλήρως με τη μέθοδο αυτή, παρά μόνο στο κεντρικό τμήμα του παλμού. Αποτέλεσμα του γεγονότος αυτού είναι ο παλμός να συμπιέζεται μόνο στο τμήμα του που γίνεται η αντιστάθμιση του γραμμικού chirp. Αντίθετα η επίδραση της ανώμαλης διασποράς στο μη γραμμικό chirp που έχει αποκτήσει ο παλμός από την αυτοδιαμόρφωση φάσης είναι η δημιουργία πλευρικών λοβών όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2. 19. Μάλιστα όσο μεγαλύτερη είναι η αυτοδιαμόρφωση φάσης και επομένως και η συμπίεση του παλμού, τόσο μεγαλύτερο είναι και το μη γραμμικό chirp που δεν αντισταθμίζεται και άρα και οι πλευρικοί λοβοί που σχηματίζονται στη βάση του. Οι πλευρικοί αυτοί λοβοί όμως είναι ανεπιθύμητοι καθώς αφενός μεταφέρουν μέρος της ενέργειας των παλμών το οποίο δεν είναι χρήσιμο και αφετέρου μειώνουν το λόγο αντίθεσης τους. Στην πράξη με τη μέθοδο αυτή έχουν δημιουργηθεί παλμοί με χρονικό εύρος έως 20 fs [2.19]-[2.13].

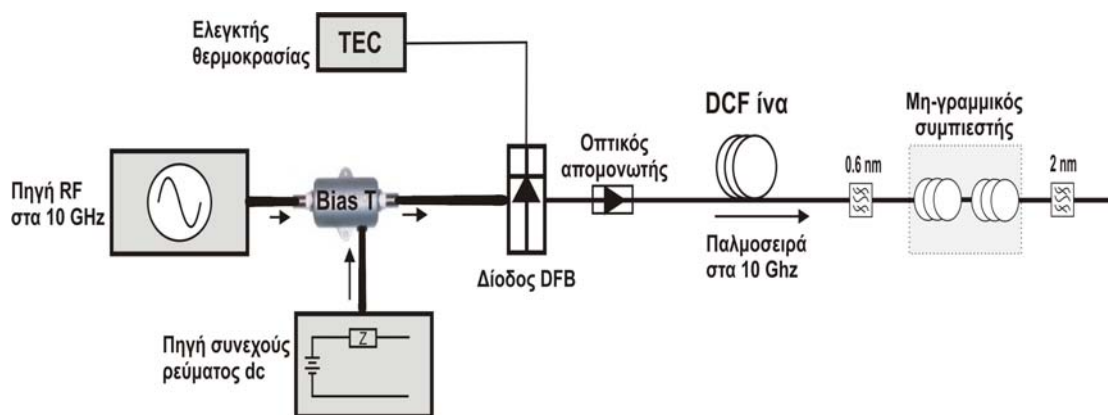


Εικόνα 2. 19: Αρχή λειτουργίας μη γραμμικού συμπιεστή σολιτονίων (a) Παλμός εισόδου στη μη γραμμική ίνα με αρχικό chirp $C=0$, (b) παλμός στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας όπου απεικονίζεται και το θετικό chirp που έχει αποκτήσει ο παλμός (c) Παλμός στην έξοδο της απλής μονορυθμικής ίνας όπου απεικονίζονται οι πλευρικοί λοβοί στη βάση του όπως επίσης και το μη αντισταθμισμένο chirp στα άκρα του [2.25].

Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό ότι για την επίτευξη υψηλών λόγων συμπίεσης θα πρέπει η διαδικασία μη γραμμικής συμπίεσης να γίνεται σε περισσότερα του ενός στάδια, δηλαδή οι μεταβολές της αυτοδιαμόρφωσης φάσης να τείνουν να λάβουν χώρα κατά όσο το δυνατόν αδιαβατικό τρόπο. Με τη μέθοδο αυτή αποφεύγεται η δημιουργία ισχυρών πλευρικών λοβών (wings) και ταυτόχρονα η ενέργεια του παλμού παραμένει στο κεντρικό του τμήμα, εξασφαλίζοντας συμπίεση υψηλής ποιότητας. Ωστόσο, λόγω του περιορισμού των υλικών πόρων στο ΕΦΕ, η μη-γραμμική συμπίεση που χρησιμοποιήθηκε για την περαιτέρω συμπίεση των παλμών στην έξοδο της DCF ίνας επιτεύχθηκε σε ένα στάδιο, όπως ακριβώς θα εξηγηθεί στην παράγραφο που ακολουθεί.

2.4.2 Μη γραμμική συμπίεση οπτικών παλμών

Για να επιτευχθεί περαιτέρω συμπίεση των οπτικών παλμών που εμφανίζονται στην έξοδο της DCF ίνας χρησιμοποιήθηκαν 120 m ίνας υψηλής μη-γραμμικότητας με παράμετρο διασποράς $D = -93,6 \text{ psec/nm/km}$ και 620 m μονορρυθμικής ίνας SMF. Το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών στην έξοδο του συμπιεστή με το ένα ζεύγος της ίνας υψηλής μη γραμμικότητας και της μονορρυθμικής ίνας SMF είναι ίσο με 2,7 psec. Το τελικό πειραματικό διάγραμμα για τη παραγωγή των παλμών από τη δίοδο με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής και τη συμπίεσή τους ώστε να επιτευχθεί το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος των 2,7 psec απεικονίζεται στην Εικόνα 2. 20:



Εικόνα 2. 20: Διάταξη για την παλμική λειτουργία της δίοδου στα 10 GHz με την μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής, τη γραμμική καθώς και τη μη-γραμμική συμπίεση των παλμών.

2.4.3 Ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής

Τα οπτικά δεδομένα στα 10 Gb/s πραγματοποιήθηκαν διαμορφώνοντας κατάλληλα την οπτική παλμοσειρά στα 10 Gb/s που προέκυψε από τη διάταξη που περιγράφηκε παραπάνω με την χρήση ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή (electro-optic modulator), το οποίο είναι και το βασικό στοιχείο αυτού του μέρους της διάταξης. Ως εκ τούτου, σε αυτό το σημείο δίδεται μία σύντομη περιγραφή της λειτουργίας ενός τέτοιου στοιχείου για να ακολουθήσει η πειραματική διάταξη της παραγωγής δεδομένων καθώς και κάποιες αντιπροσωπευτικές μετρήσεις.

Ο ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής (electro-optic modulator) είναι ένας διακόπτης ο οποίος έπειτα από κατάλληλη οδήγηση σημάτων αναγκάζει το φως στην έξοδό του να διαφέρει αναλογικά από μία μέγιστη τιμή (P_{MAX}) σε μία ελάχιστη τιμή (P_{MIN}) της ισχύος. Για την διαμόρφωση ψηφιακών οπτικών δεδομένων φτάνει να επιτευχθεί η λειτουργία του διαμορφωτή σε δυαδικό επίπεδο δηλαδή να εναλλάσσεται η ισχύς του φωτός στην έξοδο μεταξύ P_{MAX} (κατάσταση 'ON') και P_{MIN} (κατάσταση 'OFF').

Οι ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές που χρησιμοποιήθηκαν στο εργαστήριο είναι τύπου LiNbO_3 ή Ti:LiNbO_3 (με διάχυση τιτανίου). Το νιοβικό λίθιο

χρησιμοποιείται ευρέως για την κατασκευή ηλεκτρο-οπτικών διαμορφωτών επειδή παρουσιάζει χαμηλές οπτικές απώλειες και υψηλό ηλεκτρο-οπτικό συντελεστή [2.10][2.24]. Το τελευταίο εκφράζει την ικανότητα αλλαγής του δείκτη διάθλασης (refractive index) σε συνάρτηση του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου. Για την δημιουργία ηλεκτρικού πεδίου χρησιμοποιούνται ηλεκτρόδια κατά μήκος του οπτικού κυματοδηγού LiNbO_3 . Το μήκος του κυματοδηγού πρέπει να έχει μήκος τουλάχιστον χίλιες φορές μεγαλύτερο από το μήκος κύματος του εισερχόμενου φωτός το οποίο αντιστοιχεί σε 1,6 mm για λειτουργία στα 1550 nm. Η μεταβολή αυτή του δείκτη διάθλασης ονομάζεται Pockel's effect [2.24] και μαθηματικά εκφράζεται από την εξίσωση (2.26).

$$\Delta(n) = \frac{\alpha \cdot n^3 \cdot r \cdot V}{2 \cdot d} \quad (2.26)$$

Όπου $\Delta(n)$ = η μεταβολή του δείκτη διάθλασης n

r = η ηλεκτρο-οπτική σταθερά ($30,8 \cdot 10^{-12}$ m/V)

d = η απόσταση μεταξύ των ηλεκτροδίων

a = σταθερά του κάθε διαμορφωτή επονομαζόμενη overlap integral ($0 < a < 1$)

V = εφαρμοζόμενη τάση.

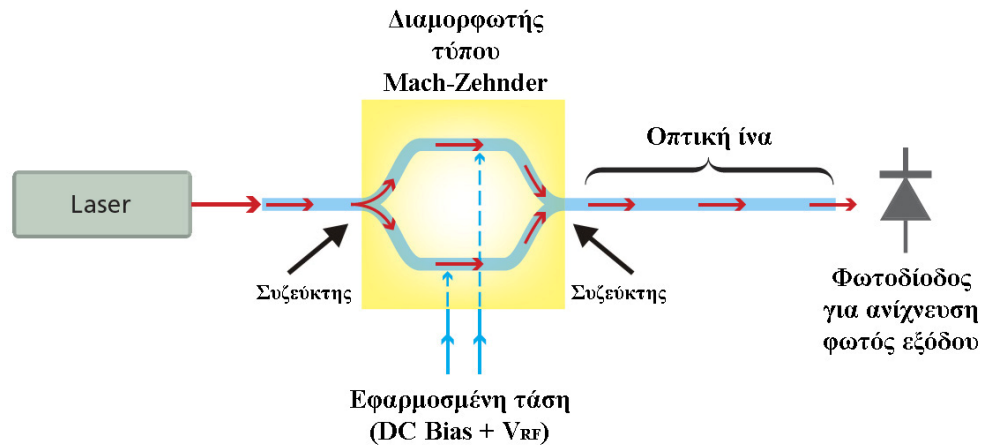
Η αλλαγή του δείκτη διάθλασης προκαλεί μία μεταβολή στην ταχύτητα του κύματος διάδοσης σύμφωνα με τον ορισμό του δείκτη διάθλασης που είναι

$n = \frac{U_c}{U_n} > 1$, όπου U_c και U_n η ταχύτητα του κύματος στον ελεύθερο χώρο και η

ταχύτητα του κύματος σε υλικό με δείκτη διάθλασης n. Είναι φανερό ότι η αύξηση στον δείκτη διάθλασης προκαλεί μείωση στην τιμή της ταχύτητας του κύματος διάδοσης η οποία με την σειρά της προκαλεί αλλαγή στην τιμή φάσης του πεδίου του σήματος η οποία δίνεται από την σχέση (2.27):

$$\Delta(\phi) = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \Delta(n) \cdot L \quad (2.27)$$

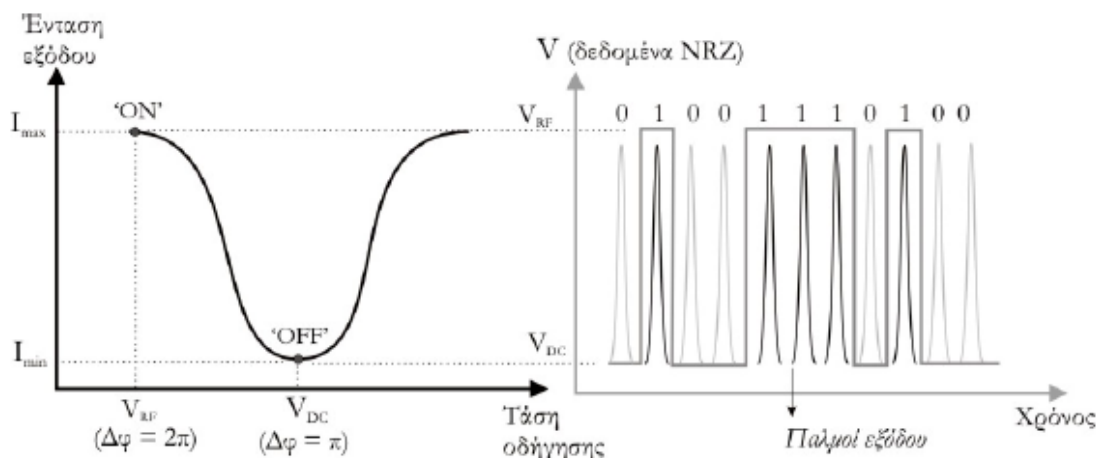
όπου λ είναι το μήκος κύματος του οπτικού σήματος και L το μήκος της κατασκευής.



Εικόνα 2. 21: Δομή ενός διαμορφωτή πλάτους τύπου Mach-Zehnder.

Μια τέτοιου είδους κατασκευή ονομάζεται διαμορφωτής φάσης ή phase modulator και σε αυτήν την μέθοδο βασίζεται και η λειτουργία των διαμορφωτών που χρησιμοποιήθηκαν για την δημιουργία των οπτικών δεδομένων. Συγκεκριμένα στους διαμορφωτές που χρησιμοποιήθηκαν ο κυματοδηγός είναι με τέτοιο τρόπο κατασκευασμένος έτσι ώστε το φως στην είσοδο να διαχωρίζεται σε δύο διαφορετικά μονοπάτια. Αλλάζοντας το δείκτη διάθλασης σε ένα από τα δύο μονοπάτια σύμφωνα με τη μέθοδο που αναλύθηκε παραπάνω, δημιουργείται διαφορά φάσης των κυμάτων μεταξύ των δύο μονοπατιών. Η διαφορά αυτής της φάσης μεταφράζεται σε προσθετική ή αναιρετική συμβολή άρα σε διαμόρφωση πλάτους στον συζεύκτη στην έξοδο της διάταξης όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2. 21. Μία τέτοια διάταξη ονομάζεται διαμορφωτής πλάτους τύπου Mach-Zehnder.

Για την διαμόρφωση δεδομένων απαιτείται η οδήγηση του διαμορφωτή από ένα RF σήμα σε ρυθμό ίσο με το ζητούμενο ρυθμό δεδομένων στην έξοδο, σε συνδυασμό με μία σταθερή τάση για την ορθή πόλωση του διαμορφωτή. Αυτά τα δύο σήματα μπορούν να συνδυαστούν εξωτερικά του διαμορφωτή με την βοήθεια ενός BiasT ή και εσωτερικά στην συσκευή εάν αυτή είναι κατασκευασμένη με αυτόν τον τρόπο.



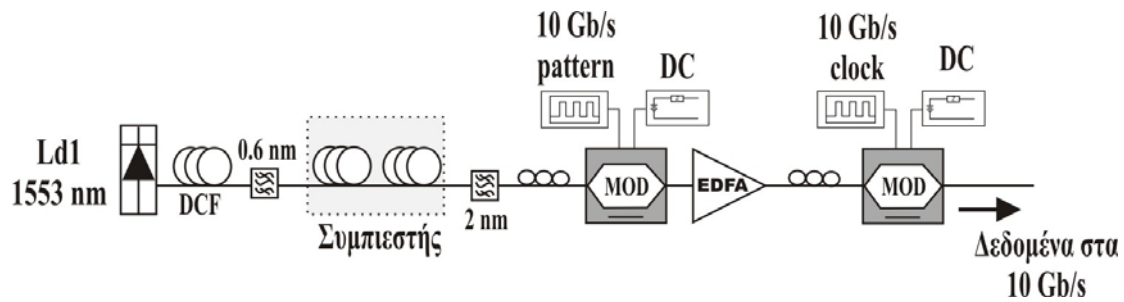
Εικόνα 2. 22: Συνάρτηση μεταφοράς και λειτουργία του διαμορφωτή Mach-Zehnder.

Όταν λοιπόν εισαχθεί ένα οπτικό ρολόι τύπου RZ στον διαμορφωτή (οδηγούμενος από ένα ηλεκτρικό σήμα δεδομένων τύπου NRZ με πλάτος από 0 έως V_{RF} και από μία σταθερή τάση πόλωσης V_{DC}), η ηλεκτρική πληροφορία θα διαμορφωθεί στο οπτικό ρολόι παρέχοντας μία οπτική παλμοσειρά δεδομένων RZ στην έξοδο του διαμορφωτή. Η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή περιγράφεται στην Εικόνα 2. 22 (γράφημα της έντασης του σήματος εξόδου του διαμορφωτή σε συνάρτηση του ηλεκτρικού πεδίου που ασκείται σε αυτόν), όπως και το αντίστοιχο ηλεκτρικό σήμα στο χρόνο. Συγκεκριμένα το V_{DC} θα πρέπει να είναι τέτοιο ώστε όταν ασκείται μόνο του στον διαμορφωτή, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων στα δύο μονοπάτια του συμβολόμετρου να είναι π . Με αυτόν τον τρόπο πολώνεται ο διαμορφωτής έτσι ώστε τα δύο σήματα να συμβάλουν αναιρετικά στην έξοδο και επομένως να υπάρχει η ελάχιστη (ιδανικά μηδενική) ισχύς στην έξοδο.

Όταν σε αυτό προστεθεί το μικροκυματικό ηλεκτρικό σήμα τότε υπάρχουν δύο καταστάσεις στις οποίες λειτουργεί ο διαμορφωτής όπως απεικονίζεται και στην Εικόνα 2. 22. Στην πρώτη περίπτωση το μέγιστο πλάτος του ηλεκτρικού σήματος (V_{RF} ή bit = '1') προκαλεί επιπλέον αλλαγή φάσης π στο ένα από τα δυο σήματα μέσα στο συμβολόμετρο προξενώντας συνολική διαφορά φάσης ίση με 2π . Τα δύο σήματα σε αυτήν την περίπτωση θα συμβάλουν προσθετικά στο συζεύκτη εξόδου και θα προκύψει παλμός (κατάσταση 'ON'). Στην δεύτερη περίπτωση, το ελάχιστο πλάτος του ηλεκτρικού σήματος (V_{DC} ή bit = '0') δεν προκαλεί επιπλέον αλλαγή φάσης επομένως η συνολική διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων στα δύο μονοπάτια παραμένει ίση με π . Τα δύο σήματα σε αυτήν την περίπτωση θα συμβάλουν αναιρετικά στον συζεύκτη εξόδου και δεν θα προκύψει παλμός (κατάσταση 'OFF'). Επομένως για αυτήν την τεχνική διαμόρφωσης, παλμοί εξέρχονται του διαμορφωτή, μόνο όταν υπάρχει κατά χρονική αντιστοιχία παλμός στο ηλεκτρικό σήμα οδήγησης, όπως φαίνεται ενδεικτικά και στο δεξί διάγραμμα της Εικόνα 2. 22.

2.4.4 Διάταξη παραγωγής ψευδοτυχαίων δεδομένων στα 10 Gb/s

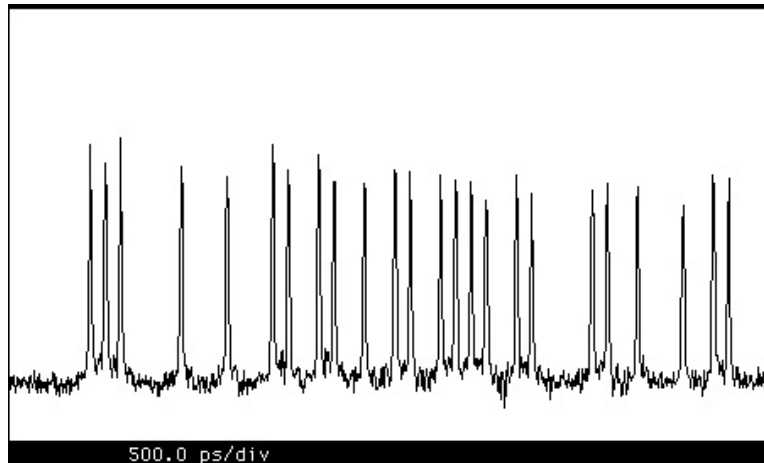
Για την παραγωγή οπτικών παλμοσειρών δεδομένων στα 10 Gb/s, χρησιμοποιήθηκε η διάταξη που φαίνεται στην Εικόνα 2. 23. Όπως φαίνεται από το δομικό διάγραμμα του σχήματος αυτού, η διάταξη παραγωγής ψευδοτυχαίων δεδομένων στα 10 Gb/s αποτελείται από την οπτική πηγή ρολογιού (gain switched DFB) όπως περιγράφηκε στην ενότητα 2.3 και αποδίδει παλμοσειρά ρολογιού στενών παλμών στα 10 GHz.



Εικόνα 2. 23: Δομικό διάγραμμα της διάταξης παραγωγής οπτικών δεδομένων PRBS συνεχούς ροής στα 10 Gb/s.

Το οπτικό σήμα ρολογιού στην έξοδο της DCF ίνας στα 10 GHz εισέρχεται κατόπιν στο κύκλωμα συμπίεσης το οποίο περιγράφηκε αναλυτικά στην ενότητα 2.4.1. Στην έξοδο του κυκλώματος συμπίεσης το πλάτος των οπτικών παλμών είναι, όπως είπαμε και παραπάνω, 2.7 psec. Στη συνέχεια, η ακολουθία αυτή των οπτικών παλμών εισέρχεται σε έναν διαμορφωτή Mach-Zehnder μέσω ενός ελεγκτή πόλωσης (polarization controller-PC) και μετά από την ενίσχυση της από έναν οπτικό ενισχυτή εισέρχεται σε έναν δεύτερο διαμορφωτή τύπου Mach-Zehnder. Επειδή οι διαμορφωτές παρουσιάζουν ευαισθησία στην πόλωση του εισερχόμενου σήματος ο ελεγκτής πόλωσης εντάχθηκε στο κύκλωμα για την βελτιστοποίηση της λειτουργίας του διαμορφωτή.

Το είδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε είναι η εξωτερική διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation) και επιτεύχθηκε χρησιμοποιώντας ηλεκτροοπτικούς διαμορφωτές πλάτους, τύπου LiNbO₃ με εύρος διαμόρφωσης από dc έως 12 GHz. Ο πρώτος διαμορφωτής τροφοδοτείται από μια ηλεκτρονική ψευδοτυχαία ακολουθία (pseudo-random bit sequence – PRBS) NRZ με συχνότητα στα 10 GHz και περίοδο 2⁷-1 bits. Το κύκλωμα περιλαμβάνει στην έξοδο του διαμορφωτή και έναν οπτικό ενισχυτή ερβίου (Erbium-doped fibre amplifier – EDFA), επειδή ο διαμορφωτής παρουσιάζει απώλειες περίπου 6 dB υπό συνθήκες κανονικής διαμόρφωσης (3 dB απώλειες εισόδου και 3 dB απώλειες καταπιεσμένων παλμών). Ο δεύτερος διαμορφωτής τροφοδοτείται από μια ηλεκτρονική ακολουθία ρολογιού στα 10 GHz. Οι συχνότητες των δύο ηλεκτρονικών σημάτων που τροφοδοτούν τους δύο διαμορφωτές είναι κλειδωμένες μεταξύ τους. Οι δύο διαμορφωτές ρυθμίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή να έχει το μέγιστο δυνατό βαθμό πόλωσης (Degree Of Polarization - DOP). Ο κύκλος καθήκοντος (duty cycle) του ηλεκτρονικού σήματος που τροφοδοτεί τον δεύτερο διαμορφωτή είναι 50%. Αυτό σημαίνει ότι ο δεύτερος διαμορφωτής καθαρίζει το 50% του σήματος. Με τον τρόπο αυτό καταφέραμε να μειώσουμε το coherence crosstalk. Το πλεονέκτημα που μας δίνει αυτό φαίνεται στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος στην έξοδο του τετραπλασιαστή που περιγράφεται σε παρακάτω ενότητα. Ένα τμήμα του οπτικού σήματος στην έξοδο του διαμορφωτή φαίνεται στην Εικόνα 2. 24. Το σήμα αυτό έχει περίοδο ίση με 127 bits (1 και 0) με χρονική απόσταση παλμών 100 psec, δηλαδή συνολικά 12.7 nsec. Στην παραπάνω εικόνα φαίνεται μόνο ένα μέρος του, χρονικού εύρους 5 nsec.

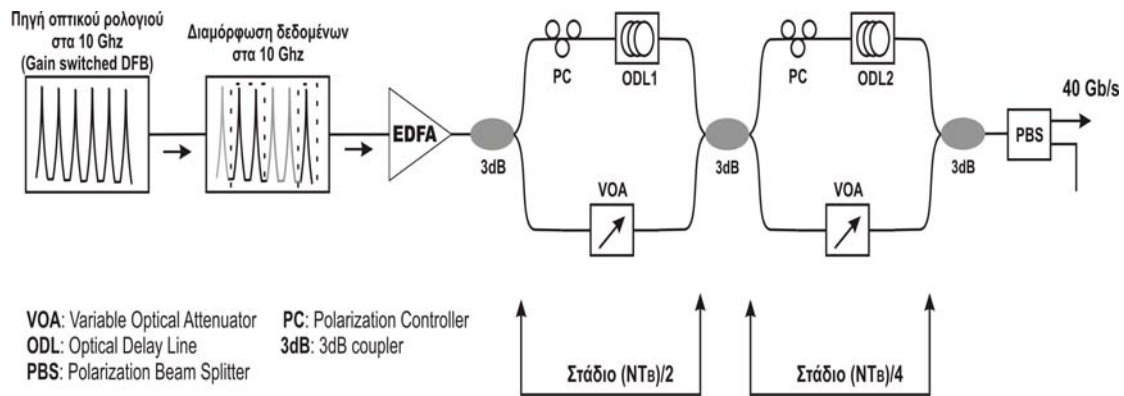


Εικόνα 2. 24: Οπτικό σήμα δεδομένων στα 10 Gb/s όπως εμφανίζεται σε οπτικό παλμογράφο. Χρονική κλίμακα: 500 psec/div.

2.5 Πολλαπλασιασμός δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s

Μέχρι αυτό το σημείο έχουν περιγραφεί οι διατάξεις που χρησιμοποιήθηκαν για την παραγωγή ψευδοτυχαίων οπτικών δεδομένων συνεχούς ροής στα 10 Gb/s. Ένα τέτοιο σήμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν σήμα δοκιμής (test signal) όπως και έγινε για κάποιες αρχικές μετρήσεις των κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν. Παρόλα αυτά, όλα τα κυκλώματα που σχεδιάστηκαν και αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, δοκιμάστηκαν κάτω από πιο δύσκολες συνθήκες κίνησης πληροφορίας, συμπεριλαμβανομένου σύγχρονα ή ασύγχρονα πακέτα δεδομένων στα 10 Gb/s ή στα 40 Gb/s. Αυτές οι συνθήκες δικτυακής κίνησης επιλέχθηκαν με βάση τις αυξανόμενες απαιτήσεις για ολοένα και περισσότερο εύρος ζώνης στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Ως εκ τούτου, εδώ περιγράφεται η διάταξη που αναπτύχθηκε για την παραγωγή δεδομένων στα 40 Gb/s, ενώ στην επόμενη υπο-ενότητα (2.6) παρουσιάζεται και η τεχνική που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή πακέτων πληροφορίας στα 40 Gb/s χρησιμοποιώντας την ίδια πειραματική διάταξη.

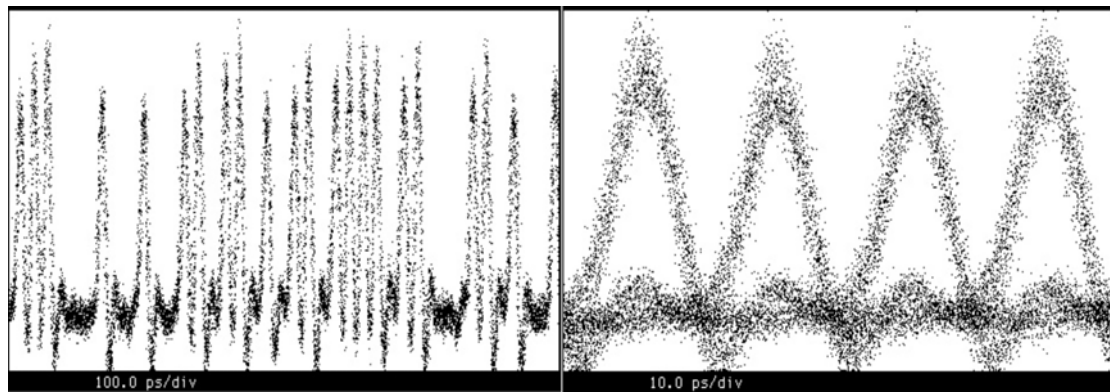
Η παραγωγή οπτικών δεδομένων στα 40 Gb/s βασίστηκε στην οπτική χρονική πολυπλεξία του σήματος PRBS στα 10 Gb/s και αποτελείται από έναν μικρό αριθμό οπτικών παθητικών στοιχείων, τα οποία λόγω της γρήγορης ωρίμανσης της φωτονικής τεχνολογίας έχουν πολύ καλή απόδοση και μικρό κόστος. Για την παραγωγή λοιπόν των οπτικών δεδομένων στα 40 Gb/s χρησιμοποιήθηκε ένας τετραπλασιαστής ρυθμοδότησης με σήμα εισόδου το αρχικό σήμα με δεδομένα στα 10 Gb/s όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2. 25.



Εικόνα 2. 25: Διάταξη για τον τετραπλασιασμό οπτικών δεδομένων PRBS από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s.

Ο τετραπλασιαστής αποτελείται από δύο στάδια διπλασιασμού της συχνότητας. Το κάθε στάδιο συνίσταται από δύο οπτικούς 3 dB συζεύκτες (3 dB coupler), οι οποίοι συνδέονται έτσι, ώστε οι δύο έξοδοι του ενός συζεύκτη να ενώνονται με τις αντίστοιχες εισόδους του δεύτερου σταδίου παρεμβάλλοντας κατάλληλα μήκη ίνας για καθυστέρηση (ODL – optical delay line) και παθητικά στοιχεία. Κατά αυτόν τον τρόπο σχηματίζονται σε κάθε στάδιο διπλασιασμού δύο βραχίονες διαφορετικού μήκους, οπότε εισάγεται η επιθυμητή χρονική καθυστέρηση μεταξύ των σημάτων, που διαδίδονται στους δύο βραχίονες. Για την παραγωγή υψηλής ποιότητας σήματος στην έξοδο του τετραπλασιαστή οι απώλειες ισχύος των δύο βραχιόνων κάθε σταδίου διπλασιασμού αντισταθμίζονται με την χρήση εξασθενητικών στοιχείων ή VOA (variable optical attenuator), ώστε τα σήματα κατά την επανένωσή τους στους 3 dB οπτικούς συζεύκτες να έχουν τα ίδια πλάτη ισχύος. Τέλος, οι ελεγκτές πόλωσης (polarization controller - PC) σε κάθε βραχίονα σε συνδυασμό με τον πολωτικό διαχωριστή δέσμης (polarization beam splitter - PBS) στην έξοδο του τετραπλασιαστή χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό και τον έλεγχο της πολωτικής κατάστασης των σημάτων των δύο βραχιόνων, ούτως ώστε τα δεδομένα στην έξοδο του σταδίου να είναι γραμμικά πολωμένα και μάλιστα στον ίδιο άξονα πόλωσης.

Στην περίπτωση του απλού διπλασιασμού της συχνότητας, η διαφορά στα μήκη των δύο βραχιόνων σε κάθε στάδιο του τετραπλασιαστή αρκεί να αντιστοιχεί σε χρονική διαφορά διάδοσης των χωρικά διαχωρισμένων σημάτων ίση με $(2\kappa+1/2)T_b$, όπου κ ακέραιος και T_b η περίοδος των bits του εισερχόμενου σήματος. Αυτή είναι η γνωστή μέθοδος χρονικής πολυπλεξίας με παρεμβολή bits (bit-interleaving). Στην περίπτωση όμως, που το σήμα διπλάσιας συχνότητας στην έξοδο κάθε σταδίου είναι επιπλέον επιθυμητό να διατηρεί τις ιδιότητες του εισερχόμενου σήματος δεδομένων αναφορικά με την ακριβή σειρά των bits (όπως 2^7-1 PRBS), δεν επαρκεί η παραπάνω συνθήκη. Για να γίνει κάτι τέτοιο θα πρέπει να εισάγονται συγκεκριμένες καθυστερήσεις σε κάθε στάδιο διπλασιασμού. Οι καθυστερήσεις αυτές καθορίζονται ως εξής: αν N είναι ο αριθμός των bits της ψευδοτυχαίας ακολουθίας εισερχόμενων δεδομένων μέσα σε μια περίοδο, και T_b είναι η περίοδος των bits, τότε η απαιτούμενη καθυστέρηση στο στάδιο αυτό είναι $(N \cdot T_b/2)$ [2.14], [2.18].

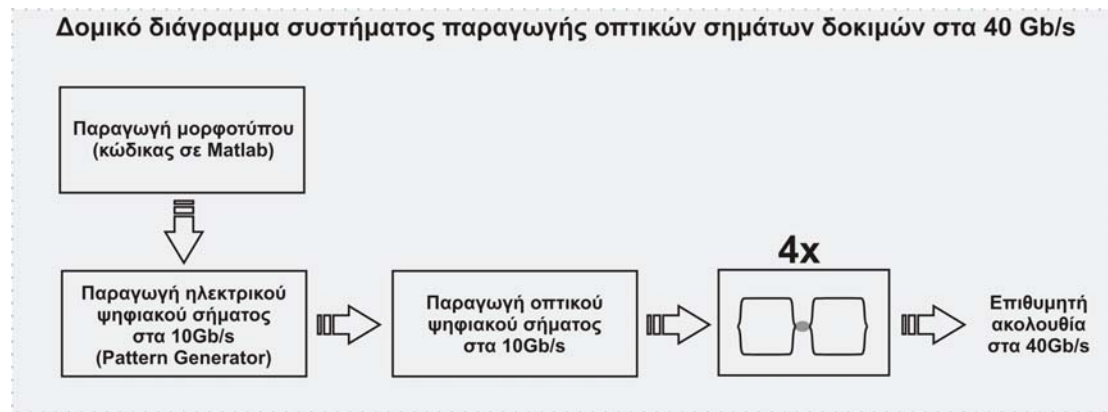


Εικόνα 2. 26: (α) Δεδομένα συνεχούς ροής στα 40 Gb/s στην έξοδο του τετραπλασιαστή όπως φαίνονται στον παλμογράφο σε λειτουργία καταγραφής ίχνους (trace) με χρονική κλίμακα 100 ps/div και διαγράμματος ματιού (eye diagram) με χρονική κλίμακα 10 ps/div.

Στην Εικόνα 2. 26 απεικονίζεται μέρος της οπτικής ψευδοτυχαίας ακολουθίας με ρυθμό επανάληψης 40 Gb/s, και το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού, όπως προκύπτουν στην έξοδο του τετραπλασιαστή. Το σήμα εξόδου του τετραπλασιαστή έχει περίοδο μεταξύ των παλμών ίση με 25 psec.

2.6 Παραγωγή οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s

Όλα τα κυκλώματα που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της παρούσας δοκιμάστηκαν κάτω από συνθήκες κίνησης δεδομένων σε πακέτα, με σκοπό αυτά τα κυκλώματα ή βελτιστοποιημένες εκδοχές τους, να χρησιμοποιηθούν σε μελλοντικά δίκτυα οπτικής μεταγωγής πακέτων. Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται μια τεχνική παραγωγής σύγχρονων πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s. Τα πακέτα αυτά προκύπτουν με τετραπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων συνεχούς ροής στα 10Gb/s χωρίς τη χρήση επιπλέον διαμορφωτών. Για το σκοπό αυτό ο τετραπλασιαστής που παρουσιάστηκε παραπάνω διαμορφώνεται κατάλληλα έτσι ώστε οι καθυστερήσεις που επιβάλλονται σε κάθε στάδιο να είναι τέτοιες ώστε να προκύψει στην έξοδο του τετραπλασιαστή η επιθυμητή ακολουθία πακέτων. Τα δεδομένα που περιέχονται μέσα στα πακέτα στην έξοδο του τετραπλασιαστή δύναται να είναι συγκεκριμένου μορφότυπου ανάλογα με τις ανάγκες του πειράματος. Το μορφότυπο αυτό μπορεί να είναι οτιδήποτε αλλά σε κάθε περίπτωση η ακολουθία δεδομένων συνεχούς ροής στα 10Gb/s στην είσοδο του τετραπλασιαστή θα πρέπει να έχει κατάλληλο pattern κάθε φορά. Το pattern αυτό υπολογίζεται με τη βοήθεια ενός προγράμματος σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Το πρόγραμμα αυτό δέχεται ως είσοδο το μορφότυπο (pattern) των δεδομένων της επιθυμητής ακολουθίας πακέτων στα 40Gb/s που θέλουμε να πάρουμε στην έξοδο του τετραπλασιαστή και δίνει σαν έξοδο το μορφότυπο (pattern) των δεδομένων συνεχούς ροής στα 10Gb/s που θα πρέπει να φορτωθεί στην γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων. Το δομικό διάγραμμα της διαδικασίας παραγωγής οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s έχει δοθεί στην αρχή του κεφαλαίου και παρουσιάζεται ξανά στην παρακάτω εικόνα για ευκολία:

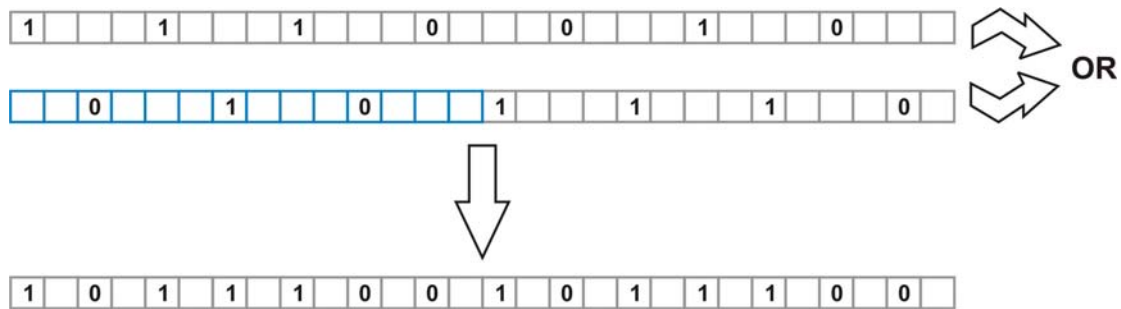


Εικόνα 2.27: Γραφική αναπαράσταση της εργαστηριακής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s.

Ο κώδικας που αναπτύχθηκε σε Matlab βασίστηκε στην αρχή ότι για τον τετραπλασιασμό μιας ακολουθίας δεδομένων στα 10Gb/s θα πρέπει να εισάγονται συγκεκριμένες καθυστερήσεις σε κάθε στάδιο διπλασιασμού. Οι καθυστερήσεις αυτές καθορίζονται ως εξής: αν N είναι ο αριθμός των bits της ψευδοτυχαίας ακολουθίας εισερχόμενων δεδομένων μέσα σε μια περίοδο, και T_b είναι η περίοδος των bits, τότε η απαιτούμενη καθυστέρηση στο στάδιο αυτό είναι $(N \cdot T_b/2)$ [2.14], [2.18]. Αν αποπολυπλεχθεί τώρα η τετραπλασιασμένη ακολουθία που προέκυψε με τον τρόπο αυτό θα δούμε ότι θα προκύψει και πάλι η αρχική ακολουθία. Στη συνέχεια, θα δούμε ότι ο κώδικας ακολουθεί αυτήν ακριβώς τη διαδικασία της αποπολυπλεξίας για να υπολογίσει το μορφότυπο (pattern) το οποίο θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s (pattern generator) προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων.

Για να μπορέσουμε, λοιπόν, να εξηγήσουμε λεπτομερώς τον κώδικα που αναπτύχθηκε, είναι σκόπιμο να δούμε πρώτα αναλυτικά τη διαδικασία τετραπλασιασμού μια ακολουθίας. Η διαδικασία αυτή ακολουθεί, όπως ειπώθηκε και παραπάνω, δύο στάδια διπλασιασμού. Στο πρώτο στάδιο, η εισερχόμενη ακολουθία καθυστερείται χρονικά κατά το μισό της περιόδου της και στη συνέχεια εκτελείται η λογική πράξη OR μεταξύ της καθυστερημένης αυτής ακολουθίας και της αρχικής. Αυτό αντιστοιχεί σε καθυστέρηση ίση με $(N \cdot T_b/2)$. Έτσι, αν θεωρήσουμε ψευδοτυχαία ακολουθία με 7 bits στα 10 Gb/s, η καθυστέρηση θα πρέπει να είναι ίση με $\frac{7 \cdot 100 \text{ psec}}{2}$, δηλαδή ίση με 350 psec. Αυτό αντιστοιχεί σε

14 bits στα 40 Gb/s. Στη συνέχεια, εκτελείται η λογική πράξη OR ανάμεσα στο καθυστερημένο αντίγραφο της ακολουθίας και την αρχική ακολουθία. Η διαδικασία αυτή φαίνεται παραστατικά στο παρακάτω σχήμα, όπου τα bits παριστάνονται με τετραγωνίδια (στην εικόνα τα bits έχουν σχεδιαστεί για δεδομένα στα 40 Gb/s), ενώ ο χρόνος κυλά από τα αριστερά προς τα δεξιά. Έτσι, η αρχή της καθυστερημένης ακολουθίας (δεύτερη σειρά στο σχήμα) βρίσκεται στη μέση της αρχικής ακολουθίας (πρώτη σειρά στο σχήμα) και μάλιστα αριστερότερα από αυτήν. Το μπλε τμήμα της δεύτερης σειράς παριστάνει το δεύτερο μισό της περιόδου της ακολουθίας που προηγείται στο χρόνο (καθώς η ακολουθία είναι περιοδική) και έχει απεικονιστεί εδώ προκειμένου να γίνει η λογική πράξη OR.



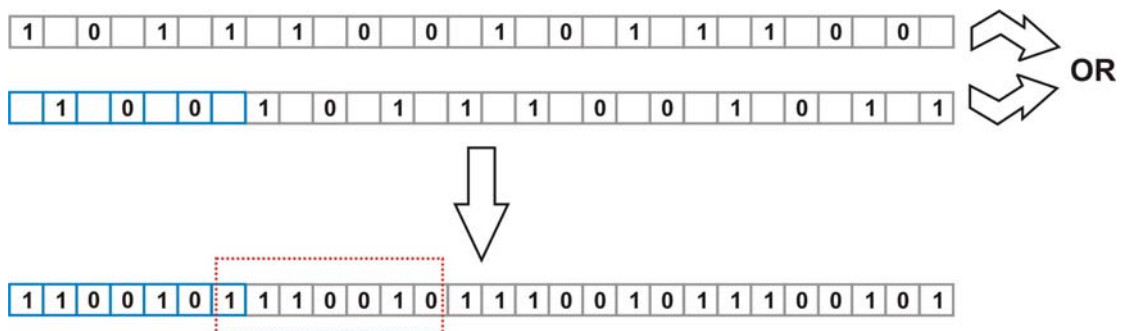
Εικόνα 2. 28: Πρώτο στάδιο διαδικασίας τετραπλασιασμού ακολουθίας στα 10 Gb/s. Το αποτέλεσμα είναι ο διπλασιασμός της ακολουθίας.

Το αποτέλεσμα είναι ο διπλασιασμός της αρχικής ακολουθίας και η δημιουργία μια ακολουθίας με ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων στα 20 Gb/s. Η ακολουθία που προκύπτει στο πρώτο αυτό στάδιο αντιστοιχεί στην έξοδο του 1ου συζεύκτη του τετραπλασιαστή.

Στη συνέχεια πραγματοποιείται ο διπλασιασμός της ακολουθίας που προέκυψε από το πρώτο στάδιο. Έτσι, η ακολουθία αυτή καθυστερείται και πάλι κατά το μισό της περιόδου της και στη συνέχεια εκτελείται η λογική πράξη OR μεταξύ της καθυστερημένης αυτής ακολουθίας και της αρχικής. Στην περίπτωση μας, η ακολουθία που προέκυψε από το πρώτο στάδιο έχει 7 bits στα 20 Gb/s. Η

καθυστερήση θα πρέπει να είναι ίση με $\frac{7 \cdot 50 \text{ psec}}{2}$, δηλαδή ίση με 175 psec. Αυτό

αντιστοιχεί σε 7 bits στα 40 Gb/s. Στη συνέχεια, εκτελείται η λογική πράξη OR ανάμεσα στο καθυστερημένο αντίγραφο της ακολουθίας και την αρχική ακολουθία. Η διαδικασία αυτή φαίνεται και πάλι στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 2. 29: Δεύτερο στάδιο διαδικασίας τετραπλασιασμού ακολουθίας στα 10 Gb/s. Το αποτέλεσμα είναι ο διπλασιασμός της ακολουθίας που προέκυψε από το πρώτο στάδιο και άρα ο τετραπλασιασμός της αρχικής ακολουθίας.

Από το σχήμα αυτό παρατηρούμε ότι το αποτέλεσμα είναι ο διπλασιασμός της ακολουθίας που προέκυψε από το πρώτο στάδιο και τη δημιουργία μια ακολουθίας με ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων στα 40 Gb/s. Η τελευταία είναι η αρχική ακολουθία στα 40 Gb/s (κόκκινο πλαίσιο στην Εικόνα 2. 29). Η ακολουθία που προκύπτει στο στάδιο αυτό αντιστοιχεί στην έξοδο του 2ου συζεύκτη του τετραπλασιαστή και άρα στην έξοδο του κυκλώματος τετραπλασιασμού.

Αν αποπολυπλεχθεί τώρα η τετραπλασιασμένη ακολουθία που προέκυψε με τον παραπάνω τρόπο θα δούμε ότι θα προκύψει και πάλι η αρχική ακολουθία. Ο

κώδικας που υλοποιήθηκε εκτελεί ακριβώς αυτή τη διαδικασία της αποπολυπλεξίας. Αναλυτική περιγραφή του κώδικα αυτού υπάρχει στο παράρτημα Β. Ο κώδικας αυτός είναι, όπως έχει ειπωθεί, σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab και χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του μορφοτύπου (pattern) σε δεκαεξαδική μορφή, το οποίο θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s (pattern generator) προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων. Σαν είσοδο, το πρόγραμμα που υλοποιήθηκε λαμβάνει το όνομα του αρχείου που περιέχει τα δυφία με την επιθυμητή ακολουθία πακέτων που θέλουμε να πάρουμε στην έξοδο του τετραπλασιαστή. Επιπλέον, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη και τα παρακάτω:

- ✓ Το μορφότυπο (pattern) των δεδομένων που επιθυμώ να πάρω στην έξοδο του τετραπλασιαστή πρέπει να περιέχει μονό αριθμό δυφίων (bit).
- ✓ Το μορφότυπο αυτό αποθηκεύεται σε ένα αρχείο και τα bit διαχωρίζονται μεταξύ τους με ένα και μόνο κενό χαρακτήρα. Το αρχείο αυτό έχει επέκταση .m και πρέπει να βρίσκεται στο "current directory" της Matlab.
- ✓ Ο τελευταίος χαρακτήρας του αρχείου του επιθυμητού μορφοτύπου πρέπει να είναι ο κενός χαρακτήρας. Αυτό σημαίνει ότι το τελευταίο bit του μορφοτύπου θα πρέπει να ακολουθείται από τον κενό χαρακτήρα. Παράδειγμα του αρχείου αυτού φαίνεται στην Εικόνα 2. 30.
- ✓ Το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s (pattern generator) προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων, μετά την εκτέλεση του προγράμματος, δημιουργείται και πάλι στο "current directory" της Matlab και έχει επέκταση .m. Το pattern που περιέχει το αρχείο αυτό είναι σε δυαδική μορφή και θα πρέπει να αντιγραφεί στο ειδικό εργαλείο δημιουργίας μορφοτύπων (pattern editor) του pattern generator. Παράδειγμα του αρχείου αυτού φαίνεται στην Εικόνα 2. 31.
- ✓ Στο "current directory" της Matlab δημιουργείται επίσης το αρχείο 'output.txt', το οποίο περιέχει το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων (pattern generator) σε δεκαεξαδική μορφή, προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων. Το αρχείο αυτό θα πρέπει να ανοιχτεί με τον pattern editor (εφαρμογή για δημιουργία μορφοτύπων του pattern generator) προκειμένου να μετατραπεί σε κατάλληλη μορφή για να διαβαστεί από τον pattern generator. Παράδειγμα του αρχείου αυτού φαίνεται στην Εικόνα 2. 32.

```
1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 1 0
1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0
0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1
0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0
1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```

Εικόνα 2. 30: Παράδειγμα αρχείου που περιέχει την επιθυμητή ακολουθία πακέτων στην έξοδο του τετραπλασιαστή.

The pattern that has to be loaded into the pattern generator is:

```
1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0
1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0
1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1
0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```

With the above pattern into the pattern generator the output of the multiplier would be:

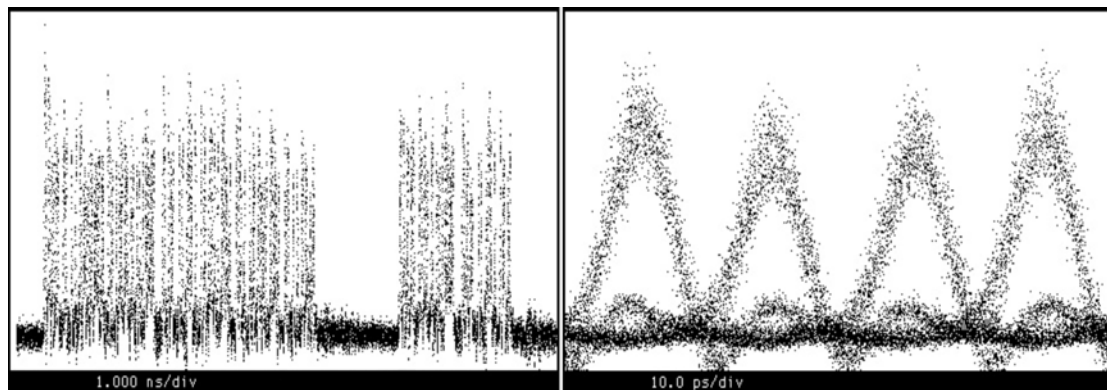
```
1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 1 0
1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0
0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1
0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0
1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```

Εικόνα 2. 31: Παράδειγμα αρχείου που δημιουργείται μετά την εκτέλεση του κώδικα και που περιέχει σε δυαδική μορφή το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων.

EA AB FA 10 68 30 80 00 26 F4 20 00 02 6B D8 DA EE 77 32 00 00 D5 B5 C0 00
0D 7D 0E 24 DA 6D 68 00 0F 1C C9 80 00 B1 47 91 67 53 A9 C0 00 5D 22 CC 00
00

Εικόνα 2. 32: Παράδειγμα αρχείου που δημιουργείται μετά την εκτέλεση του κώδικα και που περιέχει σε δεκαεξαδική μορφή το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων.

Στα πειραματικά κυκλώματα που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής χρησιμοποιήθηκε ως οπτικό σήμα δοκιμής μια ακολουθία πακέτων στα 40 Gb/s που περιελάμβανε δύο πακέτα με ψευδοτυχαία δεδομένα. Το ένα από αυτά περιείχε 199 bits και είχε διάρκεια 4,975 nsec ενώ το δεύτερο περιείχε 82 bits και είχε διάρκεια 2,05 nsec. Και τα δύο αυτά πακέτα ήταν μέρος μιας οπτικής ακολουθίας δεδομένων με 405 bits. Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή της ακολουθίας αυτής είναι ίδια με εκείνη που παρουσιάστηκε στην Εικόνα 2. 25. Βέβαια, ο τετραπλασιαστής έχει διαμορφωθεί έτσι ώστε οι καθυστερήσεις που επιβάλλονται σε κάθε στάδιο να είναι τέτοιες ώστε να προκύψει στην έξοδο του τετραπλασιαστή η επιθυμητή ακολουθία πακέτων των 405 bits. Η ακολουθία αυτή, όπως προκύπτει στην έξοδο του τετραπλασιαστή φαίνεται στην Εικόνα 2. 33.



Εικόνα 2. 33: (α) Πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s στην έξοδο του τετραπλασιαστή όπως φαίνονται στον παλμογράφο σε λειτουργία καταγραφής ίχνους (trace) με χρονική κλίμακα 1 ns/div και διαγράμματος ματιού (eye diagram) με χρονική κλίμακα 10 ps/div.

2.7 Σύνοψη

Το παρόν κεφάλαιο έχει συμπεριληφθεί για να δώσει μία πλήρη περιγραφή των διατάξεων που χρησιμοποιήθηκαν για την παραγωγή των οπτικών σημάτων τα οποία χρησιμοποιήθηκαν ως σήματα δοκιμών στην είσοδο του εκάστοτε αναπτυχθέντος κυκλώματος. Τα οπτικά αυτά σήματα περιλαμβάνουν οπτικές ψηφιακές ακολουθίες πακέτων τόσο στα 10 όσο και στα 40 Gb/s. Έτσι, στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν όλα εκείνα τα χαρακτηριστικά της εργαστηριακής

υποδομής που αναπτύχθηκε για την αξιολόγηση των οπτικών κυκλωμάτων που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής (οπτικά ρολόγια, οπτικές παλμοσειρές δεδομένων και πακέτα δεδομένων). Η τεχνική που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή ακολουθιών οπτικών παλμών συνεχούς ροής είναι η διαμόρφωση απολαβής σε ημιαγώγιμο DFB λέιζερ. Η τεχνική της διαμόρφωσης απολαβής διοδικού λέιζερ για την παραγωγή στενών οπτικών παλμών είναι μία αρκετά αποδοτική τεχνική, παρόλο που παρουσιάζει έντονα το φαινόμενο της στιγμιαίας μεταβολής της συχνότητας (chirp) στους παραγόμενους παλμούς στην έξοδο. Όμως, το παραγόμενο chirp μπορεί να εξαλειφθεί, όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 2.3.5. Η τεχνική αυτή, μάλιστα, είναι πολύ σημαντική, εφόσον με αυτήν επιτυγχάνεται η χρονική συμπίεση των παραγόμενων παλμών. Οι παραγόμενες οπτικές ακολουθίες παλμών συνεχούς ροής χρησιμοποιήθηκαν έπειτα για την παραγωγή δεδομένων στα 10 Gb/s με τη βοήθεια οπτικών διαμορφωτών. Για τις ανάγκες υψίρρυθμων κυκλωμάτων, παράχθηκε σήμα με ρυθμό στα 40 Gb/s με την βοήθεια οπτικών τετραπλασιαστών συχνότητας, ενώ με τη βοήθεια της ίδια διάταξης του οπτικού τετραπλασιαστή και τη βοήθεια ενός κώδικα σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab παράχθηκαν πακέτα δεδομένων διαφόρου μήκους στα 40 Gb/s χωρίς τη χρήση επιπλέον διαμορφωτών. Έτσι, στην τελευταία ενότητα του παρόντος κεφαλαίου περιγράφεται η αρχή σχεδιασμού και η υλοποίηση του κώδικα που αναπτύχθηκε σε Matlab για την παραγωγή του κατάλληλου μορφοτύπου στα 10 Gb/s, απαραίτητου για τη δημιουργία της επιθυμητής ακολουθίας πακέτων δεδομένων στη έξοδο της διάταξης τετραπλασιασμού δεδομένων.

Αναφορές Κεφαλαίου

- [2.1] http://en.wikipedia.org/wiki/Laser_diode
- [2.2] http://en.wikipedia.org/wiki/Light-emitting_diode
- [2.3] <http://stiemiss.blogspot.com>
- [2.4] D. M. Spirit, A. D. Ellis and P. E. Barnsley, "Optical time division multiplexing: systems and networks", IEEE Commun. Mag., vol. 32, No. 12, pp. 56-62, 1994.
- [2.5] G. P. Agrawal, "Semiconductor lasers: Past, Present and Future", AIP Press, Woodbury, NY, 1995.
- [2.6] P. Paulus, R. Langenhorst and D. Jager, "Generation and optimum control of picosecond optical pulses from gain-switched semiconductor lasers", IEEE J. Quantum Electron., vol. 24, No. 8, pp. 1519-1523, 1988.
- [2.7] E. Siegman, "Lasers", University Science Book, 1st Ed., California, 1986.
- [2.8] Lin, C. A. Burrus, G. Eisenstein, R. S. Tucker, P. Besomi and R. J. Nelson, "11.2 GHz picosecond optical pulse generation in gain-switched short cavity InGaAsP injection laser by high-frequency direct modulation", Electron. Lett., vol. 20, No. 6, pp. 238-240, 1984.
- [2.9] R. T. Hawkins, "Generation of <3 ps optical pulses by fiber compression of gain-switched InGaAsP DFB laser pulses", Electron. Lett., vol. 26, No. 5, pp. 292-294, 1990.
- [2.10] Δημήτρης Μ. Τσιώκος, " Φωτονικά Ψηφιακά Κυκλώματα Δρομολόγησης και Αναγέννησης Δεδομένων για Δίκτυα Οπτικών Ινών", Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, Ιούνιος 2007.
- [2.11] S.-D. Cho, C.-H. Lee and S.-Y. Shin, "Limit of optical pulsewidth in the gain-switched DFB semiconductor laser", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, No. 7, pp. 782-784, 1999.
- [2.12] P. A. Morton, T. Tanbun-Ek, R. A. Logan, N. Chand, K. W. Wecht, A. M. Sergent and P. F. Sciortino, Jr., "Packaged 1.55 μm DFB laser with 25 GHz modulation bandwidth", Electron. Lett., vol. 30, No. 24, pp. 2044-2046, 1994.
- [2.13] P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", 2nd Ed., Academic Press Inc., CA, 1989.
- [2.14] Γ. Θεοφιλόπουλος, "Αμιγώς οπτική μεταγωγή πακέτων για ψηφιακά δίκτυα υπερυψηλών ταχυτήτων", Διδακτορική Διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2003.
- [2.15] A. Takada, T. Sugie and M. Saruwatari, "High_Speed Picosecond Compression from Gain-Switched 1.3 um Distributed Feedback-Laser Diode through Highly Dispersive Single-Mode Fiber", Journal of Lightwave Technology, Vol. 5, No. 10, pp. 1525-1533, 1986.
- [2.16] K. Petermann, "Laser Modulation and Noise", Kluwer Academic Publishers, pp. 120, 125-130.

- [2.17] K. Hinton and T. Stephens, "Modeling high-speed optical transmission systems", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, No. 4, pp. 380-392, 1993.
- [2.18] Μ. Θ. Καλύβας, "Αμιγώς οπτική ψηφιακή επεξεργασία σήματος σε τηλεπικοινωνιακά δίκτυα με το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας", Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, 2003.
- [2.19] F. Futami, Y. Takushima, and K. Kikutsi, "Generation of 10 GHz, 200 fs Fourier transform limited optical pulse train in from modelocked semiconductor laser at 1.55 μ m by pulse compression using dispersion-flattened fiber with normal group-velocity dispersion", *Electron. Lett.*, vol. 34, No. 22, pp. 2129-2130, 1998.
- [2.20] Y. Matsui, M. D. Pelusi, and A. Suzuki, "Generation of 20-fs Optical Pulses from a Gain-Switched Laser Diode by a Four-Stage Soliton Compression Technique", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 10, pp. 1217-1219, 1999.
- [2.21] S. V. Chernikov, D.J. Richardson, E. M. Dianov, and D. N. Payne, "Picosecond soliton pulse compressor based on dispersion decreasing fiber", *Electron. Lett.*, vol. 28, No. 19, pp. 1842-1844, 1992.
- [2.22] K. Suzuki, K. Iwatsuki, S. Nishi, M. Saruwatari, and T. Kitoh, "160 Gb/s sub-picosecond transform-limited pulse signal generation utilizing adiabatic soliton compression and optical time division multiplexing", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 2, pp. 352-354, 1994.
- [2.23] M. Nakazawa, E. Yoshida, H. Kubota, and Y. Kimura, "Generation of a 170 fs , 10 GHz transform-limited pulse train at 1.55 μ m using a dispersion decreasing, erbium-doped active soliton compressor", *Electron. Lett.*, vol. 30, No. 19, pp. 2038-2040, 1994.
- [2.24] P. E. Green, "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc, New Jersey, 1993.
- [2.25] Κωνσταντίνος Χ. Βურσωκινός, "Αμιγώς Οπτική Επεξεργασία Δεδομένων σε Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα", Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα, Ιούνιος 2007.

Εικόνες Κεφαλαίου

Εικόνα 2.1: Γραφική αναπαράσταση της εργαστηριακής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή οπτικών ψηφιακών σημάτων δοκιμών για τα παραγόμενα οπτικά κυκλώματα.

Εικόνα 2. 2: (α) Ένα πακεταρισμένο (packaged) διοδικό laser και ένα νόμισμα για κλίμακα και (β) Διάγραμμα ενός απλού διοδικού laser [2.1].

Εικόνα 2. 3: Το εσωτερικό μιας διόδου εκπομπής φωτός [2.2].

Εικόνα 2. 4: Εξαναγκασμένη εκπομπή [2.3].

Εικόνα 2. 5: Διοδικό laser κατανεμημένης ανάδρασης - DFB lasers

Εικόνα 2. 6: Η διάταξη για τη CW λειτουργία της διόδου

Εικόνα 2. 7: Φάσμα διόδου στα 1553 nm σε λογαριθμική κλίμακα. Κλίμακα άξονα μήκους κύματος: 2 nm/div. Κλίμακα κάθετου άξονα ισχύος: 5 dB/div.

Εικόνα 2. 8: Παραγωγή του ηλεκτρικού σήματος για την διαμόρφωση απολαβής

Εικόνα 2. 9: Αρχή λειτουργίας της τεχνικής διαμόρφωσης απολαβής ενός διοδικού laser [2.10].

Εικόνα 2. 10: Διάταξη για την παλμική λειτουργία της διόδου στα 10 GHz με τη μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής.

Εικόνα 2. 11: (α) Ίχνος αυτοσυσχέτισης των παλμών στην έξοδο του οπτικού απομονωτή. Χρονική κλίμακα: 10 psec/div. (β) Οπτικό φάσμα του παλμικού σήματος στην έξοδο του οπτικού απομονωτή. Κλίμακα άξονα μήκους κύματος: 2 nm/div. Κλίμακα κάθετου άξονα ισχύος: 5 dB/div.

Εικόνα 2. 12: Παλμός Gauss με χρονικά μεταβαλλόμενη στιγμιαία συχνότητα για (α) $C > 0$ και (β) $C < 0$.

Εικόνα 2. 13: (α) Ίχνος αυτοσυσχέτισης των παλμών στην έξοδο της DCF ίνας. Χρονική κλίμακα: 8 psec/div. (β) Διάγραμμα ματιού του παλμικού σήματος στην έξοδο της DCF ίνας. Χρονική κλίμακα: 10 psec/div.

Εικόνα 2. 14: Διάταξη για την παλμική λειτουργία της διόδου στα 10 GHz με την μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής και την γραμμική συμπίεση παλμών.

Εικόνα 2. 15: Οπτική παλμοσειρά ρολογιού στα 10 GHz στην έξοδο της DCF ίνας. Χρονική κλίμακα: 500 psec/div.

Εικόνα 2. 16: Παλμός μορφής Gauss μετά τη διάδοση του στην ίνα υπό την επίδραση SPM (κόκκινο χρώμα) και το αντίστοιχο τρέμουλο συχνότητας (πράσινο χρώμα) [2.25].

Εικόνα 2. 17: Διεύρυνση φάσματος για ένα παλμό μορφής Gauss χωρίς αρχικό chirp. Σε καθένα από τα φάσματα έχει αντιστοιχηθεί η μέγιστη στροφή φάσης ϕ_{max} στο κέντρο του παλμού [2.13].

Εικόνα 2. 18: Φάσμα ενός γκαουσιανού παλμού μετά από μη γραμμική στροφή φάσης $\phi_{max} = 4.5\pi$, στην περίπτωση που αυτός δεν έχει αρχικό chirp ($C = 0$) (αριστερή εικόνα), στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = 5$ (μεσαία εικόνα) και στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = -5$ (δεξιά εικόνα) [2.13].

Εικόνα 2. 19: Αρχή λειτουργίας μη γραμμικού συμπιεστή σολιτονίων (α) Παλμός εισόδου στη μη γραμμική ίνα με αρχικό chirp $C=0$, (b) παλμός στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας όπου απεικονίζεται και το θετικό chirp που έχει αποκτήσει ο παλμός (c) Παλμός στην έξοδο της απλής μονορυθμικής ίνας όπου απεικονίζονται οι πλευρικοί λοβοί στη βάση του όπως επίσης και το μη αντισταθμισμένο chirp στα άκρα του [2.25].

Εικόνα 2. 20: Διάταξη για την παλμική λειτουργία της διόδου στα 10 GHz με την μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής, τη γραμμική καθώς και τη μη-γραμμική συμπίεση των παλμών.

Εικόνα 2. 21: Δομή ενός διαμορφωτή πλάτους τύπου Mach-Zehnder.

Εικόνα 2. 22: Συνάρτηση μεταφοράς και λειτουργία του διαμορφωτή Mach-Zehnder.

Εικόνα 2. 23: Δομικό διάγραμμα της διάταξης παραγωγής οπτικών δεδομένων PRBS συνεχούς ροής στα 10 Gb/s.

Εικόνα 2. 24: Οπτικό σήμα δεδομένων στα 10 Gb/s όπως εμφανίζεται σε οπτικό παλμογράφο. Χρονική κλίμακα: 500 psec/div.

Εικόνα 2. 25: Διάταξη για τον τετραπλασιασμό οπτικών δεδομένων PRBS από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s.

Εικόνα 2. 26: (α) Δεδομένα συνεχούς ροής στα 40 Gb/s στην έξοδο του τετραπλασιαστή όπως φαίνονται στον παλμογράφο σε λειτουργία καταγραφής ίχνους (trace) με χρονική κλίμακα 100 ps/div και διαγράμματος ματιού (eye diagram) με χρονική κλίμακα 10 ps/div.

Εικόνα 2.27: Γραφική αναπαράσταση της εργαστηριακής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s.

Εικόνα 2. 28: Πρώτο στάδιο διαδικασίας τετραπλασιασμού ακολουθίας στα 10 Gb/s. Το αποτέλεσμα είναι ο διπλασιασμός της ακολουθίας.

Εικόνα 2. 29: Δεύτερο στάδιο διαδικασίας τετραπλασιασμού ακολουθίας στα 10 Gb/s. Το αποτέλεσμα είναι ο διπλασιασμός της ακολουθίας που προέκυψε από το πρώτο στάδιο και άρα ο τετραπλασιασμός της αρχικής ακολουθίας.

Εικόνα 2. 30: Παράδειγμα αρχείου που περιέχει την επιθυμητή ακολουθία πακέτων στην έξοδο του τετραπλασιαστή.

Εικόνα 2. 31: Παράδειγμα αρχείου που δημιουργείται μετά την εκτέλεση του κώδικα και που περιέχει σε δυαδική μορφή το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων.

Εικόνα 2. 32: Παράδειγμα αρχείου που δημιουργείται μετά την εκτέλεση του κώδικα και που περιέχει σε δεκαεξαδική μορφή το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων.

Εικόνα 2. 33: (α) Πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s στην έξοδο του τετραπλασιαστή όπως φαίνονται στον παλμογράφο σε λειτουργία καταγραφής ίχνους (trace) με χρονική κλίμακα 1 ns/div και διαγράμματος ματιού (eye diagram) με χρονική κλίμακα 10 ps/div.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΟΣ 2×2 ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΙΣΧΥΡΑ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΙΝΑΣ ΟΞΕΙΔΙΟΥ ΤΟΥ ΒΙΣΜΟΥΘΙΟΥ

3.1 Εισαγωγή

Η ανάπτυξη αμιγώς οπτικών διακοπών αποτέλεσε αναμφισβήτητα σταθμό στην πορεία προς την οπτική μεταγωγή πακέτου και την αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος. Στη γενική περίπτωση, η υλοποίηση ενός αμιγώς οπτικού διακόπτη γίνεται με τη χρήση κατάλληλων οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων, οι οποίες γενικά εκμεταλλεύονται το μη γραμμικό φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross Phase Modulation – XPM) [3.1], [3.2] το οποίο λαμβάνει χώρα στο εσωτερικό οπτικών ινών ή στοιχείων όπως ο οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού (Semiconductor Optical Amplifier – SOA). Ουσιαστικά οι συμβολομετρικές διατάξεις λειτουργούν ως απλές οπτικές πύλες οι οποίες ελέγχονται μέσω κατάλληλων οπτικών σημάτων. Ανάλογα με την τιμή που

λαμβάνει το οπτικό σήμα ελέγχου, ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση μεταγωγής ή μη μεταγωγής αντιστοίχως.

Μέχρι σήμερα έχουν προταθεί και παρουσιαστεί διάφορες οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις οι οποίες λειτουργούν εκμεταλλευόμενες το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης. Οι σημαντικότερες από αυτές είναι οι εξής [3.3]:

- **NOLM:** Nonlinear Optical Loop Mirror – Μη Γραμμικός Καθρέπτης Βρόχου Ίνας.
- **Συμβολόμετρο Sagnac.**
- **SLALOM / TOAD:** Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror – Καθρέπτης Βρόχου με Ημιαγώγιμο Οπτικό Ενισχυτή / Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer – Ασύμμετρος Οπτικός Αποπολυπλέκτης.
- **Συμβολόμετρο Mach – Zehnder:** Υπάρχουν δύο αρχιτεκτονικές του εν λόγω συμβολομέτρου: Colliding Pulse Mach – Zehnder (CPMZ) και Symmetric Mach – Zehnder (SMZ).
- **UNI:** Ultrafast Nonlinear Interferometer – Μη Γραμμικό Συμβολόμετρο Υπερυψηλής Ταχύτητας.

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται με αναλυτικό τρόπο η σχεδίαση και η θεωρητική ανάλυση καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ενός 2x2 οπτικού διακόπτης μεταγωγής (2x2 All-Optical Exchange-Bypass Switch). Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με χρήση του λογισμικού πακέτου VPI Transmission Maker. Ο 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής [3.4], [3.5] υλοποιήθηκε με βάση το **μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας (Ultrafast Nonlinear Interferometer – UNI)** [3.6], [3.7] ενώ το μη γραμμικό μέσο που χρησιμοποιήθηκε για την διέγερση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) ήταν 0.8 m από μια **ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου (Bismuth Oxide Nonlinear Fiber)** με συντελεστή μη γραμμικότητας γ της τάξεως των $950 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ [3.8].

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι παλαιότερες υλοποιήσεις του UNI (κυρίως χρησιμοποιώντας SOA ως μη γραμμικό μέσο) έχουν ήδη λειτουργήσει ως 2x2 διακόπτες μεταγωγής, οι οποίοι δύνανται να χρησιμοποιηθούν σε πολλές εφαρμογές. Οι διακόπτες αυτοί λειτουργούν με πακέτα δεδομένων αυθαιρέτου μήκους και περιεχομένου και είναι κατάλληλοι για οπτική μεταγωγή πακέτου σε υπερυψηλές ταχύτητες (Optical Packet Switching), υλοποίηση οπτικών στοιχείων διασύνδεσης (Optical Cross/Connects – OXCs), αντιμετάθεση χρονοσχημάτων (Time Slot Interchanging), οπτική πολυπλεξία προσθήκης/αφαίρεσης (Optical Add/Drop Multiplexing) και εισαγωγή/εξαγωγή της επικεφαλίδας πακέτου (Packet Header Insertion/Extraction) [3.9], [3.10]. Ακόμη, με βάση το UNI έχουν υλοποιηθεί οπτικά κυκλώματα ψηφιακής λογικής όπως απλές λογικές πύλες AND και XOR [3.11], [3.12], [3.13], ημιαθροιστές [3.14] καθώς και αμιγώς οπτικά κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού (Clock Recovery) [3.11], [3.15].

Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα παρουσιασθεί εκτενώς η αρχή λειτουργίας του UNI και στην περίπτωση ενός αλλά και στην περίπτωση δύο οπτικών σημάτων εισόδου (λειτουργία ως 2x2 διακόπτης) με παράλληλη περιγραφή των βασικών οπτικών στοιχείων που συνθέτουν το κύκλωμα. Ακόμη, θα αναλυθεί θεωρητικά το

μη γραμμικό φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμουθίου, της οποίας θα παρατεθούν οι ιδιότητες καθώς και οι κύριες εφαρμογές.

3.2 Οπτικός διακόπτης τύπου UNI

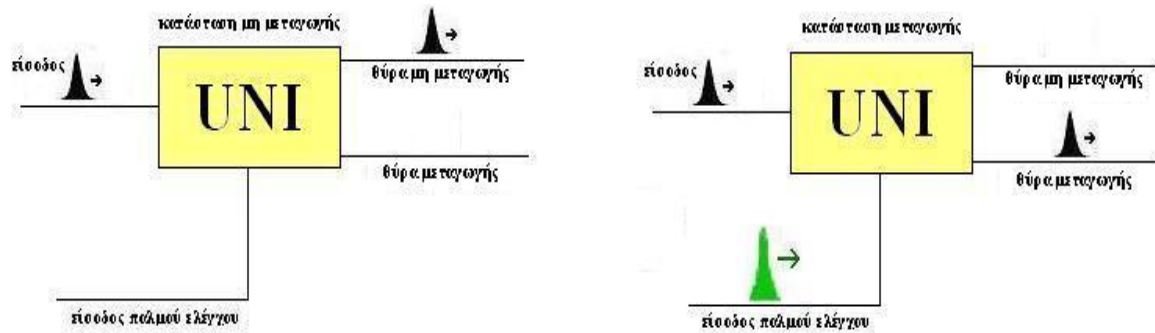
Το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλών ταχυτήτων UNI (Ultra-fast Non-linear Interferometer) χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του 2x2 αμιγώς οπτικού διακόπτη μεταγωγής. Η παρούσα ενότητα αποσκοπεί στη λεπτομερή περιγραφή της δομής του και του τρόπου λειτουργίας του.

Το UNI ανήκει στην κατηγορία των συμβολομέτρων μονού βραχίονα (Single Arm Interferometer-SAI) [3.16], [3.6] και παρουσιάστηκε με πρωταρχικό στόχο να απαλείψει την ευαισθησία των συμβολομέτρων ίνας δύο βραχιόνων σε θερμικές και ακουστικές μεταβολές. Στην πρώτη του υλοποίηση, το SAI χρησιμοποίησε τυπική οπτική ίνα ως μη γραμμικό μέσο [3.16], και λίγο αργότερα με την αντικατάσταση της ίνας από έναν μη γραμμικό GaAs κυματοδηγό ως μη γραμμικό στοιχείο [3.6] η διάταξη μετονομάστηκε σε αμιγώς οπτικό διακόπτη Mach-Zehnder πολωτικής διάκρισης (Polarization-Discriminating Mach-Zehnder-PDMZ). Την τελική του ονομασία και συνδεσμολογία το UNI την οφείλει στο πανεπιστήμιο του MIT [3.17].

Η πειραματική υλοποίηση του UNI, στα πλαίσια αυτής της διατριβής, βασίστηκε στη διάταξη της ομόρροπης συνδεσμολογίας, όπου τα σήματα εισόδου και ελέγχου διαδίδονται σε όμοιες κατευθύνσεις (co-propagate). Για το λόγο αυτό, η ανάλυση του τρόπου λειτουργίας και του δομικού διαγράμματος του UNI, η οποία ακολουθεί, εστιάζεται στη διάταξη της ομόρροπης συνδεσμολογίας και αναλύεται για τις δύο διαφορετικές λειτουργίες της μεταγωγής σήματος και της μη-μεταγωγής σήματος.

3.2.1 Αρχή λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου

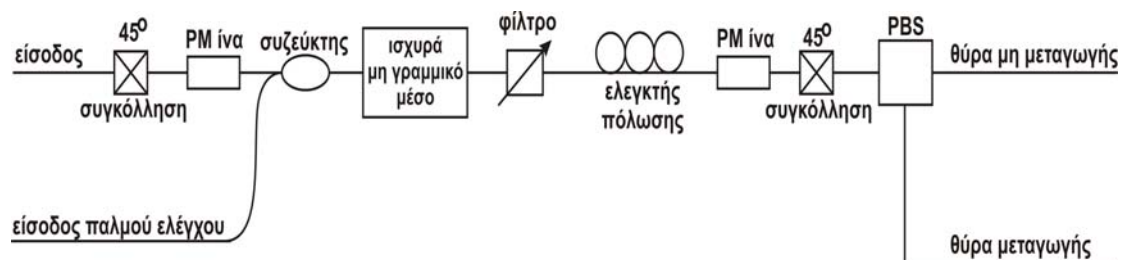
Στην παράγραφο αυτή θα αναλυθεί η αρχή λειτουργίας του μη γραμμικού συμβολομέτρου υπερυψηλής ταχύτητας (UNI) στην περίπτωση ενός οπτικού σήματος εισόδου. Βέβαια, στην περίπτωση του πειράματός μας, το UNI χρησιμοποιήθηκε ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής, δηλαδή με δύο οπτικά σήματα εισόδου και δύο οπτικά σήματα εξόδου. Εντούτοις, η μελέτη του UNI με ένα σήμα εισόδου είναι επιβεβλημένη για την καλύτερη κατανόησή του, αφού η λειτουργία του ως 2x2 διακόπτης είναι αρκετά περίπλοκη. Η αρχή λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου παρουσιάζεται στην παρακάτω Εικόνα 3. 1 απουσία και παρουσία σήματος ελέγχου αντιστοίχως:



Εικόνα 3. 1: Αρχή λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου σε κατάσταση μη μεταγωγής και μεταγωγής αντιστοίχως.

Όπως φαίνεται και από το ανωτέρω σχήμα, το μοναδικό σήμα εισόδου εισέρχεται στο UNI και δύναται να εξέλθει από μία εκ των δύο θυρών εξόδου. Η θύρα εξόδου καθορίζεται από την απουσία ή την παρουσία του σήματος ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, απουσία του σήματος ελέγχου, ο παλμός εξέρχεται από τη θύρα μη μεταγωγής και λέμε ότι το συμβολόμετρο βρίσκεται σε κατάσταση μη μεταγωγής, ενώ παρουσία του σήματος ελέγχου, ο παλμός εξέρχεται από τη θύρα μεταγωγής και λέμε ότι το συμβολόμετρο βρίσκεται σε κατάσταση μεταγωγής. Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι στην περίπτωση που μελετούμε το σήμα εισόδου και το σήμα ελέγχου στην κατάσταση μεταγωγής είναι συνδιαδιδόμενα και έχουν διαφορετικό μήκος κύματος, καθώς υπάρχουν και υλοποιήσεις του UNI στις οποίες τα σήματα αυτά διαδίδονται αντίθετα.

Η γενική μορφή του μη γραμμικού συμβολομέτρου υπερυψηλής ταχύτητας (UNI) στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου το οποίο συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στην κατάσταση μεταγωγής παρουσιάζεται στην κατωτέρω Εικόνα 3. 2. Στη συνέχεια γίνεται μια σύντομη περιγραφή των κυριότερων οπτικών στοιχείων που φαίνονται στο εν λόγω σχήμα, τα οποία συνθέτουν το κύκλωμα του UNI. Αμέσως μετά περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία του UNI στις περιπτώσεις μη μεταγωγής και μεταγωγής αντιστοίχως.



Εικόνα 3. 2: Γενική μορφή της διάταξης του UNI στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου το οποίο συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στην κατάσταση μεταγωγής.

PM ίνα (Polarization Maintaining Fiber – Ίνα διατήρησης της πόλωσης). Γενικά, οι οπτικές ίνες δεν διατηρούν τη πολωτική κατάσταση του οπτικού πεδίου που κυκλοφορεί μέσα τους. Εξαιτίας της μη τέλεις κυκλικής συμμετρίας των ινών, ο δείκτης διάθλασης και συνεπώς οι ταχύτητες φάσης είναι διαφορετικές για τις δύο κάθετες συνιστώσες του πεδίου και το μέσο διάδοσης λέμε ότι εμφανίζει διπλοθλαστικότητα (Birefringence). Εξαιτίας της διπλοθλαστικότητας η πολωτική

κατάσταση του φωτός στην έξοδο της ίνας μεταβάλλεται βαθμιαία με αποτέλεσμα να προκαλείται σύζευξη του φωτός από τη μία κατάσταση στην άλλη. Για τη καταστολή της ανεπιθύμητης σύζευξης ισχύος από άξονα σε άξονα αναπτύχθηκαν οι διπλοθλαστικές ίνες ή αλλιώς, ίνες διατήρησης της πόλωσης (PM fibers). Η ιδέα πάνω στην οποία στηρίζεται η κατασκευή PM ινών είναι η τεχνητή αύξηση της διαφοράς των ταχυτήτων διάδοσης στους δύο άξονες. Με το τρόπο αυτό περιορίζεται η σύζευξη σε αμελητέα επίπεδα. Οι μηχανισμός μέσω του οποίου αυξάνεται η διαφορά στις ταχύτητες μεταξύ των δύο αξόνων έγκεινται συνήθως είτε στη μεταβολή των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της ίνας (ελλειπτική κατασκευή του πυρήνα ή του μανδύα), είτε στην άσκηση αξονικής πίεσης και στην κάμψη της ίνας, είτε στην άσκηση εξωτερικής δύναμης και στην περιστροφή της.

Οπτικός συζεύκτης (Optical Coupler). Ο οπτικός συζεύκτης χρησιμοποιείται για τον χωρισμό ή τη σύζευξη της οπτικής ισχύος σε συγκεκριμένο ποσοστό. Ο μηχανισμός λειτουργίας του συζεύκτη στηρίζεται στην ύπαρξη μιας στενής, κενής περιοχής ανάμεσα σε δύο προσκείμενες ίνες. Αυτό επιτρέπει τη ζεύξη ανάμεσα στους δύο πυρήνες που έρχονται σε επαφή καθώς το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εκτείνεται πέρα από αυτούς. Ο συζεύκτης είναι παθητική διάταξη, στην οποία υφίσταται μεταφορά ισχύος από την ή τις εισόδους στην ή στις εξόδους του. Ανάλογα με τον αριθμό των θυρών εισόδου – εξόδου ο συζεύκτης αναφέρεται και ως διαχωριστής, συγκεντρωτής, συζεύκτης αστέρα. Στην περίπτωση μας, ο συζεύκτης χρησιμοποιείται για τη σύζευξη των ισχύων των σημάτων εισόδου και ελέγχου. Υπάρχουν δύο τεχνικές κατασκευής συζευκτών. Η πιο διαδεδομένη είναι η τεχνική των συντηγμένων συζευκτών δικωνικής εκκλέπτυνσης ενώ η άλλη τεχνική είναι η τεχνική της λειασμένης επιφάνειας.

Ισχυρά μη γραμμικό μέσο (Highly NonLinear Medium). Είναι το σημαντικότερο οπτικό στοιχείο του UNI καθώς είναι υπεύθυνο για την διέγερση του μη γραμμικού φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM). Η μη γραμμικότητα εισάγεται από την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης του μέσου από τη συνολικά κυματοδηγούμενη ισχύ, ένα φαινόμενο το οποίο είναι γνωστό και ως φαινόμενο Kerr [3.1], [3.2]. Η εκμετάλλευση του εν λόγω φαινομένου έγκειται στην μεταβολή της φάσης κατά 180° μιας συγκεκριμένης συνιστώσας του σήματος εισόδου η οποία συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στο εσωτερικό του μη γραμμικού μέσου. Το μη γραμμικό μέσο μπορεί να είναι είτε ένας οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού (Semiconductor Optical Amplifier – SOA) είτε ένα κατάλληλο μήκος οπτικής ίνας κατασκευασμένης από συγκεκριμένο υλικό, όπως συμβαίνει στην περίπτωση μας με την ισχυρά μη γραμμική ίνα οξειδίου του Βισμούθιου. Συγκρινόμενες με αντίστοιχες διατάξεις ημιαγωγών οι οποίες παρουσιάζουν περιορισμένη ταχύτητα λειτουργίας, οι διατάξεις που βασίζονται σε οπτικές ίνες παρέχουν συγκεκριμένα πλεονεκτήματα όπως μικρό χρόνο απόκρισης (μερικά fsec), καμία ανάγκη ηλεκτρικής πόλωσης και αποφυγή σπατάλης θερμότητας [3.18].

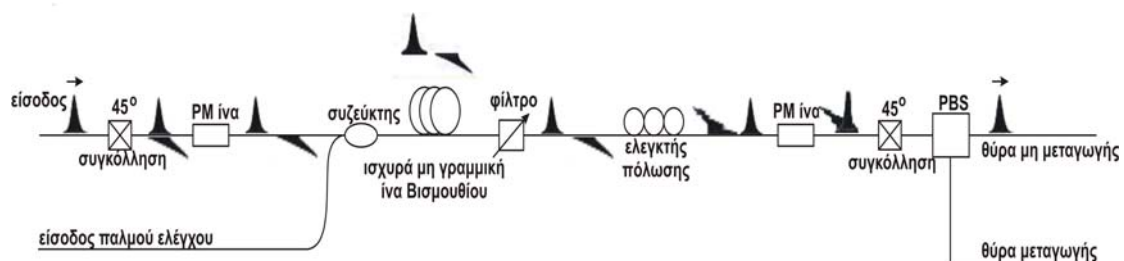
Οπτικό φίλτρο (Optical Filter). Το οπτικό φίλτρο γενικά χρησιμοποιείται στις περιπτώσεις όπου είναι επιθυμητή η διέλευση ενός σήματος συγκεκριμένου μήκους κύματος και παράλληλα η αποκοπή όλων των υπολοίπων σημάτων διαφορετικού μήκους κύματος. Είναι μια ζωνοπερατή διάταξη η οποία εκμεταλλεύεται το φαινόμενο της συμβολής το οποίο προκύπτει από την υπέρθεση δύο ή περισσότερων οπτικών κυμάτων. Στην περίπτωση μας, το οπτικό φίλτρο έχει κεντρικό μήκος κύματος αυτό του σήματος εισόδου έτσι ώστε να αποκόπει την διέλευση του παλμού ελέγχου, ο οποίος έχει διαφορετικό μήκος κύματος και να επιτρέπει τη διέλευση μόνο του σήματος εισόδου μετά το μη γραμμικό μέσο.

Ελεγκτής πόλωσης (Polarization Controller). Ο ελεγκτής πόλωσης είναι ένα οπτικό στοιχείο με τρεις βαθμούς ελευθερίας που μας επιτρέπει να στρέφουμε με συστηματικό τρόπο τη γωνία πόλωσης του πολωμένου φωτός που προσπίπτει σε αυτόν. Αποτελείται από συνδυασμό πλακιδίων καθυστέρησης φάσης $\lambda/2$ και $\lambda/4$. Στα πλακίδια αυτά οι συνιστώσες του φωτός αποκτούν διαφορετική καθυστέρηση, ανάλογα με τον άξονα διάδοσης που τους αντιστοιχεί. Η διαφορά φάσης που εισάγεται φτάνει τις 180° και 90° αντίστοιχα. Στρέφοντας τα πλακίδια αλλάζουμε τη γωνία με την οποία το φως προσπίπτει πάνω τους, μεταβάλλοντας αντίστοιχα τις δύο συνιστώσες και ρυθμίζοντας άρα τη διαφορά φάσης που θα αποκτήσουν. Με τον τρόπο αυτό μεταβάλλουμε την πολωτική κατάσταση του φωτός. Στην περίπτωση μας, ο ελεγκτής πόλωσης χρησιμοποιείται για την στροφή της φάσης και των δύο συνιστωσών του σήματος εισόδου κατά 90° .

PBS (Polarization Beam Splitter – διαχωριστής πόλωσης). Ο διαχωριστής πόλωσης είναι ένας κατευθυντικός συζεύκτης ευαίσθητος στην πόλωση, ο οποίος χρησιμοποιείται για πολυπλεξία ή αποπολυπλεξία πολώσεων ή μηκών κύματος. Ο διαχωριστής πόλωσης διαιρεί μία προσπίπτουσα ακτινοβολία σε δυο κάθετα πολωμένες συνιστώσες, εμφανίζοντας καθεμία από αυτές σε δύο ξεχωριστές εξόδους. Μπορεί όμως να χρησιμοποιηθεί και αντίστροφα με δύο εισερχόμενα σήματα εισόδου από τα οποία περνούν στην μοναδική έξοδο συγκεκριμένες κάθετες μεταξύ τους συνιστώσες. Στην περίπτωση μας, οι δύο έξοδοι του PBS αποτελούν και τις δύο θύρες εξόδου του UNI, μεταγωγής και μη μεταγωγής αντίστοιχως. Παρακάτω θα δούμε ότι για να λειτουργήσει το UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης, απαιτείται η προσθήκη ενός ακόμη PBS στην είσοδο της διάταξης. Η βασική αρχή λειτουργίας των περισσότερων PBS βασίζεται στις συνέπειες της διπλοθλαστικότητας, της διάθλασης σε πολυστρωματικά διηλεκτρικά, της απορρόφησης, της περίθλασης σε δομές φράγματος, ή και σε συνδυασμό κάποιων από τα ανωτέρω.

(i) Λειτουργία στην κατάσταση μη μεταγωγής

Στην ενότητα αυτή θα αναλυθεί λεπτομερώς η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου στην κατάσταση μη μεταγωγής, δηλαδή απουσία σήματος ελέγχου. Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται η διάταξη του UNI και επιδεικνύεται αναλυτικά η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του στην κατάσταση μη μεταγωγής.



Εικόνα 3. 3: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του UNI στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου και στην κατάσταση μη μεταγωγής.

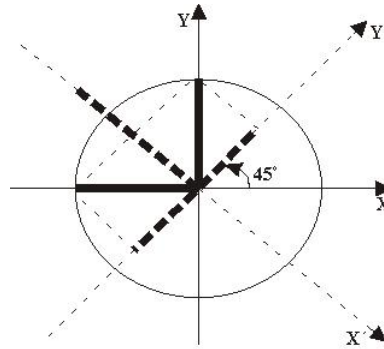
Έστω ότι στην είσοδο του UNI, στο αριστερό μέρος του παραπάνω σχήματος, εισέρχονται οπτικοί παλμοί συχνότητας $f_{\text{bit}} = 1/T_{\text{bit}}$ όπου T_{bit} είναι η περίοδος των παλμών. Περνώντας από τη συγκόλληση των 45° , το σήμα εισόδου διαχωρίζεται σε δύο ίσες συνιστώσες, μία οριζόντια και μία κάθετη. Ακολουθεί ένα κατάλληλο μήκος PM ίνας της οποίας κάθε άξονας έχει διαφορετικό δείκτη διάθλασης, έστω n_x και n_y αντίστοιχα. Ως αποτέλεσμα, καθεμία από τις δύο κάθετες συνιστώσες του παλμού διαδίδεται με διαφορετική ταχύτητα μέσα στην PM ίνα, ίση με c/n_x και c/n_y αντίστοιχα, όπου c η ταχύτητα του φωτός στο κενό. Μόλις οι δύο συνιστώσες εξέρχονται από την PM ίνα, έχουν αποκτήσει μια χρονική καθυστέρηση ίση με Δt , η οποία δίνεται από την εξής σχέση:

$$\Delta t = \frac{L}{\left| \frac{c}{n_x} - \frac{c}{n_y} \right|} \quad (3.1)$$

όπου L το μήκος της PM ίνας. Χρησιμοποιώντας επομένως κατάλληλο μήκος αυτής της ίνας μπορεί να εισαχθεί μεταξύ των δυο ορθογώνια πολωμένων συνιστωσών οποιαδήποτε επιθυμητή καθυστέρηση.

Εν συνεχεία, οι δύο κάθετα πολωμένες συνιστώσες του παλμού εισέρχονται κατά σειρά στον οπτικό συζεύκτη, στην ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμουθίου και στο οπτικό φίλτρο. Τα τρία ανωτέρω οπτικά στοιχεία δεν επηρεάζουν τη μορφή, την καθυστέρηση και την πολωτική κατάσταση των δύο συνιστωσών, αφού δεν εισέρχεται οπτικός παλμός ελέγχου στη δεύτερη είσοδο του οπτικού συζεύκτη. Το επόμενο βήμα είναι ο ελεγκτής πόλωσης, ο οποίος προκαλεί μια στροφή φάσης κατά 90° και στις δύο συνιστώσες, οι οποίες μόλις εισέλθουν στη δεύτερη PM ίνα θα καθυστερήσουν αντίστροφα σε σχέση με την πρώτη PM ίνα. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι ότι η δεύτερη PM ίνα έχει το ίδιο μήκος L με την πρώτη ώστε να προκαλεί την ίδια χρονική καθυστέρηση Δt . Συνεπώς, εξερχόμενες οι συνιστώσες από τη δεύτερη PM ίνα και αφού έχουν καθυστερήσει αντίστροφα, θα συμπίπτουν χρονικά αλλά θα βρίσκονται σε κάθετες μεταξύ τους πολώσεις.

Ακολουθώς, οι δύο συνιστώσες συναντούν τον PBS, ο οποίος είναι συγκολλημένος στις 45° με την δεύτερη PM ίνα. Στο UNI ο PBS χρησιμοποιείται για να πραγματοποιηθεί η συμβολή των δύο κάθετα πολωμένων συνιστωσών που εξέρχονται από την δεύτερη PM ίνα. Ο μηχανισμός της συμβολής παρουσιάζεται στην παρακάτω Εικόνα 3. 4, όπου απεικονίζονται οι δύο συνιστώσες μόλις περνούν από το σημείο της συγκόλλησης των 45° στον PBS. Με X και Y συμβολίζονται οι άξονες της δεύτερης PM ίνας ενώ με X' και Y' οι άξονες της εισόδου του PBS. Οι συμπαγείς μαύρες γραμμές συμβολίζουν τις δύο κάθετα πολωμένες συνιστώσες του παλμού στην έξοδο της PM ίνας, ενώ οι διακεκομμένες γραμμές συμβολίζουν τις αναλυμένες συνιστώσες στους άξονες του PBS.

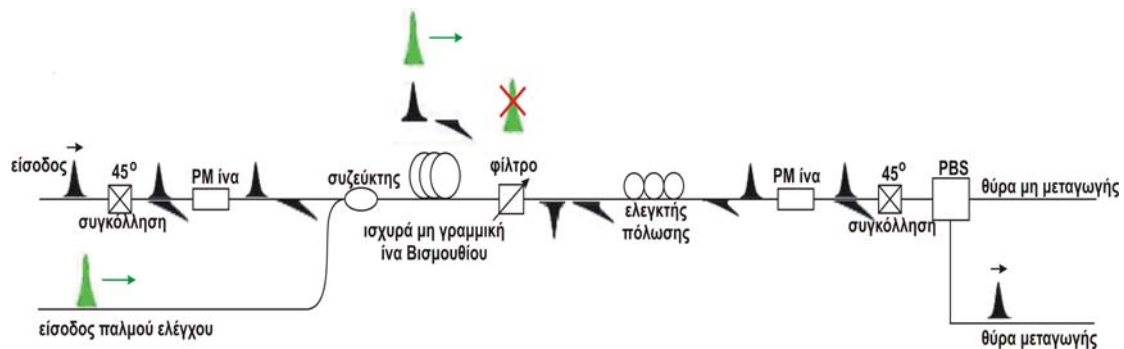


Εικόνα 3. 4: Συμβολή των δύο συνιστωσών στον PBS, στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Παρατηρείται ότι στον άξονα X' υπάρχει θετική συμβολή ενώ στον Y' αρνητική. Επομένως, ο παλμός που σχηματίζεται από τη θετική συμβολή θα εξέλθει από τη μία από τις δύο θύρες εξόδου του PBS (αυτή που αντιστοιχεί στον X'), η οποία και ονομάζεται θύρα εξόδου μη μεταγωγής (Unswitched Port – U). Αντίθετα, στον Y' δε σχηματίζεται παλμός αφού οι δύο συνιστώσες σε αυτόν τον άξονα συμβάλλουν αρνητικά και επομένως αλληλοαναιρούνται. Άρα, στην αντίστοιχη θύρα του PBS, η οποία ονομάζεται και θύρα εξόδου μεταγωγής (Switched Port – S), δεν θα εμφανιστεί παλμός.

(ii) Λειτουργία στην κατάσταση μεταγωγής

Στην ενότητα αυτή θα αναλυθεί λεπτομερώς η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου στην κατάσταση μεταγωγής, δηλαδή παρουσία σήματος ελέγχου το οποίο συνδιαδίδεται με το σήμα εισόδου. Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται η διάταξη του UNI και επιδεικνύεται αναλυτικά η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του στην κατάσταση μεταγωγής. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, η πορεία των σημάτων αριστερά από τον οπτικό συζεύκτη είναι η ίδια με την περίπτωση της μη μεταγωγής. Τώρα όμως, στην δεύτερη είσοδο του συζεύκτη εισάγεται και το παλμικό σήμα ελέγχου, το οποίο σχεδιάζεται με πράσινο χρώμα στο σχήμα. Ο παλμός ελέγχου ρυθμίζεται έτσι ώστε να συγχρονιστεί με μία από τις δύο ορθογώνιες συνιστώσες του παλμού εισόδου (έστω με αυτή που υστερεί στο χρόνο) κατά την είσοδο στην ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμούθιου που ακολουθεί.

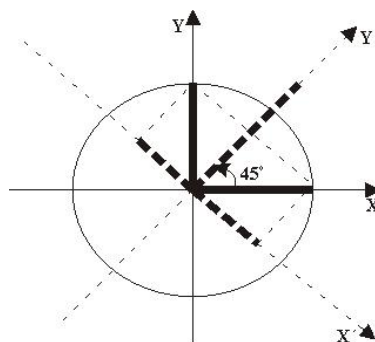


Εικόνα 3. 5: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του UNI στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου το οποίο συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στην κατάσταση μεταγωγής.

Καθώς ο παλμός ελέγχου συνδιαδίδεται στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμουθίου με το σήμα εισόδου, προκαλείται μια μεταβολή στο δείκτη διάθλασης, η οποία συνεπάγεται μεταβολή της φάσης της συνιστώσας με την οποία ο παλμός ελέγχου είναι συγχρονισμένος. Πρόκειται για το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM). Το πόσο θα μεταβληθεί η φάση της συνιστώσας αυτής εξαρτάται από κάποιες παραμέτρους (πχ ισχύς του παλμού ελέγχου). Ο ακριβής μηχανισμός που ακολουθείται προκειμένου να προκύψει αυτή η μεταβολή της φάσης αναλύεται λεπτομερώς σε επόμενη ενότητα. Στην περίπτωση μας, ο παλμός ελέγχου έχει συγχρονιστεί με τη συνιστώσα που υστερεί στο χρόνο, με την οποία βρίσκεται στην ίδια πολωτική κατάσταση. Με την ρύθμιση των κατάλληλων παραμέτρων και κυρίως της ισχύος του παλμού ελέγχου, μπορεί να επιτευχθεί στροφή φάσης της εν λόγω συνιστώσας κατά 180° , ενώ η φάση της έτερης συνιστώσας που προηγείται χρονικά δεν θα επηρεασθεί.

Ακολουθως, το οπτικό φίλτρο αμέσως μετά την ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμουθίου, το οποίο είναι συντονισμένο στο μήκος κύματος του σήματος εισόδου, αποκόπτει το σήμα ελέγχου που είναι διαφορετικού μήκους κύματος. Η συνέχεια είναι αντίστοιχη με την περίπτωση της μη μεταγωγής. Σειρά έχει ο ελεγκτής πόλωσης ο οποίος προκαλεί μια στροφή φάσης κατά 90° και στις δύο συνιστώσες, για να ακολουθήσει η δεύτερη PM ίνα η οποία προκαλεί αντίστροφη χρονική καθυστέρηση στις δύο συνιστώσες σε σχέση με την πρώτη PM ίνα. Συνεπώς, εξερχόμενες οι συνιστώσες από τη δεύτερη PM ίνα, θα συμπίπτουν χρονικά αλλά θα βρίσκονται σε κάθετες μεταξύ τους πολώσεις.

Στη συνέχεια οι δύο συνιστώσες συναντούν τον PBS, ο οποίος είναι συγκολλημένος στις 45° με την δεύτερη PM ίνα. Ο μηχανισμός της συμβολής που λαμβάνει χώρα στον PBS παρουσιάζεται στην παρακάτω Εικόνα 3. 6, όπου απεικονίζονται οι δύο συνιστώσες μόλις περνούν από το σημείο της συγκόλλησης των 45° στον PBS. Με X και Y συμβολίζονται οι άξονες της δεύτερης PM ίνας ενώ με X' και Y' οι άξονες της εισόδου του PBS. Οι συμπαγείς μαύρες γραμμές συμβολίζουν τις δύο κάθετα πολωμένες συνιστώσες του παλμού στην έξοδο της PM ίνας, ενώ οι διακεκομμένες γραμμές συμβολίζουν τις αναλυμένες συνιστώσες στους άξονες του PBS.



Εικόνα 3. 6: Συμβολή των δύο συνιστωσών στον PBS, στην κατάσταση μεταγωγής.

Παρατηρείται ότι στον άξονα Y' υπάρχει θετική συμβολή ενώ στον X' αρνητική. Επομένως, ο παλμός που σχηματίζεται από τη θετική συμβολή θα εξέλθει από τη μία από τις δύο θύρες εξόδου του PBS (αυτή που αντιστοιχεί στον Y'), η οποία και ονομάζεται θύρα εξόδου μεταγωγής (Switched Port - S). Αντίθετα, στον X' δε σχηματίζεται παλμός αφού οι δύο συνιστώσες σε αυτόν τον

άξονα συμβάλλουν αρνητικά και επομένως αλληλοαναιρούνται. Άρα, στην αντίστοιχη θύρα του PBS, η οποία ονομάζεται και θύρα εξόδου μη μεταγωγής (Unswitched Port – U), δεν θα εμφανιστεί παλμός.

3.2.2 Μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου

Στην προηγούμενη ενότητα περιγράφηκε λεπτομερώς και με τη βοήθεια σχημάτων η αρχή λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου. Στην παρούσα ενότητα η ανάλυση θα γίνει με τη βοήθεια μαθηματικών σχέσεων. Αν θεωρήσουμε ότι το κύμα που εισέρχεται στο UNI έχει τυχαία πόλωση, ο μαθηματικός τύπος που το περιγράφει θα είναι ο εξής:

$$\vec{E}_{in} = \hat{p} E_{in} \exp(-j\omega t) \quad (3. 2)$$

όπου \hat{p} είναι το τυχαίο διάνυσμα της πόλωσης, ω είναι η φέρουσα συχνότητα και E_{in} είναι το πλάτος του σήματος εισόδου. Έτσι, η οπτική ισχύς του σήματος εισόδου θα έχει την εξής τιμή:

$$P_{in} = |\vec{E}_{in}|^2 = E_{in}^2 \quad (3. 3)$$

Το ανωτέρω σήμα προτού εισέλθει στην πρώτη PM ίνα περνά από την συγκόλληση των 45° και αναλύεται σε δύο γραμμικές πολώσεις E_{in}^x και E_{in}^y ίσου πλάτους κάθετες μεταξύ τους και παράλληλες στους άξονες της ίνας. Οι συνιστώσες αυτές θα είναι της εξής μορφής:

$$E_{in}^x = E_{in}^y = E_{in} \cos(45^\circ) \exp(-j\omega t) = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp(-j\omega t) \quad (3. 4)$$

Λόγω της διάδοσης των ανωτέρω δύο συνιστωσών σε μήκος L της PM ίνας, αυτές θα αποκτήσουν μια διαφορά φάσης ανάλογη του δείκτη διάθλασης σε κάθε άξονα της PM ίνας, ενώ τα πλάτη τους θα παραμείνουν ίσα. Συνεπώς, μετά την πρώτη PM ίνα, η εικόνα των δύο συνιστωσών θα δίνεται από τους παρακάτω τύπους (3.5) και (3.6):

$$E^x = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp[-j(\omega t - \beta_x L)] \quad (3. 5)$$

$$E^y = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp[-j(\omega t - \beta_y L)] \quad (3.6)$$

Εν συνεχεία, οι δύο συνιστώσες διέρχονται από την ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμούθιου, στο εσωτερικό της οποίας διαδίδεται και το παλμικό σήμα ελέγχου. Έτσι, στην έξοδο της ίνας, η συνιστώσα με την οποία ο παλμός ελέγχου είναι συγχρονισμένος θα αποκτήσει μια μη γραμμική στροφή φάσης $\Delta\phi_{NL}$ σε σχέση με την έτερη συνιστώσα του σήματος εισόδου. Υποθέτουμε ότι ο παλμός ελέγχου έχει συγχρονισθεί με τη συνιστώσα E^y κάτι το οποίο συμφωνεί και με την Εικόνα 3. 5. Συνεπώς, στην έξοδο της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, οι δύο συνιστώσες θα έχουν την εξής μορφή:

$$E^x = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp[-j(\omega t - \beta_x L)] \quad (3.7)$$

$$E^y = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp[-j(\omega t - \beta_y L + \Delta\phi_{NL})] \quad (3.8)$$

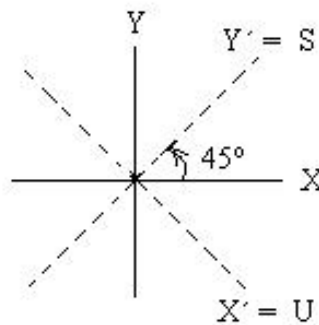
Να σημειωθεί ότι η ανάλυση γίνεται για τη γενική περίπτωση τυχαίας μη γραμμικής στροφής φάσης $\Delta\phi_{NL}$. Στο τέλος της ενότητας θα παρατεθούν τα αποτελέσματα για τις ειδικές περιπτώσεις όπου η τιμή της $\Delta\phi_{NL}$ είναι 180° και 0° (κατάσταση μεταγωγής και μη μεταγωγής αντιστοίχως). Ειδικά η περίπτωση όπου $\Delta\phi_{NL} = 0^\circ$ αντιστοιχεί σε απουσία παλμού ελέγχου από το κύκλωμα.

Ακολουθώς, οι δύο συνιστώσες διέρχονται από τον ελεγκτή πόλωσης, ο οποίος εισάγει μια στροφή φάσης κατά 90° και στις δύο συνιστώσες, για να συνεχίσουν στη δεύτερη PM ίνα η οποία προκαλεί αντίστροφη χρονική καθυστέρηση στις δύο συνιστώσες σε σχέση με την πρώτη PM ίνα, έτσι ώστε αυτές να επανενωθούν χρονικά. Έτσι, μετά και τη δεύτερη PM ίνα, η εικόνα των δύο συνιστωσών θα δίνεται από τους παρακάτω τύπους (3.9) και (3.10):

$$E^x = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp[-j(\omega t - \beta_x L - \beta_y L + \frac{\pi}{2})] \quad (3.9)$$

$$E^y = E_{in} \frac{\sqrt{2}}{2} \exp[-j(\omega t - \beta_y L - \beta_x L + \Delta\phi_{NL} + \frac{\pi}{2})] \quad (3. 10)$$

Στο τέλος της διάταξης οι δύο συνιστώσες συναντούν τον PBS, ο οποίος είναι συγκολλημένος στις 45° με την δεύτερη PM ίνα. Ο μηχανισμός της συμβολής που λαμβάνει χώρα στον PBS για τις ειδικές περιπτώσεις μη μεταγωγής και μεταγωγής έχει παρουσιαστεί στις Εικόνες 3.4 και 3.6 αντιστοίχως. Το γενικό σχηματικό διάγραμμα αξόνων στην είσοδο του PBS επαναλαμβάνεται στην παρακάτω Εικόνα 3. 7:



Εικόνα 3. 7: Γενικό διάγραμμα αξόνων στην είσοδο του PBS.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, με X και Y συμβολίζονται οι άξονες της δεύτερης PM ίνας ενώ με X' και Y' οι άξονες της εισόδου του PBS. Ο άξονας Y' αντιστοιχεί στην θύρα εξόδου μεταγωγής του UNI (Switched Port – S) ενώ ο άξονας X' στη θύρα εξόδου μη μεταγωγής (Unswitched Port – U). Με οδηγό το ανωτέρω διάγραμμα και τις Εικόνες 3.4 και 3.6, μπορούμε να εκφράσουμε αναλυτικά τους τύπους των κυμάτων E^S και E^U που θα εμφανισθούν στις θύρες μεταγωγής και μη μεταγωγής αντιστοίχως, συναρτήσεσι των κυμάτων E^x και E^y που δίνονται από τους τύπους (3.9) και (3.10). Έχουμε λοιπόν:

$$E^S = E^x \cos(45^\circ) + E^y \sin(45^\circ) = \frac{\sqrt{2}}{2} (E^x + E^y) \quad (3. 11)$$

$$E^U = E^x \cos(45^\circ) - E^y \sin(45^\circ) = \frac{\sqrt{2}}{2} (E^x - E^y) \quad (3. 12)$$

Οι σχέσεις που δίνουν τις τιμές των οπτικών ισχύων P_S και P_U που εξέρχονται από τις θύρες εξόδου μεταγωγής και μη μεταγωγής του UNI αντιστοίχως είναι οι εξής:

$$P_S = |E^S|^2 = \left| \frac{\sqrt{2}}{2} (E^x + E^y) \right|^2 = \frac{1}{2} (E^x + E^y)(E^x + E^y)^* \quad (3.13)$$

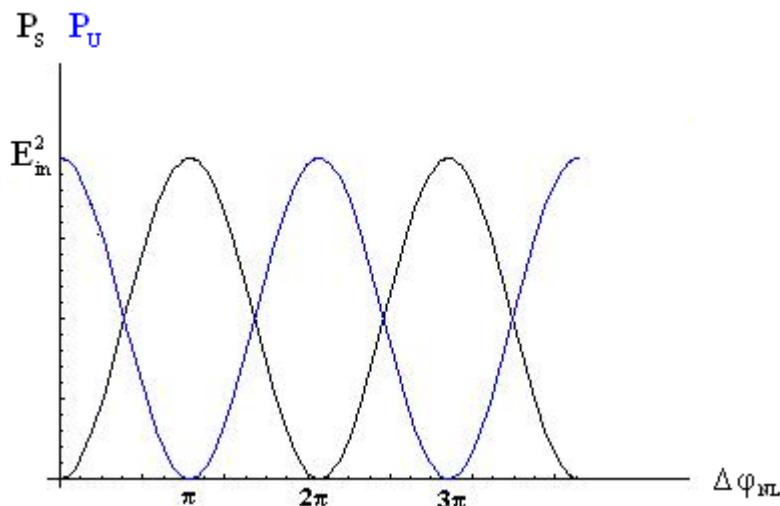
$$P_U = |E^U|^2 = \left| \frac{\sqrt{2}}{2} (E^x - E^y) \right|^2 = \frac{1}{2} (E^x - E^y)(E^x - E^y)^* \quad (3.14)$$

Αντικαθιστώντας στις δύο ανωτέρω σχέσεις τις εκφράσεις των E^x και E^y από τους τύπους (3.9) και (3.10) αντιστοίχως και εκτελώντας τις πράξεις λαμβάνουμε τα τελικά αποτελέσματα για τις τιμές των οπτικών ισχύων εξόδου P_S και P_U :

$$P_S = E_{in}^2 \sin^2 \left(\frac{\Delta\phi_{NL}}{2} \right) \quad (3.15)$$

$$P_U = E_{in}^2 \cos^2 \left(\frac{\Delta\phi_{NL}}{2} \right) \quad (3.16)$$

Οι σχέσεις (3.15) και (3.16) δείχνουν τον τρόπο με τον οποίο διαμοιράζεται η οπτική ισχύς από την θύρα εισόδου του UNI σε καθεμία από τις δύο θύρες εξόδου του. Η μοναδική παράμετρος που επηρεάζει την κατανομή της ισχύος είναι τιμή της μη γραμμικής στροφής φάσης $\Delta\phi_{NL}$ που επιβάλλει ο παλμός ελέγχου στην συνιστώσα του σήματος εισόδου με την οποία είναι συγχρονισμένος κατά τη διάδοσή τους στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου. Είναι φανερό ότι η οπτική ισχύς μετατοπίζεται από τη μία θύρα εξόδου στην άλλη, δηλαδή οι δύο θύρες εξόδου είναι συμπληρωματικές, με το άθροισμα των ισχύων εξόδου ($P_S + P_U$) να ισούται με την ισχύ εισόδου P_{in} . Στην παρακάτω Εικόνα 3. 8 φαίνονται τα γραφήματα των συναρτήσεων των οπτικών ισχύων εξόδου P_S και P_U συναρτήσει της μη γραμμικής στροφής φάσης $\Delta\phi_{NL}$:



Εικόνα 3. 8: Κατανομή των ισχύων εξόδου P_S και P_U του UNI συναρτήσει της μη γραμμικής στροφής φάσης $\Delta\varphi_{NL}$.

Αφού ολοκληρώθηκε η μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας του UNI για τη γενική περίπτωση τυχαίας μη γραμμικής στροφής φάσης $\Delta\varphi_{NL}$, στο σημείο αυτό θα εξετάσουμε τις ιδιαίτερα σημαντικές ειδικές περιπτώσεις όπου η τιμή της $\Delta\varphi_{NL}$ είναι 0° και 180° αντιστοίχως, με τη βοήθεια των τύπων (3.15) και (3.16).

→ **Περίπτωση $\Delta\varphi_{NL} = 0^\circ$.** Η εν λόγω περίπτωση αντιστοιχεί σε απουσία παλμού ελέγχου από το κύκλωμα, με συνέπεια να μην προκαλείται στροφή φάσης σε καμία από τις δύο συνιστώσες του σήματος εισόδου. Με αντικατάσταση στους τύπους (3.15) και (3.16) λαμβάνουμε τα εξής: $P_S = 0$ και $P_U = E_{in}^2 = P_{in}$. Βλέπουμε ότι η οπτική ισχύς του σήματος εισόδου εξέρχεται εξ' ολοκλήρου από τη θύρα εξόδου μη μεταγωγής και λέμε ότι το UNI βρίσκεται σε **κατάσταση μη μεταγωγής**, η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 3.2.1 μέσω της Εικόνα 3. 3.

→ **Περίπτωση $\Delta\varphi_{NL} = 180^\circ$.** Στην περίπτωση αυτή τα αποτελέσματα της αντικατάστασης στους τύπους (3.15) και (3.16) είναι τα εξής: $P_S = E_{in}^2 = P_{in}$ και $P_U = 0$. Τώρα η οπτική ισχύς του σήματος εισόδου εξέρχεται εξ' ολοκλήρου από τη θύρα εξόδου μεταγωγής και λέμε ότι το UNI βρίσκεται σε **κατάσταση μεταγωγής**, η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 3.2.1 μέσω της Εικόνα 3. 5.

Κλείνοντας, υπογραμμίζουμε ότι σε όλη την ανωτέρω μαθηματική ανάλυση θεωρήσαμε ότι τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος του UNI δεν εισάγουν απώλειες ισχύος (αποσβέσεις) κατά την πορεία των δύο συνιστωσών του σήματος εισόδου, κάτι το οποίο προφανώς δεν είναι αληθές. Εντούτοις, η παραδοχή αυτή έγινε με σκοπό την ευκολία στην ανάλυση, αφού αν λαμβάναμε υπόψη τις

αποσβέσεις θα έπρεπε να προσθέτουμε στους τύπους των πεδίων και ένα σχετικό πολλαπλασιαστικό παράγοντα μικρότερο της μονάδας, ενώ πρακτικά τα αποτελέσματα δεν θα άλλαζαν. Γενικά, στα οπτικά κυκλώματα για την αντιστάθμιση των αποσβέσεων τοποθετούνται κατά μήκος των διατάξεων ενισχυτές ίνας Ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifiers – EDFAs).

3.2.3 Το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης στο εσωτερικό οπτικών ινών

Στην παρούσα ενότητα αναλύεται με τη βοήθεια μαθηματικών σχέσεων το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross Phase Modulation – XPM) στο εσωτερικό οπτικών ινών [3.1], [3.2]. Η ανάλυση αυτή είναι σκόπιμη καθώς στο φαινόμενο αυτό βασίζεται ουσιαστικά όλη η λειτουργία του UNI η οποία παρουσιάστηκε στις προηγούμενες ενότητες. Συγκεκριμένα, θα εξηγηθεί ο μηχανισμός με βάση τον οποίο προκύπτει η στροφή της φάσης κατά 180° της συνιστώσας του σήματος εισόδου η οποία είναι συγχρονισμένη με τον παλμό ελέγχου στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμουθίου.

Γενικά, ο δείκτης διάθλασης ενός υλικού μέσου εξαρτάται από την εξωτερικά επιβαλλόμενη ισχύ των οπτικών σημάτων. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό και ως φαινόμενο Kerr και περιγράφεται από τον παρακάτω τύπο :

$$\bar{n}(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2|E|^2 \quad (3.17)$$

όπου $n(\omega)$ είναι το γραμμικό μέρος του δείκτη διάθλασης, η ποσότητα $|E|^2$ εκφράζει την στιγμιαία ισχύ μέσα στην ίνα και ο παράγοντας n_2 αποτελεί τον μη γραμμικό συντελεστή του δείκτη διάθλασης, ο οποίος σχετίζεται με τον τρίτης τάξεως όρο της επιδεκτικότητας του υλικού μέσου $\chi_{xxx}^{(3)}$ σύμφωνα με την σχέση:

$$n_2 = \frac{3}{8n} \text{Re}(\chi_{xxx}^{(3)}) \quad (3.18)$$

Στην περίπτωση όπου δύο οπτικά κύματα κυματοδηγούνται μέσα από μια οπτική ίνα, αυτά αλληλεπιδρούν μεταξύ τους μέσω της μη γραμμικότητας του υλικού της ίνας. Για την περίπτωση της ετεροδιαμόρφωσης φάσης, η μη γραμμικότητα εισάγεται από την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης του μέσου από τη συνολικά κυματοδηγούμενη ισχύ. Το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης δε συμβαίνει μόνο μεταξύ κυμάτων που ανήκουν σε διαφορετικές φέρουσες συχνότητες. Αντίστοιχα φαινόμενα συμβαίνουν και στην περίπτωση όπου τα δύο αυτά κύματα έχουν την ίδια φέρουσα συχνότητα, αλλά ανήκουν σε διαφορετικές πολώσεις. Και πάλι η ισχύς του ενός κύματος της μίας πόλωσης θα συμβάλλει στη μη γραμμική διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης τον οποίο θα δει το κύμα της άλλης πόλωσης.

Παρακάτω θα μελετηθεί μόνο η πρώτη από τις δύο προαναφερθείσες περιπτώσεις, δηλαδή θα θεωρήσουμε δύο κύματα που έχουν διαφορετικές φέρουσες συχνότητες, αλλά βρίσκονται στην ίδια πόλωση. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι προφανώς μας ενδιαφέρει μόνο αυτή η περίπτωση, αφού αυτή παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.2.1, με τον παλμό ελέγχου να διαφέρει ως προς τη φέρουσα συχνότητα (μήκος κύματος) από το σήμα εισόδου, αλλά να βρίσκεται στην ίδια πόλωση με την συνιστώσα με την οποία είναι συγχρονισμένος.

(i) Το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης στο εσωτερικό οπτικών ινών

Ο παρακάτω τύπος (3.19) παριστάνει την υπέρθεση δύο ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων τα οποία έχουν διαφορετικές φέρουσες συχνότητες αλλά βρίσκονται στην ίδια πόλωση:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2} \hat{p} [E_1 \exp(-j\omega_1 t) + E_2 \exp(-j\omega_2 t)] + \text{c.c.} \quad (3.19)$$

όπου \hat{p} είναι το τυχαίο διάνυσμα της πόλωσης των δύο κυμάτων, ω_1, ω_2 είναι οι δύο φέρουσες συχνότητες και E_1, E_2 είναι τα αντίστοιχα πλάτη των παλμών. Ακόμη, θεωρούμε ότι για τα φασματικά εύρη των παλμών ισχύει: $\Delta\omega_j \ll \omega_j$. Στην περίπτωση του UNI που παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.2.1, τα δύο αυτά κύματα αντιστοιχίζονται στον παλμό ελέγχου και στη συνιστώσα του σήματος εισόδου με την οποία είναι συγχρονισμένος στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου.

Για την ανωτέρω περίπτωση ηλεκτρομαγνητικού κύματος που παριστάνει ο τύπος (3.19), το διάνυσμα του μη γραμμικού μέρους της πόλωσης δίδεται από τον παρακάτω τύπο (3.20):

$$\begin{aligned} \vec{P}_{NL}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2} \hat{p} \{ & P_{NL}(\omega_1) \exp(-j\omega_1 t) + P_{NL}(\omega_2) \exp(-j\omega_2 t) \\ & + P_{NL}(2\omega_1 - \omega_2) \exp[-j(2\omega_1 - \omega_2)t] \\ & + P_{NL}(2\omega_2 - \omega_1) \exp[-j(2\omega_2 - \omega_1)t] \} + \text{c.c.} \end{aligned} \quad (3.20)$$

όπου

$$P_{NL}(\omega_1) = \chi_{\text{eff}} (|E_1|^2 + 2|E_2|^2) E_1 \quad (3.21)$$

$$P_{NL}(\omega_2) = \chi_{\text{eff}} (|E_2|^2 + 2|E_1|^2) E_2 \quad (3.22)$$

$$P_{NL}(2\omega_1 - \omega_2) = \chi_{\text{eff}} E_1^2 E_2^* \quad (3.23)$$

$$P_{NL}(2\omega_2 - \omega_1) = \chi_{\text{eff}} E_2^2 E_1^* \quad (3.24)$$

και

$$\chi_{\text{eff}} = \frac{3\varepsilon_0}{4} \chi_{\text{xxx}}^{(3)} \quad (3.25)$$

Στην προηγούμενη σχέση, ο παράγοντας $\chi_{\text{xxx}}^{(3)}$ παριστάνει τον τρίτης τάξεως όρο της επιδεκτικότητας του υλικού μέσου (δηλαδή της ισχυρά μη γραμμικής ίνας), ενώ ο παράγοντας ε_0 παριστάνει την διηλεκτρική σταθερά του κενού.

Στο σημείο αυτό αν αγνοήσουμε την επίδραση του φαινομένου της διασποράς στο εσωτερικό της μη γραμμικής ίνας ο παράγοντας $\chi_{\text{xxx}}^{(3)}$ δεν θα παρουσιάζει εξάρτηση από τη συχνότητα. Ακόμη, οι δύο όροι της μη γραμμικής πόλωσης της εξίσωσης (3.20) οι οποίοι ταλαντώνουν σε συχνότητες $(2\omega_1 - \omega_2)$ και $(2\omega_2 - \omega_1)$ μπορούν να αγνοηθούν. Οι εν λόγω όροι προκύπτουν από το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων (Four Wave Mixing – FWM) και η συνθήκη βάσει της οποίας μπορούν να αγνοηθούν είναι να θεωρήσουμε ότι δεν βρίσκονται σε συμφωνία φάσης. Οι υπόλοιποι δύο όροι της εξίσωσης (3.20) συνεισφέρουν στη μη γραμμική συμπεριφορά του δείκτη διάθλασης και μπορούν να γραφούν στην εξής μορφή:

$$P_{NL}(\omega_j) = \varepsilon_0 \varepsilon_j^{\text{NL}} E_j \quad (3.26)$$

όπου $j = 1, 2$. Να σημειωθεί ότι ο παράγοντας $\varepsilon_j^{\text{NL}}$ παριστάνει τη μη γραμμική συνεισφορά στη διηλεκτρική σταθερά.

Η συνολική πόλωση προκύπτει από την υπέρθεση του μη γραμμικού μέρους της, όπως αυτό δίδεται από τον τύπο (3.26) και του αντίστοιχου γραμμικού μέρους. Ο τύπος που δίνει τη συνολική πόλωση είναι ο εξής:

$$P(\omega_j) = \varepsilon_0 \varepsilon_j E_j \quad (3.27)$$

όπου

$$\varepsilon_j = \varepsilon_j^L + \varepsilon_j^{NL} = (n_j^L + \Delta n_j)^2 \quad (3.28)$$

Ο παράγοντας n_j^L παριστάνει το γραμμικό μέρος του δείκτη διάθλασης ενώ ο παράγοντας Δn_j παριστάνει τη μεταβολή που εισάγεται από τα τρίτης τάξεως μη γραμμικά φαινόμενα. Κάνοντας τώρα την προσέγγιση $\Delta n_j \ll n_j^L$, το μη γραμμικό μέρος του δείκτη διάθλασης θα δίδεται από την εξής σχέση:

$$\Delta n_j \approx \frac{\varepsilon_j^{NL}}{2n_j} \approx n_2 (|E_j|^2 + 2|E_{3-j}|^2) \quad (3.29)$$

όπου ο παράγοντας n_2 παριστάνει τον μη γραμμικό συντελεστή του δείκτη διάθλασης και δίδεται από τον τύπο (3.18). Ακόμη, έχουμε θεωρήσει ότι $n_1^L = n_2^L = n$ και επίσης έχουμε αγνοήσει το φανταστικό μέρος του $\chi_{xxx}^{(3)}$.

Παρατηρώντας τον τύπο (3.29), είναι φανερό ότι το μη γραμμικό μέρος του δείκτη διάθλασης δεν εξαρτάται μόνο από την ισχύ του ενός κύματος, αλλά επιπλέον και από την ισχύ του άλλου κύματος. Συνεπώς, καθώς το κύμα διανύει μια απόσταση z με ταχύτητα c στο εσωτερικό της οπτικής ίνας, θα αποκτήσει μια μη γραμμική στροφή φάσης $\Delta\phi_j^{NL}$ η οποία εξαρτάται από τη συνολικά κυματοδηγούμενη ισχύ και δίδεται από την εξής σχέση:

$$\Delta\phi_j^{NL} = \frac{\omega_j z}{c} \Delta n_j = \frac{\omega_j z n_2}{c} [|E_j|^2 + 2|E_{3-j}|^2] \quad (3.30)$$

όπου $j = 1$ ή 2 . Ο πρώτος όρος στην ανωτέρω σχέση είναι υπεύθυνος για το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (Self Phase Modulation – SPM), ενώ ο δεύτερος όρος προκύπτει από τη διαμόρφωση της φάσης που επιβάλλει το ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα στο άλλο και συνιστά ουσιαστικά το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross Phase Modulation – XPM). Ο πολλαπλασιαστικός παράγοντας 2 στον τύπο (3.30) φανερώνει ότι το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης έχει διπλάσια επίδραση από το αντίστοιχο φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης, αν θεωρήσουμε ότι τα δύο οπτικά κύματα έχουν την ίδια ισχύ.

Ο τύπος (3.30) συμπυκνώνει όλο τον μηχανισμό λειτουργίας του UNI παρουσία παλμού ελέγχου, όπως περιγράφηκε στις προηγούμενες ενότητες. Αν αντιστοιχήσουμε τον παλμό ελέγχου με το κύμα E_{3-j} και τη συνιστώσα του σήματος εισόδου με την οποία είναι συγχρονισμένος με το κύμα E_j τότε το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμουθίου θα προκαλέσει μια μη γραμμική στροφή φάσης $\Delta\phi_j^{NL}$ στη

συγκεκριμένη συνιστώσα του σήματος εισόδου, σύμφωνα τον ανωτέρω τύπο (3.30). Ακόμη, ρυθμίζοντας κατάλληλα την ισχύ $|E_{3-j}|^2$ του παλμού ελέγχου, μπορούμε να επιτύχουμε στροφή φάσης $\Delta\varphi_j^{NL}$ ίση με την επιθυμητή τιμή των 180° ώστε να λειτουργήσει το UNI στην κατάσταση μεταγωγής. Να σημειωθεί ότι η φάση της έτερης συνιστώσας του σήματος εισόδου δεν θα επηρεαστεί.

Καταληκτικά, θα πρέπει να τονισθεί ότι σε όλη την παραπάνω μαθηματική ανάλυση έχουμε θεωρήσει ότι δεν υπάρχει γεωμετρικός περιορισμός στη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Προφανώς, για την περίπτωση της οπτικής ίνας έχουμε διάδοση σε κυκλικό κυματοδηγό και δεχόμαστε ότι η κατανομή των διεγερόμενων ρυθμών επηρεάζεται ελάχιστα.

3.3 Μη γραμμικές οπτικές ίνες – Το Βισμούθιο ως στοιχείο υλοποίησής τους

3.3.1 Γενικά περί μη γραμμικών οπτικών ινών

Έχει ήδη τονιστεί ότι υπάρχει πληθώρα εφαρμογών οπτικής επεξεργασίας σήματος οι οποίες εκμεταλλεύονται τα τρίτης τάξης μη γραμμικά φαινόμενα, όπως για παράδειγμα η μετατροπή μήκους κύματος (Wavelength Conversion), η οπτική πολυπλεξία και αποπολυπλεξία (Optical Multiplexing – Demultiplexing), η αναγέννηση σήματος (Signal Regeneration) κ.α. Μέχρι στιγμής όλες αυτές οι διαδικασίες γίνονταν κατά κύριο λόγο μέσω συμπαγών διατάξεων που βασίζονται σε ημιαγωγούς (πχ SOA), αφού αυτές προσφέρουν δυνατότητα για μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωση και απαιτούν σχετικά χαμηλή ισχύ. Εντούτοις, υπάρχουν και συγκεκριμένες κατηγορίες οπτικών ινών οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως τρίτης τάξεως μη γραμμικά μέσα. Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενη ενότητα, σε σύγκριση με αντίστοιχες διατάξεις ημιαγωγών οι οποίες παρουσιάζουν περιορισμένη ταχύτητα λειτουργίας, οι διατάξεις που βασίζονται σε οπτικές ίνες παρέχουν συγκεκριμένα πλεονεκτήματα όπως μικρό χρόνο απόκρισης (μερικά fsec), καμία ανάγκη ηλεκτρικής πόλωσης και αποφυγή σπατάλης θερμότητας [3.18].

Γενικά, ο **συντελεστής μη γραμμικότητας γ** μιας ίνας δίδεται από τον παρακάτω τύπο (3.31) και εκφράζεται σε μονάδες $W^{-1}km^{-1}$ [3.1], [3.2]:

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} = \frac{\omega n_2}{c A_{eff}} \quad (3.31)$$

όπου n_2 είναι ο μη γραμμικός συντελεστής του δείκτη διάθλασης και A_{eff} είναι η ενεργός επιφάνεια του πυρήνα της ίνας. Συνδυάζοντας των ανωτέρω τύπο με τον τύπο (3.30) της προηγούμενης ενότητας, προκύπτει η σχέση (3.32) η οποία συσχετίζει τη μη γραμμική στροφή φάσης $\Delta\varphi_j^{NL}$ που υφίσταται ένα κύμα λόγω ετεροδιαμόρφωσης φάσης κατά τη διάδοσή του στο εσωτερικό μιας οπτικής ίνας,

με το συντελεστή μη γραμμικότητας γ_j της οπτικής ίνας (που αντιστοιχεί σε φέρουσα συχνότητα ω_j):

$$\Delta\phi_j^{NL} = \gamma_j A_{\text{eff}} z [|E_j|^2 + 2|E_{3-j}|^2] \quad (3.32)$$

Είναι φανερό ότι η μη γραμμική στροφή φάσης $\Delta\phi_j^{NL}$ εξαρτάται ευθέως από την τιμή του συντελεστή μη γραμμικότητας γ_j της ίνας. Συνεπώς, για να καταστεί εντονότερη η επίδραση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης, πρέπει ο συντελεστής μη γραμμικότητας γ της ίνας να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος. Με τη βοήθεια του τύπου (3.31) παρατηρούμε ότι υπάρχουν δύο μέθοδοι αύξησης του γ : Πρώτον, μέσω της μείωσης της ενεργού επιφάνειας του πυρήνα της ίνας A_{eff} και δεύτερον κατασκευάζοντας την ίνα με ένα υαλώδες υλικό το οποίο χαρακτηρίζεται από υψηλό μη γραμμικό συντελεστή του δείκτη διάθλασης n_2 .

Για την περίπτωση της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (Self Phase Modulation – SPM), ο τύπος που δίνει τη μη γραμμική στροφή φάσης $\Delta\phi^{NL}$ είναι αντίστοιχος με τον τύπο (3.32) της ετεροδιαμόρφωσης φάσης [3.1], [3.2]:

$$\frac{\Delta\phi^{NL}}{2P_{\text{in}}} = \gamma L_{\text{eff}} \quad (3.33)$$

όπου P_{in} είναι η ισχύς εισόδου στην ίνα, ενώ ο παράγοντας L_{eff} παριστάνει το ενεργό μήκος της ίνας, το οποίο εξαρτάται από τον παράγοντα απωλειών a και το φυσικό μήκος L της ίνας μέσω του παρακάτω τύπου (3.34):

$$L_{\text{eff}} = \frac{[1 - \exp(-aL)]}{a} \quad (3.34)$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι για βέλτιστη επίδοση σε συνδυασμό με χαμηλή ισχύ εισόδου, θα πρέπει και το γ και το L_{eff} να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερα. Εντούτοις, προκειμένου να κατασκευαστούν συμπαγείς μη γραμμικές διατάξεις είναι επιθυμητά τα μικρά μήκη ίνας. Συνεπώς, σε αρκετές περιπτώσεις τυπικά επιλέγεται να ορισθεί το $L_{\text{eff,max}}$, το οποίο στην ουσία είναι το μέγιστο ενεργό μήκος της ίνας. Όσο μικρότερο είναι το μέγιστο ενεργό μήκος μιας ίνας, τόσο πιο αποδοτική θεωρείται η ίνα όσον αφορά την επίδραση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης.

Κατά το παρελθόν, οι πλέον διαδεδομένες μη γραμμικές ίνες ήταν οι ίνες μετατοπισμένης διασποράς (Dispersion Shifted Fibers – DSFs), οι οποίες μάλιστα χαρακτηρίζονται από μηδενική διασπορά (Group Velocity Dispersion – GVD) στην περιοχή των 1550 nm. Εντούτοις, ο μη γραμμικός συντελεστής των εν λόγω ινών

δεν είναι ιδιαίτερα υψηλός, με αποτέλεσμα να απαιτούνται πολλά χιλιόμετρα ίνας προκειμένου να υλοποιηθούν οι οπτικές διατάξεις. Όπως είναι λοιπόν λογικό, η υλοποίηση των διατάξεων με βάση τις ίνες αυτού του τύπου είναι ασύμφορη, ιδιαίτερα όσον αφορά εφαρμογές πολλαπλών πυλών. Συνεπώς, η έρευνα στράφηκε προς την υλοποίηση άλλων τύπων ινών, με πολύ ισχυρότερη μη γραμμικότητα από τις DSFs, έτσι ώστε να μειωθούν τα απαιτούμενα μήκη ίνας.

Τα τελευταία χρόνια έχει αναπτυχθεί μια νέα κατηγορία οπτικών ινών, οι οποίες περιλαμβάνουν μια σειρά από κυλινδρικές οπές αέρος κατά μήκος τους (Holey Fibers – HF) [3.19]-[3.22]. Οι οπές αυτές στο εσωτερικό των ινών λειτουργούν ως ο μανδύας και το φως μπορεί να κυματοδηγηθεί με βάση την αρχή της τροποποιημένης ολικής εσωτερικής ανάκλασης. Οι οπές δρουν ελαττώνοντας τον ενεργό δείκτη διάθλασης στην περιοχή του μανδύα με αποτέλεσμα το φως να εγκλωβίζεται στο εσωτερικό του στερεού πυρήνα ο οποίος έχει σχετικά μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης. Οι ίνες με οπές έχουν συγκεντρώσει αυξανόμενο ερευνητικό ενδιαφέρον γιατί υποσχονται την ανάπτυξη των συμπαγών μη γραμμικών διατάξεων οι οποίες λειτουργούν με χαμηλή ισχύ.

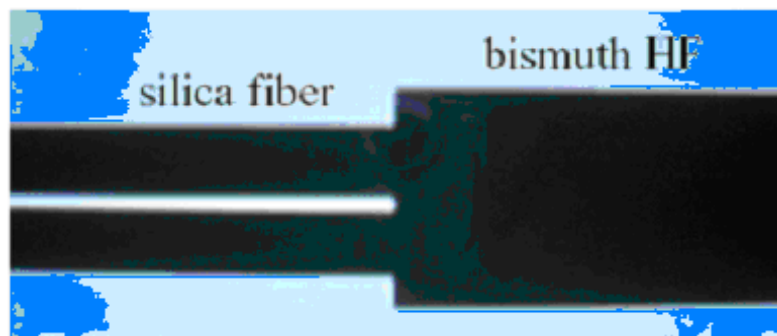
Ο τρόπος κατασκευής των ινών με οπές, τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους και η ευλυγισία στη σχεδίασή τους παρέχουν μια ευρύτερη γκάμα οπτικών ιδιοτήτων σε σχέση με τις συμβατικές ίνες, με κυριότερη την ιδιότητα της πολύ μικρότερης ενεργού επιφανείας A_{eff} . Επί παραδείγματι, η τιμή του γ μιας κλασσικής μονότροπης ίνας κατασκευασμένης από οξειδίο του Πυριτίου (SiO_2) βρίσκεται στην περιοχή των $2.7 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ενώ για μια ίνα με οπές του ίδιου υλικού με πολύ μικρότερο A_{eff} η τιμή του γ αυξάνεται προσεγγίζοντας τα $60 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ [3.22]. Ακόμη, οι καινοτόμες ιδιότητες κυματοδηγησης των ινών με οπές προσφέρουν τη δυνατότητα υπερνίκησης της μεγάλης κανονικής διασποράς υλικού. Εντούτοις, οι απώλειες διάδοσης γενικά αυξάνονται με τη μείωση των διαστάσεων του πυρήνα της ίνας ενώ η περαιτέρω βελτίωση της ποιότητας της επιφάνειας είναι μια υποσχόμενη οδός για να μειωθούν οι απώλειες των ινών με οπές. Όσον αφορά τον συντελεστή μη γραμμικότητας γ , αυτός προφανώς αυξάνεται δραστικά μέσω της μείωσης της διαμέτρου του πυρήνα.

3.3.2 Ιδιότητες και εφαρμογές των ισχυρά μη γραμμικών ινών οξειδίου του Βισμούθιου

Είδαμε στην προηγούμενη ενότητα πως είναι εφικτή η αύξηση του συντελεστή μη γραμμικότητας γ μιας ίνας μέσω τεχνικών μείωσης της ενεργού επιφανείας της A_{eff} (ανάπτυξη ινών με οπές – Hole Fibers). Στην παρούσα ενότητα θα δούμε ότι η αύξηση του γ μπορεί να επιτευχθεί μέσω της κατασκευής της ίνας από εναλλακτικά υλικά, τα οποία χαρακτηρίζονται από υψηλό μη γραμμικό συντελεστή του δείκτη διάθλασης n_2 . Ένα τέτοιο υλικό είναι και το οξειδίο του Βισμούθιου (Bismuth Oxide – Bi_2O_3). Η ανάπτυξη ινών οξειδίου του Βισμούθιου είναι πολύ πρόσφατη και τα μέχρι στιγμής αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα ενθαρρυντικά όσον αφορά την κατασκευή ινών με πάρα πολύ υψηλό συντελεστή μη γραμμικότητας γ . Μάλιστα, ο μη γραμμικός συντελεστής των εν λόγω ινών μπορεί να λάβει πολύ μεγάλες τιμές ακόμη και με τη συμβατική δομή κατασκευής step – index χωρίς σμίκρυνση της ενεργού επιφανείας [3.8].

Πιο συγκεκριμένα, ο συντελεστής μη γραμμικότητας γ των οπτικών ινών Βισμούθιου έχει ξεπεράσει την τιμή των $1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ σε αρκετές σχετικές υλοποιήσεις που έχουν προταθεί στο πρόσφατο παρελθόν αγγίζοντας και τα $1360 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ σε συμβατική ίνα step - index τύπου [3.8] ενώ ο μη γραμμικός συντελεστής του δείκτη διάθλασης n_2 μπορεί να λάβει τιμές αυξημένες κατά εκατοντάδες φορές σε σύγκριση με τις αντίστοιχες ίνες Πυριτίου, αγγίζοντας την ιδιαίτερα υψηλή τάξη μεγέθους των $10^{-18} \text{ m}^2/\text{W}$ [3.8]. Επιπρόσθετα, τέτοιου είδους ίνες οξειδίου του Βισμούθιου παρουσιάζουν καλή μηχανική, θερμική και χημική συμπεριφορά. Σε αντίθεση με άλλα ισχυρά μη γραμμικά σύνθετα γυαλιά, τα γυαλιά από Βισμούθιο δεν περιέχουν τοξικά στοιχεία όπως Pb, As, Se, Te [3.23] και οι ίνες που κατασκευάζονται από Βισμούθιο μπορούν να συγκολληθούν με τις ίνες Πυριτίου [3.24], κάτι που επιτρέπει εύκολη ολοκλήρωση σε συστήματα βασισμένα στο Πυρίτιο. Εντούτοις, απαιτείται περαιτέρω έρευνα με σκοπό την ανάπτυξη βελτιωμένων μεθόδων για τη μείωση των απωλειών συγκόλλησης.

Εκτός από τη συμβατική δομή step - index, το γυαλί από οξείδιο του Βισμούθιου έχει επίσης χρησιμοποιηθεί και για την κατασκευή ισχυρά μη γραμμικών ινών με οπές (Holey Fibers) [3.21]. Οι ίνες Βισμούθιου με οπές προσφέρουν καλύτερες επιδόσεις σε συμπαγείς μη γραμμικές διατάξεις σε σύγκριση με τις ισχυρά μη γραμμικές ίνες Πυριτίου, εξαιτίας της σαφώς μεγαλύτερης ενεργής μη γραμμικότητάς τους, η οποία επιτρέπει την μείωση της απαιτούμενης ισχύος λειτουργίας. Οι αρνητικές συνέπειες των υψηλότερων απωλειών που παρουσιάζουν οι ίνες Βισμούθιου με οπές συγκρινόμενες με τις ίνες Πυριτίου με οπές μπορούν να ξεπεραστούν μόνο όταν χρησιμοποιούνται μικρά μήκη ίνας ($< 1 \text{ m}$). Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται μια εικόνα της συγκόλλησης μιας ίνας Βισμούθιου με οπές με ίνα Πυριτίου, μέσω οπτικού μικροσκοπίου:

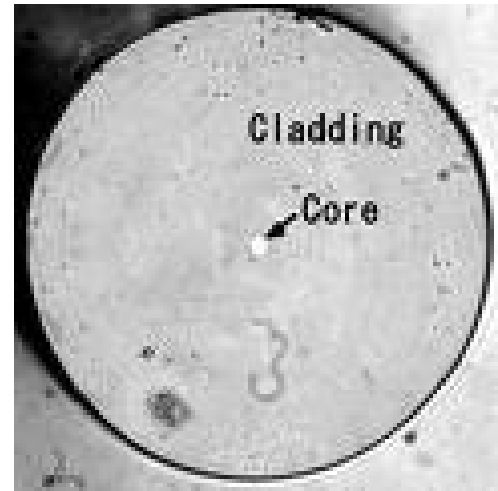


Εικόνα 3. 9: Εικόνα συγκόλλησης ίνας Βισμούθιου με οπές με ίνα Πυριτίου, μέσω οπτικού μικροσκοπίου.

(α)



(β)



Εικόνα 3. 10: (α) Ένα Βισμούθιου ενωμένη με εξωτερικές οπτικές ίνες (β) Διατομή ίνας Βισμούθιου

Έτσι, είναι πλέον εφικτή η ανάπτυξη μη γραμμικών διατάξεων επεξεργασίας σήματος οι οποίες χρησιμοποιούν πολύ μικρά μήκη ίνας και λειτουργούν σε χαμηλές ισχύεις. Μόλις 1 m μιας τέτοιας ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου ή και λιγότερο είναι αρκετό για να δημιουργηθεί η απαιτούμενη μη γραμμική στροφή φάσης. Η σταθερότητα και η ευκολία ολοκλήρωσης οπτικών διατάξεων που βασίζουν τη λειτουργία τους σε τέτοιου είδους ίνες συγκριτικά με αντίστοιχες διατάξεις που βασίζονται σε ημιαγωγούς μπορούν να αυξηθούν σημαντικά χρησιμοποιώντας μη γραμμικές ίνες μικρού μήκους. Ακόμη, η μη γραμμική ίνα Βισμούθιου έχει το μοναδικό πλεονέκτημα ενός σχετικά υψηλού κατωφλίου εξαναγκασμένης σκέδασης Brillouin (Stimulated Brillouin Scattering – SBS) σε σύγκριση με την αντίστοιχη ίνα Πυριτίου, που σημαίνει ότι η υλοποίηση μιας γκάμας οπτικών διατάξεων που βασίζονται στην μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four – Wave Mixing) είναι εύκολα επιτεύξιμη [3.25]. Ένα σημαντικό σημείο όσον αφορά τη χρήση τόσο μικρού μήκους μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου (1 m) έγκειται στο ότι δεν απαιτείται κάποια ιδιαίτερη καταπίεση της αστάθειας της πόλωσης του σήματος, η οποία προκαλείται από την τοπική και εξαρτώμενη από τη θερμοκρασία διακύμανση της διπλοθλαστικότητας, κάτι που συχνά παρατηρείται στο εσωτερικό ενός μεγάλου μήκους συμβατικής οπτικής ίνας. Μάλιστα μέχρι στιγμής το πρόβλημα της αστάθειας στην πόλωση είχε σταθεί περιοριστικός παράγοντας για πολλές εφαρμογές και ξεπεράσθηκε με τη χρησιμοποίηση της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου.

Παρακάτω παρατίθεται ένας ενδεικτικός πίνακας, ο οποίος αντιπαραβάλλει τα χαρακτηριστικά ορισμένων μη γραμμικών οπτικών ινών οξειδίου του Βισμούθιου οι οποίες έχουν ήδη υλοποιηθεί στο πρόσφατο παρελθόν με τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά άλλων τύπων μη γραμμικών ινών. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζονται οι τιμές του συντελεστή απωλειών (σε dB/m), του μη γραμμικού συντελεστή γ και του $L_{\text{eff,max}}$ μετρημένα στα 1550 nm. Οι τύποι ινών που εξετάζονται είναι μία ίνα μετατοπισμένης διασποράς (Dispersion Shifted fiber – DSF), ίνες με οπές (Holey Fibers – HF) διαφόρων υλικών και συμβατικές ίνες (CFs – Conventional fibers) Βισμούθιου.

Ίνα	Απώλεια ίνας (dB/m)	γ ($W^{-1}km^{-1}$)	$L_{eff,max}$
silica HN-DSF [3.26]	0.0005	20	8680
silica HF [3.25]	0.19	70	23
telluride HF [3.26]	0.4	675	11
bismuth CF [3.28]	0.8	64	5.4
bismuth CF [3.8]	1.9	1360	2.3
bismuth HF #3	2.8	735	1.6
bismuth HF #3	3.4	1100	1.3
SF57 HF [3.20]	2.6	640	1.7
Theoretical limit for bismuth silicate HF [3.21]	1.0	2200	4.3

Πίνακας 3. 1: Αντιπαραβολή των χαρακτηριστικών των ινών Βισμούθιου με άλλου τύπου μη γραμμικές ίνες. Τα χαρακτηριστικά μετρήθηκαν για μήκος κύματος 1550 nm [3.19]-[3.22].

Είναι φανερό ότι οι ίνες Βισμούθιου γενικά υπερέχουν ως προς τον συντελεστή μη γραμμικότητας γ αλλά έχουν και το μικρότερο $L_{eff,max}$, πράγμα το οποίο σημαίνει ότι παρουσιάζουν πλεονέκτημα έναντι των άλλων τύπων ινών όσον αφορά τη χρήση τους σε συμπαγείς μη γραμμικές διατάξεις. Εντούτοις, διαπιστώνεται μειονέκτημα όσον αφορά τον συντελεστή απωλειών των ινών Βισμούθιου.

Μέχρι σήμερα έχει παρουσιασθεί μια σειρά από διατάξεις οι οποίες βασίζουν τη λειτουργία τους σε ισχυρά μη γραμμικές ίνες Βισμούθιου, ενώ φαίνεται ότι υπάρχουν πολλές προοπτικές για περαιτέρω έρευνα. Στο σημείο αυτό είναι σκόπιμο να παρατεθούν ορισμένες χαρακτηριστικές περιπτώσεις τέτοιων διατάξεων. Αρχικά, στο πείραμά μας μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμούθιου χρησιμοποιείται για την υλοποίηση του UNI και κατ' επέκταση ενός 2x2 διακόπτη μεταγωγής. Η ίνα έχει μόλις 0.8 m μήκος ενώ χαρακτηρίζεται από ιδιαίτερα υψηλό συντελεστή μη γραμμικότητας γ της τάξεως των $950 W^{-1}km^{-1}$ [3.29]-[3.31]. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η διάταξη βασίζει τη λειτουργία της στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης.

Πρόσφατα υλοποιήθηκε πειραματικά και παρουσιάσθηκε μια συμπαγής διάταξη πολυπλέκτη προσθήκης/αφαίρεσης (Add/Drop Multiplexer – ADM) στα 160 Gbps χρησιμοποιώντας μόλις 1 m ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου (Bi_2O_3) step – index τύπου ($\gamma \approx 1100 W^{-1}km^{-1}$ στα 1550 nm) [3.32]. Η διάταξη βασίζει τη λειτουργία της στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης σε συνδυασμό με την αρχή της μη γραμμικής διπλοθλαστικότητας. Επί της παρούσης, η εν λόγω υλοποίηση δεν παρέχει καλύτερες επιδόσεις από τη χρησιμοποίηση μη γραμμικής ίνας Πυριτίου μήκους μερικών εκατοντάδων μέτρων. Εντούτοις, υπάρχει αισιοδοξία ότι μπορεί να επιτευχθεί συγκρίσιμη ή και καλύτερη επίδοση στο κοντινό μέλλον αν λάβουμε υπόψη την πρόοδο στη σχεδίαση και υλοποίηση μη γραμμικών ινών Βισμούθιου.

Ακόμη, μία ίδιου τύπου ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμουθίου χρησιμοποιήθηκε πρόσφατα και για την υλοποίηση ενός μετατροπέα μήκους κύματος (Wavelength Converter) για σήματα OTDM, μετά από επιτυχή συγκόλληση της ίνας Βισμουθίου με συμβατική ίνα Πυριτίου [3.33]. Ο εν λόγω μετατροπέας μήκους κύματος βασίζεται στη συμβατική αρχή του Kerr, εκμεταλλευόμενος τη μη γραμμική διπλοθλαστικότητα και η λειτουργία του γίνεται σε ρυθμό 80 Gbps. Αρκετές ερευνητικές προσπάθειες έχουν παρουσιασθεί με σκοπό την ανάπτυξη μετατροπέων μήκους κύματος οι οποίοι βασίζονται σε ίνες, εκμεταλλευόμενοι μη γραμμικά φαινόμενα όπως η μίξη τεσσάρων φωτονίων και η ετεροδιαμόρφωση φάσης. Μέχρι στιγμής ένα από τα βασικά μειονεκτήματα ήταν η έλλειψη σταθερότητας των διατάξεων εξαιτίας του μεγάλου μήκους ίνας. Προκειμένου να ξεπερασθεί το πρόβλημα αυτό προτάθηκαν διάφοροι τύποι ινών όπως ισχυρά μη γραμμικές ίνες μετατοπισμένης διασποράς (Dispersion Shifted Fibers – DSFs) και ίνες με οπές (HFIs). Εντούτοις, ακόμη και τέτοιου είδους ίνες απαιτείται να έχουν μήκος μερικές δεκάδες μέτρα για την υλοποίηση μετατροπέων μήκους κύματος, περιορίζοντας τις πρακτικές τους εφαρμογές. Με τη χρησιμοποίηση ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμουθίου ($\gamma \approx 1100 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ στα 1550 nm) το μήκος της ίνας περιορίζεται μόλις στο 1 m ενώ η διασπορά βρίσκεται σε κανονικά επίπεδα, μια ιδιαίτερα σημαντική παράμετρος για την επιτυχή λειτουργία μη γραμμικών οπτικών διατάξεων επεξεργασίας σήματος.

Από όλα τα ανωτέρω, είναι φανερό ότι η ίνα Βισμουθίου υπολογίζεται πλέον ως βασική υποψήφια για πρακτικές εφαρμογές μη γραμμικής οπτικής επεξεργασίας σήματος και αναμένεται να παρουσιαστούν στο άμεσο μέλλον ακόμη περισσότερες διατάξεις οι οποίες θα βασίζονται τη λειτουργία τους σε τέτοιου τύπου ίνες. Βέβαια, απαιτείται επιπλέον ερευνητική προσπάθεια προκειμένου να ξεπεραστούν ορισμένες βασικές αδυναμίες όπως, επί παραδείγματι, πρέπει να μειωθούν οι απώλειες συγκόλλησης της ίνας Βισμουθίου με άλλες SMF ίνες αλλά και οι απώλειες διάδοσης στο εσωτερικό της και να βελτιωθούν οι επιδόσεις της ίνας Βισμουθίου όσον αφορά τη διασπορά. Το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών προμηθεύτηκε την οπτική ίνα Βισμουθίου που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική υλοποίηση του διακόπτη από το ερευνητικό κέντρο της ιαπωνικής εταιρείας ASAHI GLASS Company Ltd, σε συνεννόηση με τον Dr. Naoki Sugimoto. Το μικρό μήκος της ίνας εξασφαλίζει λειτουργική σταθερότητα της διάταξης και πολύ μικρή καθυστέρηση λειτουργίας, ενώ ο χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται είναι επίσης ιδιαίτερα μικρός (κάτω από 200 fsec). Οι απώλειες διάδοσης στο εσωτερικό της ανέρχονται στα 1.3 dB/m, ενώ η συγκόλλησή της με SMF ίνα Πυριτίου εισάγει επιπρόσθετες απώλειες της τάξεως των 2.1 dB. Ακόμη, η διασπορά (Dispersion) που εισάγει η ίνα έχει τιμή -260 psec/nm/km, ενώ η ενεργός της επιφάνεια (A_{eff}) είναι $3.3 \mu\text{m}^2$.

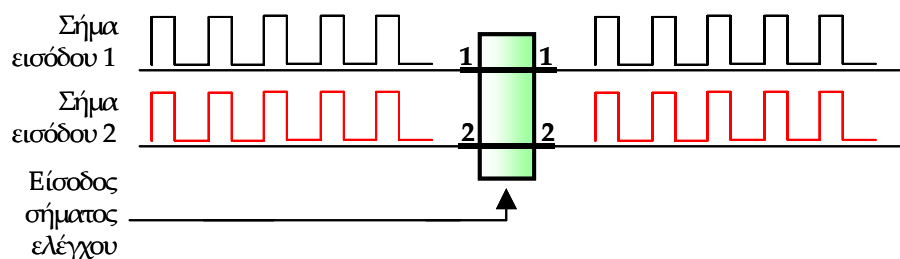
3.4 Αρχή λειτουργίας του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής

Στις προηγούμενες ενότητες του παρόντος κεφαλαίου εξετάστηκε ενδελεχώς η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου. Με ακριβώς αντίστοιχο τρόπο, στην παρούσα ενότητα θα αναλυθεί θεωρητικά η αρχή λειτουργίας του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής (Exchange – Bypass Switch). Είναι σκόπιμο

η ανάλυση να ξεκινήσει από τη γενική αρχή λειτουργίας ενός τυχόντος 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής και στη συνέχεια να επικεντρωθεί στο UNI.

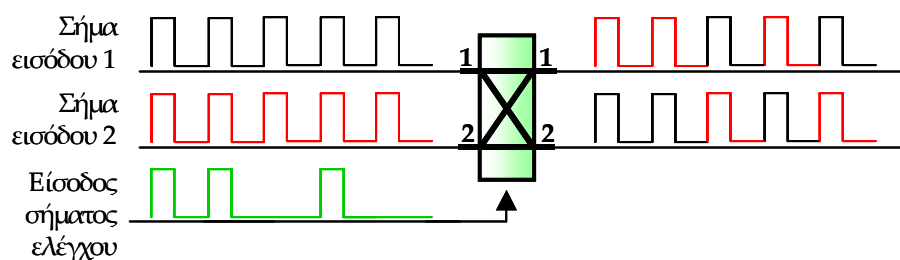
3.4.1 Γενική αρχή λειτουργίας ενός 2x2 διακόπτη μεταγωγής

Στο 2x2 διακόπτη μεταγωγής, τα δύο σήματα εισόδου εξέρχονται από τις δύο αντίστοιχες θύρες εξόδου ή εναλλάσσονται σε αυτές, ανάλογα με την τιμή ενός κατάλληλου σήματος ελέγχου. Η αρχή λειτουργίας του παρουσιάζεται πιο αναλυτικά στα δύο παρακάτω σχήματα. Στην Εικόνα 3. 11 φαίνεται η συμπεριφορά του διακόπτη απουσία σήματος ελέγχου. Στην περίπτωση αυτή, οι παλμοί των δύο σημάτων, τα οποία εισέρχονται στις εισόδους 1 και 2 στο αριστερό μέρος του παρακάτω σχήματος, εξέρχονται ανεπηρέαστα από τις αντίστοιχες εξόδους. Ο διακόπτης λειτουργεί τότε στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).



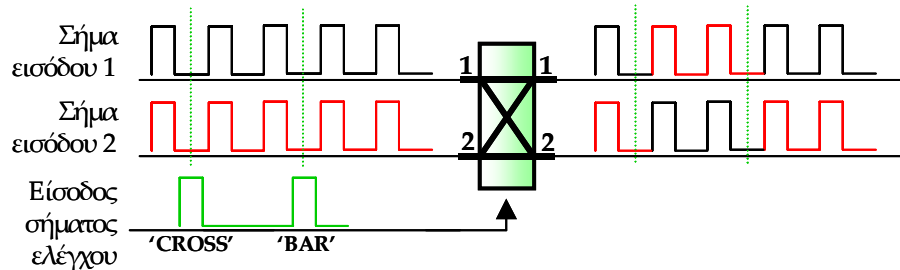
Εικόνα 3. 11: Λειτουργία 2x2 διακόπτη μεταγωγής σε κατάσταση μη μεταγωγής.

Παρουσία του σήματος ελέγχου στο διακόπτη, τα χρονικά αντίστοιχα με αυτό σήματα εναλλάσσονται στην έξοδο. Ανάλογα με το είδος του διακόπτη, χρειάζεται και διαφορετικής μορφής σήμα ελέγχου για να επιτελεστεί η λειτουργία αυτή. Συγκεκριμένα, αν ο διακόπτης δεν είναι τύπου μανταλωτή (non-latching switch), μόνο κατά τη διάρκεια του σήματος ελέγχου εναλλάσσονται τα δεδομένα στην έξοδο, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3. 12. Με την παρουσία δηλαδή του σήματος ελέγχου, το σήμα που εισέρχεται στην είσοδο 1 εξέρχεται από την έξοδο 2, ενώ το (χρονικά) αντίστοιχο που εισέρχεται στην είσοδο 2 εξέρχεται από την έξοδο 1. Ο διακόπτης λειτουργεί τότε στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).



Εικόνα 3. 12: Λειτουργία 2x2 non – latching διακόπτη μεταγωγής σε κατάσταση μεταγωγής.

Από την άλλη πλευρά, αν ο διακόπτης είναι τύπου μανταλωτή (latching switch), ένας παλμός του σήματος ελέγχου αρκεί να θέσει το διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής και ένας δεύτερος παλμός να τον θέσει σε κατάσταση μη μεταγωγής, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3. 13. Στην περίπτωση αυτή δηλαδή, το σήμα ελέγχου μεταβάλλει μόνιμα (και όχι μόνο κατά τη διάρκειά του) την κατάσταση του διακόπτη, μέχρι να έρθει ένα νέο σήμα ελέγχου, το οποίο και επαναφέρει το διακόπτη στην αρχική του κατάσταση.



Εικόνα 3. 13: Λειτουργία 2x2 latching διακόπτη μεταγωγής σε κατάσταση μεταγωγής.

Η λειτουργία ενός 2x2 διακόπτη μεταγωγής που δεν είναι τύπου μανταλωτή, φαίνεται αναλυτικά από τον πίνακα αληθείας του. Αν συμβολιστεί με A το σήμα εισόδου 1, με B το σήμα εισόδου 2 και με C το σήμα ελέγχου, τότε οι Boolean συναρτήσεις των δύο εξόδων είναι οι εξής:

$$\text{Έξοδος 1} = A\bar{C} + BC$$

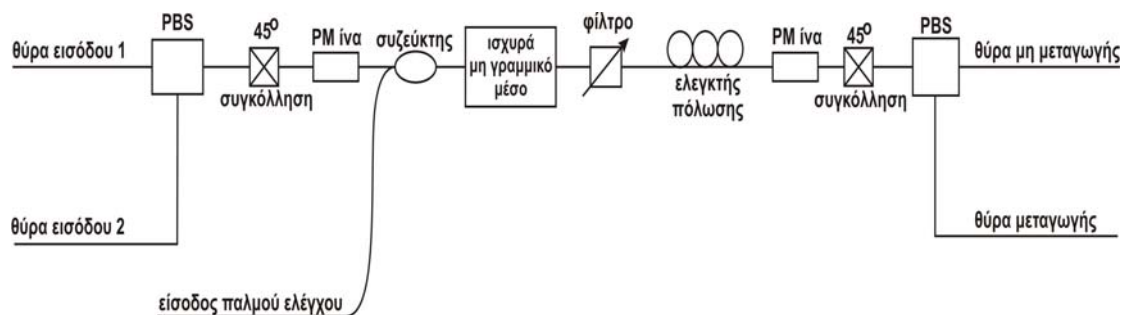
$$\text{Έξοδος 2} = AC + B\bar{C}$$

Ο πίνακας αληθείας φαίνεται παρακάτω:

Σήμα εισόδου 1 (A)	Σήμα εισόδου 2 (B)	Σήμα Ελέγχου (C)	Έξοδος 1	Έξοδος 2
0	0	0	0	0
0	0	1	0	0
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	1	1
1	1	1	1	1

Πίνακας 3. 2: Πίνακας αληθείας του 2x2 διακόπτη μεταγωγής.

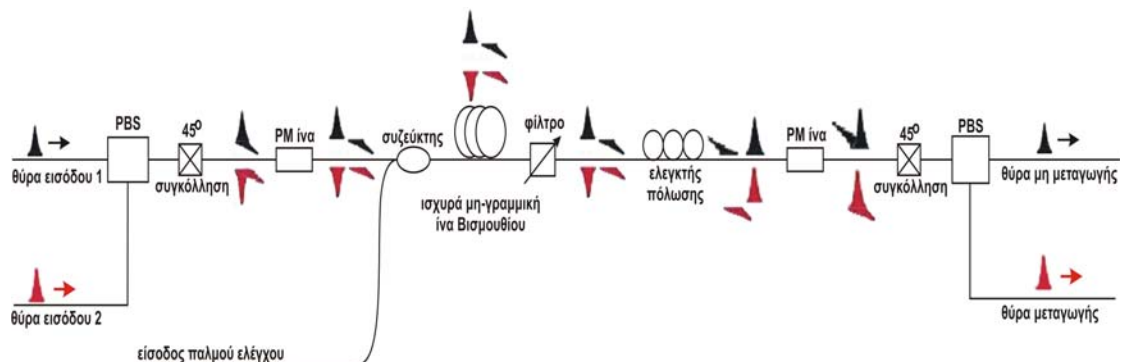
Στην περίπτωση μας, η διάταξη του UNI που υλοποιεί τον 2x2 διακόπτη μεταγωγής περιλαμβάνει δύο θύρες εισόδου και δύο θύρες εξόδου αντιστοίχως, ενώ η γενική μορφή της στην περίπτωση που τα δύο σήματα εισόδου και το σήμα ελέγχου είναι συνδιαδιδόμενα στην κατάσταση μεταγωγής είναι όμοια με εκείνη της Εικόνα 3. 2. Η μοναδική διαφοροποίηση έγκειται στην προσθήκη ενός κατάλληλου PBS στο αριστερό μέρος της διάταξης, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3. 14 που ακολουθεί. Αμέσως μετά περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία του UNI ως 2x2 διακόπτης στις περιπτώσεις μη μεταγωγής και μεταγωγής αντιστοίχως. Υπενθυμίζεται ότι στην περίπτωση που εξετάζεται, το μη γραμμικό μέσο είναι η ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμουθίου.



Εικόνα 3. 14: Γενική μορφή της διάταξης του UNI ως 2x2 διακόπτης στην περίπτωση που τα δύο σήματα εισόδου και το σήμα ελέγχου είναι συνδιαδιδόμενα στην κατάσταση μεταγωγής.

3.4.2 Λειτουργία στην κατάσταση μη μεταγωγής

Στην παρούσα ενότητα θα αναλυθεί η λειτουργία του UNI ως 2x2 διακόπτης μεταγωγής σε κατάσταση μη μεταγωγής (Bar State), δηλαδή απουσία σήματος ελέγχου από το κύκλωμα. Οι πολωτικές καταστάσεις των δύο σημάτων εισόδου διαφέρουν κατά 90° ενώ η πορεία τους στο εσωτερικό της διάταξης του UNI επιδεικνύεται αναλυτικά στην Εικόνα 3. 15 που ακολουθεί, όπου τα δύο σήματα εμφανίζονται με μαύρο και κόκκινο χρώμα αντιστοίχως. Η ανάλυση της πορείας των δύο σημάτων είναι όμοια με εκείνη που παρουσιάστηκε στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου και ουσιαστικά ακολουθεί της αρχή της υπέρθεσης.

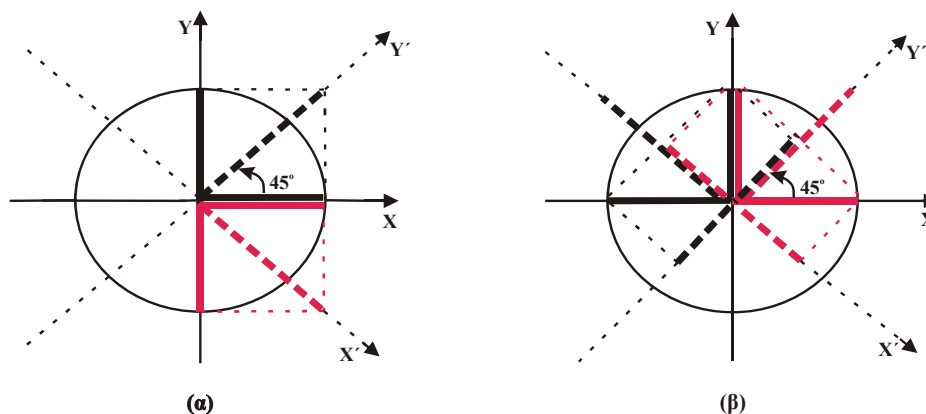


Εικόνα 3. 15: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του 2x2 διακόπτη UNI στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).

Τα δύο σήματα εισόδου διερχόμενα από τον πρώτο PBS και την συγκόλληση των 45° διαχωρίζονται σε δύο ίσες συνιστώσες, μία οριζόντια και μία κάθετη. Η ανάλυση των σημάτων εισόδου στις δύο ορθογώνιες συνιστώσες περιγράφεται μέσω της Εικόνα 3. 16 (α). Με X και Y συμβολίζονται οι άξονες της πρώτης PM ίνας η οποία ακολουθεί ενώ με X' και Y' οι άξονες της εισόδου του πρώτου PBS. Η μαύρη και η κόκκινη διακεκομμένη γραμμή συμβολίζουν τα δύο σήματα εισόδου αντιστοίχως, οι πολώσεις των οποίων διαφέρουν κατά 90° , ενώ οι συμπαγείς μαύρες και κόκκινες γραμμές συμβολίζουν τις αντίστοιχες κάθετες αναλυμένες συνιστώσες. Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι η σχετική θέση των συνιστωσών του σήματος εισόδου 1 (μαύρο χρώμα) και αυτών του σήματος εισόδου 2 (κόκκινο χρώμα), όπως αυτή παριστάνεται στην Εικόνα 3. 15, είναι τυχαία αφού στην κατάσταση μη μεταγωγής δεν απαιτείται συγχρονισμός των δύο σημάτων εισόδου.

Ακολουθεί η πρώτη PM ίνα η οποία εισάγει χρονική καθυστέρηση μεταξύ των ορθογωνίων συνιστωσών και των δύο σημάτων, με τον μηχανισμό που έχει εξηγηθεί σε προηγούμενη ενότητα. Εν συνεχεία, οι ορθογώνιες συνιστώσες των δύο σημάτων εισέρχονται κατά σειρά στον οπτικό συζεύκτη και στην ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμουθίου. Τα ανωτέρω οπτικά στοιχεία δεν επηρεάζουν τη μορφή, την καθυστέρηση και την πολωτική κατάσταση των δύο συνιστωσών, αφού δεν εισέρχεται οπτικός παλμός ελέγχου στη δεύτερη είσοδο του οπτικού συζεύκτη. Το ίδιο ακριβώς συμβαίνει και κατά τη διέλευση των ορθογωνίων συνιστωσών των δύο σημάτων από το οπτικό φίλτρο που ακολουθεί, το οποίο χρησιμεύει για την απόρριψη του σήματος ελέγχου. Το επόμενο βήμα είναι ο ελεγκτής πόλωσης, ο οποίος προκαλεί μια στροφή φάσης κατά 90° και στις δύο συνιστώσες των δύο σημάτων οι οποίες, μόλις εισέλθουν στη δεύτερη PM ίνα θα καθυστερήσουν αντίστροφα σε σχέση με την πρώτη PM ίνα. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι ότι η δεύτερη PM ίνα έχει το ίδιο μήκος L με την πρώτη ώστε να προκαλεί την ίδια χρονική καθυστέρηση Δt . Συνεπώς, εξερχόμενες οι συνιστώσες των δύο σημάτων από τη δεύτερη PM ίνα και αφού έχουν καθυστερήσει αντίστροφα, θα συμπίπτουν χρονικά αλλά θα βρίσκονται σε κάθετες μεταξύ τους πολώσεις.

Ακολούθως οι δύο συνιστώσες των δύο σημάτων συναντούν τον δεύτερο PBS, ο οποίος είναι συγκολλημένος στις 45° με την δεύτερη PM ίνα. Ο μηχανισμός της συμβολής που λαμβάνει χώρα παρουσιάζεται στην Εικόνα 3. 16 (β). Με X και Y συμβολίζονται οι άξονες της δεύτερης PM ίνας ενώ με X' και Y' οι άξονες της εισόδου του δεύτερου PBS. Οι συμπαγείς μαύρες και κόκκινες γραμμές συμβολίζουν τις δύο ορθογώνιες συνιστώσες των δύο σημάτων στην έξοδο της PM ίνας, ενώ οι διακεκομμένες μαύρες και κόκκινες γραμμές συμβολίζουν τις αναλυμένες συνιστώσες στους άξονες του PBS.



Εικόνα 3. 16: Οι συνιστώσες των δύο σημάτων εισόδου (α) στον πρώτο PBS και (β) στον δεύτερο PBS για την περίπτωση λειτουργίας του διακόπτη στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Όσον αφορά το σήμα εισόδου 1 (μαύρο χρώμα) παρατηρείται θετική συμβολή στον άξονα X' και αρνητική στον άξονα Y' . Επομένως, ο παλμός που σχηματίζεται από τη θετική συμβολή θα εξέλθει από τη μία από τις δύο θύρες εξόδου του PBS (αυτή που αντιστοιχεί στον X'), η οποία και ονομάζεται θύρα εξόδου 1. Αντιστοίχως, όσον αφορά το σήμα εισόδου 2 (κόκκινο χρώμα) παρατηρείται θετική συμβολή στον άξονα Y' και αρνητική στον άξονα X' . Επομένως, ο παλμός που σχηματίζεται από τη θετική συμβολή θα εξέλθει από την άλλη θύρα εξόδου του PBS (αυτή που αντιστοιχεί στον Y'), η οποία και ονομάζεται θύρα εξόδου 2.

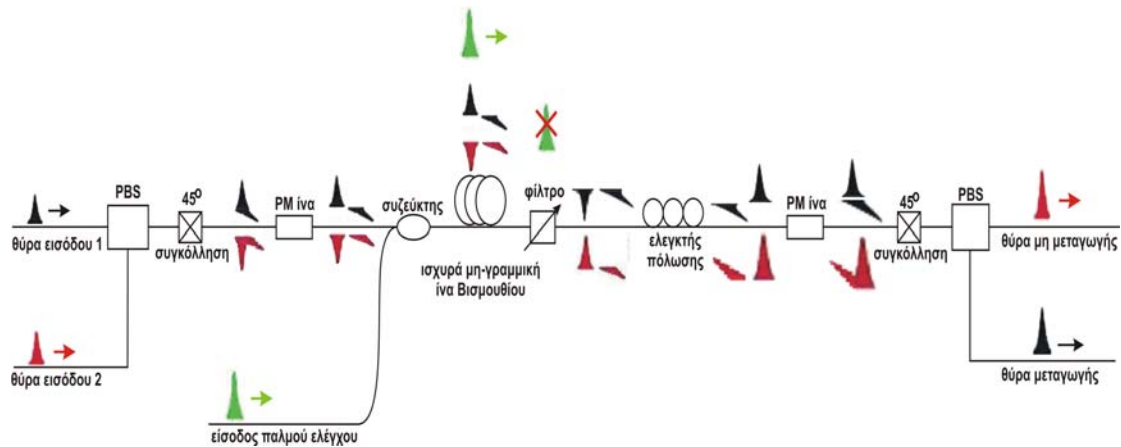
Συνεπώς, στην κατάσταση μη μεταγωγής (Bar State) τα δύο οπτικά σήματα εισερχόμενα στις θύρες εισόδου 1 και 2 του διακόπτη θα εξέρχονται ανεπηρέαστα από τις θύρες εξόδου 1 και 2 αντιστοίχως.

3.4.3 Λειτουργία στην κατάσταση μεταγωγής

Στην παρούσα ενότητα θα αναλυθεί η λειτουργία του UNI ως 2x2 διακόπτης μεταγωγής σε κατάσταση μεταγωγής (Cross State), δηλαδή παρουσία σήματος ελέγχου στο κύκλωμα. Όμοια με προηγουμένως, οι πολωτικές καταστάσεις των δύο σημάτων εισόδου διαφέρουν κατά 90° ενώ η πορεία τους στο εσωτερικό της διάταξης του UNI επιδεικνύεται αναλυτικά στην Εικόνα 3. 17 που ακολουθεί, όπου τα δύο σήματα εμφανίζονται με μαύρο και κόκκινο χρώμα αντιστοίχως. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, η πορεία των σημάτων αριστερά από τον οπτικό συζεύκτη είναι η ίδια με την περίπτωση της μη μεταγωγής. Η ανάλυση των σημάτων εισόδου στις δύο ορθογώνιες συνιστώσες μετά τον πρώτο PBS και τη συγκόλληση των 45° περιγράφεται μέσω της Εικόνα 3. 18 (α) το οποίο ταυτίζεται με την Εικόνα 3. 16 (α) της προηγούμενης ενότητας.

Τώρα όμως, στην δεύτερη είσοδο του συζεύκτη εισάγεται και το παλμικό σήμα ελέγχου, το οποίο σχεδιάζεται με πράσινο χρώμα στο σχήμα. Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι προκειμένου να λειτουργήσει ο διακόπτης στην κατάσταση μεταγωγής, τα δύο σήματα εισόδου απαιτείται να είναι συγχρονισμένα κατά την είσοδό τους στην ισχυρά μη γραμμική ίνα Βισμουθίου. Έτσι, μετά την πρώτη PM ίνα, οι οριζόντιες και οι κατακόρυφες συνιστώσες των δύο σημάτων

εισόδου θα πρέπει να βρίσκονται στην ίδια χρονική κλίμακα μεταξύ τους. Ο παλμός ελέγχου ρυθμίζεται έτσι ώστε να συγχρονιστεί κι αυτός με τη σειρά του είτε με τις οριζόντιες είτε με τις κατακόρυφες συνιστώσες των δύο σημάτων. Στην περίπτωση της Εικόνα 3. 17 ο παλμός ελέγχου συγχρονίζεται με τις κατακόρυφες συνιστώσες, οι οποίες υστερούν χρονικά σε σχέση με τις οριζόντιες συνιστώσες.



Εικόνα 3. 17: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του 2x2 διακόπτη UNI στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).

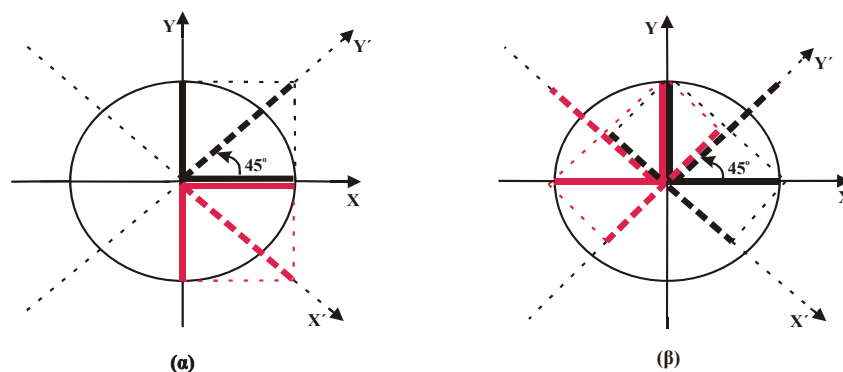
Καθώς ο παλμός ελέγχου συνδιαδίδεται στο εσωτερικό της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Βισμούθιου με τα δύο σήματα εισόδου, προκαλείται μια μεταβολή στο δείκτη διάθλασης, η οποία συνεπάγεται μεταβολή της φάσης των κατακόρυφων συνιστωσών με τις οποίες ο παλμός ελέγχου είναι συγχρονισμένος. Όπως έχει ήδη τονισθεί, πρόκειται για το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM). Το πόσο θα μεταβληθεί η φάση των εν λόγω συνιστωσών εξαρτάται από κάποιες παραμέτρους (πχ ισχύς του παλμού ελέγχου), ενώ ο ακριβής μηχανισμός που ακολουθείται προκειμένου να προκύψει αυτή η μεταβολή της φάσης έχει ήδη αναλυθεί λεπτομερώς σε προηγούμενη ενότητα. Στην περιπτώσή μας, ο παλμός ελέγχου έχει συγχρονιστεί με τις κατακόρυφες συνιστώσες που υστερούν στο χρόνο. Με την ρύθμιση των κατάλληλων παραμέτρων και κυρίως της ισχύος του παλμού ελέγχου, μπορεί να επιτευχθεί στροφή φάσης των εν λόγω συνιστωσών κατά 180° , ενώ η φάση των δύο οριζόντιων συνιστωσών που προηγούνται χρονικά θα παραμείνει ανεπηρέαστη.

Ακολουθεί το οπτικό φίλτρο το οποίο έχει ως σκοπό την απόρριψη του σήματος ελέγχου. Προκειμένου να επιτευχθεί ο σκοπός αυτός με αποδοτικό τρόπο, θα πρέπει τα δύο σήματα εισόδου να βρίσκονται σε κοντινά μήκη κύματος και το σήμα ελέγχου σε αρκετά μακρινό μήκος κύματος. Να σημειωθεί ότι αντί για οπτικό φίλτρο μπορούν να χρησιμοποιηθούν και άλλες οπτικές διατάξεις οι οποίες επιτελούν αντίστοιχη λειτουργία. Για παράδειγμα, μια τέτοια διάταξη είναι ο WDM συζεύκτης – αποπολυπλέκτης, ο οποίος περιλαμβάνει μία είσοδο και δύο εξόδους. Στη μία έξοδο περνούν τα σήματα με μήκη κύματος κοντά σε μία τιμή και στην άλλη έξοδο περνούν τα σήματα με μήκη κύματος κοντά σε μία άλλη σχετικά μακρινή τιμή. Μια τέτοια διάταξη χρησιμοποιήθηκε κατά την εργαστηριακή υλοποίηση του 2x2 διακόπτη, η οποία θα παρουσιασθεί σε επόμενη παράγραφο, προκειμένου να απομακρυνθεί το σήμα ελέγχου.

Η συνέχεια είναι αντίστοιχη με την περίπτωση της μη μεταγωγής. Σειρά έχει ο ελεγκτής πόλωσης ο οποίος προκαλεί μια στροφή φάσης κατά 90° και στις δύο

συνιστώσες των δύο σημάτων, για να ακολουθήσει η δεύτερη PM ίνα η οποία προκαλεί αντίστροφη χρονική καθυστέρηση στις δύο συνιστώσες των δύο σημάτων σε σχέση με την πρώτη PM ίνα. Συνεπώς, εξερχόμενες οι συνιστώσες των δύο σημάτων από τη δεύτερη PM ίνα, θα συμπίπτουν χρονικά αλλά θα βρίσκονται σε κάθετες μεταξύ τους πολώσεις.

Ακολουθως οι δύο συνιστώσες των δύο σημάτων συναντούν τον δεύτερο PBS, ο οποίος είναι συγκολλημένος στις 45° με την δεύτερη PM ίνα. Ο μηχανισμός της συμβολής που λαμβάνει χώρα παρουσιάζεται στην Εικόνα 3. 18 (β). Με X και Y συμβολίζονται οι άξονες της δεύτερης PM ίνας ενώ με X' και Y' οι άξονες της εισόδου του δεύτερου PBS. Οι συμπαγείς μαύρες και κόκκινες γραμμές συμβολίζουν τις δύο ορθογώνιες συνιστώσες των δύο σημάτων στην έξοδο της PM ίνας, ενώ οι διακεκομμένες μαύρες και κόκκινες γραμμές συμβολίζουν τις αναλυμένες συνιστώσες στους άξονες του PBS.



Εικόνα 3. 18: Οι συνιστώσες των δύο σημάτων εισόδου (α) στον πρώτο PBS και (β) στον δεύτερο PBS για την περίπτωση λειτουργίας του διακόπτη στην κατάσταση μεταγωγής.

Όσον αφορά το σήμα εισόδου 1 (μαύρο χρώμα) παρατηρείται θετική συμβολή στον άξονα Y' και αρνητική στον άξονα X'. Επομένως, ο παλμός που σχηματίζεται από τη θετική συμβολή θα εξέλθει από τη μία από τις δύο θύρες εξόδου του PBS (αυτή που αντιστοιχεί στον Y'), η οποία και ονομάζεται θύρα εξόδου 2. Αντιστοίχως, όσον αφορά το σήμα εισόδου 2 (κόκκινο χρώμα) παρατηρείται θετική συμβολή στον άξονα X' και αρνητική στον άξονα Y'. Επομένως, ο παλμός που σχηματίζεται από τη θετική συμβολή θα εξέλθει από την άλλη θύρα εξόδου του PBS (αυτή που αντιστοιχεί στον X'), η οποία και ονομάζεται θύρα εξόδου 1.

Συνεπώς, στην κατάσταση μεταγωγής (Cross State) τα δύο οπτικά σήματα εισερχόμενα στις θύρες εισόδου του διακόπτη 1 και 2 θα εξέρχονται εναλλασσόμενα από τις θύρες εξόδου 2 και 1 αντιστοίχως.

3.5 Προσομοίωση του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης με χρήση του λογισμικού πακέτου VPI

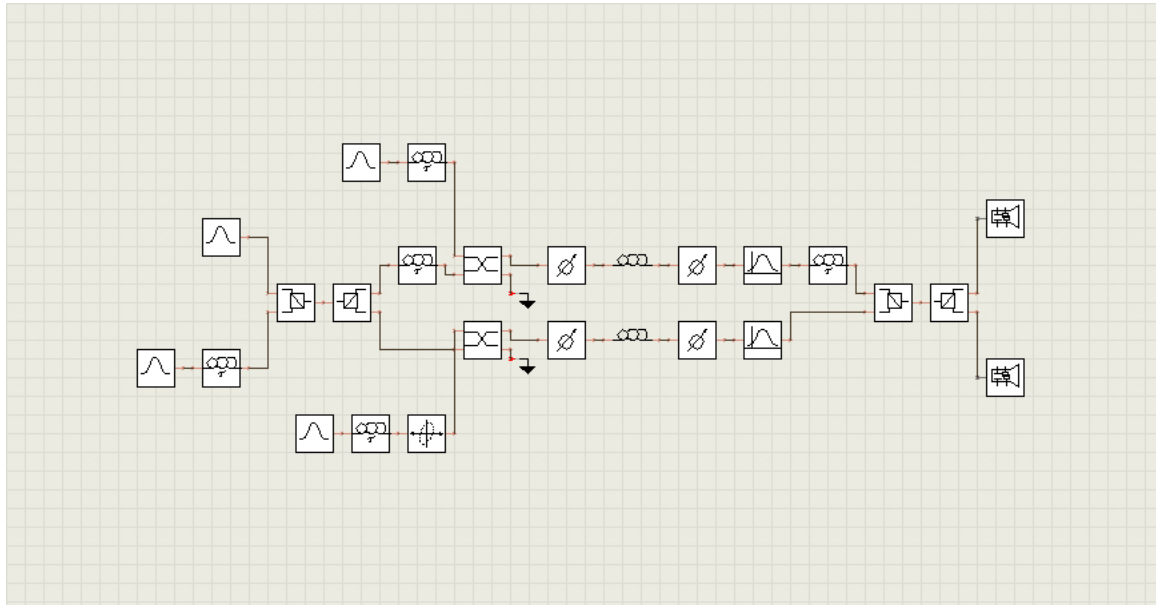
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται μια προσομοίωση της διάταξης του Μη Γραμμικού Συμβολομέτρου Υπερυψηλής Ταχύτητας (UNI) που πραγματοποιήθηκε με χρήση του λογισμικού πακέτου VPI Transmission Maker που διαθέτει το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Το εν λόγω πακέτο είναι εμπορικά διαθέσιμο και έχει τη δυνατότητα προσομοίωσης μιας ευρείας γκάμας φωτονικών διατάξεων.

Η προσομοίωση αφορά τη λειτουργία του UNI τόσο με ένα σήμα εισόδου όσο και ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής (Exchange – Bypass Switch). Πιο συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκαν τρεις σειρές προσομοιώσεων. Στην πρώτη σειρά προσομοιώθηκε η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 10 Gbps και μήκους κύματος 1558 nm. Αντιστοίχως, στη δεύτερη σειρά προσομοιώθηκε εκ νέου η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 40 Gbps και μήκους κύματος 1553 nm. Στην τρίτη σειρά προσομοιώθηκε η λειτουργία του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής με σήματα εισόδου της ίδιας μορφής με εκείνα που χρησιμοποιήθηκαν στις δύο πρώτες σειρές. Σε κάθε μία από τις τρεις σειρές ελήφθησαν αποτελέσματα της προσομοίωσης, τα οποία πιστοποιούν την ορθή λειτουργία της διάταξης του UNI που σχεδιάστηκε στις καταστάσεις μη μεταγωγής και μεταγωγής αντιστοίχως. Ακόμη, ελήφθησαν μετρήσεις του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου του UNI συναρτήσει συγκεκριμένων μεγεθών και χαράχθηκαν οι σχετικές γραφικές παραστάσεις.

Αρχικά παρουσιάζεται η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI και αναλύεται η λειτουργία και τα τεχνικά χαρακτηριστικά των βασικών οπτικών στοιχείων που τη συνθέτουν. Στη συνέχεια παρουσιάζονται με αναλυτικό τρόπο τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για καθεμία από τις τρεις σειρές.

3.5.1 Η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI

Η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.19 που ακολουθεί. Θα ακολουθήσει η ανάλυση της λειτουργίας της διάταξης αλλά και των βασικών οπτικών στοιχείων που τη συνθέτουν.



Εικόνα 3. 19: Η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI.

Στην παρακάτω εικόνα γίνεται η επεξήγηση των συμβόλων των βασικών στοιχείων της ανωτέρω διάταξης.



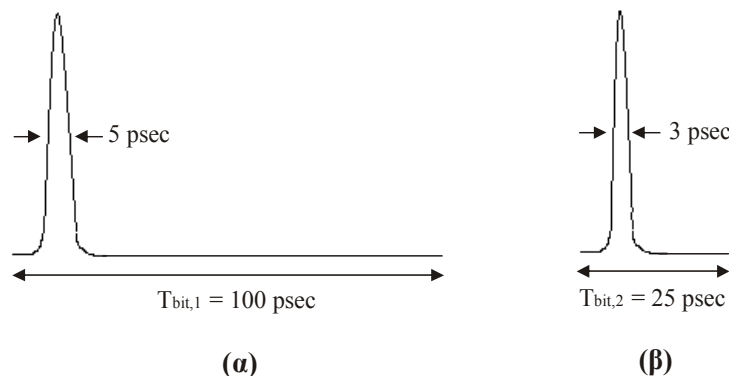
Εικόνα 3. 20: Επεξήγηση των συμβόλων των βασικών στοιχείων της διάταξης.

3.5.2 Μορφή των σημάτων εισόδου και ελέγχου

Τα δύο σήματα εισόδου του διακόπτη βρίσκονται σε διαφορετικά αλλά σχετικά κοντινά μήκη κύματος ενώ οι ρυθμοί μετάδοσής τους είναι επίσης διαφορετικοί. Πιο συγκεκριμένα, το σήμα εισόδου 1 βρίσκεται σε μήκος κύματος 1558 nm ενώ ο ρυθμός μετάδοσής του είναι 10 Gbps. Αντιστοίχως, το σήμα εισόδου 2 βρίσκεται σε μήκος κύματος 1553 nm ενώ ο ρυθμός μετάδοσής του είναι 40 Gbps. Το κοινό στοιχείο των δύο σημάτων εισόδου είναι ότι εισέρχονται στον διακόπτη σε μορφή συνεχόμενων bits (αλληλουχίες "λογικών άσων" και "λογικών

μηδενικών”), δηλαδή δεν οργανώνονται σε πακέτα. Ο τρόπος παραγωγής των σημάτων εισόδου με τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά παρατίθεται αναλυτικά σε επόμενη ενότητα.

Η περίοδος ενός τυχαίου bit του σήματος εισόδου 1 θα δίνεται κατά τα γνωστά από την σχέση: $T_{bit,1} = (1/10 \text{ Gbps}) = 100 \text{ psec}$. Ομοίως, η περίοδος ενός τυχαίου bit του σήματος εισόδου 2 θα είναι: $T_{bit,2} = (1/40 \text{ Gbps}) = 25 \text{ psec}$. Δηλαδή, όσο χρόνο διαρκεί 1 bit του σήματος εισόδου 1 θα διαρκούν 4 bits του σήματος εισόδου 2. Προφανώς, το “λογικό 1” θα αντιπροσωπεύεται από την ύπαρξη παλμού, ο οποίος είναι τύπου Gauss και για τα δύο σήματα εισόδου, ενώ αντιστοίχως το “λογικό 0” θα αντιπροσωπεύεται από την απουσία παλμού. Οι εν λόγω παλμοί Gauss είναι τύπου RZ (Return - to - Zero) που σημαίνει ότι το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος τους (Full Width at Half Maximum - FWHM) θα είναι αρκετά μικρότερο από την αντίστοιχη περίοδο του bit. Συγκεκριμένα, οι τιμές του FWHM έχουν ρυθμιστεί στα 5 psec και 3 psec για τα σήματα εισόδου 1 και 2 αντιστοίχως, με τρόπο που θα δειχθεί σε επόμενη ενότητα. Σύμφωνα με όλα τα παραπάνω, η μορφή των “λογικών άσων” των δύο σημάτων εισόδου μπορεί να απεικονισθεί στην παρακάτω εικόνα:



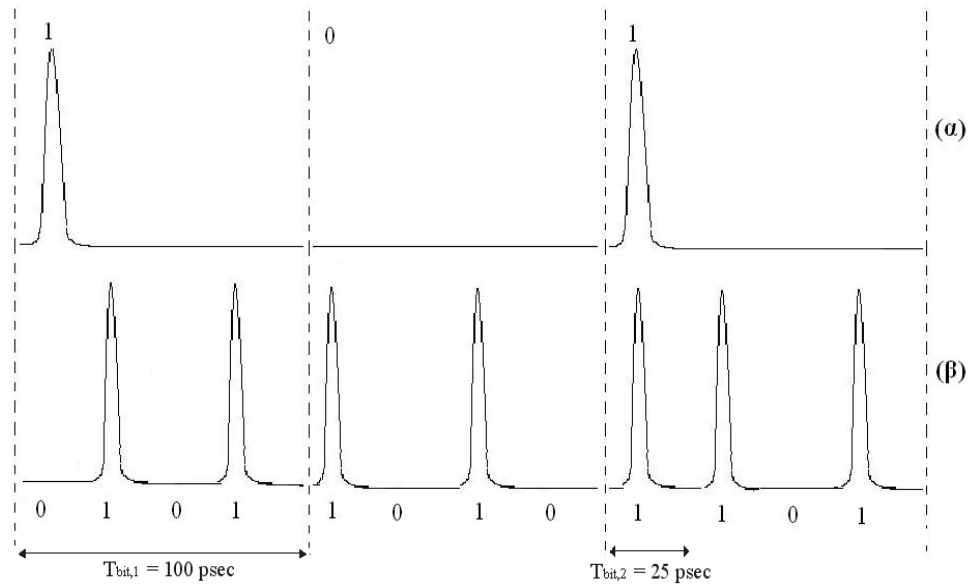
Εικόνα 3. 21: Μορφή των άσων στην περίπτωση (α) του σήματος εισόδου 1 και (β) του σήματος εισόδου 2.

Στην Εικόνα 3. 22 που ακολουθεί παρατίθεται ένα παράδειγμα απεικόνισης των εξής τυχαίων αλληλουχιών bits των δύο σημάτων εισόδου:

Σήμα εισόδου 1 : 1 0 1

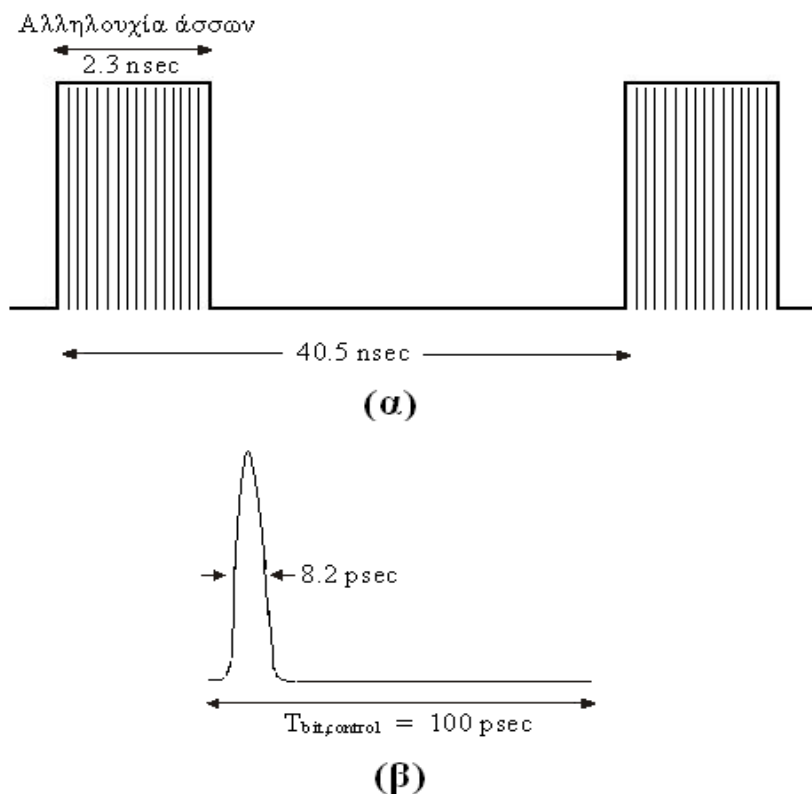
Σήμα εισόδου 2 : 0 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1

Στην εν λόγω εικόνα φαίνεται με τον πλέον παραστατικό τρόπο ότι όσο χρόνο διαρκεί 1 bit του σήματος εισόδου 1 θα διαρκούν 4 bits του σήματος εισόδου 2. Ακόμη, στη συγκεκριμένη περίπτωση της εικόνας, ο παλμός που αντιστοιχεί σε τυχόντα άσσο του σήματος εισόδου 1 έχει συγχρονισθεί με το πρώτο από τα χρονικά αντίστοιχά του 4 bits του σήματος εισόδου 2.



Εικόνα 3. 22: Εικόνα τυχαίας αλληλουχίας bits στην περίπτωση (α) του σήματος εισόδου 1 και (β) του σήματος εισόδου 2. Ο παλμός που αντιστοιχεί σε τυχόντα άσσο του σήματος εισόδου 1 έχει συγχρονισθεί με το πρώτο από τα χρονικά αντίστοιχά του 4 bits του σήματος εισόδου 2.

Σε αντίθεση με τα δύο σήματα εισόδου, το σήμα ελέγχου εισάγεται στον διακόπτη σε μορφή πακέτων ρολογιού, σε μήκος κύματος 1534 nm και με ρυθμό μετάδοσης 10 Gbps. Τα εν λόγω πακέτα ρολογιού έχουν διάρκεια 2.3 nsec και περίοδο 40.5 nsec και είναι ουσιαστικά αλληλουχίες άσων. Η περίοδος του bit είναι και σε αυτή την περίπτωση 100 psec ενώ κάθε ένας από τους παλμούς Gauss έχει χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος της τάξεως των 8.2 psec. Στην παρακάτω Εικόνα 3. 23 παρουσιάζεται η μορφή των πακέτων ρολογιού στα οποία οργανώνεται το σήμα ελέγχου, αλλά και η μορφή των άσων η οποία είναι αντίστοιχη με την περίπτωση των σημάτων εισόδου.



Εικόνα 3. 23: (α) Η μορφή των πακέτων ρολογιού στα οποία οργανώνεται το σήμα ελέγχου και (β) η μορφή των άσσεων του σήματος ελέγχου.

3.5.3 Τα σήματα εισόδου και ελέγχου όπως αυτά παράχθηκαν μέσω του VPI

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 3. 19, η γενική μορφή της διάταξης περιλαμβάνει στο αριστερό μέρος της δύο πηγές οπτικών παλμών Gauss, μία για καθένα από τα δύο οπτικά σήματα εισόδου. Προφανώς, οι πηγές αυτές θα είναι και οι δύο ενεργές στην τρίτη σειρά προσομοιώσεων, όπου το UNI λειτουργεί ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής. Αντιθέτως, στις άλλες δύο περιπτώσεις λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου, μία από τις δύο πηγές κάθε φορά θα απενεργοποιείται.

Αρχικά, το σήμα εισόδου 1, το οποίο παράγεται από την πάνω πηγή, θα έχει ρυθμό 10 Gbps και μήκος κύματος 1558 nm. Γενικά το VPI χρησιμοποιεί τις αντίστοιχες φέρουσες συχνότητες των παλμών και όχι τα μήκη κύματος. Συνεπώς, η φέρουσα συχνότητα του σήματος εισόδου 1 ορίζεται στα 192.4 THz, η οποία αντιστοιχεί σε μήκος κύματος 1558 nm. Ακόμη, το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος (Full Width at Half Maximum – FWHM) του τυχόντος παλμού του σήματος εισόδου 1 ορίζεται στα 5 psec, η ισχύς κορυφής του ορίζεται στα 4 mW και η πολωτική κατάστασή του ρυθμίζεται να είναι οριζόντια, μέσω της παραμέτρου Asimuth η οποία τοποθετείται στις 0°. Τέλος, υπάρχει και σχετική επιλογή που ορίζει τη μορφή της παλμικής ακολουθίας που παράγεται, μέσω της οποίας η περίοδος της ακολουθίας ρυθμίζεται στα 16 bits. Η μορφή της επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης μήκους 16 bits είναι η εξής:

Κωδική λέξη του σήματος εισόδου 1 : 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 1

Εν συνεχεία, το σήμα εισόδου 2, το οποίο παράγεται από την κάτω πηγή, θα έχει ρυθμό 40 Gbps και μήκος κύματος 1553 nm, το οποίο αντιστοιχεί σε φέρουσα συχνότητα 193 THz. Το χρονικό εύρος FWHM του τυχόντος παλμού του σήματος εισόδου 2 ορίζεται στα 3 psec, ενώ η ισχύς κορυφής του ορίζεται στα 4 mW όπως και στο σήμα εισόδου 1. Ακόμη, οι πολωτικές καταστάσεις των δύο σημάτων εισόδου θα πρέπει να διαφέρουν κατά 90° . Συνεπώς, η πολωτική κατάσταση του σήματος εισόδου 2 ρυθμίζεται να είναι κατακόρυφη, μέσω της παραμέτρου Asimuth η οποία τοποθετείται στις 90° . Η περίοδος της παλμικής ακολουθίας ρυθμίζεται στα 16 bits, ενώ η μορφή της επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης είναι η εξής:

Κωδική λέξη του σήματος εισόδου 2 : 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 0

Αμέσως μετά την πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2 συνδέεται μια οπτική γραμμή καθυστέρησης (ODL) προκειμένου να επιτευχθεί ο συγχρονισμός των συγκεκριμένων συνιστωσών των σημάτων εισόδου και ελέγχου, με τρόπο που θα αναλυθεί σε επόμενες ενότητες.

Το σήμα ελέγχου παράγεται από δύο ταυτόσημες πηγές, για λόγο που θα εξηγηθεί με λεπτομέρεια στην επόμενη ενότητα. Ο ρυθμός μετάδοσής του είναι 10 Gbps, ενώ η φέρουσα συχνότητά του δεν συμπίπτει με την πειραματική τιμή και τίθεται στα 194 THz. Το χρονικό εύρος FWHM του τυχόντος παλμού του σήματος ελέγχου ορίζεται στα 8.2 psec, ενώ η ισχύς κορυφής του μεταβάλλεται με σκοπό τη βελτιστοποίηση του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου του UNI αλλά και τη χάραξη των σχετικών γραφικών παραστάσεων. Ακόμη, η παράμετρος Asimuth έχει τοποθετηθεί στις 0° και στις δύο ταυτόσημες πηγές του σήματος ελέγχου. Η μορφή της παλμικής ακολουθίας του σήματος ελέγχου που έχει επιλεγεί αντιστοιχεί σε αλληλουχίες συνεχόμενων άσσων. Η περίοδος της ακολουθίας ρυθμίζεται στα 16 bits ενώ η διάρκεια των πακέτων ρολογιού στα 8 bits. Έτσι, η μορφή της επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης είναι η εξής:

Κωδική λέξη του σήματος ελέγχου : 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0

Αμέσως μετά και τις δύο πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου συνδέεται από μία οπτική γραμμή καθυστέρησης (ODL). Οι εν λόγω ODL εισάγουν ακριβώς ταυτόσημη καθυστέρηση και χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με την ODL που έχει συνδεθεί με την πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2 προκειμένου, όπως ήδη αναφέρθηκε, να επιτευχθεί συγχρονισμός των συγκεκριμένων συνιστωσών των σημάτων εισόδου και ελέγχου. Εντούτοις, στην κάτω πηγή του σήματος ελέγχου συνδέεται και ένας ελεγκτής πόλωσης μετά την ODL, προκειμένου να στρέψει την πόλωση του σήματος ελέγχου που παράγεται εκεί κατά 90° .

3.5.4 Περιγραφή της λειτουργίας της διάταξης

Στην ενότητα 3.4 του προηγούμενου κεφαλαίου παρουσιάστηκε η αρχή λειτουργίας ενός 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής (Exchange – Bypass Switch) με παλμικά σήματα εισόδου και ελέγχου τυχόντων χαρακτηριστικών. Στην παρούσα ενότητα θα εξεταστεί η λειτουργία του 2x2 διακόπτη για τα σήματα εισόδου και ελέγχου, όπως αυτά παρουσιάστηκαν αμέσως παραπάνω. Η ανάλυση θα βασιστεί στη θεώρηση δύο τυχαίων αλληλουχιών bits για τα δύο σήματα εισόδου και θα παρουσιαστεί ο τρόπος λειτουργίας του διακόπτη στις καταστάσεις μη μεταγωγής (Bar State) και μεταγωγής (Cross State) αντιστοίχως.

Αρχικά, όπως έχει ήδη τονιστεί από προηγούμενη ενότητα, προκειμένου ο διακόπτης να λειτουργήσει στην κατάσταση μεταγωγής απαιτείται αρχικά συγχρονισμός των δύο σημάτων εισόδου. Στην περίπτωση των σημάτων εισόδου που εξετάζεται, το 1 bit του σήματος εισόδου 1 διαρκεί όσο χρόνο διαρκούν 4 bits του σήματος εισόδου 2. Συνεπώς, ένα bit του σήματος εισόδου 1 θα πρέπει να συγχρονισθεί με κάποιο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2. Στο παράδειγμα της Εικόνα 3. 22 που προηγήθηκε, ο εν λόγω συγχρονισμός του bit της εισόδου 1 έγινε με το πρώτο από τα 4 bits του σήματος εισόδου 2. Με την ίδια ακριβώς λογική, σε κάποια άλλη περίπτωση θα μπορούσε ο συγχρονισμός να γίνει με το δεύτερο, με το τρίτο ή με το τέταρτο bit.

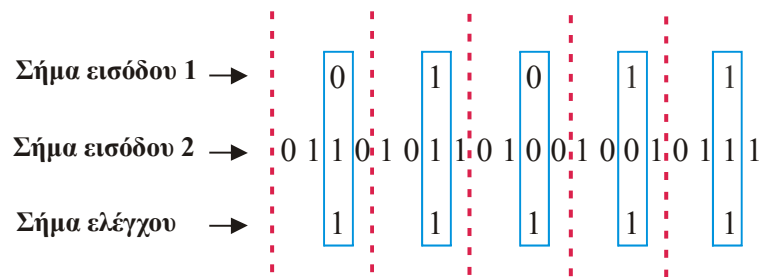
Επιπρόσθετα, το bit του σήματος ελέγχου διαρκεί όσο και το bit του σήματος εισόδου 1, δηλαδή όσο διαρκούν 4 bits του σήματος εισόδου 2. Συνεπώς, για σωστή λειτουργία στην κατάσταση μεταγωγής, θα πρέπει ο παλμός που αντιστοιχεί σε τυχόντα άσσο του σήματος ελέγχου να συγχρονιστεί με τη σειρά του με εκείνο από τα 4 bits του σήματος εισόδου 2 με το οποίο έχει συγχρονιστεί και ο παλμός εισόδου 1. Πρόκειται δηλαδή για τριπλό συγχρονισμό των σημάτων εισόδου και ελέγχου. Έτσι, στο παράδειγμα της Εικόνα 3. 22, θα πρέπει ο τυχόν παλμός ελέγχου να συγχρονιστεί με το πρώτο από τα 4 bits του σήματος εισόδου 2. Με την ίδια ακριβώς λογική, σε κάποια άλλη περίπτωση ο συγχρονισμός θα έπρεπε να γίνει με το δεύτερο, με το τρίτο ή με το τέταρτο bit αντιστοίχως.

Ας θεωρηθούν οι εξής τυχαίες αλληλουχίες bits των δύο σημάτων εισόδου:

Σήμα εισόδου 1 : 0 1 0 1 1

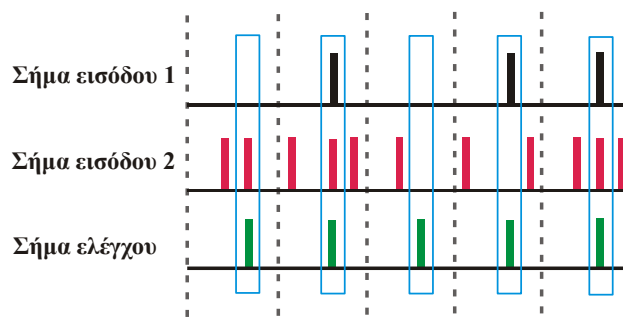
Σήμα εισόδου 2 : 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1

Επιλέγουμε να συγχρονίσουμε το bit του σήματος εισόδου 1 με το τρίτο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2. Ακόμη, από το πακέτο ρολογιού του σήματος ελέγχου (αλληλουχία συνεχόμενων άσσων διάρκειας 2.3 nsec) απομονώνουμε 5 συνεχόμενους παλμούς ο καθένας από τους οποίους με τη σειρά του συγχρονίζεται επίσης με το τρίτο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2. Οι συγχρονισμοί που προαναφέρθηκαν παρουσιάζονται παραστατικά στην παρακάτω εικόνα. Οι κόκκινες κατακόρυφες διακεκομμένες γραμμές ομαδοποιούν τις τετράδες των bits του σήματος εισόδου 2, ενώ τα γαλάζια πλαίσια περικλείουν τα ζευγάρια των bits εισόδου τα οποία έχουν συγχρονισθεί με παλμό ελέγχου.



Εικόνα 3. 24: Στο παράδειγμα, τα bits του σήματος εισόδου 1 και του σήματος ελέγχου συγχρονίζονται με το τρίτο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2.

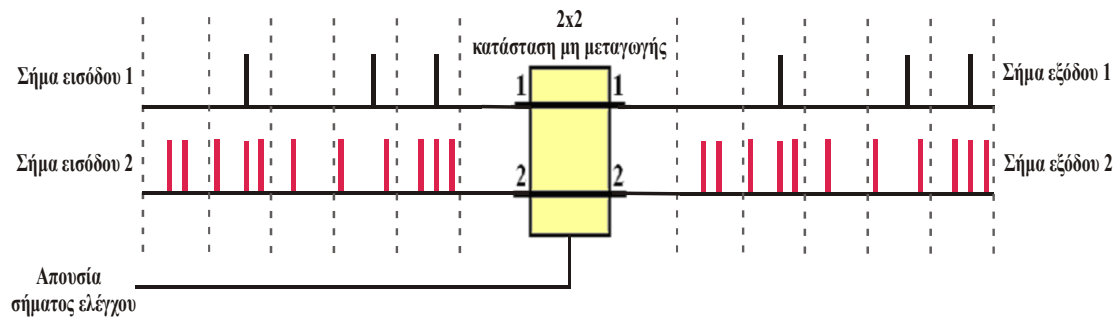
Με οδηγό το παράδειγμα του ανωτέρω σχήματος, στην Εικόνα 3. 25 που ακολουθεί σχεδιάζονται οι αντίστοιχες παλμικές ακολουθίες των σημάτων εισόδου και ελέγχου, οι οποίες εισέρχονται στον 2x2 διακόπτη μεταγωγής.



Εικόνα 3. 25: Οι παλμικές ακολουθίες των σημάτων εισόδου και ελέγχου που αντιστοιχούν στο παράδειγμα. Συγχρονισμός του σήματος εισόδου 1 και του σήματος ελέγχου με το τρίτο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2.

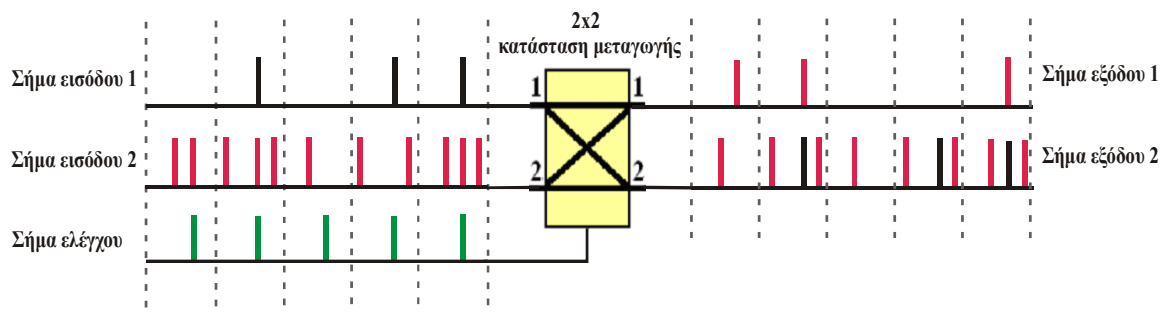
Οι παλμοί σχεδιάζονται με κατακόρυφα ευθύγραμμα τμήματα, με την παρουσία παλμού να υποδηλώνει λογικό άσσο ενώ την απουσία παλμού να υποδηλώνει λογικό μηδενικό. Οι παλμοί του σήματος εισόδου 1 και 2 σχεδιάζονται με μαύρο και κόκκινο χρώμα αντιστοίχως, ενώ οι παλμοί του σήματος ελέγχου με πράσινο χρώμα. Στο σχήμα αυτό είναι ευδιάκριτη η σχετική θέση των παλμών στην κλίμακα του χρόνου. Όμοια με προηγούμενως, οι κατακόρυφες διακεκομμένες γραμμές ομαδοποιούν τις τετράδες των bits του σήματος εισόδου 2, ενώ τα γαλάζια πλαίσια περικλείουν τα ζευγάρια των bits εισόδου τα οποία έχουν συγχρονισθεί με παλμό ελέγχου.

Έχοντας ήδη παρουσιάσει την μορφή των παλμικών ακολουθιών των σημάτων εισόδου και ελέγχου, παρακάτω θα παρουσιασθεί η λειτουργία του διακόπτη στις καταστάσεις μη μεταγωγής (Bar State) και μεταγωγής (Cross State) αντιστοίχως. Η αρχή γίνεται με την κατάσταση μη μεταγωγής, κατά την οποία απουσιάζει το σήμα ελέγχου από το κύκλωμα. Οι παλμικές ακολουθίες των σημάτων εισόδου 1 και 2 εισέρχονται στον διακόπτη και εξέρχονται ανεπηρέαστες από τις θύρες εξόδου 1 και 2 αντιστοίχως, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 3. 26: Λειτουργία του 2x2 διακόπτη σε κατάσταση μη μεταγωγής (bar state) στην περίπτωση του παραδείγματος.

Συνεχίζοντας, εξετάζεται η κατάσταση μεταγωγής, κατά την οποία εκτός από τα δύο σήματα εισόδου εισάγεται και το σήμα ελέγχου στο διακόπτη, ενώ ο συγχρονισμός των σημάτων φαίνεται στην Εικόνα 3. 25. Η διαδικασία της αντιμετάθεσης των παλμών στις εξόδους του διακόπτη αφορά μόνο τους παλμούς εισόδου οι οποίοι είναι συγχρονισμένοι με παλμούς ελέγχου, δηλαδή αφορά τους παλμούς οι οποίοι περικλείονται στα γαλάζια πλαίσια στην Εικόνα 3. 25. Με την παρουσία δηλαδή του παλμού ελέγχου, ένας παλμός που εισέρχεται στην είσοδο 1 εξέρχεται από την έξοδο 2, ενώ αντιστοίχως ένας παλμός που εισέρχεται στην είσοδο 2 εξέρχεται από την έξοδο 1. Αντιθέτως, οι παλμοί του σήματος εισόδου 2 οι οποίοι δεν είναι συγχρονισμένοι με παλμούς ελέγχου εξέρχονται ανεπηρέαστοι από την έξοδο 2. Η λειτουργία του διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής, όπως μόλις περιγράφηκε, παρουσιάζεται στην εικόνα που ακολουθεί:



Εικόνα 3. 27: Λειτουργία του 2x2 διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής (cross state) στην περίπτωση του παραδείγματος.

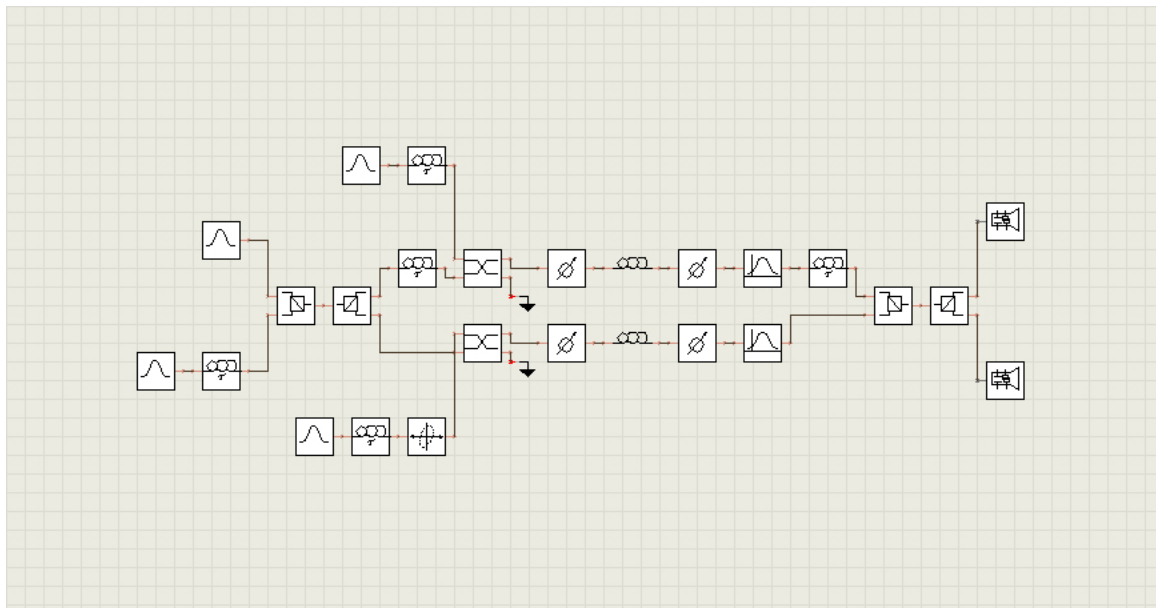
Συνεπώς, οι αλληλουχίες bits των δύο σημάτων εξόδου που έχουν προκύψει στην κατάσταση μεταγωγής θα είναι οι εξής:

Σήμα εξόδου 1: 1 1 0 0 1
 Σήμα εξόδου 2: 0 1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 1

Παρατηρούμε ότι η παλμική ακολουθία της εξόδου 1 έχει ρυθμό μετάδοσης 10 Gbps (όσο έχει και το σήμα εισόδου 1) και αποτελείται μόνο από παλμούς του

σήματος εισόδου 2 (κόκκινο χρώμα), οι οποίοι βρίσκονται σε μήκος κύματος 1553 nm. Καθ' όλη τη διάρκεια εισαγωγής του πακέτου ρολογιού του σήματος ελέγχου, κανένας παλμός του σήματος εισόδου 1 (μαύρο χρώμα) μήκους κύματος 1558 nm δεν περνά στη έξοδο 1, αφού όλοι οι εν λόγω παλμοί έχουν συγχρονιστεί με τους παλμούς ελέγχου, με συνέπεια να μεταγόνται στην έξοδο 2.

Αντιθέτως, η παλμική ακολουθία της εξόδου 2 έχει ρυθμό μετάδοσης 40 Gbps (όσο έχει και το σήμα εισόδου 2) και είναι υβριδικής μορφής, δηλαδή αποτελείται από παλμούς του σήματος εισόδου 2 (κόκκινο χρώμα) μήκους κύματος 1553 nm αλλά και από παλμούς του σήματος εισόδου 1 (μαύρο χρώμα) μήκους κύματος 1558 nm. Οι παλμοί του σήματος εισόδου 2 που περνούν ανεπηρέαστοι στην έξοδο 2 είναι εκείνοι οι οποίοι δεν έχουν συγχρονιστεί με παλμούς ελέγχου.



Εικόνα 3. 28: Η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI.

Η λογική της λειτουργίας του UNI στη διάταξη που προσομοιώθηκε είναι η ίδια με εκείνη που περιγράφηκε στην 3.2.1. Ωστόσο, υπάρχει μια εμφανής διαφορά η οποία γίνεται άμεσα αντιληπτή με απλή επισκόπηση της Εικόνα 3. 19 (την οποία παραθέσαμε εδώ για ευκολία). Βλέπουμε λοιπόν ότι στη διάταξη της Εικόνα 3. 19 το UNI εμφανίζεται να περιλαμβάνει δύο βραχίονες – οπτικούς δρόμους, σε αντίθεση με την κλασική μορφή της διάταξης του UNI που περιλαμβάνει ένα βραχίονα – οπτικό δρόμο. Από την ανάλυση που θα ακολουθήσει ευθύς αμέσως θα διαπιστωθεί ότι η εν λόγω διαφορά είναι ουσιαστικά εικονική, δεν αλλοιώνει καθόλου τη λειτουργία της κλασικής διάταξης του UNI και οφείλεται καθαρά σε μια συγκεκριμένη αδυναμία του λογισμικού πακέτου VPI. Η ανάλυση θα γίνει θεωρώντας τη γενική περίπτωση εισαγωγής και των δύο σημάτων εισόδου. Προφανώς, στις περιπτώσεις απουσίας του ενός από τα δύο σήματα εισόδου, η ανάλυση θα είναι ακριβώς η ίδια, θεωρώντας την ισχύ κορυφής των παλμών του απόντος σήματος εισόδου ως μηδενική.

Αρχικά, τα δύο οπτικά σήματα εισόδου εισέρχονται στον πρώτο PBS, όπως ακριβώς και στην κλασική μορφή της διάταξης του UNI. Η χαρακτηριστική του γωνία έχει τοποθετηθεί στις 45° και ο σκοπός του είναι να διαχωρίσει καθένα από τα δύο σήματα εισόδου σε δύο ίσες και κάθετες μεταξύ τους συνιστώσες, οι οποίες

στο εξής θα αποκαλούνται συνιστώσες X και Y αντιστοίχως. Στο σημείο αυτό εμφανίζεται η αδυναμία του VPI, το οποίο δεν επιτρέπει την ταυτόχρονη διάδοση στον ίδιο οπτικό δρόμο σημάτων με διαφορετικές πολώσεις. Έτσι, είναι αναγκαία η ύπαρξη δύο οπτικών δρόμων. Στον πάνω οπτικό δρόμο θα διαδίδονται οι X συνιστώσες των σημάτων ενώ στον κάτω θα διαδίδονται οι Y συνιστώσες. Πρόκειται ουσιαστικά για ένα τέχνασμα, το οποίο χρησιμοποιείται προκειμένου να ξεπεραστεί η αδυναμία του VPI. Ο δεύτερος PBS με χαρακτηριστική γωνία 0° , ο οποίος έχει τοποθετηθεί αμέσως μετά τον πρώτο, επιτελεί ακριβώς τον ανωτέρω διαχωρισμό των X συνιστωσών στον πάνω οπτικό δρόμο και των Y συνιστωσών στον κάτω οπτικό δρόμο αντιστοίχως.

Παρατηρώντας τους δύο οπτικούς δρόμους, είναι εμφανές ότι η μορφή τους είναι πανομοιότυπη. Η μοναδική διαφορά έγκειται στην ύπαρξη δύο ODL στον πάνω οπτικό δρόμο, οι οποίες δεν υπάρχουν στον κάτω. Τα εν λόγω ODL προσομοιώνουν τα δύο κομμάτια PM ινών τα οποία χρησιμοποιούνται στην κλασική διάταξη του UNI. Ο ρόλος της πρώτης PM ίνας είναι να εισάγει χρονική καθυστέρηση μεταξύ των ορθογωνίων συνιστωσών και των δύο σημάτων, ενώ της δεύτερης PM ίνας είναι να εισάγει την αντίστροφη χρονική καθυστέρηση. Στην περίπτωση της διάταξης, το πρώτο ODL στην αρχή του πάνω οπτικού δρόμου καθυστερεί τις X συνιστώσες των σημάτων κατά 12.5 psec σε σχέση με τις Y συνιστώσες του κάτω οπτικού δρόμου. Αντιστοίχως, το δεύτερο ODL στο τέρμα του πάνω οπτικού δρόμου εισάγει αντίστροφη χρονική καθυστέρηση κατά 12.5 psec στις X συνιστώσες σε σχέση με τις Y. Έτσι, στο τέρμα και των δύο οπτικών δρόμων, οι X και οι Y συνιστώσες θα συμπίπτουν χρονικά.

Οι δύο πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου τροφοδοτούν καθένα από τους δύο οπτικούς δρόμους μέσω δύο πανομοιότυπων οπτικών συζευκτών με λόγο σύζευξης 90/10. Όπως ήδη αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, τα σήματα ελέγχου που παράγονται από τις δύο πηγές έχουν ακριβώς την ίδια μορφή, ενώ τα δύο ODL που συνδέονται μετά τις πηγές εισάγουν την ίδια καθυστέρηση. Η διαφορά έγκειται στην ύπαρξη του ελεγκτή πόλωσης μετά την πηγή που συνδέεται στον κάτω οπτικό δρόμο προκειμένου να στρέψει την πόλωση του σήματος ελέγχου που παράγεται εκεί κατά 90° . Πρόκειται για ένα ακόμη τέχνασμα που επιχειρήθηκε με σκοπό να προσομοιωθεί η λειτουργία του UNI και να ξεπεραστεί η αδυναμία του VPI. Ουσιαστικά έχουμε ένα σήμα ελέγχου, το οποίο όντας οριζόντια πολωμένο εισέρχεται χωρίς πρόβλημα στον πάνω οπτικό δρόμο όπου διαδίδονται οι X συνιστώσες των σημάτων εισόδου. Προκειμένου όμως να εισαχθεί και στον κάτω οπτικό δρόμο όπου διαδίδονται οι Y συνιστώσες των σημάτων εισόδου θα πρέπει η πόλωσή του να στραφεί κατά 90° ώστε να αποφευχθεί η αδυναμία του VPI, το οποίο δεν επιτρέπει την ταυτόχρονη διάδοση στον ίδιο οπτικό δρόμο σημάτων με διαφορετικές πολώσεις.

Από τα όσα ήδη αναφέρθηκαν, τα σήματα ελέγχου που εισάγονται σε καθένα από τους δύο οπτικούς δρόμους βρίσκονται στην ίδια χρονική κλίμακα μεταξύ τους, ενώ αντίθετα υφίσταται μια χρονική απόκλιση της τάξεως των 12.5 psec μεταξύ των X συνιστωσών των σημάτων εισόδου στον πάνω οπτικό δρόμο και των Y συνιστωσών των σημάτων εισόδου στον κάτω οπτικό δρόμο. Ως αποτέλεσμα, οι συνιστώσες των σημάτων εισόδου μόνο του ενός εκ των δύο οπτικών δρόμων θα μπορούσαν να συγχρονισθούν με το σήμα ελέγχου στον αντίστοιχο οπτικό δρόμο. Κατά την εκτέλεση των προσομοιώσεων επιλέχθηκε τυχαία να συγχρονισθούν οι X συνιστώσες στον πάνω οπτικό δρόμο με το σήμα ελέγχου. Με την επιλογή αυτή οι Y συνιστώσες στον κάτω οπτικό δρόμο δεν θα είναι συγχρονισμένες με το σήμα ελέγχου. Η λογική αυτή συμβαδίζει πλήρως με

την λειτουργία της κλασσικής διάταξης του UNI, όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.4, όπου ο τυχόν παλμός ελέγχου ρυθμίζεται έτσι ώστε να συγχρονιστεί είτε με τις οριζόντιες είτε με τις κατακόρυφες συνιστώσες των δύο σημάτων εισόδου.

Ακολουθεί και στους δύο οπτικούς δρόμους μια ισχυρά μη γραμμική ίνα η οποία προσομοιώνει την ίνα Βισμουθίου που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα και η οποία είναι υπεύθυνη για τη διέγερση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM). Αναλυτικά τα τεχνικά χαρακτηριστικά της ίνας αυτής παρατίθενται στην επόμενη ενότητα. Η στροφή της φάσης εξαιτίας του XPM στην κατάσταση μεταγωγής θα αφορά τις συνιστώσες των σημάτων εισόδου μόνο του ενός εκ των δύο οπτικών δρόμων όπου έχει επέλθει συγχρονισμός με το αντίστοιχο σήμα ελέγχου. Σύμφωνα λοιπόν με τη επιλογή που έχει γίνει, η στροφή της φάσης θα αφορά τις X συνιστώσες στον πάνω οπτικό δρόμο. Η προσπάθεια που έγινε κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων είχε ως στόχο την επίτευξη στροφής φάσης των X συνιστωσών όσο το δυνατόν πλησιέστερα στην τιμή των 180° , μεταβάλλοντας κυρίως την ισχύ κορυφής των παλμών ελέγχου. Αντιθέτως, η φάση των Y συνιστωσών στον κάτω οπτικό δρόμο παραμένει ανεπηρέαστη κατά το πέρασμά τους από την ισχυρά μη γραμμική ίνα. Να σημειωθεί ότι στα δύο άκρα της μη γραμμικής ίνας έχουν τοποθετηθεί και δύο εξασθενητές (attenuators) οι οποίοι εισάγουν απώλειες της τάξεως των 1.7 dB, προσομοιώνοντας τις απώλειες των pig tails της ίνας Βισμουθίου (απώλειες συγκόλλησης της μη γραμμικής ίνας με την SMF ίνα Πυριτίου).

Το επόμενο στοιχείο αμέσως μετά τις δύο πανομοιότυπες μη γραμμικές ίνες σε καθένα από τους δύο οπτικούς δρόμους είναι ένα οπτικό φίλτρο το οποίο έχει ως σκοπό την αποκοπή του σήματος ελέγχου. Η κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης (Bandwidth) των δύο πανομοιότυπων φίλτρων μεταβάλλεται σε καθεμία από τις τρεις σειρές προσομοιώσεων, αναλόγως με το ποιο από τα δύο οπτικά σήματα εισόδου διαφορετικού μήκους κύματος εισέρχεται στη διάταξη. Πλέον, μετά και το ODL που προσομοιώνει τη δεύτερη PM ίνα στον πάνω οπτικό δρόμο, ακολουθεί ένας τρίτος PBS με χαρακτηριστική γωνία 0° , ο οποίος εκτελεί αντίστροφη λειτουργία από τον δεύτερο PBS, οδηγώντας τις δύο συνιστώσες των δύο σημάτων εισόδου στον τέταρτο και τελευταίο PBS. Στον τέταρτο PBS, χαρακτηριστικής γωνίας 45° , λαμβάνει χώρα η διαδικασία της συμβολής των συνιστωσών των δύο σημάτων, όπως ακριβώς και στην κλασσική διάταξη του UNI, σύμφωνα με την οποία αποφασίζεται η θύρα εξόδου του PBS από την οποία θα εξέλθει ο εκάστοτε παλμός. Οι δύο παλμογράφοι που έχουν συνδεθεί στις θύρες εξόδου του τέταρτου PBS προφανώς έχουν ως σκοπό την παρατήρηση των δύο σημάτων εξόδου. Να σημειωθεί ότι κατά τη διάρκεια εκτέλεσης των προσομοιώσεων, ενίοτε τοποθετούνταν παλμογράφοι και σε άλλα σημεία της διάταξης με σκοπό την παρατήρηση των σημάτων στα σημεία αυτά.

Από την ανάλυση που μόλις προηγήθηκε σε αυτή την ενότητα, καθίσταται προφανές ότι η διάταξη που σχεδιάστηκε στο VPI προσομοιώνει με ακρίβεια την κλασσική μορφή της διάταξης του UNI, παρά τα τεχνάσματα που υιοθετήθηκαν. Η ορθή λειτουργία της διάταξης πιστοποιείται από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που θα παρατεθούν στις ενότητες που ακολουθούν.

3.5.5 Καθορισμός των παραμέτρων της ισχυρά μη γραμμικής ίνας

Η ισχυρά μη γραμμική ίνα που χρησιμοποιήθηκε στη διάταξη της Εικόνα 3.19 αφορά μια τυχαία μη γραμμική ίνα που προσομοιώνει τα βασικά χαρακτηριστικά της ίνας Βισμούθιου που είναι διαθέσιμη στο ΕΦΕ. Στην ενότητα αυτή θα αναλυθεί ο τρόπος καθορισμού των εν λόγω βασικών χαρακτηριστικών.

Η κυριότερη παράμετρος της ισχυρά μη γραμμικής ίνας που πρέπει να καθορισθεί είναι ασφαλώς ο συντελεστής μη γραμμικότητας γ . Με βάση τα θεωρητικά δεδομένα που έχουν δοθεί για τη συγκεκριμένη μη-γραμμική ίνα, η τιμή του συντελεστή μη γραμμικότητας γ θα πρέπει να προσεγγίζει τα $1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. Εντούτοις, στο VPI η παράμετρος γ δεν καθορίζεται απευθείας αλλά μέσω των παραμέτρων του μη γραμμικού συντελεστή του δείκτη διάθλασης (NonLinear Index) n_2 και της ενεργού επιφανείας του πυρήνα της ίνας (Core Area) A_{eff} . Τα ανωτέρω μεγέθη σχετίζονται μεταξύ τους με βάση τον τύπο (3.31) της ενότητας 3.3.1, ο οποίος επαναλαμβάνεται εδώ για ευκολία:

$$\gamma = \frac{\omega n_2}{c A_{\text{eff}}} = \frac{2\pi f n_2}{c A_{\text{eff}}} \quad (3.35)$$

Θέτουμε στον ανωτέρω τύπο ως δεδομένη την τιμή $\gamma = 1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. Ακόμη, για την τιμή της συχνότητας f χρησιμοποιείται μια συχνότητα αναφοράς (Reference Frequency) $f = 193.1 \text{ THz}$ που υπάρχει στο VPI και αφορά τη μη γραμμική ίνα, ενώ η τιμή της παραμέτρου A_{eff} καθορίζεται από τα δεδομένα του κατασκευαστή της ίνας Βισμούθιου (data sheets of Bismuth Oxide fiber) που διαθέτει το ΕΦΕ, $A_{\text{eff}} = 3.3 \mu\text{m}^2$. Αντικαθιστώντας τα δεδομένα που μόλις παρατέθηκαν στον τύπο (3.35), υπολογίζουμε την απαιτούμενη τιμή της παραμέτρου n_2 :

$$\gamma = \frac{2\pi f n_2}{c A_{\text{eff}}} \Rightarrow n_2 = \frac{\gamma c A_{\text{eff}}}{2\pi f} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow n_2 = \frac{(1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}) \cdot (3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}) \cdot (3.3 \mu\text{m}^2)}{2\pi \cdot (193.1 \text{ THz})} \Rightarrow n_2 \approx 81.6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$$

Η τιμή της παραμέτρου n_2 που υπολογίστηκε παραπάνω είναι πάρα πολύ υψηλή για τα δεδομένα του VPI, το οποίο θέτει ως άνω όριο την τιμή $n_2 = 50 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. Συνεπώς αναγκαστικά θα πρέπει να ελαττωθεί η τιμή της παραμέτρου A_{eff} από τα $3.3 \mu\text{m}^2$ που δίνει ο κατασκευαστής σε μια τιμή τέτοια ώστε να προκύπτει $\gamma = 1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$, με δεδομένο ότι για την παράμετρο n_2

χρησιμοποιούμε το άνω όριο του VPI, δηλαδή θέτουμε $n_2 = 50 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. Άλλωστε, όπως ήδη προαναφέρθηκε, η κρίσιμη παράμετρος είναι ο συντελεστής μη γραμμικότητας γ , του οποίου η τιμή πρέπει να είναι $\gamma = 1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. Αντικαθιστώντας τα δεδομένα που μόλις παρατέθηκαν εκ νέου στον τύπο (3.35), υπολογίζουμε την απαιτούμενη τιμή της παραμέτρου A_{eff} :

$$\gamma = \frac{2\pi f n_2}{c A_{\text{eff}}} \Rightarrow A_{\text{eff}} = \frac{2\pi f n_2}{\gamma c} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow A_{\text{eff}} = \frac{2\pi \cdot (193.1 \text{ THz}) \cdot (50 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W})}{(1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}) \cdot (3 \cdot 10^8 \text{ m/sec})} \Rightarrow A_{\text{eff}} \approx 2.02 \text{ } \mu\text{m}^2$$

Συνεπώς, οι τιμές των παραμέτρων A_{eff} (Core Area) και n_2 (NonLinear Index) που χρησιμοποιήθηκαν προκειμένου να επιτευχθεί $\gamma = 1000 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ είναι οι εξής:

- $A_{\text{eff}} = 2.02 \text{ } \mu\text{m}^2$
- $n_2 = 50 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$.

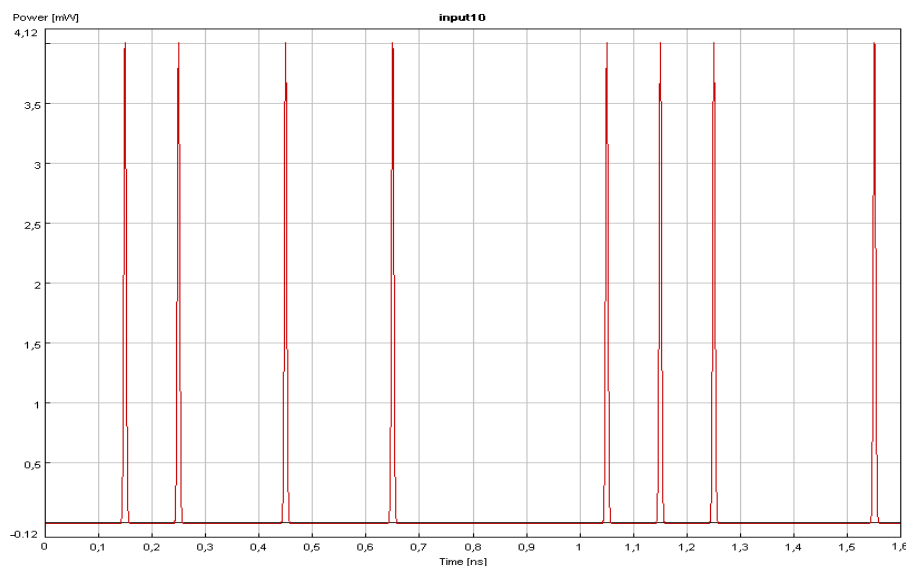
Ακόμη, το μήκος της ίνας αρχικά ορίστηκε στα 0.8 m σε συμφωνία με το διαθέσιμο μήκος μη-γραμμικής ίνας Βισμούθιου που διατίθεται στο εργαστήριο. Το μήκος αυτό, στις δύο πρώτες σειρές προσομοιώσεων θα μεταβληθεί, προκειμένου να φανεί η συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου του UNI συναρτήσει του μήκους της ίνας αλλά και να χαραχθούν οι σχετικές γραφικές παραστάσεις. Τέλος, καθορίστηκαν και οι παράμετροι των απωλειών διάδοσης της ίνας (Attenuation) στην τιμή των 1.3 dB/m, αλλά και της διασποράς (Dispersion) στην τιμή των -270 psec/nm/km, οι οποίες συμφωνούν με δεδομένα του κατασκευαστή.

3.5.6 Αποτελέσματα προσομοιώσεων στην περίπτωση εισαγωγής ενός σήματος εισόδου ρυθμού 10Gbps

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από την πρώτη σειρά προσομοιώσεων, η οποία αφορά τη λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 10 Gbps. Η διάταξη που σχεδιάστηκε έχει ήδη παρουσιασθεί στην Εικόνα 3. 19, ενώ από τις δύο πηγές σημάτων εισόδου στο αριστερό μέρος της, η κάτω πηγή που παράγει το σήμα εισόδου 2 απενεργοποιείται. Έτσι, το μοναδικό σήμα εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps τροφοδοτείται στην αντίστοιχη θύρα εισόδου 1 του UNI μέσω της πάνω πηγής.

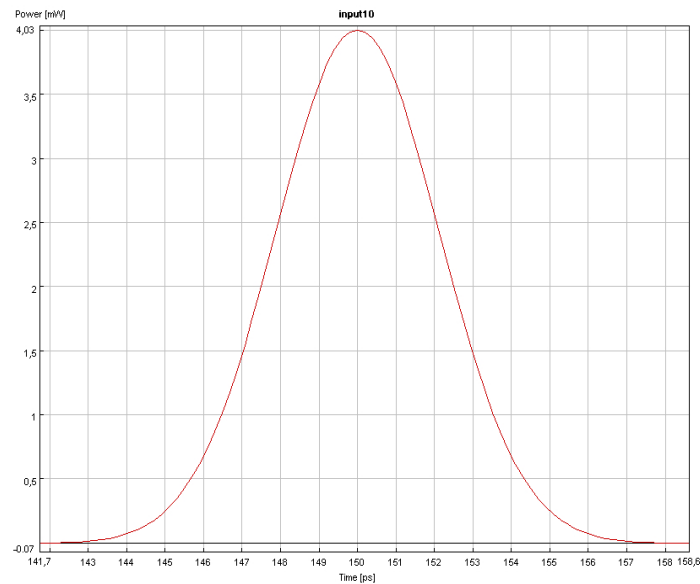
Οι τιμές των παραμέτρων των βασικών οπτικών στοιχείων που συνθέτουν τη διάταξη έχουν ήδη καθοριστεί σε προηγούμενη ενότητα. Οι μοναδικές παράμετροι που μεταβάλλονται σε καθεμία από τις τρεις σειρές προσομοιώσεων είναι η κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης (Bandwidth) των δύο πανομοιότυπων οπτικών φίλτρων που έχουν ως σκοπό την αποκοπή του σήματος ελέγχου. Με δεδομένο ότι η φέρουσα συχνότητα του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps είναι 192.4 THz ενώ η φέρουσα συχνότητα του σήματος ελέγχου είναι 194 THz, η κεντρική συχνότητα των φίλτρων ρυθμίζεται στα 192.4 THz προκειμένου να επιτρέπεται η διέλευση του σήματος εισόδου 1, ενώ το εύρος ζώνης τους ρυθμίζεται στα 1.8 THz (δηλαδή 192.4 ± 0.9 THz) προκειμένου να αποκόπτεται πλήρως το σήμα ελέγχου. Ακόμη, το μήκος των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών ρυθμίζεται αρχικά στα 0.8 m, όπως ειπώθηκε και παραπάνω.

Τοποθετώντας παλμογράφο αμέσως μετά την πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 1 παρατηρούμε τη μορφή ενός αντιγράφου του σήματος εισόδου 1 (Εικόνα 3. 29). Να σημειωθεί ότι η κάθε υποδιαίρεση στην οθόνη του παλμογράφου έχει χρονική διάρκεια 100 psec. Έτσι, αφού στην πρώτη σειρά προσομοιώσεων τα σήματα έχουν ρυθμό 10 Gbps, σε κάθε υποδιαίρεση της κλίμακας του χρόνου θα "χωράει" ένα bit.



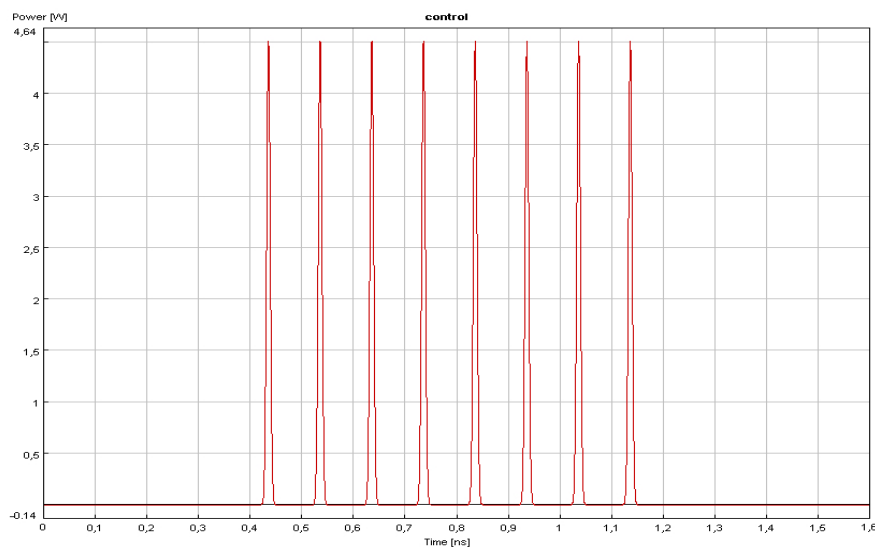
Εικόνα 3. 29: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση ενός αντιγράφου της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps.

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται η μορφή ενός τυχαίου παλμού Gauss του σήματος εισόδου 1. Από την εικόνα αυτή μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η ισχύς κορυφής του παλμού έχει τιμή 4 mW ενώ η τιμή του χρονικού εύρους του παλμού (FWHM) είναι 5 psec.



Εικόνα 3. 30: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Η μορφή τυχόντος παλμού του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps στα 192.4 THz.

Η μορφή της επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου μήκους 16 bits (0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0) φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Το χρονικό εύρος (FWHM) των παλμών ελέγχου έχει ρυθμιστεί στα 8.2 psec.

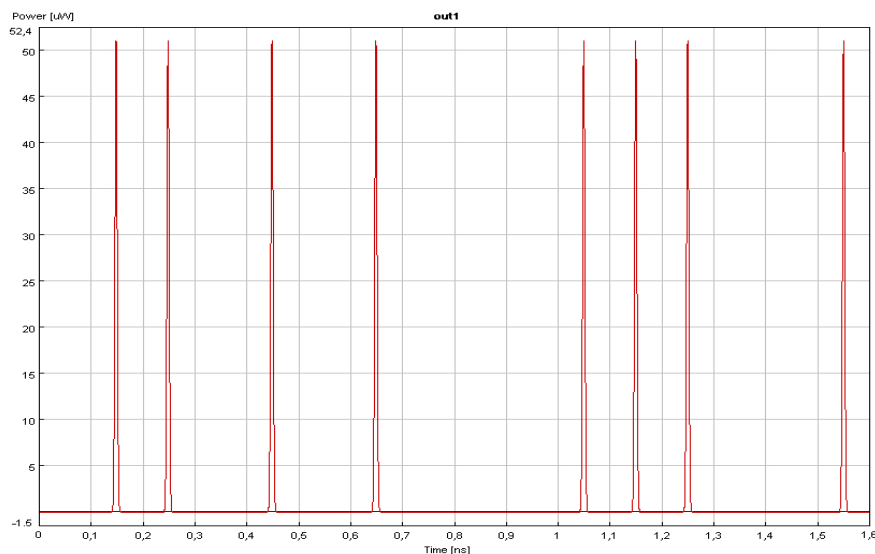


Εικόνα 3. 31: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση ενός αντιγράφου της κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου ρυθμού 10 Gbps.

Οι παλμοί ελέγχου επιλέγεται να συγχρονισθούν με τη Χ συνιστώσα των χρονικά αντίστοιχων παλμών του σήματος εισόδου 1, η οποία διαδίδεται στον πάνω οπτικό δρόμο. Ο συγχρονισμός επιτυγχάνεται μέσω των δύο ταυτόσημων ODL οι οποίες είναι τοποθετημένες αμέσως μετά τις δύο πανομοιότυπες πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου, εισάγοντας ίδια χρονική καθυστέρηση. Η επίτευξη του συγχρονισμού γίνεται τοποθετώντας παλμογράφο στην είσοδο της ισχυρά μη γραμμικής ίνας του πάνω οπτικού δρόμου και ελέγχοντας τις χρονικές

θέσεις ενός παλμού του σήματος ελέγχου και της Χ συνιστώσας του χρονικά αντίστοιχου παλμού του σήματος εισόδου 1.

Αρχικά η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου μηδενίζεται προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία της διάταξης του UNI στην κατάσταση μη μεταγωγής. Εφόσον το μοναδικό σήμα εισόδου εισέρχεται στην είσοδο 1 του UNI, θα πρέπει να εξέρχεται ανεπηρέαστο από την αντίστοιχη θύρα εξόδου 1, η οποία στην περίπτωση αυτή θα συνιστά τη θύρα εξόδου μη μεταγωγής. Αντιθέτως, στη θύρα εξόδου 2, η οποία στην περίπτωση αυτή θα συνιστά τη θύρα εξόδου μεταγωγής, δεν εμφανίζεται σήμα. Στην Εικόνα 3. 32 παρουσιάζεται στον παλμογράφο το σήμα στη θύρα εξόδου 1 του UNI, το οποίο επιβεβαιώνει την ορθότητα της λειτουργίας της διάταξης στην κατάσταση μη μεταγωγής.



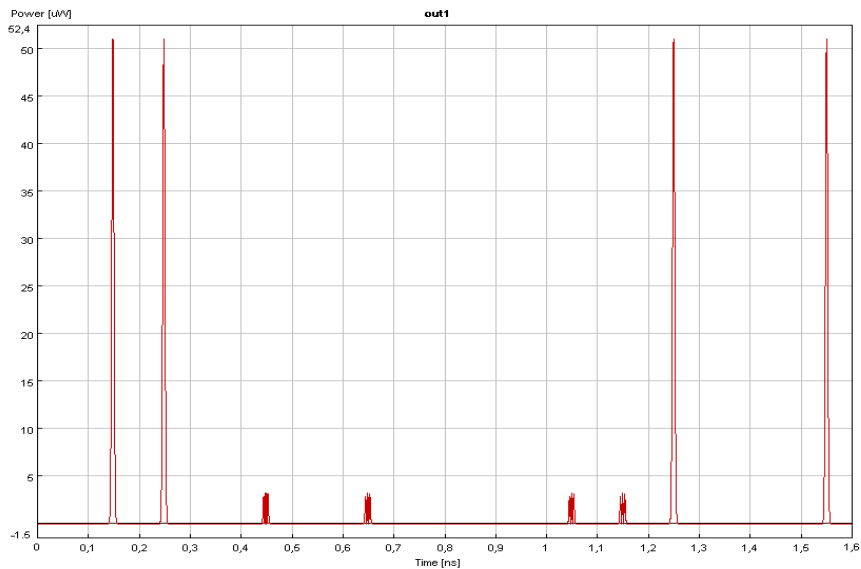
Εικόνα 3. 32: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Να σημειωθεί ότι η ισχύς κορυφής των παλμών του σήματος εξόδου 1 εμφανίζεται σημαντικά μειωμένη (τάξη μεγέθους μW) σε σύγκριση με την αντίστοιχη ισχύ κορυφής των παλμών του σήματος εισόδου 1 (τάξη μεγέθους mW). Κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο, αφού καθώς το σήμα ταξιδεύει στο εσωτερικό της διάταξης του UNI χάνει σημαντικό ποσοστό της ισχύος του.

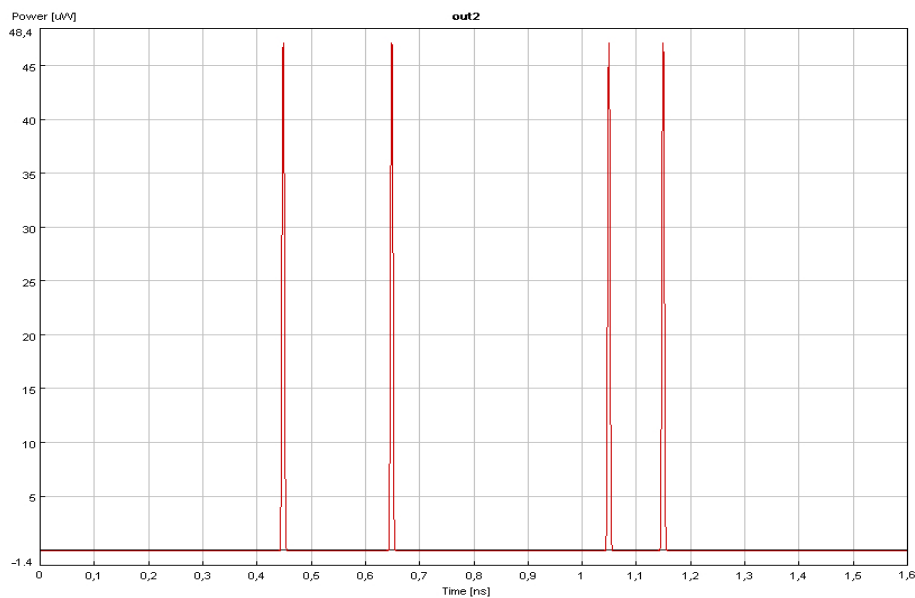
Εν συνεχεία, η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου αυξάνεται σε σχέση με τη μηδενική στάθμη όπου βρισκόταν προηγουμένως, προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία της διάταξης του UNI στην κατάσταση μεταγωγής. Η διαδικασία της εξόδου των παλμών από τη θύρα εξόδου 2, η οποία συνιστά τη θύρα εξόδου μεταγωγής, θα αφορά τους παλμούς εισόδου οι οποίοι είναι συγχρονισμένοι με παλμούς ελέγχου. Συνεπώς, οι παλμοί εισόδου που ανήκουν στην πρώτη και στην τελευταία τετράδα bits της κωδικής λέξης θα εξέλθουν ανεπηρέαστοι από τη θύρα εξόδου 1, η οποία συνιστά τη θύρα εξόδου μη μεταγωγής, αφού η πρώτη και η τελευταία τετράδα bits της κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου αποτελούνται από μηδενικά.

Στις εικόνες 3.33 και 3.34 που ακολουθούν παρουσιάζονται στον παλμογράφο τα αντίστοιχα σήματα στις θύρες εξόδου 1 και 2 του UNI, στην περίπτωση που η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου είναι 4.5 W και η τιμή της

χρονικής καθυστέρησης που εισάγεται μέσω των ταυτόσημων ODL στις πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου είναι - 14 psec. Τα εν λόγω σχήματα επιβεβαιώνουν την ορθότητα της λειτουργίας της διάταξης στην κατάσταση μεταγωγής. Όπως θα φανεί και στη συνέχεια, η συγκεκριμένη τιμή ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου, σε συνδυασμό με τη συγκεκριμένη τιμή καθυστέρησης έχουν ως αποτέλεσμα τη μεγιστοποίηση της τιμής του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1, το οποίο αγγίζει την τιμή των 12.02 dB.



Εικόνα 3. 33: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.



Εικόνα 3. 34: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.

Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, η ισχύς κορυφής των παλμών των σημάτων εξόδου εμφανίζεται σημαντικά μειωμένη (τάξη μεγέθους μW) σε

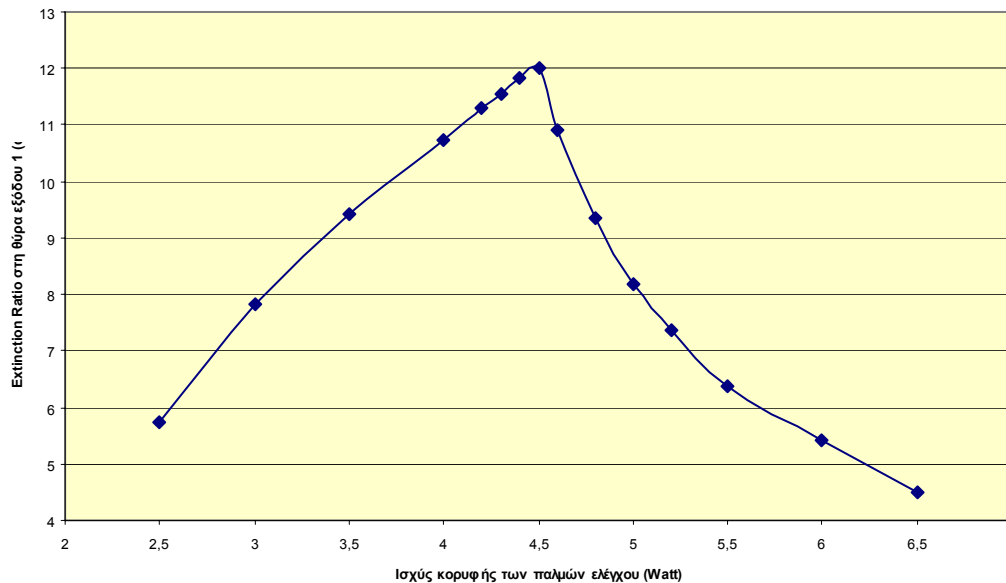
σύγκριση την αντίστοιχη ισχύ κορυφής των παλμών του σήματος εισόδου 1 (τάξη μεγέθους mW). Μάλιστα, οι παλμοί οι οποίοι εξέρχονται ανεπηρέαστοι από τη θύρα εξόδου 1 έχουν λίγο μεγαλύτερη ισχύ κορυφής από τους παλμούς που εξέρχονται από τη θύρα εξόδου 2.

Προκειμένου να βρεθεί η συγκεκριμένη τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου η οποία, σε συνδυασμό με τη συγκεκριμένη τιμή καθυστέρησης έχουν ως αποτέλεσμα τη μεγιστοποίηση της τιμής του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1, πραγματοποιείται μια σειρά μετρήσεων, με το UNI να λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής. Κατά τις μετρήσεις αυτές το μήκος των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών διατηρείται σταθερό στα 0.8 m, ενώ η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου μεταβάλλεται σε ένα εύρος τιμών από τα 2.5 W έως τα 6.5 W. Για κάθε μια τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου, μεταβάλλουμε την τιμή της καθυστέρησης που εισάγουν οι δύο ταυτόσημες ODL στις πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου, με σκοπό τη μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Έτσι τελικά για κάθε διαφορετική τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου έχουμε και την αντίστοιχη βέλτιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Τα ζεύγη τιμών της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου και του αντίστοιχου βέλτιστου Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1, τα οποία προέκυψαν από την εν λόγω σειρά μετρήσεων, παρουσιάζονται στον Πίνακα 3. 3 που ακολουθεί.

Ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου (Watt)	Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 (dB)
2.5	5.72
3	7.82
3.5	9.43
4	10.72
4.2	11.29
4.3	11.56
4.4	11.83
4.5	12.02
4.6	10.92
4.8	9.36
5	8.18
5.2	7.36
5.5	6.38
6	5.43
6.5	4.5

Πίνακας 3. 3: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 συναρτήσει της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Σύμφωνα με τα στοιχεία του ανωτέρω πίνακα, ξεκινώντας τις μετρήσεις από τα 2.5 W και καθώς αυξάνεται η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου, παρατηρούμε αντίστοιχη αύξηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1, έως τη μέγιστη τιμή των 12.02 dB που αντιστοιχεί στα 4.5 W. Περαιτέρω αύξηση της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου οδηγεί σε μείωση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Η συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου γίνεται περισσότερο εμφανής με τη βοήθεια της παρακάτω γραφικής παράστασης.

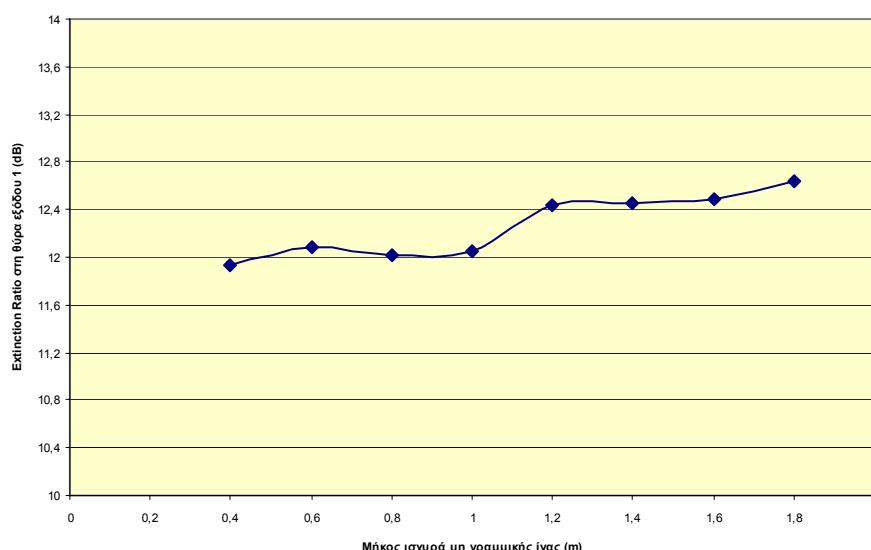


Εικόνα 3. 35: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Εκτός όμως την σειρά μετρήσεων που μόλις παρουσιάστηκε, πραγματοποιείται ακόμη μία. Η νέα αυτή σειρά μετρήσεων έχει ως στόχο να καταδείξει τη συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και του μήκους των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών. Το μήκος αυτό μεταβάλλεται σε ένα εύρος τιμών από τα 0.4 m έως τα 1.8 m με βήμα τα 0.2 m. Συγκεκριμένα, για καθεμία τιμή μήκους προσπαθούμε να βρούμε τη μέγιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 μεταβάλλοντας τις τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου και της καθυστέρησης. Ουσιαστικά οι μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν για μήκος ίνας 0.8 m και παρουσιάστηκαν μέσω του Πίνακα 3. 3 επαναλαμβάνονται, με την ίδια ακριβώς λογική, για κάθε μήκος ίνας, από τα 0.4 m έως τα 1.8 m. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι μέγιστες τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 για κάθε μήκος ίνας αλλά και οι αντίστοιχες τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου με τις οποίες επετεύχθη οι καθεμία από τις μέγιστες τιμές. Ακολουθεί και η σχετική γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, η οποία εικονίζεται στην Εικόνα 3. 36.

Μήκος ισχυρά μη γραμμικής ίνας (m)	Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 (dB)	Ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου (Watt)
0.4	11.93	8.5
0.6	12.08	5.8
0.8	12.02	4.5
1	12.05	3.7
1.2	12.43	3.2
1.4	12.46	2.9
1.6	12.48	2.6
1.8	12.64	2.4

Πίνακας 3. 4: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 συναρτήσει του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας. Για κάθε μήκος ίνας φαίνεται και η αντίστοιχη τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1.



Εικόνα 3. 36: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας.

Από τα στοιχεία του ανωτέρω πίνακα αλλά και τη μορφή του σχετικού γραφήματος, είναι φανερό ότι η βέλτιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 υφίσταται πολύ μικρές μεταβολές, με μια ελαφριά αυξητική τάση, καθώς αυξάνεται το μήκος της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, κινούμενη σε ένα μικρό εύρος τιμών από τα 11.93 dB έως τα 12.64 dB. Εντούτοις, καθώς το μήκος της ίνας αυξάνεται, μειώνεται και η απαιτούμενη ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Η εξοικονόμηση ισχύος συνιστά προφανώς ένα επιχείρημα υπέρ της χρησιμοποίησης μεγαλύτερων μηκών ίνας. Η αύξηση όμως του μήκους ίνας δεν πρέπει να είναι υπέρμετρη, αφού τα πλεονεκτήματα που απορρέουν από τη χρησιμοποίηση μικρού μήκους ίνας, τα οποία έχουν αναλυθεί εκτενώς στα προηγούμενα κεφάλαια, είναι ιδιαίτερως επωφελή.

3.5.7 Αποτελέσματα προσομοιώσεων στην περίπτωση εισαγωγής ενός σήματος εισόδου ρυθμού 40Gbps

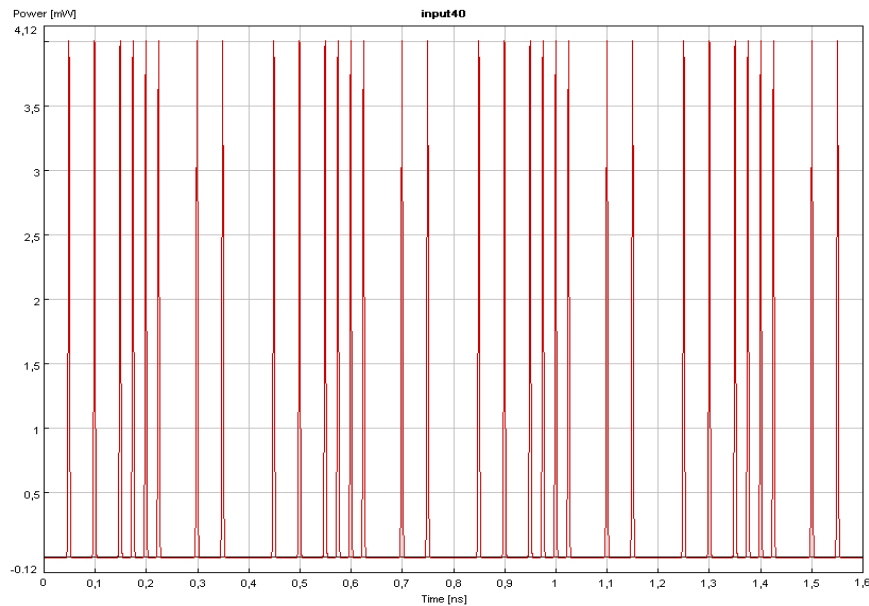
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από την δεύτερη σειρά προσομοιώσεων, η οποία αφορά τη λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 40 Gbps. Η διάταξη που σχεδιάστηκε έχει ήδη παρουσιασθεί, ενώ από τις δύο πηγές σημάτων εισόδου στο αριστερό μέρος της, η πάνω πηγή που παράγει το σήμα εισόδου 1 απενεργοποιείται. Έτσι, το μοναδικό σήμα εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps τροφοδοτείται στην αντίστοιχη θύρα εισόδου 2 του UNI μέσω της κάτω πηγής.

Προφανώς, η κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης (Bandwidth) των δύο πανομοιότυπων οπτικών φίλτρων που έχουν ως σκοπό την αποκοπή του σήματος ελέγχου θα μεταβληθούν από τις αντίστοιχες τιμές της πρώτης σειράς προσομοιώσεων. Με δεδομένο ότι η φέρουσα συχνότητα του σήματος εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps είναι 193 THz ενώ η φέρουσα συχνότητα του σήματος ελέγχου είναι 194 THz, η κεντρική συχνότητα των φίλτρων ρυθμίζεται στα 193 THz προκειμένου να επιτρέπεται η διέλευση του σήματος εισόδου 2, ενώ το εύρος ζώνης τους ρυθμίζεται στο 1 THz (δηλαδή 193 ± 0.5 THz) προκειμένου να αποκόπτεται πλήρως το σήμα ελέγχου. Ακόμη, το μήκος των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών ρυθμίζεται εκ νέου αρχικά στα 0.8 m.

Η μορφή της επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 μήκους 16 bits έχει ήδη παρουσιασθεί και είναι η εξής:

Κωδική λέξη του σήματος εισόδου 2 : 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 0

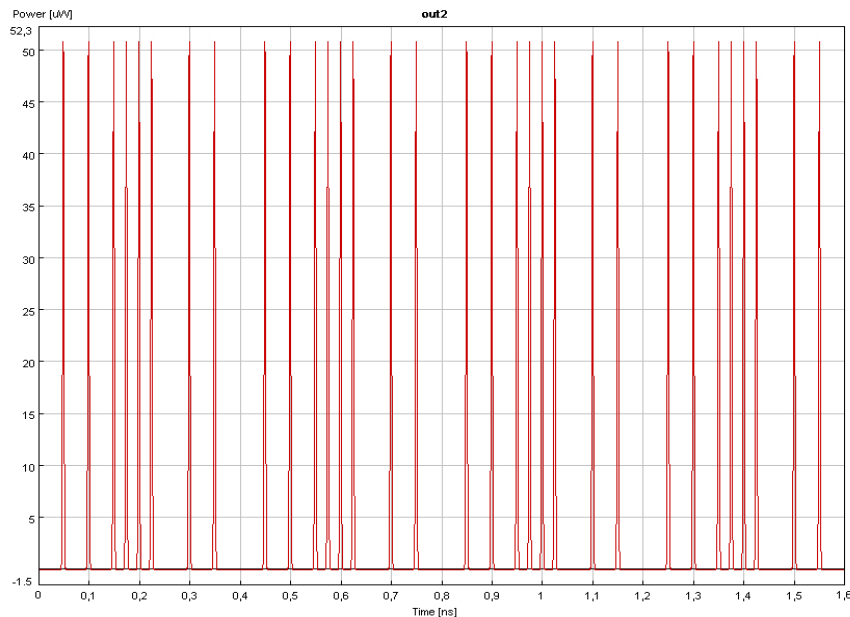
Τοποθετώντας παλμογράφο αμέσως μετά την πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2 παρατηρούμε τη μορφή της ανωτέρω επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης. Να σημειωθεί ότι η κάθε υποδιαίρεση στην οθόνη του παλμογράφου έχει χρονική διάρκεια 100 psec. Έτσι, αφού στη δεύτερη σειρά προσομοιώσεων το σήμα εισόδου 2 έχει ρυθμό 40 Gbps, σε κάθε υποδιαίρεση της κλίμακας του χρόνου θα "χωρούν" τέσσερα bits. Με δεδομένο ότι η οθόνη του παλμογράφου περιλαμβάνει 16 υποδιαίρεσεις, το στιγμιότυπο που τελικά αποτυπώνεται και παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα θα περιλαμβάνει τέσσερα αντίγραφα της ανωτέρω επαναλαμβανόμενης κωδικής λέξης.



Εικόνα 3. 37: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση τεσσάρων αντιγράφων της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps.

Η ισχύς κορυφής του παλμού του σήματος εισόδου 2 έχει τιμή 4 mW ενώ η τιμή του χρονικού του εύρους (FWHM) είναι 3 psec. Επιπλέον, το σήμα ελέγχου ρυθμού 10 Gbps έχει ακριβώς την ίδια μορφή που είχε και στην πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Ο παλμός του σήματος αυτού συγχρονίζεται τώρα με τη Χ συνιστώσα, η οποία διαδίδεται στον πάνω οπτικό δρόμο, του ενός από τα 4 bits του σήματος εισόδου 2. Έτσι, επιλέγεται τυχαία ο συγχρονισμός του παλμού ελέγχου να γίνει με τη Χ συνιστώσα του παλμού του σήματος εισόδου 2 ο οποίος συνιστά το δεύτερο bit της αντίστοιχης τετράδας. Η επίτευξη του συγχρονισμού γίνεται ρυθμίζοντας την καθυστέρηση που εισάγει η ODL που έχει τοποθετηθεί αμέσως μετά την πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2. Αντιθέτως, οι δύο πανομοιότυπες ODL αμέσως μετά τις πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου παραμένουν ανεπηρέαστες στις τιμές καθυστέρησης στις οποίες είχαν ρυθμιστεί κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων, προκειμένου να μην χαλάσει ο συγχρονισμός του σήματος ελέγχου με τη Χ συνιστώσα του χρονικά αντίστοιχου παλμού του σήματος εισόδου 1 που είχε επιτευχθεί. Αυτή η τεχνική αποτελεί και την παρακαταθήκη της εύκολης επίτευξης τριπλού συγχρονισμού των δύο σημάτων εισόδου και του σήματος ελέγχου κατά την τρίτη σειρά προσομοιώσεων που θα ακολουθήσει.

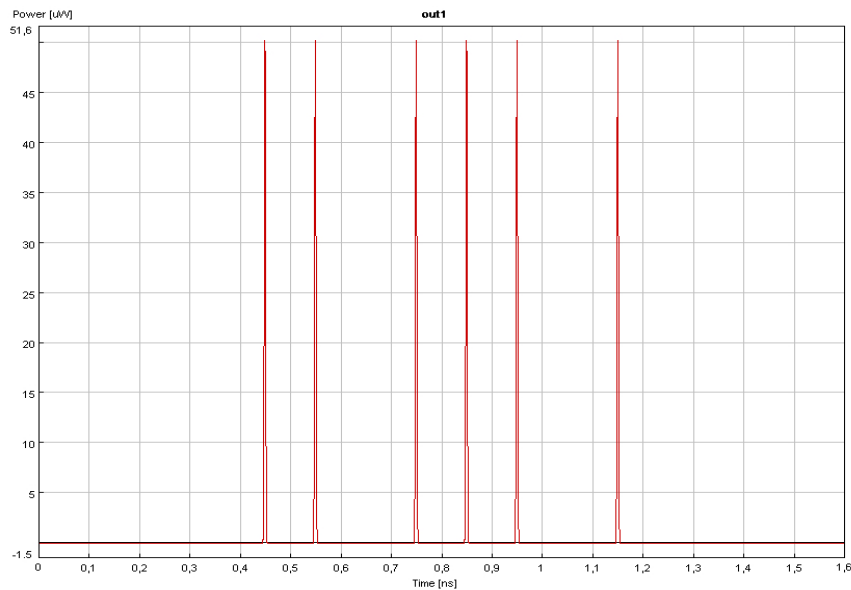
Αρχικά η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου μηδενίζεται προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία της διάταξης του UNI στην κατάσταση μη μεταγωγής. Εφόσον το μοναδικό σήμα εισόδου εισέρχεται στην είσοδο 2 του UNI, θα εξέρχεται ανεπηρέαστο από την αντίστοιχη θύρα εξόδου 2 (Εικόνα 3. 38), η οποία στην περίπτωση αυτή θα συνιστά τη θύρα εξόδου μη μεταγωγής. Αντιθέτως, στη θύρα εξόδου 1, η οποία στην περίπτωση αυτή θα συνιστά τη θύρα εξόδου μεταγωγής, δεν θα εμφανίζεται σήμα. Όπως και στην πρώτη σειρά προσομοιώσεων, η ισχύς κορυφής των παλμών του σήματος εξόδου 2 εμφανίζεται σημαντικά μειωμένη σε σύγκριση με την αντίστοιχη ισχύ κορυφής των παλμών του σήματος εισόδου 2.



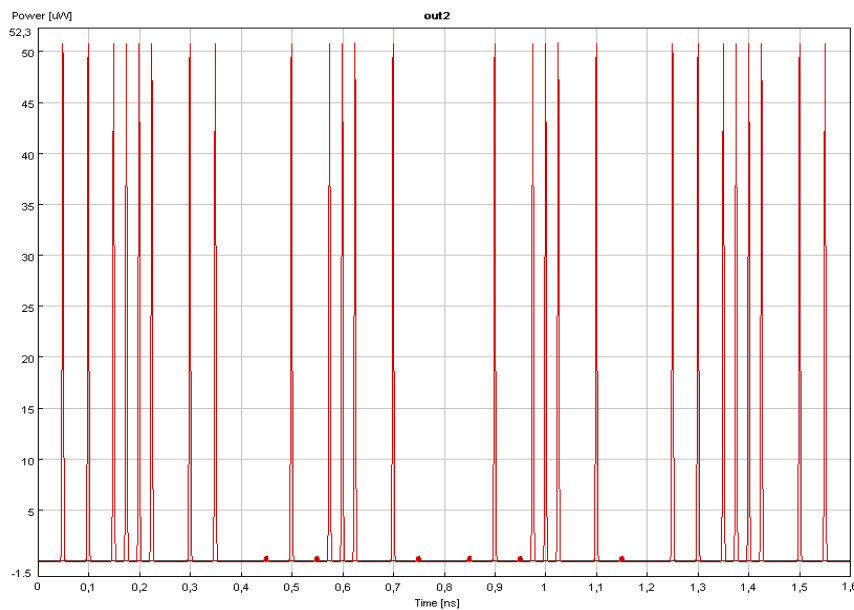
Εικόνα 3. 38: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Εν συνεχεία, η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου αυξάνεται σε σχέση με τη μηδενική στάθμη όπου βρισκόταν προηγουμένως, προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία της διάταξης του UNI στην κατάσταση μεταγωγής. Το πρώτο και το τέταρτο αντίγραφο της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 θα εξέλθουν ανεπηρέαστα από τη θύρα εξόδου 2, η οποία συνιστά τη θύρα εξόδου μη μεταγωγής, αφού η πρώτη και η τελευταία τετράδα bits της κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου αποτελούνται από μηδενικά. Η διαδικασία της εξόδου των παλμών από τη θύρα εξόδου 1, η οποία συνιστά τη θύρα εξόδου μεταγωγής, θα αφορά το δεύτερο και το τρίτο αντίγραφο της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 και συγκεκριμένα τους παλμούς εισόδου οι οποίοι συνιστούν το δεύτερο bit της κάθε τετράδας και οι οποίοι είναι συγχρονισμένοι με παλμούς ελέγχου. Συνεπώς, το σήμα που θα προκύψει στη θύρα εξόδου 1 θα έχει ρυθμό 10 Gbps, αφού από την κάθε τετράδα bits του σήματος εισόδου 2 μόνο ένας παλμός μπορεί να εξέλθει από τη θύρα εξόδου 1. Αντιθέτως, το σήμα στην θύρα εξόδου 2 θα έχει ρυθμό 40 Gbps, όπως και το σήμα εισόδου 2.

Οι εικόνες 3.39 και 3.40 που ακολουθούν παρουσιάζουν στον παλμογράφο τα αντίστοιχα σήματα στις θύρες εξόδου 1 και 2 του UNI, στην περίπτωση που η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου είναι 4.2 W. Ακόμη, η τιμή της χρονικής καθυστέρησης που εισάγεται μέσω των ταυτόσημων ODL στις πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου έχει ήδη ρυθμιστεί από την προηγούμενη σειρά προσομοιώσεων στα - 14 psec ενώ η καθυστέρηση που εισάγεται μέσω της ODL στην πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2 ρυθμίζεται στα - 11.9 psec. Τα εν λόγω σχήματα επιβεβαιώνουν την ορθότητα της λειτουργίας της διάταξης στην κατάσταση μεταγωγής. Όπως θα φανεί και στη συνέχεια, η συγκεκριμένη τιμή ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου, σε συνδυασμό με τις συγκεκριμένες τιμές καθυστέρησης έχουν ως αποτέλεσμα τη μεγιστοποίηση της τιμής του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2, το οποίο αγγίζει την τιμή των 19.81 dB.



Εικόνα 3. 39: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.



Εικόνα 3. 40: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.

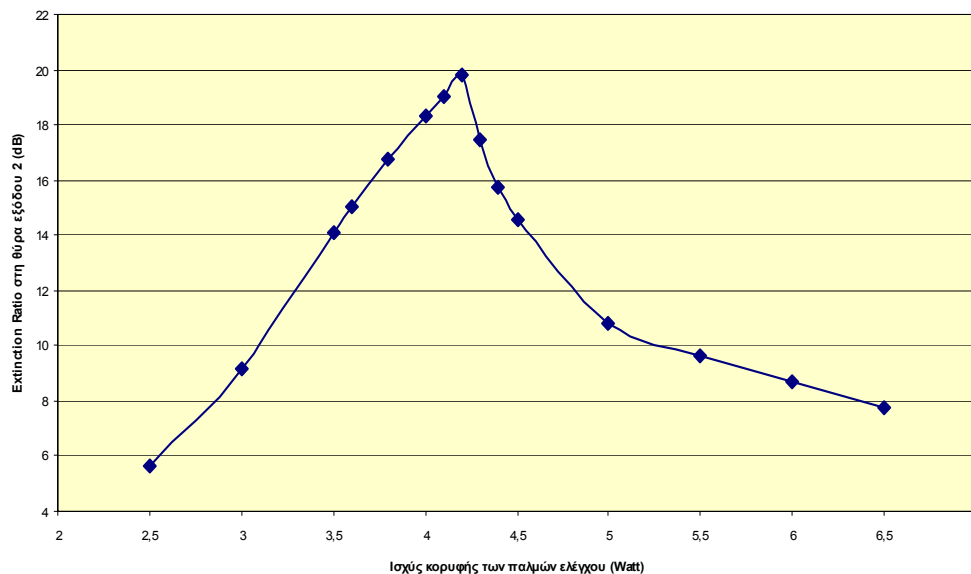
Ομοίως με προηγουμένως, η ισχύς κορυφής των παλμών των σημάτων εξόδου εμφανίζεται σημαντικά μειωμένη σε σύγκριση με την αντίστοιχη ισχύ κορυφής των παλμών του σήματος εισόδου 2. Μάλιστα, οι παλμοί οι οποίοι εξέρχονται ανεπηρέαστοι από τη θύρα εξόδου 2 έχουν ελάχιστα μεγαλύτερη ισχύ κορυφής από τους παλμούς που εξέρχονται από τη θύρα εξόδου 1.

Η συγκεκριμένη τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου η οποία, σε συνδυασμό με τις συγκεκριμένες τιμές καθυστέρησης, έχουν ως αποτέλεσμα τη μεγιστοποίηση της τιμής του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 βρέθηκε μέσω της πραγματοποίησης μιας σειράς μετρήσεων απολύτως όμοιας με την αντίστοιχη

της πρώτης σειράς προσομοιώσεων, με το UNI να λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής. Κατά τις μετρήσεις αυτές το μήκος των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών διατηρείται σταθερό στα 0.8 m, ενώ η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου μεταβάλλεται σε ένα εύρος τιμών από τα 2.5 W έως τα 6.5 W. Για κάθε μια τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου, μεταβάλλουμε την τιμή της καθυστέρησης που εισάγει η ODL στην πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2, ενώ η καθυστέρηση που εισάγεται μέσω των δύο ταυτόσημων ODL στις πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου παραμένει αμετάβλητη στις τιμές που είχαν βρεθεί κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Ο σκοπός είναι φυσικά η μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2. Έτσι τελικά για κάθε διαφορετική τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου έχουμε και την αντίστοιχη βέλτιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2. Τα ζεύγη τιμών της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου και του αντίστοιχου βέλτιστου Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2, τα οποία προέκυψαν από την εν λόγω σειρά μετρήσεων, παρουσιάζονται στον πίνακα που ακολουθεί. Ακόμη, η συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου γίνεται περισσότερο εμφανής με τη βοήθεια της Εικόνα 3. 41, το οποίο παρουσιάζει τη γραφική παράσταση που χαράσσεται με βάση τα στοιχεία του πίνακα.

Ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου (Watt)	Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 (dB)
2.5	5.65
3	9.14
3.5	14.09
3.6	15.01
3.8	16.72
4	18.3
4.1	18.99
4.2	19.81
4.3	17.46
4.4	15.75
4.5	14.55
5	10.84
5.5	9.67
6	8.66
6.5	7.79

Πίνακας 3. 5: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 συναρτήσει της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.



Εικόνα 3. 41: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Παρατηρούμε αρχικά ότι η μορφή της γραφικής παράστασης της Εικόνα 3. 41 είναι παρόμοια με εκείνη της Εικόνα 3. 36, η οποία αφορά τις αντίστοιχες μετρήσεις κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σύμφωνα με τα στοιχεία του Πίνακα 3. 5, ξεκινώντας τις μετρήσεις από τα 2.5 W και καθώς αυξάνεται η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου, παρατηρούμε αντίστοιχη αύξηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2, έως τη μέγιστη τιμή των 19.81 dB που αντιστοιχεί στα 4.2 W. Περαιτέρω αύξηση της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου οδηγεί σε μείωση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2.

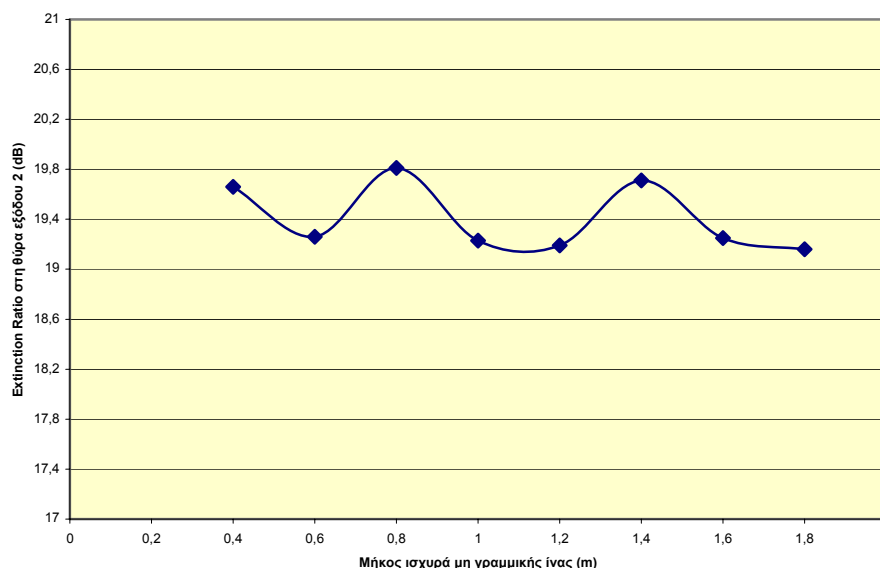
Τέλος, θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι μετρούμενες τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 κατά την δεύτερη σειρά προσομοιώσεων είναι σημαντικά μεγαλύτερες από τις μετρούμενες τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Το εν λόγω αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο και οφείλεται στο γεγονός ότι το χρονικό εύρος (FWHM) των παλμών του σήματος εισόδου 2 είναι μικρότερο από το χρονικό εύρος των παλμών του σήματος εισόδου 1 (3 psec έναντι 5 psec αντιστοίχως). Συνεπώς, το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης θα επενεργεί με αποδοτικότερο τρόπο στη Χ συνιστώσα του σήματος εισόδου 2, σε σύγκριση με την αντίστοιχη Χ συνιστώσα του σήματος εισόδου 1.

Όπως συνέβη και κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων, πραγματοποιείται μια ακόμη σειρά μετρήσεων, η οποία έχει ως στόχο να καταδείξει τη συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και του μήκους των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών. Το μήκος αυτό μεταβάλλεται σε ένα εύρος τιμών από τα 0.4 m έως τα 1.8 m με βήμα τα 0.2 m. Συγκεκριμένα, για καθεμία τιμή μήκους προσπαθούμε να βρούμε τη μέγιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 μεταβάλλοντας τις τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου και της καθυστέρησης στην ODL της πηγής παραγωγής του σήματος εισόδου 2, ενώ η καθυστέρηση που εισάγεται μέσω των δύο ταυτόσημων ODL στις πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου παραμένει αμετάβλητη στις τιμές που είχαν βρεθεί κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι μέγιστες τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 για κάθε

μήκος ίνας αλλά και οι αντίστοιχες τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου με τις οποίες επετεύχθη οι καθεμία από τις μέγιστες τιμές. Ακολουθεί και η σχετική γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, η οποία εικονίζεται στην Εικόνα 3.42.

Μήκος ισχυρά μη γραμμικής ίνας (m)	Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 (dB)	Ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου (Watt)
0.4	19.66	8.1
0.6	19.26	5.5
0.8	19.81	4.2
1	19.23	3.4
1.2	19.19	2.9
1.4	19.71	2.6
1.6	19.25	2.3
1.8	19.16	2.1

Πίνακας 3. 6: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 συναρτήσει του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας. Για κάθε μήκος ίνας φαίνεται και η αντίστοιχη τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2.



Εικόνα 3. 42: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας.

Τα συμπεράσματα τα οποία προκύπτουν από τα στοιχεία του Πίνακας 3. 6 αλλά και από τη μορφή του σχετικού γραφήματος είναι ταυτόσημα με εκείνα τα οποία είχαν εξαχθεί από τις αντίστοιχες μετρήσεις της πρώτης σειράς

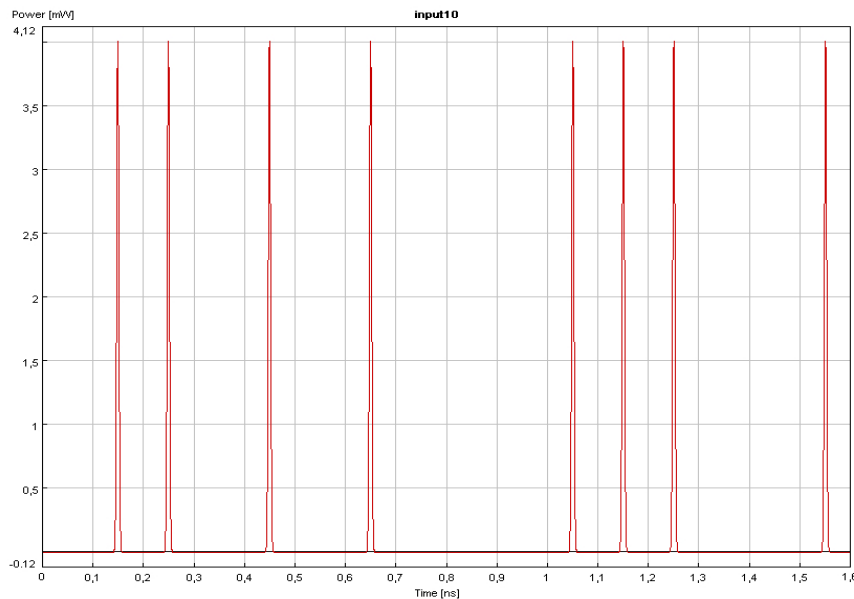
προσομοιώσεων. Η βέλτιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 υφίσταται πολύ μικρές μεταβολές καθώς αυξάνεται το μήκος της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, κινούμενη σε ένα μικρό εύρος τιμών από τα 19.16 dB έως τα 19.81 dB. Ακόμη, καθώς το μήκος της ίνας αυξάνεται, μειώνεται και η απαιτούμενη ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2. Εν τέλει, η επιλογή του κατάλληλου μήκους ίνας θα καθοριστεί με βάση τα ίδια κριτήρια τα οποία έχουν ήδη παρατεθεί στην προηγούμενη ενότητα.

3.5.8 Αποτελέσματα προσομοιώσεων στην περίπτωση εισαγωγής και των δύο σημάτων εισόδου

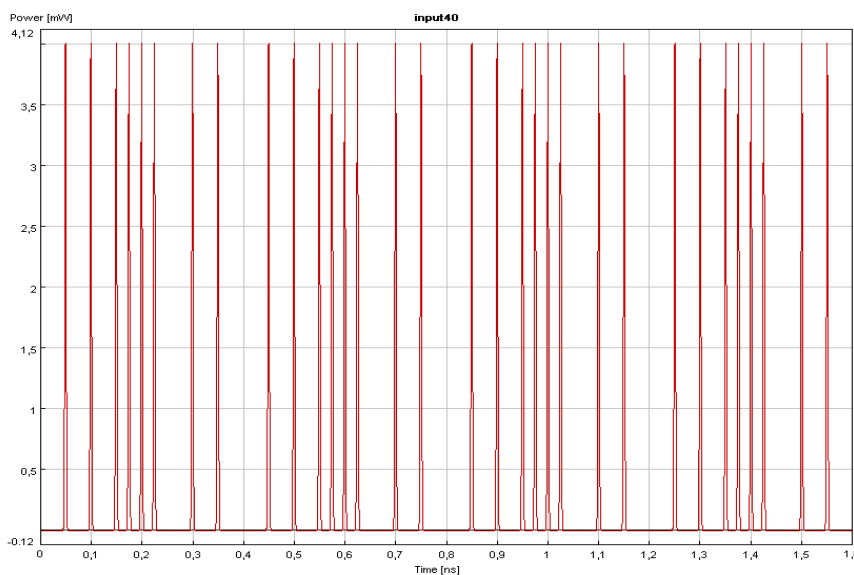
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από την τρίτη σειρά προσομοιώσεων, η οποία αφορά τη λειτουργία του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής (2x2 Optical Exchange – Bypass Switch). Η διάταξη που σχεδιάστηκε έχει ήδη παρουσιασθεί στην Εικόνα 3. 28, ενώ πλέον είναι ενεργοποιημένες και οι δύο πηγές σημάτων εισόδου στο αριστερό μέρος της. Ουσιαστικά η περίπτωση αυτή αποτελεί την επαλληλία των δύο περιπτώσεων που εξετάστηκαν στις δύο προηγούμενες ενότητες, όπου το UNI λειτουργούσε με ένα από τα δύο σήματα εισόδου κάθε φορά.

Η κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης (Bandwidth) των δύο πανομοιότυπων οπτικών φίλτρων που έχουν ως σκοπό την αποκοπή του σήματος ελέγχου ρυθμού 10 Gbps θα μεταβληθούν εκ νέου από τις αντίστοιχες τιμές των προηγούμενων σειρών προσομοιώσεων. Στην περίπτωση αυτή έχουμε δύο σήματα εισόδου με διαφορετικές φέρουσες συχνότητες. Συγκεκριμένα, η φέρουσα συχνότητα του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps είναι 192.4 THz, ενώ η φέρουσα συχνότητα του σήματος εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps είναι 193 THz. Συνεπώς, η κεντρική συχνότητα των φίλτρων σε συνδυασμό με το εύρος ζώνης που θα επιλεγεί πρέπει να είναι τέτοια ώστε να επιτρέπεται η διέλευση και των δύο σημάτων εισόδου. Η επιλογή κεντρικής συχνότητας η οποία έγινε ήταν η ενδιάμεση τιμή μεταξύ των 192.4 THz και των 193 THz, δηλαδή τα 192.7 THz, ενώ το εύρος ζώνης ρυθμίστηκε στα 1.4 THz (δηλαδή τα φίλτρα είναι της μορφής 192.7 ± 0.7 THz). Οι ανωτέρω επιλογές έχουν ως αποτέλεσμα και την πλήρη αποκοπή του σήματος ελέγχου, το οποίο έχει φέρουσα συχνότητα 194 THz. Ακόμη, το μήκος των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών ρυθμίζεται εκ νέου στα 0.8 m.

Τα σήματα εισόδου 1 και 2 αλλά και το σήμα ελέγχου έχουν ακριβώς τις ίδιες μορφές που είχαν και στις δύο προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων. Στις παρακάτω εικόνες παρουσιάζονται για ευκολία τα σήματα εισόδου (στα 10 Gbps και στα 40 Gbps) καθώς και το σήμα ελέγχου (στα 10 Gbps) αντιστοίχως.



Εικόνα 3. 43: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση ενός αντιγράφου της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps.

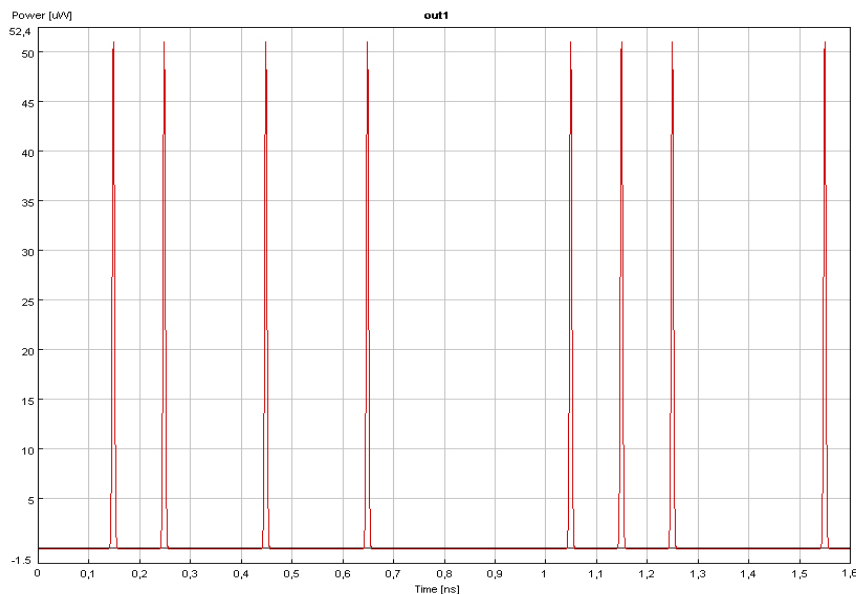


Εικόνα 3. 44: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση τεσσάρων αντιγράφων της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps.

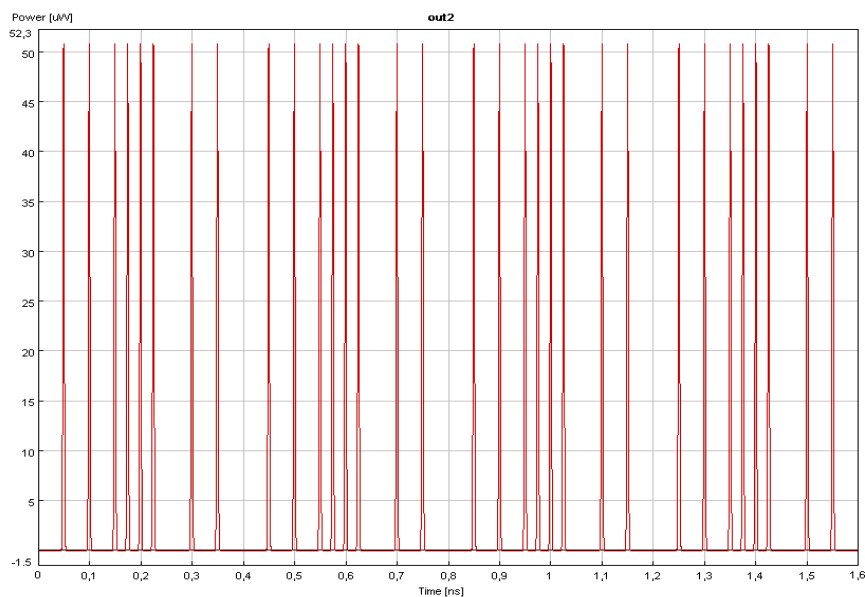
Να σημειωθεί ότι το χρονικό εύρος (FWHM) των παλμών των σημάτων εισόδου 1 και 2 παραμένει σταθερό στα 5 psec και 3 psec αντιστοίχως, όπως και η ισχύς κορυφής τους παραμένει στα 4 mW. Επίσης το χρονικό εύρος των παλμών ελέγχου παραμένει κι αυτό σταθερό στα 8.2 psec. Ακόμη, ο τριπλός συγχρονισμός ενός τυχαίου παλμού ελέγχου με τη Χ συνιστώσα του χρονικά αντιστοιχού παλμού του σήματος εισόδου 1 αλλά και με τη Χ συνιστώσα του χρονικά αντιστοιχού παλμού του σήματος εισόδου 2 ο οποίος συνιστά το δεύτερο bit της αντιστοιχης τετράδας έχει ήδη πραγματοποιηθεί στις δύο προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων. Συνοπτικά υπενθυμίζεται ότι ο συγχρονισμός του παλμού ελέγχου με τη Χ συνιστώσα του χρονικά αντιστοιχού παλμού του σήματος εισόδου 1 έγινε κατά την πρώτη σειρά προσομοιώσεων ρυθμίζοντας την καθυστέρηση που

εισάγουν οι δύο ταυτόσημες ODL αμέσως μετά τις δύο πανομοιότυπες πηγές παραγωγής του σήματος ελέγχου. Αντιστοίχως, ο συγχρονισμός του τυχόντος παλμού ελέγχου με τη Χ συνιστώσα του χρονικά αντίστοιχου παλμού του σήματος εισόδου 2 ο οποίος συνιστά το δεύτερο bit της αντίστοιχης τετράδας έγινε κατά τη δεύτερη σειρά προσομοιώσεων ρυθμίζοντας την καθυστέρηση που εισάγει η ODL αμέσως μετά την πηγή παραγωγής του σήματος εισόδου 2.

Αρχικά η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου μηδενίζεται προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία της διάταξης του 2x2 διακόπτη στην κατάσταση μη μεταγωγής (Bar State). Στις εικόνες 3.45 και 3.46 που ακολουθούν παρουσιάζονται στον παλμογράφο τα σήματα εξόδου 1 και 2 του διακόπτη, ρυθμού 10 Gbps και 40 Gbps αντιστοίχως.



Εικόνα 3. 45: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).



Εικόνα 3. 46: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι τα σήματα εισόδου 1 και 2 εξέρχονται ανεπηρέαστα από τις αντίστοιχες θύρες εξόδου 1 και 2 του διακόπτη, κάτι που επιβεβαιώνει την ορθότητα της λειτουργίας του στην κατάσταση μη μεταγωγής. Όπως και στις προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων, οι τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών και των δύο σημάτων εξόδου εμφανίζονται σημαντικά μειωμένες σε σύγκριση με τις αντίστοιχες τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών των δύο σημάτων εισόδου. Μάλιστα, οι παλμοί των δύο σημάτων εξόδου φαίνεται να έχουν την ίδια ισχύ, όπως άλλωστε συμβαίνει και με τους παλμούς των δύο σημάτων εισόδου, οι οποίοι έχουν ίδια ισχύ της τάξεως των 4 mW.

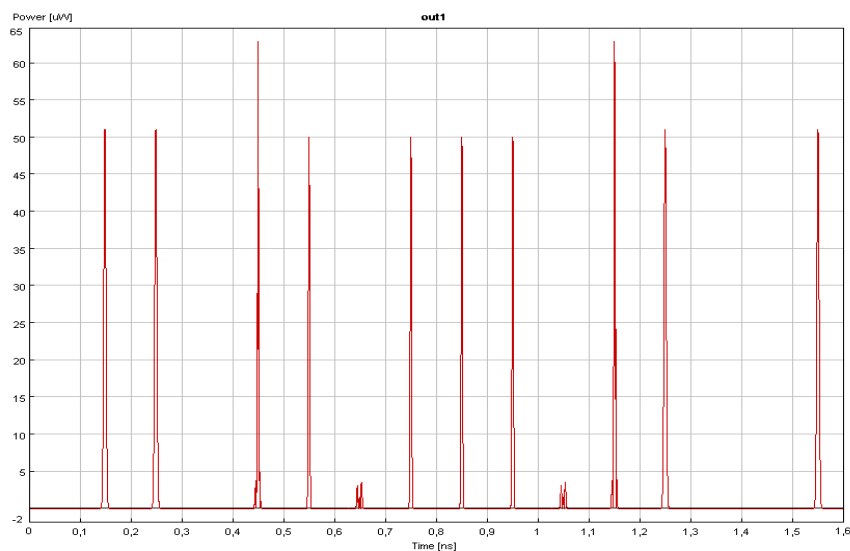
Εν συνεχεία, η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου αυξάνεται σε σχέση με τη μηδενική στάθμη όπου βρισκόταν προηγουμένως, προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία της διάταξης του 2x2 διακόπτη στην κατάσταση μεταγωγής (Cross State). Ουσιαστικά, τα σήματα που θα εμφανιστούν σε καθεμία από τις δύο εξόδους του διακόπτη αποτελούν την υπέρθεση των σημάτων που εμφανίστηκαν στις αντίστοιχες εξόδους κατά τις δύο πρώτες σειρές προσομοιώσεων.

Αρχικά αναλύεται η μορφή του σήματος στη θύρα εξόδου 1. Οι παλμοί που ανήκουν στην πρώτη και στην τελευταία τετράδα bits της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 1 θα εξέλθουν ανεπηρέαστοι από τη θύρα εξόδου 1, αφού η πρώτη και η τελευταία τετράδα bits της κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου αποτελούνται από μηδενικά. Αντιθέτως, η δεύτερη και η τρίτη τετράδα bits του σήματος εξόδου 1 θα αποτελείται μόνο από παλμούς του σήματος εισόδου 2 και συγκεκριμένα από παλμούς που συνιστούν το δεύτερο bit της κάθε τετράδας του σήματος εισόδου 2. Εν τέλει, το σήμα εξόδου 1 θα έχει ρυθμό 10 Gbps και θα είναι υβριδικής μορφής, δηλαδή θα περιλαμβάνει παλμούς του σήματος εισόδου 1 φέρουσας συχνότητας 192.4 THz αλλά και παλμούς του σήματος εισόδου 2 φέρουσας συχνότητας 193 THz.

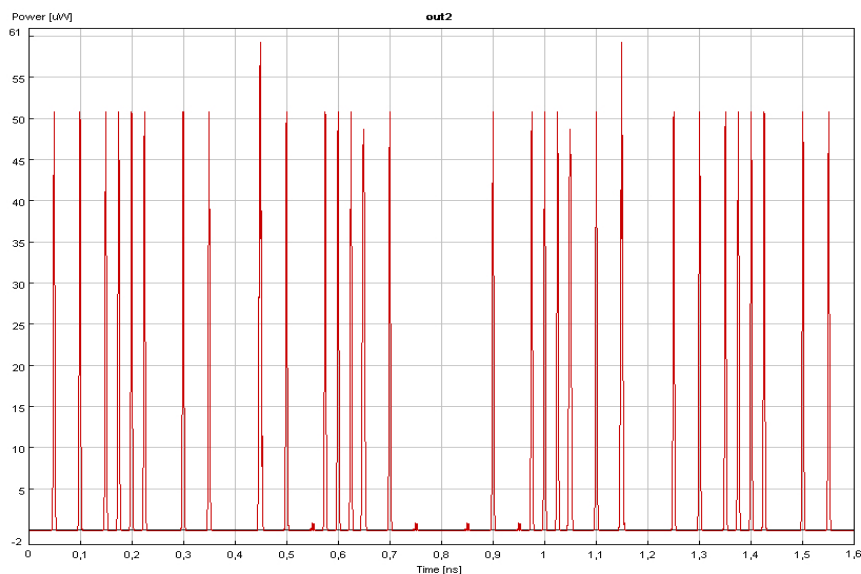
Έπειτα, αναλύεται η μορφή του σήματος στη θύρα εξόδου 2. Το πρώτο και το τέταρτο αντίγραφο της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 θα εξέλθουν ανεπηρέαστα από τη θύρα εξόδου 2, αφού η πρώτη και η τελευταία τετράδα bits της κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου αποτελούνται από μηδενικά. Όσον αφορά

το δεύτερο και το τρίτο αντίγραφο της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2, οι παλμοί των τριών από τα τέσσερα bits κάθε τετράδας θα εξέλθουν ανεπηρέαστοι από τη θύρα εξόδου 2. Αντιθέτως ορισμένα από τα δεύτερα bits της κάθε τετράδας του σήματος εξόδου 2 θα αποτελούνται από παλμούς της δεύτερης και της τρίτης τετράδας του σήματος εισόδου 1 αντιστοίχως. Εν τέλει, το σήμα εξόδου 2 θα έχει ρυθμό 40 Gbps και θα είναι κι αυτό υβριδικής μορφής, δηλαδή θα περιλαμβάνει παλμούς και των δύο σημάτων εισόδου.

Στις εικόνες που ακολουθούν παρουσιάζονται στον παλμογράφο τα αντίστοιχα σήματα στις θύρες εξόδου 1 και 2 του UNI, στην περίπτωση που η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου είναι 4.3 W. Στην περίπτωση λειτουργίας της διάταξης ως 2x2 διακόπτης μεταγωγής, θα υπολογίζονται δύο τιμές του Extinction Ratio, μία για την κάθε θύρα εξόδου. Έτσι η συγκεκριμένη τιμή ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου, σε συνδυασμό με τις συγκεκριμένες τιμές καθυστέρησης έχουν ως αποτέλεσμα το Extinction Ratio να λάβει τις τιμές των 11.48 dB και 17.23 dB στις θύρες εξόδου 1 και 2 αντιστοίχως.



Εικόνα 3. 47: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).



Εικόνα 3. 48: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).

Ως γνωστόν, οι τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών και των δύο σημάτων εξόδου εμφανίζονται σημαντικά μειωμένες σε σύγκριση με τις αντίστοιχες τιμές της ισχύος κορυφής των παλμών των δύο σημάτων εισόδου. Εντούτοις, στη συγκεκριμένη περίπτωση λειτουργίας του 2x2 διακόπτη στην κατάσταση μεταγωγής παρατηρείται διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation) και στα δύο σήματα εξόδου, δηλαδή διαφορές στην ισχύ κορυφής των παλμών τους. Αρχικά, οι παλμοί οι οποίοι εξέρχονται ανεπηρέαστοι από τις αντίστοιχες θύρες εξόδου έχουν την ίδια ισχύ κορυφής με εκείνη που είχαν και όταν ο διακόπτης λειτουργούσε στην κατάσταση μη μεταγωγής. Εντούτοις, και στα δύο σήματα εξόδου εμφανίζονται δύο παλμοί μεγαλύτερης ισχύος από τους υπολοίπους. Τα εν λόγω δύο ζεύγη παλμών είναι τα μοναδικά στα οποία λαμβάνει χώρα αμοιβαία αντιμετάθεση από τη μία θύρα εξόδου στη άλλη. Δηλαδή ουσιαστικά ο ένας παλμός αντικαθιστά τον χρονικά αντίστοιχό του στις θύρες εξόδου. Οι παλμοί αυτοί εκτός του ότι εμφανίζουν τη μεγαλύτερη ισχύ κορυφής, είναι και πολύ κακοί ποιοτικά.

Αντιθέτως, υπάρχουν και παλμοί οι οποίοι εξέρχονται μεν εναλλασσόμενοι από τις θύρες εισόδου 1 και 2 στις θύρες εξόδου 2 και 1 αντιστοίχως, αλλά χωρίς αμοιβαία αντιμετάθεση, δηλαδή καταλαμβάνουν τη θέση που κάλυπτε ένα μηδενικό στο αντίστοιχο σήμα εισόδου. Οι εν λόγω παλμοί εμφανίζονται να έχουν μικρότερη ισχύ κορυφής από εκείνους οι οποίοι εξέρχονται ανεπηρέαστοι από τις αντίστοιχες θύρες εξόδου. Λόγω της ύπαρξης διαμόρφωσης πλάτους, ο υπολογισμός του Extinction Ratio στις δύο θύρες εξόδου γίνεται θεωρώντας τον κοντύτερο παλμό (λογικό άσσο).

Ευθύς αμέσως παρατίθενται τα αποτελέσματα μιας σειράς μετρήσεων απολύτως όμοιας με τις αντίστοιχες των προηγούμενων σειρών προσομοιώσεων, με τον 2x2 διακόπτη να λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής. Στην εν λόγω σειρά μετρήσεων εξετάζεται η συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στις δύο θύρες εξόδου του διακόπτη και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου. Κατά τις μετρήσεις αυτές το μήκος των δύο ταυτόσημων ισχυρά μη γραμμικών ινών διατηρείται σταθερό στα 0.8 m, ενώ η ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου μεταβάλλεται σε ένα εύρος τιμών από τα 2.5 W έως τα 6.5 W. Όπως έχει ήδη

τονισθεί, ο τριπλός συγχρονισμός των σημάτων εισόδου και ελέγχου έχει ήδη επιτευχθεί κατά τις δύο προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων.

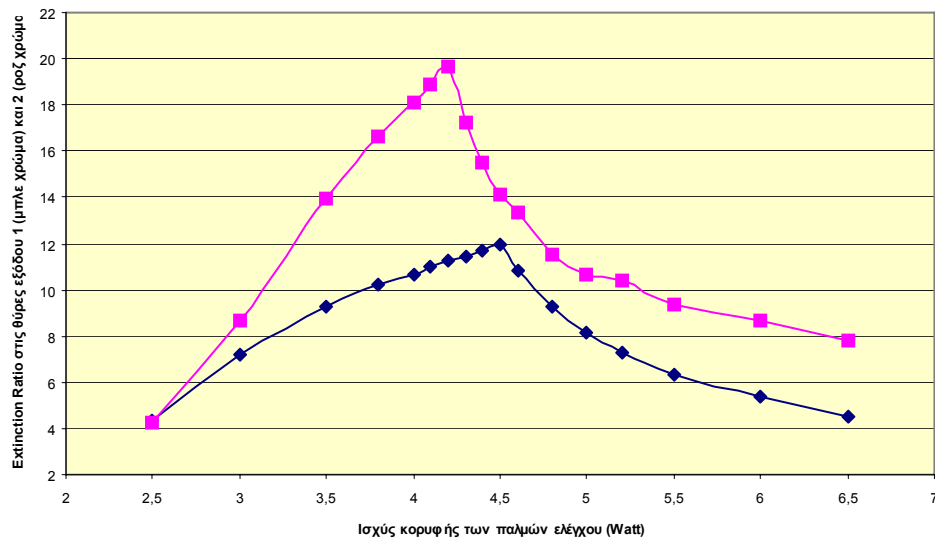
Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι εφόσον μελετούμε τις μεταβολές του ζεύγους των Extinction Ratio, προσπαθούμε κάθε φορά να πετύχουμε κατά το δυνατόν τον πιο δίκαιο συνδυασμό μεταξύ των δύο Extinction Ratio. Έτσι, μπορεί σε κάποιες περιπτώσεις να χρειαστεί να θυσιάσουμε κάποια dB από το Extinction Ratio στη μία θύρα εξόδου προκειμένου να βελτιστοποιήσουμε το Extinction Ratio στην άλλη θύρα εξόδου. Η "θυσία" αυτή αφορά κατά κύριο λόγο τις τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2, οι οποίες είναι σαφώς υψηλότερες σε σύγκριση με τις αντίστοιχες τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Εν τέλει, για κάθε διαφορετική τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου προκύπτουν και οι αντίστοιχες τιμές του Extinction Ratio στις δύο θύρες εξόδου. Ο παρακάτω Πίνακας 3. 7 συνοψίζει τα αποτελέσματα από την εν λόγω σειρά μετρήσεων.

Ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου (Watt)	Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 (dB)	Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 (dB)
2.5	4.3	4.29
3	7.23	8.63
3.5	9.29	13.98
3.8	10.2	16.67
4	10.7	18.07
4.1	10.98	18.9
4.2	11.23	19.68
4.3	11.48	17.23
4.4	11.74	15.47
4.5	11.93	14.1
4.6	10.84	13.37
4.8	9.3	11.51
5	8.14	10.69
5.2	7.32	10.38
5.5	6.35	9.34
6	5.4	8.65
6.5	4.49	7.78

Πίνακας 3. 7: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου 1 και 2 συναρτήσει της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Η συσχέτιση μεταξύ του Extinction Ratio στις δύο θύρες εξόδου και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου γίνεται περισσότερο εμφανής με τη βοήθεια

της Εικόνα 3. 49, το οποίο παρουσιάζει τις δύο γραφικές παραστάσεις που χαράσσονται στο ίδιο σύστημα αξόνων, με βάση τα στοιχεία του ανωτέρω πίνακα.



Εικόνα 3. 49: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Γραφικές παραστάσεις της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου 1 και 2 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

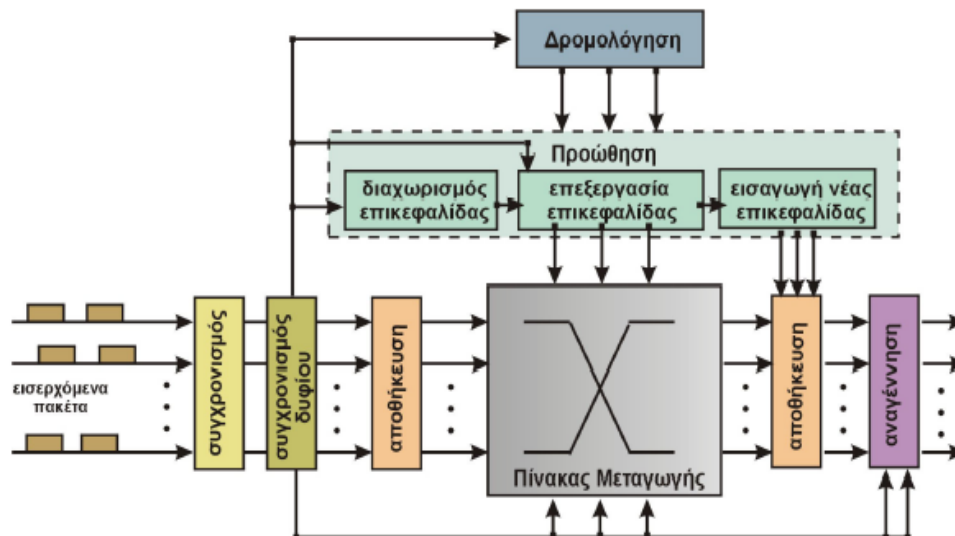
Παρατηρούμε ότι η μορφή των γραφικών παραστάσεων της Εικόνα 3. 49 είναι παρόμοια με εκείνη των Εικόνων 3.35 και 3.41, οι οποίες αφορούν τις αντίστοιχες μετρήσεις κατά τις προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων. Οι τιμές του Extinction Ratio στις δύο θύρες εξόδου που φαίνονται στον Πίνακα 3. 7 και προκύπτουν όταν η διάταξη λειτουργεί ως 2x2 διακόπτης είναι λίγο μικρότερες από τις αντίστοιχες τιμές που είχαν παρατεθεί στους Πίνακες 3.3 και 3.5, όταν η διάταξη λειτουργούσε με ένα από τα δύο σήματα εισόδου κάθε φορά. Οι τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 εμφανίζονται σημαντικά μεγαλύτερες από τις τιμές του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Η αιτία του εν λόγω φαινομένου έχει εξηγηθεί στην προηγούμενη ενότητα. Η μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου 1 και 2 προκύπτει στις ίδιες τιμές ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου που είχαν βρεθεί κατά τις προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων, δηλαδή στα 4.5 W και στα 4.2 W αντιστοίχως, ενώ οι επιτευχθείσες μέγιστες τιμές είναι 11.93 dB και 19.68 dB αντιστοίχως.

3.6 Εφαρμογές του 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου

Στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκε με αναλυτικό τρόπο η σχεδίαση και η θεωρητική ανάλυση καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος του αμιγώς οπτικού 2x2 διακόπτη μεταγωγής (2x2 All – Optical Exchange – Bypass Switch). Η υλοποίηση του κυκλώματος του 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής εντάσσεται στο ευρύτερο πλαίσιο των πειραμάτων οπτικής λογικής που έχουν ως σκοπό την ανάπτυξη των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτου. Η οπτική μεταγωγή πακέτου επιτυγχάνει την αποδοτικότερη χρήση του εύρους ζώνης που είναι διαθέσιμο στο δίκτυο, απαλλάσσοντας τους κόμβους από

το ηλεκτρονικό “μποτιλιάρισμα” (bottleneck) με την έξυπνη μετατόπιση λειτουργιών στο οπτικό επίπεδο.

Η τυπική μορφή του κόμβου δρομολόγησης (Router) στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου έχει παρουσιασθεί στην Εικόνα 1. 6 του πρώτου κεφαλαίου και παρουσιάζεται και στην Εικόνα 3. 50.



Εικόνα 3. 50: Η μορφή του κόμβου δρομολόγησης στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου.

Στην εικόνα αυτή φαίνονται και οι σημαντικότερες λειτουργικές διεργασίες που επιτελεί αυτός ο κόμβος, οι οποίες συνοπτικά είναι οι εξής: δρομολόγηση (Routing), προώθηση (Forwarding), μεταγωγή (Switching), αποθήκευση (Buffering), πολυπλεξία (Multiplexing), συγχρονισμός (Synchronization) και αναγέννηση (Regeneration). Ο 2x2 διακόπτης μεταγωγής αποτελεί βασική δομική μονάδα για μια πληθώρα οπτικών κυκλωμάτων τα οποία είναι σε θέση να επιτελέσουν πολλές από τις ανωτέρω λειτουργίες ενός κόμβου δρομολόγησης στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου. Παρακάτω παρουσιάζονται ενδεικτικά ορισμένες βασικές εφαρμογές του 2x2 διακόπτη μεταγωγής σε διάφορες διατάξεις. Στο σημείο αυτό υπογραμμίζεται ότι η συγκεκριμένη υλοποίηση του 2x2 διακόπτη μεταγωγής με βάση το UNI και την ισχυρά μη γραμμική ίνα μπορεί να προσφέρει πολλά και σημαντικά πλεονεκτήματα και να βελτιώσει τη λειτουργία των εν λόγω διατάξεων.

➤ Υλοποίηση οπτικών στοιχείων διασύνδεσης

Μία από τις πιο σημαντικές εφαρμογές του 2x2 διακόπτη μεταγωγής συνίσταται στην υλοποίηση οπτικών στοιχείων διασύνδεσης (Optical Cross/Connects – OXCs) [3.34]. Ένα οπτικό στοιχείο διασύνδεσης έχει, στη γενική περίπτωση N εισόδους και M εξόδους, όπου τα M και N είναι συνήθως μεγάλοι αριθμοί και συνιστά τον πίνακα μεταγωγής (Switching Matrix) [3.35][3.36] σε έναν κόμβο δρομολόγησης. Το OXC επιτελεί τη λειτουργία της μεταγωγής στον κόμβο, δηλαδή είναι επιφορτισμένο να μετάγει σήματα από οποιαδήποτε από τις N

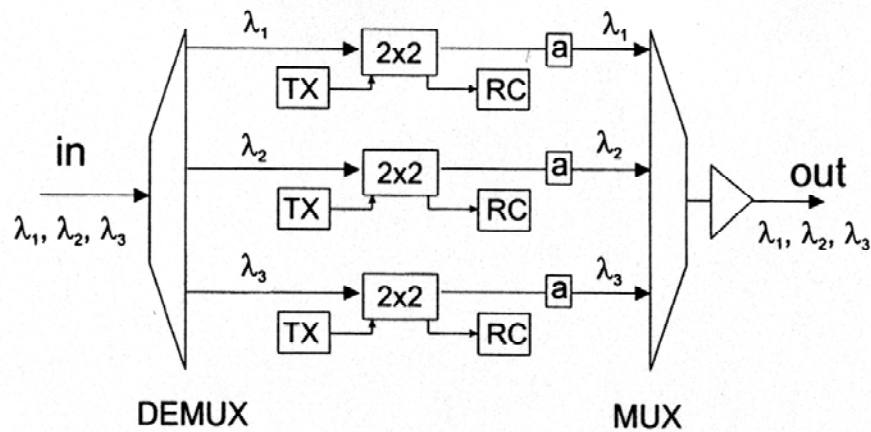
εισόδους σε οποιαδήποτε από τις M εξόδους σύμφωνα με τις πληροφορίες από τη διαδικασία προώθησης που έχει προηγηθεί. Ένα ΟΧC μπορεί να κατασκευαστεί από συστοιχίες κατάλληλα συνδεδεμένων μεμονωμένων 2×2 οπτικών διακοπών σε κατάλληλες τοπολογίες.

Πρωτίστως, θα αναφερθούμε στην περίπτωση της διάταξης ενός $N \times N$ διακόπτη οποιασδήποτε διάστασης. Ως $N \times N$ ορίζεται γενικά ένας διακόπτης όταν έχει N θύρες εισόδου και N θύρες εξόδου. Συγκεκριμένα, ένας διακόπτης ονομάζεται $N \times N$ διακόπτης μεταγωγής όταν τα σήματα στις N εισόδους του μπορούν να εξέρχονται κατά βούληση από οποιεσδήποτε από τις N εξόδους του, χωρίς όμως δύο σήματα εισόδου να εμφανίζονται ταυτόχρονα στην ίδια έξοδο. Χρησιμοποιώντας κατάλληλο αριθμό 2×2 διακοπών μεταγωγής, είναι δυνατό να σχηματιστεί ένας $N \times N$ διακόπτης. Κάποιες από τις πιο γνωστές τοπολογίες με τις οποίες μπορούν να σχηματιστούν $N \times N$ διακόπτες μεταγωγής είναι οι εξής: Ο διακόπτης τύπου Crossbar, ο οποίος χρειάζεται N^2 το πλήθος 2×2 διακόπτες μεταγωγής, ο διακόπτης τύπου Clos, ο οποίος χρειάζεται $4\sqrt{2N^3} - 4N$ το πλήθος 2×2 διακόπτες μεταγωγής και ο διακόπτης τύπου Beneš, ο οποίος χρειάζεται $\frac{N}{2}(2\log_2 N - 1)$ το πλήθος 2×2 διακόπτες μεταγωγής, με το N στην τελευταία περίπτωση να είναι δύναμη του 2.

➤ **Υλοποίηση οπτικών πολυπλεκτών προσθήκης αφαιρέσης δεδομένων**

Η υλοποίηση των οπτικών πολυπλεκτών προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (Optical Add/Drop Multiplexers – OADMs) μπορεί επίσης να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας 2×2 διακόπτες σε κατάλληλες τοπολογίες. Ένας οπτικός πολυπλέκτης προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων παίρνει ως είσοδο ένα πολυπλεγμένο σήμα και μπορεί να αφαιρέσει ένα ή και παραπάνω από τα κανάλια του πολυπλεγμένου σήματος, επιτρέποντας στα υπόλοιπα να περάσουν. Αντίστοιχα, μπορεί να προσθέσει ένα ή περισσότερα νέα κανάλια στο πολυπλεγμένο σήμα στις θέσεις εκείνων που αφαιρέθηκαν, προκειμένου αυτά να φτάσουν σε επόμενο κόμβο. Η λειτουργία του OADM είναι ανάλογη με το είδος της πολυπλεξίας που εφαρμόζεται (πολυπλεξία χρόνου – OTDM ή πολυπλεξία μήκους κύματος – WDM).

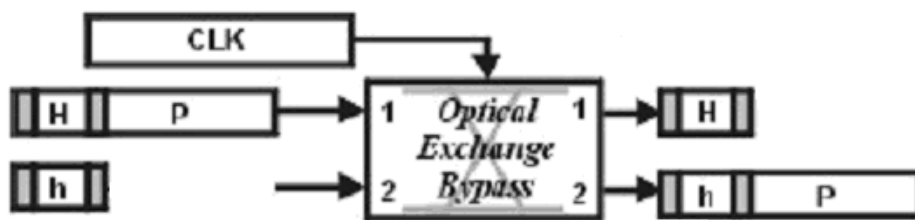
Ένα παράδειγμα ενός τέτοιου OADM στην περίπτωση που χρησιμοποιείται πολυπλεξία μήκους κύματος (και πιθανόν και χρόνου σε κάθε λ) φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Οι 2×2 διακόπτες αφαιρούν από κάθε μήκος κύματος δεδομένα και ταυτόχρονα προσθέτουν νέα κατά βούληση. Με "a" απεικονίζονται εξασθενητές, οι οποίοι ρυθμίζουν την ισχύ του κάθε μήκους κύματος ώστε να είναι ακριβώς ίσες πριν πολυπλεχτούν στην κύρια ροή μετάδοσης.



Εικόνα 3. 51: Οπτικός πολυπλέκτης προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (OADM), στην περίπτωση που χρησιμοποιείται WDM πολυπλεξία.

➤ **Υλοποίηση κυκλώματος αφαίρεσης και επανατοποθέτησης επικεφαλίδας**

Μία ακόμη ιδιαίτερα σημαντική διάταξη η οποία χρησιμοποιεί έναν 2x2 οπτικό διακόπτη μεταγωγής ως βασική μονάδα υλοποίησής της αποτελεί το κύκλωμα αφαίρεσης και επανατοποθέτησης επικεφαλίδας οπτικών πακέτων αυθαιρέτου μήκους, με αμιγώς οπτικό τρόπο (Packet Header Erasing and Reinsertion). Μια τέτοια διάταξη έχει ήδη υλοποιηθεί σε εργαστηριακό επίπεδο [3.9][3.10] και το δομικό διάγραμμά της παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 3. 52: Δομικό διάγραμμα διάταξης αφαίρεσης - επανατοποθέτησης επικεφαλίδας πακέτων [3.9][3.10].

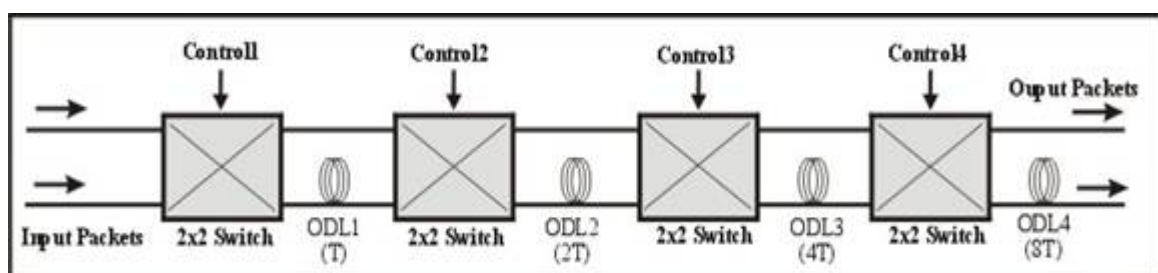
Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3. 52, κάθε οπτικό πακέτο αποτελείται από δύο τμήματα, την επικεφαλίδα (Header) στην αρχή κάθε πακέτου και το φορτίο (Payload). Όπως φαίνεται στο ανωτέρω σχήμα, το αρχικό πακέτο εισέρχεται στην θύρα εισόδου 1 ενός 2x2 οπτικού διακόπτη μεταγωγής. Η αρχική του επικεφαλίδα συμβολίζεται με "H". Αντιστοίχως, η νέα επικεφαλίδα εισέρχεται στη θύρα εισόδου 2 του 2x2 διακόπτη και συμβολίζεται με "h". Το αρχικό πακέτο εισόδου με την παλιά επικεφαλίδα (H) καθώς και η νέα επικεφαλίδα (h) συγχρονίζονται προτού τροφοδοτηθούν στις δύο εισόδους του 2x2 διακόπτη, ενώ το σήμα ελέγχου στον 2x2 διακόπτη (CLK), υφίσταται χρονική καθυστέρηση όση είναι η χρονική διάρκεια της επικεφαλίδας του πακέτου. Συνεπώς, ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής (Bar State) όταν εισέρχονται σε αυτόν οι δύο

επικεφαλίδες (H και h) και στην κατάσταση μεταγωγής (Cross State) όταν εισέρχεται σε αυτόν το τμήμα του φορτίου του πακέτου εισόδου (P), καθώς μόνο αυτό το τμήμα πέφτει στο "παράθυρο μεταγωγής" (Switching Window) του σήματος ελέγχου. Ως αποτέλεσμα, οι δύο επικεφαλίδες (H και h) εξέρχονται ανεπηρέαστες από τις αντίστοιχες θύρες εξόδου 1 και 2 του 2x2 διακόπτη, ενώ το τμήμα πληροφορίας (P) του πακέτου εξέρχεται από τη θύρα εξόδου 2, ακριβώς μπροστά από τη νέα επικεφαλίδα (h).

➤ Υλοποίηση κυκλώματος αντιμετάθεσης χρονοσχισμών

Ο 2x2 διακόπτης μεταγωγής μπορεί να αποτελέσει τη βασική δομική μονάδα υλοποίησης μιας αμιγώς οπτικής διάταξης η οποία επιτυγχάνει την αναδιάταξη των εισερχόμενων πακέτων σε ένα κόμβο σε διαφορετικές χρονοσχισμές (Time Slot Interchanger – TSI). Γενικά, σε ένα δίκτυο μεταγωγής πακέτου, κάθε πακέτο πρέπει να διέλθει από έναν αριθμό κόμβων έως ότου φτάσει στον προορισμό του. Έτσι, κάθε στιγμή σε κάθε κόμβο εισέρχονται πακέτα από διαφορετικές θύρες εισόδου, καθένα από τα οποία κατευθύνεται προς μία θύρα εξόδου. Όταν δύο ή περισσότερα πακέτα προσπαθούν να εξέλθουν από τον κόμβο μέσω της ίδιας θύρας εξόδου την ίδια χρονική στιγμή (χρονοσχισμή), τότε συμβαίνει σύγκρουση (Contention). Προκειμένου να αποφευχθούν οι συγκρούσεις κατά τη δρομολόγηση είναι δυνατόν στην είσοδο του κόμβου να αναδιατάσσονται τα πακέτα σε διαφορετικές χρονοσχισμές ανάλογα με τον προορισμό τους [3.37].

Η λειτουργία της αντιμετάθεσης χρονοσχισμών μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση διαδοχικών 2x2 διακοπών μεταγωγής. Στην Εικόνα 3. 53 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα μιας ενδεικτικής διάταξης η οποία περιλαμβάνει τέσσερα στάδια σε σειρά, καθένα από τα οποία αποτελείται από ένα 2x2 διακόπτη ακολουθούμενο από δύο κλάδους, ένας από τους οποίους εισάγει την κατάλληλη καθυστέρηση.



Εικόνα 3. 53: Δομικό διάγραμμα διάταξης αντιμετάθεσης χρονοσχισμών πακέτων (TSI).

Συγκεκριμένα, μεταξύ δύο συνεχόμενων διακοπών υπάρχουν δύο δυνατές διαδρομές διαφορετικού μήκους, έτσι ώστε να παρέχουν διαφορεική καθυστέρηση, μέσω κατάλληλων οπτικών γραμμών καθυστέρησης (ODL), ίση με $(2^x - 1) \cdot T$, όπου x είναι ο αριθμός του σταδίου και T είναι το μήκος (η χρονική διάρκεια) της χρονοσχισμής. Η συνολική καθυστέρηση που θα υποστεί ένα συγκεκριμένο πακέτο εξαρτάται από την κατάσταση (μη μεταγωγής ή μεταγωγής) κάθε 2x2 διακόπτη, όταν το πακέτο διέρχεται από αυτόν.

3.7 Σύνοψη

Στις προηγούμενες παραγράφους είδαμε ορισμένα παραδείγματα οπτικών διατάξεων στις οποίες ο 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως βασική δομική μονάδα. Η συγκεκριμένη υλοποίηση του 2x2 διακόπτη μεταγωγής με βάση το UNI και την ισχυρά μη γραμμική ίνα μπορεί να προσφέρει πολλά και σημαντικά πλεονεκτήματα. Η λειτουργία του διακόπτη είναι αμιγώς οπτική και δεν εξαρτάται από το μήκος των πακέτων εισόδου, καθώς το κύκλωμα εργάζεται σε επίπεδο bit (bitwise). Όπως έχει ήδη τονισθεί, οι διατάξεις που χρησιμοποιούν μη γραμμικές ίνες υπερέχουν έναντι εκείνων που χρησιμοποιούν ημιαγωγούς (SOA) αφού δεν απαιτούν ηλεκτρική πόλωση ενώ και ο χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται είναι πολύ μικρός (μερικά fsec).

Η χρησιμοποίηση μόλις 0.8 m ισχυρά μη γραμμικής ίνας οξειδίου του Βισμούθιου εγγυάται λειτουργική σταθερότητα του διακόπτη, αμελητέα διαφορά ταχυτήτων των συνδιαδιδόμενων οπτικών σημάτων διαφορετικού μήκους κύματος (walk - off) στο εσωτερικό της ίνας, καθώς και πολύ μικρή καθυστέρηση λειτουργίας. Ειδικά ο παράγοντας της καθυστέρησης είναι ιδιαίτερα κρίσιμος σε διατάξεις επεξεργασίας σήματος με ανάδραση (Feedback). Η πρακτικά αλάνθαστη (error - free) λειτουργία του διακόπτη που αποδεικνύεται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης υποδεικνύει ότι μπορούν να υλοποιηθούν διατάξεις με αλληλουχίες τέτοιων διακοπών αλλά και διατάξεις με ανάδραση, χωρίς να απαιτείται αναγέννηση του σήματος.

Από όλα τα ανωτέρω καθίσταται προφανές ότι ένας τέτοιου τύπου 2x2 αμιγώς οπτικός διακόπτης μεταγωγής μπορεί να χρησιμοποιηθεί προκειμένου να υλοποιηθούν συνθετότερες αμιγώς οπτικές διατάξεις με βελτιωμένη λειτουργική συμπεριφορά, με τελικό σκοπό την ανάπτυξη των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτου.

Αναφορές Κεφαλαίου

- [3.1] Ηρακλής Αβραμόπουλος, "Φωτονική Τεχνολογία για Τηλεπικοινωνίες", Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [3.2] G.P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", Boston: Academic Press, 1989.
- [3.3] I. Glesk, R. J. Runser, P. R. Prucnal, "New Generation of Devices for All - Optical Communications", Acta Physica Slovaca, Vol. 51, No. 2, pp. 151 - 162, April 2001.
- [3.4] G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, C. Bintjas, N. Pleros, K. Yiannopoulos, A. Stavdas, H. Avramopoulos and G. Guekos, "Optically Addressable 2x2 Exchange Bypass Packet Switch", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 14, No. 7, pp. 998 - 1000, July 2002.
- [3.5] M. Kalyvas, G. Theophilopoulos, C. Bintjas, N. Pleros, A. Stavdas, H. Avramopoulos, "2x2 All - Optical Exchange - Bypass Switch", IEEE/LEOS, TuC3 - 13 - TuC3 - 14, Quebec 2002.
- [3.6] K. Tajima, S. Nakamura and Y. Sugimoto, "Ultrafast polarization - discriminating Mach - Zehnder all - optical switch", Applied Physics Letters, Vol. 67, No. 25, pp. 3709 - 3711, December 1995.
- [3.7] K. L. Hall and K. A. Rauschenback, "100 Gbit/s bitwise logic", MIT Lincoln Laboratory, Optics Letters, Vol. 23, No. 16, pp. 1271 - 1273, August 1998.
- [3.8] N. Sugimoto, T. Nagashima, T. Hasegawa, S. Ohara, K. Taira, and K. Kikuchi, "Bismuth - based optical fiber with nonlinear coefficient of 1360 W-1km-1", presented at OFC 2004, Los Angeles, California, USA, paper PDP26.
- [3.9] D. Tsiokos, E. Kehayas, G. T. Kanellos, L. Stampoulidis, G. Guekos and H. Avramopoulos, "All - Optical 10 Gb/s Header Replacement for Variable Length Data Packets", presented at ECOC 2003, Tech. Dig., We4. P83, Rimini, Italy, 2003.
- [3.10] Παρασκευάς Γ. Μπακόπουλος, "Εξαγωγή και Επανατοποθέτηση Επικεφαλίδας Οπτικών Πακέτων Πληροφορίας με Αμιγώς Οπτικό Τρόπο", Διπλωματική Εργασία, Αθήνα 2003.
- [3.11] C. Bintjas, K. Vlachos, N. Pleros and H. Avramopoulos, "Ultrafast Nonlinear Interferometer (UNI) - Based Digital Optical Circuits and Their Use in Packet Switching", Journal of Lightwave Technology, Vol. 21, No. 11, pp. 2629 - 2637, November 2003.
- [3.12] C. Bintjas, M. Kalyvas, G. Theophilopoulos, T. Stathopoulos, H. Avramopoulos, L. Occhi, L. Schares, G. Guekos, S. Hansmann and R. Dall' Ara, "20 Gb/s All - Optical XOR with UNI Gate", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 12, No. 7, pp. 834 - 836, July 2000.

- [3.13] Γεώργιος Β. Θεοφιλόπουλος, "Αμιγώς Οπτική Μεταγωγή Πακέτων για Ψηφιακά Δίκτυα Υπερυψηλών Ταχυτήτων. Πορεία προς την Υλοποίηση", Διδακτορική Διατριβή, Αθήνα 2003.
- [3.14] D. Tsiokos, E. Kehayas, K. Vyrsoinos, T. Houbavlis, L. Stampoulidis, G. T. Kanellos, N. Pleros, G. Guekos, and H. Avramopoulos, "10 - Gb/s All - Optical Half - Adder With Interferometric SOA Gates", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 16, No. 1, pp. 284 - 286, January 2004.
- [3.15] C. Bintjas, K. Yiannopoulos, N. Pleros, G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, H. Avramopoulos and G. Guekos, "Clock Recovery Circuit for Optical Packets", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 14, No. 9, September 2002.
- [3.16] M. J. LaGasse et al., "Ultrafast switching with a single-fiber interferometer", Opt. Lett., Vol. 14, No. 6, pp. 311-313, 1989.
- [3.17] N. S. Patel et al., "40 Gb/s demultiplexing using an ultrafast nonlinear interferometer (UNI)", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 8, No. 12, pp. 1695-1697, 1996.
- [3.18] T. Inoue, T. Yagi and S. Namiki, "Highly Nonlinear Fiber Devices for Optical Networks", in Proc. Lasers and Electro - Optics Society (LEOS) Annual Meeting, Sydney, Australia, 2005, pp. 157 - 158, MO4.
- [3.19] T.M. Monro, D.J. Richardson, "Holey optical fibres: Fundamental properties and device applications", C. R. Physique 4, pp. 175 - 186, 2003.
- [3.20] P. Petropoulos, H. Ebendorff - Heidepriem, V. Finazzi, R.C. Moore, K. Frampton, D.J. Richardson, T.M. Monro, "Highly nonlinear and anomalously dispersive lead silicate glass holey fibers", Optics Express, Vol. 11, No. 26, pp. 3568 - 3573, December 2003.
- [3.21] H. Ebendorff - Heidepriem, P. Petropoulos, S. Asimakis, V. Finazzi, R.C. Moore, K. Frampton, F. Koizumi, D.J. Richardson, T.M. Monro, "Bismuth glass holey fibers with high nonlinearity", Optics Express, Vol. 12, No. 21, pp. 5082 - 5087, October 2004.
- [3.22] J. H. Lee, Z. Yusoff, W. Belardi, T. M. Monro, P. C. Thh and D. J. Richardson, "A holey fibre Raman amplifier and all - optical modulator", presented at ECOC 2001, Netherlands, Amsterdam, 2001, PDA1.1.
- [3.23] N. Sugimoto, H. Kanbara, S. Fujiwara, K. Tanaka, Y. Shimizugawa and K. Hirao, "Third - order optical nonlinearities and their ultrafast response in Bi2O3 - B2O3 - SiO2 glasses", Optical Society of America, JOSA B, Vol. 16, No.11, pp. 1904 - 1908, 1999.
- [3.24] Y. Kuroiwa, N. Sugimoto, K. Ochiai, S. Ohara, Y. Furusawa, S. Ito, S. Tanabe, and T. Hanada, "Fusion spliceable and high efficient Bi2O3 - based EDF for short length and broadband application pumped at 1480 nm", presented at OFC 2001, Anaheim, California, USA, 2001, paper TuI5.
- [3.25] J.H. Lee, W. Belardi, K. Furusawa, P. Petropoulos, Z. Yusoff, T.M. Monro, and D.J. Richardson, "Fourwave mixing based 10 - Gb/s tunable wavelength conversion using a holey fiber with a high SBS threshold", IEEE Photon. Techn. Lett. 15, pp. 440 - 442, 2003.
- [3.26] T. Okuno, M. Onishi, T. Kashiwada, S. Ishikawa, and M. Nishimura, "Silica - based functional fibers with enhanced nonlinearity and their applications", IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron. 5, pp. 1385 - 1391, 1999.

- [3.27] A. Mori, K. Shikano, W. Enbutsu, K. Oikawa, K. Naganuma, M. Kato, and S. Aozasa, "1.5 μm band zerodispersion shifted tellurite photonic crystal fibre with a nonlinear coefficient of 675 $\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ", presented at ECOC 2004, Stockholm, Sweden, 5 – 9 September 2004, Th3.3.6.
- [3.28] K. Kikuchi, K. Taira, and N. Sugimoto, "Highly nonlinear bismuth oxide – based glass fibers for all – optical signal processing", *Electron. Lett.* 38, pp. 166 – 167, 2002.
- [3.29] O. Zouraraki, P. Bakopoulos, K. Vyrsoinos and H. Avramopoulos, "Optically Controlled 2x2 Exchange/Bypass Switch with 0.8 m of Bismuth Oxide Nonlinear Fibre", to be presented in ECOC 2006, Cannes, France, 2006.
- [3.30] O. Zouraraki, P. Bakopoulos, K. Vyrsoinos and H. Avramopoulos, "2x2 Bismuth-Oxide-Fiber Based Crossbar Switch for All-Optical Switching Architectures", presented in 11th International Conference on Optical Networking Design and Modeling – ONDM), Athens 2007.
- [3.31] P. Bakopoulos, O. Zouraraki, K. Vyrsoinos and H. Avramopoulos, "2x2 Exchange/Bypass Switch using 0.8m of Highly Nonlinear Bismuth Oxide Fiber", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, issue 10, pp. 723-725, Mai 2007.
- [3.32] J.H. Lee, K. Kikuchi, T. Nagashima, T. Hasegawa, S. Ohara, and N. Sugimoto, "All fiber – based 160 – Gbit/s add/drop multiplexer incorporating a 1 – m – long Bismuth Oxide – based ultra – high nonlinearity fiber", *Optics Express*, Vol. 13, No. 18, pp. 6864 – 6869, September 2005.
- [3.33] J.H. Lee, K. Kikuchi, T. Nagashima, T. Hasegawa, S. Ohara, and N. Sugimoto, "All – fiber 80 – Gbit/s wavelength converter using 1 – m – long Bismuth Oxide – based nonlinear optical fiber with a nonlinearity γ of 1100 $\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ", *Optics Express*, Vol. 13, No. 8, pp. 3144 – 3149, April 2005.
- [3.34] Yuanyuan Yang and Jianchao Wang, "WDM optical switching networks using sparse crossbars", in *Proc. IEEE INFOCOM*, March 2004.
- [3.35] Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, "Optical Networks. A Practical Perspective", Second Edition, Academic Press, 2002.
- [3.36] D. Chiaroni et.al, "First demonstration of an asynchronous optical packet switching matrix prototype for multiterabit – class routers/switches", presented at ECOC 2001, Vol. 6, No. 30, pp. 60 – 61, 2001.
- [3.37] Emmanouel A. Varvarigos, "The "Packing" and the "Scheduling Packet" Switch Architectures for Almost All – Optical Lossless Networks", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol. 16, No. 10, pp. 1757 – 1767, October 1998.

Εικόνες Κεφαλαίου

Εικόνα 3. 1: Αρχή λειτουργίας του UNI με ένα σήμα εισόδου σε κατάσταση μη μεταγωγής και μεταγωγής αντιστοιχώς.

Εικόνα 3. 2: Γενική μορφή της διάταξης του UNI στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου το οποίο συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 3: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του UNI στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου και στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Εικόνα 3. 4: Συμβολή των δύο συνιστωσών στον PBS, στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Εικόνα 3. 5: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του UNI στην περίπτωση ενός σήματος εισόδου το οποίο συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 6: Συμβολή των δύο συνιστωσών στον PBS, στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 7: Γενικό διάγραμμα αξόνων στην είσοδο του PBS.

Εικόνα 3. 8: Κατανομή των ισχύων εξόδου P_s και P_u του UNI συναρτήσει της μη γραμμικής στροφής φάσης $\Delta\phi_{NL}$.

Εικόνα 3. 9: Εικόνα συγκόλλησης ίνας Βισμουθίου με οπές με ίνα Πυριτίου, μέσω οπτικού μικροσκοπίου.

Εικόνα 3. 10: (α) Ίνα Βισμουθίου ενωμένη με εξωτερικές οπτικές ίνες (β) Διατομή ίνας Βισμουθίου

Εικόνα 3. 11: Λειτουργία 2x2 διακόπτη μεταγωγής σε κατάσταση μη μεταγωγής.

Εικόνα 3. 12: Λειτουργία 2x2 non – latching διακόπτη μεταγωγής σε κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 13: Λειτουργία 2x2 latching διακόπτη μεταγωγής σε κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 14: Γενική μορφή της διάταξης του UNI ως 2x2 διακόπτης στην περίπτωση που τα δύο σήματα εισόδου και το σήμα ελέγχου είναι συνδιαδιδόμενα στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 15: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του 2x2 διακόπτη UNI στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).

Εικόνα 3. 16: Οι συνιστώσες των δύο σημάτων εισόδου (α) στον πρώτο PBS και (β) στον δεύτερο PBS για την περίπτωση λειτουργίας του διακόπτη στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Εικόνα 3. 17: Η πορεία των οπτικών σημάτων στο εσωτερικό του 2x2 διακόπτη UNI στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).

Εικόνα 3. 18: Οι συνιστώσες των δύο σημάτων εισόδου (α) στον πρώτο PBS και (β) στον δεύτερο PBS για την περίπτωση λειτουργίας του διακόπτη στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 19: Η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI.

Εικόνα 3. 20: Επεξήγηση των συμβόλων των βασικών στοιχείων της διάταξης.

Εικόνα 3. 21: Μορφή των άσων στην περίπτωση (α) του σήματος εισόδου 1 και (β) του σήματος εισόδου 2.

Εικόνα 3. 22: Εικόνα τυχαίας αλληλουχίας bits στην περίπτωση (α) του σήματος εισόδου 1 και (β) του σήματος εισόδου 2. Ο παλμός που αντιστοιχεί σε τυχόντα άσσο του σήματος εισόδου 1 έχει συγχρονισθεί με το πρώτο από τα χρονικά αντίστοιχά του 4 bits του σήματος εισόδου 2.

Εικόνα 3. 23: (α) Η μορφή των πακέτων ρολογιού στα οποία οργανώνεται το σήμα ελέγχου και (β) η μορφή των άσων του σήματος ελέγχου.

Εικόνα 3. 24: Στο παράδειγμα, τα bits του σήματος εισόδου 1 και του σήματος ελέγχου συγχρονίζονται με το τρίτο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2.

Εικόνα 3. 25: Οι παλμικές ακολουθίες των σημάτων εισόδου και ελέγχου που αντιστοιχούν στο παράδειγμα. Συγχρονισμός του σήματος εισόδου 1 και του σήματος ελέγχου με το τρίτο από τα χρονικά αντίστοιχα 4 bits του σήματος εισόδου 2.

Εικόνα 3. 26: Λειτουργία του 2x2 διακόπτη σε κατάσταση μη μεταγωγής (bar state) στην περίπτωση του παραδείγματος.

Εικόνα 3. 27: Λειτουργία του 2x2 διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής (cross state) στην περίπτωση του παραδείγματος.

Εικόνα 3. 28: Η διάταξη του UNI που σχεδιάστηκε στο VPI.

Εικόνα 3. 29: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση ενός αντιγράφου της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps.

Εικόνα 3. 30: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Η μορφή τυχόντος παλμού του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps στα 192.4 THz.

Εικόνα 3. 31: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση ενός αντιγράφου της κωδικής λέξης του σήματος ελέγχου ρυθμού 10 Gbps.

Εικόνα 3. 32: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Εικόνα 3. 33: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 34: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 35: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Εικόνα 3. 36: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 και του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας.

Εικόνα 3. 37: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση τεσσάρων αντιγράφων της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps.

Εικόνα 3. 38: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής.

Εικόνα 3. 39: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 40: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν το UNI λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής.

Εικόνα 3. 41: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Εικόνα 3. 42: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Γραφική παράσταση της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 και του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας.

Εικόνα 3. 43: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση ενός αντιγράφου της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 1 ρυθμού 10 Gbps.

Εικόνα 3. 44: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Αποτύπωση τεσσάρων αντιγράφων της κωδικής λέξης του σήματος εισόδου 2 ρυθμού 40 Gbps.

Εικόνα 3. 45: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).

Εικόνα 3. 46: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state).

Εικόνα 3. 47: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 1 ρυθμού 10 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).

Εικόνα 3. 48: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Σήμα εξόδου 2 ρυθμού 40 Gbps όταν ο 2x2 διακόπτης λειτουργεί στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).

Εικόνα 3. 49: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Γραφικές παραστάσεις της συσχέτισης μεταξύ του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου 1 και 2 και της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Εικόνα 3. 50: Η μορφή του κόμβου δρομολόγησης στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου.

Εικόνα 3. 51: Οπτικός πολυπλέκτης προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (OADM), στην περίπτωση που χρησιμοποιείται WDM πολυπλεξία.

Εικόνα 3. 52: Δομικό διάγραμμα διάταξης αφαίρεσης – επανατοποθέτησης επικεφαλίδας πακέτων [3.9][3.10].

Εικόνα 3. 53: Δομικό διάγραμμα διάταξης αντιμετάθεσης χρονοσχισμών πακέτων (TSI).

Πίνακες Κεφαλαίου

Πίνακας 3. 1: Αντιπαραβολή των χαρακτηριστικών των ινών Βισμούθιου με άλλου τύπου μη γραμμικές ίνες. Τα χαρακτηριστικά μετρήθηκαν για μήκος κύματος 1550 nm [3.19]-[3.22].

Πίνακας 3. 2: Πίνακας αληθείας του 2x2 διακόπτη μεταγωγής.

Πίνακας 3. 3: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 συναρτήσει της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Πίνακας 3. 4: Πρώτη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 συναρτήσει του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας. Για κάθε μήκος ίνας φαίνεται και η αντίστοιχη τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1.

Πίνακας 3. 5: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 συναρτήσει της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

Πίνακας 3. 6: Δεύτερη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 συναρτήσει του μήκους της ισχυρά μη γραμμικής ίνας. Για κάθε μήκος ίνας φαίνεται και η αντίστοιχη τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2.

Πίνακας 3. 7: Τρίτη σειρά προσομοιώσεων. Μετρήσεις του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου 1 και 2 συναρτήσει της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΟΣ ΑΝΤΙΜΕΤΑΘΕΤΗΣ ΧΡΟΝΟΣΧΙΣΜΩΝ ΜΕ ΨΗΦΙΑΚΟΥΣ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟΥΣ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΜΖΙ

4.1 Εισαγωγή στους αντιμεταθέτες χρονοσχισμών

Η ολοένα διαδεδομένη επέκταση των υπηρεσιών του Διαδικτύου καθώς και οι συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για εύρος ζώνης έχουν αρχίσει να δημιουργούν τις προϋποθέσεις εκείνες προκειμένου να βρεθεί γρήγορα μια λύση στα όρια που θέτουν οι σημερινές συμβατικές τεχνολογίες δικτύωσης. Σε μια προσπάθεια να επιλυθεί η ευρυζωνική αυτή κρίση, οι δικτυακοί πάροχοι έχουν στρέψει το ενδιαφέρον τους στα οπτικά δίκτυα, στα δίκτυα δηλαδή που χρησιμοποιούν την οπτική ίνα αποκλειστικά σαν μέσο μετάδοσης αφενός μεν για τη μείωση του κόστους και αφετέρου για τη μεγάλη χωρητικότητα που αυτή προσφέρει. Η πρόοδος που έχει γίνει τα τελευταία χρόνια στην οπτική μεταγωγή και ιδιαίτερα στην περιοχή της πολυπλεξίας στο πεδίο του μήκους κύματος Wavelength Division Multiplexing (WDM) έχουν επιτρέψει στα δίκτυα επόμενης γενιάς να είναι σε θέση να λειτουργήσουν σε ρυθμούς της τάξεως των Terabits per

second. Αυτό συνεπάγεται άμεσα ότι η τεχνολογία έχει φτάσει σε ένα τέτοιο σημείο όπου μπορεί κανείς να ισχυριστεί ότι τα αμιγώς οπτικά δίκτυα και τα δίκτυα που εκμεταλλεύονται για τις διάφορες λειτουργίες που αυτά επιτελούν το μήκος κύματος (δηλαδή τα δίκτυα εκείνα τα οποία διατηρούν το σήμα σε οπτική μορφή) είναι σε θέση να αντιμετωπίσουν τις αδυναμίες των ηλεκτρονικών ή οπτο-ηλεκτρονικών δικτύων.

Ειδικότερα τα οπτικά δίκτυα που εκμεταλλεύονται το μήκος κύματος για τις λειτουργίες δρομολόγησης (Wavelength-routing optical networks) αποτελούνται από οπτικούς κόμβους μεταγωγής οι οποίοι διασυνδέονται μεταξύ τους με έναν ή περισσότερους συνδέσμους οπτικής ίνας. Τα δεδομένα μεταδίδονται μέσα στο δίκτυο πάνω από οπτικά μονοπάτια (lightpaths), τα οποία στην ουσία είναι αμιγώς οπτικά μονοπάτια επικοινωνίας. Η διαδικασία της στοιχειοθέτησης ενός οπτικού μονοπατιού μεταξύ ενός οποιουδήποτε ζευγαριού πηγής-προορισμού περιλαμβάνει την επιλογή μιας κατάλληλης διαδρομής, και στη συνέχεια τη δέσμευση ενός μήκους κύματος για κάθε έναν σύνδεσμο από την επιλεγείσα διαδρομή. Η παραπάνω διαδικασία αναφέρεται και σαν Δρομολόγηση και Ανάθεση μήκους κύματος (Routing and Wavelength Assignment - RWA). Στη συγκεκριμένη προσέγγιση που είναι βασισμένη στην έννοια του οπτικού μονοπατιού, εντοπίζονται κάποια μειονεκτήματα. Πρώτα απ' όλα, στην περίπτωση που δεν υπάρχει άμεσα οπτικό μονοπάτι μεταξύ δύο κόμβων, είναι αναγκαία η ύπαρξη ενδιάμεσων κόμβων προώθησης και αποθήκευσης. Ωστόσο, η ύπαρξη των κόμβων αυτών περιορίζει τη μέγιστη ρυθμαπόδοση (throughput) που μπορεί να αποκτηθεί, λόγω κυρίως της ηλεκτρονικής επεξεργασίας και της διαχείρισης των μέσων αποθήκευσης που περιλαμβάνει η συγκεκριμένη διαδικασία. Δεύτερον, το μεγαλύτερο μέρος της ροής της κίνησης που υποστηρίζεται από το δίκτυο μπορεί να απαιτεί μόνο ένα μέρος της χωρητικότητας που αντιστοιχεί ανά μήκος κύματος. Έτσι, είναι ανάγκη οι χαμηλού-ρυθμού ροές τηλεπικοινωνιακής κίνησης να πολυπλεχθούν στο πεδίο του χρόνου σε κανάλια μεγάλης χωρητικότητας και να προωθηθούν σαν ένα οπτικό μονοπάτι, προκειμένου να βελτιωθεί η χρησιμοποίηση των πόρων. Το δεύτερο αυτό ζήτημα έχει να κάνει με την έννοια της διαχείρισης/βελτιστοποίησης της κίνησης (traffic grooming), το οποίο εμπλέκει τεχνικές που έχουν σχεδιαστεί με σκοπό να τακτοποιούν αποδοτικά χαμηλού-ρυθμού ροές κίνησης σε διαθέσιμα μήκη κύματος προκειμένου να αυξήσουν τη ρυθμαπόδοση (throughput) του δικτύου και να χρησιμοποιήσουν τους πόρους του δικτύου ακόμα πιο αποδοτικά.

Για να καταλάβουμε περισσότερο το πρόβλημα που προκύπτει από όσα ειπώθηκαν παραπάνω, μπορούμε να κάνουμε τον παρακάτω συλλογισμό. Είναι γνωστό ότι το εύρος ζώνης ενός μήκους κύματος είναι απεριορίστα μεγάλο για συγκεκριμένες απαιτήσεις την τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Ενώ δηλαδή μια κίνηση μπορεί να έχει απαιτήσεις για μερική χρησιμοποίηση ενός καναλιού (μήκους κύματος), την ίδια στιγμή μια άλλη κίνηση που χρησιμοποιεί εξ ολοκλήρου ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι (μήκος κύματος) μπορεί να θέλει να επεκτείνει τη χωρητικότητά της, χωρίς, όμως, να χρειάζεται να χρεωθεί εξ ολοκλήρου ένα δεύτερο τηλεπικοινωνιακό κανάλι. Το γεγονός αυτό καθιστά αναγκαία τη δυνατότητα παροχής μέρους της χωρητικότητας ενός τηλεπικοινωνιακού καναλιού (μήκους κύματος) στη δικτυακή κίνηση.

Η παροχή αυτή μέρους της χωρητικότητας ενός τηλεπικοινωνιακού καναλιού μπορεί να επιτευχθεί με τη διαίρεση ενός μήκους κύματος σε χρονοσχισμές και την πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου της τηλεπικοινωνιακής κίνησης στο συγκεκριμένο μήκος κύματος. Τα οπτικά δίκτυα διαίρεσης στο πεδίο

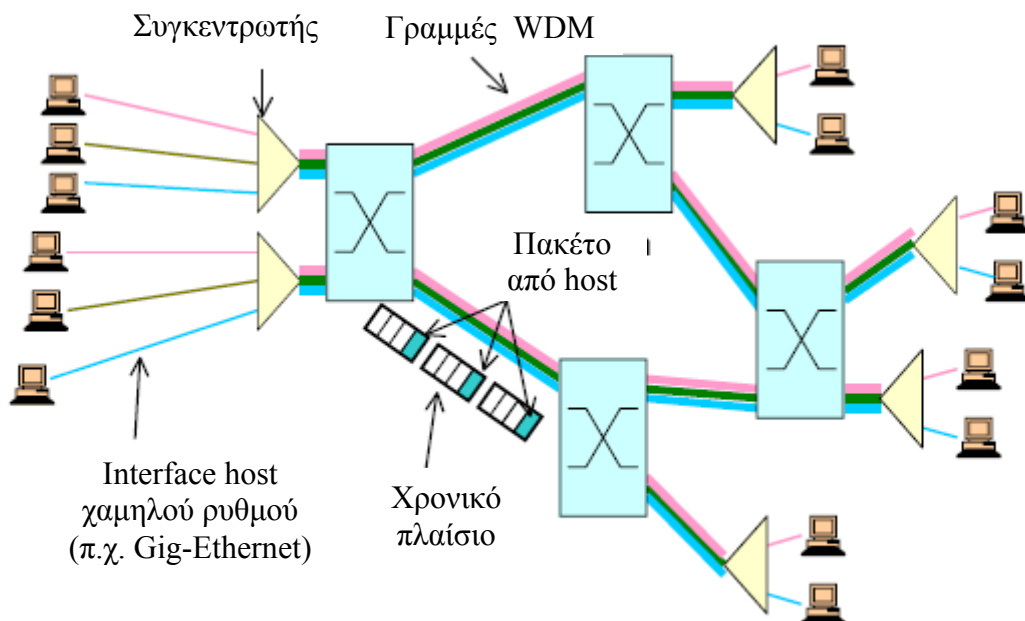
του χρόνου που προκύπτουν με αυτόν τον τρόπο (Time Division Multiplexed Networks - OTDM networks) μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο κατηγορίες [4.1]. Δίκτυα διαίρεσης στο πεδίο του χρόνου, μήκους κύματος ειδικού σκοπού (dedicated-wavelength TDM - DW-TDM networks) και Δίκτυα διαίρεσης στο πεδίο του χρόνου, διαμοιραζόμενου μήκους κύματος (shared-wavelength TDM - SW-TDM networks). Στα δίκτυα DW-TDM, κάθε ζεύγος πηγής προορισμού διασυνδέεται μεταξύ του με τη βοήθεια οπτικών μονοπατιών, όπως ακριβώς εξηγήσαμε παραπάνω. Οι κλήσεις που γίνονται μεταξύ της πηγής και του προορισμού πολυπλέκονται πάνω στο οπτικό μονοπάτι που έχει δοθεί για τη συγκεκριμένη σύνδεση. Εάν το εύρος ζώνης που απαιτείται από μια συγκεκριμένη κλήση σε ένα κόμβο δεν είναι διαθέσιμο σε κανένα από τα ήδη υπάρχοντα οπτικά μονοπάτια που οδηγούν στον προορισμό, τότε ένα καινούριο οπτικό μονοπάτι προς τον προορισμό εγκαθίσταται. Από την άλλη πλευρά, στα δίκτυα SW-TDM, εάν μια κλήση δεν μπορεί να διευθετηθεί από ένα υπάρχον οπτικό μονοπάτι προς τον προορισμό, τότε η κλήση αυτή επιτρέπεται να πολυπλεχθεί πάνω σε ένα υπάρχον οπτικό μονοπάτι που οδηγεί σε ένα ενδιάμεσο κόμβο. Στη συνέχεια η κλήση μεταγεται από τον ενδιάμεσο κόμβο στον τελικό προορισμό είτε άμεσα είτε έμμεσα διαμέσου άλλων κόμβων. Ωστόσο αν κανένα από τα υπάρχοντα οπτικά μονοπάτια που περνούν από τον κόμβο δεν μπορεί να εξυπηρετήσει την κλήση, ένα καινούριο οπτικό μονοπάτι προς τον προορισμό εγκαθίσταται.

Η απόδοση των δικτύων SW-TDM εξαρτάται από το πόσο αποδοτικά γίνεται η συγχώνευση των απαιτήσεων των κόμβων για μέρος της χωρητικότητας ενός καναλιού (μήκους κύματος) σε μια συνολική πλήρη ή σχεδόν πλήρη απαίτηση για χωρητικότητα. Η συγχώνευση αυτή της κίνησης που προέρχεται από διαφορετικά ζευγάρια πηγής-προορισμού ονομάζεται διαχείριση/βελτιστοποίηση της κίνησης (traffic grooming). Κόμβοι που μπορούν να διαχειρίζονται/τακτοποιούν την κίνηση σε ένα δίκτυο είναι σε θέση να πολυπλέκουν/αποπολυπλέκουν κίνηση χαμηλότερου ρυθμού σε ένα κανάλι (μήκος κύματος) αλλά και να την αντιμεταθέτουν από το ένα οπτικό μονοπάτι στο άλλο. Η διαχείριση/βελτιστοποίηση της κίνησης μπορεί να είναι είτε στατική είτε δυναμική. Στη στατική διαχείριση της κίνησης, τα ζεύγη πηγής προορισμού των οποίων η απαίτησεις συνδυάζονται είναι προκαθορισμένα. Αντίθετα στη δυναμική διαχείριση της κίνησης, οι αιτήσεις για σύνδεση από διαφορετικά ζεύγη πηγής-προορισμού συνδυάζονται μεταξύ τους και ο συνδυασμός αυτός εξαρτάται από τα υπάρχοντα οπτικά μονοπάτια τη στιγμή της άφιξης της αίτησης για σύνδεση.

Η πρόοδος που έχει γίνει τα τελευταία χρόνια στην οπτική μεταγωγή και στην τεχνολογία που χρησιμοποιείται για αυτή, όπως μπορεί να δει κανείς στα [4.2], [4.3], και [4.4], έχουν δείξει ότι υπάρχει η δυνατότητα υλοποίησης γρήγορων αμιγώς οπτικών διακοπών μεταγωγής με χρόνους μεταγωγής μικρότερους από ένα nanosecond. Η χρήση τόσο γρήγορων διακοπών μεταγωγής σε συνδυασμό με γραμμές καθυστέρησης οπτικών ινών, όπως στην περίπτωση των αντιμεταθετών χρονοσχισμών [4.5] [4.6], έχει ανοίξει το δρόμο προς την υλοποίηση οπτικών δικτύων μεταγωγής χρόνου (optical time switched networks). Τα δίκτυα αυτά αναφέρονται συνήθως στη διεθνή βιβλιογραφία ως δίκτυα OTDM Switched (OTDM Switched networks). Η διασύνδεση μεταξύ της πηγής και του προορισμού στα δίκτυα OTDM Switched πραγματοποιείται παραχωρώντας μια χρονοσχισμή σε κάθε ζεύξη (link) μιας επιλεγμένης διαδρομής, υπό τον περιορισμό, όμως, ότι η σχισμή μιας δεδομένης ζεύξης μπορεί να αντιμεταθεθεί στην επόμενη ζεύξη από έναν ενδιάμεσο κόμβο. Ένα δίκτυο OTDM Switched μπορεί να θεωρηθεί σαν μια ξεχωριστή περίπτωση ενός δικτύου SW-TDM, όπου όλοι οι κόμβοι μέσα στο δίκτυο είναι σε θέση να διαχειρίζονται/τακτοποιούν την

τηλεπικοινωνιακή κίνηση και όπου τα οπτικά μονοπάτια εγκαθίστανται μόνιμα. Η στοιχείωση εύρους ζώνης (bandwidth granularity) που προσφέρεται από ένα δίκτυο OTDM καθορίζεται από τη διάρκεια μίας χρονοσχιμής, η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από την ταχύτητα στην οποία η μεταγωγή μπορεί να εκτελεστεί. Γενικά, ένα δίκτυο OTDM είναι ένα αμιγώς οπτικό δίκτυο μεταγωγής και διαίρεσης στο πεδίο του χρόνου (TDM-switched network), πολλαπλών οπτικών ινών και πολλαπλών μηκών κύματος.

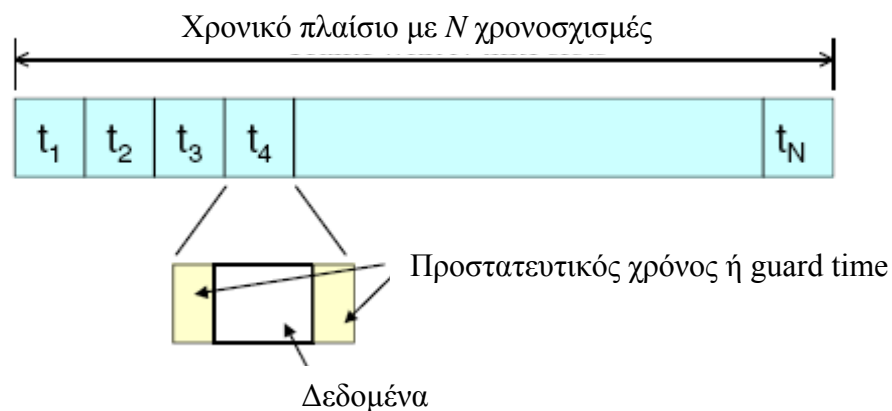
Στα δίκτυα OTDM Switched εκτός από την εκχώρηση χρονοσχιμής σε ένα δεδομένο επικοινωνιακό κανάλι, οι κόμβοι δρομολόγησης θα πρέπει να είναι σε θέση να διεξάγουν και λειτουργίες δρομολόγησης χρονοσχισμών. Έτσι, εκτός από τη δρομολόγηση μήκους κύματος στους κόμβους δρομολόγησης στα δίκτυα OTDM Switched θα πρέπει να διεξάγεται και δρομολόγηση χρονοσχισμών [4.7],[4.8]. Με τον τρόπο αυτό, τα δίκτυα OTDM Switched είναι σε θέση να αντιμετωπίσουν τα μειονεκτήματα των παραδοσιακών οπτικών δικτύων που εκμεταλλεύεται μονάχα το μήκος κύματος για τις λειτουργίες δρομολόγησης (Wavelength-routing optical networks). Επιπλέον, αποφεύγονται οι δυσκολίες που συνεπάγονται από την υλοποίηση οπτικών διακοπών μεταγωγής πακέτων. Αυτό συμβαίνει γιατί η δρομολόγηση πραγματοποιείται πλέον με βάση τη χρονοσχιμή μέσα στην οποία ένα σήμα φτάνει στον κόμβο δρομολόγησης, σε συνδυασμό βέβαια και με τη θύρα εισόδου από την οποία αυτό εισέρχεται καθώς και με το μήκος κύματος του. Έτσι, μαζί με τη λειτουργία της Δρομολόγησης και της Ανάθεσης μήκους κύματος (Routing and Wavelength Assignment - RWA), η οποία πραγματοποιείται στα παραδοσιακά οπτικά δίκτυα που εκμεταλλεύονται το μήκος κύματος για τις λειτουργίες δρομολόγησης (Wavelength-routing networks), θα πρέπει να διεξαχθεί και η λειτουργία της εκχώρησης χρονοσχιμής για κάθε διασύνδεση. Το πρόβλημα αυτό αναφέρεται συνήθως ως Δρομολόγηση και Ανάθεση μήκους κύματος και χρονοσχιμής (Routing, Wavelength and Time slot Assignment - RWTA) [4.9].



Εικόνα 4. 1: Αρχιτεκτονική ενός οπτικού δικτύου μεταγωγής χρόνου (OTDM Switched) [4.10].

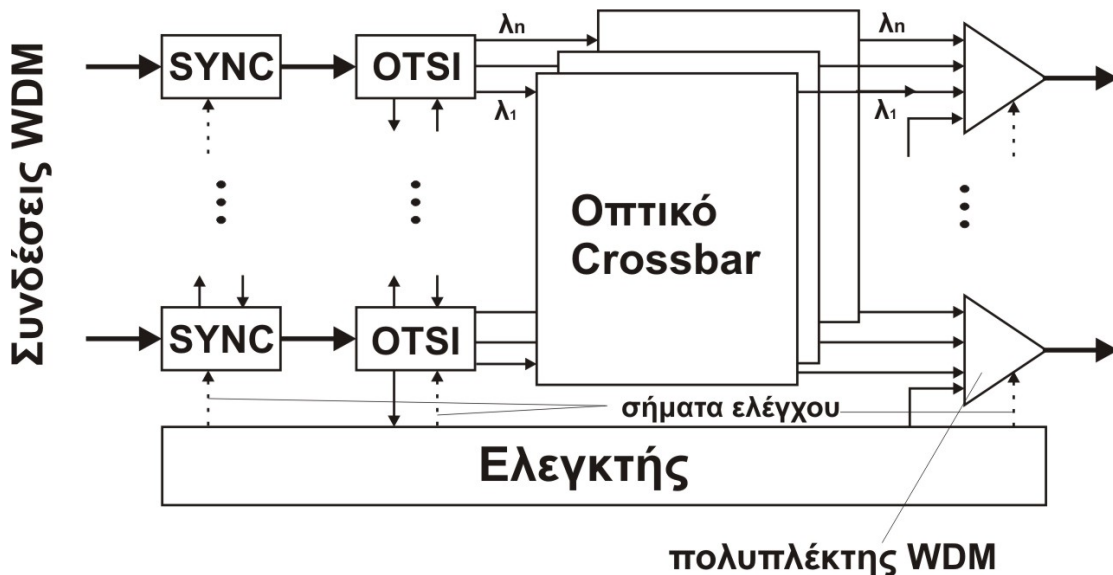
Η Εικόνα 4. 1 απεικονίζει την έννοια ενός οπτικού δικτύου μεταγωγής χρόνου (OTDM Switched) [4.10]. Οι διακόπτες μεταγωγής συνδέονται με ζεύξεις πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM links) με πολλαπλά κανάλια (μήκη κύματος) τα οποία φέρουν δεδομένα. Η πληροφορία που στέλνεται σε κάθε μήκος κύματος είναι οργανωμένη σε ακολουθίες από χρονικά πλαίσια, κάθε ένα από τα οποία υποδιαιρείται σε χρονοσχισμές σταθερού μήκους. Οι τερματικοί κόμβοι και/ή τα άλλα δίκτυα που συνδέονται πάνω σε ένα δίκτυο OTDM Switched μέσω συγκεντρωτών που μετατρέπουν τα δεδομένα χαμηλότερου ρυθμού (για παράδειγμα IP-over-Ethernet στα 100 Mb/s ή 1 Gb/s), σε δεδομένα με τυποποίηση δικτύων OTDM Switched. Οι συγκεντρωτές μεταφέρουν τα πακέτα με τα δεδομένα των χρηστών σε κανάλια διαίρεσης στο πεδίο του χρόνου (time-division channels). Η πληροφορία ελέγχου που χρειάζεται για να μετάγει τα πακέτα δεδομένων μεταφέρεται συνήθως στην επικεφαλίδα των πακέτων, η οποία μερικές φορές μπορεί να βρίσκεται σε ξεχωριστά κανάλια (μήκη κύματος) ελέγχου. Μια οπτική ζεύξη μπορεί να περιέχει πολλαπλά μήκη κύματος ελέγχου. Οι συγκεντρωτές μπορούν να μετάγουν τα δεδομένα που λαμβάνουν από interfaces χαμηλού ρυθμού σαν μεμονωμένες εκρηκτικές ροές (bursts) ή μπορεί να συγκεντρώνουν πακέτα για να δημιουργούν μεγαλύτερες ροές δεδομένων. Η συγκέντρωση που πετυχαίνουν αυξάνει το μέσο όρο του μήκους των ροών δεδομένων πάνω στις ζεύξεις ενός δικτύου OTDM Switched, βελτιώνοντας την αποδοτικότητα και μειώνοντας την επεξεργασία ελέγχου που απαιτείται.

Η μεταγωγή των εκρηκτικών ροών δεδομένων μέσω ενός δικτύου OTDM Switched διεξάγεται εξ ολοκλήρου στο οπτικό πεδίο. Οι οπτικοί διακόπτες μεταγωγής διαίρεσης στο πεδίο του χρόνου διαμορφώνονται δυναμικά προκειμένου να μετάγουν τα δεδομένα εισερχόμενων χρονοσχισμών σε χρονοσχισμές που κατευθύνονται στην επιθυμητή θύρα εξόδου. Η διαδικασία αυτή διεξάγεται χρησιμοποιώντας λειτουργίες μεταγωγής στο πεδίο του χρόνου προκειμένου τα δεδομένα του χρήστη να μεταφερθούν από τις ζεύξεις εισόδου στις ζεύξεις εξόδου. Η μεταγωγή μιας χρονοσχισμής μπορεί να συμπεριλαμβάνει την καθυστέρηση των δεδομένων και τη μεταφορά τους από τη μία χρονοσχιμή στην άλλη. Τα χρονικά πλαίσια που μεταφέρονται σε διάφορα μήκη κύματος συγχρονίζονται το ένα με το άλλο και με τον τρόπο αυτό ο συγχρονισμός των λειτουργιών μεταγωγής των καναλιών (μηκών κύματος) των δεδομένων καθορίζεται από το συγχρονισμό των καναλιών (μηκών κύματος) ελέγχου των χρονικών πλαισίων.



Εικόνα 4. 2: Μορφότυπο του χρονικού πλαισίου και της χρονοσχισμής μέσα σε αυτό [4.10].

Οι οπτικοί διακόπτες μεταγωγής σταθερής κατάστασης μπορούν να διεξάγουν λειτουργίες μεταγωγής με ακρίβεια της τάξεως των 10 ns ή και μικρότερη. Προκειμένου να αποφευχθούν αστάθειες συγχρονισμού, οι χρονοσχισμές πρέπει να χωρίζονται μεταξύ τους με ένα κενό χρονικό διάστημα (προστατευτικός χρόνος ή guard time) το οποίο θα πρέπει να είναι τουλάχιστον όσος και ο χρόνος που απαιτείται για τη μεταγωγή, δηλαδή στην περίπτωση των οπτικών διακοπών σταθερής κατάστασης θα πρέπει να είναι τουλάχιστον της τάξεως των 10 ns και πιθανόν να φτάνει τα 100 ns. Προκειμένου να επιτευχθούν λογικές αποδοτικότητες μετάδοσης δεδομένων, η διάρκεια των χρονοσχισμών θα πρέπει να είναι τουλάχιστον δέκα φορές όση η διάρκεια του κενού χρονικού διαστήματος (guard time), δηλαδή θα πρέπει να είναι μεταξύ 100 ns και 1 μs. Μια χρονοσχισμή του 1 μs επιτρέπει περίπου 1100 bytes δεδομένων να σταλεί σε μια μεμονωμένη χρονοσχισμή, υποθέτοντας ότι το ο ρυθμός μετάδοσης είναι στα 10 Gb/s ανά μήκος κύματος, ή αντίστοιχα περίπου 4400 bytes δεδομένων, υποθέτοντας ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι στα 40 Gb/s. Με 1 μs διάρκεια χρονοσχισμής και 40 Gb/s ταχύτητας μετάδοσης, ένα σύστημα με 350 χρονοσχισμές ανά χρονικό πλαίσιο θα μπορούσε να υποστηρίξει ένα ξεχωριστό κανάλι ρυθμού περίπου 100 Mb/s. Αυτό θα μπορούσε να αντιστοιχεί σε διάρκεια χρονικού πλαισίου της τάξεως των 350 μs. Αυτή είναι η μεγαλύτερη περίοδος όπου μια χρονοσχισμή θα πρέπει να καθυστερήσει όταν περνάει μέσα από έναν δρομολογητή ενός δικτύου OTDM Switched. Αντίθετα, ένας συμβατικός δρομολογητής θα πρέπει ίσως να καθυστερεί τα δεδομένα κατά εκατοντάδες milliseconds προκειμένου να πετύχει αποδεκτή απόδοση, απαιτώντας με τον τρόπο αυτό πολύ μεγάλες ποσότητες αποθηκευτικού χώρου δεδομένων. Ωστόσο είναι λογικό ότι μικρότερη διάρκεια χρονοσχισμών ή ακόμα και μικρότερο πλήθος χρονοσχισμών μέσα σε ένα χρονικό πλαίσιο θα επέτρεπαν την μέγιστη αυτή καθυστέρηση για έναν δρομολογητή OTDM Switched να μειωθεί αναλογικά.



Εικόνα 4. 3: Η αρχιτεκτονική ενός δικτύου OTDM Switched [4.10].

Η Εικόνα 4. 3 δείχνει την τυπική αρχιτεκτονική ενός δρομολογητή ενός δικτύου OTDM Switched. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, κάθε εισερχόμενη ζεύξη WDM τερματίζει σε ένα κύκλωμα συγχρονισμού (Synchronizer – SYNC), το οποίο συγχρονίζει τα ακριανά τμήματα του εισερχόμενου χρονικού πλαισίου με ένα

τοπικό σήμα συγχρονισμού. Η διαδικασία αυτή πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας μεταβλητές οπτικές γραμμές καθυστέρησης, οι οποίες ελέγχονται από κατάλληλα σήματα ελέγχου πρόδρασης που προέρχονται από ένα σύστημα ελέγχου. Τα κυκλώματα συγχρονισμού, όπως φαίνεται και στο σχήμα, ακολουθούνται από Οπτικούς Αντιμεταθέτες Χρονοσχισμών (Optical Time Slot Interchangers - OTSI), οι οποίοι κάνουν τη μεταγωγή που απαιτείται στο πεδίο του χρόνου για όλα τα μήκη κύματος. Οι οπτικοί αντιμεταθέτες χρονοσχισμών θα πρέπει επιπλέον να εξάγουν τα κανάλια (μήκη κύματος) ελέγχου, τα οποία φέρουν τις επικεφαλίδες δρομολόγησης, και στη συνέχεια τις προωθούν στο σύστημα ελέγχου. Επιπλέον, οι αντιμεταθέτες χρονοσχισμών που βρίσκονται στην είσοδο του συστήματος θα πρέπει διαχωρίζουν τα κανάλια (μήκη κύματος) των δεδομένων και να τα προωθούν σε ξεχωριστές οπτικές ζεύξεις (οπτικές ίνες) οι οποίες θα οδηγούν σε κάθε έναν από τους μεταγωγείς διασταυρώσεων (Optical Crossbars) που φαίνονται στη μέση του διαγράμματος της παραπάνω εικόνας. Οι μεταγωγείς διασταυρώσεων (crossbars) διεξάγουν τη λειτουργία της μεταγωγής διαίρεσης χώρου, η οποία είναι μια εξίσου σημαντική λειτουργία ενός δρομολογητή στα δίκτυα OTDM Switched. Οι μεταγωγείς διασταυρώσεων (crossbars) με τη σειρά τους ακολουθούνται από ένα σύνολο από παθητικούς οπτικούς πολυπλέκτες, οι οποίοι ενώνουν τα κανάλια (μήκη κύματος) των δεδομένων με τα κανάλια (μήκη κύματος) ελέγχου (τα οποία φέρουν τις επικεφαλίδες των πακέτων) και τα διοχετεύουν στις οπτικές ίνες εξόδου. Το κύκλωμα ελέγχου χρησιμοποιεί την πληροφορία που περιέχεται στις επικεφαλίδες ελέγχου προκειμένου να πάρει τις αποφάσεις μεταγωγής και με τον τρόπο αυτό παράγει ηλεκτρονικά σήματα ελέγχου που χρησιμοποιούνται με τη σειρά τους για να ελέγξουν τη λειτουργία των αντιμεταθετών χρονοσχισμών (OTSIs) και των διακοπών μεταγωγής διασταυρώσεων (crossbars).

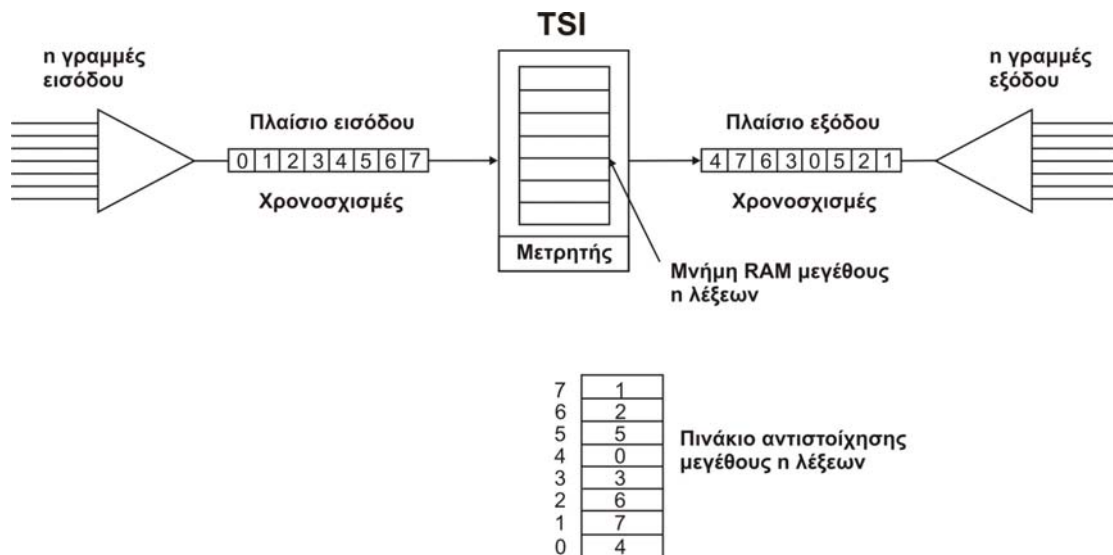
Όπως έγινε, λοιπόν, αντιληπτό από την περιγραφή οι οπτικοί αντιμεταθέτες χρονοσχισμών (Optical Time Slot Interchangers - OTSI) αποτελούν βασικά δομικά στοιχεία των δρομολογητών στα δίκτυα OTDM. Τρεις βασικοί παράγοντες επηρεάζουν το κόστος και την απόδοση ενός αντιμεταθέτη χρονοσχισμών. Οι τρεις αυτοί παράγοντες είναι: (1) το μέγεθος των εσωτερικών διασταυρώσεων (crossbars) του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών, (2) το σύνολο της οπτικής ίνας που απαιτείται για τις γραμμές καθυστέρησης που χρησιμοποιούνται για την αναδιάταξη των χρονοσχισμών, και (3) το πλήθος των λειτουργιών μεταγωγής στις οποίες τα πακέτα (ή αντίστοιχα οι χρονοσχισμές) θα πρέπει να υποβληθούν όταν αυτά διασχίζουν τον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών. Στη συνέχεια της διατριβής θα παρουσιαστούν διάφορες αρχιτεκτονικές οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών και θα μελετηθεί πως εναλλακτικές διατάξεις αντιμεταθετών χρονοσχισμών επηρεάζουν το συνολικό κόστος του αντιμεταθέτη καθώς επίσης και την απόδοσή του. Μελετώνται τόσο αντιμεταθέτες χρονοσχισμών φραγής (blocking OTSIs) όσο και αντιμεταθέτες μη φραγής (non-blocking OTSIs) και εξηγείται πως οι διάφορες διατάξεις επηρεάζουν την συνολική απόδοση του κυκλώματος.

4.2 Αρχή λειτουργίας

Όπως εξηγήθηκε αναλυτικά και στην παραπάνω παράγραφο, σε ένα δίκτυο το οποίο περιλαμβάνει στοιχεία πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου (Time-Division Multiplexing - TDM), η χρονοσχισμή ενός πακέτου είναι εκείνη που θα καθορίσει την θύρα εξόδου του συγκεκριμένου πακέτου σε κάθε κόμβο μεταγωγής. Το

γεγονός αυτό καθιστά την αντιμετάθεση χρονοσχισμών (Time-Slot Interchange - TSI) ως την περισσότερο συχνά χρησιμοποιούμενη μέθοδο μεταγωγής στο πεδίο του χρόνου [4.11] [4.12]. Η αντιμετάθεση χρονοσχισμών επιτυγχάνεται ουσιαστικά μεταθέτοντας ένα δεδομένο δυφίο ή πακέτο από τη μία χρονοσχιμή σε μία άλλη διαφορετική χρονοσχιμή. Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατή η αλλαγή της κατεύθυνσης του συγκεκριμένου δυφίου ή πακέτου. Η παραπάνω διαδικασία εκτελείται εύκολα στο ηλεκτρονικό πεδίο με καταχωρητές μετατόπισης (shift registers). Ωστόσο, η εκτέλεση της αντιμετάθεσης των χρονοσχισμών στο οπτικό πεδίο θα ήταν κάτι παραπάνω από επιθυμητή προκειμένου να αποφευχθούν η οπτο-ηλεκτρονική μετατροπή των δεδομένων, όπως επίσης και η περιορισμένη ταχύτητα μεταγωγής των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

Το κύκλωμα το οποίο εκτελεί ουσιαστικά την αντιμετάθεση των χρονοσχισμών είναι ο Αντιμεταθέτης Χρονοσχισμών (Time-Slot Interchanger). Ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών αποτελεί ουσιαστικά το βασικότερο κύκλωμα σε έναν μεταγωγέα διαίρεσης χρόνου (Time Division Switch). Ένας τέτοιος μεταγωγέας φαίνεται στην Εικόνα 4. 4 [4.13].



Εικόνα 4. 4: Μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου [4.13].

Στη μεταγωγή διαίρεσης χρόνου, οι n γραμμές εισόδου σαρώνονται ακολουθιακά, ώστε να δημιουργηθεί ένα χρονικό πλαίσιο εισόδου με n χρονοσχιμές. Κάθε χρονοσχιμή έχει έστω k bits. Όπως φαίνεται και στο παράδειγμα της Εικόνα 4. 4, το χρονικό πλαίσιο περιέχει 8 χρονοσχιμές.

Η καρδιά του μεταγωγέα διαίρεσης χρόνου είναι ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών (Time Slot Interchanger - TSI). Ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών δέχεται πλαίσια εισόδου και παράγει πλαίσια εξόδου, στα οποία έχουν αναδιαταχθεί οι χρονοσχιμές. Στην Εικόνα 4. 4, η εισερχόμενη χρονοσχιμή 4 εξέρχεται πρώτη, μετά η χρονοσχιμή 7 κ.ο.κ. Τελικά, το πλαίσιο εξόδου αποπολυπλέκεται με την εξερχόμενη χρονοσχιμή 0 (εισερχόμενη χρονοσχιμή 4) να κατευθύνεται στη γραμμή 0 κ.ο.κ. Ουσιαστικά, ο μεταγωγέας μετακίνησε ένα πακέτο (ή ακόμα και ένα byte) από τη γραμμή εισόδου 4 στη γραμμή εξόδου 0, ένα άλλο πακέτο (ή byte) από τη γραμμή εισόδου 7 στην γραμμή εξόδου 1 κ.ο.κ. Όταν το βλέπει

κανείς απ' έξω, η όλη διάταξη είναι ένας μεταγωγέας κυκλώματος, αν και δεν υπάρχουν φυσικές διασυνδέσεις.

Ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών (TSI) λειτουργεί ως εξής: Όταν ένα πλαίσιο εισόδου είναι έτοιμο προς επεξεργασία, κάθε χρονοσχισμή (δηλ. κάθε πακέτο στο πλαίσιο εισόδου) γράφεται σε χώρο προσωρινής αποθήκευσης (buffer) RAM μέσα στον αντιμεταθέτη (TSI). Οι χρονοσχισμές γράφονται με τη σειρά, ώστε η λέξη i της RAM να περιέχει τη χρονοσχισμή i .

Από τη στιγμή που όλες οι χρονοσχισμές του πλαισίου εισόδου έχουν αποθηκευτεί στη RAM, το πλαίσιο εξόδου δημιουργείται διαβάζοντας τις λέξεις με διαφορετική σειρά. Ένας μετρητής μετρά από το 0 έως το $n-1$. Στο βήμα j , διαβάζονται τα περιεχόμενα της λέξης j ενός πίνακα αντιστοίχισης και χρησιμοποιούνται ως διεύθυνση της RAM. Αν, συνεπώς, η λέξη 0 του πίνακα αντιστοίχισης περιέχει το 4, η λέξη 4 της RAM θα διαβαστεί πρώτη και η πρώτη χρονοσχισμή του πλαισίου εξόδου θα είναι η χρονοσχισμή 4 του πλαισίου εισόδου. Έτσι, τα περιεχόμενα του πίνακα αντιστοίχισης καθορίζουν ποια αναδιάταξη του πλαισίου εισόδου θα αποτελέσει το πλαίσιο εξόδου και συνεπώς, ποια γραμμή εισόδου συνδέεται με ποια γραμμή εξόδου.

Από τα παραπάνω έχει γίνει αντιληπτό ότι ο ρόλος ενός αντιμεταθέτη χρονοσχισμών είναι να αντιμεταθέτει τη σειρά των χρονοσχισμών που περιέχονται στο χρονικό πλαίσιο εισόδου με τέτοιο τρόπο ώστε η κάθε χρονοσχισμή (στην ουσία τα δεδομένα που φέρει η κάθε χρονοσχισμή) να δρομολογείται στην κατάλληλη θύρα εξόδου χωρίς ουσιαστικά να υπάρξει μεταβολή στον πίνακα δρομολόγησης του κόμβου που περιέχει τον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών. Για να γίνει περισσότερο κατανοητό, έστω ότι ο μεταγωγέας του κόμβου γνωρίζει ότι η πρώτη χρονοσχισμή που θα διαβάσει από τη μνήμη του (χρονοσχισμή 0) θα πρέπει να δρομολογηθεί στην θύρα εξόδου 0 (πρώτη θύρα εξόδου). Έστω, ακόμα, ότι το περιεχόμενο της χρονοσχισμής 5 στο χρονικό πλαίσιο εισόδου θα πρέπει να δρομολογηθεί στην θύρα εξόδου 0. Στην περίπτωση αυτή ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών θα μεταθέσει το περιεχόμενο της χρονοσχισμής εισόδου 5 στη χρονοσχισμή 0 και στη συνέχεια το περιεχόμενο αυτό θα προωθηθεί στην θύρα εξόδου 0. Στη διαδικασία αυτή δεν είναι ανάγκη να αλλάξει ο πίνακας δρομολόγησης του κόμβου μεταγωγής διαίρεσης χρόνου (η χρονοσχισμή 0 εξακολουθεί να προωθείται στη θύρα εξόδου 0) αλλά εκείνο που ουσιαστικά πρέπει να γίνει είναι να μετατεθεί το κατάλληλο περιεχόμενο στην κατάλληλη χρονοσχισμή του χρονικού πλαισίου εξόδου.

Από την παραπάνω περιγραφή της λειτουργίας ενός αντιμεταθέτη χρονοσχισμών καταλαβαίνει κανείς ότι ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών μπορεί να ανταλλάξει τις χρονοσχισμές δύο πακέτων που σε αντίθετη περίπτωση θα συγκρούονταν στην έξοδο του κόμβου με χρονοσχισμές μη συγκρουόμενων πακέτων. Ωστόσο, παρόμοια λειτουργία γίνεται και στους ενταμιευτές (buffers) των κόμβων μεταγωγής πακέτων, οπότε θα μπορούσε να πει κανείς ότι οι οπτικοί αντιμεταθέτες χρονοσχισμών αποτελούν ουσιαστικά μια απλή και πρακτική μέθοδο αποθήκευσης οπτικών πακέτων. Για το λόγο αυτό οι αντιμεταθέτες χρονοσχισμών αναφέρονται συχνά στη βιβλιογραφία και ως ενταμιευτές χρονοσχισμών ή απλά ενταμιευτές. Στα παρακάτω χρησιμοποιείται συχνά αυτή η έκφραση για τους αντιμεταθέτες χρονοσχισμών.

Στην επόμενη παράγραφο του παρόντος κεφαλαίου γίνεται αναφορά στις αρχιτεκτονικές που κατά καιρούς έχουν προταθεί για οπτικούς αντιμεταθέτες χρονοσχισμών. Οι αρχιτεκτονικές αυτές χωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες,

ενώ γίνεται λόγος και για τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε μιας αρχιτεκτονικής που παρουσιάζεται.

4.3 Αρχιτεκτονικές για αντιμεταθέτες χρονοσχισμών

Μέχρι στιγμής έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές για την υλοποίηση οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών και την υλοποίηση οπτικών ενταμιευτών. Σε όλες αυτές τις προταθείσες τεχνικές, η οπτική ίνα ήταν εκείνη που χρησιμοποιούνταν για την υλοποίηση των γραμμών καθυστέρησης. Συνεπώς, μπορεί να πει κανείς ότι η οπτική ίνα είναι πρακτικά ο μοναδικός οπτικός ενταμιευτής. [4.14] [4.15] [4.16] [4.17]. Οι γραμμές καθυστέρησης που υλοποιούνται με οπτικές ίνες είναι από τη φύση τους γραμμές καθυστέρησης σταθερού μήκους. Όταν ένα πακέτο μπαίνει σε μια γραμμή καθυστέρησης σταθερού μήκους, το πακέτο αυτό πρέπει να εξέλθει από τη γραμμή αυτή μετά από ένα δεδομένο χρονικό διάστημα. Άρα, η στοιχειώδης δυσκολία που αντιμετωπίζει ένας σχεδιαστής ενός οπτικού μεταγωγέα πακέτων είναι ότι οι αντιμεταθέτες χρονοσχισμών μεταβλητού μήκους θα πρέπει να υλοποιηθούν με γραμμές καθυστέρησης σταθερού μήκους. Με βάση τις τοπολογίες που έχουν προταθεί κατά καιρούς για την υλοποίηση οπτικών ενταμιευτών πακέτων, υπάρχουν τρεις βασικοί τύποι οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών, των οποίων η υλοποίηση έχει βασιστεί σε γραμμές καθυστέρησης, που μπορούν να ανταλλάξουν χρονοσχισμές μεταξύ τους που απέχουν μεταξύ τους χρονική απόσταση μεταβλητού μήκους. Οι τρεις αυτοί βασικοί τύποι είναι οι εξής:

1. Αντιμεταθέτες χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας 2x2 διακόπτες μεταγωγής διατεταγμένους κατά οριζόντια παράθεση και με γραμμές καθυστέρησης σε τροφοδοσία ανάδρασης [4.15].
2. Αντιμεταθέτες χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό ανάδρασης και διακόπτες μεταγωγής στο πεδίο του χώρου [4.17], και
3. Αντιμεταθέτες χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης και μεταγωγή στο πεδίο του μήκους κύματος [4.18].
4. Αντιμεταθέτες χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης και μεταγωγή στο πεδίο του χώρου

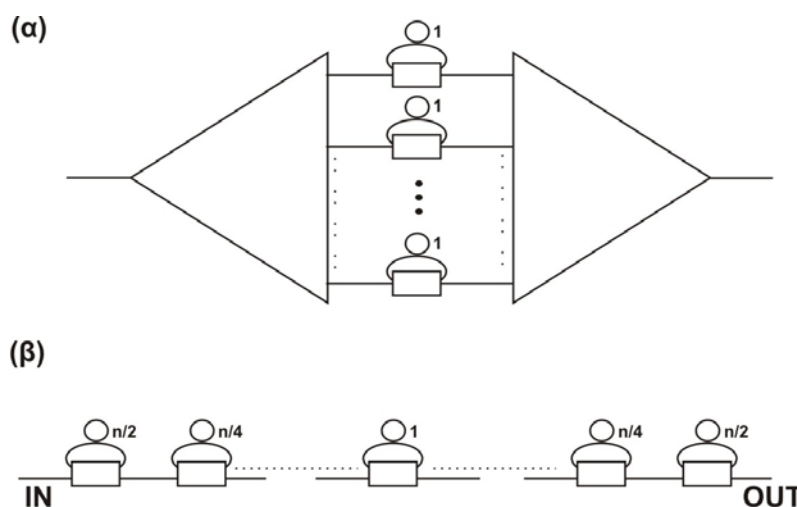
Και οι τέσσερις βασικοί τύποι οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών πάσχουν από περιορισμούς ελέγχου και περιορισμούς στην ολοκλήρωση. Ωστόσο οι αντιμεταθέτες που έχουν υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας βρόχους ανάδρασης είναι περισσότερο συμπαγείς και απαιτούν λιγότερα συστατικά για την υλοποίησή τους. Ωστόσο, χωρίς επανενίσχυση (reamplification), επανασυγχρονισμό (retiming) και αναμόρφωση κυματομορφής (reshaping) δηλαδή χωρίς αναγέννηση του σήματος στα τρία επίπεδα (3R regeneration), το οπτικό σήμα σε ένα δρομολογητή που χρησιμοποιεί βρόχο ανάδρασης θα συγκεντρώσει θόρυβο και άλλου τύπου φθορά. Μάλιστα η ποιότητα του σήματος που τελικά θα εμφανιστεί στην έξοδο θα διαφέρει ανάλογα με τον αριθμό των ανακυκλώσεων μέσα στο βρόχο ανάδρασης, με την ισχύ του σήματος στην είσοδο του βρόχου καθώς και το λόγο αντίθεσης

(extinction ratio) του αρχικού οπτικού σήματος. Έτσι, ένας οπτικός αντιμεταθέτης χρονοσχισμών που έχει υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας βρόχο ανάδρασης θα περιορίζεται είτε από τον μικρό αριθμό των δυνατών ανακυκλώσεων μέσα στο βρόχο είτε από τον μεγάλο αριθμό των στοιχείων που θα χρειάζονται για αντιμεταθέτες χρονοσχισμών μεγάλου βάθους [4.15]. Από τη σκοπιά της εφαρμογής, η πιο σημαντική παράμετρος απόδοσης που μετρείται για έναν αντιμεταθέτη χρονοσχισμών δεν είναι η απόλυτη συνολική καθυστέρηση που προσθέτει στο συνολικό κύκλωμα αλλά η εμβέλεια του όσον αφορά τη μεταβλητή καθυστέρηση που μπορεί να βάλει σε μια χρονοσχιμή προκειμένου να εκχωρήσει το περιεχόμενο της σε μια άλλη χρονοσχιμή αλλά και η δυνατότητα που έχει για να γίνει όσο το δυνατόν πιο συμπαγής [4.19] προκειμένου να μπορεί να προσαρμοστεί καλά στο ευέλικτο μήκος μιας χρονοσχιμής. Έτσι, η πραγματική πρόκληση σε έναν αντιμεταθέτη χρονοσχισμών είναι να μπορεί να προσφέρει μια μεγάλη γκάμα από μεταβλητές καθυστερήσεις προκειμένου οι χρονοσχιμές να μπορούν να παίρνουν οποιαδήποτε θέση μέσα στο χρονικό πλαίσιο σε ένα μεγάλο εύρος ζώνης και έχοντας ένα ικανοποιητικά συμπαγές μέγεθος για ένα κύκλωμα της δικής του χρησιμότητας.

Παρακάτω περιγράφονται αναλυτικά οι τεχνικές που έχουν προταθεί κατά καιρούς για την υλοποίηση των τριών τύπων των αντιμεταθετών χρονοσχισμών.

- **Υλοποίηση OTSI χρησιμοποιώντας 2x2 διακόπτες μεταγωγής/διέλευσης διατεταγμένους κατά οριζόντια παράθεση και με γραμμές καθυστέρησης σε τροφοδοσία ανάδρασης**

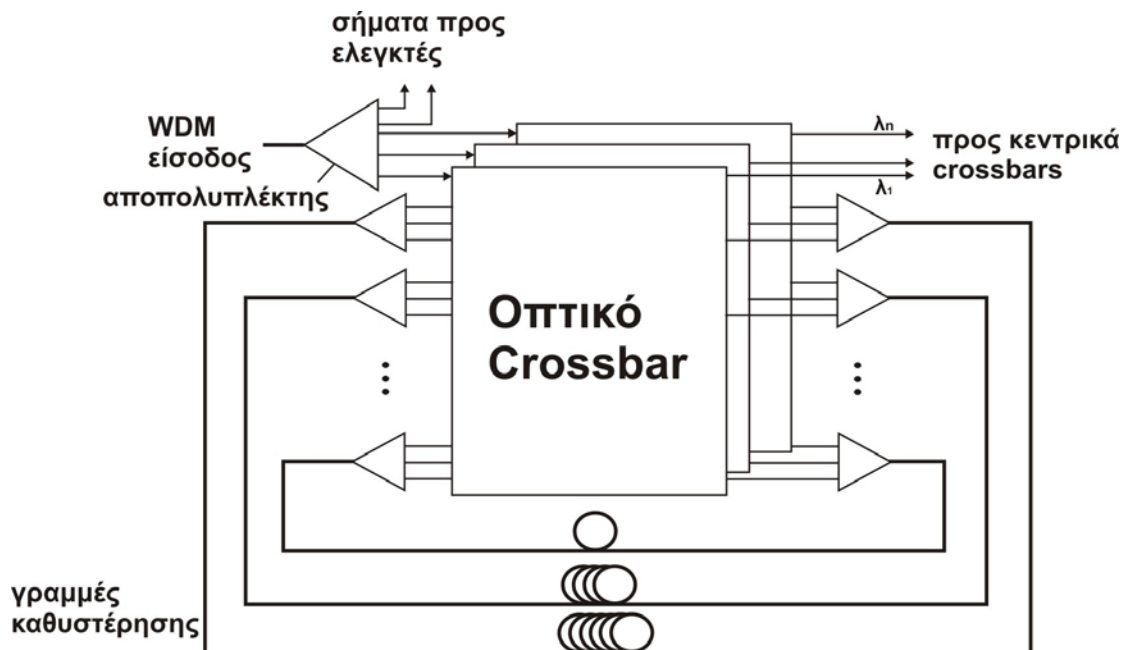
Κατά το παρελθόν έχουν προταθεί για την υλοποίηση οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών και οπτικών ενταμιευτών αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούν 2x2 διακόπτες μεταγωγής/διέλευσης διατεταγμένους κατά οριζόντια παράθεση και γραμμές καθυστέρησης που βρίσκονται σε τροφοδοσία ανάδρασης σε σχέση με τους 2x2 διακόπτες μεταγωγής [4.20] [4.21], [4.22]. Μερικά παραδείγματα τέτοιου είδους διατάξεων φαίνονται στα παρακάτω σχήματα:



Εικόνα 4. 5: (α) Ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών παράλληλης αρχιτεκτονικής, (β) αντιμεταθέτης χρονοσχισμών με γραμμές καθυστέρησης σε τροφοδοσία ανάδρασης [4.23].

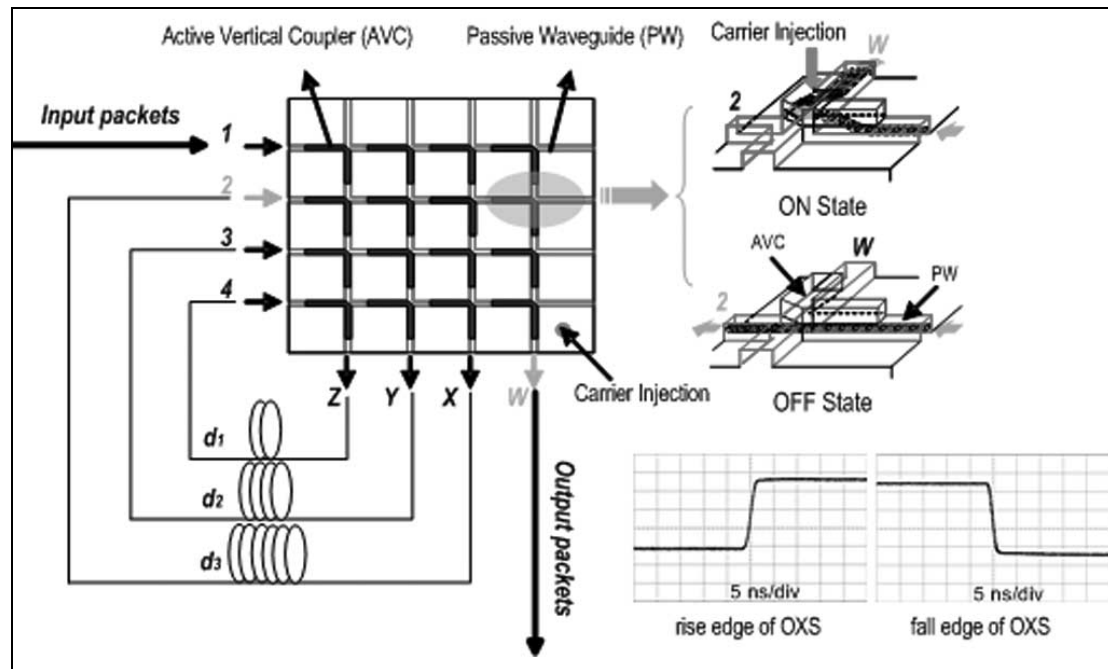
Όπως φαίνεται στις διατάξεις αυτές ένα πακέτο μιας χρονοσχισμής που ανήκει σε ένα χρονικό πλαίσιο εισόδου, ανάλογα με την κατάσταση που βρίσκεται ένας δεδομένος 2x2 διακόπτης μεταγωγής/διέλευσης, μπορεί είτε να εξέλθει από το διακόπτη και να προχωρήσει στον επόμενο διακόπτη μεταγωγής/διέλευσης, είτε να μπει μέσα στο βρόχο ανακύκλωσης, οπότε να υποστεί κάποια καθυστέρηση και πρακτικά να μετατεθεί σε κάποια άλλη χρονοσχισμή. Στη συνέχεια, το πακέτο μπορεί και πάλι είτε να προχωρήσει στον επόμενο διακόπτη μεταγωγής/διέλευσης είτε να ξαναμπει μέσα στο βρόχο ανακύκλωσης και να μετατεθεί λόγω της καθυστέρησης που θα υποστεί σε κάποια άλλη χρονοσχισμή. Μάλιστα, στις περισσότερες διατάξεις οι βρόχοι ανακύκλωσης των διακοπών μεταγωγής/διέλευσης επιβάλλουν διαφορετικές καθυστερήσεις στις χρονοσχισμές λόγω του διαφορετικού μήκους των γραμμών καθυστέρησης. Με τον τρόπο αυτό κάθε χρονοσχισμή μπορεί να μετατεθεί σε κάθε άλλη χρονοσχισμή μέσα στο χρονικό πλαίσιο αφού θα μπορεί να περάσει από περισσότερους από έναν βρόχους ανακύκλωσης και μάλιστα θα μπορεί να περάσει από έναν δεδομένο βρόχο καθυστέρησης περισσότερες από μία φορές. Έτσι, οι γραμμές καθυστέρησης στις συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές χρησιμεύουν περισσότερο σαν αποθηκευτικά μέσα για την περίπτωση των ενταμιευτών ή σαν το μέσο εκείνο για την καθυστέρηση των χρονοσχισμών για την περίπτωση των αντιμεταθετών χρονοσχισμών. Παραδείγματα τέτοιων αρχιτεκτονικών αποτελούν οι προταθείσες αρχιτεκτονικές για μεταγωγή στο πεδίο του χρόνου των Andresen και Harrison, οι οποίες αποτελούν παραλλαγές των αρχιτεκτονικών που φαίνονται στην [4.23]. Πιο πρόσφατα ακόμα έχει δειχθεί ένας οπτικός ενταμιευτής πακέτων που έχει υλοποιηθεί με τη βοήθεια ολοκληρωμένων 2x2 οπτικών ενισχυτών ημιαγωγού [4.24]. Η πραγματοποιηθείσα αυτή διάταξη για την υλοποίηση του ενταμιευτή οπτικών πακέτων επέδειξε λειτουργία χωρίς σφάλματα σε ρυθμούς στα 40 Gb/s λειτουργώντας σε μια δυναμική περιοχή μεγαλύτερη από 15 dB. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει ότι οι αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούν 2x2 διακόπτες μεταγωγής διατεταγμένους κατά οριζόντια παράθεση και γραμμές καθυστέρησης που βρίσκονται σε τροφοδοσία ανάδρασης σε σχέση με τους 2x2 διακόπτες μεταγωγής μπορούν να υλοποιηθούν με επιτυχία οπτικούς αντιμεταθέτες χρονοσχισμών ή/και οπτικούς ενταμιευτές.

- **Υλοποίηση OTSI με βρόχο ανάδρασης και σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου.**



Εικόνα 4. 6: Οπτικός Αντιμεταθέτης Χρονοσχισμών (OTSI) [4.10].

Η Εικόνα 4. 6 δείχνει μια αρχιτεκτονική για έναν οπτικό αντιμεταθέτη χρονοσχισμών (Optical Time Slot Interchanger – OTSI) που χρησιμοποιεί βρόχο ανάδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου. Όπως φαίνεται και από την εικόνα, ο οπτικός αυτός αντιμεταθέτης χρονοσχισμών περιλαμβάνει ένα σύνολο από μήτρες μεταγωγέων διασταυρώσεως (crossbar matrix) για την μεταγωγή των χρονοσχισμών μεταξύ των εισόδων και των εξόδων και ένα σύνολο γραμμών καθυστέρησης που ανατροφοδοτούν τις μήτρες των μεταγωγέων διασταυρώσεως (crossbars) με οπτικά πακέτα δεδομένων, αφού βέβαια τους προσδώσουν την ανάλογη καθυστέρηση. Η κάθε μήτρα διασταυρώσεως (crossbar matrix) αντιστοιχεί σε ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος και τα πακέτα των δεδομένων που μεταγόνται από αυτήν προκειμένου να προσεγγίσουν μια από τις γραμμές καθυστέρησης που ανατροφοδοτούν τη μήτρα. Ο αποπολυπλέκτης μήκους κύματος (DWM) στην είσοδο του κυκλώματος χρησιμοποιείται προκειμένου να αποπολυπλέξει τα σήματα εισόδου που βρίσκονται κατά κανόνα σε διαφορετικά μήκη κύματος και να διαχωρίσει τα δεδομένα που περιέχονται στα πακέτα από τις επικεφαλίδες ελέγχου. Τα δεδομένα των πακέτων που προκύπτουν από αυτόν τον διαχωρισμό οδηγούνται στη συνέχεια σε μία από τις μήτρες μεταγωγέων διασταυρώσεως, ανάλογα με το μήκος κύματος τους. Εκεί υπόκεινται σε λειτουργίες μεταγωγής διαίρεση χώρου και επαναπολυπλέκονται πριν από την είσοδο στις γραμμές καθυστέρησης, επιτρέποντας έτσι την επιβολή κατάλληλης χρονικής καθυστέρησης στα πακέτα. Το πλήθος των γραμμών καθυστέρησης και οι καθυστερήσεις που αυτές επιβάλλουν σχεδιαστικοί παράμετροι-κλειδιά, που επηρεάζουν σημαντικά και στο κόστος και στην απόδοση του οπτικού αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.



Εικόνα 4. 7: Σχήμα του προτεινόμενου συστήματος [4.14].

Μια εναλλακτική αρχιτεκτονική οπτικού αντιμεταθέτη χρονοσχισμών με βρόχο ανατροφοδότησης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου, που προσφέρει μεγάλο φάσμα μεταβλητών καθυστερήσεων φαίνεται στην Εικόνα 4. 7. Για το κύκλωμα της εικόνας έχει χρησιμοποιηθεί ένας πλήρως ολοκληρωμένος 4x4 οπτικός μεταγωγέας διασταυρώσεως (Optical Crosspoint Switch - OXS). Ο μεταγωγέας αυτός, όπως φαίνεται και στην εικόνα, χρησιμοποιείται σε μια διάταξη με πολλαπλούς βρόχους ανατροφοδότησης. Οι θύρες εισόδου του OXC δείχνονται με τους αριθμούς 1-4 και οι θύρες εξόδου με τα γράμματα W-Z. Τρεις γραμμές καθυστέρησης, των οποίων οι καθυστερήσεις είναι d_1 , d_2 και d_3 , αντίστοιχα, συνδέονται μεταξύ των θυρών εισόδου και εξόδου του OXS ως οπτικοί βρόχοι ανακύκλωσης. Είναι απολύτως λογικό, ότι η ελάχιστη τιμή των γραμμών καθυστέρησης πρέπει να είναι ίση ή ελάχιστα μεγαλύτερη από το μήκος της χρονοσχισμής. Με τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική επιτεύχθηκαν περίπου εννέα ανακυκλώσεις του οπτικού σήματος μέσα στους οπτικούς βρόχους διατηρώντας μια λογική ποινή ισχύος (power penalty), η οποία προκαλείται κυρίως λόγω του φαινομένου του θορύβου ASE των οπτικών ενισχυτών που βρίσκονται μέσα στους βρόχους ανακύκλωσης και σε μικρότερο βαθμό από το θόρυβο που προκαλείται από τα κύτταρα του OXC. Ωστόσο λόγω της διαβαθμισιμότητας των γραμμών καθυστέρησης και της δυνατότητας του πακέτου μιας χρονοσχισμής να κάνει πολλαπλές ανακυκλώσεις μέσα από τους βρόχους, ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών που παρουσιάζεται στην Εικόνα 4. 7 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ροές πακέτων τόσο σε TDM όσο και σε WDM δίκτυα.

Ανάλογα με τις σχεδιαστικές παραμέτρους που επιλέγονται για μια αρχιτεκτονική που χρησιμοποιεί βρόχο ανάδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου (όπως αυτές που παρουσιάστηκαν παραπάνω), οι οπτικοί αντιμεταθέτες χρονοσχισμών (OTSI) μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε μη φραγής (non-blocking) και σε αντιμεταθέτες φραγής (blocking). Ωστόσο, ενώ η σχεδίαση μη φραγής (non-blocking) παρέχει την βέλτιστη απόδοση, είναι

σημαντικά πιο ακριβή από την αντίστοιχη σχεδίαση φραγής (blocking). Παρακάτω παρουσιάζονται οι δύο αυτές αρχιτεκτονικές του OTSI.

ο Σχεδίαση μη φραγής (Non-blocking TSI)

Η απλούστερη στη σύλληψη μη-φραγής σχεδίαση είναι αυτή που έχει N γραμμές καθυστέρησης, όπου κάθε μια από αυτές έχει τιμή καθυστέρησης ίση με τη διάρκεια μιας χρονοσχιμής. Σε αυτή τη σχεδίαση, κάθε εισερχόμενη χρονοσχιμή i μπορεί να καθυστερήσει κατά d χρονοσχιμές με το να ανακυκλωθεί d φορές στην i γραμμή καθυστέρησης. Από τη στιγμή που μια χρονοσχιμή μπαίνει σε μια ξεχωριστή γραμμή καθυστέρησης, δεν υπάρχουν συγκρούσεις, αφού η σχεδίαση είναι non-blocking. Επίσης χρησιμοποιεί το μικρότερο δυνατό συνολικό μήκος οπτικής ίνας στις γραμμές καθυστέρησης (μήκος που αντιστοιχεί σε N χρονοσχιμές). Δυστυχώς χρειάζεται ένα μεγάλο πλήθος από ξεχωριστές γραμμές καθυστέρησης (N) και ογκώδεις μεταγωγείς διασταυρώσεως (crossbars switches) $((N+1) \times (N+1))$. Οι οπτικοί διακόπτες μεταγωγής διασταυρώσεως (crossbars) αποτελούν ένα σχεδιαστικό πρόβλημα, αφού το κόστος τους μεγαλώνει ανάλογα με τον αριθμό των εισόδων και των εξόδων. Τελικά, η σχεδίαση αυτή μπορεί να υποβάλλει ένα σήμα σε έως N διαδικασίες οπτικής μεταγωγής, προκαλώντας υπερβολική υποβάθμιση στην ποιότητα του οπτικού σήματος, όταν το N είναι μεγάλο. Αυτό το ελάττωμα μπορεί να διορθωθεί αντικαθιστώντας τις γραμμές καθυστέρησης μήκους μίας χρονοσχιμής, με γραμμές καθυστέρησης μήκους $1, 2, \dots, N$ χρονοσχιμών. Αυτό επιτρέπει σε κάθε χρονοσχιμή να μεταβαίνει σε οποιαδήποτε χρονοσχιμή που έπεται χρονικά διαμέσου μιας μόνο γραμμής καθυστέρησης, μειώνοντας έτσι το πλήθος των διαδικασιών μεταγωγής σε δύο. Φυσικά, αυτό συνοδεύεται με αύξηση του συνολικού μήκους της οπτικής ίνας στις γραμμές καθυστέρησης από N σε $N^2/2$.

Ένας πιο πρακτικός μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου μη φραγής (non-blocking) χρησιμοποιεί γραμμές καθυστέρησης μήκους $1, 2, 3, \dots, (A-1)$, όπου το A είναι ακέραιος, καθώς επίσης και επιπρόσθετες γραμμές καθυστέρησης μήκους $A, 2A, 3A, \dots, (B-1)A$ χρονοσχιμών, όπου το B είναι ένας δεύτερος ακέραιος. Οι δύο αυτές ομάδες γραμμών καθυστέρησης ονομάζονται κοντές γραμμές καθυστέρησης (short delay lines) και μακριές γραμμές καθυστέρησης αντίστοιχα (long delay lines) [4.10]. Ας υποθέσουμε ότι μια χρονοσχιμή πρέπει να υποστεί μια καθυστέρηση T χρονοσχιμών. Το T μπορεί να εκφραστεί ως ένα άθροισμα, $k_2A + k_1$, όπου $k_1 \in [0, A)$ και $k_2 \in [0, B)$. Για να καθυστερήσει η χρονοσχιμή κατά T , θα πρέπει τα δεδομένα της χρονοσχιμής να περάσουν από την μακριά γραμμή καθυστέρησης μήκους k_2A και έπειτα να περάσουν από την κοντή γραμμή καθυστέρησης μήκους k_1 . Με αυτή τη διάταξη, μια χρονοσχιμή μπορεί να καθυστερήσει κατά μέγιστο $(B-1)A + (A-1)$ και αφού η μέγιστη απαιτούμενη καθυστέρηση είναι $N-1$, εξάγουμε τη σχέση $AB \geq N$. Ο αριθμός των γραμμών καθυστέρησης σε αυτή τη σχεδίαση είναι $A+B-2$, και αν επιλέξουμε $A = B = \lceil \sqrt{N} \rceil$ παίρνουμε τον ελάχιστο αριθμό γραμμών καθυστέρησης.

Επιπλέον αποδεικνύεται ότι αυτή η σχεδίαση είναι non-blocking. Θεωρούμε δύο οποιεσδήποτε εισερχόμενες χρονοσχιμές i και j που πρόκειται να

καθυστερηθούν κατά d_i και d_j , όπου $i + d_i = j + d_j$. Υποθέτουμε ότι $[d_i / A] = [d_j / A]$.

Έπειτα και οι δύο χρονοσχισμές θα διέλθουν από τη μακριά γραμμή καθυστέρησης. Ωστόσο, από τη στιγμή που οι δύο αυτές χρονοσχισμές εισέρχονται σε διαφορετικές χρονικές στιγμές θα εξέλθουν από την γραμμή καθυστέρησης επίσης σε διαφορετικές στιγμές. Ως εκ τούτου, δεν μπορούν να συγκρουστούν μεταξύ τους όταν εισέρχονται στην κοντή γραμμή καθυστέρησης. Αφού $i + d_i = j + d_j$, πρέπει να βγουν από την κοντή γραμμή καθυστέρησης σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, εξασφαλίζοντας μη σύγκρουση στην έξοδο. Τώρα θα υποθέσουμε ότι $[d_i / A] \neq [d_j / A]$. Σε αυτή την περίπτωση οι χρονοσχισμές μπορεί να εξέλθουν από την αντίστοιχη μακριά γραμμή καθυστέρησης την ίδια χρονική στιγμή, δημιουργώντας μια δυναμική σύγκρουση στην περίπτωση που πρέπει να μεταβούν και οι δύο στην ίδια κοντή γραμμή καθυστέρησης. Παρόλα αυτά μια τέτοια σύγκρουση μπορεί να συμβεί μόνο αν $i + d_i = j + d_j$, αντικρούοντας την υπόθεση στις γενικές καθυστερήσεις. Έτσι, η παραπάνω αρχιτεκτονική αποδεικνύεται ότι είναι non-blocking αν υποθέσουμε ότι οι χρονοσχισμές μεταγονται πάντα πρώτα από μια μακριά γραμμή καθυστέρησης, και έπειτα από μια κοντή γραμμή καθυστέρησης.

Το μέγεθος του απαιτούμενου μεταγωγέα διασταύρωσης (crossbar) για αυτή τη σχεδίαση είναι $(2^{\lceil \sqrt{N} \rceil} - 1) \times (2^{\lceil \sqrt{N} \rceil} - 1)$, (31x31 για $N=256$) και το συνολικό μήκος της οπτικής ίνας που απαιτείται για την υλοποίηση των γραμμών καθυστέρησης είναι $N^{\lceil \sqrt{N} \rceil} / 2$, (2,048 όταν $N=256$). Συγκρίνοντας τα νούμερα αυτά με τα νούμερα του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που περιγράφηκε στην αρχή αυτής της υποπαραγράφου, παρατηρούμε ότι το μέγεθος του μεταγωγέα crossbar μειώθηκε σε βάρος του αυξημένου μήκους της οπτικής ίνας. Τέλος, θα πρέπει να ειπωθεί ότι η σχεδίαση αυτή περιορίζει τον αριθμό των σταδίων μεταγωγής που υπόκειται μια χρονοσχισμή, σε τρία. Αυτό σημαίνει ότι η μεταγωγή του σήματος το πολύ τρεις φορές γίνεται πιο αποδοτική εφόσον λιγοστεύει η πιθανότητα το σήμα να υποστεί σημαντική υποβάθμιση.

Στο παρελθόν έχουν προταθεί και άλλες αρχιτεκτονικές για την υλοποίηση οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών που χρησιμοποιούν βρόχο ανάδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου. Πιο συγκεκριμένα, οι αρχιτεκτονικές που παρουσιάζονται στα [4.5] [4.6] περιγράφουν αντιμεταθέτες χρονοσχισμών που είναι αναδιατασσόμενοι, χωρίς φραγές (rearrangeably nonblocking). Αυτό σημαίνει ότι τα κυκλώματα μπορούν να διαμορφωθούν με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι σε θέση να αναδιατάξουν ένα σετ από N χρονοσχισμές με έναν αυθαίρετο τρόπο, υποθέτοντας βέβαια ότι η αναδιάταξη που απαιτείται δίνεται εκ των προτέρων. Η προσέγγιση αυτή μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας δύο σετ γραμμών καθυστέρησης μήκους 1, 2, . . . , $N/4$ και μια μονή γραμμή καθυστέρησης μήκους $N/2$, όπου το N υποτίθεται ότι είναι μια δύναμη του 2. Η σχεδίαση αυτή δίνει $2(\log_2 N) - 1$ γραμμές καθυστέρησης και ένα συνολικό μήκος οπτικής ίνας στις γραμμές καθυστέρησης $(3N/2) - 2$. Από την άλλη πλευρά, το πλήθος των διαδικασιών μεταγωγής που απαιτείται για τη συγκεκριμένη σχεδίαση είναι $2(\log_2 N) - 1$ (15 for $N = 256$). Επιπλέον, είναι απαραίτητο όλες οι αναδιατάξεις στις χρονοσχισμές που θα πρέπει να γίνουν να είναι γνωστές εκ των προτέρων.

Μήκη γραμμών καθυστέρησης	Μέγεθος Crossbar		Μήκος ίνας (σε χρονοσχισμές)		Λειτουργίες Μεταγωγής	
		N=256		N=256		N=256
Nx1	N+1	257	N	256	N	256
1,2,...,N-1	N	256	$N^2/2$	32896	2	2
1,...,A, 2A,...,(B-1)A	$2\lfloor\sqrt{N}\rfloor-1$	31	$N\lfloor\sqrt{N}\rfloor/2$	2048	3	3
$2x(1,2,4,\dots,N/4),N/2$	$2\log_2N$	16	$(3N/2)-2$	382	$2(\log_2N)-1$	15
Blocking TSI: 1,2,...,N/2	\log_2N	8	N-1	255	μεταβλητό	2 με 3

Πίνακας 4. 1: Πίνακας που δείχνει την πολυπλοκότητα των αρχιτεκτονικών των TSI

Ο Πίνακας 4. 1 συνοψίζει τις τέσσερις αρχιτεκτονικές για τους αντιμεταθέτες χρονοσχισμών που συζητήθηκαν παραπάνω και επιδεικνύει την πολυπλοκότητά τους και τα χαρακτηριστικά τους όπως αυτά συζητήθηκαν παραπάνω. Από τις αρχιτεκτονικές αυτές μόνο η τρίτη μπορεί να είναι ένας αληθινός υποψήφιος για πρακτική χρήση, αν και είναι κάπως δαπανηρή όσον αφορά το συνολικό μήκος οπτικής ίνας στις γραμμές καθυστέρησης και την πολυπλοκότητα στη μεταγωγή διασταύρωσης.

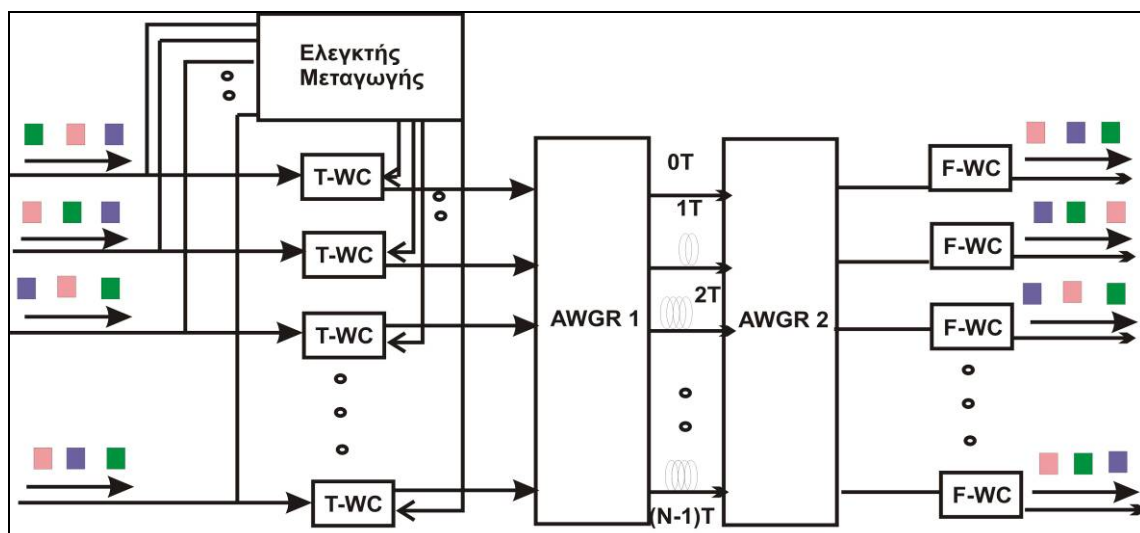
ο Σχεδίαση φραγής (Blocking TSI)

Οι οπτικοί αντιμεταθέτες χρονοσχισμών φραγής (blocking OTSIs) είναι εναλλακτικές αρχιτεκτονικές οπικών αντιμεταθετών μη φραγής non-blocking OTSIs, που προσφέρουν μικρότερη πολυπλοκότητα, με κόστος την ύπαρξη μιας μικρής μη-μηδενικής πιθανότητας φραγής (blocking). Η επίδραση που μπορεί να έχει ένας οπτικός αντιμεταθέτης χρονοσχισμών σε ένα δίκτυο OTDM Switched είναι να ελαττώσει σε κάποιο βαθμό την απόδοση του δικτύου.

Ίσως η πιο φυσική επιλογή των καθυστερήσεων για έναν αντιμεταθέτη χρονοσχισμών φραγής (blocking TSI) είναι το σύνολο $\{1, 2, 4, \dots, N/2\}$. Αυτό επιτρέπει σε κάθε χρονοσχισμή του χρονικού πλαισίου εισόδου να μεταβεί σε κάθε χρονοσχισμή εξόδου, ενώ την ίδια στιγμή το συνολικό κύκλωμα να παρέχει μικρή συνολική καθυστέρηση (255 για $N=256$) και μικρό μέγεθος μεταγωγέων διασταυρώσεως (crossbar) ($8x8$ για $N=256$). Έχει αποδειχθεί [4.10] ότι ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών με αυτές τις καθυστερήσεις μπορεί να λειτουργήσει έτσι ώστε να πετύχει ένα κατά μέσο όρο μικρό αριθμό από διαδικασίες μεταγωγής (≤ 3 στις περισσότερες περιπτώσεις) και ότι η επίδραση που θα έχει στην απόδοση του δικτύου η φραγή είναι πολύ μικρή.

- **Υλοποίηση OTSI με γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του μήκους κύματος.**

Για την υλοποίηση οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών έχουν προταθεί στο παρελθόν αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούν γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης (σε αντίθεση με γραμμές καθυστέρησης μέσα σε βρόχους ανατροφοδότησης) και εκμεταλλεύονται το μήκος κύματος για την προσπέλαση των γραμμών αυτών καθυστέρησης [4.25] [4.26]. Στις αρχιτεκτονικές αυτές χρησιμοποιείται συνήθως η τεχνική της μετατροπής μήκους κύματος για τη μετατροπή του μήκους κύματος των δεδομένων (του πακέτου) μιας χρονοσχιστής προκειμένου αυτή να μπορέσει να προσπελάσει μια δεδομένη γραμμή καθυστέρησης. Οι γραμμές καθυστέρησης αντιστοιχούν σε ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος και προκειμένου μια χρονοσχιστή να μπορέσει να τις προσπελάσει θα πρέπει το μήκος κύματος της να μετατραπεί στο αντίστοιχο μήκος κύματος της γραμμής καθυστέρησης που θα πρέπει να προσπελάσει. Οι γραμμές καθυστέρησης βρίσκονται συνήθως μετά από στοιχεία αποπολυπλεξίας μήκους κύματος (όπως για παράδειγμα φράγματα συστοιχίας κυματοδηγών Arrayed Waveguide Gratings – AWG). Στις περιπτώσεις αυτές τα στοιχεία αποπολυπλεξίας φροντίζουν να διαχωρίσουν τις χρονοσχιστές που θα έχουν χρωματιστεί με διαφορετικά μήκη κύματος μεταξύ τους, ανάλογα με τη γραμμή καθυστέρησης που θα θέλει να προσπελάσει η κάθε μία. Η μετατροπή του μήκους κύματος των χρονοσχισμών γίνεται συνήθως με μετατροπείς μήκους κύματος που μπορούν να μετατρέψουν τα δεδομένα που εμφανίζονται στην είσοδό τους σε πολλαπλά μήκη κύματος, παίρνοντας εντολή συνήθως από ένα κύκλωμα ελέγχου που είναι υπεύθυνο για τη μεταγωγή στο πεδίο του χρόνου και για την αναδιάταξη των χρονοσχισμών μέσα στο χρονικό πλαίσιο.



Εικόνα 4. 8: Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική TSI. Παρατηρούμε ότι τα πακέτα που μπαίνουν από την είσοδο i βγαίνουν από την είσοδο i αλλά με διαφορετική σειρά [4.27].

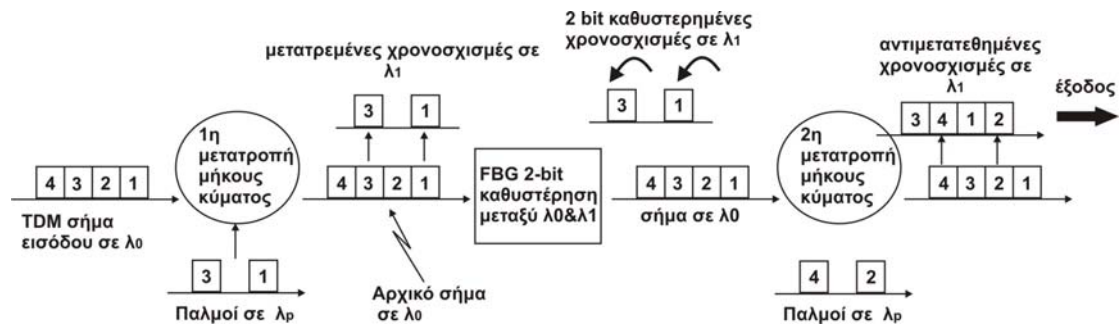
Στην Εικόνα 4. 8, παρουσιάζεται μια αρχιτεκτονική αντιμετάθεσης χρονοσχισμών [4.27], στην οποία χρησιμοποιείται οπτική μεταγωγή ετικέτας με ελεγχόμενη μετατροπή μήκους κύματος (μέσω των ρυθμιζόμενων μετατροπών μήκους κύματος Tunable Wavelength Converter T-WC), NxN συνολικά φράγματα συστοιχίας κυματοδηγών δρομολόγησης (Arrayed Wavelength Grating Routers - AWGRs) και ένα σύνολο γραμμών καθυστέρησης από οπτική ίνα. Στην εικόνα φαίνεται μια ακολουθία πακέτων να εισέρχεται στο σύστημα από καθεμία από τις N θύρες εισόδου. Το αποσπώμενο περιεχόμενο της επικεφαλίδας (ή οπτική ετικέτα) προκαλεί τον ελεγκτή μεταγωγής να μετατρέψει το φορτίο δεδομένων σε διαφορετικό μήκος κύματος διαμέσου των ρυθμιζόμενων μετατροπών μήκους κύματος (T-WC). Έπειτα οι AWGRs θα οδηγήσουν τα φορτία που βρίσκονται σε διαφορετικά μήκη κύματος μέσα από γραμμές με διαφορετικές καθυστερήσεις, ανάλογα με το μήκος κύματος κάθε πακέτου. Συγκρινόμενη με άλλες αρχιτεκτονικές OTSI, αυτή η αρχιτεκτονική παρέχει ικανοποιητική κλιμάκωση (το N μπορεί να είναι μεγάλο), μεγάλη απόδοση ενέργειας (η είσοδος δεν διασπάται) και δυνατότητα προγραμματισμού (ο ελεγκτής μεταγωγής είναι επαναπρογραμματίσιμος).

Πιο αναλυτικά, κάθε πακέτο περιέχει τα δεδομένα και μια ετικέτα βάσει της οποίας παράγεται το αντίστοιχο μήκος κύματος πάνω στο οποίο θα γραφτεί το πακέτο με τη βοήθεια ενός SOA. Έτσι φορτία με διαφορετικές επικεφαλίδες θα μετατραπούν σε διαφορετικά μήκη κύματος και θα κατευθυνθούν προς διαφορετικές θύρες εξόδου του AWGR1 ταξιδεύοντας διαμέσου γραμμών με διαφορετικές τιμές καθυστερήσεων (0T, 1T ή 2T όπου το T αντιπροσωπεύει το χρονικό διάστημα που διαρκεί μια χρονοσχιμή) ανάλογα με το νέο τους μήκος κύματος. Ο AWGR2 καθοδηγεί τα πακέτα στη θύρα εξόδου, ανεξάρτητα από τα μήκη κύματος που έχουν μετατραπεί. Έτσι τελικά τα πακέτα που έχουν μπει από τη θύρα εισόδου 1 θα βγουν από τη θύρα εξόδου 1, αλλά με σειρά ίσως διαφορετική από αυτήν κατά την είσοδο, αφού έχουν υποστεί αντιμετάθεση μέσω της διέλευσης τους από τον οπτικό αντιμεταθέτη χρονοσχισμών [4.27].

Μια άλλη αρχιτεκτονική αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που έχει τις γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης και συνδυάζει τη μεταγωγή στο πεδίο του μήκους κύματος φαίνεται στην Εικόνα 4. 9. Το κύκλωμα αυτής της εικόνας χρησιμοποιεί για τη συγκεκριμένη υλοποίηση το φαινόμενο της γέννησης διαφορικής συχνότητας (Difference Frequency Generation - DFG) για τη μετατροπή του μήκους κύματος, καθώς και ένα πλέγμα οπτικής ίνας Bragg (Fiber Bragg Grating - FBG) ως ενταμιευτή για την παραγωγή των στοιχείων μεταγωγής. Η αντιμετάθεση των γειτονικών χρονοσχισμών επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας δύο μετατροπείς μήκους κύματος και ένα πλέγμα οπτικής ίνας Bragg. Ο πρώτος μετατροπέας μήκους κύματος τοποθετεί τα δυφία που είναι αριθμημένα με περιττό αριθμό σε νέο μήκος κύματος, οι FBGs εισάγουν μια καθυστέρηση 2 bit ανάμεσα στα μήκη κύματος και τέλος ο δεύτερος μετατροπέας μήκους κύματος τοποθετεί τα μη-καθυστερημένα, άρτια αριθμημένα δυφία στο νέο μήκος κύματος. Το πλεονέκτημα της παραπάνω υλοποίησης έναντι των υλοποιήσεων εκείνων που χρησιμοποιούν οπτικές ίνες ως γραμμές καθυστέρησης είναι ότι τα FBGs παρέχουν καλύτερη ικανότητα κλιμάκωσης και διαμορφώνονται πιο εύκολα.

Η Εικόνα 4. 9 δείχνει διαγραμματικά την αντιμετάθεση των γειτονικών χρονοσχισμών. Η σειρά χρονοσχισμών 4,3,2,1 εισάγεται στο κύκλωμα και διέρχεται ως έχει από όλα τα στοιχεία. Στον πρώτο μετατροπέα μήκους κύματος, επιλέγονται οι περιττές χρονοσχιμές, των οποίων και μετατρέπεται το μήκος κύματος. Στο FBG που ακολουθεί εισάγεται καθυστέρηση 2 bit ανάμεσα στα μήκη

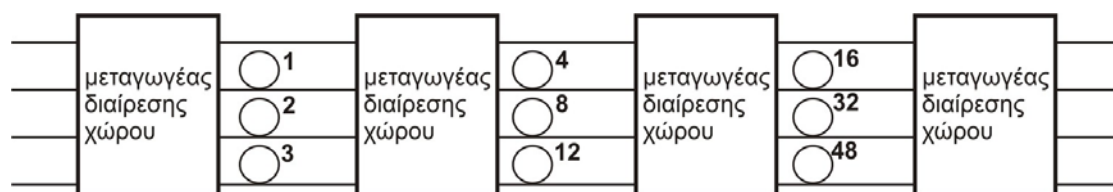
κύματος λ_0 και λ_1 (στην ουσία καθυστερούνται οι χρονοσχισμές στο μήκος κύματος λ_1). Στην συνέχεια ακολουθεί ο δεύτερος μετατροπέας μήκους κύματος που μετατρέπει τις άρτιες χρονοσχισμές του αρχικού σήματος σε λ_1 και τις αντιγράφει στο καθυστερημένο σήμα των περιπτών χρονοσχισμών. Τελικά έχουμε το αρχικό σήμα γραμμένο σε λ_1 με διαφορετική σειρά των χρονοσχισμών στην έξοδο (3,4,1,2).



Εικόνα 4. 9: OTSI με γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του μήκους κύματος

- **Υλοποίηση OTSI με γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου.**

Για την υλοποίηση οπτικών αντιμεταθετών χρονοσχισμών έχουν προταθεί στο παρελθόν και αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούν γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης και στοιχεία μεταγωγής στο πεδίο του χώρου [4.16][4.17][4.28]. Ένας τέτοιος αντιμεταθέτης χρονοσχισμών φαίνεται στην Εικόνα 4. 10.



Εικόνα 4. 10: OTSI με γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου [4.28].

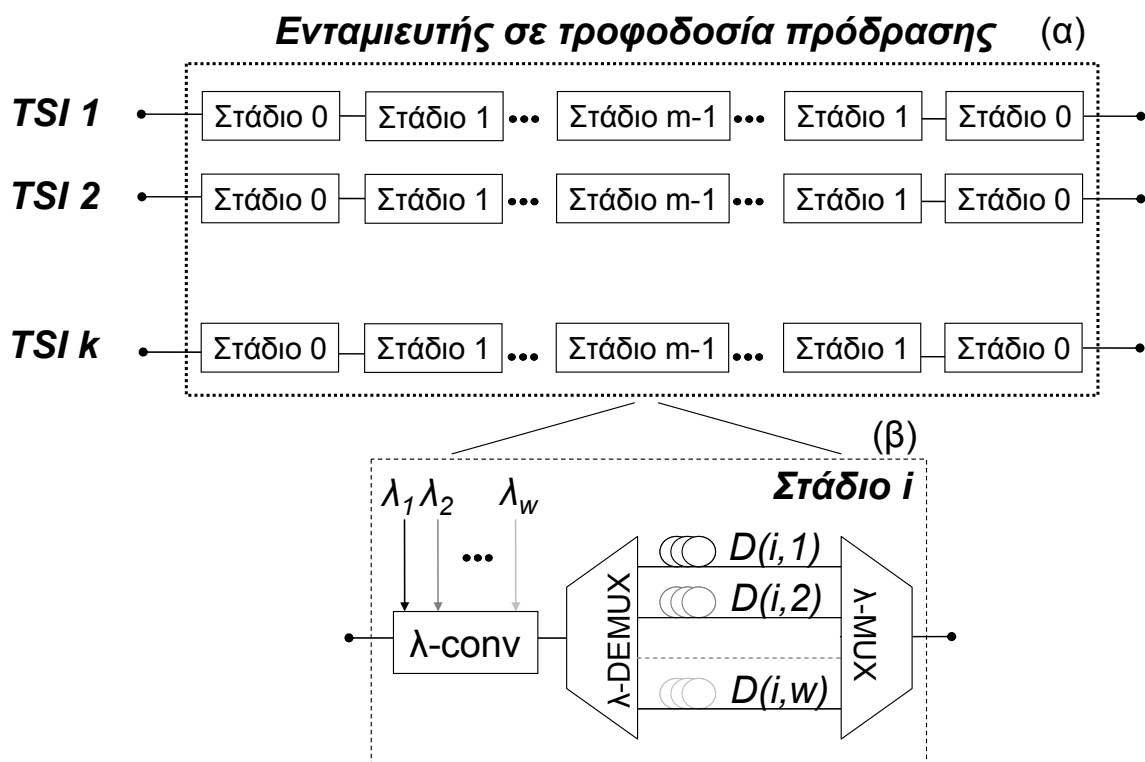
Όπως, γίνεται εύκολα κατανοητό ένα τέτοιο κύκλωμα ενός αντιμεταθέτης χρονοσχισμών εκμεταλλεύεται τα στοιχεία μεταγωγής στο πεδίο του χρόνου προκειμένου να προωθήσει σε κάθε στάδιο κάθε χρονοσχιμή στην κατάλληλη γραμμή καθυστέρησης. Με τον τρόπο αυτό πετυχαίνεται η αντιμετάθεση των χρονοσχισμών και η εκχώρηση του κάθε πακέτου στην επιθυμητή χρονοσχιμή στην έξοδο του κυκλώματος. Με τις αρχιτεκτονικές αυτές αποφεύγεται η αλλοίωση της ποιότητας του σήματος που προκαλείται από τις πολλαπλές ανακυκλώσεις μέσα στους βρόχους ανατροφοδότησης αλλά επιβαρύνεται ο λόγος αντίθεσης

(extinction ratio) από τις λειτουργίες μεταγωγής που υφίσταται το οπτικό σήμα σε κάθε στάδιο των κυκλωμάτων αυτών.

4.4 Περιγραφή αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών

Για την πειραματική υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών χρησιμοποιήθηκε μια αρχιτεκτονική που έχει προταθεί από τους [4.29] για την υλοποίηση οπτικών ενταμιευτών. Η αρχιτεκτονική αυτή είναι βασισμένη στο σχηματισμό τροφοδοσίας πρόδρασης (feedforward) και μπορεί να εξομοιώσει ουρά εισόδου (input queuing). Η αρχιτεκτονική αυτή χρησιμοποιεί μετατροπείς μήκους κύματος και γραμμές καθυστέρησης σταθερού μήκους, τα οποία συνδυάζονται κατάλληλα για να σχηματίσουν έναν οπτικό ενταμιευτή πολλαπλών εισόδων. Ένα από τα πλεονεκτήματα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι ότι επιτρέπει την επέκταση του οπτικού ενταμιευτή με κόστος που αυξάνεται λογαριθμικά με το μέγεθος του ενταμιευτή. Στον παραπάνω ισχυρισμό, το κόστος νοείται αναφορικά με τον αριθμό των στοιχείων μεταγωγής και των μετατροπέων μήκους κύματος που χρησιμοποιούνται από το κύκλωμα του οπτικού ενταμιευτή. Ο αρχιτεκτονικός σχεδιασμός παρέχει επίσης ένα ισοζύγιο (tradeoff) μεταξύ του αριθμού των μετατροπέων μήκους κύματος και των μηκών κύματος που χρησιμοποιούνται. Στα επόμενα ακολουθεί η περιγραφή της αρχιτεκτονικής αυτής όπου περιγράφεται βήμα βήμα η σχεδίαση του κυκλώματος του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών ώστε να προκύψει ένα κύκλωμα μαθηματικά αντίστοιχο με το πρότυπο διασύνδεσης ενός \log_n -Benes γράφου.

Για να διευκολύνουμε την ανάλυσή, θεωρούμε ότι ο χρόνος διαιρείται σε χρονικά πλαίσια (time frames) και ότι κάθε χρονικό πλαίσιο αποτελείται από έναν δεδομένο αριθμό χρονοσχισμών (timeslots). Τα πακέτα περιορίζονται στα όρια των χρονοσχισμών αυτών. Περαιτέρω, θεωρούμε ότι κάθε χρονικό πλαίσιο περιέχει T χρονοσχισμές και ότι κάθε πακέτο καταλαμβάνει ασύγχρονα μία χρονοσχισμή. Υπό αυτές τις προϋποθέσεις, και υπενθυμίζοντας ότι η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική [4.29] έχει προταθεί για την υλοποίηση ενός οπτικού ενταμιευτή, η εξασφάλιση ενός μεταβλητού χρόνου καθυστέρησης για τα πακέτα είναι ισοδύναμη με την αντιμετάθεση των αντίστοιχων χρονοσχισμών. Έτσι, η υλοποίηση ενός ενταμιευτή είναι ισοδύναμη, όσον αφορά τη λειτουργικότητά, με k παράλληλους αντιμεταθέτες χρονοσχισμών (Time Slot Interchangers-TSIs). Κάθε ένας από τους αντιμεταθέτες αυτούς τοποθετείται σε κάθε είσοδο του ενταμιευτή πολλαπλών εισόδων, όπως ακριβώς φαίνεται στην Εικόνα 4. 11.



Εικόνα 4. 11: (α) Προτεινόμενη αρχιτεκτονική του ενταμιευτή πολλαπλών εισόδων [4.29] (β) Δομή κάθε σταδίου της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. λ-convn είναι ο μετατροπέας μήκους κύματος και λ-MUX/DEMUX είναι ο πολυπλέκτης και ο αποπολυπλέκτης μήκους κύματος, αντίστοιχα.

Κάθε αντιμεταθέτης χρονοσχισμών της εικόνας (TSI) αποτελεί έναν ενταμιευτή εισόδου μεγέθους T και αποτελείται από s σειριακά συνδεδεμένα στάδια καθυστέρησης, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4. 11 (β). Η αρχιτεκτονική [4.29] εκμεταλλεύεται τον παραλληλισμό των μηκών κύματος για να ελαχιστοποιήσει τον αριθμό των σταδίων και συνεπώς το δομικό κόστος της όλης σχεδίασης. Όπως φαίνεται και στην εικόνα, ένας ρυθμιζόμενος μετατροπέας μήκους κύματος (λ-convn), με ακτίνα ρύθμισης w μήκη κύματος, τοποθετείται μπροστά στην είσοδο κάθε σταδίου καθυστέρησης (Στάδιο i στην εικόνα). Ο μετατροπέας αυτός προσδίδει στα πακέτα τα κατάλληλα εκείνα μήκη κύματος ανάλογα με την γραμμή καθυστέρησης που αυτά πρέπει να διασχίσουν. Η αντιστοίχιση μεταξύ μηκών κύματος και γραμμών καθυστέρησης επιτυγχάνεται μέσω ενός παθητικού αποπολυπλέκτη μηκών κύματος, ενώ ένας πολυπλέκτης μηκών κύματος προωθεί τα καθυστερημένα πακέτα στο επόμενο στάδιο. Οι καθυστερήσεις $D(i,j)$ που εισάγονται στο στάδιο i είναι μια σχεδιαστική παράμετρος της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής [4.29]. Παρακάτω ακολουθεί μια τεχνική η οποία παρουσιάζει με αναλυτικό τρόπο τον σχεδιασμό του γράφου χώρου-χρόνου για μια οποιαδήποτε δικτυακή δομή μεταγωγής με βάση τις λειτουργίες που αυτή επιτελεί. Επιπλέον, παρουσιάζει τον τρόπο με τον οποίο ένας γράφος χώρου-χρόνου μιας συγκεκριμένης δικτυακής δομής μπορεί να μετασχηματίσει τη δομή αυτή σε μια άλλη δικτυακή δομή που αποτελείται από γραμμές καθυστέρησης. Η τεχνική αυτή ενδείκνυται και για την αντίστροφη διαδικασία, όπως ακριβώς θα αναλυθεί διεξοδικά στην επόμενη παράγραφο. Η ανάλυση της εν λόγω τεχνικής θα βοηθήσει στην κατανόηση της επιλογής των καθυστερήσεων $D(i,j)$ σε κάθε στάδιο i , οι

οποίες αποτελούν, όπως ειπώθηκε παραπάνω, μια σχεδιαστική παράμετρος της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. Μέσα από την ανάλυση αυτή θα γίνει κατανοητό ότι ο υπολογισμός των καθυστερήσεων είναι στην πράξη μια προσπάθεια αντιστοίχισης ενός δικτύου που επιτελεί λειτουργίες αντιμετάθεσης χρονοσχισμών με ένα δίκτυο μαθηματικά ανάλογο με τα δίκτυα Benes και Waksman.

4.4.1 Τεχνική ανάλυση αναπαραγωγής γράφου χώρου-χρόνου

Στην παρούσα παράγραφο περιγράφεται μια τεχνική η οποία χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό αρχιτεκτονικών δικτύων τα οποία συνδέονται μαθηματικά με τα δίκτυα Benes και Waksman. Η τεχνική αυτή αναπαράγει αρχιτεκτονικές που είναι πολύ διαφορετικές από τις υπάρχουσες στα σημερινά δίκτυα πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου (TDM networks) και βοηθά στον σχεδιασμό του γράφου χώρου-χρόνου για μια οποιαδήποτε δικτυακή δομή που επιτελεί λειτουργίες μεταγωγής. Το πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι το πλήθος των στοιχείων που χρησιμοποιούνται στις αρχιτεκτονικές που αναπαράγονται αγγίζει σε μερικές περιπτώσεις το θεωρητικό ελάχιστο όριο του, πράγμα το οποίο σημαίνει ότι γίνεται οικονομική χρήση των στοιχείων αυτών. Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό αυτών των αρχιτεκτονικών είναι η χρήση οπτικών γραμμών καθυστέρησης σε σχήμα τροφοδοσίας πρόδρασης (feedforward) σε αντίθεση με εκείνες που εμπεριέχουν οπτικές γραμμές καθυστέρησης σε τροφοδοσία ανάδρασης (feed-back). Το γεγονός αυτό εξασφαλίζει στα δίκτυα αυτά καλύτερη απόδοση αναφορικά με το λόγο αλληλεπίδρασης/διασταύρωσης (crosstalk) μεταξύ δύο σημάτων καθώς επίσης και ομοιόμορφη εξασθένιση συγκριτικά με τις υπάρχουσες διατάξεις. Τέλος, θα πρέπει να σημειωθεί ότι τα δίκτυα τα οποία αναπαράγονται με την εν λόγω τεχνική μπορούν να διαβαθμιστούν όπως ακριβώς και τα μαθηματικά ανάλογά τους, δίκτυα Benes.

Προκειμένου να γίνει κατανοητή η περιγραφή της τεχνικής για την αναπαραγωγή αρχιτεκτονικών δικτύων μεταγωγής για σήματα με πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου (TDM) θα πρέπει να γίνουν οι εξής παραδοχές :

- 1 Ο χρόνος είναι χωρισμένος σε χρονικά πλαίσια (time frames).
- 2 Κάθε χρονικό πλαίσιο αποτελείται από έναν δεδομένο αριθμό χρονοσχισμών (timeslots).
- 3 Κάθε χρονοσχισμή περιέχει μια ακολουθία δυφίων ο ρυθμός των οποίων μπορεί να ποικίλει από χρονοσχισμή σε χρονοσχισμή.
- 4 Διαφορετικές χρονοσχισμές μπορεί να περιέχουν δεδομένα σε διαφορετικό ρυθμό μετάδοσης. Το γεγονός αυτό εξασφαλίζει τη διαφάνεια στο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων για την οποία έγινε λόγος παραπάνω.
- 5 Ανάμεσα σε δύο διαδοχικές χρονοσχισμές υπάρχει ένα κενό χρονικό παράθυρο (guard band) το οποίο εξασφαλίζει στους διακόπτες μεταγωγής χρονικό περιθώριο προκειμένου να μεταβούν από την κατάσταση μεταγωγής στην κατάσταση μη μεταγωγής και αντίστροφα.

- 6 Τα σήματα ελέγχου των διακοπών μεταγωγής είναι ηλεκτρικά σε ρυθμό που συμπίπτει με το ρυθμό άφιξης των χρονοσχισμών στους διακόπτες μεταγωγής.

Έχοντας κάνει αυτές τις παραδοχές μπορούμε στη συνέχεια να προχωρήσουμε στην περιγραφή της εν λόγω τεχνικής, η οποία θα πρέπει να επισημανθεί ότι αφορά αρχιτεκτονικές με ή χωρίς ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο. Ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο για ένα δίκτυο σημαίνει πρακτικά ότι όλες οι χρονοσχισμές μπαίνουν μέσα στο δίκτυο και βγαίνουν από αυτό ανήκοντας σε ένα συγκεκριμένο χρονικό πλαίσιο. Αν ένα δίκτυο έχει ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο, τότε το μ συμβολίζει την καθυστέρηση (σε χρονοσχισμές) που υφίσταται ένα χρονικό πλαίσιο από τη στιγμή που μπαίνει μέσα στο δίκτυο μέχρι τη στιγμή που βγαίνει από αυτό.

Για να μπορέσουμε, όμως, να περιγράψουμε την εν λόγω τεχνική, στο σημείο αυτό θα ήταν σκόπιμο να δώσουμε πρώτα κάποιους χρήσιμους ορισμούς. Ένα δίκτυο λειτουργικά ισοδύναμο με ένα δίκτυο TST συμβολίζεται ως δίκτυο $T(m,n)$. Το m συμβολίζει το πλήθος των εισόδων και των εξόδων ενώ το n συμβολίζει το πλήθος των χρονοσχισμών μέσα σε ένα χρονικό πλαίσιο. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο συμβολισμός $T(m,n)$ αντιπροσωπεύει μόνο τη λειτουργία του δικτύου και όχι την εσωτερική του δομή. Δηλαδή η σημειογραφία αυτή συμβολίζει ένα σύνολο δικτύων με διαφορετικά χαρακτηριστικά όσον αφορά τις απαιτήσεις σε δομικό εξοπλισμό (hardware), το crosstalk, την εξασθένιση και την ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο. Το μόνο κοινό χαρακτηριστικό που έχουν τα δίκτυα αυτά μεταξύ τους είναι ο αριθμός των γραμμών εισόδου (και άρα και εξόδου) καθώς επίσης και το πλήθος των χρονοσχισμών που βρίσκεται μέσα σε κάθε χρονικό πλαίσιο. Γενικά πάντως στα δίκτυα αυτά η σειρά και ο τρόπος με τον οποίο οι διακόπτες μεταγωγής συνδέονται μεταξύ τους δεν έχει τόσο μεγάλη πρακτική σημασία, όσο σημασία έχει η λειτουργία που αυτά επιτελούν.

Προκειμένου να αναπαραχθεί ένα τέτοιο δίκτυο $T(m,n)$, μπορεί κανείς να αρχίσει εφαρμόζοντας μια σειρά από κανόνες. Οι ιδιότητες του τελικού δικτύου είναι ο παράγοντας εκείνος που υπαγορεύει την επιλογή των κανόνων για την αναπαραγωγή του. Το αποτέλεσμα τώρα της εφαρμογής των κανόνων αυτών είναι ο μετασχηματισμός του εν λόγω δικτύου σε χώρο και σε χρόνο, δηλαδή ο λεγόμενος χωρο-χρονικός μετασχηματισμός του. Στην υποπαράγραφο που ακολουθεί περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία του χωρο-χρονικού μετασχηματισμού στην αρχιτεκτονική ενός δικτύου με λειτουργίες μεταγωγής.

4.4.2 Χωρικοί/χρονικοί μετασχηματισμοί

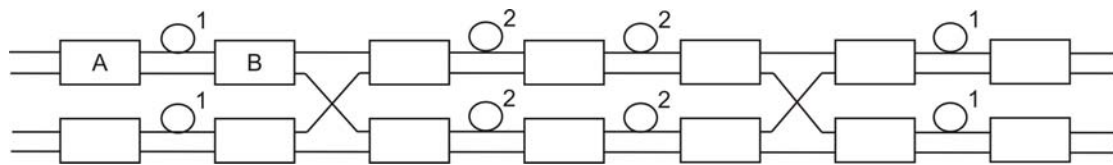
Οι χωρο-χρονικοί μετασχηματισμοί στην αρχιτεκτονική ενός δικτύου, είναι μια πολύ χρήσιμη εννοιολογική βοήθεια, και για το λόγο αυτό αναφέρονται εδώ. Οι χωρο-χρονικοί μετασχηματισμοί επιτρέπουν ουσιαστικά σε μια δικτυακή δομή με λειτουργίες μεταγωγής, που αποτελείται από γραμμές καθυστέρησης και διακόπτες μεταγωγής, να μετασχηματιστεί σε μια άλλη δικτυακή δομή, η οποία αποτελείται μόνο από διακόπτες μεταγωγής. Εάν η δεύτερη αυτή δικτυακή δομή είναι nonblocking, τότε αυτό συνεπάγεται ότι το αρχικό δίκτυο είναι ένα δίκτυο T. Η τεχνική των χωρο-χρονικών μετασχηματισμών μπορεί να εφαρμοστεί και με τον αντίστροφο τρόπο, προκειμένου μια δικτυακή δομή που αποτελείται μόνο από

διακόπτες μεταγωγής να μετατραπεί σε μια δικτυακή δομή που αποτελείται από γραμμές καθυστέρησης και διακόπτες μεταγωγής. Το αποτέλεσμα της τεχνικής αυτής είναι η κατασκευή του γράφου χώρου-χρόνου, ο οποίος αποτελεί σημαντική βοήθεια στην περίπτωση που θέλουμε να μετασχηματίσουμε μια δικτυακή δομή που αποτελείται μόνο από διακόπτες μεταγωγής σε μια δικτυακή δομή ανάλογη των δικτύων Benes και Waksman που να περιέχει γραμμές καθυστέρησης και διακόπτες μεταγωγής.

Παρακάτω περιγράφονται δύο τύποι χωρο-χρονικών μετασχηματισμών. Ο πρώτος τύπος χρησιμοποιείται σε δίκτυα T που δεν κρατούν την ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο. Είναι ισοδύναμος με τον μετασχηματισμό Marcus, [4.30] με τη διαφορά ότι ο μετασχηματισμός αυτός είναι λίγο περισσότερο βολικός. Ο δεύτερος μετασχηματισμός αφορά δίκτυα T, τα οποία, όμως, κρατούν την ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο.

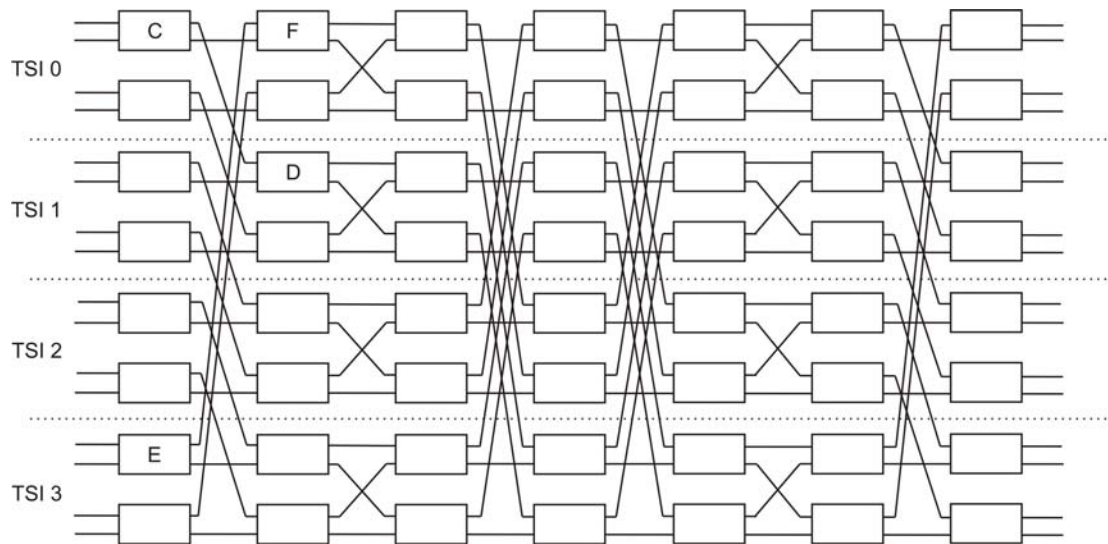
Οι δύο τύποι μετασχηματισμού παρουσιάζονται παρακάτω με παραδείγματα έτσι ώστε να γίνουν περισσότερο κατανοητοί. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται δύο διαφορετικά παραδείγματα δικτύων, ένα με και ένα χωρίς ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο. Και τα δύο αυτά δίκτυα μετασχηματίζονται σε δίκτυα Benes και δίκτυα Waksman [4.32].

➤ **Δίκτυα χωρίς ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο**



Εικόνα 4. 12: T(4,4) χωρίς ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο [4.32].

Ας φανταστούμε για παράδειγμα το δίκτυο της Εικόνα 4. 12. Το δίκτυο αυτό δεν χαρακτηρίζεται από ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο. Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί κάποιος από τους μετασχηματισμούς, το πλήθος των χρονοσχισμών ανά χρονικό πλαίσιο πρέπει να είναι εκ των προτέρων γνωστό. Έστω, λοιπόν, ότι στο παράδειγμα μας έχουμε τέσσερις χρονοσχισμές ανά χρονικό πλαίσιο. Επίσης, έστω ότι η διασύνδεση μεταξύ των TDM καναλιών εισόδου και εξόδου δεν αλλάζει. Αυτό γενικά δεν μπορεί να θεωρηθεί σαν κάτι που ισχύει, και εξαιτίας αυτού του γεγονότος, δεδομένα μπορεί να βρεθούν σε λάθος χρονοσχισμή (timeslot) και έτσι να χαθούν. Με την υπόθεση αυτή, όμως, κάθε διακόπτης μεταγωγής θα πρέπει να βρίσκεται στην ίδια κατάσταση για κάθε μία χρονοσχισμή ξεχωριστά, σε κάθε ένα χρονικό πλαίσιο. Συνεπώς, υπάρχουν τέσσερις διαφορετικές διατάξεις που πρέπει να εξεταστούν, μία για κάθε μία από τις τέσσερις χρονοσχισμές.



Εικόνα 4. 13: Χωρικό ισοδύναμο του $T(4,4)$ δικτύου [4.32].

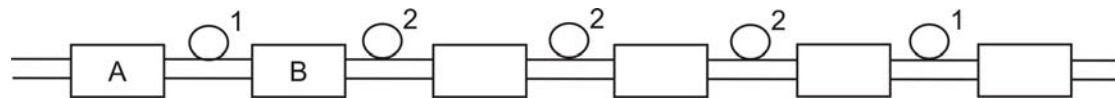
Η Εικόνα 4. 13 απεικονίζει τέσσερα αντίγραφα της διάταξης των διακοπών μεταγωγής της Εικόνα 4. 12. Τα αντίγραφα αυτά διαχωρίζονται από διακεκομμένες γραμμές. Κάθε σετ εικονικών διακοπών αντιπροσωπεύει την κατάσταση των πραγματικών διακοπών της Εικόνα 4. 12 για μία χρονοσχιμή. Για κάθε σύνδεσμο (όχι, όμως, γραμμή καθυστέρησης), η διασύνδεση μεταξύ δύο διακοπών της Εικόνα 4. 12 αντιστοιχεί σε τέσσερις συνδέσμους της Εικόνα 4. 13, έναν για κάθε χρονοσχιμή. Κάθε γραμμή καθυστέρησης στην Εικόνα 4. 12 αντιστοιχεί στη διασύνδεση μεταξύ δύο χρονοσχιμών στην Εικόνα 4. 13. Για παράδειγμα, η γραμμή καθυστέρησης που διασυνδέει τους διακόπτες μεταγωγής A και B στην Εικόνα 4. 12 αντιστοιχεί στην διασύνδεση από το διακόπτη C στο διακόπτη D στην Εικόνα 4. 13, αφού χρονική καθυστέρηση μιας χρονοσχιμής θα μεταφέρει ένα πακέτο δεδομένων από τη χρονοσχιμή 0 στη χρονοσχιμή 1. Ο διακόπτης μεταγωγής E, ο οποίος αντιστοιχεί στον πραγματικό διακόπτη A στη χρονοσχιμή 3, διασυνδέεται με το διακόπτη F, εφόσον χρονοσχιμή $3 + \text{καθυστέρηση } 1 \text{ modulo } 4$ ισούται με χρονοσχιμή 0.

Το δίκτυο της Εικόνα 4. 13 μπορεί να ανακατασκευαστεί για να φανεί ότι είναι ένα αναδιατασσόμενο, χωρίς φραγές (rearrangeably nonblocking), 16×16 Benes δίκτυο, έτσι ώστε κάθε είσοδος μπορεί να διασυνδεθεί με κάθε ελεύθερη έξοδο. Αυτό είναι αντίστοιχο με τον ισχυρισμό ότι κάθε χρονικά πολυπλεγμένο (TDM) κανάλι εισόδου της Εικόνα 4. 12 μπορεί να διασυνδεθεί με κάθε κανάλι εξόδου. Έτσι, μπορούμε να ισχυριστούμε ότι η αρχιτεκτονική της Εικόνα 4. 12 αντιστοιχεί σε ένα δίκτυο $T(4, 4)$.

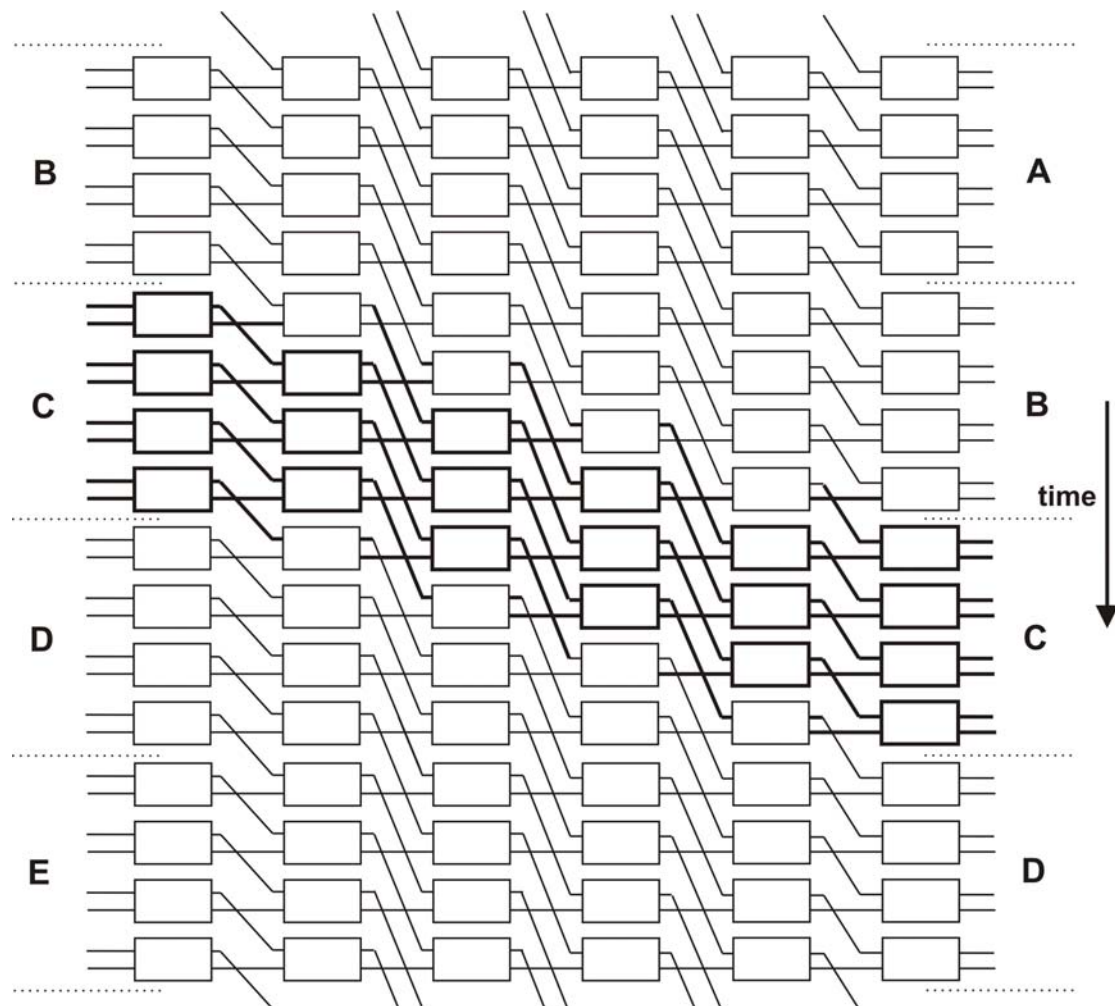
Με τον παραπάνω μετασχηματισμό, τα τέσσερα αντίγραφα της διάταξης των πραγματικών διακοπών του αρχικού δικτύου που αντιστοιχούν στις τέσσερις χρονοσχιμές τοποθετήθηκαν το ένα κάτω από το άλλο σε μία στήλη. Στη συνέχεια έγιναν οι κατάλληλες διασυνδέσεις μεταξύ διακοπών που ανήκουν σε διαφορετικά αντίγραφα προκειμένου να απεικονιστούν πάνω στον γράφο χώρου-χρόνου της Εικόνα 4. 13 όλες οι μεταβάσεις των πακέτων δεδομένων από τη μία χρονοσχιμή στην άλλη που συμβαίνουν στο πραγματικό δίκτυο λόγω των γραμμών καθυστέρησης. Αυτός ακριβώς είναι και ο ρόλος του γράφου χώρου-χρόνου για μια οποιαδήποτε δικτυακή αρχιτεκτονική μεταγωγής για σήματα με πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου (TDM). Σε έναν τέτοιο γράφο, οι χρονοσχιμές αντιπροσωπεύονται από εικονικές δομές που τοποθετούνται σε στήλες η μία κάτω

από την άλλη, ενώ η κάθε στήλη αντιπροσωπεύει τη διάταξη που έχουν οι χρονοσχιστές στην είσοδο κάθε σταδίου. Σε επόμενη παράγραφο θα ασχοληθούμε περισσότερο με το γράφο χώρο-χρόνου, όπου και θα εξηγήσουμε με περισσότερες λεπτομέρειες πως σχεδιάζεται και ποιος είναι ο ειδικότερος ρόλος του στην αναπαραγωγή δικτυακών δομών ανάλογων των δικτύων Benes και Waksman.

➤ **Δίκτυα με ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο**



Εικόνα 4. 14: $T(2,4)$ με ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο [4.32].



Εικόνα 4. 15: Μέρος ενός χωρικού διακόπτη με αυθαίρετα μεγάλο μέγεθος, ισοδύναμου του $T(2,4)$ δικτύου [4.32].

Ας θεωρήσουμε τώρα το σύστημα της Εικόνα 4. 14. Το δίκτυο αυτό είναι ένα $T(2,4)$ δίκτυο με ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο. Για ευκολία, το δίκτυο αυτό αποτελείται από μία μονή σειρά από διακόπτες μεταγωγής και γραμμές καθυστέρησης. Ωστόσο, ο μετασχηματισμός που περιγράφεται παρακάτω μπορεί να χρησιμοποιηθεί για κάθε δίκτυο. Η Εικόνα 4. 15, δείχνει μέρος ενός αυθαίρετα μεγάλου χωρικού διακόπτη μεταγωγής. Κάθε σειρά διακοπών απεικονίζει το αρχικό δίκτυο της Εικόνα 4. 14 για μία χρονοσχιμή, για μια αυθαίρετα μεγάλη χρονική περίοδο. Επομένως θα μπορούσαμε να πούμε ότι κάθε σειρά της Εικόνα 4. 15 αντιπροσωπεύει μια χρονοσχιμή του χρονικού πλαισίου εισόδου. Ένας διακόπτης στην Εικόνα 4. 14 αντιπροσωπεύεται από μια στήλη διακοπών στην Εικόνα 4. 15. Οι γραμμές καθυστέρησης αντιμετωπίζονται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως και στο προηγούμενο παράδειγμα. Ωστόσο, οι αντίστοιχες διασυνδέσεις στην Εικόνα 4. 15 γίνονται με τέτοιο τρόπο ώστε ένα πακέτο δεδομένων να μπορεί να συνδέεται σε έναν εικονικό διακόπτη χαμηλότερου επιπέδου, το οποίο πρακτικά σημαίνει ότι ένα πακέτο δεδομένων μπορεί να μεταβεί σε μία χρονοσχιμή που έπεται χρονικά σε σύγκριση με τη χρονοσχιμή που αυτό καταλαμβάνει μια δεδομένη χρονική στιγμή. Αυτό γίνεται γιατί στο παράδειγμα αυτό λαμβάνεται υπόψη ολόκληρος ο χρόνος, και όχι μονάχα ο χρόνος modulo n για ένα οποιοδήποτε χρονικό πλαίσιο. Έτσι, οι γραμμές διασύνδεσης δεν μπορούν να κλίνουν προς τα επάνω σε κάποιον εικονικό διακόπτη ανώτερου επιπέδου, όπως διασυνδέονταν στο παράδειγμα της Εικόνα 4. 13, όταν τα πακέτα μιας δεδομένης χρονοσχιμής χρειαζόταν να καταλάβουν μια χρονοσχιμή που ανήκε στο επόμενο χρονικό πλαίσιο.

Εφόσον η Εικόνα 4. 14 απεικονίζει στην πραγματικότητα ένα δίκτυο $T(2,4)$, τα σήματα εισόδου είναι χωρισμένα σε χρονικά πλαίσια B, C, D, E κ.τ.λ. των τεσσάρων χρονοσχιμών. Στο διάγραμμα έχουν τονιστεί με πιο έντονο χρώμα οι μεταβάσεις από το χρονικό πλαίσιο C. Το κομμάτι αυτό της Εικόνα 4. 15 με τις έντονες γραμμές μπορεί να ανασχεδιαστεί και με τον τρόπο αυτό να προκύψει ένα αναδιατασσόμενο, χωρίς φραγές (rearrangeably nonblocking), 8×8 δίκτυο, αποδεικνύοντας με τον τρόπο αυτό ότι το αρχικό δίκτυο της Εικόνα 4. 14 είναι ένα $T(2,4)$ δίκτυο με ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο.

Αξίζει να παρατηρήσουμε και σε αυτό το σημείο τον τρόπο με τον οποίο σχεδιάστηκε και πάλι ο γράφος χώρου-χρόνου της Εικόνα 4. 15. Και πάλι τα τέσσερα αντίγραφα των πραγματικών διακοπών του αρχικού δικτύου που αντιστοιχούν στις τέσσερις χρονοσχιμές τοποθετήθηκαν το ένα κάτω από το άλλο σε μία στήλη. Στη συνέχεια, οι χρονοσχιμές αυτές διασυνδέθηκαν κατάλληλα (χωρική διασύνδεση χρονοσχιμών) προκειμένου να απεικονιστούν πάνω στον γράφο χώρου-χρόνου της Εικόνα 4. 15 όλες οι μεταβάσεις των πακέτων δεδομένων από τη μία χρονοσχιμή στην άλλη που συμβαίνουν στο πραγματικό δίκτυο λόγω των γραμμών καθυστέρησης.

Έχοντας αποκτήσει τώρα μια ιδέα για τους χωρο-χρονικούς μετασχηματισμούς στην αρχιτεκτονική ενός δικτύου καθώς και για τον τρόπο που σχεδιάζεται ο γράφος χώρου-χρόνου για μια δικτυακή δομή που επιτελεί λειτουργίες μεταγωγής μπορούμε στη συνέχεια να ασχοληθούμε με το σχηματισμό του γράφου χώρου-χρόνου της προτεινόμενης από τους [4.29] αρχιτεκτονικής, βάση της οποίας έχει υλοποιηθεί πειραματικά ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών του παρόντος κεφαλαίου. Η υποπαράγραφος που ακολουθεί περιγράφει αναλυτικά τον σχηματισμό του γράφου χώρου χρόνου καθώς επίσης και τον τρόπο με τον οποίο επιλέγονται οι καθυστερήσεις $D(i,j)$ σε κάθε στάδιο i που είναι απαραίτητες για την πρακτική υλοποίηση του δικτύου της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής.

4.4.3 Σχηματισμός του γράφου χώρου-χρόνου

Όπως έχει γίνει κατανοητό από την τεχνική ανάλυση αναπαραγωγής ενός γράφου χώρου-χρόνου που προηγήθηκε παραπάνω, σε έναν γράφο χώρου-χρόνου, οι χρονοσχισμές αντιπροσωπεύονται συνήθως από εικονικές δομές που τοποθετούνται σε στήλες η μία κάτω από την άλλη. Κάθε στήλη αντιπροσωπεύει τη διάταξη που έχουν οι χρονοσχισμές στην είσοδο κάθε σταδίου της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής. Με την ίδια ακριβώς λογική, ο γράφος χώρου-χρόνου της προτεινόμενης [4.29] σχεδίασης αποτελείται από κόμβους που βρίσκονται σε στήλες και γραμμές, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4. 16. Οι στήλες i και $i + 1$ αντιπροσωπεύουν τις εισόδους και εξόδους αντίστοιχα, του αντιμεταθέτη χρονοσχησμών (ή κατά αντιστοιχία του ενταμιευτή εισόδου) του σταδίου i , ενώ οι γραμμές αντιπροσωπεύουν τις χρονοσχισμές των χρονικών πλαισίων. Για παράδειγμα, ο κόμβος που βρίσκεται στη γραμμή j και στη στήλη i στον γράφο χώρου-χρόνου αναπαριστά την j -οστή χρονοσχισμή της εισόδου του σταδίου i . Πάνω στον γράφο χώρου-χρόνου, τα εισερχόμενα πακέτα καταλαμβάνουν διαδοχικές χρονοσχισμές στην είσοδο του γράφου και το ίδιο θα πρέπει να ισχύει και για την έξοδο του γράφου. Η αντιμετάθεση των χρονοσχησμών πραγματοποιείται ουσιαστικά με την ενταμίευση των πακέτων σε κάθε στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχησμών. Η ενταμίευση από την πλευρά της γίνεται με την καθυστέρηση που υφίσταται κάθε πακέτο δεδομένων διασχίζοντας ουσιαστικά μία από τις γραμμές καθυστέρησης που υπάρχουν σε κάθε στάδιο. Με τον τρόπο αυτό θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο χρόνος που απαιτείται για ένα πακέτο δεδομένων προκειμένου να διασχίσει ένα στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχησμών ισούται με το χρόνο αποθήκευσής τους, δηλαδή το χρόνο της ενταμίευσης.

Ένα πακέτο που βρίσκεται στην είσοδο κάθε σταδίου του αντιμεταθέτη χρονοσχησμών και καταλαμβάνει μια δεδομένη χρονοσχισμή μπορεί είτε να μην υποστεί καμία καθυστέρηση, οπότε να συνεχίσει να καταλαμβάνει την ίδια χρονοσχισμή και στην έξοδο του αντιμεταθέτη, είτε να περάσει από κάποια από τις γραμμές καθυστέρησης, οπότε να βρεθεί στην έξοδο του ενταμιευτή σε μια χρονοσχισμή που έπεται χρονικά. Μια μετάβαση ενός πακέτου από μια χρονοσχισμή εισόδου σε μια χρονοσχισμή εξόδου παρουσιάζεται στο γράφο χώρου-χρόνου με μια συνεχή γραμμή που ενώνει τον κόμβο που αντιστοιχεί στη χρονοσχισμή εισόδου με τον κόμβο εκείνο που αντιστοιχεί στη χρονοσχισμή εξόδου. Έτσι, στο γράφο χώρου-χρόνου εμφανίζονται συνεχείς γραμμές που ενώνουν τους κόμβους των χρονοσχησμών της εισόδου του εκάστοτε σταδίου με τους κόμβους των χρονοσχησμών της εξόδου. Τέτοιες γραμμές μπορούν να ξανασχεδιαστούν σε επόμενα στάδια με την προϋπόθεση, όμως, ότι αυτές ενώνουν χρονοσχισμές εισόδου με χρονοσχισμές εξόδου, οι οποίες, όμως, έπονται χρονικά, αφού τα πακέτα δεδομένων μπορούν μόνο να καθυστερήσουν σε κάθε στάδιο, δηλαδή να μετατεθούν σε επόμενες χρονοσχισμές. Αυτό βρίσκεται σε συμφωνία με τους γράφους χώρου-χρόνου που εξετάστηκαν στην παράγραφο των χωρο-χρονικών μετασχηματισμών όπου οι διασυνδέσεις μεταξύ των εικονικών διακοπών γίνονταν με τέτοιο τρόπο ώστε ένα πακέτο δεδομένων μπορούσε να μεταβεί σε έναν εικονικό διακόπτη χαμηλότερου επιπέδου δηλαδή το πακέτο μπορούσε να μεταβεί σε μία χρονοσχισμή που έπεται χρονικά σε σύγκριση με τη χρονοσχισμή που αυτό καταλάμβανε στην είσοδο ενός δεδομένου σταδίου.

Η μετάβαση ενός πακέτου από μια χρονοσχισμή σε μια άλλη που έπεται χρονικά στην προτεινόμενη αρχιτεκτονική [4.29] αντιστοιχεί σε ένα μονοπάτι πάνω στον γράφο, με προέλευση τον κόμβο εκείνο που αντιστοιχεί στη χρονοσχισμή εισόδου του πακέτου και προορισμό τον κόμβο εκείνο που αντιστοιχεί στη χρονοσχισμή εξόδου του πακέτου. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός ότι πολλαπλά πακέτα φτάνουν στις εισόδους του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών εντός ενός χρονικού πλαισίου, συνεπάγεται ότι ένα πρότυπο εσωτερικής διασύνδεσης σχεδιάζεται πάνω στο γράφο χώρου-χρόνου, το οποίο αντιστοιχεί τις χρονοσχισμές εισόδου με τις χρονοσχισμές εξόδου. Ωστόσο, ο ουσιαστικός σκοπός για το σχεδιασμό του γράφου χώρου-χρόνου είναι ο υπολογισμός των χρονικών μεταβάσεων σε κάθε στάδιο, το οποίο πρακτικά σημαίνει τον υπολογισμό των καθυστερήσεων $D(i,j)$, σε κάθε στάδιο έτσι ώστε το πρότυπο εσωτερικής διασύνδεσης που θα σχηματιστεί πάνω στον γράφο χώρου-χρόνου να είναι μαθηματικά αντίστοιχο με το πρότυπο διασύνδεσης ενός \log_n -Benes γράφου. Ο γράφος \log_n -Benes απορρέει από έναν \log_2 -Benes γράφο μετά από αντικατάσταση των 2×2 διακοπών μεταγωγής με $n \times n$ διακόπτες (crossbars). Η τοπολογία αυτή αποτελεί μια γνωστή τοπολογία ενός αναδιατασσόμενου, χωρίς φραγές (rearrangeably non-blocking) δικτύου διασύνδεσης.

Στο σημείο αυτό βέβαια γεννάται το ερώτημα γιατί θα πρέπει να επιδιωχθεί ο σχεδιασμός ενός γράφου χώρου-χρόνου, ο οποίος να είναι μαθηματικά ανάλογος με έναν γράφο \log_n -Benes. Σύμφωνα με τους σχεδιαστές της εν λόγω αρχιτεκτονικής [4.29], ο σκοπός κατασκευής του γράφου \log_n -Benes είναι πολύπλευρος: Πρώτα πρώτα η δικτυακή δομή και η υλοποίηση ενός δικτύου \log_n -Benes απαιτεί έναν ελάχιστο αριθμό σειριακά συνδεδεμένων σταδίων, ο οποίος είναι ίσος με

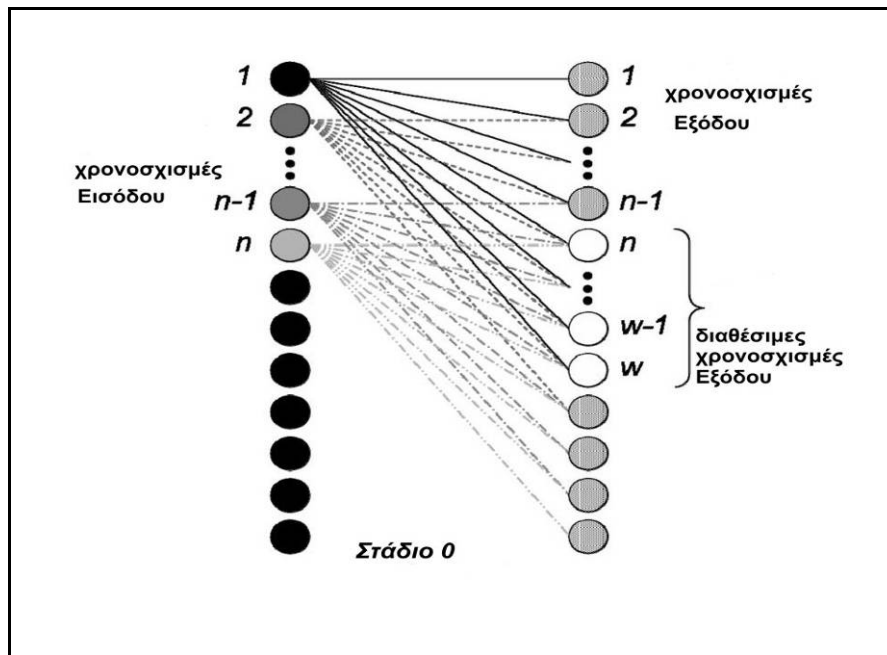
$$s = 2 \cdot m - 1 = 2 \cdot \lceil \log_n T \rceil - 1 \quad (4.1)$$

για ένα δεδομένο αριθμό T χρονοσχισμών ανά χρονική πλαίσιο. Η εξίσωση (4.1) δείχνει ότι υλοποιώντας τον γράφο χώρου-χρόνου \log_n -Benes, μπορεί να επιτευχθεί δραστική μείωση του αριθμού των σταδίων, σε σύγκριση πάντα με αρχιτεκτονικές και κυκλώματα που έχουν παρουσιαστεί στο παρελθόν [4.17][4.33]. Αυτό είναι εξαιρετικής σημασίας αν αναλογιστούμε το κόστος του υλικού αυτής της υλοποίησης. Επιπλέον, οι εξασθενίσεις στο φυσικό επίπεδο, όπως το χρονικό jitter και το φαινόμενο μορφοτύπου (patterning effect), επιδεινώνουν την ποιότητα του οπτικού σήματος καθώς αυξάνεται ο αριθμός των σειριακά διασυνδεδεμένων σταδίων. Ένας επιπλέον λόγος που κάνει περισσότερο κατανοητό γιατί πρέπει να επιδιωχθεί μέσω των χρονικών μεταβάσεων ο σχηματισμός ενός γράφου χώρου-χρόνου \log_n -Benes είναι το γεγονός ότι ένας γράφος Benes παρέχει ευνοϊκότερη (λογαριθμική) ικανότητα κλιμάκωσης όσον αφορά το μέγεθος T του χρονικού πλαισίου. Τέλος, ένα δίκτυο \log_n -Benes αποτελεί ένα αναδιατασσόμενο, χωρίς φραγές δίκτυο και το γεγονός αυτό εξασφαλίζει στον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών την αποφυγή εσωτερικών συγκρούσεων μεταξύ των πακέτων δεδομένων ανάμεσα στα στάδια. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι με την προϋπόθεση ότι δύο πακέτα δεν θα διεκδικήσουν την ίδια χρονοσχισμή στην έξοδο του αντιμεταθέτη, δεν πρόκειται να υπάρξει καμία περίπτωση δύο οποιαδήποτε πακέτα να καταλάβουν την ίδια χρονοσχισμή σε οποιοδήποτε ενδιάμεσο στάδιο της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής.

Τα βασικά συστατικά στοιχεία ενός γράφου χώρου-χρόνου \log_n -Benes είναι διακόπτες μεταγωγής (crossbars) $n \times n$ και ως εκ τούτου το πρώτο βήμα στην κατασκευή του είναι ο καθορισμός του μεγέθους των crossbars [4.29]. Αν ανάγουμε το τελευταίο συμπέρασμα στην περίπτωση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών, τότε αυτό άμεσα σημαίνει τον καθορισμό του πλήθους των πακέτων δεδομένων που μπορούν να υποστούν αντιμετάθεση. Αυτό συνεπάγεται από το γεγονός ότι τα crossbars στον τελικό γράφο χώρου-χρόνου \log_n -Benes προκύπτουν από τις χρονικές μεταβάσεις του αρχικού γράφου, όπως ακριβώς φαίνεται στην Εικόνα 4. 16. Η εικόνα αυτή αντιστοιχεί στο πρώτο στάδιο (stage 0) της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών (Εικόνα 4. 11).

Στην ουσία αυτό που πρέπει κανείς να φανταστεί για να μπορέσει να κατανοήσει την αντιστοίχιση μεταξύ της χωρικής μεταγωγής n πακέτων σε κάθε έναν από τους διακόπτες μεταγωγής $n \times n$ του \log_n -Benes και τη χρονική αντιμετάθεση n πακέτων σε κάθε ένα από τα στάδια της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών είναι μια αποτύπωση του χρόνου στο επίπεδο του χώρου. Όπως έχουμε T πακέτα στην είσοδο ενός $T \times T$ χωρικού διακόπτη μεταγωγής \log_n -Benes που αποτελείται από $n \times n$ crossbars (όπου $n < T$), έτσι ακριβώς έχουμε T χρονοσχισμές μέσα σε ένα χωρικό πλαίσιο οι οποίες πρέπει να χωριστούν σε ομάδες των n χρονοσχισμών και να αναδιαταχθούν μεταξύ τους οι χρονοσχισμές που βρίσκονται στην ίδια ομάδα. Στο πεδίο του χώρου, οι χρονοσχισμές αυτές νοούνται η μία κάτω από την άλλη και όχι η μία πίσω από την άλλη, όπως συνηθίζεται να αναπαρίσταται στο πεδίο του χρόνου. Και σε μια τέτοια κάθετη διάταξη, αυτές χωρίζονται σε ομάδες των n χρονοσχισμών και μπαίνουν μέσα στα $n \times n$ crossbars, όπως ακριβώς και τα πακέτα στον $T \times T$ χωρικό διακόπτη μεταγωγής \log_n -Benes του παραδείγματός μας.

Έχοντας στο μυαλό μας την αποτύπωση που περιγράψαμε παραπάνω, συνεχίζουμε την ανάλυσή μας με τη δημιουργία του γράφου χώρου-χρόνου της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής [4.29] και το μετασχηματισμό του γράφου σε ένα \log_n -Benes δίκτυο προκειμένου να γίνει πλήρως κατανοητός ο τρόπος που υπολογίζονται οι καθυστερήσεις σε κάθε ένα από τα στάδια του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών. Τα εισερχόμενα πακέτα που φτάνουν στις χρονοσχισμές $\{1, \dots, n\}$ ενδέχεται να καταλήξουν όλα στις χρονοσχισμές εξόδου $\{n, \dots, w\}$, αφού, όπως είπαμε και παραπάνω, δεν είναι δυνατές οι χρονικές μετατοπίσεις σε προηγούμενες χρονοσχισμές [4.29]. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να υπενθυμίσουμε ότι οι χρονοσχισμές τόσο της εισόδου όσο και της εξόδου θα πρέπει να αντιπροσωπεύονται από συνεχόμενους κόμβους πάνω στο γράφο χώρου-χρόνου [4.29], όπως ακριβώς εξηγήθηκε και σε προηγούμενη παράγραφο. Έτσι, ο συνολικός αριθμός των χρονοσχισμών εξόδου που είναι διαθέσιμες στις n χρονοσχισμές εισόδου περιορίζεται σε $w - n + 1$. Αυτό φαίνεται πιο παραστατικά στην εικόνα που ακολουθεί.



Εικόνα 4. 16: Ο γράφος χώρο-χρόνου [4.29].

Ο αριθμός των χρονοσχισμών που βρίσκονται στο επόμενο στάδιο και πρόκειται να προσπελαστούν για πρώτη φορά από χρονοσχισμές που βρίσκονται στο τρέχον στάδιο ισούται με τον αριθμό των διαθέσιμων μηκών κύματος w [4.29].

Εφόσον τώρα οι χρονικές μεταβάσεις αυτές πρέπει να αποτυπωθούν και χωρικά με $n \times n$ crossbars και από τη στιγμή που ο αριθμός των εισόδων των διακοπών αυτών (crossbars) ισούται με το πλήθος των εξόδων τους [4.29]:

$$n = w - n + 1 \Leftrightarrow n = \left\lfloor \frac{w + 1}{2} \right\rfloor \quad (4.2)$$

όπου ο συμβολισμός $\lfloor x \rfloor$ δηλώνει το ακέραιο μέρος του x . Η εξίσωση (4.2) δείχνει ότι περίπου το 50% των διατιθέμενων μηκών κύματος συμβάλλει στον σχηματισμό των crossbars που αποτελούν τον γράφο \log_n -Benes.

Το δεύτερο βήμα για τη δημιουργία του γράφου \log_n -Benes είναι ο καθορισμός των χρονικών μεταβάσεων που θα σχηματίσουν με τη σειρά τους τα crossbars του γράφου σε κάθε στάδιο. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στην Εικόνα 4. 17 (α) για το πρώτο και το δεύτερο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών, όπως και στην Εικόνα 4. 17 (β) και (γ), όπου το δίκτυο της Εικόνα 4. 17 (α) μετασχηματίζεται σε μια κανονική αναπαράσταση ενός \log_n -Benes δικτύου. Ο σχηματισμός των crossbars του γράφου \log_n -Benes απαιτεί σε κάθε στάδιο i , οι χρονικές μεταβάσεις να ενώνουν χρονοσχισμές που βρίσκονται n^i θέσεις μακριά [4.29]. Αυτό αντιστοιχεί στο να θέσουμε τις χρονικές καθυστερήσεις (σε χρονοσχισμές) του διακόπτη μεταγωγής ίσες με:

$$\underline{D(i, j) = j \bullet n^i, \quad i = 0, \dots, m-1, \quad j = 0, \dots, w-1} \quad (4.3)$$

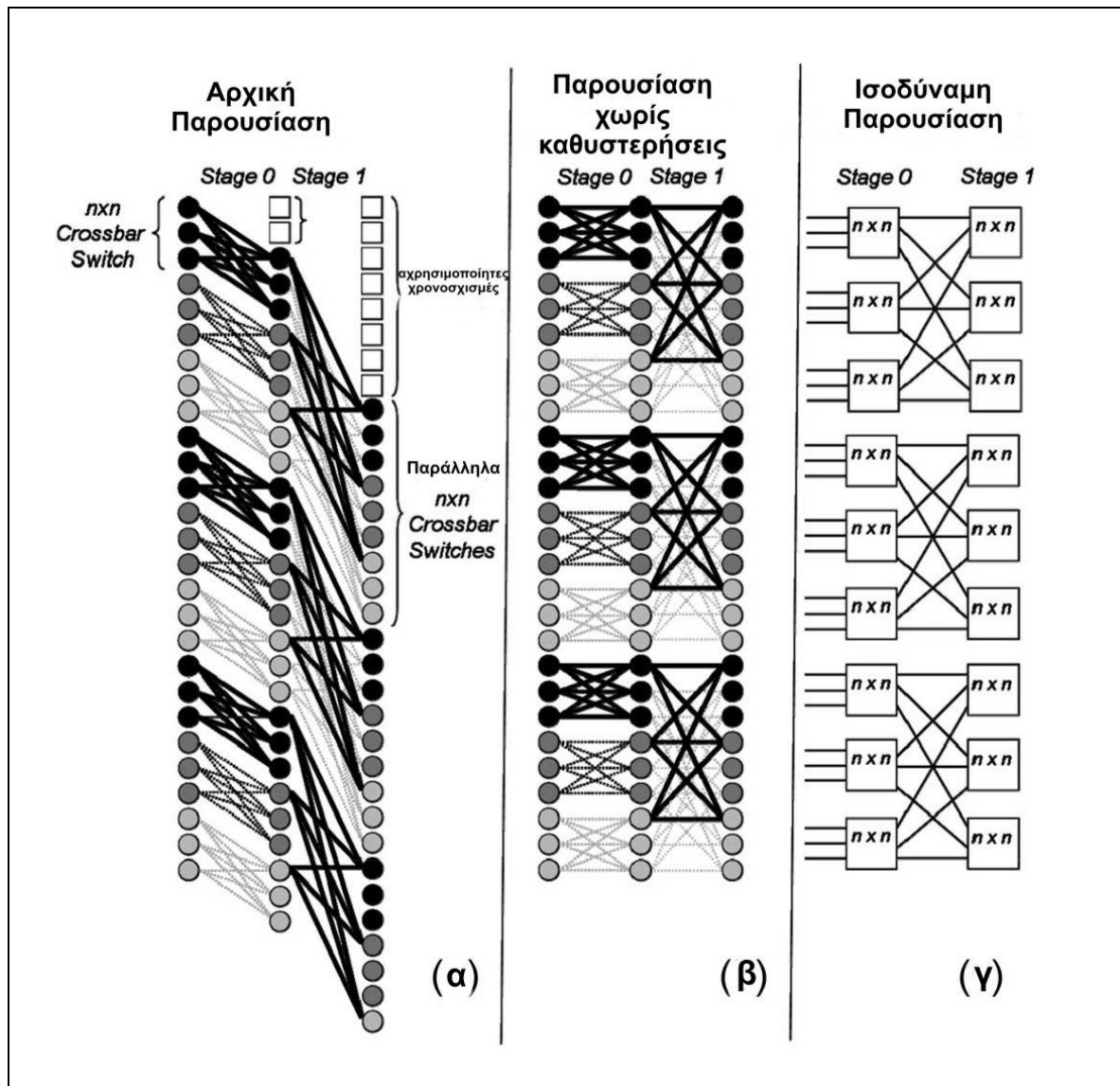
Οι καθυστερήσεις ισχύουν για όλες τις χρονικές μεταβάσεις στον γράφο, ακόμα και αν μόνο n μετατοπίσεις ανά χρονοσχισμή συνεισφέρουν στον σχηματισμό των εικονικών crossbars. Οι υπόλοιπες $w - n$ ανενεργές μεταβάσεις παράγουν μια σταθερή καθυστέρηση, μετά την οποία αρχίζει να εμφανίζεται στην έξοδο του κυκλώματος του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών το χρονικό πλαίσιο εξόδου (άσπρα τετραγωνίδια στην Εικόνα 4.17 (α)). Στην έξοδο κάθε σταδίου, η καθυστέρηση ισούται με

$$\underline{\Delta_i = n^i \bullet (n-1), i = 0, \dots, m-1} \quad (4.4)$$

χρονοσχισμές και σαν αποτέλεσμα η συνολική καθυστέρηση που υφίστανται τα πακέτα όταν διασχίζουν τον αντιμεταθέτη είναι

$$\underline{\Delta = \sum_{i=0}^{m-1} n^i \bullet (n-1) + \sum_{i=0}^{m-2} n^i \bullet (n-1) = n^m + n^{m-1} - 2 = T + \frac{T}{n} - 2} \quad (4.5)$$

χρονοσχισμές. Η εξίσωση (4.5) μπορεί να θεωρηθεί ως μια σταθερή καθυστέρηση αποθήκευσης που δημιουργείται από τον ενταμιευτή [4.29].



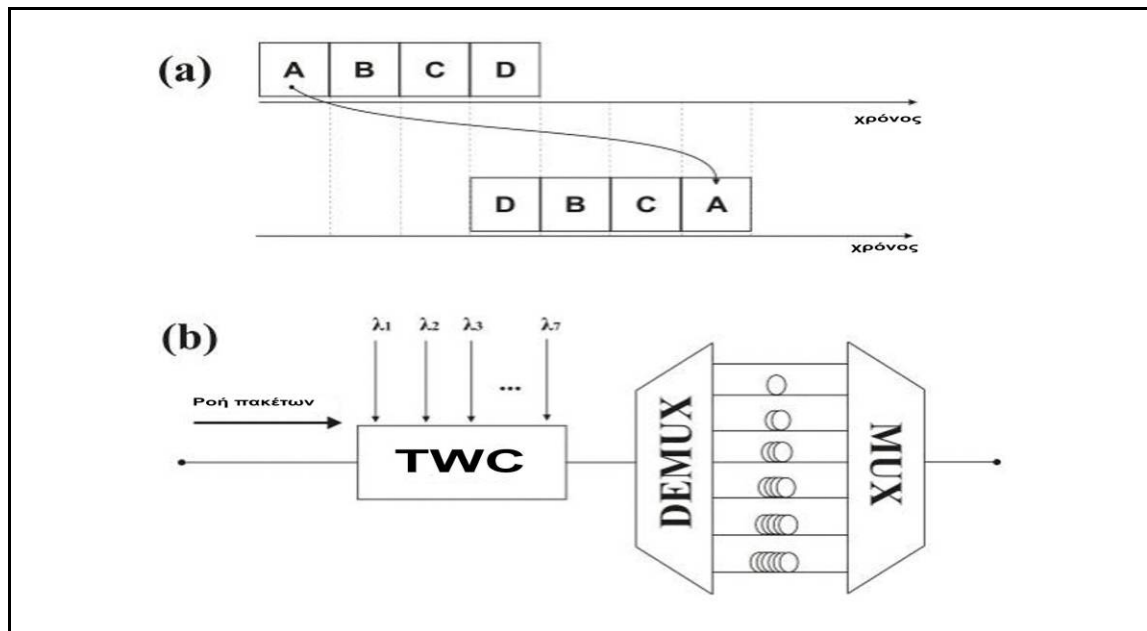
Εικόνα 4. 17: Σχηματισμός του \log_n -Benes υπογράφου στον γράφο χώρο-χρόνου. Οι $n \times n$ εικονικοί διακόπτες μεταγωγής στο στάδιο i σχηματίζονται από κόμβους που απέχουν μεταξύ τους n^i χρονοσχισμές [4.29].

4.4.4 Συγκεκριμενοποίηση της αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών στο παρόν πείραμα

Μετά την αναφορά στην γενική λειτουργία ενός οπτικού αντιμεταθέτη χρονοσχισμών (OTSI) και την περιγραφή της αρχιτεκτονικής που υλοποιήθηκε πειραματικά, είμαστε σε θέση να προχωρήσουμε στην αναλυτική περιγραφή του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών όπως αυτός υλοποιήθηκε πειραματικά στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Το πείραμα που θα περιγραφεί παρακάτω, είναι στην ουσία η πειραματική υλοποίηση της αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών [4.29] που παρουσιάστηκε στην παραπάνω παράγραφο για 3 μήκη κύματος και 3 στάδια στα 10 Gbps, πράγμα το οποίο αντιστοιχεί στην αντιμετάθεση τεσσάρων χρονοσχισμών. Στη συνέχεια περιγράφεται αναλυτικά η παραπάνω περίπτωση για να γίνει πιο κατανοητή η δομή του χρονικού πλαισίου

του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε πειραματικά αλλά και να γίνει άμεση αντιστοίχιση του αλγορίθμου της αρχιτεκτονικής με την περίπτωση του πειράματος.

Στην περίπτωση, λοιπόν, του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε πειραματικά στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, κάθε χρονικό πλαίσιο (time frame) περιέχει 4 χρονοσχισμές, έτσι ώστε η δομή του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών να μπορεί να αναδιατάξει το πολύ 4 πακέτα που φτάνουν κατά τη διάρκεια ενός χρονικού πλαισίου στην είσοδο του αντιμεταθέτη. Στην έξοδο του αντιμεταθέτη (OTSI), κάθε εισερχόμενο πακέτο μπορεί να τοποθετηθεί σε κάθε μια από τις 4 διατιθέμενες χρονοσχισμές του χρονικού πλαισίου. Η χειρότερη περίπτωση είναι το πρώτο και το τελευταίο πακέτο να πρέπει να ανταλλάξουν θέση μέσα στο χρονικό πλαίσιο. Σε αυτήν τη περίπτωση, στο τελευταίο πακέτο θα πρέπει να προστεθεί μηδενική καθυστέρηση ενώ στο πρώτο θα πρέπει να προστεθεί καθυστέρηση 6 χρονοσχισμών. Σε περιπτώσεις διαφορετικών ανακατατάξεων στις χρονοσχισμές του χρονικού πλαισίου απαιτούνται ενδιάμεσες τιμές καθυστερήσεων, δηλαδή τιμές μεταξύ 0 και 6 χρονοσχισμών. Αυτό σημαίνει ότι ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών θα πρέπει να είναι σε θέση να παρέχει όλες τις πιθανές καθυστερήσεις μεταξύ 0 και 6 χρονοσχισμών, ένα σύνολο δηλαδή 7 διαφορετικών καθυστερήσεων. Υποθέτοντας ότι ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών υλοποιείται σε μια διάταξη ενός σταδίου θα χρειαζόνταν 7 μήκη κύματος ώστε η κάθε χρονοσχισμή να μπορεί να προσπελάσει οποιαδήποτε από τις 7 διαφορετικές γραμμές καθυστέρησης. Αυτό είναι συνέπεια της ανάθεσης μιας συγκεκριμένης καθυστέρησης σε μια συγκεκριμένη θύρα του αποπολυπλέκτη μήκους κύματος, ο οποίος στην περίπτωση αυτή θα ήταν 1x7 (βλέπε Εικόνα 4. 18). Έτσι σε κάθε χρονοσχισμή θα δινόταν το κατάλληλο μήκος κύματος από τον ρυθμιζόμενο μετατροπέα μήκους κύματος (Tunable Wavelength Converter - TWC) έτσι ώστε ο αποπολυπλέκτης να επιτρέψει την διέλευση από κάθε γραμμή καθυστέρησης μόνο των προβλεπόμενων χρονοσχισμών. Δυστυχώς, η προσέγγιση της υλοποίησης του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών με ένα στάδιο δεν κλιμακώνεται καλά σε όρους απαιτούμενων μηκών κύματος. Για παράδειγμα η αναδιάταξη των χρονοσχισμών σε ένα χρονικό πλαίσιο των 10 χρονοσχισμών απαιτεί 19 μήκη κύματος, ενώ για την γενική περίπτωση N χρονοσχισμών, πρέπει να χρησιμοποιηθούν 2N-1 μήκη κύματος.

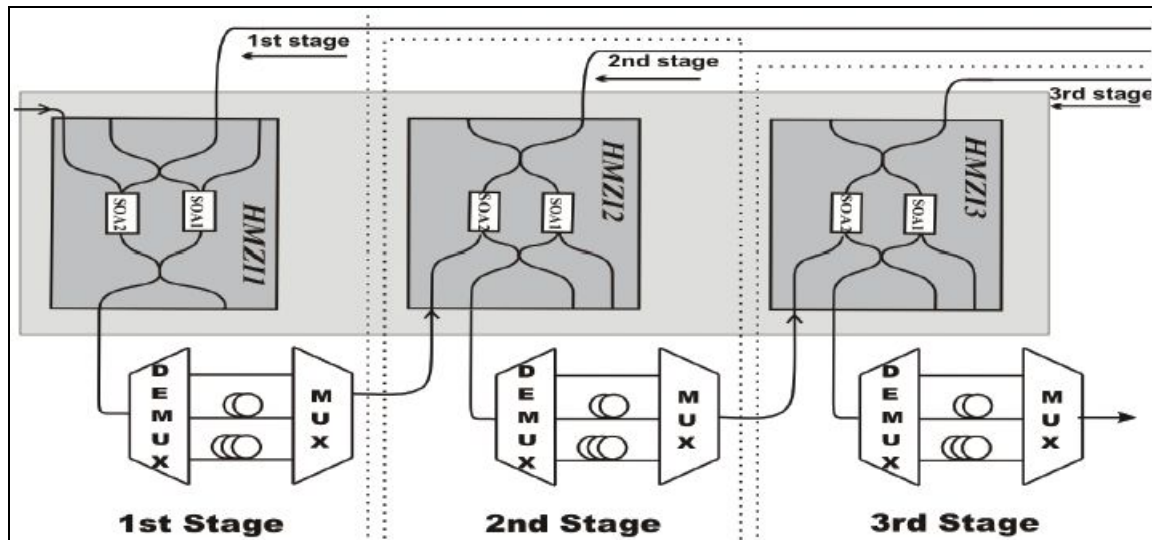


Εικόνα 4. 18: Η χειρότερη περίπτωση ανταλλαγής πακέτων: (a) το πακέτο A στην πρώτη χρονοσχιμή πρέπει να αλλάξει θέση με το πακέτο D στην τελευταία χρονοσχιμή, (b) υλοποίηση TSI σε ένα στάδιο [4.34].

Για να αντισταθμίσουμε αυτή την αρνητική ιδιότητα που αφορά τα απαιτούμενα μήκη κύματος σε έναν αντιμεταθέτη χρονοσχισμών του ενός σταδίου, μπορεί να υιοθετηθεί μια υλοποίηση πολλών σταδίων. Με μια τέτοια υλοποίηση, κάθε στάδιο θα χρησιμοποιεί λιγότερα από 7 μήκη κύματος και τα διαδοχικά στάδια θα έχουν ένα διαφορετικό σύνολο καθυστερήσεων. Με αυτόν τον τρόπο, κάθε στάδιο θα είναι ικανό να αναδιατάξει λιγότερες από 4 χρονοσχιμές μέσα στο χρονικό πλαίσιο. Παρόλα αυτά, το σύνολο των σταδίων του κυκλώματος αντιμετάθεσης χρονοσχισμών θα είναι σε θέση να εκτελέσει πλήρη αναδιάταξη χρονοσχισμών. Το πλήθος των απαιτούμενων σταδίων και των μηκών κύματος ανά στάδιο, όπως επίσης και οι καθυστερήσεις που εισάγουν οι γραμμές καθυστέρησης είναι σχεδιαστικές παράμετροι που αντλούνται από τον αλγόριθμο [4.29] που εξετάστηκε παραπάνω και εξαρτώνται από το πλήθος των χρονοσχισμών που βρίσκονται μέσα στο χρονικό πλαίσιο. Για 4 χρονοσχιμές ανά χρονικό πλαίσιο και δεδομένου ότι δεν διατίθενται 7 μήκη κύματος προκειμένου ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών να υλοποιηθεί σε ένα στάδιο, καταλήγουμε στην εναλλακτική υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών με 3 στάδια. Για τα τρία αυτά στάδια απαιτούνται 3 μήκη κύματος, σύμφωνα πάντα με τον αλγόριθμο πάνω στον οποίο στηρίζεται η αρχιτεκτονική του αντιμεταθέτη που υλοποιείται πειραματικά. Θα μπορούσαμε να επιλέξουμε για την υλοποίηση μας 5 στάδια, αλλά στην περίπτωση αυτή σύμφωνα με τις σχέσεις (4.1) και (4.2) χρειαζόμαστε τον ίδιο αριθμό μηκών κύματος. Αυτό σημαίνει ότι η ποιότητα των οπτικών σημάτων θα υποστεί περαιτέρω υποβάθμιση εξαιτίας των αλληπάλληλων αλλαγών μήκους κύματος στα TWCs και συγκεκριμένα κατά τη διέλευσή τους από τα MZIs λόγω των SOAs.

Ένας ακόμη λόγος που μας εξωθεί στο να επιλέξουμε το μοτίβο των τριών σταδίων για την υλοποίηση του κυκλώματος του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών είναι το γεγονός ότι αυτό δείχνει να κλιμακώνεται καλά με τον αριθμό των διαθέσιμων μηκών κύματος, σύμφωνα με τον Πίνακα 4. 2, όπως θα εξηγηθεί πολύ αναλυτικά παρακάτω. Για παράδειγμα, για την υλοποίηση των τριών σταδίων και για την περίπτωση των 49 χρονοσχισμών χρειάζονται μόνο 13 μήκη κύματος σε αντίθεση

με την υλοποίηση του ενός σταδίου που για τον ίδιο αριθμό χρονοσχισμών μέσα στο χρονικό πλαίσιο απαιτεί σχεδόν 100 μήκη κύματος. Γεγονός είναι, πάντως, ότι για να επεκτείνουμε περαιτέρω τις αντιμεταθετικές δυνατότητες της αρχιτεκτονικής που παρουσιάστηκε παραπάνω απαιτούνται επιπρόσθετα στάδια και περισσότερα μήκη κύματος.



Εικόνα 4. 19: Υλοποίηση TSI τριών σταδίων

Η διάταξη του κάθε σταδίου του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε πειραματικά παρουσιάζεται στη Εικόνα 4. 19. Στην εικόνα αυτή φαίνεται ένα οπτικό συμβολόμετρο τύπου MZI-SOA που δρα ως ρυθμιζόμενος μετατροπέας μήκους κύματος ακολουθούμενος από έναν αποπολυπλέκτη (DEMUX) 1x3, 3 γραμμές καθυστέρησης με διαφορετικές καθυστερήσεις η καθεμία και έναν πολυπλέκτη (MUX 3x1). Το συμβολόμετρο MZI πραγματοποιεί την μετατροπή του μήκους κύματος στα δεδομένα (πακέτα) των χρονοσχισμών του χρονικού πλαισίου, έτσι ώστε αυτά να αποκτήσουν ένα από τα τρία διατιθέμενα μήκη κύματος ανάλογα με την καθυστέρηση που θέλουμε να τους δώσουμε. Ο αποπολυπλέκτης (DEMUX) έχει στην κάθε έξοδό του ένα φίλτρο σε συγκεκριμένο μήκος κύματος, έτσι ώστε κατά τη διέλευση των πακέτων μέσω αυτού να επιτυγχάνεται η είσοδος σε κάθε γραμμή καθυστέρησης μόνο του πακέτου εκείνου το οποίο θέλει να προσπελάσει τη συγκεκριμένη γραμμή καθυστέρησης. Με τη διαδικασία αυτή οι χρονοσχισμές υφίστανται καθυστερήσεις σε τρία αλληπάλλληλα στάδια προκειμένου να αποκτηθεί στην έξοδο του τρίτου σταδίου του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών η επιθυμητή αλληλουχία χρονοσχισμών μέσα στο χρονικό πλαίσιο. Στο κεφάλαιο που ακολουθεί παρουσιάζεται και περιγράφεται αναλυτικά η πειραματική διάταξη του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.

Στο σημείο αυτό, θα ήταν σκόπιμο να αναφέρουμε τις καθυστερήσεις που εισάγονται σε κάθε χρονοσχιμή ανάλογα με το μήκος κύματος στο οποίο αυτή έχει γραφτεί για κάθε στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιείται πειραματικά και που προκύπτουν από την εξίσωση (4.3) δηλ. την εξίσωση :

$$D(i, j) = j \cdot n^i \quad i = 0, \dots, m - 1, \quad j = 0, \dots, w - 1$$

Στην υλοποίηση των τριών σταδίων έχουμε $s=3$ και άρα από την εξίσωση (4.1) ($s = 2m - 1$) προκύπτει ότι $m=2$.

Από την εξίσωση (4.2) ($n = \lceil (w + 1) / 2 \rceil$) αφού $w=3$ μήκη κύματος, συνεπάγεται ότι $n= 2$. Με τα στοιχεία αυτά και αναπαράγοντας για το κάθε στάδιο την εξίσωση $D(i, j) = j \bullet n^i$ προκύπτει για τον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών :

➤ Για $i=0$ (πρώτο στάδιο):

$$\text{Για } j=0 \text{ (πρώτο μήκος κύματος)} : D(0,0) = 0T$$

$$\text{Για } j=1 \text{ (δεύτερο μήκος κύματος)} : D(0,1) = 1T$$

$$\text{Για } j=2 \text{ (τρίτο μήκος κύματος)} : D(0,2) = 2T$$

➤ Για $i=1$ (δεύτερο στάδιο):

$$\text{Για } j=0 \text{ (πρώτο μήκος κύματος)} : D(1,0) = 0T$$

$$\text{Για } j=1 \text{ (δεύτερο μήκος κύματος)} : D(1,1) = 2T$$

$$\text{Για } j=2 \text{ (τρίτο μήκος κύματος)} : D(1,2) = 4T$$

➤ Για $i=2$ (τρίτο στάδιο):

Οι καθυστερήσεις του τρίτου σταδίου λόγω της συμμετρίας της διάταξης θα είναι ίδιες με αυτές του πρώτου σταδίου δηλαδή :

$$\text{Για } j=0 \text{ (πρώτο μήκος κύματος)} : D(3,0) = 0T$$

$$\text{Για } j=1 \text{ (δεύτερο μήκος κύματος)} : D(3,1) = 1T$$

$$\text{Για } j=2 \text{ (τρίτο μήκος κύματος)} : D(3,2) = 2T$$

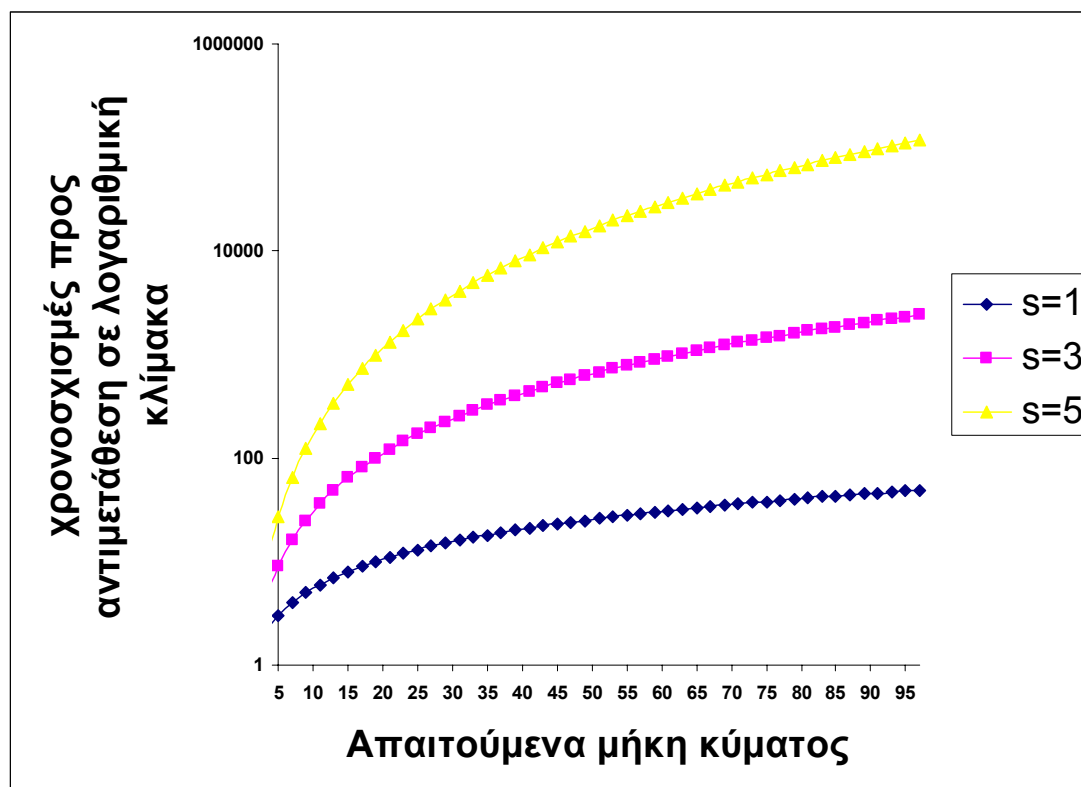
Η υλοποίηση των τριών σταδίων του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών θα μπορούσε να επιτευχθεί με ένα στάδιο και 7 μήκη κύματος. Αυτό είναι συνέπεια της ανάθεσης μιας συγκεκριμένης καθυστέρησης σε μια συγκεκριμένη θύρα του αποπολυπλέκτη μήκους κύματος, έτσι ώστε το πακέτο να μπορεί να προσπελάσει αυτή την καθυστέρηση με κατάλληλη αλλαγή μήκους κύματος. Δυστυχώς η προσέγγιση της υλοποίησης του TSI σε ένα στάδιο δεν κλιμακώνεται καλά σε όρους απαιτούμενων μηκών κύματος. Για παράδειγμα, η αναδιάταξη των πακέτων σε ένα χρονικό πλαίσιο δέκα πακέτων απαιτεί 19 μήκη κύματος, ενώ για την γενική περίπτωση χρονικών πλαισίων N πακέτων, πρέπει να χρησιμοποιηθούν $2N-1$ μήκη κύματος. Για να ανταπεξέλθουμε σε αυτή την αρνητική ιδιότητα κλιμάκωσης που αφορά τα μήκη κύματος στον TSI ενός σταδίου, μπορεί να υιοθετηθεί μια υλοποίηση πολλών σταδίων. Με μια τέτοια υλοποίηση κάθε στάδιο

θα χρησιμοποιήσει λιγότερα από 7 μήκη κύματος και τα διαδοχικά στάδια θα έχουν λιγότερες από 7 γραμμές καθυστέρησης. Με αυτόν τον τρόπο, κάθε στάδιο θα είναι ικανό να αναδιατάξει λιγότερα από 4 πακέτα της περιόδου σε μια φορά. Παρόλα αυτά τα διαδοχικά στάδια αναδιάταξης μπορούν να εκτελέσουν πλήρη αναδιοργάνωση πακέτων όπως αποδεικνύεται παραπάνω, όπου παρουσιάστηκε πλήρης περιγραφή του σχεδιαστικού αλγορίθμου και των προτερημάτων του [4.29]. Ο αριθμός των απαιτούμενων σταδίων TSI ανάλογα με τα μήκη κύματος ανά στάδιο, όπως και οι καθυστερήσεις που εισάγουν είναι συσχετιστικές σχεδιαστικές παράμετροι που αντλούνται από τον αλγόριθμο ως συνάρτηση των χρονοσχισμών που ανατίθενται σε κάθε περίοδο. Ωστόσο είναι αναγκαίο να τονίσουμε ότι στην επιλογή μεταξύ του πλήθους των μηκών κύματος και του πλήθους των σταδίων πρέπει να γίνεται ένας προσεχτικός υπολογισμός καθώς τα επιπλέον στάδια εισάγουν παραμόρφωση στο σήμα και τα συμβολόμετρα κοστίζουν πολύ περισσότερο σε σχέση με την προσθήκη πηγών laser για τα επιπλέον μήκη κύματος.

Ο Πίνακας 4. 2 συγκεντρώνει τον αριθμό των απαιτούμενων μηκών κύματος σε σχέση με το πλήθος των χρονοσχισμών ανά χρονικό πλαίσιο για 1, 3 και 5 στάδια. Είναι φανερό ότι το μοτίβο των τριών σταδίων που παρουσιάζουμε κλιμακώνεται καλά με τον αριθμό των διαθέσιμων μηκών κύματος.

Χρονοσχισμές προς αντιμετάθεση	Απαιτούμενος αριθμός μηκών κύματος		
	s=1	s=3	s=5
4	7	3	3
9	17	5	5
16	31	7	5
25	49	9	5
36	71	11	7
49	97	13	7

Πίνακας 4. 2: Ο αριθμός των απαιτούμενων μηκών κύματος ανάλογα με τις χρονοσχισμές ανά στάδιο για TSI αποτελούμενο από 1,3 και 5 στάδια.



Εικόνα 4. 20: Γραφική παράσταση των χρονοσχισμών που δύνανται να υποστούν αντιμετάθεση σε συνάρτηση με τον αριθμό των απαιτούμενων μηκών κύματος για $s=1,3,5$ στάδια.

Η Εικόνα 4. 20 απεικονίζει γραφικά το πλήθος των χρονοσχισμών που μπορούν να αντιμετατεθούν συναρτήσει του πλήθους των μηκών κύματος που απαιτούνται κάθε φορά ανάλογα με τον αριθμό των σταδίων του TSI. Από τις γνωστές εξισώσεις της υποπαραγράφου 4.4.3 προκύπτει ότι για δεδομένο αριθμό μηκών κύματος, το πλήθος των χρονοσχισμών που μπορούν να αντιμετατεθούν στις υλοποιήσεις ενός, τριών και πέντε σταδίων πολλαπλασιάζεται με γεωμετρική πρόοδο αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα, έστω ότι διαθέτουμε 3 μήκη κύματος και έχουμε ένα στάδιο, τότε ο αριθμός των χρονοσχισμών που μπορούμε να αντιμεταθέσουμε είναι 2. Για τον ίδιο αριθμό μηκών κύματος, αν είχαμε τρία στάδια, οι χρονοσχισμές που θα μπορούσαν να μετατεθούν θα ήταν 4 ενώ θα ήταν 8 αν είχαμε 5 κλιμακούμενα στάδια. Η διαφορά μεταξύ του πλήθους των χρονοσχισμών που μπορεί το σύστημα να αντιμεταθέσει γίνεται ακόμα πιο έντονη για περισσότερα μήκη κύματος. Για παράδειγμα, αν έχουμε 97 μήκη κύματος με την υλοποίηση σε ένα στάδιο μπορούμε να αντιμεταθέσουμε 49 χρονοσχισμές, σε τρία στάδια 2401 και σε πέντε στάδια 117649 χρονοσχισμές! Δηλαδή παρατηρούμε ότι με τον ίδιο αριθμό μηκών κύματος, το πλήθος των χρονοσχισμών που μπορούν να αντιμετατεθούν γίνεται πολλαπλάσιο αν προσθέσουμε στο σύστημά μας ακόμα δύο στάδια. Μάλιστα, σύμφωνα με τους τύπους που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 4.4.3 ο παράγοντας με τον οποίο πολλαπλασιάζεται το πλήθος των χρονοσχισμών με την πρόσθεση δύο ακόμα σταδίων είναι $n = \left\lfloor \frac{w+1}{2} \right\rfloor$, όπου w είναι το πλήθος των μηκών κύματος.

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι η υλοποίηση σε 1 στάδιο δεν είναι συμφέρουσα λόγω του περιορισμένου αριθμού χρονοσχισμών που μπορεί να αντιμεταθέσει. Από

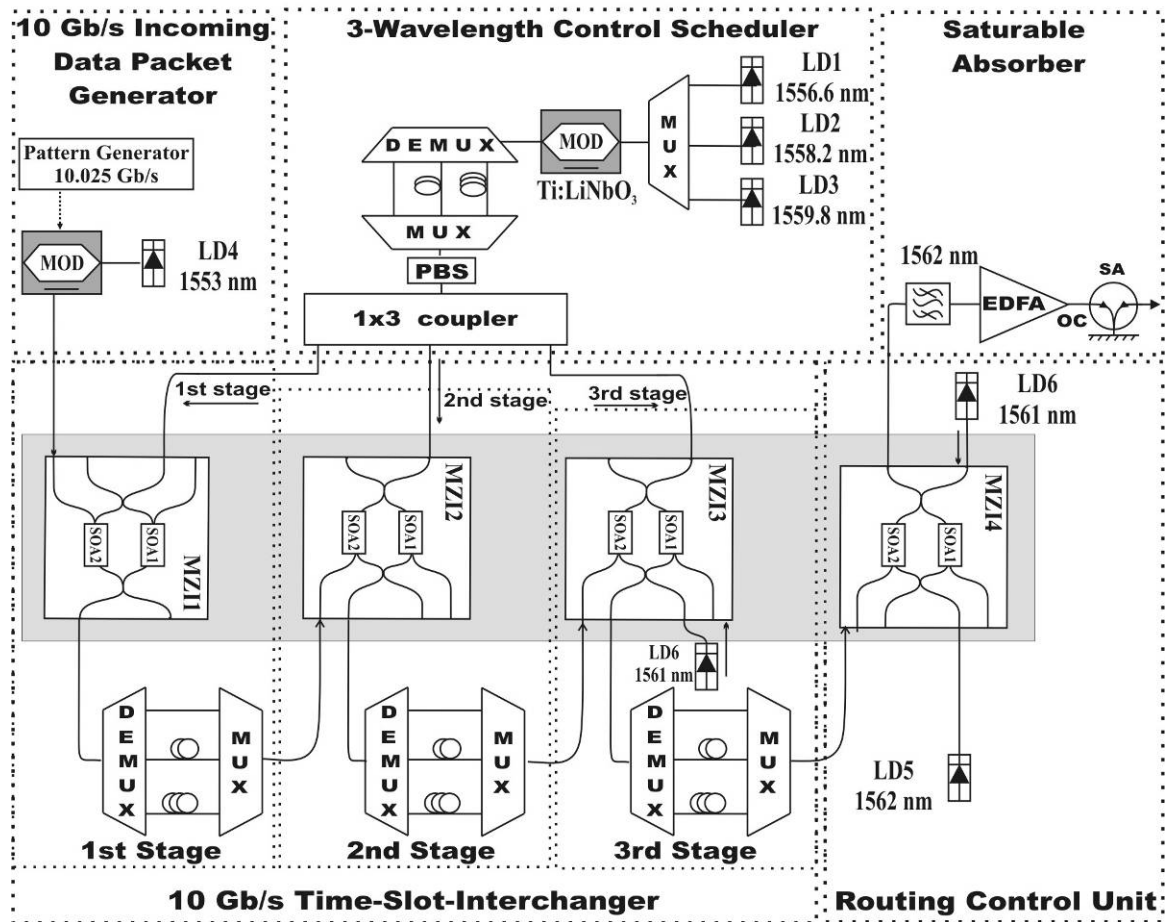
την άλλη, αν και η υλοποίηση σε 5 στάδια προσφέρει μεγάλες δυνατότητες αντιμετάθεσης, εντούτοις λόγω της εμπλοκής πολλών ΜΖΙ εισάγεται παραμόρφωση στο σήμα. Για το λόγο αυτό θα πρέπει κάθε φορά, ανάλογα με το πλήθος των χρονοσχισμών που έχουμε να αντιμετωθίσουμε, να υπάρχει αντιστάθμισμα μεταξύ του αριθμού των μηκών κύματος και των σταδίων που θα χρησιμοποιήσουμε. Στην επιλογή μας αυτή θα παίξουν ρόλο τόσο οι οικονομικοί πόροι που μπορούμε να διαθέσουμε για ένα συγκεκριμένο σύστημα όσο και το περιθώριο όσον αφορά το επίπεδο παραμόρφωσης για το συγκεκριμένο σημείο του δικτύου στο οποίο θέλουμε να τοποθετήσουμε το υποσύστημα αντιμετάθεσης των χρονοσχισμών.

4.5 Πειραματική περιγραφή υποσυστήματος αντιμεταθέτη χρονοσχισμών

Στις προηγούμενες ενότητες έγινε η θεωρητική παρουσίαση της αρχιτεκτονικής του υποσυστήματος αντιμετάθεσης χρονοσχισμών [4.29] καθώς και η αναλυτική μελέτη και παρουσίαση του αλγορίθμου πάνω στον οποίο είναι βασισμένη η επιλογή των τριών σταδίων, των τριών μηκών κύματος και των καθυστερήσεων σε κάθε στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε πειραματικά στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε την πειραματική διάταξη, η οποία αποτελείται από τέσσερα στάδια, και θα παρουσιάσουμε το πείραμα αναλυτικά ανά στάδιο, ενώ θα εξηγήσουμε επίσης τη λειτουργία κάθε δομικού τμήματος.

Σκοπός του πειράματος είναι η υλοποίηση κυκλώματος για την αντιμετάθεση οπτικών χρονοσχισμών που περιέχουν δεδομενοπακέτα σε καθαρά οπτικό επίπεδο. Αυτό πρακτικά επιτυγχάνεται με τη μη εμπλοκή ηλεκτρονικού κυκλώματος κατά τη φάση της αντιμετάθεσης των χρονοσχισμών. Εντούτοις, η υπόλοιπη πειραματική διάταξη περιλαμβάνει ηλεκτρονικά κυκλώματα, όπως είναι τα κυκλώματα ελέγχου και το κύκλωμα υλοποίησης του αλγορίθμου στον οποίο στηρίζεται η λειτουργία του οπτικού αντιμεταθέτη χρονοσχισμών (OTSΙ).

Το κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε αποτελείται από τρία αλληλάλληλα στάδια. Κάθε στάδιο έχει ως κύριο στοιχείο ένα οπτικό συμβολόμετρο ΜΖΙ για τη μετατροπή του μήκους κύματος των δεδομενοπακέτων των χρονοσχισμών που εισέρχονται σε αυτόν από τη θύρα ελέγχου καθώς και μια πλειάδα οπτικών γραμμών καθυστέρησης, που προσδίδουν χρονική καθυστέρηση στις τέσσερις χρονοσχισμές του χρονικού πλαισίου ανάλογα με το μήκος κύματός τους. Επομένως ο ΜΖΙ αλλάζει το μήκος κύματος των χρονοσχισμών με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτευχθεί στην έξοδο του εκάστοτε σταδίου η επιθυμητή αντιμετάθεση των χρονοσχισμών, αφού κάθε μήκος κύματος αντιστοιχεί σε ορισμένη καθυστέρηση της αντίστοιχης χρονοσχισμής. Η διάταξη του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε πειραματικά και παρουσιάζεται στην παρούσα παράγραφο επιδεικνύει λειτουργία χωρίς σφάλματα σε πακέτα NRZ με ρυθμό 10Gb/s και ποινή ισχύος (power penalty) 1,8 dB. Ακολουθεί η εικόνα με τη συνολική πειραματική διάταξη και στη συνέχεια η περιγραφή του πειράματος.



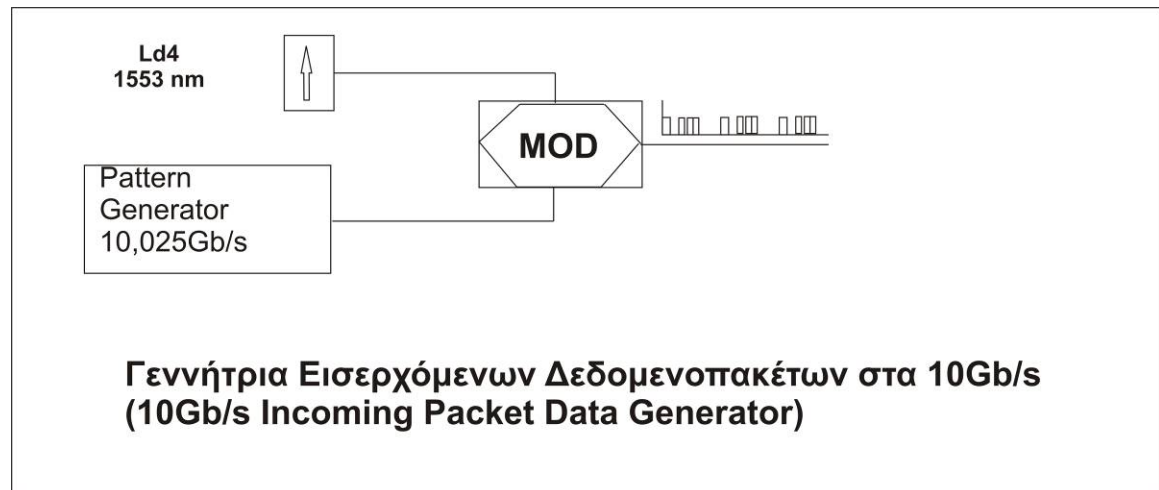
Εικόνα 4. 21: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχημάτων τριών σταδίων

Τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του κυκλώματος και την περαιτέρω διεξαγωγή του πειράματος είναι :

- ✓ μια γεννήτρια μορφοτύπου (Pattern Generator) στα 10.025Gb/s
- ✓ 6 δίοδοι laser στα 1556,6nm, 1558,2nm, 1559,8nm, 1553 nm, 1561 nm, και 1562 nm
- ✓ δύο Modulator Ti:LiNbO₃
- ✓ πολυπλέκτες-αποπολυπλέκτες (Arrayed Waveguide Grating – AWG)
- ✓ ένας διαχωριστής πόλωσης (Polarization Beam Splitter - PBS)
- ✓ ένας διαχωριστής σήματος 1x3 (συζεύκτης - coupler)
- ✓ ένας Απορροφητής Κορεσμού (Saturable Absorber)
- ✓ ενισχυτές οπτικής ίνας με πρόσμιξη ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifier - EDFA)
- ✓ 1 ολοκληρωμένο κύκλωμα αποτελούμενο από 4 ανεξάρτητα μεταξύ τους οπτικά συμβολόμετρα SOA-MZI

4.5.1 Δημιουργία ακολουθίας χρονοσχισμών εισόδου στα οπτικά συμβολόμετρα

Η παρακάτω εικόνα απεικονίζει την πειραματική διάταξη δημιουργίας της ακολουθίας των τεσσάρων χρονοσχισμών των οποίων θέλουμε να πετύχουμε αναδιάταξη με τη βοήθεια του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.



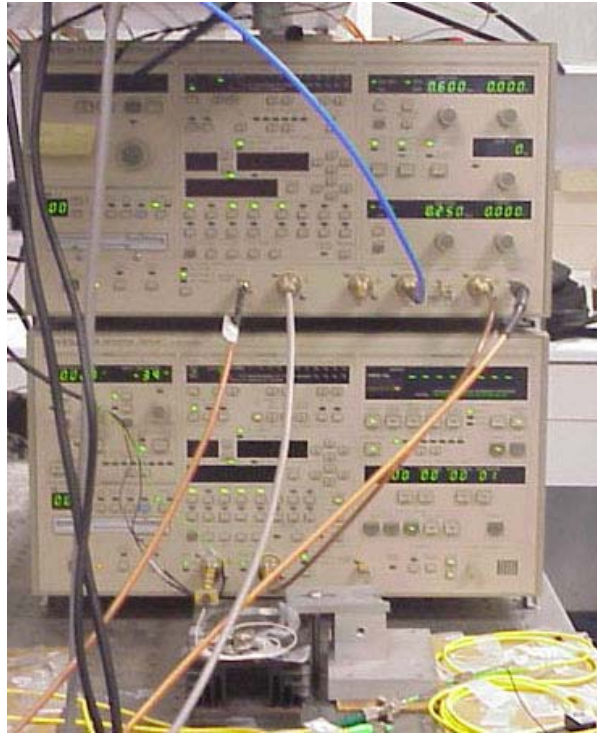
Εικόνα 4. 22: Δημιουργία των δεδομενοπακέτων

Αρχικά υποθέτουμε ότι η ροή δεδομένων χωρίζεται και οργανώνεται σε χρονικές περιόδους, που περιέχουν ένα αριθμό από χρονοσχισμές και ότι κάθε δεδομενοπακέτο απασχολεί μια χρονοσχισμή [4.34][4.35]. Το κύκλωμα παραγωγής των τεσσάρων χρονοσχισμών αποτελείται από μια δίοδο laser στα 1553 nm (Ld4), μία γεννήτρια μορφοτύπου (Pattern Generator) στα 10 Gbps και έναν διαμορφωτή σήματος (MOD). Το οπτικό σήμα που παράγεται στην έξοδο του κυκλώματος αυτού είναι ένα περιοδικό σήμα 4 χρονοσχισμών, που περιλαμβάνει τρία πακέτα δεδομένων στις τρεις πρώτες χρονοσχισμές ενώ η τελευταία επιλέγεται να είναι άδεια (θα μπορούσε και η τελευταία να περιέχει δεδομενοπακέτο). Σε αυτό το σημείο πρέπει να παρατηρήσουμε ότι το κάθε πακέτο δεδομένων χωρίζεται από το επόμενο με ένα χρονικό διάκενο (time interval) (βλέπε και Εικόνα 4. 2), ώστε να είναι εφικτός ο διαχωρισμός τους.

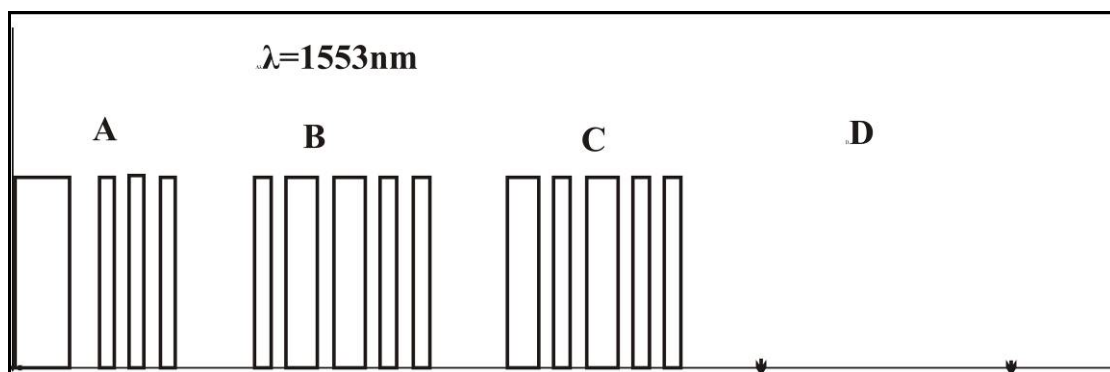
Πιο συγκεκριμένα η γεννήτρια μορφοτύπου (Pattern Generator) δημιουργεί τρεις αλληλουχίες από bits (μήκους 25 bits η καθεμία), ενώ μεταξύ τους παρεμβάλλεται ένα χρονικό διάστημα σταθερού μήκους 15 μηδενικών bits και στο τέλος ακολουθεί η κενή χρονοσχισμή. Το σήμα αυτό με τη βοήθεια του διαμορφωτή (MOD) διαμορφώνει το οπτικό ημίτονο που παράγεται από τη δίοδο laser (LD4) στα 1553 nm. Συνολικά το περιοδικό σήμα αποτελείται από 4 χρονοσχισμές μήκους 40 bits η καθεμία, οπότε η περίοδος του σήματος έχει συνολικό μέγεθος 160 bits. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι 10 Gbps, προκύπτει ότι η διάρκεια μετάδοσης ενός δεδομενοπακέτου είναι $\frac{25bits}{10Gbps} = 2,5nsec$, μια χρονοσχισμή διαρκεί $\frac{40bits}{10Gbps} = 4nsec$ ενώ η διάρκεια μιας

περιόδου του σήματος είναι $\frac{160\text{bits}}{10\text{Gbps}} = 16\text{nsec}$. Αυτό το σήμα (Εικόνα 4. 24),

εισέρχεται ως σήμα ελέγχου στο πρώτο ΜΖΙ. Όπως φαίνεται στην εικόνα αυτή έχουμε αντιστοιχίσει τις χρονοσχημές στα γράμματα Α,Β,С ακολουθώντας τη σειρά εμφάνισης, ενώ στην κενή χρονοσχημή αντιστοιχίζεται το γράμμα D.

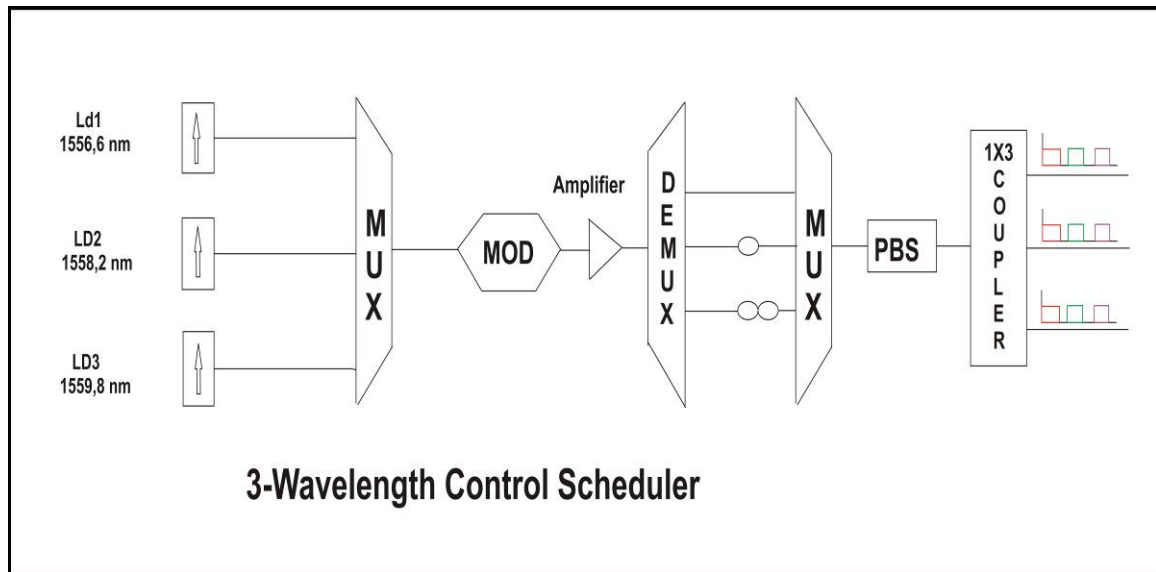


Εικόνα 4. 23: Γεννήτρια δεδονοπακέτων και BER tester



Εικόνα 4. 24: Τρία διαδοχικά δεδονοπακέτα χωριζόμενα με χρονικό διάκενο (time interval) ανάμεσά τους, ακολουθούμενα από μια κενή χρονοσχημή

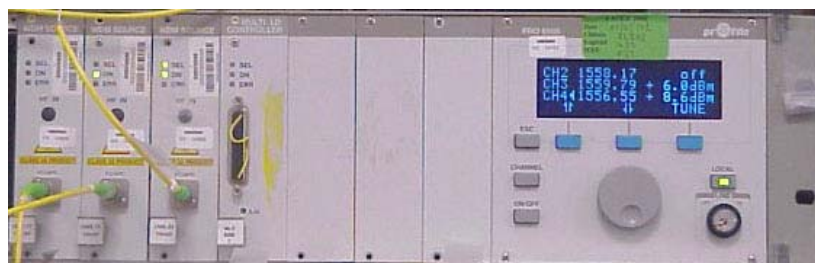
4.5.2 Δημιουργία περιβαλλουσών πακέτων



Εικόνα 4. 25: Δημιουργία των περιβαλλουσών πακέτων

Στην υποπαράγραφο αυτή περιγράφεται η διάταξη με τη βοήθεια της οποίας δημιουργείται το οπτικό σήμα που ελέγχει την αναδιάταξη των χρονοσχημάτων του χρονικού πλαισίου σε κάθε στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχημάτων. Με λίγα λόγια, περιγράφεται το κύκλωμα εκείνο που δημιουργεί τα κατάλληλα οπτικά σήματα που θα μετατρέψουν την κάθε χρονοσχημή στο χρονικό πλαίσιο στο κατάλληλο μήκος κύματος έτσι ώστε η χρονοσχημή αυτή να μπορέσει να προσπελάσει την επιθυμητή γραμμή καθυστέρησης.

Το οπτικό σήμα που δημιουργείται από το παρόν κύκλωμα χρησιμοποιείται σαν είσοδος των συμβολομέτρων MZI των τριών σταδίων που αποτελούν το κύκλωμα του αντιμεταθέτη χρονοσχημάτων. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στην Εικόνα 4. 25. Όπως φαίνεται και στην εικόνα αυτή, τρεις δίοδοι laser επιφορτίζονται με την δημιουργία σημάτων CW σε τρία διαφορετικά μήκη κύματος : η πρώτη (LD1) παράγει σήμα CW στα 1556,6nm, η δεύτερη (LD2) στα 1558,2nm ενώ η τρίτη (LD3) στα 1559,8nm.



Εικόνα 4. 26: Γεννήτρια των σημάτων σταθερής ισχύος CW στα τρία μήκη κύματος

Τα τρία αυτά σήματα CW εισάγονται σε πολυπλέκτη 3x1 (MUX- AWG) (Εικόνα 4. 27), στην έξοδο του οποίου λαμβάνουμε ένα πολυπλεγμένο κατά μήκος κύματος σήμα WDM. Στη συνέχεια το πολυπλεγμένο αυτό σήμα εισάγεται στον

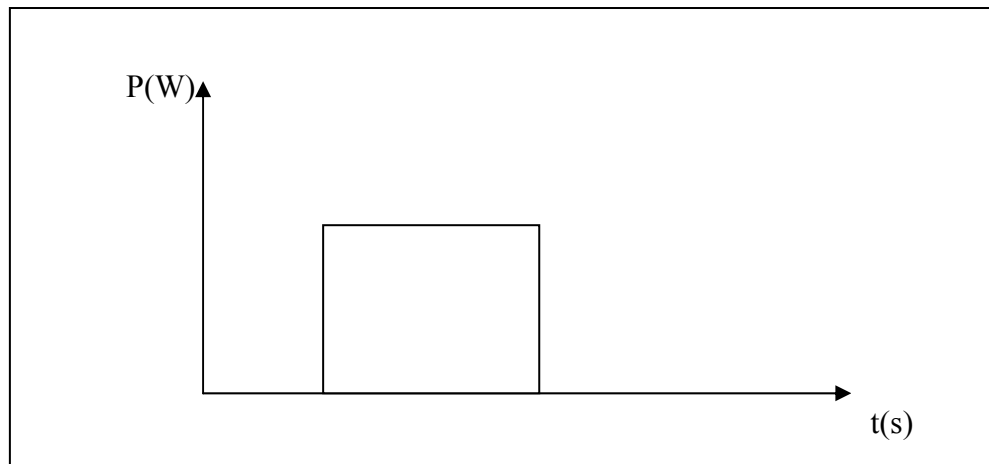
διαμορφωτή (Mod Ti:LiNbO₃) (Εικόνα 4. 28), ο οποίος διαμορφώνει το καθένα από τα τρία σήματα CW σε περιβάλλουσες πακέτων, τρεις συνολικά σε διαφορετικό μήκος κύματος η κάθε μία (Εικόνα 4. 29). Οι τρεις αυτές περιβάλλουσες είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους πράγμα που σημαίνει ότι η μία «πέφτει» πάνω στην άλλη. Η διάρκεια των περιβαλλουσών αυτών είναι ίση με τη διάρκεια των δεδομένοπακέτων που δημιουργεί η γεννήτρια εισερχομένων δεδομένοπακέτων στα 10Gb/s (10Gb/s Incoming Data Packet Generator) και που μελετήσαμε στην προηγούμενη παράγραφο. Η διαδικασία αυτή δημιουργίας των περιβαλλουσών συνίσταται στον περιορισμό της ενέργειας κάθε σήματος CW σε ένα συγκεκριμένο χρονικό παράθυρο σε αντίθεση με το σήμα CW που αντιστοιχεί σε μια σταθερή στάθμη ενέργειας. Το χρονικό αυτό παράθυρο είναι ίσο με τη διάρκεια ενός δεδομένοπακέτου που όπως υπολογίσθηκε πριν είναι 2,5 nsec.



Εικόνα 4. 27: Πολυπλέκτης AWG



Εικόνα 4. 28: Οπτικός διαμορφωτής (Mod Ti:LiNbO₃)



Εικόνα 4. 29: Περιβάλλουσα πακέτου όπως προκύπτει από την έξοδο του διαμορφωτή Ti:LiNbO₃

Το οπτικό σήμα με τις τρεις περιβάλλουσες των πακέτων πολυπλεγμένες κατά WDM εισάγεται στη συνέχεια στον αποπολυπλέκτη 1x3 (DEMUX) και από την έξοδο του προκύπτουν τρία σήματα τα οποία ουσιαστικά είναι τρεις περιβάλλουσες πακέτων σε μήκη κύματος 1556,6nm, 1558,2nm και 1559,8nm αντίστοιχα. Τα σήματα αυτά φαίνονται στην Εικόνα 4. 30.

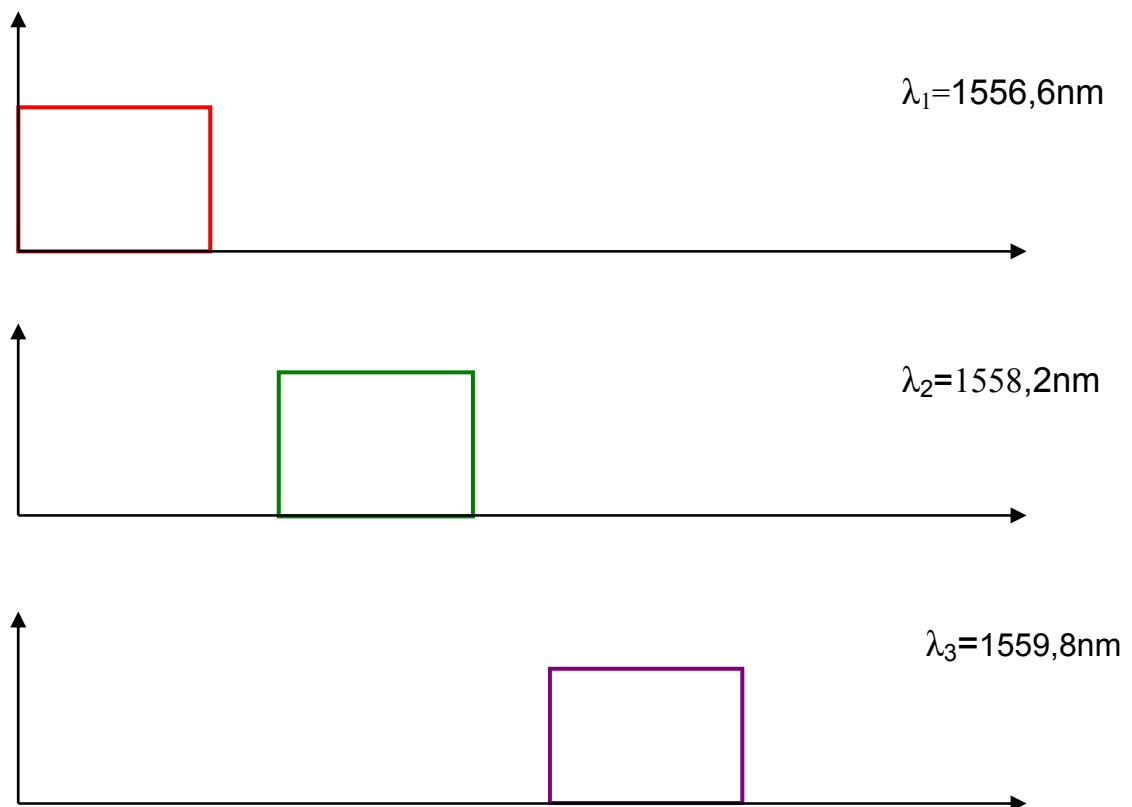


Εικόνα 4. 30: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων όπως προκύπτουν από την έξοδο του αποπολυπλέκτη

Οι τρεις αυτές, αποπλεγμένες πλέον, περιβάλλουσες πακέτων μπαίνουν στη συνέχεια σε τρεις οπτικές γραμμές καθυστέρησης (optical delay lines), όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4. 25. Οι οπτικές γραμμές καθυστέρησης είναι τμήματα οπτικής ίνας διαφορετικού μήκους το καθένα και χρησιμοποιούνται για να προσδώσουν συγκεκριμένη καθυστέρηση (ανάλογα με το μήκος τους) στα σήματα που τις προσπελαίνουν. Κάθε περιβάλλουσα διέρχεται από μία γραμμή καθυστέρησης, ανάλογα με το μήκος κύματός της, και οδεύει προς το επόμενο στοιχείο της διάταξης που είναι ένας πολυπλέκτης (MUX). Έτσι, η πρώτη περιβάλλουσα, παίρνοντας μηδενική καθυστέρηση, εισέρχεται κατευθείαν στον πολυπλέκτη. Στη δεύτερη περιβάλλουσα εισάγεται μέσω σταθερού τμήματος οπτικής ίνας (0,8m) καθυστέρηση μιας χρονοσχιμής, με αποτέλεσμα αυτή να προσχωρήσει στην δεύτερη χρονοσχιμή του χρονικού πλαισίου, ενώ στην τρίτη περιβάλλουσα παρεμβάλλεται καθυστέρηση δυο χρονοσχιμών (1,6m μήκος παρεμβαλλόμενης οπτικής ίνας), ούτως ώστε αυτή να προσχωρήσει στην τρίτη χρονοσχιμή και τα σήματα να μη συμπέσουν χρονικά.

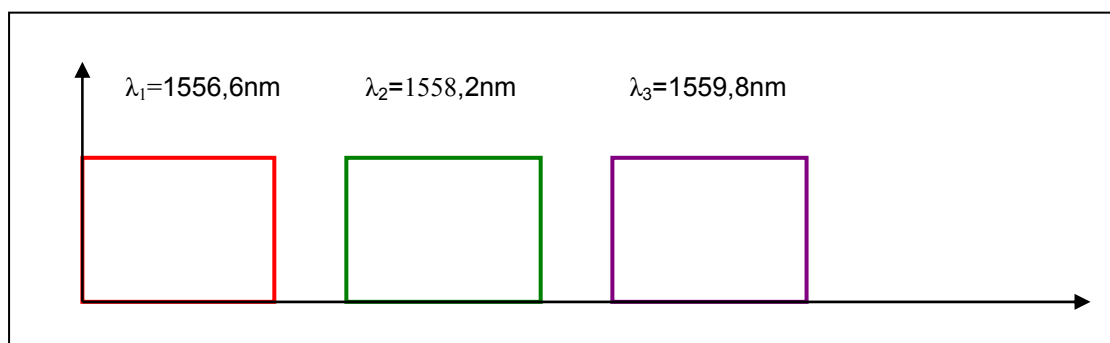
Οι αντιστοιχίες των μηκών οπτικής ίνας που παρεμβάλλεται στις οπτικές γραμμές καθυστέρησης με τις επιθυμητές χρονοκαθυστερήσεις προκύπτουν από τη σχέση $s = \frac{T}{5}$ (m), (βλέπε Παράρτημα Α), όπου s είναι το μήκος της οπτικής ίνας σε μέτρα (m) που αντιστοιχεί σε χρονική καθυστέρηση T (σε nsec). Έτσι, για χρονική καθυστέρηση μιας χρονοσχιμής δηλαδή $T=4$ nsec (όπως αποδείχθηκε παραπάνω) είναι $s=0,8m$, ενώ για καθυστέρηση δύο χρονοσχιμών δηλαδή $T=8$ nsec, είναι $s=1,6m$.

Με βάση την παραπάνω ανάλυση, πριν την είσοδό τους στον πολυπλέκτη, οι οπτικές περιβάλλουσες πακέτων απεικονίζονται παραστατικά στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 4. 31: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων πριν την είσοδό τους στο δεύτερο πολυπλέκτη

Μετά την είσοδο των τριών αυτών σημάτων στον πολυπλέκτη και την πολύπλεξή τους με τη μέθοδο WDM, προκύπτει ένα σήμα που έχει τη μορφή της Εικόνα 4. 32, όπου ορίζουμε το κόκκινο χρώμα να αντιστοιχεί στο μήκος κύματος $\lambda_1=1556,6\text{nm}$, το πράσινο χρώμα στο $\lambda_2=1558,2\text{nm}$ και το μωβ στο $\lambda_3=1559,8\text{nm}$, τόσο στο παρόν αλλά και στα επόμενα γραφήματα.



Εικόνα 4. 32: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων πολυπλεγμένες σε ένα ενιαίο σήμα. Παρατηρούμε την ύπαρξη του σταθερού χρονικού διαστήματος ανάμεσα στις τρεις περιβάλλουσες

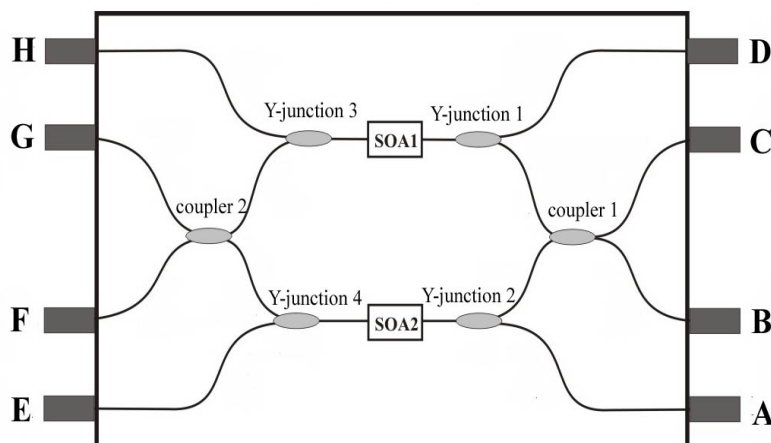
Το πολυπλεγμένο σήμα εισέρχεται έπειτα σε ένα διαχωριστή πόλωσης (PBS- Polarization Beam Splitter), ώστε τα τρία διαφορετικού μήκους κύματος

σήματα που θα προκύψουν μετά τον διαχωριστή και θα αποτελέσουν την είσοδο για τα MZI, να έχουν την ίδια πόλωση. Η λειτουργία του PBS συνίσταται στον διαχωρισμό της πόλωσης του σήματος στους δυο άξονες x και y και στην επιλογή της μιας εξ αυτών για το σήμα. Αυτή η διαδικασία είναι αναγκαία για να μπορούμε να ελέγχουμε την πόλωση και των τριών μηκών κύματος στην είσοδο του κάθε MZI χρησιμοποιώντας έναν κοινό ελεγκτή πόλωσης καθώς ως γνωστόν, το MZI είναι ένα πολωτικά ευαίσθητο στοιχείο.

Το τελευταίο στάδιο επεξεργασίας πριν το πολυπλεγμένο σήμα φτάσει στα συμβολόμετρα MZI αποτελεί ο διαχωριστής (1×3 coupler) ο οποίος δημιουργεί τρία αντίγραφα του αρχικού σήματος ίσης ισχύος, η οποία ισούται με το $1/3$ της ισχύος εισόδου στο διαχωριστή. Καθένα από τα τρία αυτά σήματα θα αποτελέσει την είσοδο του MZI για τα τρία επόμενα στάδια, που αποτελούν και τα κύρια στάδια του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.

4.5.3 Το οπτικό συμβολόμετρο MZI ως μετατροπέας μήκους κύματος (wavelength converter)

Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων πολυπλεγμένες κατά WDM σε ένα ενιαίο σήμα, με τον τρόπο που περιγράφηκε στην παραπάνω ενότητα, εισάγονται στη συνέχεια στην είσοδο ενός συμβολομετρικού διακόπτη MZI με SOA. Στην είσοδο ελέγχου του διακόπτη αυτού εισάγεται η ακολουθία των τεσσάρων χρονοσχισμών με τα δεδομοπακέτα, η διαδικασία παραγωγής της οποίας περιγράφηκε σε προηγούμενη ενότητα. Στον συμβολομετρικό διακόπτη πραγματοποιείται μετατροπή μήκους κύματος και έτσι τα δεδομένα από κάθε μία από τις εισερχόμενες χρονοσχισμές «χρωματίζονται» στο μήκος κύματος της περιβάλλουσας πακέτου η οποία μπαίνει μέσα στον συμβολομετρικό διακόπτη την ίδια χρονική στιγμή με τη δεδομένη χρονοσχισμή. Έτσι, δεδομένου ότι δεδομένα υπάρχουν μόνο στις τρεις πρώτες χρονοσχισμές του χρονικού πλαισίου και δεδομένου ότι οι περιβάλλουσες πακέτων του οπτικού σήματος εισόδου στο MZI βρίσκονται σε διαφορετικό μήκος κύματος, αναμένεται στην έξοδο του συμβολομέτρου να προκύψει ένα χρονικό πλαίσιο με χρονοσχισμές τα δεδομένα των οποίων θα βρίσκονται σε διαφορετικό μήκος κύματος. Τόσο το οπτικό σήμα εισόδου στο συμβολομετρικό διακόπτη όσο και το οπτικό σήμα ελέγχου περνούν από έναν βραχίονα ελέγχου ισχύος και πόλωσης πριν από την είσοδό τους μέσα στο συμβολομετρικό διακόπτη. Ο βραχίονας αυτός αποτελείται από ρυθμιζόμενους οπτικούς εξασθενητές (variable optical attenuators – VOA) και ελεγκτές πόλωσης (polarization controller – PC) για την βελτιστοποίηση της ισχύος και της πολωτικής κατάστασης τους οπτικού σήματος πριν την είσοδό του στο διακόπτη. Στην έξοδο μεταγωγής του συμβολομετρικού διακόπτη έχει τοποθετηθεί οπτικός ενισχυτής ερβίου (EDFA) για την ενίσχυση του οπτικού σήματος και ένας αποπολυπλέκτης μήκους κύματος (AWG), ο οποίος δρα σαν ένα ζωνοπερατό φίλτρο (optical bandpass-BP filter) για την καταπίεση του θορύβου ASE που παράγεται από τους SOAs του συμβολομέτρου MZI. Ένα σχηματικό διάγραμμα του εσωτερικού ενός συμβολομετρικού διακόπτη φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί.



Εικόνα 4. 33: Σχηματικό διάγραμμα MZI

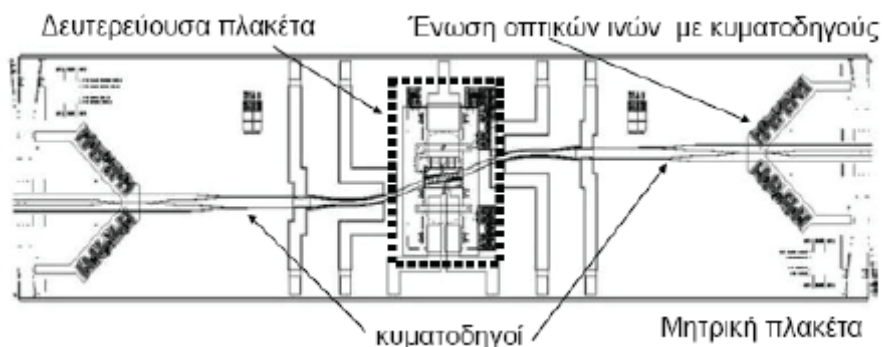
Η μετατροπή μήκους κύματος με τη βοήθεια του συμβολομετρικού αυτού διακόπτη επιτυγχάνεται ως εξής: Ο οπτικός παλμός που εισέρχεται ως σήμα ελέγχου στον διακόπτη, μεταβάλλει το κέρδος του ενισχυτή SOA 2, με αποτέλεσμα να μεταβληθεί και η φάση του πεδίου του σήματος εισόδου που συμπίπτει χρονικά με τον παλμό ελέγχου (στην περίπτωση μας μία από τις περιβάλλουσες των πακέτων), το οποίο επίσης διέρχεται από τον SOA 2. Ο παλμός ελέγχου προκαλεί την μεταβολή φάσης του σήματος εισόδου στο κάτω βραχίονα κατά π σε σχέση με τη φάση του σήματος εισόδου στον πάνω βραχίονα, για το χρονικό διάστημα του παλμού ελέγχου συν τον χρόνο ανάκαμψης του κέρδους του SOA 2. Ο παλμός που αντιστοιχεί στο άθροισμα των δύο χρονικών διαστημάτων, εμφανίζεται στη θύρα μεταγωγής του διακόπτη MZI με το μήκος κύματος μεταβλημένο από τα 1553 nm που ήταν το σήμα ελέγχου (ακολουθία χρονοσχισμών) σε ένα από τα τρία μήκη κύματος των περιβαλλουσών πακέτων που εισέρχονται μέσα στο συμβολόμετρο από τη θύρα εισόδου (1556,6nm, 1558,2nm και 1559,8nm). Το αποτέλεσμα της μετατροπής του μήκους κύματος είναι μια ακολουθία χρονοσχισμών με δεδομένοπακέτα σε διαφορετικό μήκος κύματος το κάθε ένα και θα παρουσιαστεί αναλυτικά στα παρακάτω, όπου θα περιγραφούν τα αποτελέσματα από το κάθε στάδιο ξεχωριστά.

4.5.4 Τετραπλός ψηφιακός διακόπτης MZI

Ο διακόπτης Mach-Zehnder είναι ο πρώτος, και μέχρι πριν λίγο καιρό ήταν και ο μοναδικός μεταξύ των οπτικών διακοπών, που είχε ολοκληρωθεί σε ένα και μόνο πλινθίο. Η δυνατότητα ολοκλήρωσης είναι ένα ιδιαίτερα σημαντικό πλεονέκτημα της διάταξης του MZI, καθώς βελτιώνει τη σταθερότητα, διευκολύνει τη χρήση του, και επιτρέπει, θεωρητικά, την κατασκευή πιο πολύπλοκων διατάξεων με χρήση πολλαπλών πυλών. Στην παρούσα διδακτορική διατριβή χρησιμοποιήθηκαν οι υβριδικά ολοκληρωμένοι συμβολομετρικοί διακόπτες που κατασκεύασε η εταιρία Centre for Integrated Photonics, στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού Ερευνητικού Προγράμματος EU-IST-MUFINS [4.36]. Αντικείμενο του προγράμματος ήταν εξέλιξη της τεχνολογίας ολοκλήρωσης των οπτικών συμβολομετρικών διακοπών, με απώτερο στόχο την ολοκλήρωση τεσσάρων πυλών στο ίδιο πλινθίο. Το παραπάνω οδήγησε στην κατασκευή της τετραπλής

συστοιχίας των ολοκληρωμένων διακοπών πάνω σε μια κοινή υβριδική πλατφόρμα, η οποία αποτέλεσε το βασικό κύκλωμα του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών [4.34][4.35][4.37][4.38]. Στην ενότητα αυτή γίνεται μια σύντομη αναφορά στη μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης ενός συμβολομετρικού διακόπτη Mach-Zehnder με ημιαγωγίμους οπτικούς ενισχυτές. Στο τέλος της ενότητας αυτής γίνεται ειδική αναφορά στην υβριδική ολοκλήρωση των τεσσάρων συμβολομέτρων Mach-Zehnder πάνω σε ένα κοινό chip.

Η υβριδική ολοκλήρωση αφορά την παθητική συναρμολόγηση των διάφορων στοιχείων που απαρτίζουν το συμβολόμετρο, καθένα κατασκευασμένο με τα βέλτιστα για τη λειτουργία του υλικά, σε μια κοινή πλατφόρμα, που ονομάζεται μητρική πλατφόρμα. Ο υβριδικά ολοκληρωμένος συμβολομετρικός διακόπτης SOA-MZI [4.39] αποτελείται από δύο βασικά δομικά στοιχεία, τη «μητρική πλακέτα» (motherboard) και τη δευτερεύουσα πλακέτα (daughterboard), η οποία περιέχει τους ημιαγωγίμους ενισχυτές και τις κατάλληλες ηλεκτρικές επαφές. Το σχεδιάγραμμα ενός τέτοιου ολοκληρωμένου διακόπτη φαίνεται στην Εικόνα 4. 34, όπου διακρίνονται οι SOA πάνω στη δευτερεύουσα πλακέτα, οι ηλεκτρικές επαφές, οι κυματοδηγοί της μητρικής πλακέτας και τέλος οι ενώσεις των οπτικών ινών με τους κυματοδηγούς.



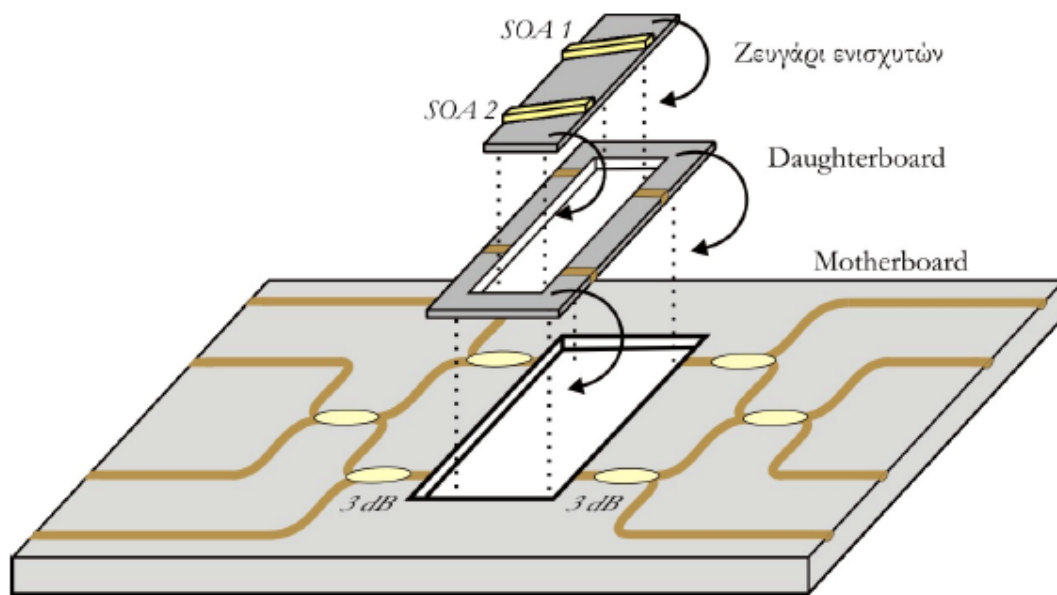
Εικόνα 4. 34: Σχηματικό διάγραμμα της μητρικής πλακέτας του υβριδικά ολοκληρωμένου Mach-Zehnder.

Η συνολική διαδικασία συναρμολόγησης του άνωθεν εικονιζόμενου υβριδικά ολοκληρωμένου διακόπτη Mach-Zehnder χωρίζεται σε τέσσερα διακριτά βήματα:

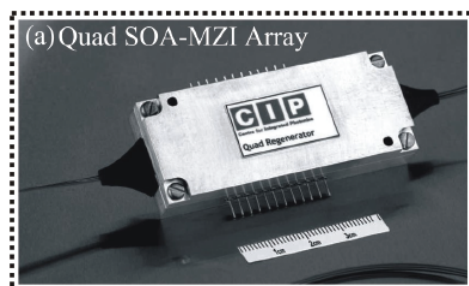
- Ανάπτυξη των ενεργών ημιαγωγίμων στοιχείων (SOA)
- Ανάπτυξη της δευτερεύουσας πλακέτας συναρμολόγησης που θα υποδεχθεί τα ενεργά στοιχεία. Προσαρμογή των ενεργών στοιχείων.
- Ανάπτυξη της μητρικής πλακέτας με τους κυματοδηγούς και κατάλληλη οπή για να υποδεχθεί τη δευτερεύουσα πλακέτα.
- Προσαρμογή των φακοποιημένων οπτικών ινών στη μητρική πλακέτα.

Η Εικόνα 4. 35 απεικονίζει τη διαδικασία ολοκλήρωσης του Mach Zehnder. Οι SOA, αφού κατασκευαστούν σε μορφή συστοιχιών σε πλατφόρμες από GaAs/InP και κοπούν σε ζεύγη, τους τοποθετούνται αντι-ανακλαστικές επιστρώσεις (antireflectioncoating), για να αποφευχθούν πιθανές ανακλάσεις μέσα στην τελική

συσκευή. Η ψηφίδα με το ζεύγος των SOA κατόπιν τοποθετείται στην κατάλληλα διαμορφωμένη για την υποδοχή τους δευτερεύουσα πλακέτα με τη μέθοδο flip-chip. Η πλακέτα αυτή είναι κατασκευασμένη από πυρίτιο-Si, διαθέτει κατάλληλες εγκοπές για την ορθή ευθυγράμμιση της με τη μητρική πλακέτα, ενώ σ' αυτή είναι ενσωματωμένες και οι ηλεκτρικές επαφές με τις οποίες διοχετεύεται ηλεκτρικό ρεύμα στους ενισχυτές. Στο τρίτο στάδιο της συναρμολόγησης η δευτερεύουσα πλακέτα τοποθετείται πλάι με τη μέθοδο flip-chip στις υποδοχές της μητρικής πλακέτας, η οποία είναι ένα επίπεδο φωτο-κυματικό κύκλωμα (planar lightwave circuit - PLC) [4.39] στο οποίο έχουν χαραχθεί οι κυματοδηγοί και οι συζεύκτες που σχηματίζουν το συμβολόμετρο. Οι κυματοδηγοί αποτελούνται από SiO₂, που βρίσκεται μέσα σε υπόστρωμα πυριτίου -Si, (silica on silicon). Τέλος, η σύνδεση των κυματοδηγών της μητρικής πλατφόρμας με τις οπτικές ίνες επιτυγχάνεται με τη χρήση συστήματος «silicon arrowhead», το οποίο είναι ένα κομμάτι πυριτίου σε σχήμα βέλους στο οποίο έχουν προσαρμοστεί οι οπτικές ίνες, και με συναρμολόγηση ακριβείας τοποθετείται στις κατάλληλα διαμορφωμένες υποδοχές της μητρικής πλακέτας. Το υβριδικά ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder συσκευάζεται τελικά με την τοποθέτηση θερμο-οπτικών στοιχείων αλλαγής φάσης σε συμπαγή συσκευασία, όπως εικονίζεται στην Εικόνα 4. 36 όπου φαίνεται πλέον η τετραπλή συστοιχία των οπτικών διακοπών σε συμπαγής συσκευασία.

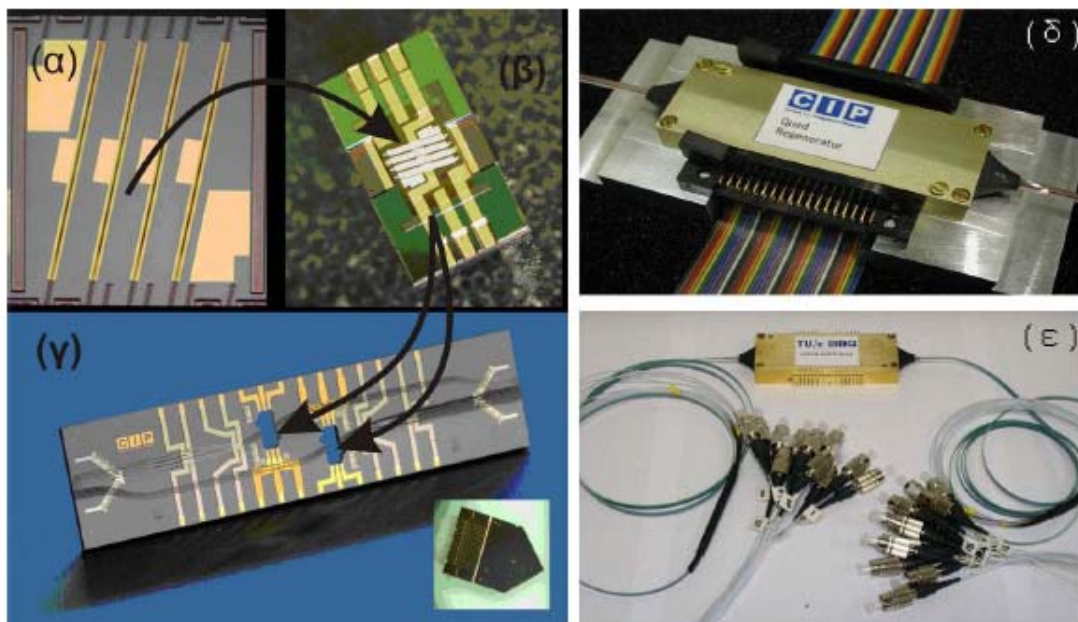


Εικόνα 4. 35: Απεικόνιση της διαδικασίας ολοκλήρωσης του υβριδικού διακόπτη MZI με τη μέθοδο 'flip-chip'.



Εικόνα 4. 36: Η τετραπλή συστοιχία των οπτικών διακοπών σε συμπαγής συσκευασία.

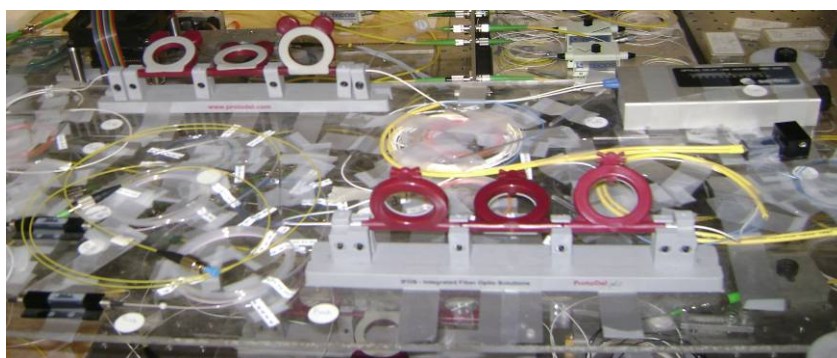
Η κατασκευή πολλαπλών ολοκληρωμένων οπτικών πυλών σ' ένα πλινθίο αποτελεί το πρώτο βήμα προς το οπτικό VLSI και εδραιώνει τη μετάβαση της οπτικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης στο επίπεδο του PLCB. Η διαδικασία κατασκευής του υβριδικά ολοκληρωμένου τετραπλού πλινθίου με τους τέσσερις συμβολομετρικούς διακόπτες SOA-MZI (Quad-MZI - QMZI) [4.40] που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχησμών είναι παρόμοια με αυτή της κατασκευής του απλού SOA-MZI που περιγράφηκε στην παραπάνω ενότητα, με τη μόνη διαφορά ότι χρησιμοποιούνται τετραπλά στοιχεία. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιούνται δυο πλακίδια μονολιθικής ολοκλήρωσης που αποτελούνται πλέον από τέσσερις ημιαγωγίμους ενισχυτές SOA το καθένα, όπως αυτό φαίνεται στην Εικόνα 4. 37. Αυτό με τη σειρά του τοποθετείται σε κατάλληλα τροποποιημένες δευτερεύουσες πλακέτες (Εικόνα 4. 37β), οι οποίες τελικά τοποθετούνται με τη μέθοδο flip-chip στις κατάλληλα διαμορφωμένες υποδοχές της μητρικής πλακέτας. Σ' αυτή είναι επίσης χαραγμένοι οι κυματοδηγοί που σχηματίζουν τα τέσσερα συμβολόμετρα Mach-Zehnder. Ο μοναδικός σχεδιαστικός συμβιβασμός που απαιτήθηκε ήταν η μείωση των δευτερευουσών θυρών ελέγχου των συμβολομέτρων, ώστε να απλουστευτεί η συμφόρηση των κυματοδηγών και των εισόδων/εξόδων του τελικού ολοκληρωμένου. Επομένως ο αριθμός θυρών για κάθε συμβολόμετρο έγινε 6 (2 εισοδοί, 2 έλεγχοι, 2 έξοδοι) από 8 που είναι στα μονά ολοκληρωμένα (2 εισοδοί, 4 έλεγχοι, 2 έξοδοι). Παρολ' αυτά το τελικό ολοκληρωμένο εμφανίζει τον εκπληκτικό αριθμό των 24 θυρών εισόδων/εξόδων, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4. 37ε.



Εικόνα 4. 37: Συστοιχία τεσσάρων μονολιθικά ολοκληρωμένων SOA β) Δευτερεύουσα Πλακέτα γ) Μητρική Πλακέτα δ) Πλήρως συσκευασμένο 4-πλό υβριδικά ολοκληρωμένο πλινθίο με το καλώδιο τροφοδοσίας των 8 ενισχυτών SOA ε) οι οπτικές επαφές του στοιχείου με 24 συνδέσεις.

4.5.5 Πειραματική υλοποίηση των τριών σταδίων του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών

Κάθε στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών απασχολεί ένα συμβολομετρικό διακόπτη MZI με SOA από την τετραπλή συστοιχία που περιγράφηκε παραπάνω και ένα κλάδο που περιλαμβάνει έναν πολυπλέκτη και έναν αποπολυπλέκτη ανάμεσα στους οποίους υπάρχει μια συστοιχία τριών γραμμών οπτικής καθυστέρησης με διαφορετική χρονική καθυστέρηση η κάθε μία (bank delay). Πριν από κάθε θύρα εισόδου ή ελέγχου του MZI, υπάρχει ένας βραχίονας (branch) για τον έλεγχο της πόλωσης και της ισχύος των σημάτων, για την εξασφάλιση της σωστής λειτουργίας του MZI (Εικόνα 4. 38). Ο βραχίονας αυτός αποτελείται από ρυθμιζόμενους οπτικούς εξασθενητές (variable optical attenuators – VOA) και ελεγκτές πόλωσης (polarization controller – PC) για την βελτιστοποίηση της ισχύος και της πολωτικής κατάστασης τους οπτικού σήματος πριν την είσοδό του στο διακόπτη.

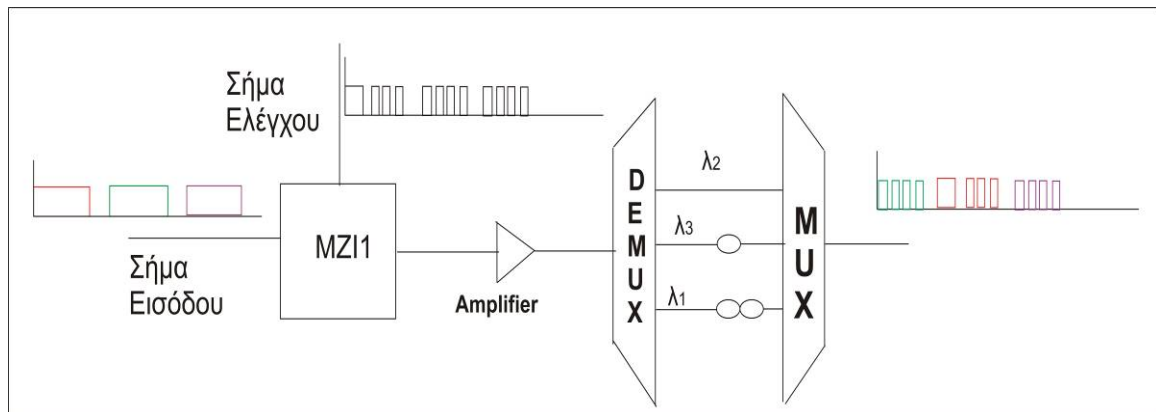


Εικόνα 4. 38: Βραχίονες ελέγχου ισχύος και πόλωσης των σημάτων

Όπως εξηγήθηκε και παραπάνω, στη συγκεκριμένη πειραματική υλοποίηση το κάθε MZI λειτουργεί ως μετατροπέας μήκους κύματος, βασισμένο στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) που προκαλείται από το σήμα ελέγχου, παραχωρώντας σε κάθε χρονοσχισμή που εμφανίζεται στη θύρα ελέγχου του ένα από τα τρία μήκη κύματος όπως αυτά εισέρχονται από τη θύρα εισόδου. Αμέσως μετά τον διακόπτη MZI υπάρχει, όπως είπαμε και παραπάνω, μια συστοιχία τριών γραμμών οπτικής καθυστέρησης με διαφορετική χρονική καθυστέρηση η κάθε μία. Κάθε χρονοσχισμή, ανάλογα με το μήκος κύματος με το οποίο είναι «χρωματισμένη» από τον μετατροπέα μήκους κύματος, προσπελαύνει την αντίστοιχη γραμμή καθυστέρησης. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται σε τρία στάδια και στην έξοδο του τρίτου σταδίου έχουμε το χρονικό πλαίσιο με την επιθυμητή αναδιάταξη στις χρονοσχισμές του.

Ο τέταρτος συμβολομετρικός διακόπτης της ολοκληρωμένης συστοιχίας των τεσσάρων συμβολομετρικών διακοπών MZI (4^ο στάδιο αντιμεταθέτη χρονοσχισμών) εκτελεί μετατροπή μήκους κύματος στο τελικό σήμα. Με τον τρόπο αυτό το χρονικό πλαίσιο πολλαπλών μηκών κύματος που προκύπτει από το τελευταίο στάδιο μετατρέπεται σε οπτικό σήμα ενός μόνο μήκους κύματος και έτσι μπορεί να δρομολογηθεί ενιαία από έναν δρομολογητή μήκους κύματος που πιθανόν να ακολουθεί το κύκλωμα του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών. Στη συνέχεια, ακολουθεί μια περισσότερο αναλυτική περιγραφή του καθενός σταδίου ξεχωριστά.

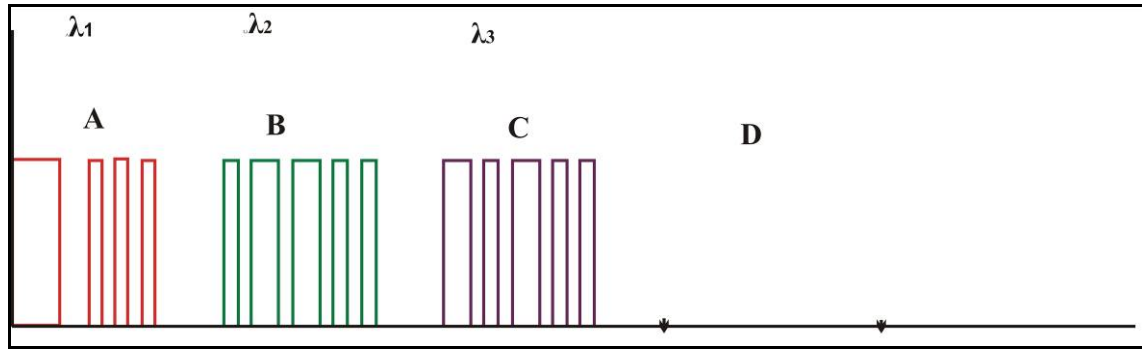
➤ 1ο Στάδιο



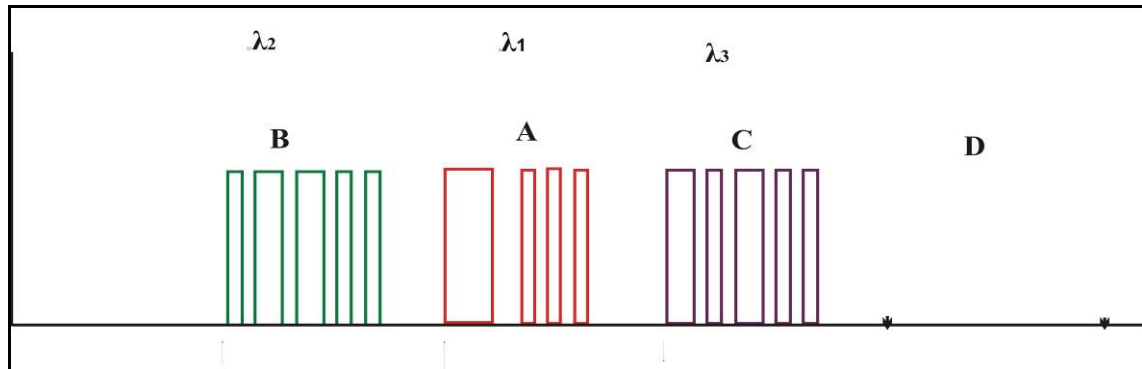
Εικόνα 4. 39: Το πρώτο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών

Η Εικόνα 4. 39 δείχνει το πρώτο στάδιο όπου πραγματοποιείται η πρώτη αντιμετάθεση των πακέτων που εμφανίζονται στην θύρα ελέγχου του MZI1.

Συγκεκριμένα στη θύρα ελέγχου του MZI1 εισάγεται το σήμα που περιλαμβάνει τα δεδομενοπακέτα της Εικόνα 4. 24 ενώ στη θύρα εισόδου του εισάγεται το ένα από τα τρία τμήματα του πολυπλεγμένου σήματος των περιβαλλουσών της Εικόνα 4. 32. Τα σήματα ελέγχου και εισόδου εισέρχονται στον MZI με ομόρροπη διάδοση (co-propagating configuration) καθώς βρίσκονται σε διαφορετικά μήκη κύματος, και έτσι ο κίνδυνος παρεμβολής μεταξύ τους είναι μηδαμινός. Η έξοδος του πρώτου MZI θα είναι το σήμα που φαίνεται στην Εικόνα 4. 40 και που δείχνει την μετατροπή των χρονοσχισμών που έχουν εισέλθει από την θύρα ελέγχου στα μήκη κύματος που έχουν εισέλθει από την θύρα εισόδου, με τη σειρά που αυτές εισέρχονται (δηλαδή η χρονοσχισμή A θα γραφτεί στο λ1, η B στο λ2 και η C στο λ3). Το σήμα αυτό εισέρχεται έπειτα στον αποπολυπλέκτη (DEMUX) και καθεμία από τις χρονοσχισμές υφίσταται μια προκαθορισμένη χρονική καθυστέρηση ανάλογα με το μήκος κύματος που της έχει ανατεθεί και που έχει προκύψει από τον αλγόριθμο που περιγράφηκε ανωτέρω. Συγκεκριμένα εισάγεται μηδενική καθυστέρηση (0T) για τη χρονοσχισμή B (1^{ος} βραχίονας), καθυστέρηση μίας χρονοσχισμής (1T) για τη χρονοσχισμή C (2^{ος} βραχίονας) και 2 χρονοσχισμών (2T) (3^{ος} βραχίονας) για τη χρονοσχισμή A. Τα τμήματα οπτικών ινών κάθε χρονικής καθυστέρησης αντιστοιχούν σε 0 m για τον πρώτο βραχίονα, 0,8 m για τον δεύτερο βραχίονα και 1,6 m για τον τρίτο βραχίονα. Οι καθυστερημένες χρονοσχισμές εισέρχονται στον πολυπλέκτη (MUX) που ακολουθεί και σαν αποτέλεσμα προκύπτει στην έξοδο του σταδίου ένα ενιαίο σήμα με τις χρονοσχισμές αναδιαταγμένες, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4. 41. Έτσι η ακολουθία (A,B,C,D) μετατρέπεται στη (B,A,C,D), αφού ανταλλάξαμε τη χρονοσχισμή A και τη B. Η προκύπτουσα ακολουθία αποτελεί το σήμα ελέγχου για τον MZI του δεύτερου σταδίου που ακολουθεί. Παρατηρούμε ότι όλες οι χρονοσχισμές έχουν μετατεθεί προς τα δεξιά (έπονται χρονικά) όπως προκύπτει από τις καθυστερήσεις που τους αναλογούν και φυσικά έπονται της χρονοσχισμής B η οποία θέλουμε να είναι πρώτη στη σειρά.

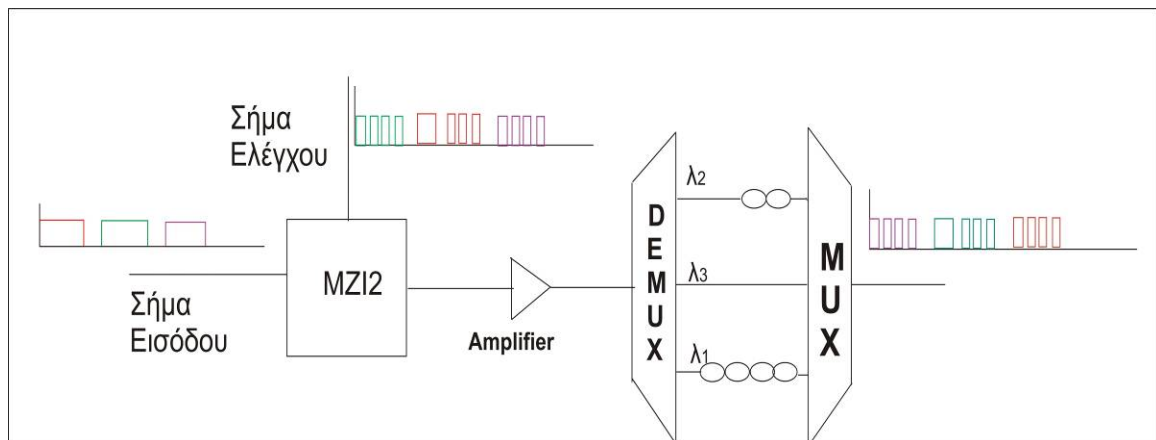


Εικόνα 4. 40: Έξοδος του πρώτου MZI



Εικόνα 4. 41: Έξοδος του πρώτου σταδίου και σήμα ελέγχου για το δεύτερο στάδιο

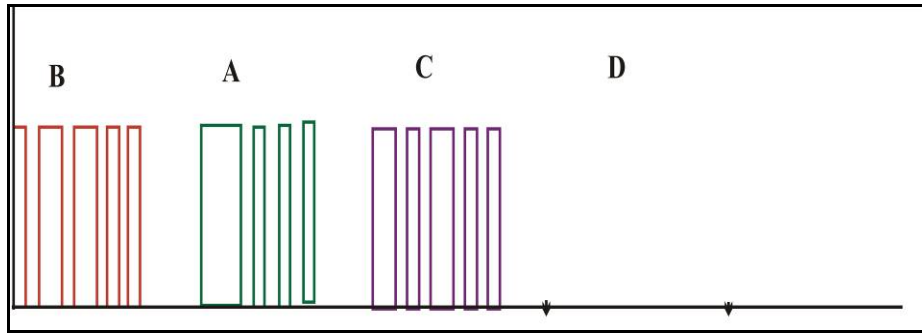
➤ 2ο Στάδιο



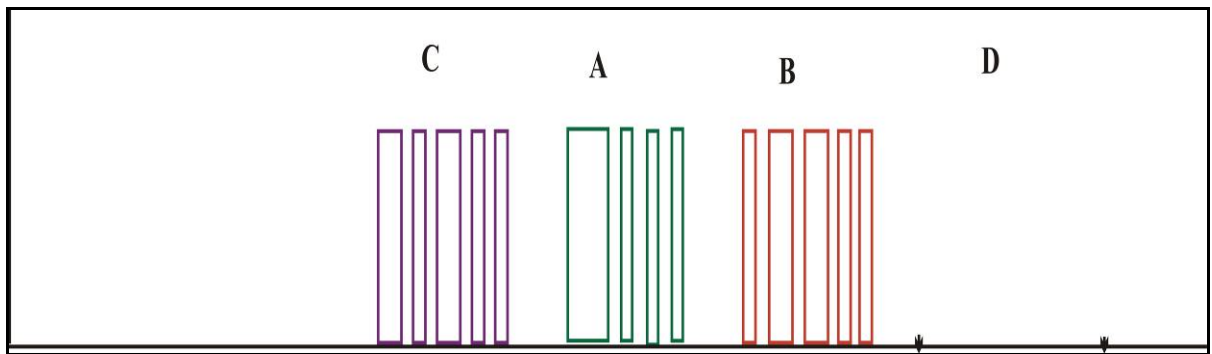
Εικόνα 4. 42: Το δεύτερο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών

Στο δεύτερο στάδιο (Εικόνα 4. 42) πραγματοποιείται η δεύτερη αντιμετάθεση των χρονοσχισμών που εμφανίζονται στην θύρα ελέγχου του MZI2.

Όπως ειπώθηκε και παραπάνω, το σήμα της Εικόνα 4. 41 αποτελεί το σήμα ελέγχου για τον MZI2, ενώ σήμα εισόδου είναι και πάλι ένα αντίγραφο της πολυπλεγμένης κατά μήκος κύματος ακολουθίας των περιβαλλουσών (Εικόνα 4. 32). Σε αντίθεση με το προηγούμενο στάδιο το σήμα τροφοδοτείται στη θύρα ελέγχου του δεύτερου MZI σε αντίθετη κατεύθυνση διάδοσης με το σήμα εισόδου (counter propagating configuration) επειδή υπάρχει περίπτωση να συμπίπτουν τα μήκη κύματος των σημάτων αυτών ($\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$), οπότε επιβάλλεται η αντίθετη κατεύθυνση διάδοσης ώστε να μην παρεμβάλουν. Η λειτουργία του MZI είναι ίδια όπως και στο προηγούμενο στάδιο και έχει σκοπό την μετατροπή του μήκους κύματος των πακέτων που απασχολούν τις χρονοσχιμές, ανάλογα με τη σειρά που αυτές εισέρχονται στον MZI, δηλαδή η B θα γραφτεί στο λ_1 , η A στο λ_2 και η C στο λ_3 (Εικόνα 4. 43). Ακολουθεί το πέρασμα του σήματος αυτού από την συστοιχία των τριών γραμμών οπτικής καθυστέρησης. Οι καθυστερήσεις των γραμμών αντιστοιχούν σε 0 χρονοσχιμές (0T) για τη χρονοσχιμή C που περνάει από τον 2^ο βραχίονα, 2 χρονοσχιμές (2T) και άρα 1,6 m μήκος οπτικής ίνας για τη χρονοσχιμή A που περνάει από τον 1^ο βραχίονα και 4 χρονοσχιμές (4T), άρα 3,2 m μήκος οπτικής ίνας για τη χρονοσχιμή B που περνάει από 3^ο βραχίονα. Έτσι τελικά στην έξοδο του δεύτερου σταδίου η ακολουθία (B,A,C,D) έχει μετατραπεί στην (C,A,B,D) η οποία φαίνεται στην Εικόνα 4. 44 και θα αποτελέσει το σήμα ελέγχου του τρίτου σταδίου.

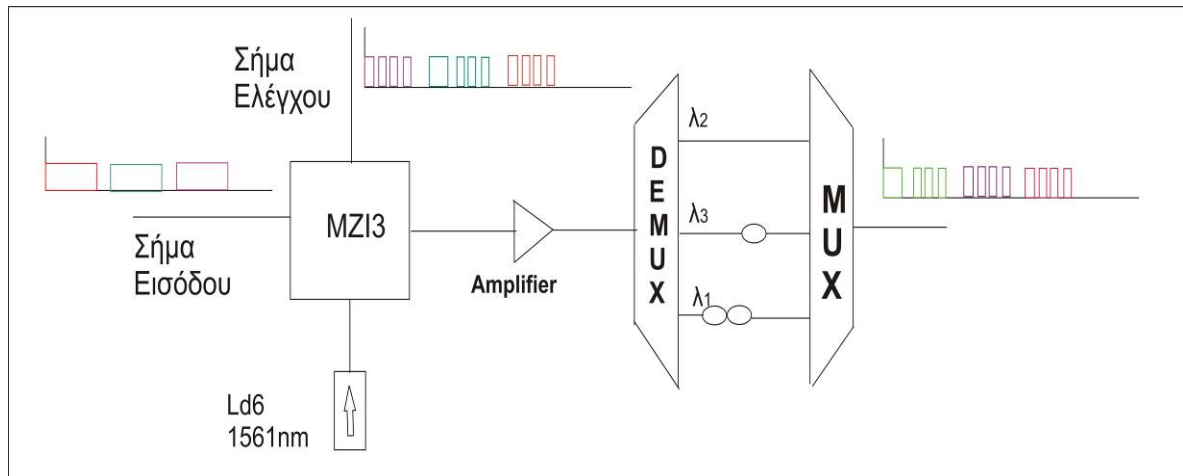


Εικόνα 4. 43: Έξοδος δεύτερου MZI



Εικόνα 4. 44: Έξοδος δεύτερου σταδίου και σήμα ελέγχου για MZI τρίτου σταδίου

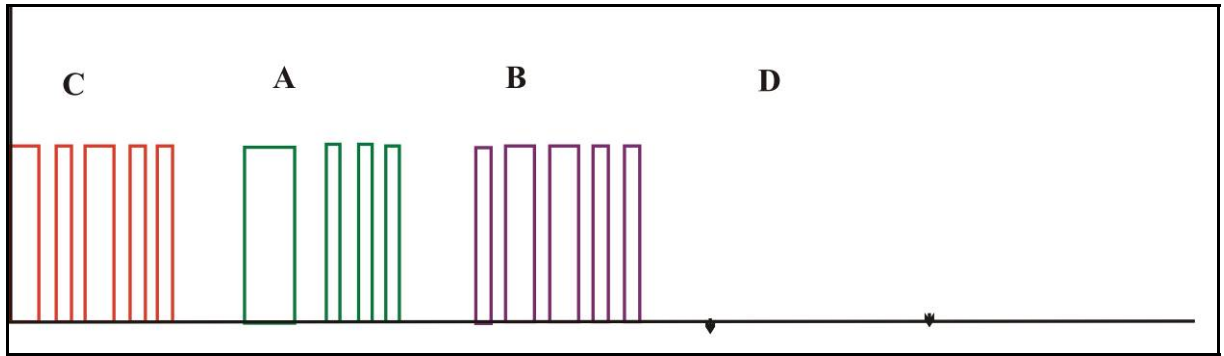
➤ 3ο Στάδιο



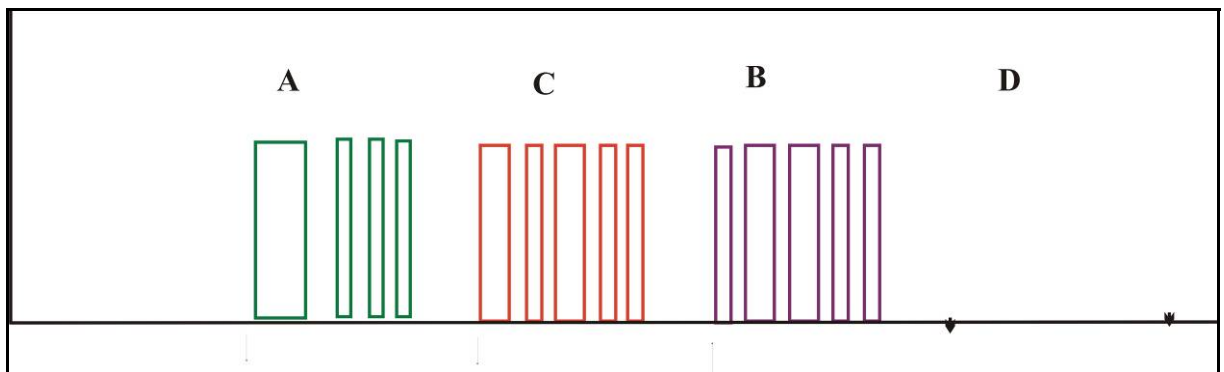
Εικόνα 4. 45: Τρίτο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών

Στο τρίτο στάδιο (Εικόνα 4. 45), πραγματοποιείται η τρίτη και τελευταία αντιμετάθεση των χρονοσχισμών που εμφανίζονται στην θύρα ελέγχου του MZI3. Τα σήματα εισόδου και ελέγχου εισέρχονται και πάλι με αντίθετη κατεύθυνση διάδοσης (counter propagating configuration) όπως και στο δεύτερο στάδιο ώστε να μη δημιουργούνται παρεμβολές. Αποτέλεσμα της διέλευσης των πακέτων από τον MZI3 είναι η μετατροπή του μήκους κύματος του πακέτου της χρονοσχιμής C σε λ_1 , της A σε λ_2 και της B σε λ_3 , όπως φαίνεται στην Εικόνα 4. 46. Στη συστοιχία των τριών γραμμών καθυστέρησης προσδίδεται μηδενική καθυστέρηση στη χρονοσχιμή A που διέρχεται από τον 1^ο βραχίονα, καθυστέρηση μιας χρονοσχιμής (1T) στη χρονοσχιμή B που διέρχεται από τον 2^ο βραχίονα και δύο χρονοσχισμών (2T) στη χρονοσχιμή C που διέρχεται από τον 3^ο βραχίονα μέσω οπτικών ινών μήκους 0m, 0,8m και 1,6m αντίστοιχα. Η έξοδος του τρίτου σταδίου φαίνεται στην Εικόνα 4. 47 όπου η ακολουθία (C,A,B,D) έχει μετατραπεί στην (A,C,B,D). Αξίζει εδώ να σημειωθεί ότι οι καθυστερήσεις των χρονοσχισμών στο στάδιο αυτό είναι ίσες με τις αντίστοιχες του σταδίου 1, όπως προκύπτει από τη συμμετρία του αλγορίθμου.

Στο στάδιο αυτό παρατηρούμε εκτός των άλλων στοιχείων και την εισαγωγή μιας συνεχούς οπτικής κυματομορφής (CW) που προέρχεται από τη δίοδο LD6 στα 1561nm, η οποία εισέρχεται μέσα στο MZI3 σε αντίθετη κατεύθυνση διάδοσης σε σχέση με το σήμα εισόδου. Ο σκοπός που επιτελεί είναι να διατηρεί κορεσμένους τους δύο SOAs του συμβολομέτρου, έτσι ώστε αυτό να απορροφά τη διαμόρφωση πλάτους που έχει υποστεί το σήμα ελέγχου λόγω της μετάβασής του από τα δύο προηγούμενα στάδια. Με τον τρόπο αυτό, το σήμα στην έξοδο του συμβολομέτρου εμφανίζεται ποιοτικά βελτιωμένο σε σχέση με την περίπτωση που δεν είχαμε τη δράση της συνεχούς αυτής κυματομορφής.

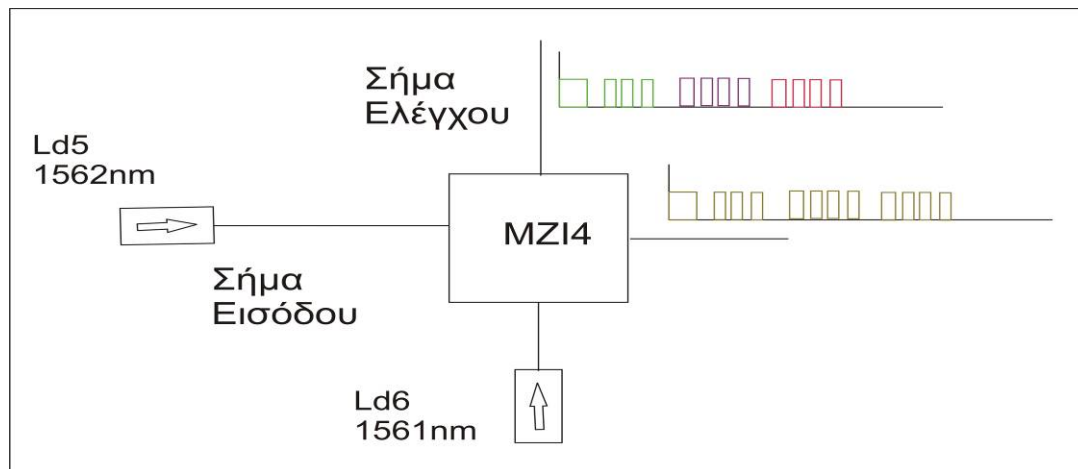


Εικόνα 4. 46: Έξοδος τρίτου ΜΖΙ



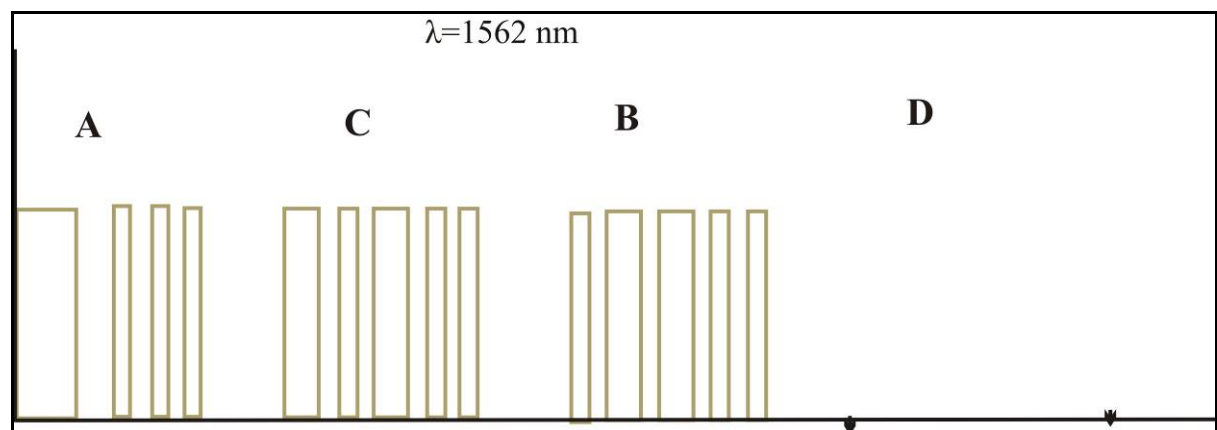
Εικόνα 4. 47: Έξοδος τρίτου σταδίου και σήμα ελέγχου 4^{ου} σταδίου

➤ 4ο Στάδιο



Εικόνα 4. 48: Τέταρτο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχημάτων

Το τέταρτο στάδιο του κυκλώματος που υλοποιήθηκε πειραματικά (Εικόνα 4. 48), λειτουργεί ως Μονάδα Ελέγχου Δρομολόγησης και δεν αποτελεί στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχημάτων. Είναι ένα στάδιο στο οποίο χρησιμοποιείται το τέταρτο συμβολόμετρο από τη συστοιχία των τεσσάρων MZI και δύο διόδοι laser, η LD5 στα 1562 nm και η LD6 στα 1561 nm. Σαν σήμα ελέγχου στον MZI4 χρησιμοποιείται το σήμα στην έξοδο του τρίτου σταδίου ενώ το σήμα CW που παράγεται από τη διόδο LD5 χρησιμοποιείται σαν σήμα εισόδου. Τα σήματα αυτά τροφοδοτούν το MZI4 ομόρροπα (co-propagating configuration). Στόχος είναι η εγγραφή και των τριών πακέτων σε ένα κοινό μήκος κύματος (το 1562 nm), ώστε το τελικό σήμα εξόδου του κυκλώματος να μπορεί να δρομολογηθεί κατάλληλα από ένα κόμβο δρομολόγησης μήκους κύματος. Η διόδος LD6 χρησιμεύει για τον ίδιο ακριβώς λόγο όπως και στο στάδιο 3, δηλαδή να κρατά κορεσμένους τους SOAs του τέταρτου συμβολομέτρου MZI έτσι ώστε αυτό να απορροφά τη διαμόρφωση πλάτους που έχει το σήμα ελέγχου και τελικά το σήμα στην έξοδο να προκύπτει βελτιωμένο. Στην Εικόνα 4. 49 παρατηρούμε την έξοδο του τέταρτου σταδίου, όπου οι χρονοσχημές βρίσκονται στο ίδιο μήκος κύματος $\lambda=1562$ nm.

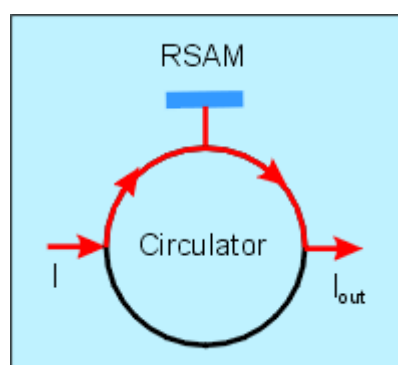


Εικόνα 4. 49: Έξοδος τέταρτου σταδίου

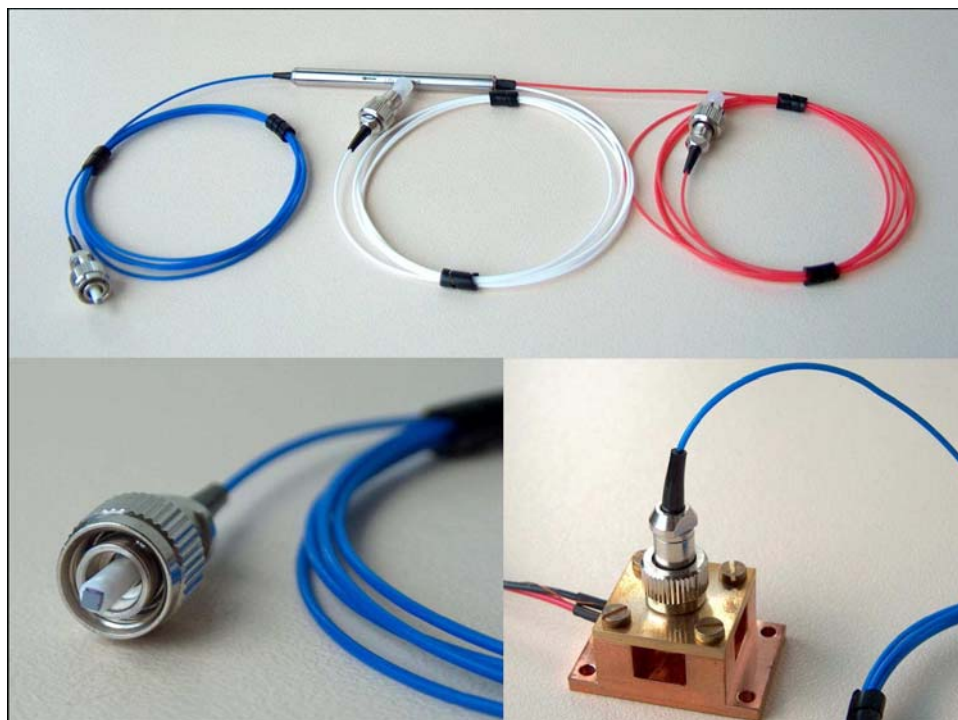
4.5.6 Ο απορροφητής κορεσμού (Saturable Absorber)

Το τελικό στάδιο από το οποίο πρέπει να περάσει το σήμα για να φτάσει στην έξοδο και να δρομολογηθεί, είναι το κύκλωμα συμπίεσης NRZ παλμών. Αυτό αποτελείται από έναν ενισχυτή EDFA, που ενισχύει το σήμα ώστε να μπορέσει να αποκτήσει υψηλή ισχύ κορυφής και από τον Απορροφητή Κορεσμού (Saturable Absorber-SA). Σε αυτό το σημείο και μετά από τρία στάδια επεξεργασίας διαμέσου των MZI, ο παλμός του σήματος έχει διευρυνθεί εξαιτίας του χρόνου ανάκαμψης του κέρδους των SOAs. Για την αντιμετώπιση του δυσμενούς αυτού αποτελέσματος, αλλά και για την απαλοιφή του θορύβου ASE και άρα την βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου (Signal to Noise Ratio – SNR), κρίνεται απαραίτητη η χρήση του τελικού αυτού σταδίου.

Ένας απορροφητής κορεσμού είναι ένας καθρέπτης συντονισμού απορρόφησης κορεσμού (Resonant Saturable Absorber Mirror - RSAM) μονταρισμένος πάνω σε έναν κυκλοφορητή. Ο RSAM έχει μία ισχυρή μη-γραμμική ανακλαστικότητα. Για ένα χαμηλό επίπεδο σήματος εισόδου, η διαπερατότητα του απορροφητή κορεσμού είναι μόλις 3% (97% απώλεια), ενώ παλμοί υψηλής έντασης μεταδίδονται με μια ελάχιστη απώλεια της τάξεως του 50%. Η απαιτούμενη ισχύς κορυφής του παλμού για τον κορεσμό είναι 500 mW, που σημαίνει ότι το σήμα πρέπει να έχει ισχύ κορυφής τουλάχιστον ίση με 500 mW για να μην απορριφθεί από τον απορροφητή. Επειδή ο RSAM είναι μια συσκευή συντονισμού, στο μήκος κύματος συντονισμού ο θόρυβος μόνο καταστέλλεται. Στην περίπτωση αυτή, η απομόνωση εισόδου είναι καλύτερη από 50 dB. Ο RSAM ρυθμίζεται μέσω της θερμοκρασίας χρησιμοποιώντας μια θερμοηλεκτρική συσκευή θέρμανσης/ψύξης (TEC) με σκοπό τον καλύτερο συντονισμό του στο επιθυμητό μήκος κύματος συντονισμού. Ωστόσο, η μέγιστη μετατόπιση που μπορεί να επιτευχθεί στο μήκος κύματος συντονισμού είναι της τάξεως των 6nm [4.41].



Εικόνα 4. 50: Απορροφητής κορεσμού

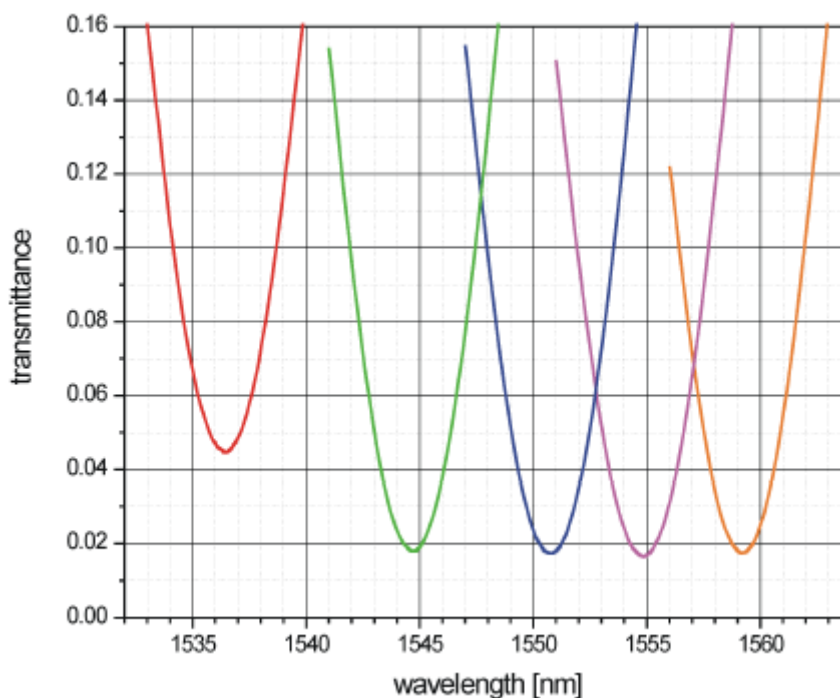


Εικόνα 4. 51: Πάνω: ανακυκλωτής με ενσωματωμένο RSAM (στο μπλε καλώδιο). Κάτω αριστερά: RSAM στο ομοαξονικό καλώδιο. Κάτω δεξιά: TEC με RSAM οπτικής ίνας.

Στις Εικόνες 4.50 και 4.51 παρουσιάζεται η συσκευή του απορροφητή κορεσμού που αποτελεί ουσιαστικά έναν οπτικό κυκλοφορητή με τον RSAM (FC-SANOS-15XX-TEC) να συνδέεται στη θύρα 2. Ένας οπτικός κυκλοφορητής είναι μια τρίθυρη συσκευή με οπτικές ίνες που επιτρέπει στο φως να ταξιδεύει σε μια μόνον κατεύθυνση. Δηλαδή, το σήμα που μπαίνει στη θύρα 1 βγαίνει από τη θύρα 2, ενώ το σήμα που μπαίνει στη θύρα 2 βγαίνει από τη θύρα 3. Αυτό σημαίνει ότι αν μια ποσότητα φωτός που εκλύεται από την θύρα 2 ανακλαστεί πίσω στον κυκλοφορητή, δεν θα οδηγηθεί πίσω στη θύρα 1, αλλά στη θύρα 3 [4.42]. Έτσι, στην περίπτωση μας το οπτικό σήμα εξόδου του 4^{ου} σταδίου που εισάγεται ως είσοδος στην θύρα 1 του κυκλοφορητή, οδηγείται στην θύρα 2 που βρίσκεται ο RSAM, και έπειτα το επεξεργασμένο σήμα από τον RSAM που μπαίνει στον κυκλοφορητή από τη θύρα 2 οδηγείται στη θύρα 3.

Ο απορροφητής κορεσμού που χρησιμοποιήθηκε για το τελικό στάδιο, παρουσιάζει χαρακτηριστική λειτουργίας που φαίνεται στην Εικόνα 4. 52. Οι καμπύλες της εικόνας απεικονίζουν γραφικά τη διαπερατότητα του απορροφητή κορεσμού σε συνάρτηση με το μήκος κύματος που απορροφά πλήρως και που αντιστοιχεί στο χαμηλότερο σημείο της καμπύλης. Με τη ρύθμιση της θερμοκρασίας μπορούμε να μετακινήσουμε την πορτοκαλί καμπύλη που βρίσκεται κοντά στα 1560 nm προς το μήκος κύματος που μας ενδιαφέρει δηλαδή τα 1562 nm, ώστε να απορροφηθούν όσο το δυνατόν περισσότερο προϊόντα εσωτερικού θορύβου (inband noise). Για να είναι όμως αυτό εφικτό, είναι απαραίτητο το σήμα να έχει υψηλή ισχύ κορυφής και για αυτό το λόγο έχει προστεθεί στο κύκλωμα ένας ενισχυτής οπτικής ίνας (EDFA). Ρυθμίζοντας τη θερμοκρασία του απορροφητή κορεσμού στους 32° C και την ισχύ του οπτικού σήματος εισόδου στα 340 mW πετυχαίνουμε την αποκοπή των σημάτων χαμηλού επιπέδου ισχύος που βρίσκονται στα 1562nm. Τα σήματα αυτά αποτελούν τα άκρα των παλμών καθώς και μέρος του εσωτερικού θορύβου και του θορύβου ASE που προέρχονται από τα

τρία στάδια του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών. Η αποκοπή τους συνεπάγεται το «σμίλευμά» των παλμών του σήματος εξόδου οπότε και τη συμπίεση τους κρατώντας μόνο το τμήμα τους με την υψηλή ισχύ. Επιπλέον, όπως είπαμε, αποβάλλονται και τα προϊόντα εσωτερικού θορύβου με αποτέλεσμα τη βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος στην έξοδο του απορροφητή κορεσμού. Η βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου SNR εξαρτάται από τον SNR του σήματος εισόδου. Αν το επίπεδο θορύβου του σήματος εισόδου είναι χαμηλό, η καταπίεση του θορύβου είναι υψηλή και αντίστροφα. Ο λόγος της εξάρτησης αυτής είναι ο μερικός κορεσμός του RSAM σε περίπτωση υψηλού επιπέδου θορύβου.



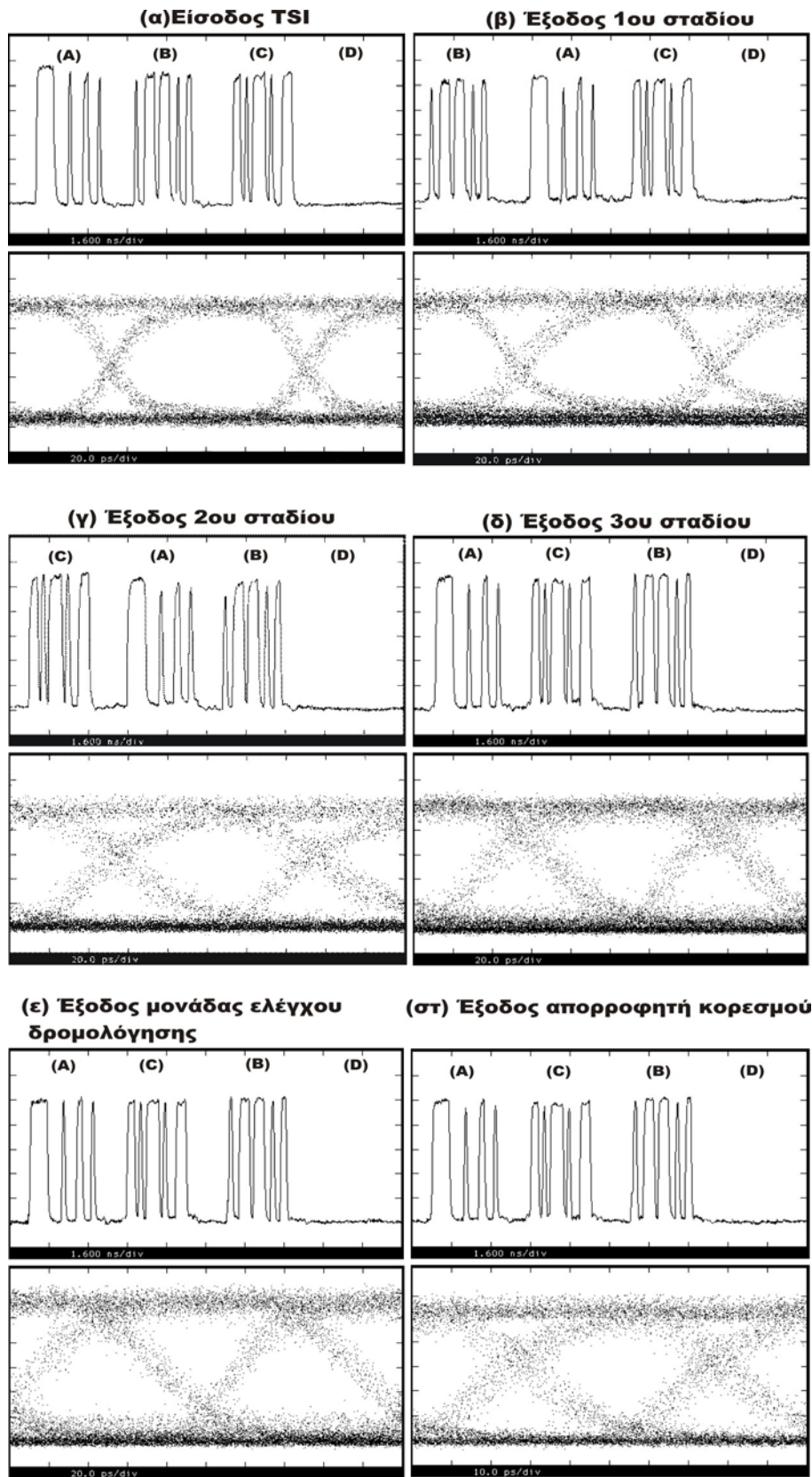
Εικόνα 4. 52: Διαπερατότητα απορροφητή κορεσμού συναρτήσει του μήκους κύματος εισόδου

4.6 Παρουσίαση και σχολιασμός πειραματικών αποτελεσμάτων

Στο κεφάλαιο που προηγήθηκε αναλύθηκε λεπτομερώς η διαδικασία διεξαγωγής του πειράματος και περιγράφηκε η πειραματική διάταξη. Περιληπτικά, είδαμε ότι η πειραματική διάταξη αποτελείται από δύο αρχικά στάδια για την παραγωγή των χρονοσχισμών και των σημάτων ελέγχου στα επιθυμητά μήκη κύματος, τρία στάδια που αποτελούν το κύριο μέρος του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών και ένα τελικό στάδιο για την έξοδο των χρονοσχισμών σε κοινό μήκος κύματος και τη βελτίωση του σήματος εξόδου. Τελικά καταλήξαμε στο αποτέλεσμα που είναι η επίτευξη αντιμετάθεσης τεσσάρων οπτικών χρονοσχισμών σε καθαρά οπτικό επίπεδο.

Στην ενότητα αυτή θα παρατεθούν τα πειραματικά αποτελέσματα και θα εξηγηθούν αναλυτικά. Πιο συγκεκριμένα θα παρουσιαστούν τα χρονικά

στιγμιότυπα όλων των σημάτων εισόδου και εξόδου σε κάθε στάδιο της διάταξης, τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού καθώς και όλες οι μετρήσεις του ρυθμού σφαλμάτων (Bit Error Rate Measurements) που πάρθηκαν κατά τη διάρκεια της πειραματικής υλοποίησης του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.



Εικόνα 4. 53: Πειραματικά αποτελέσματα για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχησμών στα 10 Gb/s. (α) Σήμα εισόδου, (β) Έξοδος 1^{ου} σταδίου, (γ) Έξοδος 2^{ου} σταδίου, (δ) Έξοδος 3^{ου} σταδίου, (ε) Έξοδος μονάδας ελέγχου δρομολόγησης και (στ) Έξοδος απορροφητή κορεσμού. Χρονική κλίμακα 1.6 ns/div για τα χρονικά στιγμιότυπα και 20 ps/div για τα διαγράμματα ματιού.

σημείο cross έχει ανέβει αισθητά, το time jitter και το amplitude jitter παραμένει στα ίδια επίπεδα με πριν ενώ το άνοιγμα του ματιού έχει ελαττωθεί, πράγμα που οφείλεται στην αρνητική επίδραση των διαδοχικών ενεργών συμβολόμετρων MZI. Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι η παρουσία του σήματος σταθερής ισχύος CW βοηθά στην βελτίωση του σήματος σε σχέση με την ποιότητα που θα είχε χωρίς αυτό. Το σήμα στην έξοδο του τρίτου σταδίου εισέρχεται έπειτα στην μονάδα ελέγχου δρομολόγησης, η οποία μέσω ενός MZI αλλάζει το μήκος κύματος των χρονοσχισμών σε ένα κοινό και για τις τρεις χρονοσχισμές. Και πάλι χρησιμοποιήσαμε μια βοηθητική δίοδο laser. Η έξοδος του σταδίου αυτού φαίνεται στην Εικόνα 4. 53 (ε), όπου ουσιαστικά απεικονίζεται η ίδια αλληλουχία χρονοσχισμών με την Εικόνα 4. 53 (δ), δηλαδή την έξοδο του τρίτου σταδίου. Στην εικόνα αυτή φαίνεται και το διάγραμμα ματιού του σήματος εξόδου της μονάδας ελέγχου δρομολόγησης. Η μορφή συγκλίνει σε αυτή του προηγούμενου διαγράμματος, όμως έχει χειροτερέψει, και στο γεγονός αυτό οφείλεται η χειροτέρευση του BER.

Η αύξηση του εύρους του παλμού που φαίνεται καθαρά από τα διαγράμματα ματιού (eye-diagrams) στις εξόδους των τεσσάρων σταδίων του κυκλώματος οφείλεται όπως είπαμε παραπάνω, τόσο στην επίδραση των τεσσάρων ενεργών συμβολόμετρων MZI όσο και στην επίδραση των AWG φίλτρων που τα ακολουθούν. Για να μελετήσουμε την επίδραση συγκεκριμένα των AWG φίλτρων υλοποιήσαμε με τη βοήθεια του εργαλείου προσομοίωσης VPI μια σειρά προσομοιώσεων στις οποίες αγνοήσαμε την ύπαρξη των ενεργών συμβολόμετρων MZI. Στην προσομοίωση αυτή παρατηρήσαμε ότι λόγω της διέλευσης του σήματος από τα φίλτρα AWG ο παλμός διευρύνεται ενώ παράλληλα ομαλοποιούνται οι άκρες του. Επίσης, αν είχαμε την επίδραση μόνο των AWG φίλτρων θα μπορούσαμε να βάλουμε μέχρι 9 φίλτρα και άρα 9 στάδια χωρίς να έχουμε παρεμβολή μεταξύ των παλμών. Επειδή όμως σε ένα κύκλωμα αντιμεταθέτη χρονοσχισμών δεν έχουμε μόνο την επίδραση των AWG φίλτρων αλλά και των MZI συμβολόμετρων αναμένεται ο μέγιστος επιτρεπτός αριθμός σταδίων να είναι μικρότερος από 9.

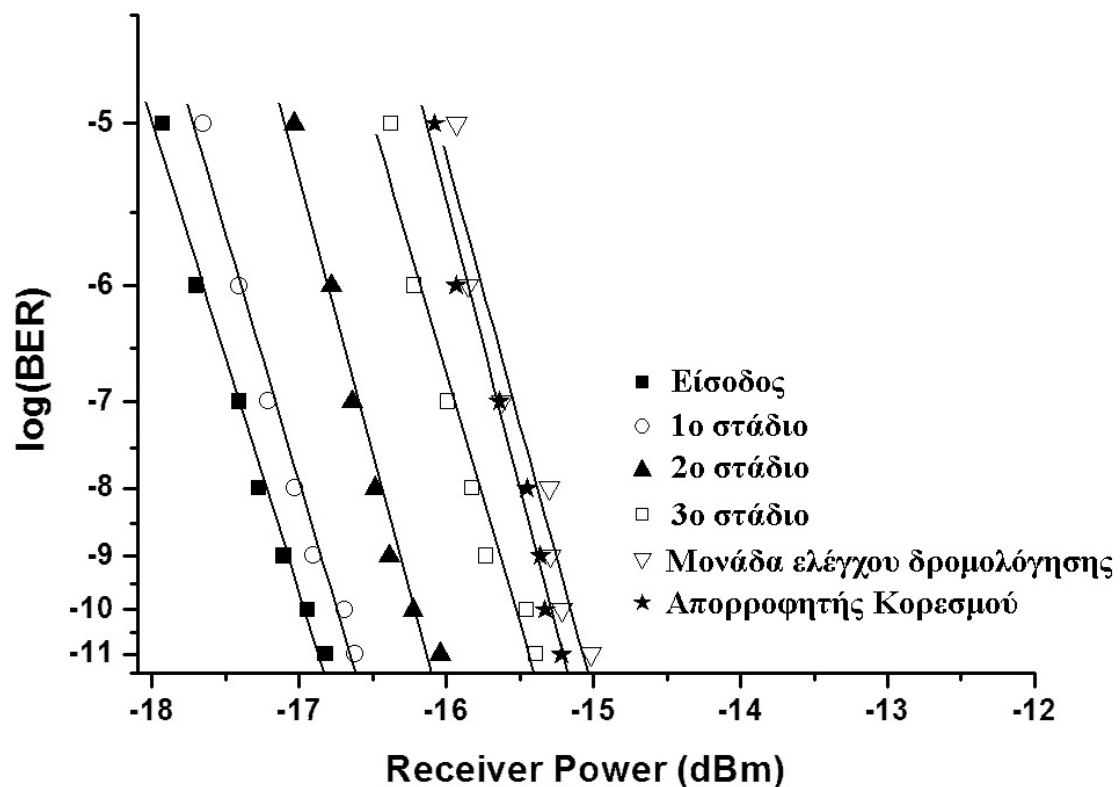
Το σήμα στην έξοδο της μονάδας δρομολόγησης εισέρχεται τελικά στον απορροφητή κορεσμού, η έξοδος του οποίου φαίνεται στην Εικόνα 4. 53 (στ). Παρατηρούμε ότι το σήμα έχει βελτιωθεί σχετικά με το προηγούμενο επίπεδο, καθότι το cross έχει πέσει και το μάτι έχει ανοίξει, αν και το time jitter εμφανίζεται περισσότερο, αφού ο απορροφητής κορεσμού αποτελεί και αυτός ένα ενεργό στοιχείο και ως εκ τούτου έχει αρνητική επίδραση στο time jitter. Όπως θα δούμε, όμως, και παρακάτω συνολικά το BER έχει βελτιωθεί σε σχέση με το προηγούμενο, όπως εξάλλου αναμενόταν.

Τέλος, παραθέτουμε την καμπύλη του BER για κάθε στάδιο σε ένα ενιαίο διάγραμμα (Εικόνα 4. 54). Ο ρυθμός σφαλμάτων Bit Error Ratio είναι το ποσοστό λανθασμένων bits στα αποτελέσματα και χρησιμοποιείται για την παρακολούθηση της αξιοπιστίας του συστήματος [4.43]. Για να είναι αξιόπιστο το σύστημα το αποδεκτό άνω όριο του BER είναι 10^{-11} , ενώ όσο μικραίνει η απαιτούμενη ισχύς του μετρούμενου σήματος για να πάρουμε αποδεκτή μέτρηση BER τόσο ελαττώνεται ο θόρυβος και βελτιώνεται το σύστημα.

Από το διάγραμμα παρατηρούμε την σταδιακή επιδείνωση της μέτρησης BER κατά την πάροδο διαμέσου των σταδίων λόγω της αναπόφευκτης εισαγωγής θορύβου, της διαπλάτυνσης των παλμών και της εισαγωγής amplitude και time jitter, που προκύπτει από την ολοένα και αυξανόμενη επεξεργασία που υφίσταται το σήμα και μάλιστα από την επεξεργασία που υφίσταται στα SOA των MZIs.

Μάλιστα, παρατηρούμε από το διάγραμμα ότι όσο πιο χαμηλή είναι η ισχύς στο δέκτη, τόσο μεγαλύτερος είναι ο BER σε βαθμό που είναι και μη αποδεκτός. Φανερή είναι και η θετική επίδραση του τελευταίου σταδίου, του Απορροφητή Κορεσμού, ο οποίος εισήχθη στο κύκλωμα με σκοπό την βελτίωση του BER στο τελικό σήμα.

Για να πετύχουμε λειτουργία χωρίς σφάλματα (error free) για κάθε στάδιο, δηλαδή Bit Error Rate (BER) ίσο με 10^{-11} , ακολουθούμε την εξής διαδικασία: εισάγουμε το σήμα από την έξοδο κάθε σταδίου στον BER tester και αυξάνοντας την ισχύ του υπό εξέταση σήματος στην είσοδο του δέκτη, επιτυγχάνουμε την αποδεκτή τιμή BER για κάθε στάδιο. Η τιμή της λαμβανόμενης ισχύος για το σήμα εισόδου του κυκλώματος αντιμετάθεσης θεωρείται ως τιμή αναφοράς για τις υπόλοιπες τιμές ισχύος των επόμενων σταδίων. Η διαφορά των τιμών της ισχύος κάθε σταδίου από την τιμή αναφοράς ορίζεται ως ποινή ισχύος (power penalty) που αντιπροσωπεύει την επιπλέον ισχύ που απαιτείται για να επιτευχθεί η αποδεκτή τιμή BER. Πιο συγκεκριμένα για BER 10^{-11} χρειαζόμαστε για το στάδιο εισόδου περίπου -16,8 dBm, για το 1^ο στάδιο του TSI -16,6 dBm, για το 2^ο στάδιο -16,02 dBm, για το 3^ο στάδιο -15,37 dBm, για το στάδιο της Μονάδας Ελέγχου Δρομολόγησης -15 dBm και για το τελευταίο στάδιο του κορεσμένου απορροφητή -15,2 dBm. Έτσι, παρατηρούμε ότι όσο το σήμα διανύει την πειραματική διάταξη, τόσο μεγαλύτερη ισχύ πρέπει να έχει για να επιτυγχάνεται αποδεκτό BER στην έξοδο κάθε σταδίου και συγκεκριμένα οι ποινές ισχύος για τα στάδια είναι 0,2 dB, 0,78 dB, 1,43 dB, 1,8 dB και 1,6 Db για τα στάδια 1,2 και 3 του TSI και για τα στάδια Μονάδας Ελέγχου Δρομολόγησης και Απορροφητή Κορεσμού αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι μεταξύ των δυο τελευταίων σταδίων υπάρχει μια αρνητική ποινή ισχύος -0,2 dB που οφείλεται στην ευεργετική επίδραση του Απορροφητή Κορεσμού στην ποιότητα του σήματος.



Εικόνα 4. 54: Διάγραμμα BER σε συνάρτηση με την λαμβανόμενη ισχύ

Τα επίπεδα ισχύος των σημάτων εισόδου για βέλτιστη λειτουργία του κυκλώματος στα διάφορα στάδια του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών φαίνονται αναλυτικά στον Πίνακα 4. 3.

MZI	Ισχύς εισόδου	Ισχύς ελέγχου	Ισχύς σήματος CW
1 ^ο στάδιο (MZI1)	2.3 dBm	1.61 pJ	-
2 ^ο στάδιο (MZI2)	0.5 dBm	1.39 pJ	-
3 ^ο στάδιο (MZI3)	-0.04 dBm	1.57 pJ	-1.6 dBm
Μονάδα ελέγχου δρομολόγησης (MZI4)	8.1 dBm (CW)	1.48 pJ	-1 dBm

Πίνακας 4. 3: Απαιτήσεις ισχύος/ενέργειας των συμβολομετρικών διακοπών MZI

4.7 Σύνοψη και εφαρμογές

Στις παραγράφους που προηγήθηκαν αναλύσαμε την υλοποίηση ενός αντιμεταθέτη χρονοσχισμών σε οπτικό επίπεδο με τη χρήση οπτικών συμβολόμετρων τύπου MZI. Παράλληλα παραθέσαμε τα αποτελέσματα της πειραματικής διαδικασίας και καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι επιτυγχάνεται λειτουργία error free για παλμούς NRZ ρυθμού 10 Gbps και power penalty 1,8 dB. Στην παρούσα υποπαράγραφο θα αναλύσουμε τις εφαρμογές της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής και θα παρουσιάσουμε τα δίκτυα και τα τμήματα αυτών, στα οποία χρησιμοποιείται ή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών καθώς και τα προβλήματα στον οποίων τη λύση βοηθάει η χρήση του.

Η ικανότητα επεξεργασίας υψηλών ταχυτήτων του SOA-MZI και η ολοκληρωσιμότητά του σε συμπυκνωμένες διατάξεις καθιστά ικανή τη σχεδίαση οπτικών αντιμεταθετικών χρονοσχισμών που επιτρέπουν την σύνδεση πολλών επιπέδων αντιμεταθετικών στοιχείων. Οι ικανότητες αναδιάταξης των πακέτων στους αντιμεταθέτες που βασίζονται σε SOA-MZI περιορίζονται από τον συνολικό αριθμό πυλών που δύναται να ολοκληρωθούν σε ένα chip. Όμως οι τελευταίες μελέτες δείχνουν ότι μπορεί να επιτευχθεί σχεδόν πλήρης χρήση TCP πάνω σε OPS δίκτυα, αν παρέχεται ικανότητα αναδιάταξης σε ποσότητα ίση με μερικές δεκάδες πακέτα. Έτσι, δεν αναμένεται να υπάρξει πραγματική ανάγκη για ικανότητα μεγάλης κλίμακας αναδιάταξης πακέτων στα μελλοντικά OPS δίκτυα και επομένως η αρχιτεκτονική TSI τριών σταδίων που υλοποιήθηκε μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή οπτικών δικτύων νέας τεχνολογίας και υψηλών ταχυτήτων.

Ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών αποτελεί συστατικό στοιχείο των σύγχρονων δρομολογητών και μεταγωγέων οπτικών πακέτων που βρίσκονται στους κόμβους ενός οπτικού δικτύου. Οι συμβατικές μέθοδοι μεταγωγής πακέτου βασίζονται στη χρήση ενός μεταγωγέα διαιρέσης χώρου. Καθώς όμως η ικανότητα μεταγωγής αυξάνεται συνεχώς οι αρχιτεκτονικές μεταγωγής γίνονται ογκώδεις και

πολύπλοκες και έτσι ένας μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου θα έδινε πιο ικανοποιητικά αποτελέσματα. Για το λόγο αυτό η προτεινόμενη αρχιτεκτονική TSI που βασίζεται στη μεταγωγή χρόνου θεωρείται ότι έχει να προσφέρει πολλά σε αυτόν τον τομέα.

Η κύρια λειτουργία ενός αντιμεταθέτη χρονοσχισμών είναι ως ενταμιευτής οπτικών πακέτων στα οπτικά δίκτυα. Παρόλα αυτά χρησιμοποιείται και για τη λύση άλλων προβλημάτων που συναντώνται στα δίκτυα μεταγωγής πακέτων, όπως είναι η μορφοποίηση της κίνησης, η λύση και η αποφυγή των συγκρούσεων καθώς και η απόδοση δικαιοσύνης σε περιπτώσεις διαφορετικής προτεραιότητας των πακέτων. Παρακάτω παρουσιάζονται μερικές από τις εφαρμογές που μπορεί να έχει ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων.

4.7.1 Χρήση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών ως ενταμιευτής οπτικών πακέτων στους μεταγωγείς διαίρεσης χρόνου

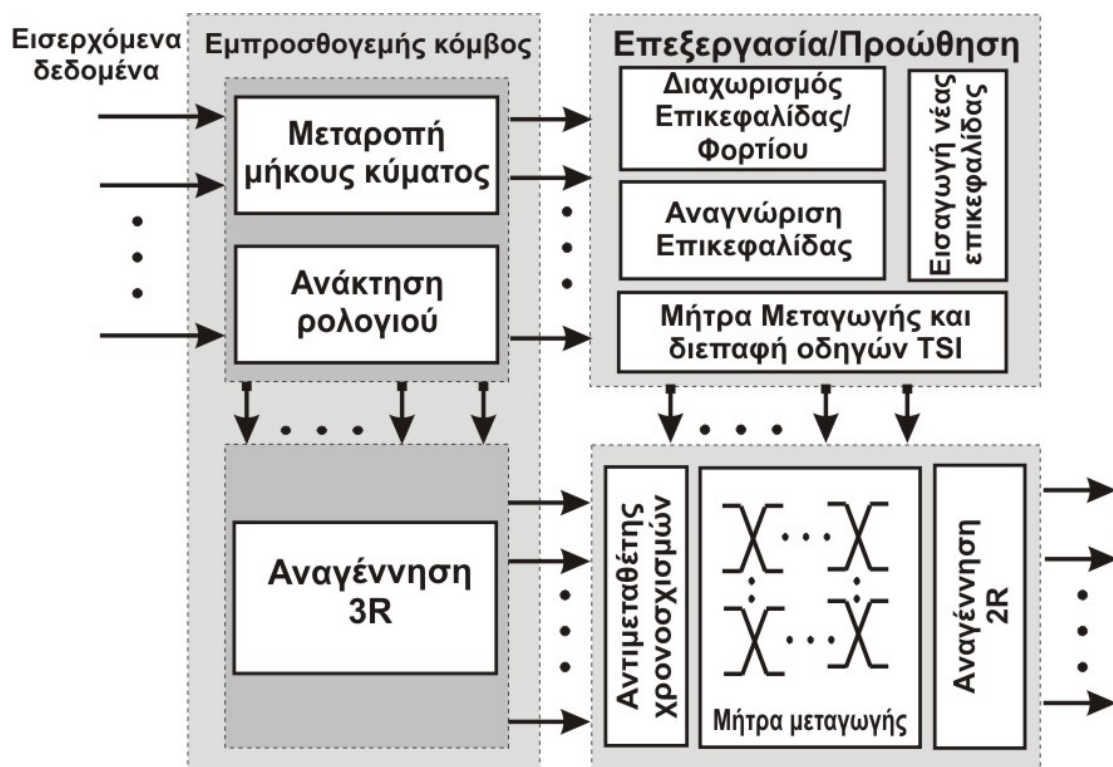
Ένας σημαντικός παράγοντας για κάθε αρχιτεκτονική δικτύου είναι ο προσδιορισμός του μεγέθους της χωρητικότητας του δικτύου και η χωρητικότητα μεταγωγής του κάθε κόμβου ξεχωριστά. Όμως η κίνηση στο δίκτυο και στους κόμβους συγκεκριμένα δεν είναι σταθερή από τη φύση της αλλά συνεχώς μεταβάλλεται. Ο υπολογισμός του μεγέθους της κίνησης είναι δύσκολος και συχνά υπέρ- ή υποεκτιμάται. Γι' αυτό κρίνεται απαραίτητη η ύπαρξη ενταμιευτών στους κόμβους μεταγωγής, για την αποφυγή απόρριψης πακέτων αλλά και την αποδοτικότερη χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης. Οι ενταμιευτές αυτοί μάλιστα κρίνεται σημαντικό να λειτουργούν σε οπτικό επίπεδο, ώστε να μην υπάρχει καθυστέρηση στην μετατροπή των δεδομένων από οπτικά σε ηλεκτρονικά και πάλι σε οπτικά για την διαδικασία μετάδοσής τους.

Σε αυτό το στόχο μπορεί να συμβάλει ο TSI, ο οποίος αποτελεί μια απλή και πρακτική μέθοδο αποθήκευσης οπτικών πακέτων. Τα οπτικά πακέτα που συγκρούονται στην έξοδο του κόμβου κατευθύνονται στον TSI όπου ανταλλάσσονται οι χρονοσχισμές τους με χρονοσχισμές μη συγκρουόμενων πακέτων.

Στην Εικόνα 4. 4 που παρουσιάστηκε σε προηγούμενη παράγραφο του παρόντος κεφαλαίου, παρουσιάζεται ένας μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου, όπου απεικονίζεται η λειτουργία του TSI ως ενταμιευτή. Στη μεταγωγή διαίρεσης χρόνου, οι γραμμές εισόδου σαρώνονται ακολουθιακά, ώστε να δημιουργηθεί ένα πλαίσιο εισόδου με n χρονοσχισμές. Ο TSI δέχεται αυτά τα πλαίσια εισόδου και παράγει πλαίσια εξόδου, στα οποία έχουν αναδιαταχθεί οι χρονοσχισμές. Ουσιαστικά, το TSI λειτουργεί ως εξής: Όταν ένα πλαίσιο εισόδου είναι έτοιμο προς επεξεργασία, κάθε χρονοσχισμή γράφεται σε χώρο προσωρινής αποθήκευσης (buffer) RAM μέσα στον αντιμεταθέτη (TSI). Οι χρονοσχισμές γράφονται με τη σειρά, ώστε η λέξη i της RAM να περιέχει τη χρονοσχισμή i . Από τη στιγμή που όλες οι χρονοσχισμές του πλαισίου εισόδου έχουν αποθηκευτεί στη RAM, το πλαίσιο εξόδου δημιουργείται διαβάζοντας τις λέξεις με διαφορετική σειρά. Αν, συνεπώς, η λέξη 0 του πίνακα αντιστοίχισης περιέχει το 4, η λέξη 4 της RAM θα διαβαστεί πρώτη και η πρώτη χρονοσχισμή του πλαισίου εξόδου θα είναι η χρονοσχισμή 4 του πλαισίου εισόδου. Έτσι, τα περιεχόμενα του πίνακα αντιστοίχισης καθορίζουν ποια αναδιάταξη του πλαισίου εισόδου θα αποτελέσει το πλαίσιο εξόδου και συνεπώς, ποια γραμμή εισόδου συνδέεται με ποια γραμμή εξόδου.

4.7.2 Χρήση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών στους κόμβους μεταγωγής πακέτου

Η Εικόνα 4. 55 δείχνει ένα σχηματικό διάγραμμα των βασικών λειτουργιών που απαιτούνται για την υλοποίηση ενός αμιγώς οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων, δηλαδή μετατροπή μήκους κύματος, συγχρονισμός σε επίπεδο bit, ενταμίευση μέσω αντιμετάθεσης χρονοσχισμών, αναγέννηση, επεξεργασία επικεφαλίδας και μεταγωγή πακέτου. Το σύστημα ανάκτησης ρολογιού εκτελεί συγχρονισμό σε επίπεδο bit, ενώ διεξάγεται και αναγέννηση 3R της εισερχόμενης κίνησης. Από την άλλη πλευρά, το σύστημα διαχωρισμού της επικεφαλίδας από το φορτίο χρησιμοποιείται προκειμένου να προωθήσει την επικεφαλίδα που εξάγεται στην μονάδα επεξεργασίας επικεφαλίδας και το φορτίο που έχει διαχωριστεί από την επικεφαλίδα στη μήτρα μεταγωγής. Στην περίπτωση, λοιπόν, του κόμβου μεταγωγής, ο αντιμεταθέτης χρονοσχισμών χρησιμοποιείται τόσο για ενταμίευση όσο και για την επίλυση των συγκρούσεων μέσα στη μήτρα μεταγωγής.



Εικόνα 4. 55: Αρχιτεκτονική ενός αμιγώς οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτου

Στην λειτουργία της μεταγωγής σε ένα κόμβο μεταγωγής πακέτων μπορεί να χρησιμοποιηθεί ενίοτε και η τεχνολογία της μεταγωγής μήκους κύματος η οποία όμως θεωρείται αρκετά ακριβή. Μια παραλλαγή της τεχνολογίας αυτής είναι τα δίκτυα OTDM Switched τα οποία αντικαθιστούν την μεταγωγή στον τομέα των μηκών κύματος με μεταγωγή στον τομέα του χρόνου. Παρόλο που και εδώ είναι αναγκαία η χρήση οπτικών ενταμιευτών, το μέγεθος της απαιτούμενης

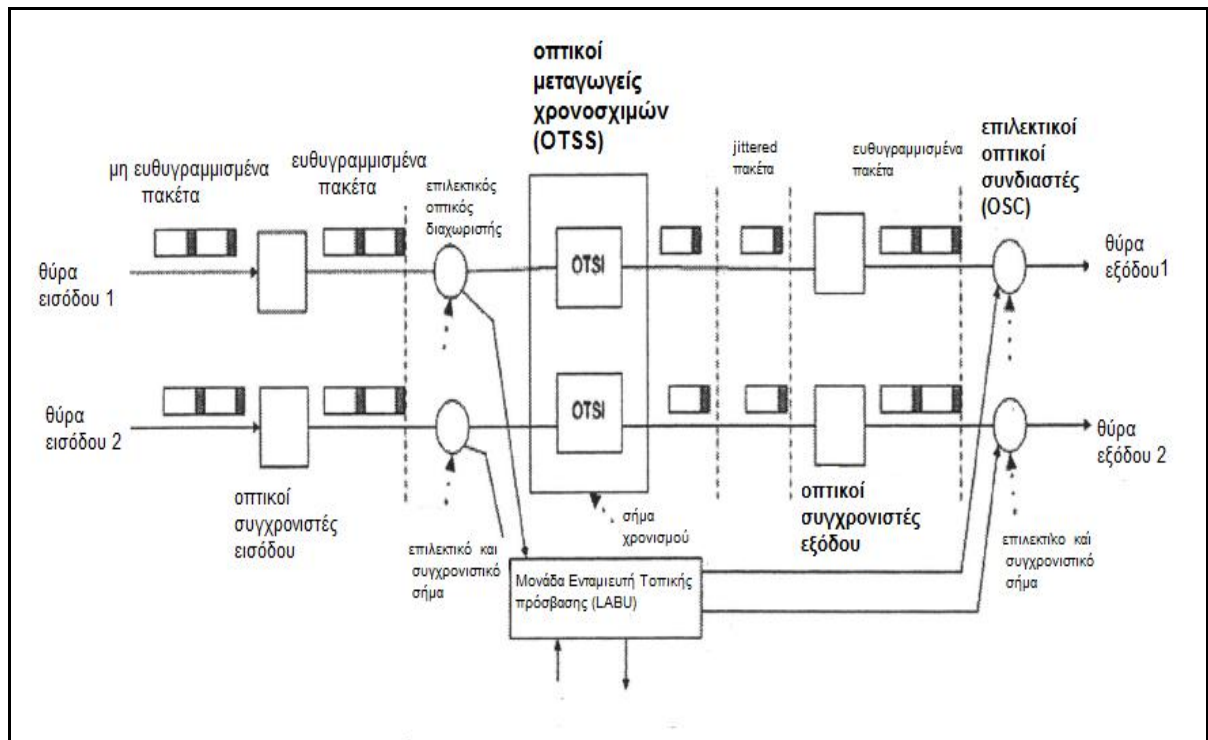
αποθήκευσης είναι λιγότερο από 1% αυτής που χρειάζεται για την συμβατική μεταγωγή πακέτων, η οποία μειώνει αισθητά το κόστος. Στα δίκτυα αυτά, ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών έχει χαρακτηριστικά που επιτρέπουν στον έλεγχο εξωτερικών ενταμιευτών ενώ παίζει υποστηρικτικό ρόλο για τη γενιά των βοηθητικών σημάτων συγχρονισμού του σήματος.

4.7.3 Χρήση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών σε διαμοιραζόμενο δρομολογητή χρονοσχισμών μήκους κύματος

Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική παρουσιάζει έναν διαμοιραζόμενο δρομολογητή χρονοσχισμών μήκους κύματος (STSWR - shared timeslot wavelength router) δρομολογητή που επιτρέπει στο εύρος ζώνης μιας χρονοσχιμής ενός μήκους κύματος να διαμοιράζεται μεταξύ της κίνησης δεδομένων χαμηλής ταχύτητας Ethernet και μιας ενεργής σύνδεσης που ταξιδεύουν από την ίδια STSWR πηγή προς τον ίδιο STSWR προορισμό, περνώντας από την ίδια διαδρομή. Η διαμοιραζόμενη χρονοσχιμή μιας διαδρομής δεν αποδεσμεύεται μέχρι να λήξει η διάρκεια σύνδεσης όλων των συνδέσεων που μοιράζονται τη χρονοσχιμή.

Ο δρομολογητής STSWR πρέπει να αποφασίσει τη διαδρομή, το μήκος κύματος και τη χρονοσχιμή μέσα στο χρονικό πλαίσιο TDM για κάθε σύνδεση που επιθυμεί να συνδεθεί με ένα νέο προορισμό που δεν βρίσκεται στην ήδη υπάρχουσα λίστα συνδέσεων ή με έναν υπάρχων προορισμό, που όμως η χρονοσχιμή που του αντιστοιχεί δεν έχει ελεύθερο εύρος ζώνης. Για τη μεταγωγή αυτή, ο δρομολογητής STSWR χρησιμοποιεί κυκλώματα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών (OTSI). Συγκεκριμένα, ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών (TSI) βρίσκεται μέσα σε έναν 2x2 διακόπτη μεταγωγής στο πεδίο του χρόνου (OTDS - Optical Time-Division Switch) στον οποίο είναι συγκεντρωμένες οι οπτικές γραμμές του ίδιου μήκους κύματος για να δρομολογήσουν τις εισερχόμενες χρονοσχιμές. Η κύρια λειτουργία του διακόπτη στην περίπτωση αυτή είναι να διασφαλίσει ότι οι χρονοσχιμές αντιμετατίθενται κατάλληλα στον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών για το κάθε μήκος κύματος, κάθε θύρας. Η εν λόγω αντιμετάθεση πραγματοποιείται εσωτερικά στον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών με γραμμές καθυστέρησης οπτικής ίνας [4.44].

Η Εικόνα 4. 56 παρουσιάζει έναν διακόπτη OTDS δύο εισόδων και δύο εξόδων σε ένα μήκος κύματος ενός δρομολογητή STSWR, καθώς και τη λειτουργική σημασία των μεταγωγών OTDS και ως εκ τούτου των OTSI που είναι συστατικά μέρη του δρομολογητή.



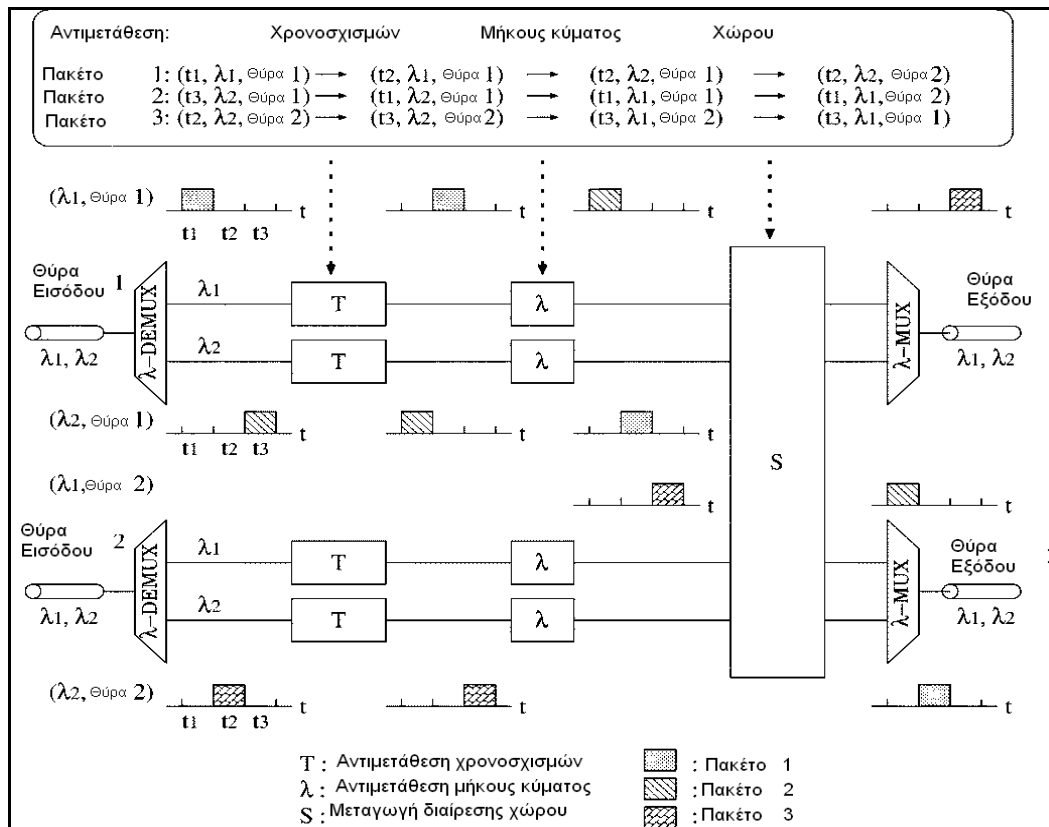
Εικόνα 4. 56: Αρχιτεκτονική ενός 2x2 διακόπτη μεταγωγής στο πεδίο του χρόνου (OTDS) που ανήκει σε έναν διαμοιραζόμενο δρομολογητή χρονοσχισμών μήκους κύματος (STSWR) [4.44].

4.7.4 Χρήση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών για υβριδική μεταγωγή διαίρεσης χρόνου-χώρου-μήκους κύματος

Όπως αναφέραμε στην αρχή του κεφαλαίου για να έχουμε πιο ικανοποιητικά αποτελέσματα κατά τη διαδικασία της μεταγωγής χρησιμοποιούμε διακόπτες μεταγωγής διαίρεσης χρόνου στη θέση των διακοπών μεταγωγής διαίρεσης χώρου. Το πρόβλημα όμως που συναντάμε σε αυτή την περίπτωση είναι η μεγάλη καθυστέρηση που φαίνεται να εισάγουν. Ο συνδυασμός των διακοπών μεταγωγής διαίρεσης χώρου και χρόνου έχει ως αποτέλεσμα η τελική αρχιτεκτονική να είναι συμπαγής και χαμηλής καθυστέρησης. Η επιπλέον προσθήκη ενός διακόπτη μεταγωγής διαίρεσης μήκους κύματος επιτρέπει την ανάπτυξη ενός φωτονικού συστήματος μεταγωγής που συναντάται σε πολλές εφαρμογές και πιο συγκεκριμένα στη χρήση IP (Internet Protocol) πρωτοκόλλου πάνω από δίκτυα πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM Networks). Γενικά τα τελευταία χρόνια η χρήση υβριδικών αρχιτεκτονικών δίνει πολλές φορές λύσεις σε προβλήματα που ανέκυπταν παλιότερα.

Η Εικόνα 4. 57 δείχνει έναν διακόπτη μεταγωγής διαίρεσης χρόνου-χώρου-μήκους κύματος. Ο διακόπτης πραγματοποιεί την ταυτόχρονη και ταχύτατη αντιμετάθεση των χρονοσχισμών και μηκών κύματος οπτικών πακέτων. Υποθέτουμε ότι έχει 2x2 θύρες εισόδου και εξόδου στις οποίες συνδέεται μια ζεύξη WDM δυο μηκών κύματος. Τρεις χρονοσχισμές στο χρονικό πλαίσιο προσδιορίζονται ως κανάλια διαίρεσης χρόνου στα καθορισμένου μήκους πακέτα. Ενσωματώνοντας τον αντιμεταθέτη χρονοσχισμών και τον αντιμεταθέτη μήκους

κύματος στον 4x4 διακόπτη μεταγωγής διαίρεσης χώρου εγκαθίσταται η σύνδεση ανάμεσα στην είσοδο και την έξοδο των ζεύξεων WDM. Περνώντας στη διαδικασία, το εισερχόμενο πακέτο αρχικά υφίσταται αντιμετάθεση χρονοσχισμών, έπειτα αντιμετάθεση μήκους κύματος και τέλος κατευθύνεται μέσω του διακόπτη μεταγωγής διαίρεσης χώρου στην αντίστοιχη θύρα Εξόδου [4.45].



Εικόνα 4. 57: Μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου-χώρου-μήκους κύματος [4.45].

Αναφορές Κεφαλαίου

- [4.1] J. Yates, J. Lacey, and D. Everitt, "Blocking in multiwavelength TDM networks," in 4th International Conference on Telecommunication Systems, Modeling, and Analysis, March 1996, pp. 535–541.
- [4.2] J. -W. Kang, J. -S. Kim, C. -M. Lee, E. Kim, and J. -J. Kim, "1x2 all-optical switch using photochromic-doped waveguides," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 19, pp. 1641–1643, September 2000.
- [4.3] C. Kim, D. A. May-Arrijoja, P. Newman, and J. Pamulapati, "Ultrafast all-optical multiple quantum well integrated optic switch," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 23, pp. 1929–1930, November 2000.
- [4.4] C. De Matos, M. Pugno, and A. Le Corre, "Ultrafast coherent all-optical switching in quantum-well semiconductor microcavity," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 1, pp. 93–94, January 2000.
- [4.5] D. K. Hunter and D. G. Smith, "New architectures for optical TDM switching," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 3, pp. 495–511, March 1993.
- [4.6] H. F. Jordan, D. Lee, K. Y. Lee, and S. V. Ramanan, "Serial array time slot interchangers and optical implementations," *IEEE Transactions on Computers*, vol. 43, no. 11, pp. 1309–1318, November 1994.
- [4.7] N. F. Huang, G. H. Liaw, and C. P. Wang. A novel all optical transport network with time-shared wavelength channels. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 18(10):1863–1875, Oct. 2000.
- [4.8] I P Kaminow et al. A wideband all-optical WDM network. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 14(5):780–799, June 1996.
- [4.9] B. Wen and K. Sivalingam. Routing, Wavelength and Time-Slot Assignment in Time Division Multiplexed Wavelength-Routed Networks. In *Proc. INFOCOM*, New York, NY, June 2002.
- [4.10] Jeyashankher Ramamirtham, Jonathan Turner, "Time Sliced Optical Burst Switching" *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. IEEE*, Vol. 3, 30 March-3 April 2003 Page(s):2030 – 2038.
- [4.11] M. C. Cardakli, D. Gurkan, S. A. Havstad, A. E. Willner, K. R. Parameswaran, M. M. Fejer, I. Brener, "Tunable all-optical time-slot-interchange and wavelength conversion using difference-frequency-generation and optical buffers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, Issue 2, Feb. 2002 Page(s):200 – 202.
- [4.12] H. S. Hinton, "Photonic switching fabrics," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, no. 4, pp. 71–89, 1990.
- [4.13] Andrew S. Tanenbaum, "Δίκτυα υπολογιστών, 3η έκδοση", επιστημονική επιμέλεια: Ευστάθιος Συκάς, Μιχαήλ Θεολόγου, Μετάφραση: Βασίλης Στυλιανάκης, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 2000.

- [4.14] Zhuoran Wang, Nan Chi, Siyuan Yu, "Time-slot assignment using optical buffer with a large variable delay range based on AVC crosspoint switch" IEEE, J. Lightwave Technol., vol. 24, no. 8, pp. 2994 - 3001, Aug. 2006.
- [4.15] D. K. Hunter, D. Cotter, R. B. Ahmad, W. D. Cornwell, T. H. Gilfedder, P. J. Legg, and I. Andonovic, "Buffered switch fabrics for traffic routing, merging, and shaping in photonic cell networks," J. Lightw. Technol., vol. 15, no. 1, pp. 86-101, Jan. 1997.
- [4.16] I. Chlamtac, A. Fumagalli, L. G. Kazovsky et al., "CORD: contention resolution by delay lines," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 14, no. 5, pp. 1014-1029, Jun. 1996.
- [4.17] D. K. Hunter, W. D. Cornwell, T. H. Gilfedder, A. Franzen, and I. Andonovic, "SLOB: A switch with large optical buffers for packet switching," J. Lightw. Technol., vol. 16, no. 10, pp. 1725-1736, Oct. 1998.
- [4.18] A. Huang, "STARLITE: A wideband digital switch," in Proc. GLOBECOM' 84, Atlanta, GA, 1984, pp. 121-125.
- [4.19] J. Mok and B. Eggleton, "Photonics: Expect more delays," Nature vol. 433, no. 7028, pp. 811-812, Feb. 24, 2005.
- [4.20] W.A. Vanderbauwhede, H. Novella, "A multiexit recirculating optical packet buffer" IEEE, Photonics Technology Letters, vol. 17, no. 8, pp. 1749 - 1751, Aug. 2005.
- [4.21] R. A. Thompson and P. P. Giordano, "An experimental photonic timeslot interchanger using optical fibers as reentrant delay-line memories," J. Lightwave Technol., vol. 5, no. 1, pp. 154-162, Jan. 1987.
- [4.22] R. A. Thompson, "Architectures with improved signal-to-noise ratio in photonic systems with fiber-loop delay lines," IEEE J. Select. Areas in Commun., vol. 6, no. 7, pp. 1096-1106, Aug. 1988.
- [4.23] S. Andresen and S. R. Harrison, "Toward a general class of timedivision-multiplexed connecting networks," IEEE Trans. Commun., vol. 20, no. 5, pp. 836-846, Oct. 1972.
- [4.24] Burmeister, J.E. Bowers, "Integrated gate matrix switch for optical packet buffering" IEEE, Photonics Technology Letters, vol. 18, no. 1, pp. 103-105, Jan. 2006.
- [4.25] Wen De Zhong, R.S. Tucker, "A new wavelength-routed photonic packet buffer combining traveling delay lines with delay-line loops" J. Lightwave Technol., vol. 19, no. 8, pp. 1085 - 1092, Aug. 2001.
- [4.26] Zarris, G., Sadeghioon, L.M., Guild, K.M., Simeonidou, D., O'Mahony, M., Leburn, C.G, Brown, C.T.A., Sibbett, W., Jung, H.D., Koonen, A.M.J., Tafur Monroy, Idelfonso, "An all-optical time-slot interchange architecture", 32th European Conference On Optical Communication - ECOC), Cannes, France 2006.
- [4.27] Zhong Pan, Jing Cao, Bansal Y., Tsui V.K, Fong S.K.H, Yanda Zhang, Taylor J., Lee H.J., Minyong Jeon, Akella V., Yoo S.J.B., Okamoto K., Kamei S., "All-optical programmable time-slot-interchanger using optical-label switching with tunable wavelength conversion and N by N arrayed waveguide grating routers", OFC 2002 17-22 Mar 2002 Page(s):267 - 268.

- [4.28] D.K. Hunter, D. Cotter, R.B. Ahmad, W.D. Cornwell, T.H. Gilfedder, P.J. Legg, I. Andonovic, "2x2 buffered switch fabrics for traffic routing, merging, and shaping in photonic cell networks" J. Lightwave Technol., vol. 15, no. 1, pp. 86 - 101, Jan. 1997.
- [4.29] Konstantinos Yiannopoulos, Kyriakos G. Vlachos, Member, IEEE, and Emmanouel Varvarigos, "Multiple-Input-Buffer and Shared-Buffer Architectures for Optical Packet- and Burst-Switching Networks", J. Lightwave Technol., vol. 25, no. 6, pp. 1379 - 1389, June 2007.
- [4.30] M. J. Marcus, "Space-time equivalents in connecting networks," Proc. 1970 Int. Conf. Commun., pp. 35.25-35.31.
- [4.31] F. K. Hwang, "On Benes rearrangeable networks," Bell System Tech. J., vol. 50, no. 1, pp. 201-207, Jan. 1971.
- [4.32] A. Waksman, "A permutation network," J. Assoc. for Computing Machinery, vol. 15, no. 1, pp. 159-163, Jan. 1968.
- [4.33] E. A. Varvarigos, "The 'packing' and the 'scheduling' packet switch architectures for almost all-optical lossless networks," J. Lightw. Technol., vol. 16, no. 10, pp. 1757-1767, Oct. 1998.
- [4.34] O. Zouraraki, K. Yiannopoulos, P. Zakyntinos, D. Petrantonakis, E. Varvarigos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Implementation of an All-Optical Time-Slot-Interchanger Architecture" , IEEE, Photonics Technology Letters, vol. 19, no. 17, pp. 1307-1309, Sept. 2007.
- [4.35] O. Zouraraki, D. Petrantonakis, K. Yiannopoulos, R. Meleiro , L. M. Sadeghioon, A. Poustie, G. Maxwell, E. Varvarigos, K. Vlachos, P. Monteiro, D. Simeonidou and H. Avramopoulos, "Optically-Addressable Packet Timeslot Interchanger Using a Quadruple Switch Array", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OTuB3, Anaheim -California, USA 2007.
- [4.36] www.mufins.cti.gr
- [4.37] L. Stampoulidis, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, P. Zakyntinos, P. Bakopoulos, O. Zouraraki, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Enabling Tb/s Photonic Routing: Development of Advanced Hybrid Integrated Photonic Devices to Realize High-Speed, All-Optical Packet Switching", accepted for publication in Journal of Selected Topics in Quantum Electronics vol. 14, issue 3, Mai/June 2008.
- [4.38] P. Zakyntinos, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Petrantonakis, G. Theophilopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Single Chip Quad MZI array in a 40 Gb/s AOLS Front-end", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OWH, Anaheim - California, USA 2007.
- [4.39] G. Maxwell, A. Poustie, C. Ford, M. Harlow, P. Townley, M. Nield, I. Lealman, S. Oliver, L. Rivers, R. Waller, "Hybrid Integration of Monolithic Semiconductor Optical Amplifier Arrays Using Passive Assembly" 55th Electronics and Technology Conference (ECTC), Lake Buena Vista, (2005).
- [4.40] www.ciphotonics.com
- [4.41] FC-SANOS-15XX-TEC Preliminary data sheet of fiber-coupled SANOS@ $\lambda = 1530 \dots 1560$ nm with TEC SANOS – Saturable noise suppressor.

- [4.42] http://en.wikipedia.org/wiki/Optical_circulator
- [4.43] Παναγιώτης Γ.Κωπτής, "Διαμόρφωση και μετάδοση σημάτων", Εκδόσεις Τζιόλα 2005.
- [4.44] Yoong Cheah Huei, Pung Hung Keng, "A shared time-slot router architecture for TDM wavelength optical WDM networks" 13th IEEE International Conference on Networks jointly held with the IEEE 7th Malaysia International Conference on Communication., Volume 2, 16-18 Nov. 2005.
- [4.45] Onohara K., Sotobayashi H., Kitayama K., Chujo W., "Photonic time-slot and wavelength-grid interchange for 10-Gb/s packet switching", IEEE, Photonics Technology Letters, vol. 13, no. 10, pp. 1121 - 1123, Oct. 2001.
- [4.46] Mahesh Sivakumar, Suresh Subramaniam, "A Performance Evaluation of Time Switching in TDM Wavelength Routing Networks," in Proceedings of the First International Conference on Broadband Networks (BROADNETS'04), Oct. 1996.
- [4.47] Cardakli M.C., Gurkan D., Havstad S.A., Willner A.E., Parameswaran K.R., Fejer M.M., Brenner I., "All-optical time-slot-interchange and wavelength conversion using difference-frequency-generation and FBGs," in Proceedings of Optical Fiber Communication Conference, Volume 4, March 2000 p. 196 - 198.
- [4.48] Srinivasan R., Somani A.K., "A generalized framework for analyzing time-space switched optical networks," in Proceedings of 20th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, INFOCOM 2001, Vol. 1, April 2001, p. 179 - 188.
- [4.49] Vishwanath A., Liang W., "On-line multicast routing in WDM grooming networks," in Proceedings of 14th International Conference on Computer Communications and Networks, ICCCN 2005., Oct. 2005, p. 255 - 260.
- [4.50] Hunter D.K., Chia M.C., Andonovic I., "Buffering in optical packet switches," IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol. 16, no. 12, pp. 2081 - 2094, Dec. 1998.
- [4.51] Beheshti N., Ganjali Y., Rajaduray R., Blumenthal D., McKeown N., "Buffer sizing in all-optical packet switches," in Proceedings of Optical Fiber Communication Conference, March 2006.
- [4.52] Guillemot C., Renaud M., Gambini P., Janz C., Andonovic I., Bauknecht R., Bostica B., Burzio M., Callegati F., Casoni M., Chiaroni D., Clerot F., Danielsen S.L., Dorgeuille F., Dupas A., Franzen A., Hansen P.B., Hunter D.K., Kloch A., Krahenbuhl R., Lavigne B., Le Corre A., Raffaelli C., Schilling M., Simon J.-C., Zucchelli L., "Transparent optical packet switching: the European ACTS KEOPS project approach," IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol. 16, no. 12, pp. 2117 - 2134, Dec. 1998.

Εικόνες Κεφαλαίου

Εικόνα 4. 1: Αρχιτεκτονική ενός οπτικού δικτύου μεταγωγής χρόνου (OTDM Switched).

Εικόνα 4. 2: Μορφότυπο του χρονικού πλαισίου και της χρονοσχισμής μέσα σε αυτό.

Εικόνα 4. 3: Η αρχιτεκτονική ενός δικτύου OTDM Switched.

Εικόνα 4. 4: Μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου.

Εικόνα 4. 5: (α) Ένας αντιμεταθέτης χρονοσχισμών παράλληλης αρχιτεκτονικής, (β) αντιμεταθέτης χρονοσχισμών με γραμμές καθυστέρησης σε τροφοδοσία ανάδρασης [4.23].

Εικόνα 4. 6: Οπτικός Αντιμεταθέτης Χρονοσχισμών (OTSI) [4.10].

Εικόνα 4. 7: Σχήμα του προτεινόμενου συστήματος [4.14].

Εικόνα 4. 8: Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική TSI. Παρατηρούμε ότι τα πακέτα που μπαίνουν από την είσοδο *i* βγαίνουν από την είσοδο *i* αλλά με διαφορετική σειρά.

Εικόνα 4. 9: OTSI με γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του μήκους κύματος.

Εικόνα 4. 10: OTSI με γραμμές καθυστέρησης σε σχηματισμό πρόδρασης σε συνδυασμό με μεταγωγή στο πεδίο του χώρου.

Εικόνα 4. 11: (α) Προτεινόμενη αρχιτεκτονική του ενταμιευτή πολλαπλών εισόδων [4.29] (β) Δομή κάθε σταδίου της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. λ-conn είναι ο μετατροπέας μήκους κύματος και λ-MUX/DEMUX είναι ο πολυπλέκτης και ο αποπολυπλέκτης μήκους κύματος, αντίστοιχα.

Εικόνα 4. 12: T(4,4) χωρίς ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο.

Εικόνα 4. 13: Χωρικό ισοδύναμο του T(4,4) δικτύου.

Εικόνα 4. 14: T(2,4) με ακεραιότητα στο χρονικό πλαίσιο.

Εικόνα 4. 15: Μέρος ενός χωρικού διακόπτη με αυθαίρετα μεγάλο μέγεθος, ισοδύναμο του T(2,4) δικτύου.

Εικόνα 4. 16: Ο γράφος χώρου-χρόνου.

Εικόνα 4. 17: Σχηματισμός του logn-Benes υπογράφου στον γράφο χώρου-χρόνου. Οι nxn εικονικοί διακόπτες μεταγωγής στο στάδιο *i* σχηματίζονται από κόμβους που απέχουν μεταξύ τους *n* χρονοσχισμές.

Εικόνα 4. 18: Η χειρότερη περίπτωση ανταλλαγής πακέτων: (α) το πακέτο A στην πρώτη χρονοσχισμή πρέπει να αλλάξει θέση με το πακέτο D στην τελευταία χρονοσχισμή, (β) υλοποίηση TSI σε ένα στάδιο.

Εικόνα 4. 19: Υλοποίηση TSI τριών σταδίων.

Εικόνα 4. 20: Γραφική παράσταση των χρονοσχισμών που δύνανται να υποστούν αντιμετάθεση σε συνάρτηση με τον αριθμό των απαιτούμενων μηκών κύματος για $s=1,3,5$ στάδια.

Εικόνα 4. 21: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών τριών σταδίων.

Εικόνα 4. 22: Δημιουργία των δεδομενοπακέτων.

Εικόνα 4. 23: Γεννήτρια δεδομενοπακέτων και BER tester.

Εικόνα 4. 24: Τρία διαδοχικά δεδομενοπακέτα χωριζόμενα με χρονικό διάκενο (time interval) ανάμεσά τους, ακολουθούμενα από μια κενή χρονοσχισμή.

Εικόνα 4. 25: Δημιουργία των περιβαλλουσών πακέτων.

Εικόνα 4. 26: Γεννήτρια των σημάτων σταθερής ισχύος CW στα τρία μήκη κύματος.

Εικόνα 4. 27: Πολυπλέκτης AWG.

Εικόνα 4. 28: Οπτικός διαμορφωτής (Mod Ti:LiNbO₃).

Εικόνα 4. 29: Περιβάλλουσα πακέτου όπως προκύπτει από την έξοδο του διαμορφωτή Ti:LiNbO₃.

Εικόνα 4. 30: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων όπως προκύπτουν από την έξοδο του αποπολυπλέκτη.

Εικόνα 4. 31: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων πριν την είσοδό τους στο δεύτερο πολυπλέκτη.

Εικόνα 4. 32: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων πολυπλεγμένες σε ένα ενιαίο σήμα. Παρατηρούμε την ύπαρξη του σταθερού χρονικού διαστήματος ανάμεσα στις τρεις περιβάλλουσες.

Εικόνα 4. 32: Οι τρεις περιβάλλουσες πακέτων πολυπλεγμένες σε ένα ενιαίο σήμα. Παρατηρούμε την ύπαρξη του σταθερού χρονικού διαστήματος ανάμεσα στις τρεις περιβάλλουσες.

Εικόνα 4. 33: Σχηματικό διάγραμμα MZI.

Εικόνα 4. 34: Σχηματικό διάγραμμα της μητρικής πλακέτας του υβριδικά ολοκληρωμένου Mach-Zehnder.

Εικόνα 4. 35: Απεικόνιση της διαδικασίας ολοκλήρωσης του υβριδικού διακόπτη MZI με τη μέθοδο 'flip-chip'.

Εικόνα 4. 36: Η τετραπλή συστοιχία των οπτικών διακοπών σε συμπαγή συσκευασία.

Εικόνα 4. 37: Συστοιχία τεσσάρων μονολιθικά ολοκληρωμένων SOA β) Δευτερεύουσα Πλακέτα γ) Μητρική Πλακέτα δ) Πλήρως συσκευασμένο 4-πλό υβριδικά ολοκληρωμένο πλινθίο με το καλώδιο τροφοδοσίας των 8 ενισχυτών SOA ε) οι οπτικές επαφές του στοιχείου με 24 συνδέσεις.

Εικόνα 4. 38: Βραχίονες ελέγχου ισχύος και πόλωσης των σημάτων.

Εικόνα 4. 39: Το πρώτο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.

Εικόνα 4. 40: Έξοδος του πρώτου MZI.

Εικόνα 4. 41: Έξοδος του πρώτου σταδίου και σήμα ελέγχου για το δεύτερο στάδιο.

Εικόνα 4. 42: Το δεύτερο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.

Εικόνα 4. 43: Έξοδος δεύτερου MZI.

Εικόνα 4. 44: Έξοδος δεύτερου σταδίου και σήμα ελέγχου για MZI τρίτου σταδίου.

Εικόνα 4. 45: Τρίτο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.

Εικόνα 4. 46: Έξοδος τρίτου ΜΖΙ.

Εικόνα 4. 47: Έξοδος τρίτου σταδίου και σήμα ελέγχου 4ου σταδίου.

Εικόνα 4. 48: Τέταρτο στάδιο του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών.

Εικόνα 4. 49: Έξοδος τέταρτου σταδίου.

Εικόνα 4. 50: Απορροφητής κορεσμού.

Εικόνα 4. 51: Πάνω: ανακυκλωτής με ενσωματωμένο RSAM (στο μπλε καλώδιο). Κάτω αριστερά: RSAM στο ομοαξονικό καλώδιο. Κάτω δεξιά: TEC με RSAM οπτικής ίνας..

Εικόνα 4. 52: Διαπερατότητα απορροφητή κορεσμού συναρτήσει του μήκους κύματος εισόδου.

Εικόνα 4. 53: Πειραματικά αποτελέσματα για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών στα 10 Gb/s. (α) Σήμα εισόδου, (β) Έξοδος 1ου σταδίου, (γ) Έξοδος 2ου σταδίου, (δ) Έξοδος 3ου σταδίου, (ε) Έξοδος μονάδας ελέγχου δρομολόγησης και (στ) Έξοδος απορροφητή κορεσμού. Χρονική κλίμακα 1.6 ns/div για τα χρονικά στιγμιότυπα και 20 ps/div για τα διαγράμματα ματιού.

Εικόνα 4. 54: Διάγραμμα BER σε συνάρτηση με την λαμβανόμενη ισχύ.

Εικόνα 4. 55: Αρχιτεκτονική ενός αμιγώς οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτου.

Εικόνα 4. 56: Αρχιτεκτονική ενός 2x2 διακόπτη μεταγωγής στο πεδίο του χρόνου (OTDS) που ανήκει σε έναν διαμοιραζόμενο δρομολογητή χρονοσχισμών μήκους κύματος (STSWR).

Εικόνα 4. 57: Μεταγωγέας διαίρεσης χρόνου-χώρου-μήκους κύματος.

Πίνακες Κεφαλαίου

[1.1] Πίνακας 4. 1: Πίνακας που δείχνει την πολυπλοκότητα των αρχιτεκτονικών των TSI.

Πίνακας 4. 2: Ο αριθμός των απαιτούμενων μηκών κύματος ανάλογα με τις χρονοσχισμές ανά στάδιο για TSI αποτελούμενο από 1,3 και 5 στάδια.

Πίνακας 4. 3: Απαιτήσεις ισχύος/ενέργειας των συμβολομετρικών διακοπών ΜΖΙ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΠΑΚΕΤΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΑ 40 Gb/s

5.1 Εισαγωγή στα κυκλώματα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων

Στα οπτικά δίκτυα πρώτης γενιάς, ηλεκτρονικοί δρομολογητές υψηλών ταχυτήτων διασυνδέονται με οπτικές ίνες αξιοποιώντας την τεχνολογία μετάδοσης διαίρεσης μήκους κύματος (WDM). Στα δίκτυα αυτά, η οπτική δρομολόγηση διεξάγεται τόσο με μετατροπή του οπτικού σήματος που μπαίνει μέσα στον κόμβο δρομολόγησης σε ηλεκτρονικό σήμα όσο και με αποπολυπλεξία του σήματος αυτού σε ροές χαμηλότερου ρυθμού. Οι ροές αυτές δρομολογούνται ηλεκτρονικά μέσω του βασικού τμήματος μεταγωγής του κόμβου δρομολόγησης και στη συνέχεια επαναπολυπλέκονται σε ένα ηλεκτρονικό σήμα υψηλής ταχύτητας που καθοδηγείται στην έξοδο του κόμβου αφού μετατραπεί πρώτα σε οπτικό σήμα συγκεκριμένου μήκους κύματος. Η οπτικο-ηλεκτρο-οπτική μετατροπή που διεξάγεται στον κόμβο δρομολόγησης προκαλεί συμφόρηση στον κόμβο

δρομολόγησης και μειώνει τη ρυθμαπόδοση (throughput) στα σημερινά δίκτυα. Όσο, όμως, οι ρυθμοί μετάδοσης συνεχίζουν να αυξάνονται στην οπτική ίνα με πολύ πιο γρήγορο ρυθμό σε σύγκριση με τις ταχύτητες επεξεργασίας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, τόσο η έρευνα θα βρίσκεται καθοδόν προς την ανάπτυξη οπτικών δικτύων δεύτερης και τρίτης γενιάς, τα οποία παρέχουν συνεχή οπτικά μονοπάτια μέσω του δικτύου χρησιμοποιώντας οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (optical crossconnects – OXCs) και οπτικούς πολυπλέκτες προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (optical add/drop multiplexer-OADM). Χρησιμοποιώντας τις τεχνολογίες αυτές, τα κανάλια μηκών κύματος μπορούν να δρομολογηθούν μεταξύ των κόμβων αξιοποιώντας αμιγώς οπτικές τεχνικές. Προκειμένου να επιτευχθεί πραγματικά ευέλικτη μεταγωγή πακέτου με στοιχειώση (granularity) που εκτείνεται από τα κανάλια μονού μήκους κύματος στα μεμονωμένα πακέτα, η έρευνα έχει στραφεί πλέον στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων τρίτης γενιάς με οπτικούς δρομολογητές, οι οποίοι συνδέονται με οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (OXC) και οπτικούς πολυπλέκτες προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (OADM) απευθείας σε οπτικό επίπεδο. Η χρησιμοποίηση οπτικών δρομολογητών στα δίκτυα μεταγωγής πακέτων τρίτης γενιάς θα επιτρέψει αεικίνητη δρομολόγηση εντός και ενδιάμεσα στα μήκη κύματος ενώ ταυτόχρονα θα παρέχει οπτικό μονοπάτι με διαφάνεια τόσο στο μορφότυπο των δεδομένων (data format) όσο και στο ρυθμό μετάδοσής τους.

Τα δίκτυα μεταγωγής πακέτων τρίτης γενιάς αναμένεται να παρέχουν πολύ περισσότερα πλεονεκτήματα σε σύγκριση με παλαιότερες αρχιτεκτονικές. Πρώτα απ' όλα, δικτυακές λειτουργίες χαμηλού επιπέδου, όπως για παράδειγμα η δρομολόγηση, παραδίδονται στον πυρήνα του οπτικού δικτύου, ενώ λειτουργίες επεξεργασίας σήματος υψηλού επιπέδου που απαιτούν μεγάλες ποσότητες επεξεργαστικής ισχύος διανέμονται πλέον στα άκρα του δικτύου. Και επειδή τα δεδομένα του ωφέλιμου φορτίου είναι διαφανή στο δίκτυο μεταγωγής πακέτων, κάθε διακόπτης μεταγωγής μπορεί να παραμείνει σε οποιαδήποτε δεδομένη κατάσταση για μια αυθαίρετη ποσότητα χρόνου και για μια μεγάλη γκάμα υπηρεσιών, από best-effort δεδομένο-γράμματα (best-effort datagram) μέχρι συνδέσεις εικονικών κυκλωμάτων (virtual circuit connections), προκειμένου να εξασφαλιστεί επαρκές εύρος ζώνης δια μέσου ενός οπτικού μονοπατιού ειδικού σκοπού (dedicated lightpath). Τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων τρίτης γενιάς μπορούν επίσης να παρέχουν επεκτασιμότητα (scalability) και ευελιξία (flexibility) όσον αφορά την αποδοτικότητά τους στο χειρισμό δικτυακής κίνησης με εξάρτηση από το χρόνο.

Οι βασικές λειτουργίες χαμηλού επιπέδου που απαιτούνται σε έναν αμιγώς οπτικό κόμβο μεταγωγής πακέτου είναι η δρομολόγηση, η επίλυση της σύγκρουσης (contention resolution), ο συγχρονισμός, η αναγέννηση και η εισαγωγή επικεφαλίδας (header regeneration/reinsertion) και η ικανότητα διαδοχής (cascadability) [5.1]. Η λειτουργία της δρομολόγησης απαιτείται για να κατευθύνει τα πακέτα από την πηγή στον προορισμό δια μέσου διαφόρων κόμβων μεταγωγής πακέτων. Η επίλυση της σύγκρουσης (contention resolution) απαιτείται για να εμποδίσει παραπάνω από ένα πακέτα να βγουν από το διακόπτη μεταγωγής ταυτόχρονα και στο ίδιο μήκος κύματος. Ο συγχρονισμός απαιτείται για τη χρονική ευθυγράμμιση των πακέτων σε κάθε μία από τις θύρες εισόδου του διακόπτη μεταγωγής με σκοπό τη διάδοσή τους μέσα από τη μήτρα μεταγωγής (switching matrix).

Στα πλαίσια της προσπάθειας για την ανάπτυξη οπτικών συστημάτων επεξεργασίας και δρομολόγησης πακέτων δεδομένων, αναδείχθηκε η ανάγκη για

κατάλληλα κυκλώματα συγχρονισμού των κόμβων του δικτύου με τα διακινούμενα δεδομένα. Ένα από τα βασικότερα οπτικά κυκλώματα συγχρονισμού που αναπτύχθηκαν από διάφορα ερευνητικά εργαστήρια ανά τον κόσμο, αποτελεί το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού το οποίο με τη σειρά του οδήγησε στην υλοποίηση μίας σειράς από οπτικά κυκλώματα επεξεργασίας σήματος [5.2]-[5.8]. Ένα πρωτοποριακό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων, υλοποιημένο αποκλειστικά στο οπτικό επίπεδο αναπτύχθηκε και στο ΕΦΕ και μελετήθηκε εκτενώς στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Η λειτουργία του κυκλώματος αυτού, περιορίζεται στην "αναγνώριση" του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων που περικλείονται στο εισερχόμενο πακέτο παρέχοντας στην έξοδό του το αντίστοιχο «ρολόι». Μία επιπλέον λειτουργία η οποία σε συνδυασμό με αυτή της ανάκτησης ρολογιού θα κάλυπταν πλήρως τις ανάγκες συγχρονισμού του κόμβου, είναι η παραγωγή ενός σήματος το οποίο θα παρέχει στον κόμβο πληροφορία αναφορικά με τη ροή των πακέτων και όχι των δεδομένων. Το κύκλωμα το οποίο θα πραγματοποιεί την παραπάνω λειτουργία, θα αναγνωρίζει την έναρξη ενός εισερχόμενου πακέτου δεδομένων και την ίδια χρονική στιγμή θα παράγει ένα οπτικό παλμό στην έξοδό του. Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων, όπως χαρακτηριστικά ονομάστηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, εκτελεί ακριβώς αυτή τη λειτουργία. Έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχει στον κόμβο το οπτικό εκείνο σήμα το οποίο θα περιέχει πληροφορία για την ροή πακέτων δεδομένων τα οποία εισέρχονται στον κόμβο, με σκοπό τον σκανδαλισμό περαιτέρω κυκλωμάτων και συστημάτων επεξεργασίας και δρομολόγησης των πακέτων αυτών.

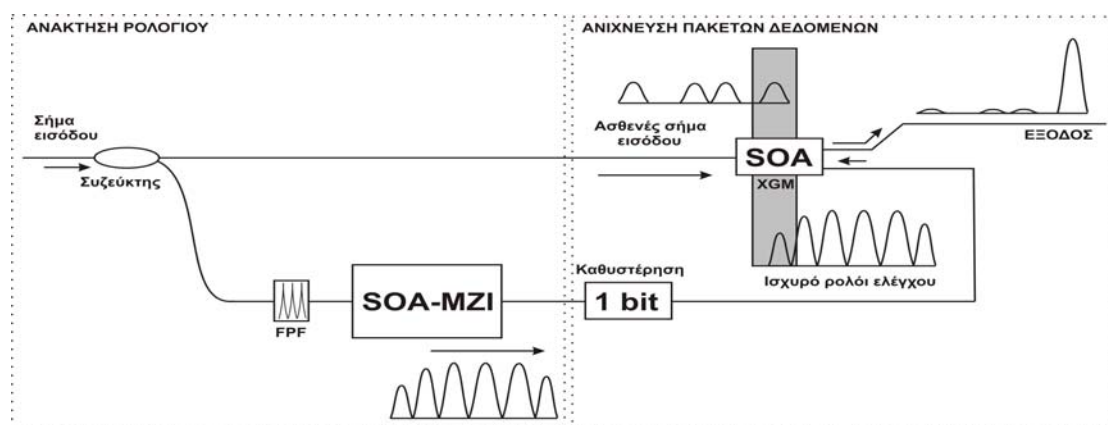
Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων επωφελείται από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού χρησιμοποιώντας το ανακτημένο ρολόι των πακέτων δεδομένων για την λειτουργία του. Στο σύνολό του λοιπόν, το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων μπορεί να χαρακτηριστεί ως μία ολοκληρωμένη λύση για τον συγχρονισμό των συστημάτων επεξεργασίας και δρομολόγησης, αφού παρέχει τα κατάλληλα σήματα για τον συγχρονισμό του κόμβου σε επίπεδο ροής δεδομένων (bit-wise) αλλά και σε επίπεδο πακέτων (packet-wise). Το παρόν κεφάλαιο περιγράφει το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων με δεδομένα στα 40 Gb/s, το οποίο σχεδιάστηκε, υλοποιήθηκε και δοκιμάστηκε πειραματικά στα πλαίσια της διατριβής αυτής. Το πείραμα πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας σε σειρά ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με φίλτρο Fabry-Perot και κορεσμένο οπτικό διακόπτη τύπου MZI και ένα κύκλωμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού εκμεταλλευόμενο το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (Cross Gain Modulation - XGM) σε ένα οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού για την παραγωγή ενός οπτικού παλμού για κάθε εισερχόμενο πακέτο δεδομένων. Η έξοδος του υπό-κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού παρέχει το σήμα συγχρονισμού του κόμβου σε επίπεδο δεδομένων και ταυτόχρονα οδηγεί το κύκλωμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού, το οποίο με τη σειρά του παρέχει στον κόμβο το σήμα συγχρονισμού σε επίπεδο πακέτου. Συγκεκριμένα, στην ενότητα 5.2 γίνεται η εισαγωγή στο προτεινόμενο κύκλωμα και περιγράφεται η βασική δομή αλλά και η αρχή λειτουργίας του. Η ενότητα 5.3 περιγράφει αναλυτικά το υποσύστημα αναγέννησης 2R, η ενότητα 5.4 περιγράφει το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s ενώ η παράγραφος 5.5 περιγράφει την πειραματική υλοποίηση του υποσυστήματος ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s, όπως αυτή πραγματοποιήθηκε στο ΕΦΕ, και παρουσιάζει τα αποτελέσματα που καταγράφηκαν κατά την δοκιμή του κυκλώματος. Τέλος στην ενότητα 5.6 γίνεται η σύνοψη των εργασιών που εκτελέστηκαν στα πλαίσια του παρόντος κεφαλαίου, καθώς και η αποτίμηση των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν νωρίτερα στο κεφάλαιο. Επιπλέον, αναφέρονται κάποιες

ενδιαφέρουσες εφαρμογές του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων σε συστήματα αμιγώς οπτικής δρομολόγησης πακέτων για μελλοντικά δίκτυα οπτικών τηλεπικοινωνιών.

5.2 Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων - δομή και αρχή λειτουργίας

Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να παρέχει συγχρονισμό σε επίπεδο πακέτου στον εκάστοτε κόμβο του δικτύου, παράγοντας έναν παλμό στην αρχή κάθε εισερχόμενου πλαισίου πληροφορίας, εξάγοντας έτσι πληροφορία για τη χρονική στιγμή άφιξης του πακέτου. Η λειτουργία αυτή είναι ανάλογη του συγχρονισμού με το frame pulse στα συστήματα SONET/SDH.

Μια σειρά από τεχνικές έχει προταθεί στη βιβλιογραφία για την παραγωγή παλμών ανίχνευσης πακέτου ή συγχρονισμού. Παλαιότερες τεχνικές επεμβαίνουν στον πομπό χρησιμοποιώντας έναν παλμό-δείκτη (marker pulse) στην αρχή του πακέτου και σε διαφορετική κατάσταση σε σχέση με το υπόλοιπο πακέτο. Παλμο-δείκτες σε διαφορετικό μήκος κύματος [5.9], πόλωση [5.10], περίοδο bit [5.11] ή πλάτος [5.12] έχουν εφαρμοστεί σε πειράματα. Οι μέθοδοι αυτές όμως έχουν ιδιαίτερα αυξημένη πολυπλοκότητα ως προς την παραγωγή των πακέτων πληροφορίας στον πομπό και την διάδοσή τους στην ίνα. Πιο πρόσφατες προσεγγίσεις εξάγουν τον παλμό ανίχνευσης από πακέτα πληροφορίας όπου όλοι οι παλμοί βρίσκονται στην ίδια κατάσταση [5.13], [5.14]. Οι τεχνικές αυτές εκμεταλλεύονται τη διακύμανση του κέρδους και τη δυναμική της φάσης ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού (SOA) σε επίπεδο bit. Όμως στις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιείται SOA με πολύ μεγάλο χρόνο ανάκαμψης, δημιουργώντας την απαίτηση για μεγάλες προστατευτικές ζώνες μεταξύ των μεταδιδόμενων πακέτων για ορθή λειτουργία. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε εξάρτηση από την εκάστοτε κυματομορφή (pattern dependence) και δημιουργεί την ανάγκη αυστηρής κωδικοποίησης καθώς και συγκεκριμένων μορφών πακέτου (packet formats).

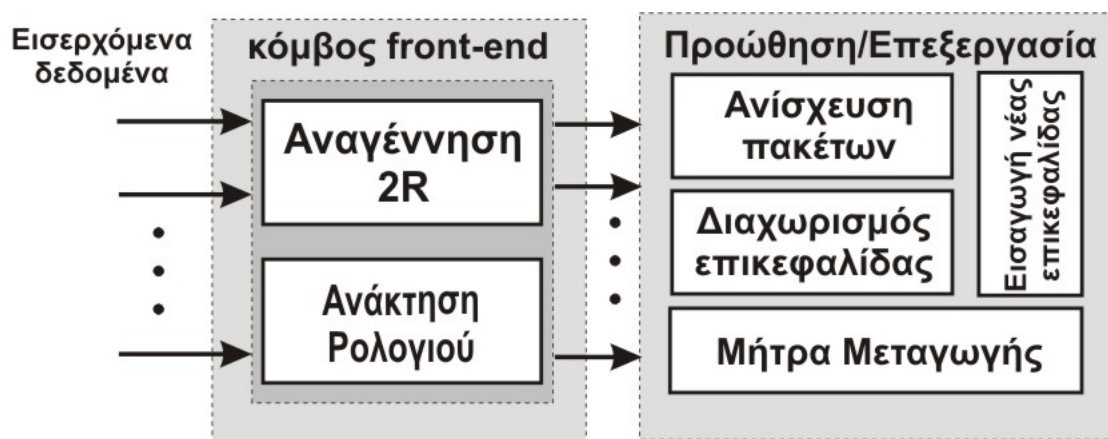


Εικόνα 5. 1: Δομή και αρχή λειτουργίας του οπτικού κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων.

Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων που προτείνεται σε αυτή τη διατριβή, εκμεταλλεύεται τη λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, εκτελώντας επεξεργασία των ανακτημένων πακέτων ρολογιού με αμιγώς οπτικό τρόπο. Το

κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων αποτελείται από ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και έναν οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού ρυθμισμένο έτσι ώστε να διεγείρει το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (cross gain modulation – XGM), [5.15] μεταξύ των σημάτων που αλληλεπιδρούν σε αυτόν. Η δομή και η αρχή λειτουργίας του υποσυστήματος απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 1. Στο πρώτο στάδιο του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτου, πραγματοποιείται η ανάκτηση του πακέτου ρολογιού που αντιστοιχεί στο κάθε εισερχόμενο πακέτο δεδομένων. Κατόπιν το ανακτημένο πακέτο ρολογιού εισέρχεται στο κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων με το οποίο επιλέγεται μόνο ο πρώτος παλμός από κάθε πακέτο ρολογιού. Για την εξαγωγή του προπορευόμενου παλμού, χρησιμοποιείται ο ενισχυτής SOA ο οποίος συνδέεται στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, έτσι ώστε τα πακέτα δεδομένων εισόδου και τα αντίστοιχα ανακτημένα πακέτα ρολογιού να εισάγονται στον ενισχυτή αντίρροπα. Κατόπιν όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5. 1, εισάγεται καθυστέρηση στο ισχυρό πακέτο ρολογιού, έτσι ώστε αυτό να υπολείπεται χρονικά του ασθενούς πακέτου δεδομένων κατά ένα bit. Το ασθενές σήμα δρα ως σήμα εισόδου έτσι ώστε να λειτουργεί το SOA στην περιοχή χαμηλού σήματος (small-signal gain regime). Στην περιοχή αυτή ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά, παρέχοντας μεγάλες τιμές κέρδους (τυπικά ~ 25-30 dB). Αντίθετα το ισχυρό σήμα ρολογιού λειτουργεί ως σήμα ελέγχου έτσι ώστε να προκαλεί τον έντονο κορεσμό στο κέρδος του ενισχυτή.

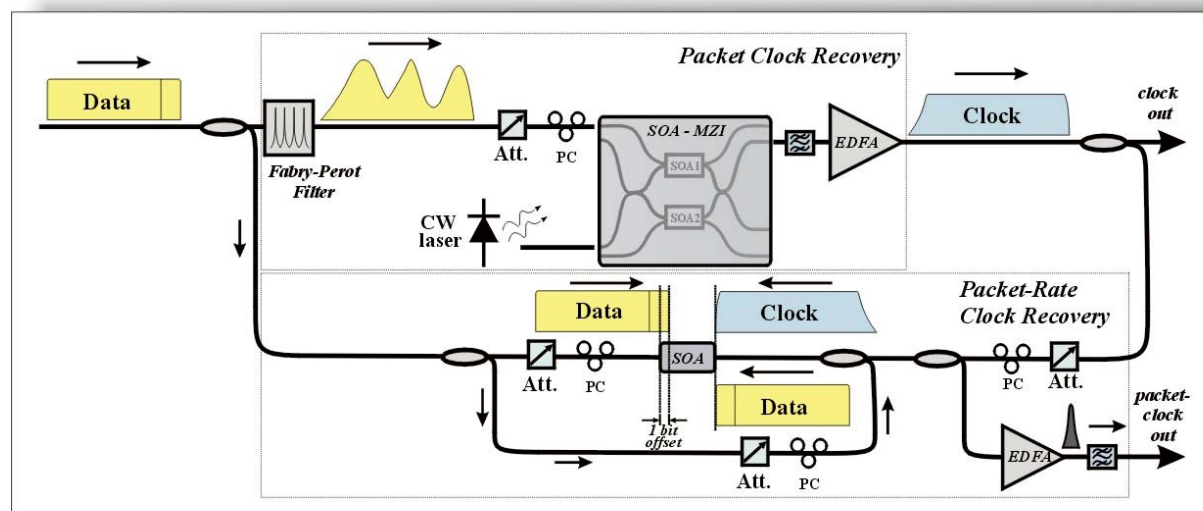
Σύμφωνα με τα παραπάνω στοιχεία, η λειτουργία της εξαγωγής προπορευόμενου παλμού έχει ως εξής: Καθώς το πρώτο bit από το πακέτο δεδομένων εισέρχεται στον ενισχυτή SOA, δέχεται το μέγιστο κέρδος του SOA και εξέρχεται ενισχυμένο. Όλοι όμως οι εναπομείναντες παλμοί του σήματος εισόδου συμπίπτουν στον ενισχυτή με τους παλμούς υψηλής ισχύος του ισχυρού ρολογιού ελέγχου οι οποίοι κορένουν το SOA οδηγώντας τον κοντά στο σημείο διαφάνειάς του. Αποτέλεσμα αυτού είναι οι υπόλοιποι παλμοί του σήματος εισόδου να αντιλαμβάνονται το κορεσμένο κέρδος του ενισχυτή (κοντά στη μονάδα) καθώς διαδίδονται μέσα από αυτόν και να καταπιέζονται σε σχέση με τον προπορευόμενο παλμό [5.16].



Εικόνα 5. 2: Αρχιτεκτονική ανώτερου επιπέδου ενός αμιγώς οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων.

Ένα υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων (ή υποσύστημα ανάκτησης του ρυθμού άφιξης των πακέτων δεδομένων) διασυνδέεται απευθείας με το υποσύστημα ανάκτησης του ρυθμού άφιξης των δεδομένων (ή υποσύστημα

ανάκτησης ρολογιού) σε ένα κόμβο μεταγωγής πακέτων. Το υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων χρησιμοποιεί τα πακέτα εξόδου του υποσυστήματος ανάκτησης ρολογιού (πακέτα που περιέχουν το ανακτημένο ρολόι) προκειμένου να παράγει έναν μοναδικό παλμό για κάθε πακέτο δεδομένων που αφικνείται στην είσοδο του κόμβου, παρέχοντας με αυτόν τον τρόπο ένα σήμα συγχρονισμού στο ρυθμό μετάδοσης (άφιξης) των πακέτων. Το υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων απαιτεί για τη λειτουργία του την αλληλεπίδραση μεταξύ τριών σημάτων με συγκεκριμένο συγχρονισμό στο πεδίο του χρόνου, όπως παρουσιάζεται και στην ενότητα 5.5. Πιο συγκεκριμένα, τα πακέτα με το ανακτημένο ρολόι μπαίνουν μέσα στο υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων με καθυστέρηση ενός δυφίου σε σχέση με τα εισερχόμενα πακέτα δεδομένων. Ένα αντίγραφο του εισερχομένου σήματος εισόδου χρησιμοποιείται σαν ένα δεύτερο σήμα ελέγχου και συγχρονίζεται με τα πακέτα ρολογιού προκειμένου να καταπιέσει του παλμούς των δεδομένων του σήματος εισόδου οι οποίοι συμπίπτουν με τη χρονική σταθερά ανάκτησης (rise time) των πακέτων ρολογιού καθώς αυτά εισέρχονται μέσα στο οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού (SOA) (βλέπε παράγραφο 5.5.3). Όλα τα παραπάνω φαίνονται παραστατικά στο σχήμα της Εικόνα 5. 3. Στην εικόνα αυτή φαίνεται και ένας οπτικός ενισχυτής στην έξοδο του συστήματος ανίχνευσης πακέτων. Ο ενισχυτής αυτός είναι απαραίτητος καθώς το παραγόμενο από το σύστημα σήμα συγχρονισμού έχει πολύ χαμηλή ισχύ (ένας μοναδικός παλμός στο ρυθμό μετάδοσης των πακέτων).



Εικόνα 5. 3: Λεπτομερής διάταξη του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων

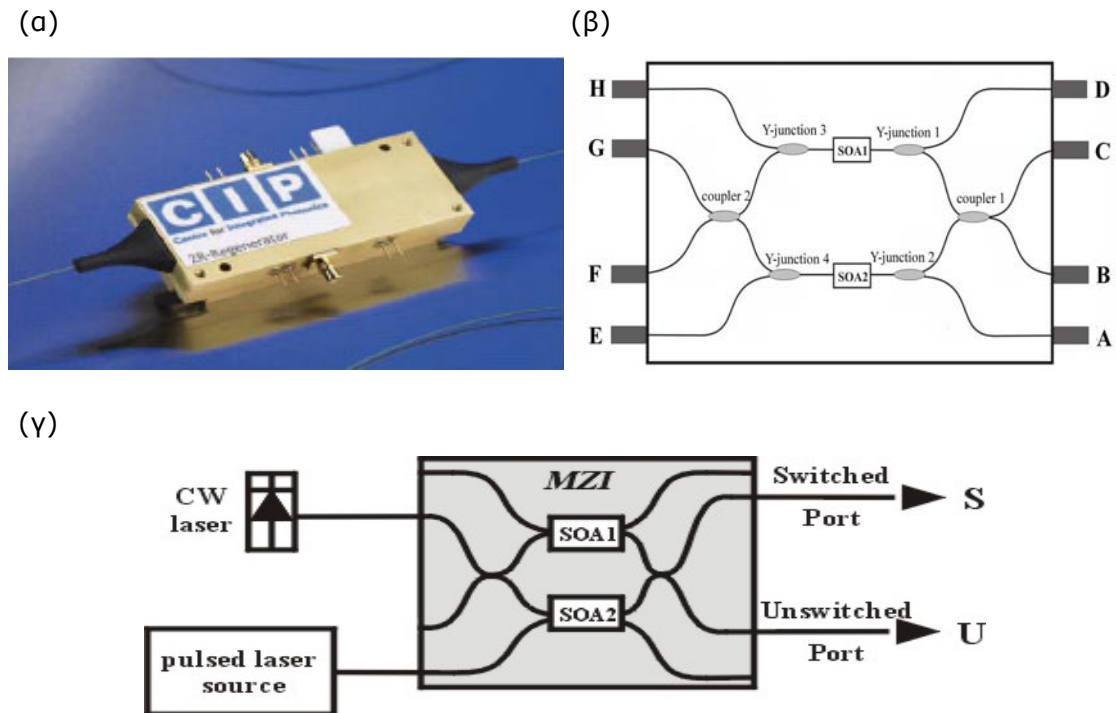
5.3 Το υποσύστημα αναγέννησης 2R

Η παρούσα ενότητα περιγράφει τη βασική αρχή λειτουργίας ενός αναγεννητή 2R, καθώς αυτός αποτελεί ένα βασικό υποσύστημα του συνολικού συστήματος ανίχνευσης πακέτων. Η αναγέννηση δεδομένων είναι μια απαραίτητη λειτουργία που διεξάγεται συνήθως στο μπροστινό τμήμα ενός δικτυακού κόμβου προκειμένου να αντισταθμίσει την υποβάθμιση που έχουν υποστεί τα εισερχόμενα πακέτα δεδομένων λόγω χρωματικής διασποράς και μη-γραμμικότητας κατά τη

μετάδοσή τους μέσα στο δίκτυο [5.17]. Επιπλέον, η επέκταση του δικτύου απαιτεί την αναγέννηση του οπτικού σήματος προκειμένου να αντισταθμιστεί η ποινή στο σηματοθορυβικό λόγο (OSNR penalty) που προκύπτει από τα στάδια επεξεργασίας του σήματος εσωτερικά του κόμβου και να ενδυναμωθεί η ικανότητα διαδοχής (cascadability) των φωτονικών δρομολογητών [5.18]. Έτσι, είναι προφανές ότι ένας οπτικός αναγεννητής είναι ένα απαραίτητο υποσύστημα σε έναν δικτυακό κόμβο και αποτελεί απαραίτητο στοιχείο τόσο της δομής όσο και της λειτουργίας του. Η αμιγώς οπτική αναγέννηση 2R ενός οπτικού σήματος, η οποία πρακτικά σημαίνει επανενίσχυση (reamplification) και αναμόρφωση (reshaping) μπορεί να παρέχει σημαντική βελτίωση στο σήμα που εισέρχεται σε έναν ενδιάμεσο κόμβο, διατηρώντας ωστόσο απλότητα στην υλοποίηση σε σύγκριση με τους αναγεννητές 3R.

5.3.1 Δομή και αρχή λειτουργίας

Το στοιχειώδες δομικό στοιχείο του αναγεννητή 2R, όπως αυτός υλοποιήθηκε στο εργαστήριο, είναι ένας αμιγώς-οπτικός διακόπτης ικανός να διεξάγει λειτουργίες σε επίπεδο δυφίου. Στην πειραματική υλοποίηση στο εργαστήριο, ένα ολοκληρωμένο συμβολόμετρο τύπου MZI με SOA χρησιμοποιήθηκε ως διακόπτης. Το συμβολόμετρο που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα φαίνεται στην Εικόνα 5. 4, σε συνδυασμό με το σχηματικό διάγραμμα του συγκεκριμένου οπτικού διακόπτη (Εικόνα 5. 4 (β)). Οι θύρες B, C και F, G μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο ως θύρες εισόδου όσο και ως θύρες εξόδου αντίστοιχα αλλά και το αντίστροφο. Επιπλέον, αμφότερες οι θύρες A, D, E και H μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την είσοδο του σήματος ελέγχου μέσα στους SOAs του οπτικού συμβολομέτρου.



Εικόνα 5. 4: (α) Ο διακόπτης MZI με SOA που χρησιμοποιήθηκε για του πείραμα της αναγέννησης 2R του οπτικού σήματος, (β) σχηματικό διάγραμμα του διακόπτη SOA-MZI, (γ) δομικό διάγραμμα του διακόπτη SOA-MZI όπως αυτός λειτουργεί σαν αναγεννητής 2R.

Η λειτουργία του οπτικού συμβολομέτρου MZI με SOA βασίζεται στο διαχωρισμό στο πεδίο του χώρου των δύο συνιστωσών του σήματος εισόδου. Το σήμα εισόδου εισέρχεται στο διακόπτη και διαχωρίζεται σε δύο ίσες συνιστώσες με τη βοήθεια ενός 3 dB (50-50) οπτικού συζεύκτη. Κάθε συνιστώσα διαδίδεται μέσα από τον αντίστοιχο βραχίονα με το SOA, και στην έξοδο του διακόπτη οι δύο συνιστώσες επανενώνονται και συμβάλλουν με τη βοήθεια ενός δεύτερου 3 dB οπτικού συζεύκτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι δύο οπτικοί 3 dB συζεύκτες, εκτός του διαχωρισμού της οπτικής δέσμης σε δύο συνιστώσες ίδιας ισχύος, εισάγουν και μια διαφορά φάσης ίση με $\pi/2$ μεταξύ των δύο συνιστωσών, που εμφανίζονται στην έξοδό του. Το σήμα ελέγχου εισάγεται στο διακόπτη και, συγκεκριμένα, στο SOA του πάνω βραχίονα, μέσω ενός επιπλέον οπτικού συζεύκτη, ο οποίος είναι τοποθετημένος στον πάνω βραχίονα, ακριβώς πριν τον ημιαγωγό. Αποτέλεσμα αυτού είναι το σήμα ελέγχου να επιδρά μόνο στη μία από τις δύο χωρικές συνιστώσες του σήματος εισόδου.

Στην κατάσταση μη μεταγωγής (ή αλλιώς στην κατάσταση 'OFF', απουσία, δηλαδή, σήματος ελέγχου), το σήμα εισόδου διασπάται σε δύο πεδία, τα οποία αποκτούν διαφορά φάσης $\pi/2$ μεταξύ τους, διαδίδονται μέσα από τους δυο βραχίονες με τους αντίστοιχους SOAs, και φτάνουν στις εισόδους του συζεύκτη εξόδου έχοντας την ίδια ακριβώς σχέση φάσης, $\pi/2$. Στο συζεύκτη εξόδου επανεισάγεται ολίσθηση φάσης κατά $\pi/2$ μεταξύ των οπτικών δεσμών, αλλά κατά αντίθετο τρόπο από ότι στο συζεύκτη εισόδου, με αποτέλεσμα στη μια θύρα εξόδου του διακόπτη να υπάρχει διαφορά φάσης π μεταξύ των δύο συνιστωσών, και επομένως πλήρως αναιρετική συμβολή, ενώ στην άλλη θύρα εξόδου η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο συνιστωσών είναι 0, οπότε η συμβολή είναι πλήρως προσθετική. Το σύνολο, λοιπόν, του σήματος εισόδου εξέρχεται από τη θύρα, στην οποία γίνεται πλήρως προσθετική συμβολή και η οποία ονομάζεται θύρα μη

μεταγωγής (Unswitched-port), ενώ η άλλη θύρα, στην οποία γίνεται πλήρως αναιρετική συμβολή, αποδίδει μηδενική οπτική ισχύ.

Στην κατάσταση μεταγωγής, όταν εισέρχεται οπτικός παλμός σήματος ελέγχου στον ένα από τους δύο βραχίονες, οι δύο συνιστώσες του σήματος εισόδου φτάνουν στους αντίστοιχους SOAs με τον ίδιο ακριβώς τρόπο, όπως περιγράφηκε στην κατάσταση μη μεταγωγής του συμβολόμετρου. Εκεί, η μεν μία, που διαδίδεται μέσα από τον ημιαγωγό που δεν δέχεται σήμα ελέγχου, θεωρητικά διατηρεί την αρχική της φάση, η δεύτερη συνιστώσα όμως «συνταξιδεύει» μες στο SOA με τον παλμό ελέγχου, με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται ο δείκτης διάθλασης του SOA. Αποτέλεσμα της μεταβολής του δείκτη διάθλασης του SOA είναι η ολίσθηση τη φάσης της συνιστώσας του σήματος στην έξοδο του SOA κατά π , σε σχέση με τη φάση της ίδιας συνιστώσας στην είσοδο, λόγω του φαινομένου της έτερο-διαμόρφωσης φάσης (XPM). Έτσι, στο συζεύκτη εξόδου οι δύο οπτικές δέσμες συμβάλλουν με μια σχετική διαφορά φάσης π , συγκριτικά με την κατάσταση μη μεταγωγής, οπότε στη θύρα μη μεταγωγής η συμβολή είναι τώρα πλήρως αναιρετική, ενώ στην άλλη θύρα είναι πλήρως προσθετική. Κατά συνέπεια, όλο το σήμα εξέρχεται τώρα από τη δεύτερη θύρα εξόδου, η οποία και ονομάζεται θύρα μεταγωγής (Switch-port), και ο διακόπτης βρίσκεται πλέον, σε κατάσταση μεταγωγής, ή αλλιώς στην κατάσταση ON.

Όταν το οπτικό συμβολόμετρο MZI βρίσκεται σε διάταξη αναγεννητή 2R, ένα σήμα CW και μία παλμική οπτική δέσμη χρησιμοποιούνται σαν σήμα εισόδου και ελέγχου αντίστοιχα, όπως ακριβώς φαίνεται στην πειραματική διάταξη της Εικόνα 5. 4. Με την παρουσία ενός σήματος ελέγχου, το τμήμα εκείνο του σήματος CW που έχει υποστεί μεταγωγή, εμφανίζεται στη θύρα μεταγωγής (S-port) του συζεύκτη εξόδου του διακόπτη. Υποθέτοντας ότι οι δύο SOAs είναι δύο πανομοιότυπα στοιχεία, η ισχύς εξόδου της θύρας μεταγωγής (S-port) δίδεται από την σχέση [5.19].

$$P_s(t) = \frac{P_{CW}}{4} \left[G_1(t) + G_{CW} - 2\sqrt{G_1(t) G_{CW}} \cos(\Delta\phi(t)) \right] \quad (5. 1)$$

όπου P_{CW} είναι η οπτικής ισχύς του σήματος CW, $G_1(t)$ και G_{CW} είναι τα κέρδη των SOA στον πάνω και στον κάτω βραχίονα αντίστοιχα, και $\Delta\phi(t)$ είναι η ολίσθηση φάσης μεταξύ των δύο συνιστωσών του σήματος CW, η οποία με τη σειρά της δίδεται από τη σχέση:

$$\Delta\phi(t) = -\frac{\alpha}{2} \ln[G_1(t)/G_{CW}] \quad (5. 2)$$

με α να υποδηλώνει τον παράγοντα διεύρυνσης της φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor) του SOA. Η τιμή του G_{CW} καθορίζεται μονάχα από την τιμή του κέρδους ασθενούς σήματος του SOA G_0 και την ισχύ εισόδου P_{CW} . Από την άλλη πλευρά, στην περίπτωση ενός μοναδικού παλμού ελέγχου στην είσοδο του συμβολόμετρου, το $G_1(t)$ δίδεται από τη σχέση [5.20]:

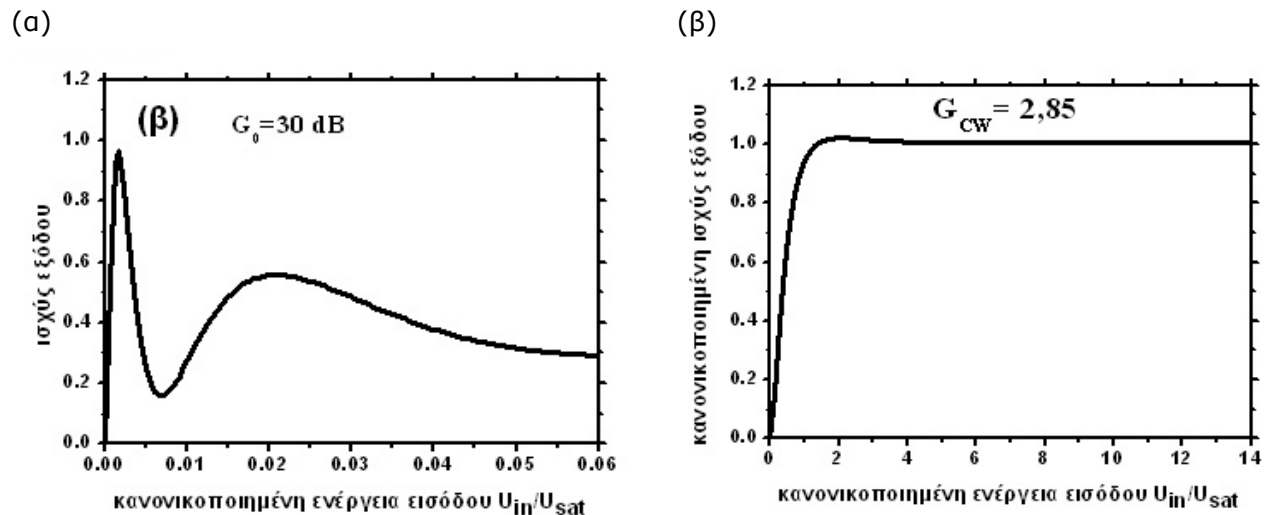
$$G_1(t) = [1 - (1 - (1/G_{CW})) \exp(-U_{in}(t)/U_{sat})]^{-1} \quad (5.3)$$

όπου $U_{in}(t)$ είναι η συσσωρευμένη παλμική ενέργεια του εισερχόμενου παλμού ελέγχου και U_{sat} είναι η ενέργεια κορεσμού του SOA. Μετά που ολόκληρος ο παλμός περάσει διαμέσου του SOA, το κέρδος του ανακτάται στην αρχική του τιμή G_{CW} με τη σταθερά χρόνου ζωής φορέων (stimulated carrier lifetime constant).

Ο δείκτης της μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation reduction - AMR), μετά τη μη-γραμμική μεταγωγή, μπορεί να οριστεί σαν

$$AMR = 10 \cdot \log |m_{o/p}/m| \quad (5.4)$$

όπου $m_{o/p}$ και m είναι ο δείκτης βάθους της διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation depth index) στην έξοδο και στην είσοδο αντίστοιχα). Η απόδοση του οπτικού συμβολομέτρου MZI με SOA όσον αφορά τη μείωση της διαμόρφωσης πλάτους μπορεί να μελετηθεί σε δύο περιοχές, ανάλογα με την περιοχή κέρδους που οι δύο SOAs λειτουργούν. Στην περιοχή υψηλού κέρδους, η οποία αντιστοιχεί σε τιμές κέρδους μεταξύ 10 και 30 dB, η συνάρτηση μεταφοράς το συμβολόμετρο MZI με SOA ακολουθεί μια σχεδόν ημιτονοειδής μορφή, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 5 (α). Στην περιοχή αυτή λειτουργίας, ο δείκτης AMR παραμένει σχεδόν σταθερός και ισούται με 6 dB [5.21]. Η κανονικοποιημένη ενέργεια μεταγωγής αυξάνει με την ενέργεια του παλμού ελέγχου μέχρι μια ορισμένη μέγιστη τιμή, η οποία αντιστοιχεί σε ολίσθηση φάσης κατά π και στη συνέχεια μειώνει μέχρις ότου η ολίσθηση φάσης να γίνει μεγαλύτερη από π . Ωστόσο, καθώς το κέρδος πέφτει κάτω από τα 10 dB και ο SOA αναγκάζεται να λειτουργήσει στην περιοχή χαμηλού κέρδους, ο δείκτης AMR μπορεί να υπερβεί τα 10 dB [5.21]. Στην περίπτωση αυτή, η μη γραμμική μεταγωγή αποδίδει μια βηματοειδή συνάρτηση μεταφοράς, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5. 5 (β) [5.22]. Στην περίπτωση αυτή, η ισχύς εξόδου αυξάνεται ξανά με την ενέργεια του παλμού ελέγχου μέχρις ότου να αποκτηθεί μια ολίσθηση φάσης π , αλλά στη συνέχεια μεγαλύτερες ενέργειες παλμού ελέγχου προκαλούν ξανά μια ολίσθηση φάσης σχεδόν π , αφού ο ημιαγωγός αναγκάζεται να λειτουργεί κοντά στη διαφάνεια του υλικού και δεν επιτρέπει τιμές κέρδους μεγαλύτερες από τη μονάδα. Ο αναγεννητής 2R χρησιμοποιεί ένα οπτικό συμβολόμετρο MZI με SOA ρυθμισμένο να λειτουργεί στην περιοχή χαμηλού κέρδους, σύμφωνα με τη λογική που αποτυπώθηκε παραπάνω.



Εικόνα 5. 5: Συνάρτηση μεταφοράς του SOA-MZI όταν αυτό λειτουργεί (α) στην περιοχή υψηλού κέρδους και (β) στην περιοχή χαμηλού κέρδους.

5.3.2 Λειτουργία με βάση το σχήμα Push-Pull

Ο ρυθμός λειτουργίας ενός οπτικού διακόπτη περιορίζεται από τον χρόνο ανάκτησης του κέρδους του ενεργού στοιχείου, δηλαδή του SOA. Στην περίπτωση, όμως, των διακοπών MZI με SOA, ο ρυθμός λειτουργίας τους μπορεί να βελτιωθεί (δηλαδή να αυξηθεί), εφαρμόζοντας την τεχνική του διαφορικού ελέγχου (differential control) γνωστή και σαν τεχνική «push-pull». Παρακάτω περιγράφεται αναλυτικά η τεχνική αυτή λειτουργίας του διακόπτη MZI.

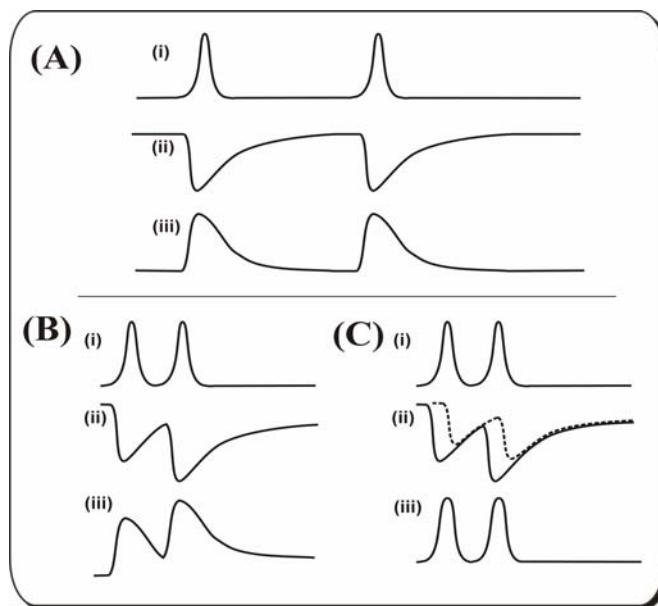
Η απλή μέθοδος ελέγχου του διακόπτη MZI, εμπεριέχει ένα μόνο παλμό ως σήμα ελέγχου, ο οποίος διαμορφώνει το κέρδος ενός από τους δύο SOA και κατ'επέκταση τον αντίστοιχο δείκτη διάθλασης. Το μέρος του σήματος εισόδου που διανύει τον διαμορφωμένο SOA αντιλαμβάνεται και την αντίστοιχη μεταβολή στην φάση του. Σε αυτήν την περίπτωση, η απόκριση ισχύος στην έξοδο ακολουθεί στο πεδίο του χρόνου μία έντονα αύξουσα πορεία αρχικά, ακολουθούμενη μετέπειτα από μία αργά φθίνουσα πορεία. Η πρώτη είναι αποτέλεσμα της έντονης μεταβολής της φάσης του εισερχόμενου σήματος από τον στενό παλμό ελέγχου, ενώ η δεύτερη είναι αποτέλεσμα του χρόνου χαλάρωσης (relaxation time) [5.23] του υλικού του ενισχυτή ημιαγωγού. Ο χρόνος χαλάρωσης του υλικού λοιπόν είναι ο χρόνος ανάκτησης των φορέων και συνεπώς ο χρόνος ανάκτησης του κέρδους του ενισχυτή ο οποίος είναι και ο περιοριστικός παράγοντας για τον ρυθμό λειτουργίας του διακόπτη.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί συνεχές σήμα εισόδου και παλμικό σήμα ελέγχου στον διακόπτη, η διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του SOA από τον παλμό ελέγχου, θα μεταφραστεί σε μεταβολή της φάσης του συνεχούς σήματος αυτού του βραχίονα. Όταν η μεταβολή της φάσης λοιπόν είναι ίση με π , τότε στην έξοδο του συμβολόμετρου θα εμφανιστεί οπτικός παλμός με προφίλ ισχύος όμοιο με την απόκριση του SOA στην διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης από τον παλμό ελέγχου. Αυτή η περιγραφή απεικονίζεται και στην Εικόνα 5. 6 (Α). Η παλμοσειρά ελέγχου στο SOA1, διαμορφώνει το κέρδος του ενισχυτή και επομένως την μεταβολή στη φάση του εισερχόμενου σήματος στο SOA1. Κατά αυτόν τον τρόπο παράγεται μία διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων σε κάθε

βραχίονα του συμβολόμετρου η οποία προκαλεί προσθετική συμβολή στην έξοδο μεταγωγής (Switched Port) και επομένως τους αντίστοιχους οπτικούς παλμούς. Σε αυτήν την περίπτωση η περίοδος επανάληψης των παλμών ελέγχου είναι μεγαλύτερη από τον χρόνο ανάκαμψης του κέρδους του SOA, επομένως γίνεται δυνατή η λειτουργία του διακόπτη. Σε διαφορετική περίπτωση, όταν δηλαδή η περίοδος επανάληψης των παλμών ελέγχου είναι μικρότερη από τον χρόνο ανάκαμψης του ενισχυτή, τότε η σωστή λειτουργία του διακόπτη παρεμποδίζεται από το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference) όπως περιγράφεται και στην Εικόνα 5. 6 (B). Τέτοιου είδους παραμορφώσεις του σήματος σε υψηλές ταχύτητες λειτουργίας αποφεύγονται με την χρήση της τεχνικής του διαφορικού ελέγχου (differential control) ή τεχνική «push-pull» [5.24].

Στη διάταξη οδήγησης του συμβολομετρικού διακόπτη MZI με την τεχνική push-pull, ένας παλμός λειτουργεί ως το σήμα ελέγχου στο SOA1, ενώ ένας δεύτερος παλμός εισέρχεται στο SOA2, καθυστερημένος κατά τ' και με ισχύ κατά λίγο μικρότερη, ο οποίος λειτουργεί σαν παλμός που κλείνει το παράθυρο μεταγωγής που ανοίχτηκε νωρίτερα από τον πρώτο παλμό. Ο δεύτερος παλμός διαμορφώνει το κέρδος του SOA2 παρόμοια με αυτόν του SOA1 όπως φαίνεται και στο (ii) της Εικόνα 5. 6 (C). Το βάθος της διαμόρφωσης του κέρδους του SOA2 είναι μικρότερο από αυτό του SOA1, το οποίο παράλληλα με την καθυστέρηση τ και όταν τα δύο σήματα μετά τους SOA συμβάλουν στην έξοδο, δημιουργεί ένα "τεχνητό" παράθυρο μεταγωγής του διακόπτη με εύρος κοντά στο τ' . Η διαφορά φάσης που δημιουργείται μεταξύ των σημάτων στους δύο βραχίονες του MZI (με ένα παλμό ελέγχου), και συγκεκριμένα κατά το αργά φθίνων μέρος του παλμού που οφείλεται στο χρόνο ανάκαμψης του SOA1, εξισορροπείται από την ύπαρξη του καθυστερημένου σήματος ελέγχου στο SOA2. Μόνο στο αρχικό μέρος των παλμών μεταξύ των δύο βραχιόνων διατηρείται η διαφορά φάσης π με αποτέλεσμα την προσθετική συμβολή στην έξοδο μόνο σε αυτό το σημείο. Το βελτιωμένο παράθυρο μεταγωγής ακολουθεί το διαφορικό κέρδος των δύο SOA και αυτό απεικονίζεται στους παραγόμενους παλμούς στην έξοδο. Το παράθυρο μεταγωγής λοιπόν του διακόπτη MZI με οδήγηση push-pull εξαρτάται από το εύρος των παλμών ελέγχου push και pull, καθώς και από τη μεταξύ τους καθυστέρηση τ' .

Οι διακόπτες MZI που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της διατριβής παρουσίαζαν χρόνο ανάκαμψης στο $1/e$ σημείο του κέρδους τους, κοντά στα 72 ps. Με αυτούς τους διακόπτες, η τεχνική διαφορικής οδήγησης ήταν αναγκαία για την αμιγώς παλμική λειτουργία του διακόπτη στα 40 Gb/s (παλμικό σήμα ελέγχου και εισόδου), καθώς και για την λειτουργία του μετατροπέα μήκους κύματος (wavelength converter – WC) στα 40 Gb/s για την εξασφάλιση στενού οπτικού παλμού στην έξοδο.



Εικόνα 5. 6: Μετατροπή μήκους κύματος στο SOA-MZI. (A) Κυματομορφή (i) του σήματος ελέγχου (ii) της απόκριση κέρδους του SOA στο σήμα ελέγχου, (iii) των παλμών στην έξοδο του διακόπτη, για περίοδο ρυθμοδότησης του σήματος ελέγχου μεγαλύτερη από τον χρόνο ανάκαμψης του SOA (B) κυματομορφές (i), (ii), (iii) για περίοδο ρυθμοδότησης του σήματος ελέγχου μικρότερη από τον χρόνο ανάκαμψης του SOA (C) κυματομορφές (i), (ii), (iii) μετά την τεχνική push-pull.

5.4 Το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s

Σε αυτήν την ενότητα περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Για το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού χρησιμοποιήθηκαν σε σειρά ένα παθητικό φίλτρο Fabry-Perot και ένα κορεσμένο ως προς το κέρδος του οπτικό συμβολόμετρο MZI με SOA. Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος και η λειτουργία του κάθε στοιχείου ειδικότερα περιγράφονται παρακάτω.

5.4.1 Δομή και αρχή λειτουργίας

Το ρολόι ενός ψηφιακού σήματος αντιπροσωπεύει τη συχνότητα λειτουργίας μίας ψηφιακής επικοινωνίας και η ανάκτησή του είναι απαραίτητη για το συγχρονισμό των ψηφιακών κυκλωμάτων και λειτουργιών του κόμβου στα εισερχόμενα δεδομένα, όπως η επεξεργασία του σήματος και η δρομολόγηση πακέτων δεδομένων. Τα δεδομένα που διακινούνται στο δίκτυο αποτελούνται από μια ακολουθία λογικών '1' και '0', τα οποία απέχουν χρονικά μεταξύ τους κατά την περίοδο του ρολογιού. Έτσι, για συστήματα που χρησιμοποιούν την RZ (Return to Zero) κωδικοποίηση ψηφίων, η ανάκτηση του ρολογιού συνίσταται στη μετατροπή των '0' σε '1'.

Η ανάκτηση ρολογιού στα οπτικά κυκλώματα γίνεται με τρόπο αντίστοιχο αυτού των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και επιτυγχάνεται, γενικά, με χρήση παθητικών ή ενεργών οπτικών κοιλοτήτων (φίλτρων), οι οποίες συντονίζονται στη

συχνότητα των εισερχόμενων δεδομένων [5.25] [5.26]. Κάθε κοιλότητα, όμως, απαιτεί ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα μέχρι να ανακτήσει το ρολόι του σήματος, από τη στιγμή που το σήμα δεδομένων εισέρχεται σε αυτήν, καθώς, επίσης, και ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα μέχρι να τερματιστεί η διαδικασία παραγωγής του σήματος ρολογιού, από τη στιγμή που το σήμα δεδομένων εξέρχεται από την κοιλότητα. Τα δύο αυτά χρονικά διαστήματα αποτελούν χαρακτηριστικές παραμέτρους για κάθε κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, και καλούνται χρονικές σταθερές ανάκτησης ή κλειδώματος (rise-time ή lock-in time) και σβέσης (fall-time ή decay-time) του ρολογιού, αντίστοιχα.

Οι χρονικές σταθερές ανάκτησης και σβέσης του ανακτημένου σήματος ρολογιού καθορίζουν το μέγεθος της προστατευτικής ζώνης bits (guardbands), η οποία απαιτείται για την επιτυχής λειτουργία του κυκλώματος. Η προστατευτική ζώνη bits αποτελείται από το άθροισμα ενός αριθμού λογικών άσων (παλμών) αντίστοιχου της χρονικής σταθεράς ανάκτησης ρολογιού, ο οποίος εισάγεται στην αρχή κάθε πακέτου για την υποστήριξη της λειτουργίας του κυκλώματος, και ενός αριθμού μηδενικών bits αντίστοιχου της χρονικής σταθεράς σβέσης του ανακτημένου ρολογιού, ο οποίος καθορίζει το χρονικό κενό δεδομένων μεταξύ διαδοχικών πακέτων για την αποφυγή της χρονικής επικάλυψης των αντίστοιχων ανακτημένων σημάτων ρολογιού. Κατά συνέπεια, το άθροισμα αυτό καθορίζει ένα χρονικό διάστημα κατά το οποίο δεν μεταδίδεται χρήσιμη πληροφορία, με αποτέλεσμα να επιβαρύνεται η αποδοτικότητα του δικτύου και να μειώνεται το ποσοστό εκμετάλλευσης του διαθέσιμου εύρους ζώνης.

Κατά συνέπεια, οι απαιτήσεις για το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στην περίπτωση ροής συνεχών δεδομένων, είναι χαμηλές. Αντίθετα ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πρέπει να ικανοποιεί ιδιαίτερες προϋποθέσεις όταν η ροή δεδομένων γίνεται υπό τη μορφή πακέτων όπως γίνεται στα δίκτυα μεταγωγής πακέτων (packet switching) με σύγχρονη ή ασύγχρονη κίνηση.

Το μικρό και μεταβλητό μέγεθος των οπτικών πακέτων δεδομένων αλλά και πιθανώς η ασύγχρονη φύση της κίνησής τους στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, επιβάλλουν ένα ιδιαίτερα απαιτητικό λειτουργικό πλαίσιο για τα κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού [5.27]. Το πλαίσιο αυτό μπορεί να οροθετηθεί από τα εξής χαρακτηριστικά:

- **Μικρή χρονική σταθερά ανάκτησης ρολογιού**, ώστε το κύκλωμα να παράγει το σήμα ρολογιού μέσα στο συντομότερο δυνατό χρονικό διάστημα μετά την είσοδο του πακέτου δεδομένων, και οπωσδήποτε μέσα σε ένα μικρό ποσοστό της συνολικής χρονικής διάρκειας του εισερχόμενου πακέτου.
- **Μικρή χρονική σταθερά σβέσης (εξασθένησης) ρολογιού**, ώστε να ελαχιστοποιείται το μέγεθος του κενού χρονικού διαστήματος μεταξύ διαδοχικών πακέτων, το οποίο απαιτείται για τη λειτουργία του κυκλώματος.
- **Υψηλής ποιότητας απόδοση ανεξάρτητα από τη σχέση φάσης μεταξύ διαδοχικών πακέτων**. Αυτή η ικανότητα συνιστά την προϋπόθεση για λειτουργία του κυκλώματος με ασύγχρονα πακέτα δεδομένων.
- **Παραγωγή παλμών ρολογιού υψηλής ποιότητας**, το οποίο σημαίνει ότι οι παραγόμενοι παλμοί πρέπει να έχουν ίδια στάθμη ισχύος και **μικρή χρονική ολίσθηση (timing jitter)**.

Στην οπτική τεχνολογία έχουν εφαρμοστεί πολλές τεχνικές για την ανάκτηση ρολογιού. Πολλές από αυτές χρησιμοποιούσαν και ηλεκτρονικά μέσα, γεγονός που αποτελεί μειονέκτημα, καθώς η περιορισμένη ταχύτητά τους δεν επιτρέπει την πλήρη εκμετάλλευση του τεράστιου εύρους ζώνης των οπτικών διατάξεων. Τεχνικές για την ανάκτηση ρολογιού στο οπτικό επίπεδο περιλαμβάνουν κυκλώματα βρόχων εγκλειδωσης φάσης (phase locked loops) [5.28] [5.29], laser ίνας δακτυλίου, που λειτουργούν με την τεχνική της εγκλειδωσης ρυθμών (mode-locked ring lasers) [5.30], παθητικά φίλτρα Fabry-Perot [5.31], και αυτοπαλλόμενα laser (self-pulsating lasers) [5.32] [5.33]. Κοινό γνώρισμα αυτών των διατάξεων αποτελεί η αποδεδειγμένη ικανότητά τους για ανάκτηση υψηλής ποιότητας σήματος ρολογιού σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, όπως, επίσης, και η αδυναμία τους να ανακτήσουν το σήμα ρολογιού από εισερχόμενες ροές πακέτων δεδομένων, ιδιαίτερα στην περίπτωση, που τα εισερχόμενα πακέτα είναι μικρού μεγέθους και ασύγχρονα μεταξύ τους. Η κυριότερη αιτία αυτής της αδυναμίας τους είναι η υψηλή τιμή του παράγοντα Q αυτών των κοιλοτήτων και οι συνεπαγόμενες υψηλές τιμές χρόνου ανάκτησης και σβέσης του παραγόμενου ρολογιού, με αποτέλεσμα η καταλληλότητα αυτών των κυκλωμάτων να περιορίζεται μόνο σε εφαρμογές με είσοδο οπτικά δεδομένα συνεχούς ροής και σύγχρονης κίνησης με περιορισμό στο μήκος και την χρονική απόσταση των πακέτων.

Μοναδική εξαίρεση αποτελούν τα αυτοπαλλόμενα laser, τα οποία εκμεταλλεύονται το γεγονός ότι απαιτούν μόλις 1 ns χρονικό διάστημα για να ανακτήσουν το ρολόι. Είναι τα μόνα, μέχρι στιγμής, οπτικά κυκλώματα, τα οποία έχουν χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση ρολογιού από ασύγχρονες ροές δεδομένων στα 10 Gb/s και στα 40 Gb/s [5.34], λειτουργώντας επιτυχώς για είσοδο ασύγχρονα οπτικά πακέτα αποτελούμενα από μερικές χιλιάδες bits δεδομένων και από μερικές εκατοντάδες bits προστατευτικής ζώνης. Οι σημαντικές απαιτήσεις των αυτοπαλλόμενων laser, όμως, σε προστατευτικές ζώνες bits περιορίζουν αισθητά το ποσοστό εκμετάλλευσης του διαθέσιμου εύρους ζώνης, ιδιαίτερα όταν τα εισερχόμενα πακέτα έχουν μικρό μέγεθος. Επιπλέον, το γεγονός ότι οι τιμές χρόνου ανάκτησης και σβέσης του ρολογιού καθορίζονται ως συγκεκριμένα και σταθερά χρονικά διαστήματα, υποδεικνύει ότι το μέγεθος των απαιτούμενων προστατευτικών ζωνών bits αυξάνει με ανάλογο τρόπο σε ενδεχόμενη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων. Κατά συνέπεια, η αύξηση στην ταχύτητα λειτουργίας επιφέρει αυτόματα μείωση στην αποδοτικότητα του δικτύου.

Η τεχνική, η οποία χρησιμοποιείται στα πλαίσια αυτής της διατριβής αναφορικά με την τεχνική ανάκτησης ρολογιού, διαφοροποιείται σε σημαντικό βαθμό από προηγούμενες υλοποιήσεις, καθώς συνίσταται στη χρήση στοιχείου φιλτραρίσματος με χαμηλή τιμή παράγοντα Q με στόχο τη μείωση των χρονικών σταθερών απόκρισης του κυκλώματος και τη δυνατότητα για ανάκτηση ρολογιού από οπτικά πακέτα μικρού μεγέθους. Για την επίτευξη της απαιτούμενης χαμηλής τιμής του παράγοντα Q είναι, επιπλέον, αναγκαίος ο διαχωρισμός του παθητικού στοιχείου φιλτραρίσματος, που αναγκαστικά περιέχει κάθε κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, από το ενεργό στοιχείο οπτικού κέρδους, το οποίο χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών ρολογιού [5.35].

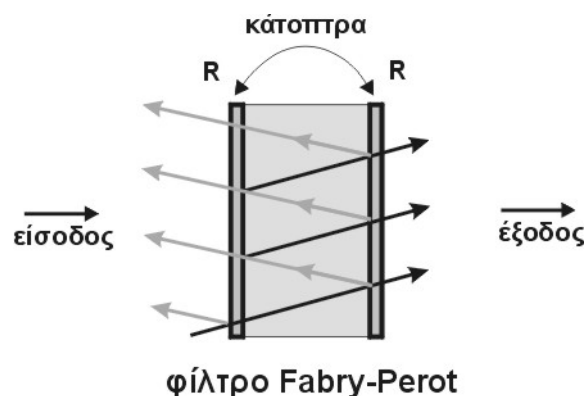
Η επιλογή της τιμής του παράγοντα Q δε μπορεί, όμως, να είναι αυθαίρετη, καθώς αυτή εξαρτάται από το πλήθος των συνεχόμενων μηδενικών, που περιέχονται στο εισερχόμενο σήμα δεδομένων. Η τιμή του παράγοντα Q πρέπει να

είναι, μεν, χαμηλή, ούτως ώστε το κύκλωμα να ανακτά το ρολόι της πληροφορίας ακόμα και όταν η πληροφορία είναι της μορφής πακέτων, ταυτόχρονα, όμως, πρέπει να είναι αρκετά υψηλή, ούτως ώστε να παράγονται παλμοί ρολογιού ακόμα και για τα αντίστοιχα χρονικά τμήματα των πακέτων δεδομένων, που περιέχουν μεγάλες ακολουθίες συνεχόμενων μηδενικών. Κατά συνέπεια, η τιμή του παράγοντα Q πρέπει να είναι η ελάχιστη δυνατή, η οποία εγγυάται, όμως, την παραγωγή παλμών ρολογιού για όλη τη διάρκεια του πακέτου δεδομένων εισόδου. Η τιμή αυτή καθορίζεται, επομένως, από το μέγιστο αριθμό συνεχόμενων μηδενικών, που εμπεριέχεται στα εισερχόμενα δεδομένα.

Στα πλαίσια της παρούσης διατριβής για την ανάκτηση ρολογιού πακέτων δεδομένων αμιγώς οπτικά, χρησιμοποιείται ένα οπτικό φίλτρο τύπου Fabry-Perot με χαμηλό παράγοντα Q για την λειτουργία του φιλτραρίσματος, ενώ για την απαλοιφή της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών εξόδου του φίλτρου χρησιμοποιείται ένας μη-γραμμικό οπτικός διακόπτης ή διακόπτης εξίσωσης οπτικών παλμών. Το φίλτρο Fabry-Perot είναι ένα παθητικό στοιχείο με το χαρακτηριστικό ότι η απόκρισή του στο χρόνο είναι περιοδική παλμοσειρά, το πλάτος της οποίας είναι φθίνουσα εκθετική συνάρτηση. Το φίλτρο Fabry-Perot είναι κατάλληλο για την αναγνώριση του ρυθμού μετάδοσης των εισερχόμενων δεδομένων λόγω της περιοδικότητας της συνάρτησης μεταφοράς του ως προς τη συχνότητα. Σαν αποτέλεσμα, αν ένα RZ σήμα δεδομένων εισέλθει στο φίλτρο, τότε στη θέση των μηδενικών της ακολουθίας δεδομένων θα δημιουργηθούν άσσοι. Το σήμα που θα προκύψει θα είναι μία ακολουθία από άσσους στο ρυθμό μετάδοσης, η οποία όμως θα παρουσιάζει μεγάλη διακύμανση στο πλάτος. Το ανομοιόμορφο σήμα στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot εισέρχεται στο MZI, στο οποίο εκμεταλλευόμενοι την κορεσμένη περιοχή του κέρδους του, πετυχαίνουμε την εξίσωση των αρχικά άνισων παλμών. Η ανάλυση για τα φίλτρα Fabry-Perot καθώς και για τον οπτικό διακόπτη όταν αυτός λειτουργεί ως κύκλωμα εξίσωσης παλμών ακολουθεί στις αμέσως επόμενες υπό-ενότητες.

5.4.2 Το οπτικό φίλτρο Fabry-Perot

Το φίλτρο, ή αλλιώς συμβολόμετρο, Fabry-Perot αποτελείται από μία κοιλότητα, η οποία σχηματίζεται μεταξύ δύο παράλληλων ανακλαστικών επιφανειών (καθρεπτών) [5.36], όπως φαίνεται στην Εικόνα 5. 7.



Εικόνα 5. 7: Το φίλτρο Fabry-Perot

Η αρχή λειτουργίας του συμβολομέτρου βασίζεται στην προσθετική συμβολή των ανακλώμενων οπτικών δεσμών της αρχικής δέσμης φωτός. Πιο συγκεκριμένα, η αρχική προσπίπτουσα οπτική δέσμη εισέρχεται στο διηλεκτρικό της κοιλότητας Fabry-Perot και υφίσταται διαδοχικές ανακλάσεις στις εσωτερικές επιφάνειες των καθρεπτών. Θεωρώντας ότι το οπτικό πεδίο του προσπίπτοντος σήματος εισόδου είναι της μορφής

$$\tilde{E}_{in} = E_{in} \cdot e^{-j\omega t} \quad (5.5)$$

και ότι κάθε ανακλαστική επιφάνεια έχει συντελεστή ανακλαστικότητας ίσο με R , και ακολουθώντας την ανάλυση που έχει γίνει στο [5.37] τότε η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος ως προς τη συχνότητα του φίλτρου Fabry-Perot δίνεται από την έκφραση

$$T(f) = \left| \frac{\tilde{E}_{out}}{\tilde{E}_{in}} \right|^2 = \left| (1-R) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} R^n \cdot e^{-n \cdot \frac{4\pi L}{c} \cdot f} \right|^2 = \left| \frac{1-R}{1-R \cdot e^{-\frac{4\pi L}{c} \cdot f}} \right|^2 \quad (5.6)$$

όπου L το μήκος της κοιλότητας του φίλτρου και n ο δείκτης διάθλασης του διηλεκτρικού του φίλτρου.

Ορίζοντας την παράμετρο του φίλτρου ελεύθερη φασματική περιοχή (Free Spectral Region) ως $FSR=c/2nL$, η τελευταία σχέση ξαναγράφεται ως

$$T(f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2 \cdot \sqrt{R}}{1-R} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot f}{FSR}\right) \right)^2} \quad (5.7)$$

Η τελευταία σχέση ορίζει τη συνθήκη πλήρους προσθετικής συμβολής των δεσμών φωτός στην έξοδο του φίλτρου, η οποία λαμβάνει χώρα όταν το διπλάσιο του οπτικού δρόμου μεταξύ των δύο κατόπτρων είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του μήκους κύματος της οπτικής δέσμης. Σε αυτήν την περίπτωση, στην έξοδο του φίλτρου εξέρχεται το σύνολο της ισχύος του αρχικά προσπίπτοντος οπτικού πεδίου. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, η συμβολή δεν είναι πλήρως προσθετική, οπότε μόνο ένα ποσοστό του αρχικού οπτικού πεδίου εξέρχεται του φίλτρου.

Η τελευταία σχέση περιγράφει, επομένως, μια περιοδική συνάρτηση ως προς τη συχνότητα, η οποία εμφανίζει κορυφές μετάδοσης σε κάθε τιμή συχνότητας, στην οποία υπάρχει πλήρως προσθετική συμβολή στην έξοδο του φίλτρου. Το φασματικό 3-dB εύρος κάθε φασματικής κορυφής της σχέσης εύκολα βρίσκει ότι είναι ίσο με

$$B = \frac{2 \cdot FSR}{\pi} \cdot \arcsin\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right) \quad (5.8)$$

που δείχνει ότι το εύρος ζώνης μειώνεται, καθώς αυξάνει η ανακλαστικότητα των κατόπτρων. Μια βασική παράμετρος του φίλτρου, η οποία συνδέει την ελεύθερη φασματική περιοχή με το εύρος ζώνης κάθε κορυφής, είναι η λεπτότητα (fineness - F) του φίλτρου, η οποία δίνεται από τη σχέση

$$F = \frac{FSR}{B} = \frac{\pi}{2 \cdot \arcsin\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right)} \quad (5.9)$$

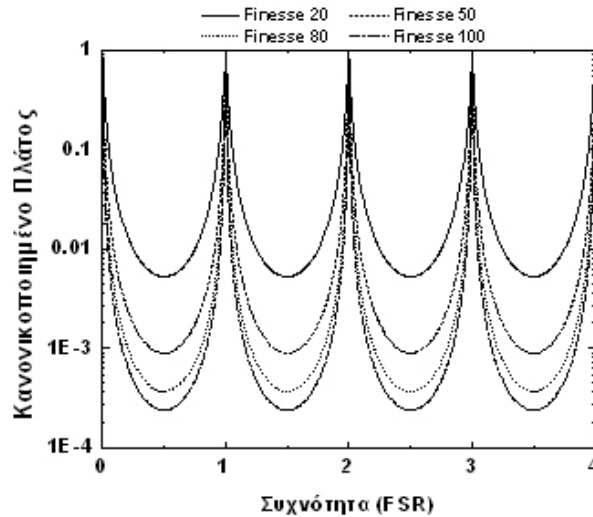
Για μεγάλες τιμές ανακλαστικότητας η λεπτότητα προσεγγίζεται από τη σχέση

$$F \cong \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \quad (5.10)$$

Η λεπτότητα σχετίζεται άμεσα με το γνωστό παράγοντα Q, ο οποίος χαρακτηρίζει κάθε στοιχείο φιλτραρίσματος και υποδεικνύει την ικανότητά του να απομονώνει και να φιλτράρει το επιθυμητό φασματικό περιεχόμενο. Η σχέση, που συνδέει τη λεπτότητα με τον παράγοντα Q, είναι η [5.38]

$$Q \cong \frac{F}{\sqrt{3}} \quad (5.11)$$

και δείχνει ότι τα δύο μεγέθη είναι ευθέως ανάλογα.



Εικόνα 5. 8: Συνάρτηση μεταφοράς του Fabry-Perot φίλτρου για διάφορες τιμές λεπτότητας.

Τα παραπάνω γίνονται περισσότερο σαφή με τη βοήθεια της Εικόνα 5. 8, το οποίο απεικονίζει τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ως προς τη συχνότητα, που δίνεται από τη σχέση

$$T(f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2 \cdot \sqrt{R}}{1 - R} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot f}{FSR}\right) \right)^2} \quad (5. 7) \quad (5. 12)$$

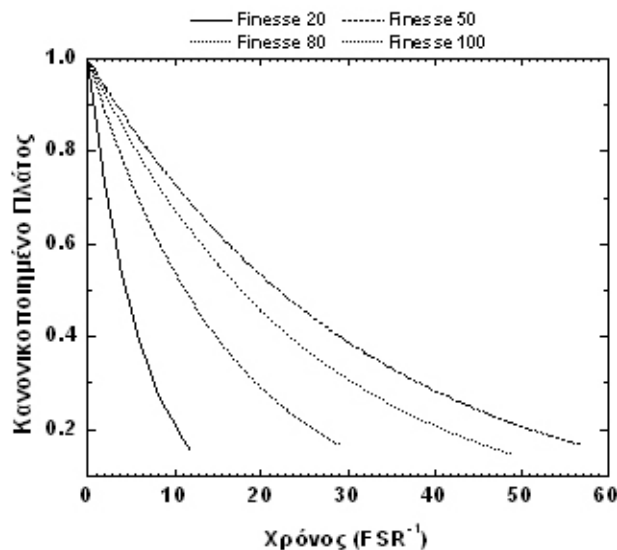
για διάφορες τιμές λεπτότητας του φίλτρου.

Όπως εύκολα φαίνεται, όσο αυξάνει η λεπτότητα του φίλτρου, τόσο στενεύει το εύρος ζώνης των κορυφών μετάδοσης, οπότε επιτυγχάνεται καλύτερη απομόνωση φασματικών συνιστωσών (φιλτράρισμα). Επίσης, η περιοδικότητα της συνάρτησης μεταφοράς ως προς τη συχνότητα σημαίνει ότι το στοιχείο έχει ιδιότητες μνήμης. Αυτό γίνεται καλύτερα κατανοητό από την αντίστοιχη χρονική ανάλυση της απόκρισης του Fabry-Perot.

Συγκεκριμένα, η χρονική έξοδος του φίλτρου Fabry-Perot σε είσοδο μια κρουστική διέγερση της μορφής $E(t) = \delta(t)$, δίνεται από την έκφραση

$$h(t) = (1 - R) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} R^n \cdot \delta\left(t - \frac{n}{FSR}\right) \quad (5. 13)$$

Η γραφική αναπαράσταση της περιβάλλουσας αυτής της συνάρτησης απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 9, όπου φαίνεται καθαρά η ιδιότητα μνήμης του συμβολομέτρου.



Εικόνα 5. 9: Χρονική απόκριση του Fabry-Perot φίλτρου για διάφορες τιμές λεπτότητας με είσοδο έναν οπτικό παλμό.

Για παράδειγμα, αν ως είσοδος στο φίλτρο χρησιμοποιηθεί ένας οπτικός παλμός μοναδιαίου πλάτους, τότε η τιμή κάθε καμπύλης της Εικόνα 5. 9 σε κάθε χρονική στιγμή k/FSR δείχνει το πλάτος του k -οστού παλμού εξόδου του φίλτρου, όπου k ακέραιος, θεωρώντας ως αναφορά το πλάτος του παλμού εισόδου. Τα βασικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας του φίλτρου ως στοιχείου μνήμης είναι τα εξής:

- Ο αριθμός των παραγόμενων παλμών στην έξοδο του φίλτρου είναι ανάλογος της ανακλαστικότητας (ή ισοδύναμα της λεπτότητας) του φίλτρου. Αυτός ο αριθμός χαρακτηρίζει, επίσης, τη χρονική σταθερά ζωής του στοιχείου. Ο όρος της χρονικής σταθεράς ζωής του φίλτρου θα χρησιμοποιείται, από εδώ και στο εξής στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου, με την έννοια του αριθμού των δυφίων, τον οποίο παρέχει το φίλτρο στην έξοδό του μέχρι το πλάτος των παλμών εξόδου να γίνει ίσο με το $1/e$ του πλάτους του πρώτου παλμού εξόδου, όταν ως είσοδος χρησιμοποιείται ένας, μόνο, οπτικός παλμός.
- Οι παραγόμενοι παλμοί έχουν σταθερή περίοδο ίση με το αντίστροφο της ελεύθερης φασματικής περιοχής.

Η σχέση μεταξύ της λεπτότητας του φίλτρου και των παλμών, που αυτό παράγει, όταν εισαχθεί στο φίλτρο ένας, μόνο, παλμός, προκύπτει, επίσης, σε αναλυτική μορφή. Θεωρώντας ότι η ισχύς κορυφής του εισερχόμενου παλμού είναι P_{in} , τότε το πλάτος του n -οστού παλμού εξόδου του φίλτρου θα είναι $R^{2n}P_{in}$. Αν θεωρήσουμε ότι ο n -οστός παλμός αποτελεί ένα ποσοστό ισχύος A του αρχικού παλμού εισόδου, τότε προκύπτει ότι $R^{2n}P_{in} = A \cdot P_{in} \Rightarrow R = \exp(\ln A/2n)$. Αντικαθιστώντας στην προηγούμενη σχέση το R με την έκφρασή του ως προς τη λεπτότητα F από τη σχέση (5.10), προκύπτει ότι

$$F = \frac{\pi \cdot e^{\frac{\ln A}{4n}}}{1 - e^{\frac{\ln A}{2n}}} \quad (5.14)$$

και κάνοντας χρήση της προσέγγισης $e^{\frac{a}{x}} = \frac{a}{x} + 1$, καταλήγουμε σε μια γραμμική σχέση ανάμεσα στη λεπτότητα F και τον αριθμό των n παλμών, που παράγονται μέχρι ο n -οστός παλμός να είναι ένα ποσοστό A του αρχικού. Η σχέση αυτή είναι:

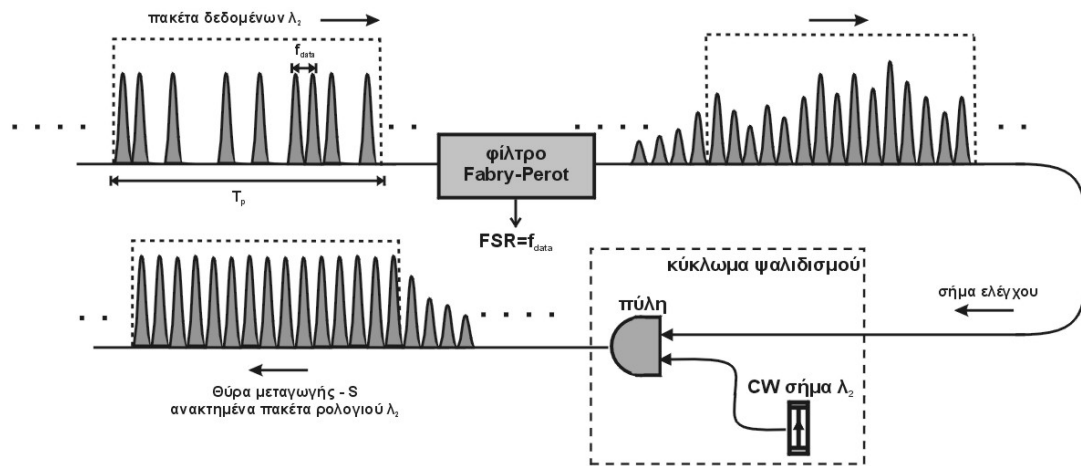
$$F = \frac{2\pi}{\ln A} n + \frac{\pi}{2} \quad (5.15)$$

Τα φίλτρα Fabry-Perot έχουν ένα ευρύ πεδίο εφαρμογών σε πολλούς τομείς της οπτικής. Ιδιαίτερα όσον αφορά τον τομέα των φωτονικών τηλεπικοινωνιών, τα φίλτρα Fabry-Perot έχουν χρησιμοποιηθεί για αποπολυπλεξία μήκους κύματος (wavelength demultiplexing) [5.39][5.40], για ανάκτηση σήματος ρολογιού [5.31][5.38], για την καταπίεση ανεπιθύμητων αρμονικών και τη βελτιστοποίηση της απόδοσης υψίρρυθμων οπτικών πηγών δακτυλίου ίνας [5.41], για τον πολλαπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης οπτικών παλμικών πηγών [5.42]-[5.45], καθώς, επίσης, και για την παραγωγή σημάτων ελέγχου-απόφασης από δυφία επικεφαλίδας για κόμβους μεταγωγής πακέτων [5.46].

5.4.3 Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού: το φίλτρο Fabry-Perot ακολουθούμενο από ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού

Για την απαλοιφή της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος που εξέρχεται του φίλτρου Fabry-Perot, χρησιμοποιείται ένα οπτικό κύκλωμα εξίσωσης παλμών, το οποίο αποτελείται από ένα οπτικό διακόπτη με είσοδο ένα ισχυρό CW σήμα. Το οπτικό συμβολόμετρο MZI αντιπροσωπεύει ένα οπτικό στοιχείο που μπορεί να λειτουργήσει σαν οπτικό κύκλωμα εξίσωσης παλμών. Σκοπός της χρήσης του είναι η μετατροπή των άνισων στο πλάτος ισχύος παλμών που παράγει το Fabry-Perot, σε όσο το δυνατόν πιο ισοϋψείς παλμούς, ώστε να παραχθεί τελικά το επιθυμητό ρολόι.

Το δομικό διάγραμμα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 5. 10: Δομικό διάγραμμα του οπτικού κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού [5.37].

Το κύκλωμα αποτελείται από το οπτικό φίλτρο Fabry-Perot με κατάλληλα επιλεγμένη τιμή λεπτότητας ($finesse - F$), και από το κύκλωμα οπτικού ψαλιδισμού, το οποίο συνίσταται από μια οπτική πύλη με είσοδο ένα ισχυρό CW σήμα. Στο κύκλωμα θεωρούμε ότι εισάγονται οπτικά πακέτα δεδομένων με χρονική διάρκεια T_p και ρυθμό επανάληψης δυφίων f_{data} .

Για το φίλτρο Fabry-Perot απαιτείται να πληρούνται οι τρεις βασικές προϋποθέσεις για τη λειτουργία του ως κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, οι οποίες συνοπτικά είναι οι εξής [5.47]:

- Μια από τις φασματικές κορυφές μετάδοσης του φίλτρου συμπίπτει με την κεντρική συχνότητα του φέροντος μήκους κύματος του σήματος δεδομένων.
- Η ελεύθερη φασματική περιοχή του φίλτρου είναι ίση με τη βασική συχνότητα ρολογιού (line-rate) στο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. Επομένως στο διάγραμμα της Εικόνα 5. 10, η ελεύθερη φασματική περιοχή του φίλτρου FSR θεωρείται ίση με f_{data} .
- Το φασματικό εύρος των αρμονικών συνιστωσών της πηγής δεδομένων είναι μικρότερο του εύρους ζώνης των φασματικών κορυφών μετάδοσης του φίλτρου.

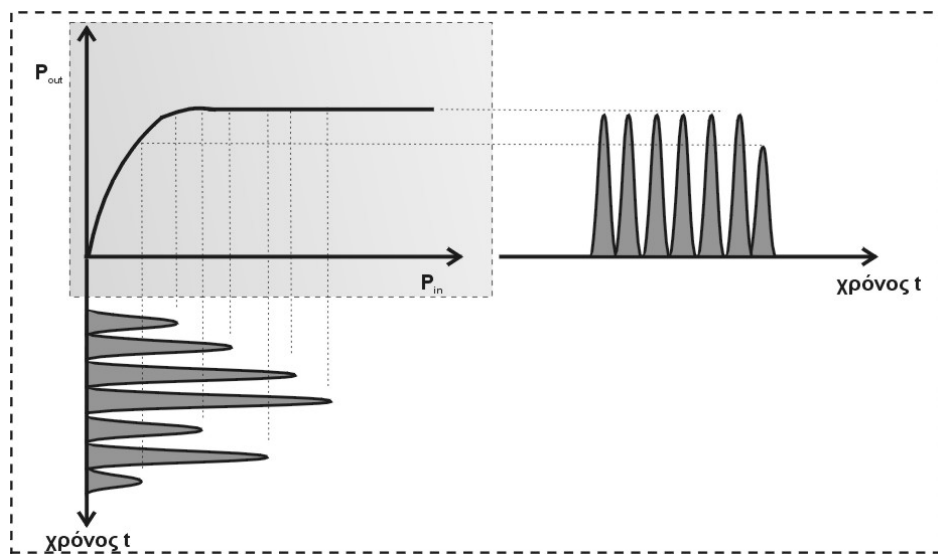
Επιπλέον, για την ανάκτηση ρολογιού από πακέτα μικρής χρονικής διάρκειας απαιτείται το φίλτρο να έχει μικρές χρονικές σταθερές απόκρισης και σβέσης, ώστε να είναι εφικτή η λειτουργία του με κάθε μεμονωμένο εισερχόμενο πακέτο. Η απαίτηση για μικρές χρονικές σταθερές απόκρισης σχετίζεται άμεσα με τον παράγοντα Q , και επομένως με τη λεπτότητα F , του φίλτρου Fabry-Perot. Κατά συνέπεια, η λεπτότητα F του φίλτρου επιλέγεται κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να είναι, μεν, η ελάχιστη δυνατή, αλλά ταυτόχρονα να επαρκεί για να «γεμίσει» με παλμούς ρολογιού ακόμα και το χρονικό τμήμα του πακέτου εισόδου με το μέγιστο αριθμό συνεχόμενων μηδενικών.

Επομένως, για τη διάταξη της Εικόνα 5. 10, στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot χαμηλής λεπτότητας προκύπτει ένα υποτυπώδες οπτικό σήμα ρολογιού σε μορφή πακέτων και ρυθμό επανάληψης παλμών f_{data} , με τα εξής χαρακτηριστικά:

- Χρονική διάρκεια του πακέτου ρολογιού περίπου ίση με τη χρονική διάρκεια του αρχικού πακέτου T_p . Πιο συγκεκριμένα, η χρονική διάρκεια θα είναι ελαφρώς μεγαλύτερη της τιμής T_p .
- Έντονη διαμόρφωση πλάτους μεταξύ των παλμών του οπτικού σήματος ρολογιού.

Για την απαλοιφή της διαμόρφωσης πλάτους αυτού του σήματος χρησιμοποιείται στην έξοδο του φίλτρου ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού, το οποίο αποτελείται από ένα οπτικό συμβολόμετρο MZI με είσοδο ένα ισχυρό CW σήμα. Το διαμορφωμένο κατά πλάτος σήμα ρολογιού εισέρχεται ως σήμα ελέγχου στην οπτική πύλη του κυκλώματος ψαλιδισμού, αφού η ισχύς του ρυθμιστεί κατάλληλα, ώστε η ισχύς κορυφής κάθε παλμού του να είναι μεγαλύτερη του κατωφλίου ισχύος του κυκλώματος ψαλιδισμού. Με αυτόν τον τρόπο, στη θύρα μεταγωγής S της πύλης του κυκλώματος ψαλιδισμού παράγεται ένα πακέτο ρολογιού για κάθε αντίστοιχο πακέτο δεδομένων, του οποίου οι παλμοί έχουν ίσα πλάτη μεταξύ τους, η χρονική του διάρκεια είναι ελαφρώς μεγαλύτερη του χρόνου T_p του αρχικού πακέτου δεδομένων, και το μήκος κύματός του είναι το μήκος κύματος του CW σήματος εισόδου της πύλης.

Η παραπάνω λειτουργία γίνεται εύκολα κατανοητή με τη βοήθεια της Εικόνα 5. 11.



Εικόνα 5. 11: Συνάρτηση μεταφοράς και αρχή λειτουργίας του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού [5.37].

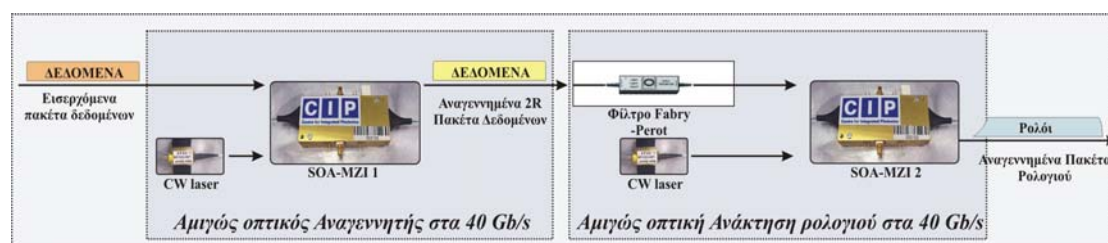
Το σχήμα αυτό απεικονίζει, μέσω της γνωστής συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού, την έξοδο της οπτικής πύλης, όταν στην πύλη εισέρχεται ως σήμα ελέγχου το σήμα εξόδου του φίλτρου Fabry-Perot. Το κύκλωμα ψαλιδισμού αποκρίνεται μόνο στους υπάρχοντες παλμούς της εξόδου του Fabry-Perot, οπότε διατηρείται το καθόλα επιθυμητό μικρό χρονικό εύρος του ανακτημένου σήματος ρολογιού, που προκύπτει στην έξοδο του φίλτρου. Επιπλέον, το κύκλωμα ψαλιδισμού μετατρέπει κάθε εισερχόμενο παλμό σε παλμό εξόδου με συγκεκριμένη και σταθερή στάθμη ισχύος, επιτυγχάνοντας εξίσωση πλάτους μεταξύ των παλμών ρολογιού.

Συμπερασματικά, οι ρόλοι των δύο διακριτών δομικών στοιχείων της διάταξης του κυκλώματος, όπως αυτό φαίνεται στην Εικόνα 5. 10, είναι:

- Το φίλτρο Fabry-Perot με FSR ίσο με το ρυθμό δεδομένων και με μικρή λεπτότητα F ανακτά σε μικρό χρονικό διάστημα ένα υποτυπώδες σήμα πακέτου ρολογιού για κάθε αντίστοιχο αρχικό πακέτο δεδομένων. Το σήμα αυτό «σβήνει», επίσης, πολύ γρήγορα μετά τη διέλευση του πακέτου δεδομένων από το φίλτρο, με αποτέλεσμα το υποτυπώδες πακέτο ρολογιού να έχει περίπου την ίδια χρονική διάρκεια με το αντίστοιχο αρχικό πακέτο δεδομένων.
- Το κύκλωμα ψαλιδισμού αίρει τη διαμόρφωση πλάτους μεταξύ των παλμών ρολογιού, που προκύπτουν στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot, χωρίς να αλλοιώνει τη χρονική διάρκεια και το περιεχόμενο του σήματος εξόδου του φίλτρου.

5.4.4 Ανάκτηση ρολογιού στα 40 Gb/s – Πειραματική υλοποίηση

Στην ενότητα αυτή περιγράφεται η πειραματική υλοποίηση και επιβεβαίωση του υποσυστήματος ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s, όπως αυτές διεξήχθησαν στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού αξιολογήθηκε σαν μέρος ενός εμπροσθογεμής κόμβου και για το λόγο αυτό αποτιμήθηκε διαδοχικά με ένα υποσύστημα αναγέννησης 2R. Το διάγραμμα βαθμίδων (block diagram) του κυκλώματος που υλοποιήθηκε απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 12.



Εικόνα 5. 12: Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος που υλοποιήθηκε πειραματικά για το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού που λειτουργήσε σε διαδοχή με την έξοδο του αναγεννητή 2R, επιδεικνύοντας με τον τρόπο αυτή δυνατότητα διαδοχικής λειτουργίας των δύο υποσυστημάτων (υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού και υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων).

Στις ενότητες που ακολουθούν περιγράφονται αναλυτικά η πειραματική διάταξη του υποσυστήματος ανάκτησης ρολογιού, αλλά και τα πειραματικά αποτελέσματα που καταγράφηκαν κατά τη δοκιμή του κυκλώματος για πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s.

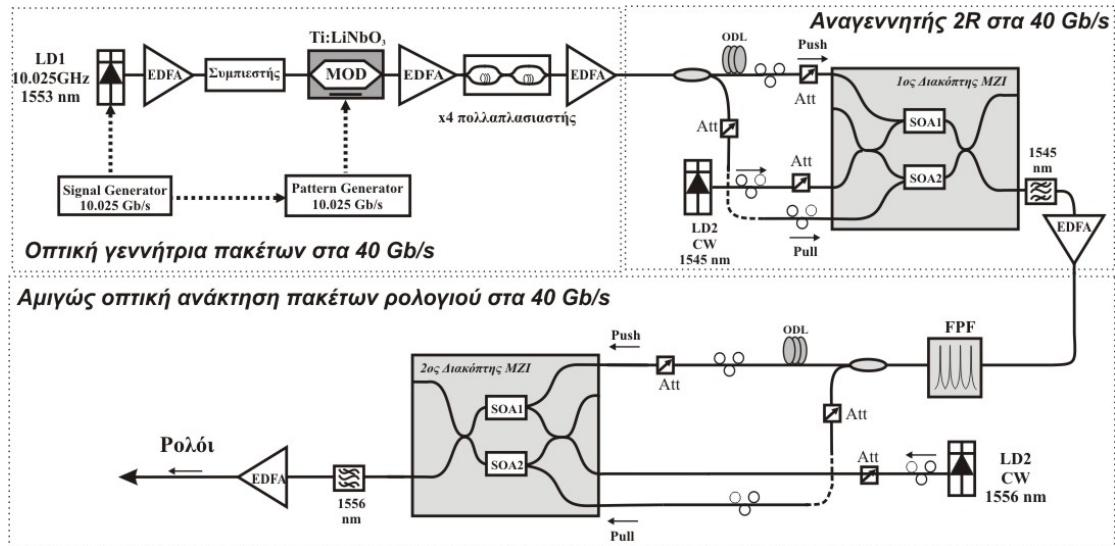
(i) Πειραματική διάταξη

Η Εικόνα 5. 13 δείχνει την πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε για το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού. Η διάταξη αυτή αποτελείται από τη γεννήτρια

παραγωγής των δεδομένων εισόδου, τον αναγεννητή και το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού. Αναφορικά με τη γεννήτρια παραγωγής των δεδομένων εισόδου, η γενικευμένη δομή και η λειτουργία της, έχει ήδη περιγραφεί στο Κεφάλαιο 2. Πιο συγκεκριμένα για το παρόν πειραματικό κύκλωμα, μια διοδική πηγή λέιζερ κατανεμημένης ανάδρασης (LD1- DFB laser) χρησιμοποιείται για την παραγωγή οπτικού παλμικού σήματος ρολογιού, με συχνότητα λειτουργίας 10,025 GHz και μήκος κύματος 1553 nm με τη μέθοδο απολαβής κέρδους (gain switching). Οι παλμοί είναι τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (RZ) και σχήματος Gauss με χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος ίσο με περίπου 7 ps, μετά από γραμμική συμπίεση. Το σήμα αυτό διαμορφώνεται, στη συνέχεια, εξωτερικά (external modulation) με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO₃ modulator), ο οποίος οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence Generator – PRBS Generator) με συχνότητα 10,025 Gb/s. Στην έξοδο του διαμορφωτή παράγεται, επομένως, μια οπτική ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων, με συχνότητα 10,025 Gb/s και με περίοδο 40,4 nsec (405 διψία στα 10,025 Gb/s). Η οπτική αυτή ακολουθία συμπιέζεται, στη συνέχεια, με τη βοήθεια ενός συμπιεστή οπτικής ίνας και με τον τρόπο αυτό το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών περιορίζεται στα 2.7 ps. Το σήμα ενισχύεται πρώτα με τη βοήθεια ενός ενισχυτή ερβίου (EDFA) και κατόπιν εισέρχεται στον οπτικό τετραπλασιαστή (x4 Rate Multiplier) (όπως περιγράφεται στο κεφάλαιο 3), ο οποίος είναι κατά τέτοιο τρόπο κατασκευασμένος, ούτως ώστε στην έξοδό του να παρέχει οπτικό σήμα ψευδοτυχαίων δεδομένων σε συχνότητα τέσσερις φορές μεγαλύτερη της αρχικής. Το σήμα αυτό αποτελείται από δύο πακέτα διαφορετικού μήκους με χρονικό διάκενο μεταξύ τους, και η περίοδος του είναι 10,1 nsec (405 δυψία στα 40,1 Gb/s), δηλαδή υποτετραπλάσια της περιόδου του σήματος πριν τον οπτικό τετραπλασιαστή, όπως ακριβώς αναμενόταν. Το πολυπλεγμένο οπτικό σήμα εισέρχεται στη συνέχεια στον αναγεννητή 2R, ο οποίος στη συγκεκριμένη υλοποίηση, λειτουργεί σαν ένας απλός μετατροπέας μήκους κύματος καθώς το εισερχόμενο σήμα δεν έχει υποστεί επιπλέον υποβάθμιση. Το κύκλωμα του αναγεννητή αποτελείται από έναν οπτικό διακόπτη MZI με SOA, ο οποίος τροφοδοτείται από μια πηγή σήματος σταθερής ισχύος CW στα 1545 nm. Προκειμένου να επιτευχθεί επιτυχής μετατροπή μήκους κύματος στα 40 Gb/s, η τεχνική της διαφορικής οδήγησης push-pull υιοθετήθηκε. Το αναγεννημένο σήμα φιλτράρεται στη συνέχεια από ένα ζωνοπερατό φίλτρο εύρους 2 nm. Τα επίπεδα ισχύος, η πόλωση και ο συγχρονισμός όλων των σημάτων που αλληλεπιδρούν μεταξύ τους ρυθμίζονται κατάλληλα με τη βοήθεια οπτικών εξασθενητών (Att), ελεγκτών πόλωσης (PC) και οπτικών γραμμών καθυστέρησης (ODL) για βέλτιστη απόδοση του κυκλώματος.

Στη συνέχεια, το παραγόμενο σήμα εισέρχεται μέσα στο αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού αποτελείται από ένα οπτικό φίλτρο Fabry-Perot ακολουθούμενο από ένα οπτικό συμβολόμετρο MZI με SOA, το οποίο τροφοδοτείται από μια πηγή σήματος σταθερής ισχύος CW στα 1556 nm. Το φίλτρο Fabry-Perot έχει ελεύθερη φασματική περιοχή ίση με τη συχνότητα μετάδοσης των οπτικών πακέτων δεδομένων, δηλ. 40 GHz, και λεπτότητα F ίση με 39. Ένας επιπλέον οπτικός ενισχυτής ερβίου EDFA χρησιμοποιείται μεταξύ του φίλτρου Fabry-Perot και του οπτικού συμβολομέτρου MZI με SOA προκειμένου να αντισταθμίσει τις απώλειες που προκαλούνται από το παθητικό φίλτρο. Επιπλέον, οπτικά ζωνοπερατά φίλτρα (2 nm FWHM) τοποθετούνται στις δύο εξόδους του οπτικού συμβολομέτρου MZI προκειμένου να αποκόψουν τον θόρυβο που εισάγουν οι SOAs λόγω αυθόρμητης εκπομπής ASE

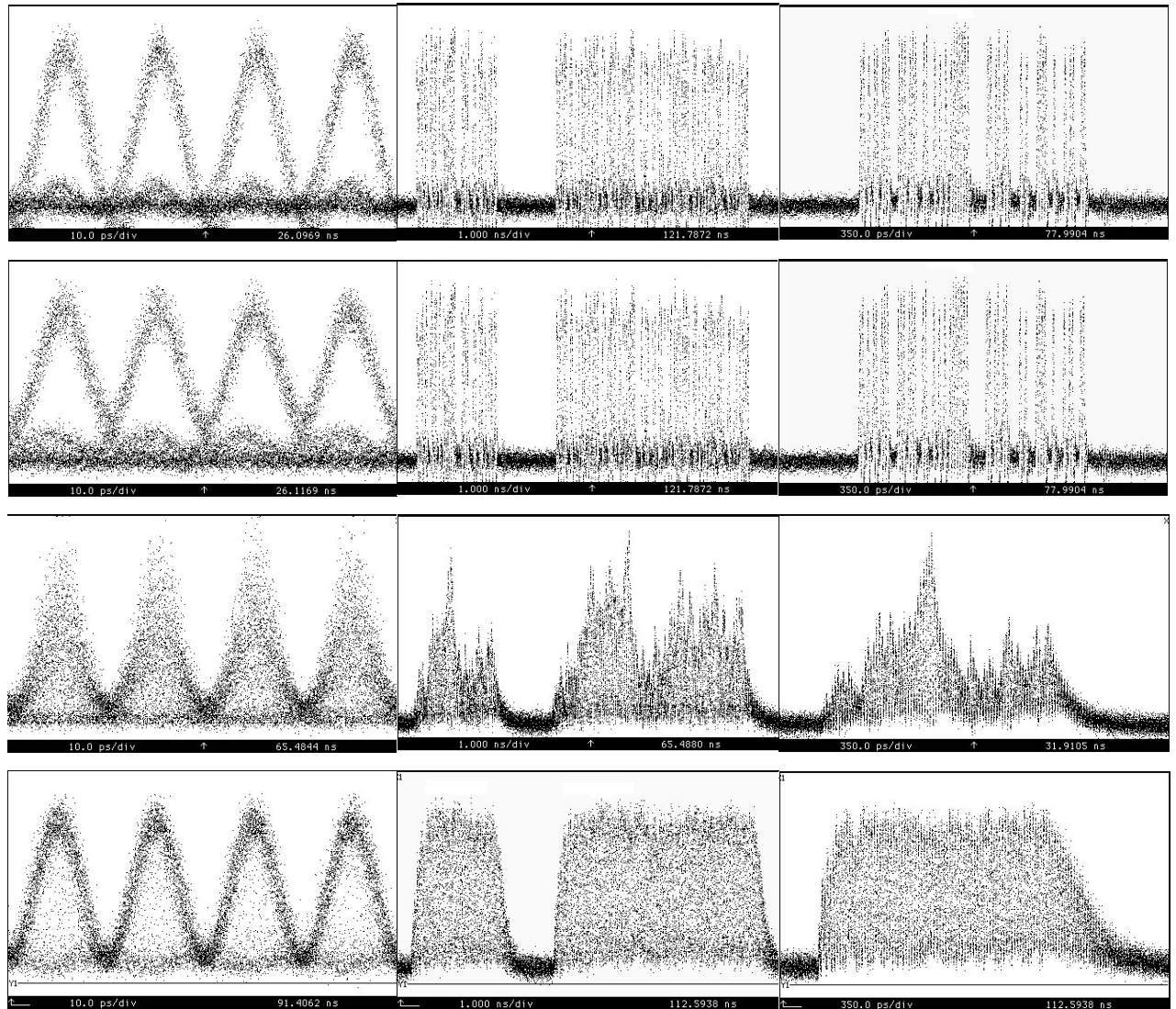
(Amplified Spontaneous Emission), όπως επίσης και να εμποδίσουν την παρουσία του σήματος ελέγχου στη θύρα μεταγωγής. Και πάλι, τα επίπεδα ισχύος και η πόλωση ρυθμίζονται για όλα τα σήματα εισόδου και ελέγχου προκειμένου να επιτευχθεί βέλτιστη απόδοση του κυκλώματος.



Εικόνα 5. 13: Πειραματική διάταξη για το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s.

(ii) Πειραματικά αποτελέσματα

Το κύκλωμα ανάκτησης πακέτων ρολογιού που υλοποιήθηκε πειραματικά στο εργαστήριο σχεδιάστηκε για να λειτουργεί με δικτυακή κίνηση πακέτων, παράγοντας πακέτα ρολογιού με γρήγορους χρόνους ανάκτησης και σβέσης (rise και fall times). Για το χαρακτηρισμό της λειτουργίας του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκαν, όπως ειπώθηκε και παραπάνω, δύο οπτικά πακέτα διαφορετικού μεγέθους. Στην παρούσα υπό-ενότητα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα, που προέκυψαν από τη λειτουργία του κυκλώματος με σύγχρονα πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s που περιέχουν 199 και 82 δυφία αντίστοιχα. Τα πακέτα αυτά περιείχαν δεδομένα ψευδοτυχαίας ακολουθίας, ενώ το κενό χρονικό διάστημα μεταξύ τους ήταν 1.55 ns (το οποίο αντιστοιχεί σε 62 δυφία στα 40 Gb/s). Οι τιμές αυτές για το μέγεθος των πακέτων αποτελούν σίγουρα ακραία επιλογή, καθώς δύσκολα μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο μικρά πακέτα πληροφορίας σε ένα δίκτυο. Η επιλογή αυτών των τιμών, όμως, έγινε για να χαρακτηριστεί το σύστημα σε απαιτητικού τύπου ροές δεδομένων και να αναδειχθεί το γεγονός, ότι το προτεινόμενο κύκλωμα αποτελεί ιδανική λύση για οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, ακόμα και στην περίπτωση, που το μέγεθος των μεταδιδόμενων πακέτων είναι υπερβολικά μικρό.



Εικόνα 5. 14: Πειραματικά αποτελέσματα για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Πρώτη σειρά: σήμα εισόδου, δεύτερη σειρά: έξοδος αναγεννητή 2R, τρίτη σειρά: έξοδος Fabry-Pérot, τέταρτη σειρά: ανακτημένα πακέτα ρολογιού. Χρονική κλίμακα 10 ps/div, 1 ns/div και 350 ps/div για την αριστερή, μεσαία και δεξιά στήλη, αντίστοιχα.

Τα αποτελέσματα που καταγράφηκαν στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού σε σχέση με τα εισερχόμενα πακέτα δεδομένων, χρησιμοποιώντας ένα παλμογράφο, παρουσιάζονται περιεκτικά στην Εικόνα 5. 14. Η πρώτη γραμμή παρουσιάζει το σήμα εισόδου στα 40 Gb/s, η δεύτερη σειρά δείχνει την έξοδο του αναγεννητή 2R, η τρίτη σειρά απεικονίζει την έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot ενώ τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού φαίνονται στην τελευταία σειρά. Τα στιγμιότυπα του ρολογιού απεικονίζονται σε δύο χρονικές κλίμακες προκειμένου να δειχθεί η λειτουργία του κυκλώματος με δύο πακέτα μεταβλητού μήκους. Οι κουκίδες που φαίνονται στο διάγραμμα ματιού του ανακτημένου ρολογιού προέρχονται από τους χρόνους ανάκτησης και σβέσης (rise και fall times) των ανακτημένων πακέτων ρολογιού. Στα στιγμιότυπα φαίνεται τόσο ο χρόνος ανάκτησης του ρολογιού (rise time) όσο και ο χρόνος σβέσης του ρολογιού (fall-time). Αναφερόμενοι στο χρόνο ανάκτησης ή χρόνο κλειδώματος του κυκλώματος εννοούμε το χρόνο που χρειάζεται το κύκλωμα για να αρχίσει να αποδίδει παλμούς ίσου πλάτους ισχύος κορυφής και αυτή η μονάδα μετρήθηκε 4

bits για λειτουργία στα 40 Gb/s και λεπτότητα 39. Αναφορικά με το χρόνο σβέσης όπως φαίνεται και από την Εικόνα 5. 14, απαιτείται χρόνος αντίστοιχος των 17 bits μετά το τέλος του εκάστοτε εισερχόμενου πακέτου όταν και η ισχύς του οποίου μειώνεται γραμμικά μέχρι να σβήσει. Οι σταθερές αυτές του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού είναι πολύ σημαντικές για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος αντικατάστασης της ετικέτας και θα πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη στην επιλογή των σημάτων εισόδου του κυκλώματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι η επιβάρυνση εύρους ζώνης (bandwidth overhead) που προκαλείται από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού είναι ανεξάρτητη του μήκους των πακέτων. Έτσι, για πακέτα δεδομένων μεγαλύτερου μήκους η επιβάρυνση εύρους ζώνης ελαχιστοποιείται. Για παράδειγμα, η επιβάρυνση εύρους ζώνης που θα προέκυπτε για κίνηση πακέτων ATM, θα ήταν περίπου 4%, επιτρέποντας υψηλή χρησιμοποίηση δικτυακών πόρων.

Τέλος, μετρήθηκαν και οι τιμές ισχύος ή ενέργειας των σημάτων εισόδου και ελέγχου οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν για την βέλτιστη λειτουργία του οπτικού διακόπτη MZI με SOA. Οι συνθήκες λειτουργίας λοιπόν του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού για τα παραπάνω αποτελέσματα περιλαμβάνουν 0.17 dBm οπτική ισχύς του CW σήματος, 10.25 dBm για το σήμα ελέγχου push και 6.36 dBm για το pull. Οι τιμές αυτές, καθώς και η οπτική ισχύς του ανακτημένου ρολογιού στην έξοδο του διακόπτη, φαίνονται στον Πίνακα 5. 1.

	είσοδος	push	pull	έξοδος
Λειτουργία πακέτων δεδομένων	0.17 dBm	10.25 dBm	6.36 dBm	-6.6 dBm

Πίνακας 5. 1: Ισχύς μεταγωγή για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Η οπτική ισχύς εξόδου του κυκλώματος μετρήθηκε μετά από οπτικό φιλτράρισμα.

5.5 Ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s– Πειραματική υλοποίηση

Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να παρέχει συγχρονισμό σε επίπεδο πακέτου στον εκάστοτε κόμβο του δικτύου, παράγοντας έναν παλμό στην αρχή κάθε εισερχόμενου πλαισίου πληροφορίας, εξάγοντας έτσι πληροφορία για τη χρονική στιγμή άφιξης του πακέτου. Η λειτουργία αυτή είναι ανάλογη του συγχρονισμού με το frame pulse στα συστήματα SONET/SDH. Στις παραγράφους που ακολουθούν, αναλύεται η αρχιτεκτονική που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική υλοποίηση του υποσυστήματος ανίχνευσης πακέτων και παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα.

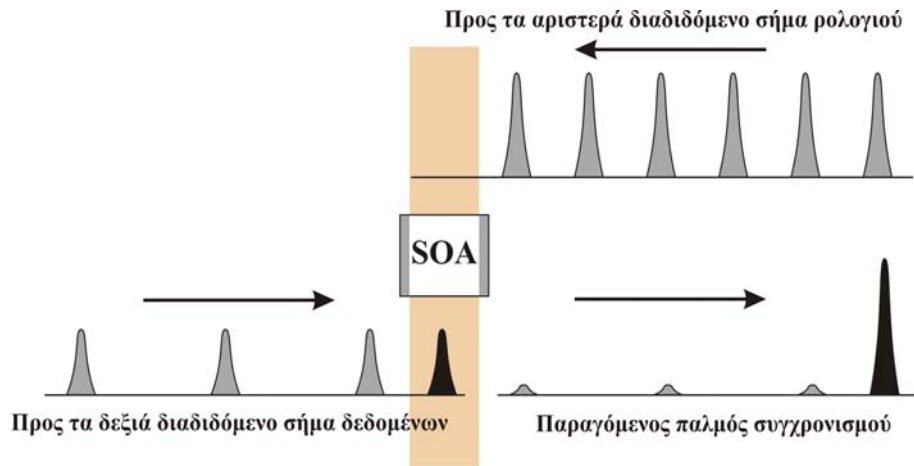
5.5.1 Δομή και αρχή λειτουργίας

Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων που προτείνεται σε αυτή τη διατριβή, εκμεταλλεύεται τη λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, εκτελώντας επεξεργασία των ανακτημένων πακέτων ρολογιού με αμιγώς οπτικό τρόπο [5.16].

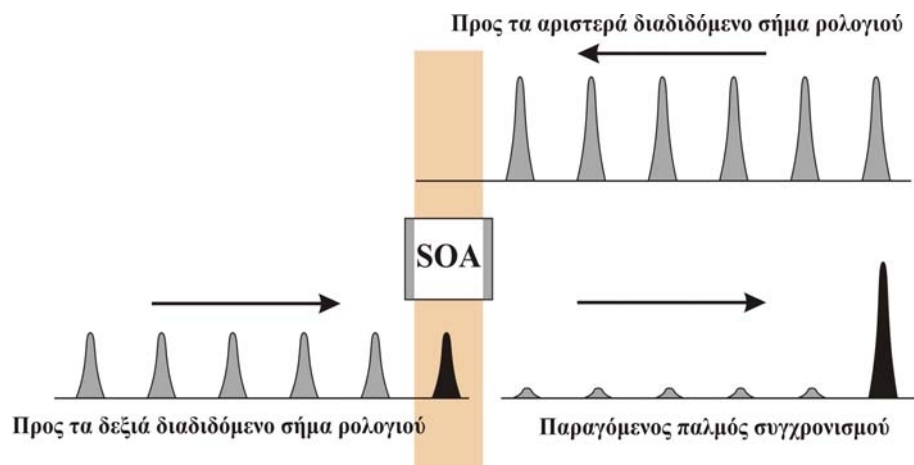
Το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων αποτελείται από ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού όπως αυτό περιγράφεται στο προηγούμενο κεφάλαιο και έναν οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού ρυθμισμένο έτσι ώστε να διεγείρει το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (cross gain modulation – XGM, [5.15]) μεταξύ των σημάτων που αλληλεπιδρούν σε αυτόν. Για την υλοποίηση ενός κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων, τρεις διαφορετικές διατάξεις έχουν προταθεί. Οι διατάξεις αυτές παρουσιάζονται σχηματικά στην Εικόνα 5. 15 (α), (β) και (γ).

Και στις τρεις αυτές διατάξεις προϋποθέτεται ότι στο πρώτο στάδιο του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτου, πραγματοποιείται η ανάκτηση του πακέτου ρολογιού που αντιστοιχεί στο κάθε εισερχόμενο πακέτο δεδομένων. Κατόπιν το ανακτημένο πακέτο ρολογιού εισέρχεται στο κύκλωμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού με το οποίο επιλέγεται μόνο ο πρώτος παλμός από κάθε πακέτο ρολογιού. Για την εξαγωγή του προπορευόμενου παλμού, χρησιμοποιείται ο ενισχυτής SOA, ο οποίος συνδέεται στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού. Οι διατάξεις (α) και (β) βασίζονται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (cross gain modulation – XGM) μεταξύ δύο πακέτων που αλληλεπιδρούν, τα οποία είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους έτσι ώστε το πιο ισχυρό να υπολείπεται χρονικά του ασθενούς πακέτου κατά ένα bit, όπως ακριβώς φαίνεται στην Εικόνα 5. 15. Η Εικόνα 5. 15 (α) απεικονίζει τη Διάταξη 1, η οποία αποτελείται από έναν ενισχυτή SOA συνδεδεμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να δέχεται τα εισερχόμενα πακέτα δεδομένα (τα οποία διαδίδονται προς τα δεξιά) καθώς επίσης και τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού (τα οποία διαδίδονται προς τα αριστερά), με έναν τρόπο έτσι ώστε το ένα να εισέρχεται μέσα στον ενισχυτή ημιαγωγού αντίρροπα σε σχέση με το άλλο. Τα προς τα δεξιά διαδιδόμενα δεδομένα δρουν ως σήμα εισόδου έτσι ώστε να λειτουργεί το SOA στην περιοχή κέρδους χαμηλού σήματος (small-signal gain regime). Στην περιοχή αυτή ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά, παρέχοντας μεγάλες τιμές κέρδους (τυπικά ~ 25-30 dB). Αντίθετα το ισχυρό σήμα ρολογιού λειτουργεί ως σήμα ελέγχου έτσι ώστε να προκαλεί τον έντονο κορεσμό στο κέρδος του ενισχυτή. Καθώς το πρώτο bit από το πακέτο δεδομένων μπαίνει μέσα στον SOA, δέχεται το μέγιστο κέρδος του SOA και εξέρχεται ενισχυμένο. Όλοι όμως οι εναπομείναντες παλμοί του σήματος εισόδου συμπίπτουν στον ενισχυτή με τους παλμούς υψηλής ισχύος του ισχυρού ρολογιού ελέγχου που διαδίδονται προς τα αριστερά και οι οποίοι κορένουν το SOA οδηγώντας τον κοντά στο σημείο διαφάνειάς του. Αποτέλεσμα αυτού είναι οι υπόλοιποι παλμοί του σήματος εισόδου να αντιλαμβάνονται το κορεσμένο κέρδος του ενισχυτή (κοντά στη μονάδα) καθώς διαδίδονται μέσα από αυτόν και να καταπιέζονται σε σχέση με τον προπορευόμενο παλμό [5.16].

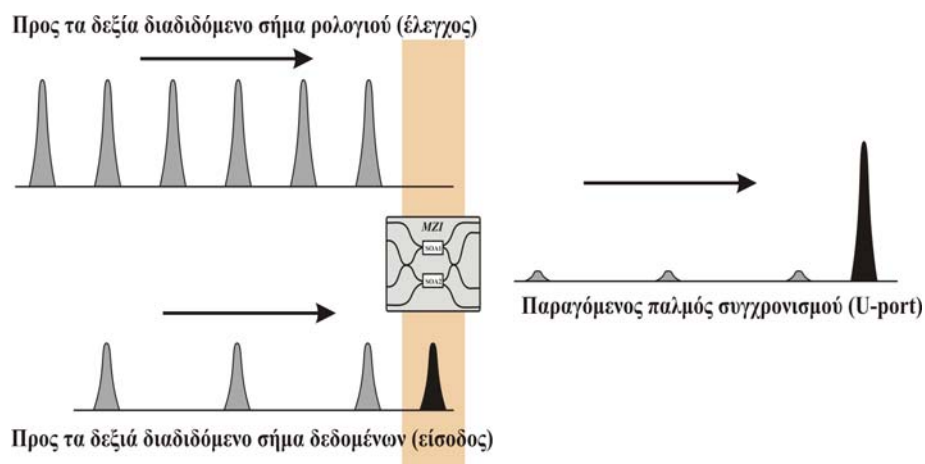
Η Διάταξη 2 για την υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 15 (β). Στο σχήμα αυτό, ένας ενισχυτής SOA συνδέεται στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, έτσι ώστε δύο αντίγραφα του πακέτου ρολογιού να εισάγονται στον ενισχυτή αντίρροπα. Όμοια με τη Διάταξη 1, το πακέτο ρολογιού που διαδίδεται προς τα δεξιά δρα ως σήμα εισόδου στην περιοχή κέρδους χαμηλού σήματος του SOA και προηγείται του προς τα αριστερά διαδιδόμενου αντιγράφου του υψηλής ισχύος κατά ένα bit. Κατά συνέπεια, μονάχα ο προπορευόμενος παλμός του πακέτου ρολογιού που διαδίδεται προς τα δεξιά δέχεται το μέγιστο κέρδος του SOA, ενώ οι εναπομείναντες παλμοί καταπιέζονται μέσω της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (XGM) μέσα στον ημιαγωγό.



(α): Διάταξη 1



(β): Διάταξη 2



(γ): Διάταξη 3

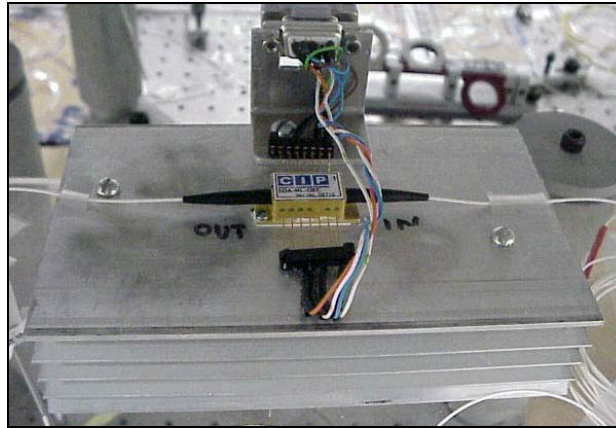
Εικόνα 5. 15: Βασική αρχή λειτουργίας των τριών διατάξεων που προτείνονται για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων. (α): Διάταξη 1, (β): Διάταξη 2 και (γ): Διάταξη 3.

Η Εικόνα 5. 15 (γ) παρέχει ένα σχηματικό διάγραμμα για την τρίτη πιθανή διάταξη για την υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων (Διάταξη 3). Η διάταξη αυτή βασίζεται στα αποτελέσματα του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (cross-phase-modulation - XPM) μέσα στον διακόπτη MZI με SOA. Τα εισερχόμενα πακέτα δεδομένων μαζί με τα αντίστοιχα ανακτημένα πακέτα ρολογιού μπαίνουν μέσα στον διακόπτη MZI με SOA ομόρροπα. Τα προς τα δεξιά διαδιδόμενα δεδομένα δρουν ως σήμα εισόδου, ενώ τα πακέτα ρολογιού, καθυστερημένα κατά ένα bit, λειτουργούν ως σήμα ελέγχου. Με την απουσία του σήματος ελέγχου, το πρώτο bit από το πακέτο δεδομένων βγαίνει από το συμβολόμετρο από τη θύρα μη-μεταγωγής (unswitched – U port). Καθώς, όμως, οι εναπομείναντες παλμοί συμπίπτουν χρονικά με τους παλμούς των πακέτων ρολογιού του σήματος ελέγχου, οι οποίοι διαδίδονται και αυτοί προς τα δεξιά, μεταγονται στη θύρα μεταγωγής (switched – S port). Με τον τρόπο αυτό, ο προπορευόμενος παλμός του σήματος εισόδου διαχωρίζεται χωρικά από το υπόλοιπο πακέτων δεδομένων.

5.5.2 Αρχικός Χαρακτηρισμός του οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού (SOA) στα 40 Gb/s

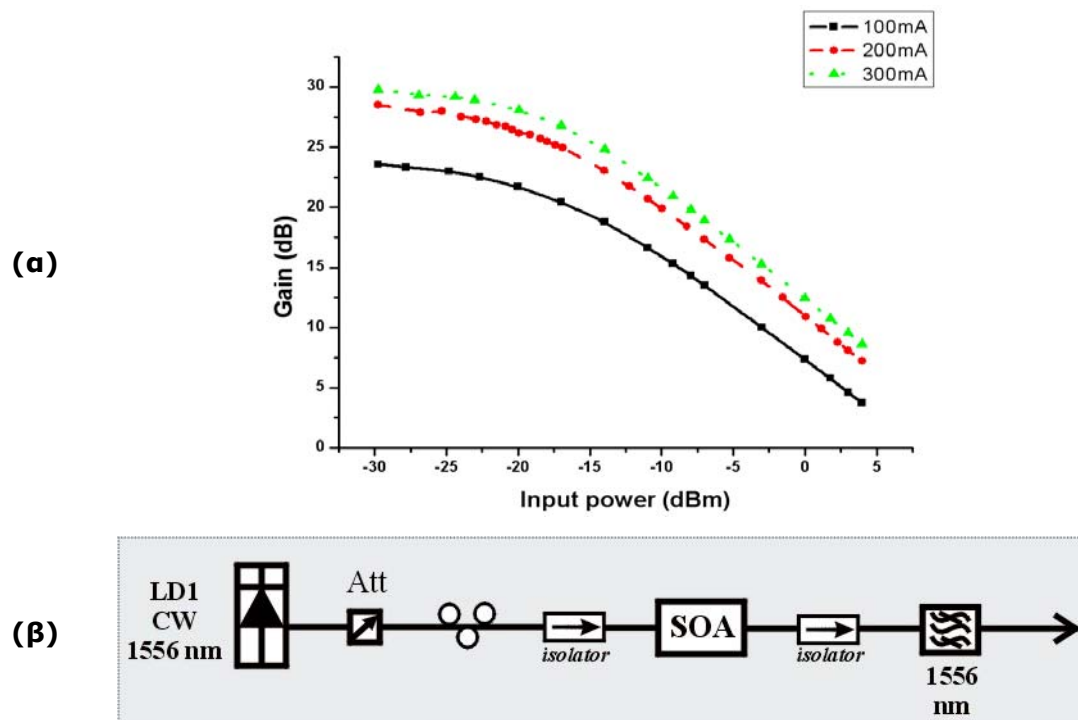
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται αναλυτικά ο αρχικός χαρακτηρισμός του οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού SOA που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) προμηθεύτηκε τον ενισχυτή SOA από την εταιρεία CIP με την οποία το ΕΦΕ βρίσκεται σε συνεχή συνεργασία.

Πριν να χρησιμοποιηθεί για την πειραματική υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων, ο ενισχυτής SOA έχει μονταριστεί πάνω σε μια ψυκτική βάση, προκειμένου να εξασφαλιστεί επαρκής απαγωγή της θερμότητας, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5. 16. Η θερμοκρασία του SOA όταν αυτός είναι σε λειτουργία, ελέγχεται από ένα εξωτερικό, εμπορικά διαθέσιμο όργανο. Το όργανο του ελεγκτή θερμοκρασίας διαβάζει την τιμή θερμοκρασίας του ενεργού τμήματος του SOA με τη βοήθεια ενός thermistor που βρίσκεται μέσα στο SOA (αντιλαμβάνεται μεταβολή της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του), και την διατηρεί σε σταθερή θερμοκρασία (συνήθως 20° C) τροφοδοτώντας με το κατάλληλο ρεύμα μία πλατφόρμα Peltier. Η Peltier είναι μία θερμό-αγώγιμη πλατφόρμα η οποία βρίσκεται κάτω από τον SOA και ανάλογα με το ρεύμα που διέρχεται από αυτήν, εντίνει ή όχι την αποβολή θερμότητας στη συσκευή.



Εικόνα 5. 16: Ο SOA που χρησιμοποιήθηκε πάνω σε μια ψυκτική βάση.

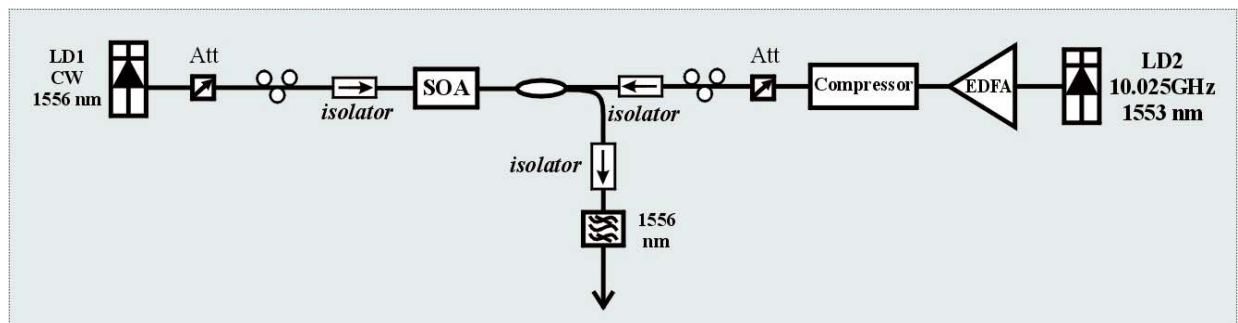
Στο εργαστήριο διεξήχθησαν μια σειρά από μετρήσεις πριν την πειραματική υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s, περισσότερο για να εξοικειωθούμε με τις διάφορες συσκευές. Η απόδοση κέρδους του SOA καταγράφηκε αναφορικά με το κέρδος κορεσμού συναρτήσει της ισχύος εισόδου, καθώς επίσης και την ανάκαμψη του κέρδους συναρτήσει του χρόνου.



Εικόνα 5. 17: (α) Καμπύλες κέρδους του ενισχυτή SOA ικανό να λειτουργήσει στα 40 Gb/s που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων και (β) η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για το χαρακτηρισμό κέρδους του SOA.

Η απόδοση κέρδους του SOA εξετάστηκε για διάφορα επίπεδα ισχύος του σήματος εισόδου και του ρεύματος οδήγησης χρησιμοποιώντας τη διάταξη που φαίνεται στην Εικόνα 5. 17 (β). Για τις απαραίτητες μετρήσεις, αρχικά, ο ενισχυτής SOA ενεργοποιήθηκε και ένα σήμα σταθερής ισχύος CW στα 1555.6 nm εφαρμόστηκε στην είσοδό του. Στη συνέχεια, παρακολουθώντας τα επίπεδα ισχύος

στην έξοδο του SOA, πήραμε μετρήσεις ισχύος εισόδου-εξόδου για να υπολογίσουμε με τον τρόπο αυτό το κέρδος του SOA. Ένα οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο, με εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος 0.6 nm τοποθετήθηκε στην έξοδο του ενισχυτή ημιαγωγού, προκειμένου να αποκοπεί ο θόρυβος ASE που εισάγει ο SOA λόγω αυθόρμητης εκπομπής. Οι απώλειες εισόδου των φίλτρων μετρήθηκαν και συμπεριλήφθηκαν στον υπολογισμό του κέρδους του SOA. Αντίθετα, δεν ήταν δυνατόν να μετρηθούν οι απώλειες που εισάγουν οι πλευρικές επιφάνειες (facets) του SOA. Επιπλέον, απομονωτές (isolators) τοποθετήθηκαν τόσο στις εισόδους όσο και στις εξόδους του ενισχυτή ημιαγωγού για να απορρίψουν μη επιθυμητές ανακλάσεις μεταξύ των πλευρικών επιφανειών του SOA και των γειτονικών οπτικών στοιχείων. Οι καμπύλες κέρδους που προέκυψαν από τις παραπάνω μετρήσεις απεικονίζονται στην Εικόνα 5. 17 (α). Όπως φαίνεται και από τις καμπύλες αυτές, ο συγκεκριμένος ενισχυτής ημιαγωγού έχει κέρδος μη-κορεσμού 30 dB όταν αυτός οδηγείται με ρεύμα 300 mA.



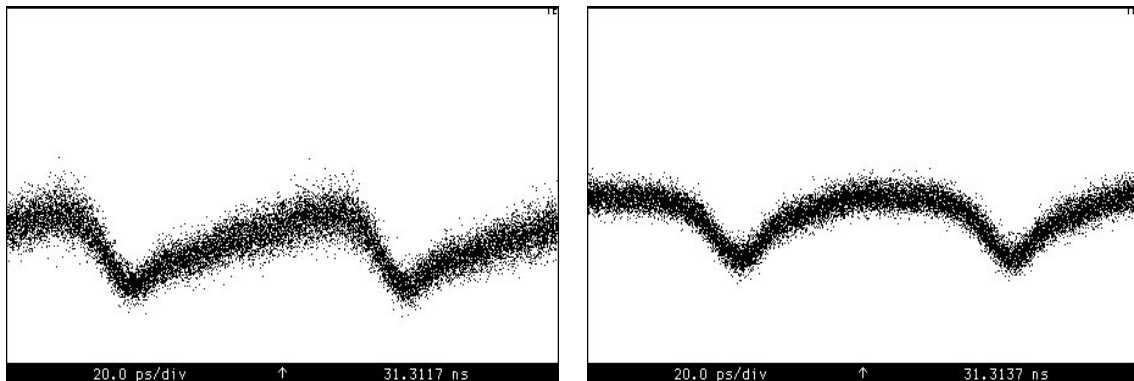
Εικόνα 5. 18: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό του χρόνου ανάκαμψης του SOA με τη μέθοδο της άντλησης-καταγραφής (pump-probe method).

Ο χρόνος ανάκαμψης του SOA μετρήθηκε χρησιμοποιώντας την πειραματική διάταξη που φαίνεται στην Εικόνα 5. 18. Ένα σήμα σταθερής ισχύος CW (σήμα καταγραφής ή probe CW) μπαίνει μέσα στον SOA και διαμορφώνει το κέρδος του σε μια σταθερή τιμή G_{CW} . Υποθέτοντας ότι ένας παλμός ελέγχου εισάγεται ταυτόχρονα μέσα στον SOA, όπως φαίνεται παραπάνω, το κέρδος του ενισχυτή ημιαγωγού πέφτει σε μια τιμή έστω G_1 , η οποία δίνεται από τη σχέση :

$$G_1(t) = [1 - (1 - (1/G_{CW})) \exp(-U_{in}(t)/U_{sat})]^{-1} \quad (5. 16)$$

όπου $U_{in}(t)$ είναι η συσσωρευμένη ενέργεια του παλμού ελέγχου που εισάγεται και U_{sat} είναι η ενέργεια κορεσμού του SOA. Μετά το πέρασμα από τον SOA ολόκληρου του παλμού, το κέρδος του ενισχυτή ανακάμπτει στην αρχική του τιμή G_{CW} , και το ίδιο συμβαίνει και με τη σταθερά χρόνου ζωής φορέων (stimulated carrier lifetime constant). Αυτή η διαμόρφωση κέρδους απεικονίζεται στο σήμα καταγραφής (probe CW), δημιουργώντας μια παλμοσειρά πριονωτής μορφής, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 19. Το σήμα καταγραφής στην περίπτωση μας αποτέλεσε μια δέσμη φωτός σταθερής ισχύος που παράχθηκε από ένα διοδικό laser στα 1556 nm. Το σήμα αυτό εισάχθηκε μέσα στον SOA μαζί με μία παλμοσειρά στα 10 Gb/s που αποτελούταν από παλμούς με εύρος ημίσειας ισχύος 2.7 ps στα 1553 nm, η οποία αποτέλεσε το σήμα άντλησης (pump signal).

Μετρώντας το εύρος της διαμορφωμένης κυματομορφής, μπορούμε να συμπεράνουμε το χρόνο ανάκαμψης του SOA. Η παραπάνω τεχνική έδειξε χρόνο ανάκαμψης (FWHM) 62 ps, ο οποίος αποκτήθηκε με ισχύ του σήματος CW -24.6 dBm και με ισχύ του παλμικού σήματος -11.5 dBm (Εικόνα 5. 19 (α)). Αυξάνοντας την ισχύ του σήματος CW, η ανάκαμψη του SOA μπορεί να επιταχυνθεί [5.48], όπως φαίνεται στην Εικόνα 5. 19 (β), η οποία απεικονίζει έναν χρόνο ανάκαμψης μειωμένο στα 35 ps. Ο χρόνος αυτός μπορεί να αποκτηθεί εισάγοντας μέσα στον SOA σήμα καταγραφής CW (probe) με ισχύ -2.2 dBm και σήμα άντλησης (pump) με ισχύ 0.93 dBm.



Εικόνα 5. 19: Μετρήσεις άντλησης-καταγραφής (pump-probe measurements) για διάφορες τιμές ισχύος του σήματος CW. Ο χρόνος ανάκαμψης του SOA μειώνεται από 62 ps (α) στα 35 ps (β) για τιμές ισχύος 0.0035 mW και 0.6 mW αντίστοιχα.

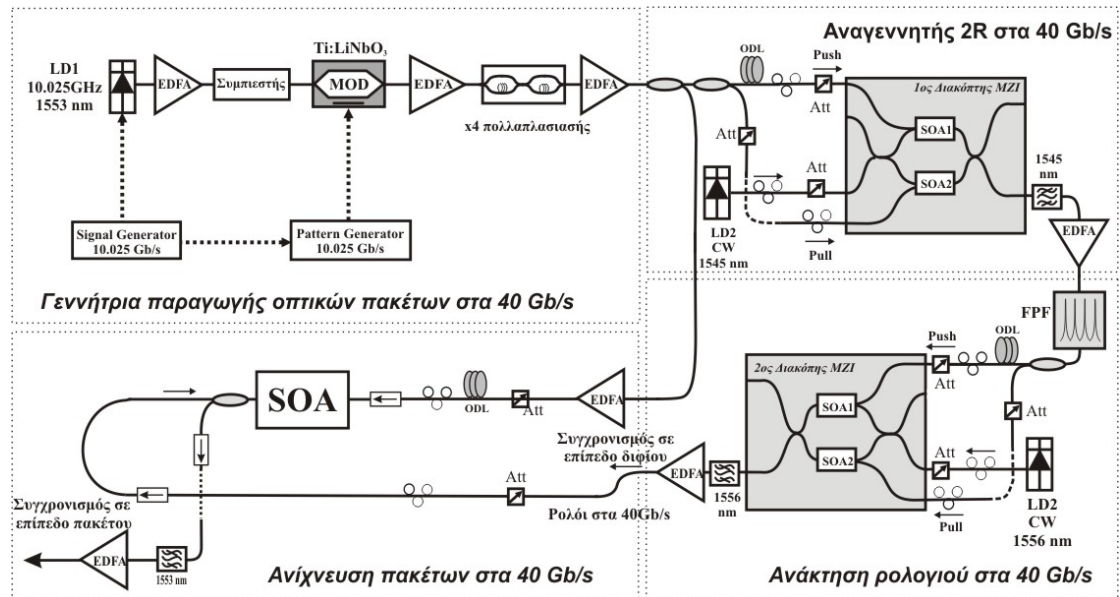
5.5.3 Πειραματική υλοποίηση του αμιγώς οπτικού υποσυστήματος ανάκτησης πακέτων στα 40 Gb/s

Το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων αξιολογήθηκε πειραματικά στα 40 Gb/s σύμφωνα με τη Διάταξη 3, όπως περιγράφηκε παραπάνω (παράγραφος 5.5.1). Στην παρούσα ενότητα περιγράφεται αναλυτικά η πειραματική διάταξη του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων, αλλά και τα πειραματικά αποτελέσματα που καταγράφηκαν κατά τη δοκιμή του κυκλώματος για πακέτα δεδομένων.

(i) Πειραματική διάταξη

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αμιγώς οπτικού κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων φαίνεται στην Εικόνα 5. 20. Η διάταξη αυτή αποτελείται από τη γεννήτρια παραγωγής των πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s, τον αμιγώς οπτικό αναγεννητή 2R, το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων. Πιο συγκεκριμένα για το παρόν πειραματικό κύκλωμα, μια διοδική πηγή λέιζερ καταμετρημένης ανάδρασης (LD1- DFB laser) χρησιμοποιείται για την παραγωγή οπτικού παλμικού σήματος ρολογιού, με συχνότητα λειτουργίας 10.025 GHz και μήκος κύματος 1553

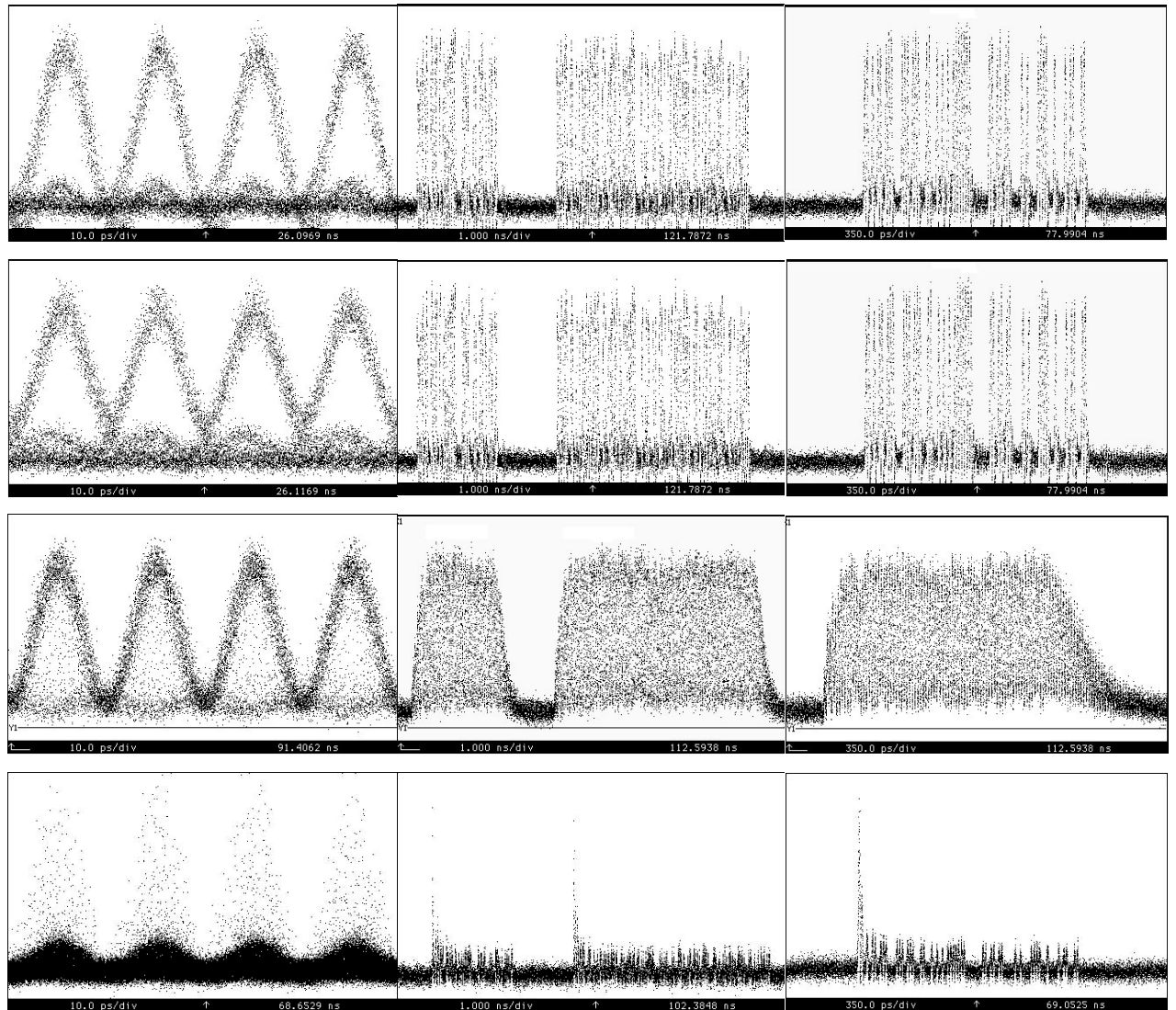
nm με τη μέθοδο απολαβής κέρδους (gain switching). Οι παλμοί είναι τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (RZ) και σχήματος Gauss με χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος ίσο με περίπου 7 ps, μετά από γραμμική συμπίεση σε μια ίνα DCF. Το σήμα αυτό διαμορφώνεται, στη συνέχεια, εξωτερικά (external modulation) με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO₃ modulator), ο οποίος οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence Generator – PRBS Generator) για να παραχθεί μια ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων. Στην έξοδο του διαμορφωτή παράγεται, επομένως, μια οπτική ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων, με συχνότητα 10,025 Gb/s και με περίοδο 40,4 nsec (405 διφία στα 10,025 Gb/s). Η οπτική αυτή ακολουθία συμπιέζεται, στη συνέχεια, με τη βοήθεια ενός συμπίεστη οπτικής ίνας που αποτελείται από δύο κομμάτια οπτικής ίνας DCF και SMF συνδεδεμένα σε σειρά μέσω της αλληλεπίδρασης της μη-γραμμικότητας της οπτικής ίνας και του φαινομένου της διασποράς. Το παραγόμενο σήμα ενισχύεται πρώτα με τη βοήθεια ενός ενισχυτή ερβίου (EDFA) και κατόπιν εισέρχεται στον οπτικό τετραπλασιαστή (x4 Rate Multiplier), ο οποίος είναι κατά τέτοιο τρόπο κατασκευασμένος, ούτως ώστε στην έξοδό του να παρέχει οπτικό σήμα ψευδοτυχαίων δεδομένων στα 40,1 Gb/s. Το σήμα αυτό αποτελείται από δύο πακέτα διαφορετικού μήκους με χρονικό διάκενο μεταξύ τους, και η περίοδος του είναι 10,1 nsec (405 δυφία στα 40,1 Gb/s), δηλαδή υποτετραπλάσια της περιόδου του σήματος πριν τον οπτικό τετραπλασιαστή, όπως ακριβώς αναμενόταν. Το πολυπλεγμένο οπτικό σήμα εισέρχεται στη συνέχεια στον αναγεννητή 2R και στη συνέχεια στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, τα οποία περιγράφηκαν σε παραπάνω ενότητες. Επομένως, η περιγραφή της πειραματικής διάταξης και η παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων θα επικεντρωθεί στο κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων. Το τελευταίο τροφοδοτείται με τα πακέτα δεδομένων εισόδου και από τα αντίστοιχα ανακτημένα πακέτα ρολογιού, τα οποία δρουν σαν σήμα ελέγχου. Τα δύο αυτά σήματα μπαίνουν μέσα στον ενισχυτή ημιαγωγού SOA αντίρροπα. Η έξοδος του κυκλώματος εισάγεται μέσα σε έναν συζεύκτη, προκειμένου να γίνει ο έλεγχος της μέσω των μετρητικών οργάνων, ενώ οι ανεπιθύμητες ανακλάσεις αποκόπτονται με τη βοήθεια απομονωτών τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο του SOA. Τα επίπεδα ισχύος, η πόλωση και ο συγχρονισμός όλων των σημάτων που αλληλεπιδρούν μεταξύ τους ρυθμίζονται κατάλληλα με τη βοήθεια οπτικών εξασθενητών (Att), ελεγκτών πόλωσης (PC) και οπτικών γραμμών καθυστέρησης (ODL). Ένα ζωνοπερατό φίλτρο με εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος ίσο με 1 nm χρησιμοποιείται για να αποκόψει τον θόρυβο που εισάγεται λόγω αυθόρμητης εκπομπής (θόρυβος ASE) στην έξοδο του SOA. Το παραγόμενο σήμα συγχρονισμού ενισχύεται στη συνέχεια σε έναν οπτικό ενισχυτή ερβίου για να μπορέσει να ελεγχθεί στη συνέχεια από τον μετρητικό εξοπλισμό.



Εικόνα 5. 20: Πειραματική διάταξη για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s.

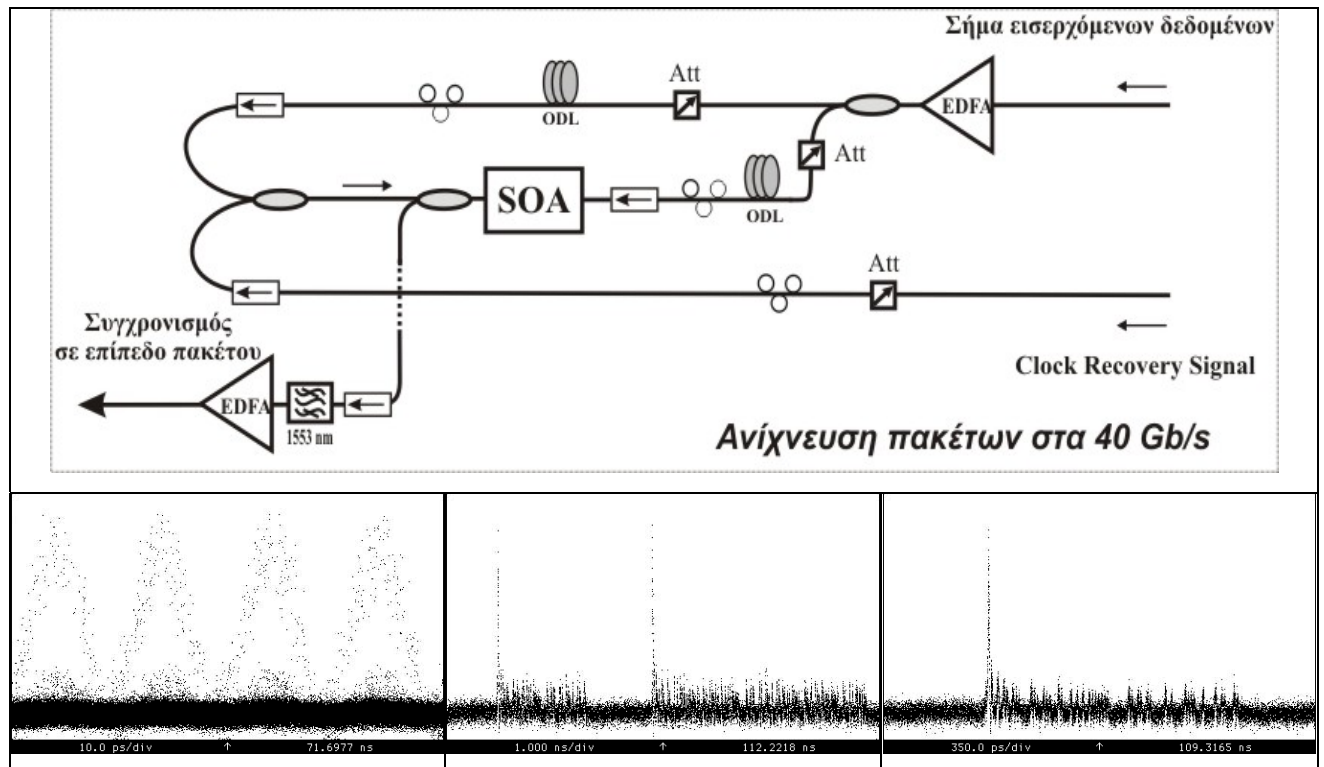
(ii) Πειραματικά αποτελέσματα

Μια περιοδική ακολουθία δύο πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s που περιέχουν 199 bits και 82 bits αντίστοιχα εισάχθηκε μέσα στον οπτικό διακόπτη με SOA χρησιμοποιώντας την πειραματική διάταξη που απεικονίζεται στην Εικόνα 5. 20. Τα πακέτα δεδομένων περιείχαν ένα ψευδοτυχαίο μορφότυπο 2^7-1 , ενώ το διάκενο μεταξύ των πακέτων ήταν 1.55 ns (χρονικό διάστημα που αντιστοιχεί σε 62 bits στα 40 Gb/s), όπως υπαγορεύεται από τη λεπτότητα του φίλτρου Fabry-Perot (λεπτότητα=39). Τα πειραματικά αποτελέσματα που αποκτήθηκαν από την παραπάνω πειραματική διάταξη φαίνονται στην Εικόνα 5. 21. Στην εικόνα αυτή φαίνονται τόσο χρονικά στιγμιότυπα από τα σήματα εξόδου όσο και διαγράμματα ματιού. Η πρώτη γραμμή παρουσιάζει το σήμα εισόδου στα 40 Gb/s, η δεύτερη σειρά δείχνει την έξοδο του αναγεννητή 2R, η τρίτη σειρά απεικονίζει τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού και τέλος στην τρίτη σειρά φαίνονται οι παλμοί συγχρονισμού σε επίπεδο πακέτου που εξάγονται από το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων. Η απόδοση του κυκλώματος επιτεύχθηκε με -26.3 dBm από το σήμα εισόδου και με 7.96 dBm από το σήμα ελέγχου, από το οποίο μόνο το 20% μπήκε στην πραγματικότητα μέσα στον SOA λόγω του συζεύκτη εισόδου. Στο σεν αυτό των πειραματικών αποτελεσμάτων, οι παλμοί των δεδομένων έχουν καταπιεστεί κατά 8.7 dB σε σχέση με τον πρώτο παλμό που εξάγεται στην έξοδο του συνολικού κυκλώματος. Ωστόσο, ο δεύτερος παλμός έχει μονάχα μερικώς καταπιεστεί (καταπίεση κατά 3.8 dB) λόγω του πεπερασμένου χρόνου ανάκτησης (rise time) του ρολογιού. Πιο συγκεκριμένα, ο δεύτερος αυτός παλμός αυτός συμπίπτει χρονικά με τον πρώτο παλμό του πακέτου ρολογιού, ο οποίος έχει, όμως, πολύ χαμηλή ενέργεια. Σαν αποτέλεσμα, ο SOA παρέχει σε αυτόν αρκετό κέρδος και για το λόγο αυτό ο δεύτερος παλμός των πακέτων εισόδου δεν καταπιέζεται εξολοκλήρου.



Εικόνα 5. 21: Πειραματικά αποτελέσματα για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Πρώτη σειρά: Σήμα εισόδου, δεύτερη σειρά: έξοδος αναγεννητή 2R, τρίτη σειρά: ανακτημένα πακέτα ρολογιού, τέταρτη σειρά: παλμοί συγχρονισμού σε επίπεδο πακέτου. Χρονική κλίμακα 10 ps/div, 1 ns/div και 350 ps/div για την αριστερή, μεσαία και δεξιά στήλη, αντίστοιχα.

Προκειμένου να αντιμετωπίσουμε τον πεπερασμένο χρόνο ανάκτησης του ρολογιού (rise time) και τελικά να καταπιέσουμε όλους του εναπομείναντες παλμούς των δεδομένων εκτός από τον πρώτο, η παραπάνω πειραματική διάταξη τροποποιήθηκε ελαφρώς. Πιο συγκεκριμένα, ένα επιπλέον αντίγραφο υψηλής ισχύος των πακέτων δεδομένων εισόδου εισάγεται μέσα στον SOA μαζί με τα πακέτα ρολογιού. Το σήμα αυτό, που δρα ουσιαστικά σαν βοηθητικό σήμα ελέγχου, καθυστερείται κατά ένα bit σε σχέση με τα εισερχόμενα πακέτα δεδομένων, προκειμένου να συμπέσει χρονικά με τον δεύτερο παλμό του σήματος εισόδου. Σαν συνέπεια, ο παλμός αυτός υφίσταται το μειωμένο κέρδος του SOA και άρα καταπιέζεται. Η τροποποιημένη πειραματική διάταξη φαίνεται στην Εικόνα 5. 22 (α), όπου παρουσιάζεται μόνο το υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων.



Εικόνα 5. 22: Τελική πειραματική διάταξη για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Ένα αντίγραφο του σήματος εισόδου εισάγεται μέσα στον SOA σαν ένα επιπλέον σήμα ελέγχου.

Η Εικόνα 5. 22 (β) συνοψίζει τα πειραματικά αποτελέσματα που αποκτήθηκαν με την παραπάνω πειραματική διάταξη. Η εικόνα αυτή επιδεικνύει την παραγωγή μιας ακολουθίας παλμών συγχρονισμού στο ρυθμό άφιξης των πακέτων δεδομένων. Η αριστερή στήλη δείχνει τα διαγράμματα ματιού, ενώ η μεσαία και η δεξιά στήλη δείχνουν τα αντίστοιχα χρονικά στιγμιότυπα σε διάφορες χρονικές κλίμακες. Στην περίπτωση αυτή της τροποποιημένης πειραματικής διάταξης, οι εναπομείναντες παλμοί δεδομένων εξακολουθούν να καταπιέζονται κατά 8.7 dB σε σχέση με τον πρώτο παλμό, ενώ ο δεύτερος παλμός εξασθενεί περαιτέρω, παραμένοντας κατά 8.8 dB κάτω από τους παλμούς συγχρονισμού. Τα επίπεδα ισχύος των σημάτων εισόδου για βέλτιστη λειτουργία του κυκλώματος ήταν -28 dBm για τα πακέτα δεδομένων εισόδου, -5.23 dBm για τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού και -0.22 dBm για τα πακέτα δεδομένων που δρουν σαν σήμα ελέγχου. Όλες οι παραπάνω τιμές έχουν υπολογιστεί στη θύρα εξόδου του SOA και στον υπολογισμό αυτό έχουν συμπεριληφθεί οι απώλειες του συζεύκτη οπτικής ίνας. Οι τιμές αυτές ισχύος φαίνονται στον Πίνακα 5. 2.

	είσοδος	1 ^η περίπτωση ελέγχου (ρολόι)	2 ^η περίπτωση ελέγχου (δεδομένα)	έξοδος
Λειτουργία με ένα σήμα ελέγχου	-26.3 dBm	0.97 dBm	—	-17 dBm
Λειτουργία με δύο σήματα ελέγχου	-28 dBm	-5.23 dBm	-0.22 dBm	-19.2 dBm

Πίνακας 5. 2: Ισχύς μεταγωγής για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Οι ισχύς εξόδου μετρήθηκαν μετά από οπτικό φίλτράρισμα.

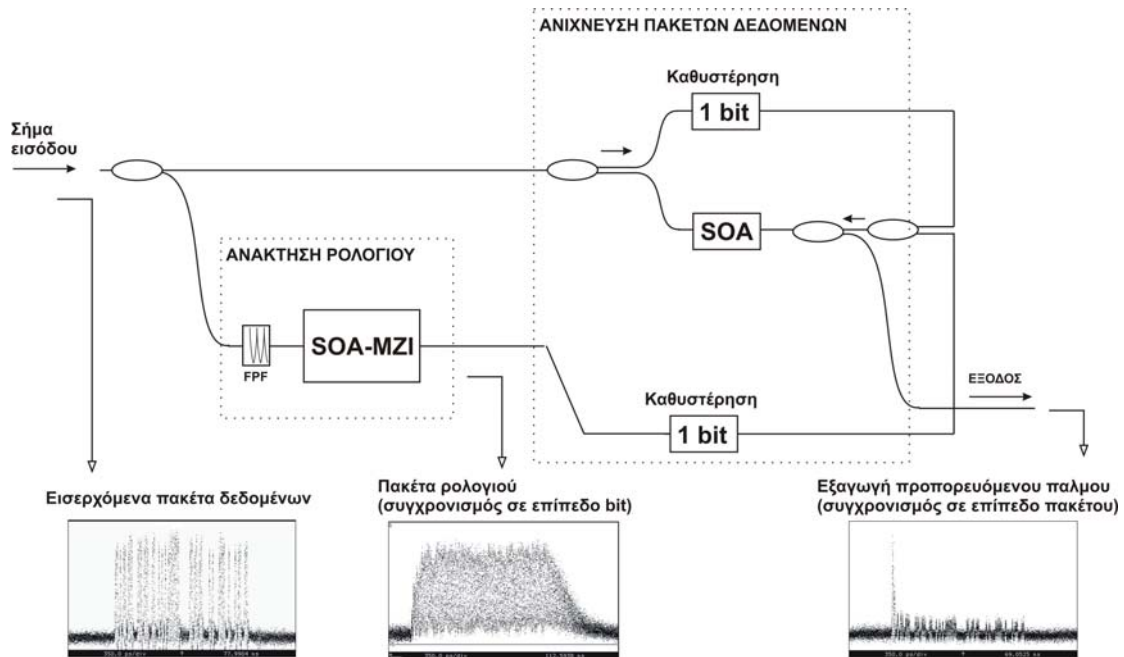
5.6 Σύνοψη και εφαρμογές

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ένα αμιγώς οπτικό κύκλωμα για την ανίχνευση πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s [5.48][5.49]. Το προτεινόμενο κύκλωμα αποτελείται από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων με τη χρήση κορεσμένου διακόπτη τύπου MZI με ημιαγωγίμο οπτικό ενισχυτή SOA και από ένα επιπλέον κύκλωμα το οποίο εκμεταλλεύεται το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (XGM) σε ένα οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού για την εξαγωγή του προπορευόμενου παλμού του ανακτημένου ρολογιού (ο προπορευόμενος παλμός αντιστοιχεί χρονικά στην αρχή του εισερχόμενου πακέτου δεδομένων).

Για το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού χρησιμοποιήθηκαν ένα παθητικό οπτικό φίλτρο Fabry-Perot, και ένας οπτικός διακόπτης MZI σε λειτουργία κορεσμού από ένα οπτικό σήμα CW. Το φίλτρο FPF εκμεταλλεύεται την ιδιότητα της μνήμης την οποία κατέχει, εισάγει παλμούς στις χρονοσχιστές του εισερχόμενου πακέτου δεδομένων όπου υπάρχουν μηδενικά, με αποτέλεσμα να παράγεται στην έξοδο του ένα πακέτο ρολογιού με έντονη διαμόρφωση πλάτους ισχύος κορυφής μεταξύ των παλμών του. Το σήμα αυτό εισέρχεται κατόπιν στον διακόπτη MZI για την εξίσωση των παλμών αυτών. Ο διακόπτης είναι κορεσμένος από το σήμα εισόδου CW αναγκάζοντάς τον να λειτουργεί για όλους τους εισερχόμενους παλμούς γύρω από την σημείο διαφάνειας του κέρδους του δίνοντας στην έξοδο ένα πακέτο ρολογιού με παλμούς σχεδόν ίσου πλάτους ισχύος. Το ανακτημένο πακέτο ρολογιού έχει χρονική διάρκεια ίση με το εισερχόμενο πακέτο δεδομένων συν το χρόνο ανάκτησης και το χρόνο σβέσης του ρολογιού.

Το δεύτερο κύκλωμα της διάταξης ανίχνευσης πακέτων δεδομένων πραγματοποιεί τη λειτουργία της εξαγωγής προπορευόμενου παλμού με την οποία επιλέγεται μόνο ο πρώτος παλμός από κάθε πακέτο ρολογιού. Για την εξαγωγή του προπορευόμενου παλμού, χρησιμοποιείται ο ενισχυτής SOA ο οποίος συνδέεται στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, έτσι ώστε τα πακέτα δεδομένων εισόδου και τα αντίστοιχα ανακτημένα πακέτα ρολογιού να εισάγονται στον ενισχυτή αντίρροπα. Κατόπιν, όπως έχει εξηγηθεί και παραπάνω, εισάγεται καθυστέρηση στο ισχυρό πακέτο ρολογιού, έτσι ώστε αυτό να υπολείπεται χρονικά του ασθενούς πακέτου δεδομένων κατά ένα bit. Το ασθενές σήμα δρα ως σήμα εισόδου έτσι ώστε να λειτουργεί το SOA στην περιοχή χαμηλού σήματος (small-signal gain regime). Στην περιοχή αυτή ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά,

παρέχοντας μεγάλες τιμές κέρδους (τυπικά $\sim 25\text{-}30$ dB). Αντίθετα το ισχυρό σήμα ρολογιού λειτουργεί ως σήμα ελέγχου έτσι ώστε να προκαλεί τον έντονο κορεσμό στο κέρδος του ενισχυτή. Ένα επιπλέον αντίγραφο υψηλής ισχύος των πακέτων δεδομένων εισόδου εισάγεται μέσα στον SOA μαζί με τα πακέτα ρολογιού, καθυστερημένο και αυτό κατά ένα bit σε σχέση με το ασθενές πακέτο δεδομένων. Ο προπορευόμενος παλμός από κάθε ένα από τα πακέτα δεδομένων εξέρχεται του κυκλώματος αφού ενισχυθεί από το SOA, ενώ οι υπολειπόμενοι παλμοί που ακολουθούν καταπιέζονται αφού δεν αντιλαμβάνονται κέρδος από τον κορεσμένο πλέον ενισχυτή.



Εικόνα 5. 23: Απεικόνιση της δομής του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων.

Η σύνοψη του προτεινόμενου κυκλώματος για την ανίχνευση πακέτων και της λειτουργίας του, απεικονίζεται στο διάγραμμα της Εικόνα 5. 23. Όπως περιγράφεται και από το σχήμα, στην έξοδο του πρώτου σταδίου λαμβάνονται τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού, ενώ στην έξοδο του δεύτερου σταδίου αλλά και του συνολικού κυκλώματος, λαμβάνεται μία σειρά από οπτικούς παλμούς οι οποίοι ορίζουν την έναρξη του κάθε εισερχόμενου πακέτου. Για σύγχρονη κίνηση πακέτων εισόδου, (το σήμα που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική δοκιμή του κυκλώματος) το σήμα εξόδου παρέχει και το ρυθμό επανάληψης των εισερχόμενων πακέτων. Συνεπώς το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων αποτελεί μία ολοκληρωμένη λύση για τον απαραίτητο συγχρονισμό των δικτυακών κόμβων ή δρομολογητών, στη ρυθμοδότηση τόσο των εισερχόμενων πακέτων όσο και των δεδομένων που εμπεριέχονται σε αυτά. Συγκεκριμένα, στην έξοδο του υπό-κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού παρέχεται ο συγχρονισμός του δικτύου σε επίπεδο δεδομένων (συγχρονισμός δεδομένων-κόμβου), ενώ στην έξοδο του υπό-κυκλώματος εξαγωγής προπορευόμενου παλμού παρέχεται ο συγχρονισμός του δικτύου σε επίπεδο πακέτων (συγχρονισμός πακέτων-κόμβου). Το τελευταίο, μπορεί να χαρακτηριστεί και ως σήμα σκανδαλισμού το οποίο θα ενεργοποιήσει περαιτέρω λειτουργίες επεξεργασίας και δρομολόγησης του αντίστοιχου πακέτου μέσα στον κόμβο.

Ο συγχρονισμός του δικτύου σε επίπεδο πακέτων (συγχρονισμός πακέτων-κόμβου) είναι μια λειτουργία ζωτικής σημασίας στα συστήματα οπτικής πολυπλεξίας χρόνου (OTDM) υπερυψηλών ταχυτήτων. Χρησιμοποιείται συχνά σε συστήματα που διεξάγουν αναγνώριση διευθύνσεων (address recognition), οπτική δειγματοληψία (optical sampling), ευθυγράμμιση φορτίου (payload delineation) ανιχνεύοντας και εξάγοντας τον πρώτο παλμό από κάθε εισερχόμενο πακέτο [5.50]. Όπως έχει ειπωθεί και στην εισαγωγή του παρόντος κεφαλαίου, έχουν παρουσιαστεί στο παρελθόν αρχιτεκτονικές που αφορούν συστήματα συγχρονισμού σε επίπεδο πακέτων, τα οποία εκμεταλλεύονται την εμφύτευση παλμών ρολογιού στο ρυθμό μετάδοσης των πακέτων είτε σε άλλο μήκος κύματος από αυτό με το οποίο μεταδίδονται τα ωφέλιμα δεδομένα, είτε σε άλλο επίπεδο πόλωσης, είτε με διαφορετική ένταση, είτε σε άλλο ρυθμό μετάδοσης (bit period) διαφορετικό από εκείνο των υπολοίπων οπτικών παλμών μέσα στο πακέτο. Ωστόσο, πρακτικά, είναι προτιμότερο τα συστήματα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων να είναι σχεδιασμένα έτσι ώστε να μη χρειάζεται να εισάγονται στο οπτικό πακέτο ιδιαίτεροι οπτικοί παλμοί στο ρυθμό μετάδοσης των πακέτων.

Ένα σύστημα ανίχνευσης των εισερχόμενων πακέτων δεδομένων μπορεί να αποτελέσει μέρος ενός δικτύου μεταγωγής πακέτων προκειμένου να εξασφαλιστεί ότι όλα τα πακέτα εισόδου στο διακόπτη μεταγωγής είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους (δηλαδή όλα τα πακέτα που φτάνουν στο διακόπτη μεταγωγής από διαφορετικές θύρες εισόδου να είναι ευθυγραμμισμένα μέσα στο διακόπτη). Στην περίπτωση αυτή, το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων χρειάζεται προκειμένου να δημιουργήσει τους απαραίτητους εκείνους παλμούς, οι οποίοι στη συνέχεια θα οδηγήσουν στα κυκλώματα προώθησης/επεξεργασίας, τα οποία με τη σειρά τους θα οδηγήσουν τα πακέτα στις κατάλληλες γραμμές καθυστέρησης προκειμένου να γίνει ο συγχρονισμός. Οι γραμμές καθυστέρησης είναι συνήθως γραμμές με καθυστερήσεις ίσες με ένα κλασματικό μέρος της χρονοσχισμής. Το κύκλωμα συγχρονισμού, με τη βοήθεια του ρολογιού στο ρυθμό μετάδοσης των πακέτων (έξοδος κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων δεδομένων) θα συγκρίνει τον χρόνο άφιξης των πακέτων με τη φάση του τοπικού ρολογιού (ρολόι στο ρυθμό μετάδοσης των χρονοσχισμών ή ρολόι χρονοσχισμών) και στη συνέχεια θα επιλέξει τον κατάλληλο συνδυασμό γραμμών καθυστέρησης έτσι ώστε η ακολουθία των πακέτων εισόδου να ευθυγραμμιστεί με το τοπικό ρολόι [5.51] [5.52]. Επομένως, προκειμένου να διεξαχθεί επεξεργασία δεδομένων και δρομολόγηση σε έναν οπτικό κόμβο μεταγωγής πακέτων, είναι απαραίτητο ένα κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων σε συνδυασμό με ένα κύκλωμα συγχρονισμού πακέτων δεδομένων [5.53] [5.54] [5.11] [5.12] [5.55] [5.56].

Αναφορές Κεφαλαίου

- [5.1] D.J. Blumenthal, P.R. Prucnal, J.R. Sauer, "Photonic packet switches: architectures and experimental implementations", Proceedings IEEE, vol. 82, issue 11, pp. 1650 - 1667, Nov. 1994.
- [5.2] D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Petrantonakis, P. Bakopoulos, D. Tsiokos, E. Kehayas, H. Avramopoulos, "Bit- and Packet-Level Self-Synchronization for All-Optical Label-Switched Network Nodes with Transparency to Network-Traffic", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OThS2, Anaheim - California, USA 2006.
- [5.3] E. Kehayas et al., "Packet-format and network-traffic transparent optical signal processing", J. of Lightwave Technol. Vol. 22, No. 11, pp. 2548-2556, Nov. 2004.
- [5.4] D. Tsiokos et al., "All-Optical Signal Processing Using Integrated Mach Zehnder Interferometric Switches for 40 Gb/s All-Optical Label-Swapped Networks", Conference on Broadband Networks (BROADNETS) 2006, Jan Hose, California.
- [5.5] D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, O. Zouraraki, L. Stampoulidis, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "All-Optical Label/Payload Separation at 40 Gb/s", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 18, issue 19, pp. 2023-2025, Oct. 2006.
- [5.6] O. Zouraraki, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "A 40 Gbps All-Optical Label/Payload Separation Circuit Using Hybrid Integrated MZI Switches", presented in 32th European Conference On Optical Communication - ECOC), Cannes, France 2006.
- [5.7] D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Petrantonakis, P. Bakopoulos, D. Tsiokos, E. Kehayas, H. Avramopoulos, "Bit- and Packet-Level Self-Synchronization for All-Optical Label-Switched Network Nodes with Transparency to Network-Traffic", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OThS2, Anaheim - California, USA 2006.
- [5.8] F. Ramos, et al., "IST-LASAGNE: Towards All-Optical Label Swapping Employing Optical Logic Gates and Optical Flip-flops", IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 23, pp. 2993-3011, Oct. 2005.
- [5.9] Y. Shimazu and M. Tsukada, "Ultrafast photonic ATM switch with optical output buffers," IEEE J. Lightwave Technol., vol. 10, pp. 265-272 Feb. 1992.
- [5.10] I. Glesk, J. P. Solokoff, and P. R. Prucnal, "All-optical address recognition and self-routing in a 250 Gbit/s packet-switched network," Electron. Lett., vol. 30, pp. 1322-1333 Aug. 1994.
- [5.11] D. Cotter et al., "Self-routing of 100 Gbit/s packets using 6 bit 'keyword' address recognition," Electron. Lett., vol. 31, pp. 2201-2202, Dec. 1995.

- [5.12] K.-L. Deng, I. Glesk, K. I. Kang, and P. R. Prucnal, "Unbalanced TOAD for optical data and clock separation in self-clocked transparent OTDM networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 830–832, June 1997.
- [5.13] X. Huang, P. Ye, M. Zhang and L. Wang, "A novel self-synchronization scheme for all-optical packet networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, pp. 645-647, March 2005.
- [5.14] N. Calabretta et al., "Optical Signal Processing Based on Self-Induced Polarization Rotation in a Semiconductor Optical Amplifier", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 22, pp. 372-381, Feb. 2004.
- [5.15] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, and K. E. Stubkjaer, "Alloptical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 942–954, 1996.
- [5.16] P. Bakopoulos, D. Tsiokos, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, E. Kehayas and H. Avramopoulos, "All-Optical SOA-based Packet Detection for Packet-Rate Synchronization", presented at ECOC 2005, Tech. Dig. We. 2.4.5, Glasgow, Scotland, 2005.
- [5.17] R. Sato, T. Ito, Y. Shibata, A. Ohki, and Y. Akatsu, "40-Gb/s Burst-Mode Optical 2R Regenerator", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, pp. 2194–2196, Oct. 2005.
- [5.18] M. Y. Jeon, Z. Pan, J. Cao, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Wang, V. Akella, K. Okamoto, S. Karmeji, J. Pan, and S. J. B. Yoo, "Demonstration of All-Optical Packet Switching Routers With Optical Label Swapping and 2R Regeneration for Scalable Optical Label Switching Network Applications", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, pp. 2723–2733, Nov. 2003.
- [5.19] L. Xu et al., "All-optical data format conversion between RZ and NRZ based on a Mach-Zehnder interferometric wavelength converter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 308–310, Feb. 2003.
- [5.20] G. P. Agrawal and N. A. Olsson, "Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, pp. 2297–2306, Nov. 1989.
- [5.21] N. Pleros et al., "Optical Power Limiter Using a Saturated SOA-Based Interferometric Switch", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, pp. 2350–2352, Oct. 2004.
- [5.22] N. Pleros, C. Bintjas, G. T. Kanellos, K. Vlachos, H. Avramopoulos and G. Guekos, "Recipe for Intensity Modulation Reduction in SOA-Based Interferometric Switches", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 22, pp. 2834–2841, Dec. 2004.
- [5.23] G. Guekos, "Photonic devices for telecommunications: How to model and measure", Springer-Verlag, Berlin, 1999.
- [5.24] O. Leclerc et al., "Polarisation-independent InP push-pull Mach-Zehnder modulator for 20 Gbit/s soliton regeneration", *Electron. Lett.*, Vol. 34, No. 10, pp. 1011-1013, 1998.
- [5.25] M. Saruwatari, "All-optical signal processing for terabit/second optical transmission", *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 6, No. 6, pp. 1363-1374, 2000.

- [5.26] V. W. S. Chan et al., "Architectures and technologies for high-speed optical data networks", *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, No. 12, pp. 2146-2168, 1998.
- [5.27] J. Gripp et al., "Optical Switch Fabrics for Ultra-High-Capacity IP Routers", *J. of Lightwave Technol.* Vol. 21, No. 11, pp. 2839-2850, Nov. 2003.
- [5.28] S. Vehovc et al., "80 Gbit/s optical clock recovery with automatic lock acquisition using electrical phase-locked loop", *Electron. Lett.*, vol. 39, No. 8, pp. 673-674, 2003.
- [5.29] C. Boerner et al., "160 Gbit/s clock recovery with electro-optical PLL using bidirectionally operated electroabsorption modulator as phase comparator", *Electron. Lett.*, vol. 39, No. 14, pp. 1071-1073, 2003.
- [5.30] E. Tangdiongga et al., "Clock Recovery by a Fiber Ring Laser Employing a Linear Optical Amplifier", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, No. 2, pp. 611-613, 2004.
- [5.31] Xiang Zhou et al., "A performance analysis of an all-optical clock extraction circuit based on Fabry-Perot filter", *J. Lightwave Technol.*, vol. 19, No. 5, pp. 603-613, 2001.
- [5.32] C. Bornholdt et al., "Self-pulsating DFB laser for all-optical clock recovery at 40 Gbit/s", *Electron. Lett.*, vol. 36, No. 4, pp. 327-328, 2000.
- [5.33] L. Yuhua et al., "Wavelength and polarization insensitive all-optical clock recovery from 96-Gb/s data by using a two-section gain-coupled DFB laser", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, No. 4, pp. 590-592, 2003.
- [5.34] B. Sartorius et al., "40 GHz optical clock recovery for application in asynchronous networks", *27th European Conference on Optical Communication 2001, (ECOC '01), Vol. 3*, pp. 442-443, Oct. 2001.
- [5.35] C. Bintjas et al., "Clock recovery circuit for optical packets", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, No. 9, pp. 1363-1365, Sept. 2002.
- [5.36] P. E. Green, Jr., "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [5.37] Ν. Πλέρος, "Ψηφιακά συστήματα υπερυψηλών ταχυτήτων για οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων", Διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, Απρίλιος 2004.
- [5.38] M. Jinno et al., "Optical tank circuits used for all-optical timing recovery", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, No. 4, pp. 895-900, 1992.
- [5.39] T. Augustsson, "Proposal of a DMUX with a Fabry-Perot all-reflection filter-based MMIMI configuration", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, No. 3, pp. 215-217, 2001.
- [5.40] M. M. Freire et al., "Performance assessment of two-channel dispersion-supported transmission systems using single- and double-cavity Fabry-Perot filters as demultiplexers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, No. 11, pp. 1360-1362, 1995.
- [5.41] T. Wang et al., "Comb-like filter preprocessing to reduce the pattern effect in the clock recovery based on SOA", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, No. 6, pp. 855-857, 2002.

- [5.42] K. Yiannopoulos et al., "Pulse Repetition Frequency Multiplication With Spectral Selection in Fabry-Perot Filters", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 40, No. 2, pp. 157-165, 2004.
- [5.43] Κ. Γιαννόπουλος, "Κυκλώματα Υπερυψηλών Ταχυτήτων για Ψηφιακά Οπτικά Δίκτυα", Διδακτορική Διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2004.
- [5.44] T. Sizer, "Increase in laser repetition rate by spectral selection," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, pp. 97-103, 1989.
- [5.45] K. Serkland et al., "Rate multiplication of a 59-GHz soliton source at 1550 nm," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, pp. 670-677, 1998.
- [5.46] K. Yiannopoulos et al., "Generation of 40-GHz control signals from flag pulses for switching all-optical gates for use with optical packets", *Opt. Lett.*, vol. 29, No. 3, pp. 241-243, 2004.
- [5.47] Xiang Zhou et al., "A performance analysis of an all-optical clock extraction circuit based on Fabry-Perot filter", *J. Lightwave Technol.*, vol. 19, No. 5, pp. 603-613, 2001.
- [5.48] R.J Manning, D.A.O Davies, S. Cotter, and J.K Lucek, "Enhanced recovery rates in semiconductor laser amplifiers using optical pumping", *Electronics Letters* Vol. 30, Issue 10, pp 787 - 788, 1994.
- [5.49] D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, and H. Avramopoulos, "Packet-Level Synchronization Scheme for Optical Packet Switched Network Nodes", *OSA Optics Express*, Vol. 14, No. 26, p. 12665-12669, December 2006.
- [5.50] Niu Changliu, Zhang Min, Ye Peida, "A novel compact self-synchronization scheme for high optical packet networks", *ECOC 2004*, pp 663 - 664, 2004.
- [5.51] Peter Blixt and John E. Bowers, "An Optical Technique for Bit and Packet Synchronization", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 7, Issue 1, pp 123 - 125, 1995.
- [5.52] S. A. Hamilton, B. S. Robinson, Student Member, IEEE, "40-Gb/s All-Optical Packet Synchronization and Address Comparison for OTDM Networks", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, Issue 2, pp 209 - 211, February 2002.
- [5.53] T. J. Xia, Y. H. Kao, Y. Liang, J. W. Lou, K. H. Ahn, O. Boyraz, G. A. Nowak, A. A. Said, and M. N. Islam, "Novel self-synchronization scheme for high-speed packet TDM networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 269-271, Feb. 1999.
- [5.54] M. C. Cardakli and A. E. Willner, "Synchronization of a network element for optical packet switching using optical correlators and wavelength shifting," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1375-1377, Sept. 2002.
- [5.55] T. Sakamoto, A. Okada, M. Hirayama, Y. Sakai, O. Moriwaki, I. Ogawa, R. Sato, K. Noguchi, and M. Matsuoka, "Demonstration of an optical packet synchronizer for an optical packet switch," in *Proc. OFC 2002*, 2002, pp. 762-763.
- [5.56] N. Calabretta, Y. Liu, F. M. Huijskens, M. T. Hill, H. de Waardt, G. D. Khoe, and H. J. S. Dorren, "Optical Signal Processing Based on Self-Induced

Polarization Rotation in a Semiconductor Optical Amplifier", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 22, Issue 2, pp 372 - 381, February 2004.

Εικόνες Κεφαλαίου

Εικόνα 5. 1: Δομή και αρχή λειτουργίας του οπτικού κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων.

Εικόνα 5. 2: Αρχιτεκτονική ανώτερου επιπέδου ενός αμιγώς οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων.

Εικόνα 5. 3: Λεπτομερής διάταξη του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων.

Εικόνα 5. 4: (α) Ο διακόπτης MZI με SOA που χρησιμοποιήθηκε για του πείραμα της αναγέννησης 2R του οπτικού σήματος, (β) σχηματικό διάγραμμα του διακόπτη SOA-MZI, (γ) δομικό διάγραμμα του διακόπτη SOA-MZI όπως αυτός λειτουργεί σαν αναγεννητής 2R.

Εικόνα 5. 5: Συνάρτηση μεταφοράς του SOA-MZI όταν αυτό λειτουργεί (α) στην περιοχή υψηλού κέρδους και (β) στην περιοχή χαμηλού κέρδους.

Εικόνα 5. 6: Μετατροπή μήκους κύματος στο SOA-MZI. (A) Κυματομορφή (i) του σήματος ελέγχου (ii) της απόκριση κέρδους του SOA στο σήμα ελέγχου, (iii) των παλμών στην έξοδο του διακόπτη, για περίοδο ρυθμοδότησης του σήματος ελέγχου μεγαλύτερη από τον χρόνο ανάκαμψης του SOA (B) κυματομορφές (i), (ii), (iii) για περίοδο ρυθμοδότησης του σήματος ελέγχου μικρότερη από τον χρόνο ανάκαμψης του SOA (C) κυματομορφές (i), (ii), (iii) μετά την τεχνική push-pull.

Εικόνα 5. 7: Το φίλτρο Fabry-Perot.

Εικόνα 5. 8: Συνάρτηση μεταφοράς του Fabry-Perot φίλτρου για διάφορες τιμές λεπτότητας.

Εικόνα 5. 9: Χρονική απόκριση του Fabry-Perot φίλτρου για διάφορες τιμές λεπτότητας με είσοδο έναν οπτικό παλμό.

Εικόνα 5. 10: Δομικό διάγραμμα του οπτικού κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.

Εικόνα 5. 11: Συνάρτηση μεταφοράς και αρχή λειτουργίας του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού.

Εικόνα 5. 12: Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος που υλοποιήθηκε πειραματικά για το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Το υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού που λειτουργεί σε διαδοχή με την έξοδο του αναγεννητή 2R, επιδεικνύοντας με τον τρόπο αυτή δυνατότητα διαδοχικής λειτουργίας των δύο υποσυστημάτων (υποσύστημα ανάκτησης ρολογιού και υποσύστημα ανίχνευσης πακέτων).

Εικόνα 5. 13: Πειραματική διάταξη για το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s.

Εικόνα 5. 14: Πειραματικά αποτελέσματα για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Πρώτη σειρά: σήμα εισόδου, δεύτερη σειρά: έξοδος αναγεννητή 2R, τρίτη σειρά: έξοδος Fabry-Pérot, τέταρτη σειρά: ανακτημένα πακέτα ρολογιού. Χρονική κλίμακα 10 ps/div, 1 ns/div και 350 ps/div για την αριστερή, μεσαία και δεξιά στήλη, αντίστοιχα.

Εικόνα 5. 15: Βασική αρχή λειτουργίας των τριών διατάξεων που προτείνονται για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων. (α): Διάταξη 1, (β): Διάταξη 2 και (γ): Διάταξη 3.

Εικόνα 5. 16: Ο SOA που χρησιμοποιήθηκε πάνω σε μια ψυκτική βάση.

Εικόνα 5. 17: (α) Καμπύλες κέρδους του ενισχυτή SOA ικανό να λειτουργήσει στα 40 Gb/s που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων και (β) η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για το χαρακτηρισμό κέρδους του SOA.

Εικόνα 5. 18: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό του χρόνου ανάκαμψης του SOA με τη μέθοδο της άντλησης-καταγραφής (pump-probe method).

Εικόνα 5. 19: Μετρήσεις άντλησης-καταγραφής (pump-probe measurements) για διάφορες τιμές ισχύος του σήματος CW. Ο χρόνος ανάκαμψης του SOA μειώνεται από 62 ps (α) στα 35 ps (β) για τιμές ισχύος 0.0035 mW και 0.6 mW αντίστοιχα.

Εικόνα 5. 20: Πειραματική διάταξη για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s.

Εικόνα 5. 21: Πειραματικά αποτελέσματα για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Πρώτη σειρά: Σήμα εισόδου, δεύτερη σειρά: έξοδος αναγεννητή 2R, τρίτη σειρά: ανακτημένα πακέτα ρολογιού, τέταρτη σειρά: παλμοί συγχρονισμού σε επίπεδο πακέτου. Χρονική κλίμακα 10 ps/div, 1 ns/div και 350 ps/div για την αριστερή, μεσαία και δεξιά στήλη, αντίστοιχα.

Εικόνα 5. 22: Τελική πειραματική διάταξη για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Ένα αντίγραφο του σήματος εισόδου εισάγεται μέσα στον SOA σαν ένα επιπλέον σήμα ελέγχου.

Εικόνα 5. 23: Απεικόνιση της δομής του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτων.

Πίνακες Κεφαλαίου

Πίνακας 5. 1: Ισχύς μεταγωγή για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. Η οπτική ισχύς εξόδου του κυκλώματος μετρήθηκε μετά από οπτικό φιλτράρισμα.

Πίνακας 5. 2: Ισχύς μεταγωγής για το αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s. Οι ισχύς εξόδου μετρήθηκαν μετά από οπτικό φιλτράρισμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Στόχος της παρούσας διατριβής ήταν ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη αμιγώς οπτικών ψηφιακών υποσυστημάτων, τα οποία θα είναι σε θέση να διεξάγουν ζωτικές λειτουργικές διαδικασίες ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων χρησιμοποιώντας νέας τεχνολογίας ολοκληρωμένους ψηφιακούς οπτικούς διακόπτες. Έτσι, σχεδιάστηκαν αμιγώς οπτικά κυκλώματα με τη χρήση ολοκληρωμένων οπτικών διακοπών (συμβολόμετρα MZI - Mach-Zehnder Inteferometer) και μελετήθηκε η συμπεριφορά τους ως λειτουργικά μέρη των παραπάνω κυκλωμάτων. Οι διακόπτες αυτοί ήταν πολύ μικροί σε μέγεθος και ιδιαίτερα σταθερά στοιχεία κατά τη λειτουργία τους. Επίσης, μελετήθηκε η λειτουργία μιας συστοιχίας τεσσάρων διακοπών MZI, υβριδικά ολοκληρωμένων πάνω σε ένα μονό chip μέσα στο κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει τη δυνατότητα υλοποίησης πιο σύνθετων υποσυστημάτων που θα επιτελούν πολύπλοκες δικτυακές λειτουργίες, χρησιμοποιώντας συστοιχίες πολλαπλών διακοπών, ολοκληρωμένων πάνω σε συμπαγής φωτονικές πλατφόρμες.

Επιπλέον, σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε ένας 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής χρησιμοποιώντας μόλις 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου. Η χρήση του μικρού αυτού μήκους της ίνας ως το μη γραμμικό

μέσο εγγυάται λειτουργική σταθερότητα του διακόπτη, αμελητέα διαφορά ταχυτήτων των συνδιαδιδόμενων οπτικών σημάτων διαφορετικού μήκους κύματος (walk – off) στο εσωτερικό της ίνας, καθώς και πολύ μικρή καθυστέρηση λειτουργίας.

Ο επόμενος στόχος μετά την υλοποίηση των πειραμάτων που περιγράφονται παραπάνω, αφορά στην ολοκλήρωση ολόκληρων υποσυστημάτων σαν αυτά που υλοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή πάνω σε φωτονικές πλατφόρμες με τη βοήθεια επίπεδων κυματοδηγών (Photonic Lightwave Circuits – PLC). Και για αυτήν την προσπάθεια θα χρειαστεί η συνεισφορά αφενός μίας εξειδικευμένης ερευνητικής ομάδας στο χώρο των υλικών, για την κατασκευή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και αφετέρου του ΕΦΕ, αρχικά για το σχεδιασμό και έπειτα το χαρακτηρισμό του ανεπτυγμένου κυκλώματος και ενδεχομένως την καθοδήγηση της κατασκευάστριας ομάδας σχετικά με τη βελτιστοποίηση των προδιαγραφών του κυκλώματος για την ένταξή του σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Με δεδομένο το παραπάνω πλαίσιο αναφοράς, η έρευνα επικεντρώθηκε κυρίως στην ανάπτυξη των παρακάτω αμιγώς οπτικών ψηφιακών κυκλωμάτων:

- Με τη χρήση ολοκληρωμένων διακοπών MZI
 - οπτικό κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών στα 10 Gb/s
 - οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s

- Με τη χρήση της ισχυρά μη γραμμικής ίνας Οξειδίου του Βισμούθιου
 - 2×2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής

Η ανασκόπηση των παραπάνω πειραμάτων και των αποτελεσμάτων τους, παράλληλα με τη ευρύτερη εξέλιξη της διατριβής παρουσιάζονται παρακάτω στην πρώτη ενότητα του κεφαλαίου. Έπειτα, η ενότητα 6.2 αναφέρεται στα επόμενα βήματα προς την εξέλιξη σύνθετων ολοκληρωμένων οπτικών κυκλωμάτων, όπως αυτά προκύπτουν με το πέρας της παρούσας διατριβής. Στην ενότητα αυτή περιγράφεται, επίσης, η πρόσφατη ολοκλήρωση ενός οπτικού ενταμιευτή που χρησιμοποιεί γραμμές καθυστέρησης πράγμα το οποίο δίνει ελπίδες για την ολοκλήρωση του οπτικού ενταμιευτή που υλοποιήθηκε πειραματικά στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Τέλος, στην ενότητα 6.3 επιχειρείται μία εκτίμηση για την εξέλιξη και την περαιτέρω ανάπτυξη των οπτικών κυκλωμάτων και συστημάτων για μελλοντικά οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων.

6.1 Σύνοψη εργασιών της διατριβής

Σκοπός της παρούσας διατριβής ήταν ο σχεδιασμός πρωτοποριακών, αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων επεξεργασίας σήματος για λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες, και η υλοποίησή τους χρησιμοποιώντας οπτικούς διακόπτες υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης και ίνες υψηλής μη γραμμικότητας ως τα βασικά δομικά στοιχεία. Οι δραστηριότητες της διατριβής μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο θεματικές ενότητες, οι οποίες αποτελούνται από το σχεδιασμό και την ανάπτυξη των συστημάτων δοκιμών και μετρήσεων, και το σχεδιασμό και την υλοποίηση των οπτικών κυκλωμάτων.

Η πρώτη θεματική δραστηριότητα της διατριβής περιλαμβάνει την ανάπτυξη της εργαστηριακής υποδομής στην οποία έπειτα βασίστηκε η δοκιμή των κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν. Η υποδομή αυτή, η οποία περιγράφεται στο Κεφάλαιο 2, περιλαμβάνει όλες τις οπτικές και ηλεκτρονικές διατάξεις που αναπτύχθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν, για τη δοκιμή και την αξιολόγηση των υποδοκιμή οπτικών κυκλωμάτων. Οι διατάξεις αυτές περιλαμβάνουν το διοδικό laser, το οποίο αποτέλεσε την πηγή του οπτικού φέροντος, τις διατάξεις που χρησιμοποιήθηκαν για την παραγωγή του οπτικού ρολογιού και των οπτικών δεδομένων στα 10 Gb/s, καθώς και την πειραματική διάταξη πολλαπλασιασμού δεδομένων από τα 10 Gb/s στα 40 Gb/s. Με τις διατάξεις αυτές επιτεύχθηκε η παραγωγή των οπτικών σημάτων δοκιμής με δεδομένα είτε σε μορφή συνεχούς ροής είτε σε μορφή πακέτων στα 10 Gb/s και στα 40 Gb/s. Επιπλέον, στα πλαίσια του σχεδιασμού και της ανάπτυξης των παραπάνω διατάξεων αναπτύχθηκε και ένας κώδικας παραγωγής μορφοτύπου, ο οποίος εξασφάλισε την παραγωγή του κατάλληλου ηλεκτρονικού σήματος έτσι ώστε στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s. Το πλεονέκτημα του κώδικα παραγωγής μορφοτύπου έγκειται στο γεγονός ότι η παραγωγή των οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s έγινε χωρίς τη χρήση επιπλέον διαμορφωτών πράγμα που εξασφάλισε καλύτερη ποιότητα στο οπτικό σήμα στην έξοδο του τετραπλασιαστή.

Το δεύτερο μέρος των δραστηριοτήτων της διατριβής, το οποίο είναι και το κυριότερο, περιλαμβάνει το σχεδιασμό και την πειραματική υλοποίηση των οπτικών κυκλωμάτων. Το κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών στα 10 Gb/s και το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων στα 40 Gb/s υλοποιήθηκαν με τη χρήση ολοκληρωμένων οπτικών διακοπών τύπου MZI και περιγράφονται στα Κεφάλαια 4 και 5 αντίστοιχα. Τέλος, ο 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε με τη χρήση μικρού μήκους μιας ισχυρά μη γραμμικής ίνας Οξειδίου του Βισμούθιου και περιγράφεται στο Κεφάλαιο 3.

Στις υπό-ενότητες που ακολουθούν συνοψίζονται τα κυκλώματα που υλοποιήθηκαν πειραματικά, τα αποτελέσματα που καταγράφηκαν αλλά και τα βασικότερα συμπεράσματα που προέκυψαν.

6.1.1 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής

Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάστηκε με αναλυτικό τρόπο η σχεδίαση και η θεωρητική ανάλυση καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ενός 2x2 οπτικού διακόπτης μεταγωγής (2x2 All-Optical Exchange-Bypass Switch). Η

προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με χρήση του λογισμικού πακέτου VPI Transmission Maker. Ο 2x2 διακόπτης μεταγωγής υλοποιήθηκε με βάση το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας (Ultrafast Nonlinear Interferometer – UNI) ενώ το μη γραμμικό μέσο που χρησιμοποιήθηκε για την διέγερση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) ήταν 0.8 m από μια ισχυρά μη γραμμική ίνα Οξειδίου του Βισμούθιου (Bismuth Oxide Nonlinear Fiber) με συντελεστή μη γραμμικότητας γ της τάξεως των $950 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. Η προσομοίωση της μη-γραμμικής αυτής ίνας στο εργαλείο προσομοίωσης κρίθηκε αρκετά επιτυχημένη καθώς τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι αρκετά κοντά με εκείνα που προέκυψαν από την πειραματική υλοποίηση του 2x2 διακόπτη μεταγωγής.

Για την προσομοίωση, πραγματοποιήθηκαν τρεις σειρές προσομοιώσεων. Στην πρώτη σειρά προσομοιώθηκε η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 10 Gbps και μήκους κύματος 1558 nm. Από τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την πρώτη σειρά προσομοιώσεων, είναι φανερό ότι η βέλτιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1 υφίσταται πολύ μικρές μεταβολές, με μια ελαφριά αυξητική τάση, καθώς αυξάνεται το μήκος της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, κινούμενη σε ένα μικρό εύρος τιμών από τα 11.93 dB έως τα 12.64 dB. Εντούτοις, καθώς το μήκος της ίνας αυξάνεται, μειώνεται και η απαιτούμενη ισχύς κορυφής των παλμών ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 1. Η εξοικονόμηση ισχύος συνιστά προφανώς ένα επιχείρημα υπέρ της χρησιμοποίησης μεγαλύτερων μηκών ίνας. Η αύξηση όμως του μήκους ίνας δεν πρέπει να είναι υπέρμετρη, αφού τα πλεονεκτήματα που απορρέουν από τη χρησιμοποίηση μικρού μήκους ίνας, όπως για παράδειγμα η λειτουργική σταθερότητα του διακόπτη, είναι ιδιαίτερος επωφελής. Ένα επιπλέον πλεονέκτημα που προσφέρει στο διακόπτη μεταγωγής το μικρό μήκος της μη-γραμμικής ίνας είναι η δυνατότητα ολοκλήρωσης του.

Στη δεύτερη σειρά προσομοιώθηκε εκ νέου η λειτουργία του UNI με ένα σήμα εισόδου ρυθμού 40 Gbps και μήκους κύματος 1553 nm. Τα συμπεράσματα τα οποία προέκυψαν είναι ταυτόσημα με εκείνα τα οποία είχαν εξαχθεί από τις αντίστοιχες μετρήσεις της πρώτης σειράς προσομοιώσεων. Έτσι, η βέλτιστη τιμή του Extinction Ratio στη θύρα εξόδου 2 υφίσταται πολύ μικρές μεταβολές καθώς αυξάνεται το μήκος της ισχυρά μη γραμμικής ίνας, κινούμενη σε ένα μικρό εύρος τιμών από τα 19.16 dB έως τα 19.81 dB.

Στην τρίτη σειρά προσομοιώθηκε η λειτουργία του UNI ως 2x2 οπτικός διακόπτης μεταγωγής με σήματα εισόδου της ίδιας μορφής με εκείνα που χρησιμοποιήθηκαν στις δύο πρώτες σειρές. Οι τιμές του Extinction Ratio στις δύο θύρες εξόδου προέκυψαν λίγο μικρότερες από τις αντίστοιχες τιμές όταν η διάταξη λειτουργούσε με ένα από τα δύο σήματα εισόδου κάθε φορά. Η μεγιστοποίηση του Extinction Ratio στις θύρες εξόδου 1 και 2 προέκυψε στις ίδιες τιμές ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου που είχαν βρεθεί κατά τις προηγούμενες σειρές προσομοιώσεων, δηλαδή στα 4.5 W και στα 4.2 W αντιστοίχως, ενώ οι επιτευχθείσες μέγιστες τιμές είναι 11.93 dB και 19.68 dB αντιστοίχως.

Η πρωτοτυπία του διακόπτη αυτού έγκειται στη χρήση μιας ισχυρά μη-γραμμικής ίνας για την διέγερση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) πράγμα το οποίο δίδει στο διακόπτη πλεονέκτημα έναντι εκείνων των διακοπών που χρησιμοποιούν ημιαγωγούς αφού δεν απαιτεί ηλεκτρική πόλωση ενώ και ο χρόνος απόκρισης που επιτυγχάνεται είναι πολύ μικρός (μερικά fsec). Επιπλέον, η χρησιμοποίηση μόλις 0.8 m της ίνας οξειδίου του Βισμούθιου εγγυάται λειτουργική σταθερότητα του διακόπτη, αμελητέα διαφορά ταχυτήτων των

συνδιαδιδόμενων οπτικών σημάτων διαφορετικού μήκους κύματος (walk – off) στο εσωτερικό της ίνας, ολοκληρωσιμότητα, καθώς και πολύ μικρή καθυστέρηση λειτουργίας. Η πρακτικά αλάνθαστη (error-free) λειτουργία του διακόπτη που αποδεικνύεται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης υποδεικνύει ότι μπορούν να υλοποιηθούν διατάξεις με αλληλουχίες τέτοιων διακοπών αλλά και διατάξεις με ανάδραση, χωρίς να απαιτείται αναγέννηση του σήματος.

6.1.2 Οπτικό κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών στα 10 Gb/s

Στο κεφάλαιο 4 περιγράφηκε αναλυτικά η θεωρητική μελέτη και η πειραματική υλοποίηση ενός αμιγώς οπτικού αντιμεταθέτη χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας ως βάση μια αρχιτεκτονική που έχει προταθεί από τους [6.1][6.2] για την υλοποίηση οπτικών ενταμιευτών. Το κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών αποτέλεσαν σειριακά συνδεδεμένα στάδια καθυστέρησης, το καθένα από τα οποία αποτελούνταν από ένα ρυθμιζόμενο μετατροπέας μήκους κύματος και γραμμές καθυστέρησης σταθερού μήκους. Ο μετατροπέας αυτός προσέδιδε στα πακέτα τα κατάλληλα εκείνα μήκη κύματος ανάλογα με την γραμμή καθυστέρησης που αυτά έπρεπε να διασχίσουν. Η αντιστοίχιση μεταξύ μηκών κύματος και γραμμών καθυστέρησης επιτεύχθηκε μέσω ενός παθητικού αποπολυπλέκτη μηκών κύματος, κάθε έξοδος του οποίου ήταν συνδεδεμένη με μια συγκεκριμένη γραμμή καθυστέρησης. Με τον τρόπο αυτό, σε κάθε γραμμή καθυστέρησης είχε αντιστοιχηθεί σε ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος. Με τη διαδικασία αυτή οι χρονοσχισμές υφίστανται καθυστερήσεις σε τρία αλληπάλλληλα στάδια προκειμένου να αποκτηθεί στην έξοδο του τρίτου σταδίου του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών η επιθυμητή αλληλουχία χρονοσχισμών μέσα στο χρονικό πλαίσιο. Οι καθυστερήσεις που εισήχθησαν σε κάθε στάδιο ήταν μια σχεδιαστική παράμετρος της αρχιτεκτονικής [6.1][6.2] ώστε να προκύψει ένα κύκλωμα μαθηματικά αντίστοιχο με το πρότυπο διασύνδεσης ενός \log_n -Benes γράφου. Η πειραματική υλοποίηση του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών στα πλαίσια της διατριβής ήταν στην ουσία η υλοποίηση της αρχιτεκτονικής του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών για 3 μήκη κύματος και 3 στάδια στα 10 Gbps, πράγμα το οποίο αντιστοιχεί στην αντιμετάθεση τεσσάρων χρονοσχισμών. Το βασικό κύκλωμα του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών αποτέλεσε μια συστοιχία τεσσάρων ολοκληρωμένων συμβολομετρικών διακοπών τύπου Mach-Zehnder πάνω σε μια κοινή υβριδική πλατφόρμα. Τα πειραματικά αποτελέσματα απέδειξαν αλάνθαστη λειτουργία (error-free) του κυκλώματος σε πακέτα NRZ με ρυθμό 10Gb/s και ποινή ισχύος (power penalty) 1,8 dB.

Η αρχιτεκτονική βάση της οποίας υλοποιήθηκε το κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών [6.1][6.2] εκμεταλλεύεται τον παραλληλισμό των μηκών κύματος για να ελαχιστοποιήσει τον αριθμό των σταδίων και συνεπώς το δομικό κόστος της όλης σχεδίασης, ενώ παρέχει ένα ισοζύγιο (tradeoff) μεταξύ του αριθμού των μετατροπέων μήκους κύματος και των μηκών κύματος που χρησιμοποιούνται.

6.1.3 Οπτικό κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/

Στο Κεφάλαιο 5 αναπτύσσεται και υλοποιείται πειραματικά σε οπτικό επίπεδο ένα κύκλωμα συγχρονισμού των κόμβων του δικτύου που επιτελεί ταυτόχρονα ανάκτηση ρολογιού και ανίχνευση πακέτων δεδομένων στα 40Gb/s. Το κύκλωμα αυτό αναγνωρίζει την έναρξη ενός εισερχόμενου πακέτου και την ίδια χρονική στιγμή παράγει έναν οπτικό παλμό στην έξοδο του. Η πειραματική του υλοποίηση πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας σε σειρά ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με φίλτρο Fabry-Perot και κορεσμένο οπτικό διακόπτη τύπου MZI και ένα κύκλωμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού εκμεταλλευόμενο το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (Cross Gain Modulation - XGM) σε ένα οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού για την παραγωγή ενός οπτικού παλμού για κάθε εισερχόμενο πακέτο δεδομένων.

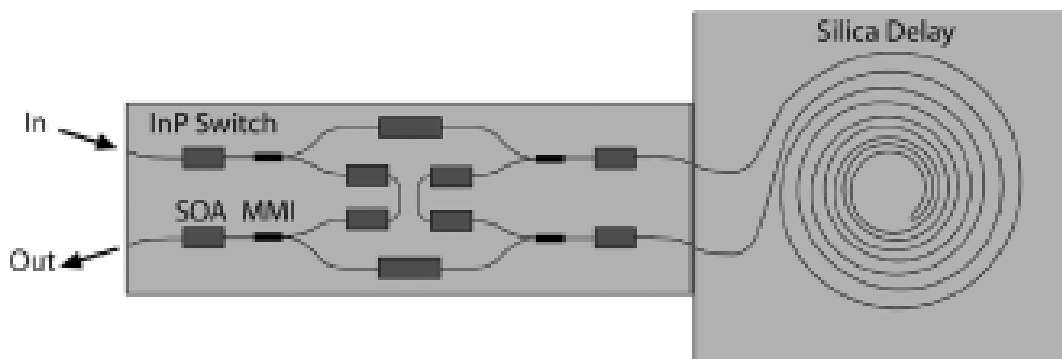
Στο πρώτο στάδιο του κυκλώματος ανίχνευσης πακέτου, πραγματοποιείται η ανάκτηση του πακέτου ρολογιού που αντιστοιχεί στο κάθε εισερχόμενο πακέτο δεδομένων. Κατόπιν το ανακτημένο πακέτο ρολογιού εισέρχεται στο κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων δεδομένων με το οποίο επιλέγεται μόνο ο πρώτος παλμός από κάθε πακέτο ρολογιού. Για την εξαγωγή του προπορευόμενου παλμού, χρησιμοποιείται ο ενισχυτής SOA ο οποίος συνδέεται στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, έτσι ώστε τα πακέτα δεδομένων εισόδου και τα αντίστοιχα ανακτημένα πακέτα ρολογιού να εισάγονται στον ενισχυτή αντίρροπα. Κατόπιν, εισάγεται καθυστέρηση στο ισχυρό πακέτο ρολογιού, έτσι ώστε αυτό να υπολείπεται χρονικά του ασθενούς πακέτου δεδομένων κατά ένα bit. Το ασθενές σήμα δρα ως σήμα εισόδου έτσι ώστε να λειτουργεί το SOA στην περιοχή χαμηλού σήματος (small-signal gain regime). Στην περιοχή αυτή ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά, παρέχοντας μεγάλες τιμές κέρδους (τυπικά ~ 25-30 dB). Αντίθετα το ισχυρό σήμα ρολογιού λειτουργεί ως σήμα ελέγχου έτσι ώστε να προκαλεί τον έντονο κορεσμό στο κέρδος του ενισχυτή.

Έτσι, στην έξοδο του πρώτου σταδίου λαμβάνονται τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού, ενώ στην έξοδο του δεύτερου σταδίου αλλά και του συνολικού κυκλώματος, λαμβάνεται μία σειρά από οπτικούς παλμούς οι οποίοι ορίζουν την έναρξη του κάθε εισερχόμενου πακέτου. Για σύγχρονη κίνηση πακέτων εισόδου (το σήμα που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική δοκιμή του κυκλώματος), το σήμα εξαγωγής προπορευόμενου παλμού παρέχει και το ρυθμό επανάληψης των εισερχόμενων πακέτων. Συνεπώς, το κύκλωμα ανίχνευσης πακέτων αποτελεί μία ολοκληρωμένη λύση για τον απαραίτητο συγχρονισμό των δικτυακών κόμβων, στη ρυθμοδότηση τόσο των εισερχόμενων πακέτων όσο και των δεδομένων που εμπεριέχονται σε αυτά. Συγκεκριμένα, στην έξοδο του υπό-κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού παρέχεται ο συγχρονισμός του δικτύου στο επίπεδο των δεδομένων (συγχρονισμός δεδομένων-κόμβου), ενώ στην έξοδο του υπό-κυκλώματος εξαγωγής προπορευόμενου παλμού παρέχεται ο συγχρονισμός του δικτύου στο επίπεδο πακέτων (συγχρονισμός πακέτων-κόμβου). Το τελευταίο, μπορεί να χαρακτηριστεί και ως σήμα σκανδαλισμού το οποίο θα ενεργοποιήσει περαιτέρω λειτουργίες επεξεργασίας και δρομολόγησης του αντίστοιχου πακέτου δεδομένων μέσα στον κόμβο.

6.2 Ολοκλήρωση σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής δείχτηκε, όπως είδαμε, ένα κύκλωμα αντιμετάθεσης χρονοσχισμών χρησιμοποιώντας μια τετραπλή συστοιχία οπτικών διακοπών MZI υβριδικά ολοκληρωμένων πάνω σε ένα chip. Το κύκλωμα αυτό απαρτιζόταν και από επιπλέον οπτικά στοιχεία τα οποία ήταν διακριτά και ως εκ τούτου καταλάμβαναν αρκετό χώρο. Ωστόσο, η εξέλιξη των αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων απαιτεί την ολοκλήρωση πολλών ακόμα φωτονικών στοιχείων με σκοπό την κατασκευή σύνθετων κυκλωμάτων σε χαμηλό κόστος. Προς αυτήν την κατεύθυνση κινείται αυτή τη στιγμή η έρευνα της οπτικής ολοκλήρωσης καθώς είναι φανερό ότι γίνονται προσπάθειες υλοποίησης αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων χρησιμοποιώντας ολοκληρωμένα οπτικά πλινθία.

Πολύ πρόσφατα, μια ερευνητική ομάδα από το πανεπιστήμιο της Καλιφόρνια έδειξε μια ολοκληρωμένη οπτική μνήμη RAM χρησιμοποιώντας 2x2 InP οπτικούς διακόπτες (συστοιχίες οπτικών ενισχυτών ημιαγωγού κατασκευασμένου από κβαντικά φρεάτια (quantum-well SOA)), κατάλληλα τοποθετημένους μαζί με κυματοδηγούς πάνω σε ένα chip [6.3][6.4]. Οι κυματοδηγοί αυτοί αποτελούν γραμμές καθυστέρησης και έχουν κατασκευαστεί από διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2) σε υπόστρωμα πυριτίου (silica on silicon). Ο τρόπος αυτός κατασκευής των κυματοδηγών παρέχει διαφάνεια στους βρόχους καθυστέρησης ενώ καθιστά την ενταμίευση (buffering) ιδιαίτερα συμπαγή. Επιπλέον, μετρήσεις στους κυματοδηγούς αυτούς σε μήκη κύματος από 1525 nm έως 1575 nm έδειξαν απώλειες καθυστέρησης της τάξεως των 0.04 dB/cm. Η ακτίνα κάμψης των κυματοδηγών αυτών είναι 6 mm, ενώ έχουν τοποθετηθεί σπειροειδώς πάνω στο chip για εξοικονόμηση χώρου. Για παράδειγμα, ο χώρος που απαιτείται για 2 m κυματοδηγού είναι μόλις 6.4 cm².



Εικόνα 6.1: Ολοκληρωμένος οπτικός ενταμιευτής με InP διακόπτες κατάλληλα τοποθετημένους μαζί με κυματοδηγούς καθυστέρησης των 12.8-ns από διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2) σε υπόστρωμα πυριτίου (silica on silicon).

Η μνήμη που υλοποιήθηκε από την ερευνητική ομάδα επέδειξε αποθήκευση δύο πακέτων των 40 bytes στα 40 Gb/s σε χώρο μόλις λίγων εκατοστών. Πιο συγκεκριμένα παρουσιάστηκαν πέντε ανακυκλώσεις των οπτικών σημάτων στους κυματοδηγούς καθυστέρησης από διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2) που έχουν

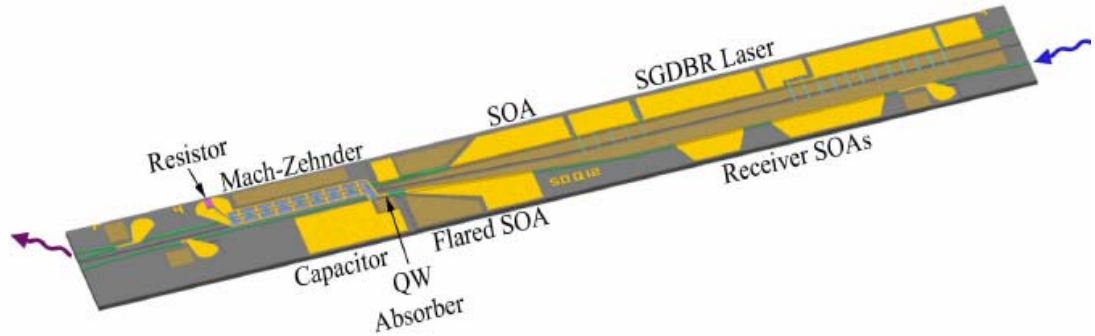
χαρακτηί πάνω σε υπόστρωμα πυριτίου (silica on silicon). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι είναι η πρώτη φορά που έχει δεχθεί ολοκλήρωση οπτικών γραμμών καθυστέρησης και αποθήκευση οπτικών δεδομένων σε επίπεδο chip. Το γεγονός αυτό δίνει ώθηση στην πρόοδο της οπτικής ενταμίευσης και ελπίδες ότι σύντομα οι ολοκληρωμένοι οπτικοί ενταμιευτές μπορούν να γίνουν πραγματικότητα. Το αμιγώς οπτικό κύκλωμα του αντιμεταθέτη χρονοσχισμών που υλοποιήθηκε πειραματικά στα πλαίσια της παρούσας διατριβής με οπτικούς συμβολομετρικούς διακόπτες και γραμμές καθυστέρησης θα μπορούσε να αποτελέσει κι αυτό ένα από τα κυκλώματα τα οποία προσφέρονται για ολοκλήρωση με σκοπό την κατασκευή σύνθετων κυκλωμάτων σε χαμηλό κόστος για την υλοποίηση δικτυακών λειτουργιών.

6.3 Το μέλλον των αμιγώς οπτικών συστημάτων στις τηλεπικοινωνίες

Η εξέλιξη των αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων και η ενσωμάτωσή τους σε πραγματικά δίκτυα οπτικών ινών, θα κριθούν αφενός από τη μελλοντική ανάπτυξη της φωτονικής τεχνολογίας προς την υλοποίηση όλων των δικτυακών διεργασιών και αφετέρου από τη ζήτηση εύρους ζώνης όπως αυτή θα διαμορφωθεί τα επόμενα χρόνια στον παγκόσμιο χάρτη των τηλεπικοινωνιών. Σχετικά με το τεχνολογικό σκέλος, η έρευνα στα αμιγώς οπτικά κυκλώματα και συστήματα τηλεπικοινωνιών, έχει σημαντικά περιθώρια εξέλιξης σε δύο βασικούς άξονες. Ο πρώτος άξονας περιλαμβάνει την υλοποίηση όλων των δικτυακών λειτουργιών στο οπτικό επίπεδο, με σκοπό την ανάπτυξη ενός αμιγώς οπτικού κόμβου δρομολόγησης δεδομένων, ενώ ο δεύτερος άξονας αφορά την ανάπτυξη της μαζικής οπτικής ολοκλήρωσης για την κατασκευή σύνθετων κυκλωμάτων σε χαμηλό κόστος, και την ενσωμάτωση των οπτικών συστημάτων σε πραγματικά δίκτυα.

Το APACHE [6.5] είναι ένα ερευνητικό πρόγραμμα στο οποίο συμμετέχει το ΕΦΕ που σκοπό έχει να αναπτύξει όλη εκείνη την απαραίτητη τεχνογνωσία που θα οδηγήσει στην ολοκλήρωση διακριτών ηλεκτρονικών και φωτονικών στοιχείων, διατηρώντας ωστόσο την απόδοσή τους σε υψηλά επίπεδα και μειώνοντας το κόστος. Στο πρόγραμμα αυτό, ηλεκτρονικά και φωτονικά στοιχεία συναρμολογούνται παθητικά πάνω σε μία πλακέτα τυπωμένων κυκλωμάτων (printed circuit board) ανάλογα βέβαια με τη λειτουργία που αυτά επιτελούν. Τα φωτονικά αυτά στοιχεία μπορεί να είναι είτε διακριτά στοιχεία όπως αντιστάσεις είτε μονολιθικά πλινθία όπως ολοκληρωμένα κυκλώματα. Η τεχνολογία που χρησιμοποιείται για την παθητική ολοκλήρωση είναι η τεχνολογία της υβριδικής ολοκλήρωσης με διοξειδίο του πυριτίου (SiO_2) πάνω σε υπόστρωμα πυριτίου (silica on silicon). Με την τεχνολογία αυτή, μια επίπεδη διάταξη κυματοδηγών δρα ως η οπτική πλακέτα τυπωμένων κυκλωμάτων (printed circuit board) (μητρική πλατφόρμα), η οποία παρέχει την οπτική διασύνδεση στα στοιχεία που πρόκειται να ολοκληρωθούν. Στη συνέχεια, τα μονολιθικά στοιχεία συναρμολογούνται παθητικά πάνω στο υπόστρωμα πυριτίου (πλατφόρμα daughterboard), η οποία με τη σειρά της συναρμολογείται παθητικά πάνω στην επίπεδη μητρική πλατφόρμα διοξειδίου του πυριτίου. Στα πλαίσια του ερευνητικού αυτού προγράμματος, τόσο η μητρική όσο και οι πλατφόρμες daughterboards (πλατφόρμες οπτικών τυπωμένων κυκλωμάτων - (Planar Lightwave Circuit Board - PLCB)) εξελίσσονται και αναπτύσσονται περαιτέρω ώστε να μπορούν να ενσωματώσουν μεγαλύτερα μονολιθικά chips, όπως συστοιχίες από διαμορφωτές InP, DFB lasers, SOAs και

ΕΑΜs. Επομένως, ένας από τους βασικούς σκοπούς του APACHE είναι να αναπτυχθεί όλη εκείνη η απαραίτητη τεχνολογία ώστε να μπορέσουν να συναρμολογηθούν παθητικά μονολιθικές διατάξεις πάνω σε υποστρώματα πυριτίου και συνεπώς πάνω στην PLC μητρική πλατφόρμα. Είναι, λοιπόν, φανερό ότι η ολοκλήρωση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων που επιτελούν σύνθετες δικτυακές διεργασίες σε κόμβους επεξεργασίας και μεταγωγής πακέτων αποτελεί πλέον μια πραγματικότητα.



Εικόνα 6. 2: Μετατροπέας μήκους κύματος/δέκτης SOA-PIN και πομπός SGDBR-Mach Zehnder ολοκληρωμένα πάνω σε μία πλακέτα τυπωμένων κυκλωμάτων (printed circuit board) στα πλαίσια του APACHE.

Με τη συνεισφορά της παρούσης διατριβής, πολλά από τα κυκλώματα ενός αμιγώς οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων αποτελούν ήδη πραγματικότητα. Με χρήση των κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, είναι εφικτές, πλέον λειτουργίες όπως, ο συγχρονισμός των ενδοκομβικών υποσυστημάτων σε επίπεδο δεδομένων αλλά και σε επίπεδο πακέτων, η αντιμετάθεση των χρονοσχισμών σε ένα χρονικό πλαίσιο δεδομένων με αμιγώς οπτικό τρόπο καθώς και η 2x2 μεταγωγή πακέτων που μπορεί να αποτελέσει τη στοιχειώδη λειτουργία σε μία μήτρα μεταγωγής ενός αμιγώς οπτικού κόμβου. Με βάση αυτή τη διαπίστωση, το επόμενο ερευνητικό στάδιο οφείλει να συγκεντρώσει την ένταση των ερευνητικών προσπαθειών στην υλοποίηση και των υπολοίπων απαραίτητων υπο-συστημάτων με τελικό στόχο τη διασύνδεση αυτών σε έναν πλήρη οπτικό κόμβο μεταγωγής πακέτων δεδομένων. Σίγουρα, όμως, η προσπάθεια για την υλοποίηση ενός αμιγώς οπτικού κόμβου έχει να περιμένει πολλά από την αντίστοιχη πρόοδο στον τομέα της οπτικής ολοκλήρωσης κλίμακας. Η πρόοδος που έχει παρουσιαστεί μέχρι σήμερα στον τομέα αυτό δεν πρέπει να είναι παρά μόνο η αρχή της φωτονικής μαζικής ολοκλήρωσης, καθώς όσο αναπτύσσονται οι λειτουργικές δυνατότητες των οπτικών κυκλωμάτων, τόσο θα αναζητούνται τρόποι για την εφαρμογή αυτών με ολοκληρωμένες πλατφόρμες διακοπών.

Αναφορές Κεφαλαίου

- [6.1] Konstantinos Yiannopoulos, Kyriakos G. Vlachos, Member, IEEE, and Emmanouel Varvarigos, "Multiple-Input-Buffer and Shared-Buffer Architectures for Optical Packet- and Burst-Switching Networks", *J. Lightwave Technol.*, vol. 25, no. 6, pp. 1379 - 1389, June 2007.
- [6.2] E. A. Varvarigos, "The 'packing' and the 'scheduling' packet switch architectures for almost all-optical lossless networks," *J. Lightw. Technol.*, vol. 16, no. 10, pp. 1757-1767, Oct. 1998.
- [6.3] Emily F. Burmeister, John P. Mack, Henrik N. Poulsen, Biljana Stamenić, Milan Mašanović, Daniel J. Blumenthal, John E. Bowers, "Demonstration of contention resolution between two 40 Gb/s packet streams using multiple photonic chip optical buffers", ECOC 21-25 September 2008, Brussels, Belgium We.2.D.3.
- [6.4] John P. Mack, Emily F. Burmeister, Henrik N. Poulsen, John E. Bowers, Daniel J. Blumenthal, "Synchronously Loaded Optical Packet Buffer", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 20, issue 21, pp. 1757-1759, August, 2008.
- [6.5] www.ict-apache.eu

Εικόνες Κεφαλαίου

Εικόνα 6.1: Ολοκληρωμένος οπτικός ενταμιευτής με InP διακόπτες κατάλληλα τοποθετημένους μαζί με κυματοδηγούς καθυστέρησης των 12.8-ns από διοξείδιο του πυριτίου (SiO₂) σε υπόστρωμα πυριτίου (silica on silicon).

Εικόνα 6. 2: Μετατροπέας μήκους κύματος/δέκτης SOA-PIN και πομπός SGDBR-Mach Zehnder ολοκληρωμένα πάνω σε μία πλακέτα τυπωμένων κυκλωμάτων (printed circuit board) στα πλαίσια του APACHE.

Παράρτημα Α

ΑΠΟΔΕΙΞΗ ΣΧΕΣΗΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΙΣΗΣ ΜΗΚΟΥΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΙΝΑΣ ΚΑΙ ΕΠΙΘΥΜΗΤΗΣ ΧΡΟΝΟΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

Στο παρόν παράρτημα παρατίθεται η απόδειξη της σχέσης που συσχετίζει το μήκος μιας οπτικής ίνας s με την επιθυμητή χρονοκαθυστέρηση T που αυτή προσδίδει σε ένα οπτικό σήμα:

$$s = \frac{T}{5}$$

Το φως στην οπτική ίνα ταξιδεύει με την ταχύτητα ομάδας u_g που ισούται με

$$u_g = \frac{s}{T} \Rightarrow s = u_g \cdot T \quad (1)$$

Είναι γνωστό ότι

$$n_g = \frac{c}{u_g} \Rightarrow u_g = \frac{c}{n_g} \quad (2)$$

όπου n_g ο συντελεστής διάθλασης και $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}$ η ταχύτητα του φωτός. Όμως από το διάγραμμα του συντελεστή διάθλασης του γυαλιού σε συνάρτηση με το μήκος κύματος προκύπτει ότι ο συντελεστής διάθλασης n_g για μήκος κύματος $1,55 \mu\text{m}$ είναι $n_g = 1,462$. Από τις σχέσεις (1) και (2) προκύπτει

$$s = \frac{c}{n_g} \cdot T \quad (3)$$

και αντικαθιστώντας τις γνωστές τιμές καταλήγουμε στη σχέση $s = \frac{T}{5}$:

$$s = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ (m/sec)}}{1,462} \cdot T \text{ (sec)} \Rightarrow s = 2,05 \cdot 10^8 \cdot 10^{-9} \cdot T \text{ (n sec)} = 0,2 \cdot T \text{ (n sec)} \Rightarrow$$

$$s = \frac{T \text{ (n sec)}}{5} \text{ (m)} \quad (4)$$

Παράρτημα Β

ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΜΟΡΦΟΤΥΠΟΥ ΣΤΑ 10 Gb/s, ΑΠΑΡΑΙΤΗΤΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΤΗΣ ΕΠΙΘΥΜΗΤΗΣ ΑΚΟΛΟΥΘΙΑΣ ΠΑΚΕΤΩΝ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΤΕΤΡΑΠΛΑΣΙΑΣΤΗ

Στο παράρτημα αυτό παρατίθεται ο κώδικας σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του μορφοτύπου (pattern) σε δεκαεξαδική μορφή, το οποίο θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s (pattern generator) προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων. Στον κώδικα αυτό θα πρέπει να βάλουμε το όνομα του αρχείου που περιέχει τα δυφία με την

επιθυμητή ακολουθία πακέτων που θέλουμε να πάρουμε στην έξοδο του τετραπλασιαστή.

```
close all;
```

```
clear all;
```

```
fid = fopen('lasagne18.m','r');
```

```
/*ανοίγω το αρχείο με την  
επιθυμητή ακολουθία  
πακέτων*/
```

```
[F1,count] = fread(fid,inf);
```

```
/*Στον πίνακα F1 περιέχεται η επιθυμητή ακολουθία πακέτων με κενούς  
χαρακτήρες ανάμεσα στα bit*/
```

```
fclose(fid);
```

```
/*κλείνω το αρχείο με την  
επιθυμητή ακολουθία  
πακέτων*/
```

```
/*Βγάζω τους κενούς χαρακτήρες που υπάρχουν ανάμεσα στα bits της  
επιθυμητής ακολουθίας και αποθηκεύω την ακολουθία αυτή (ακολουθία  
που θέλουμε να πάρουμε στην έξοδο του τετραπλασιαστή) στον πίνακα  
F2. Τα bits που περιέχονται στον πίνακα F2 είναι σε μορφή ASCII, δηλαδή  
το 1 αποθηκεύεται ως 49 και το 0 ως 48*/
```

```
j=1;
```

```
for i=1:1:count
```

```
    if mod(i,2)==1
```

```
        F2(j)=F1(i);
```

```
        j=j+1;
```

```
    end
```

```
end
```



```
pattern_length=count/2;
```

/*Η τιμή της μεταβλητής pattern_length ισούται με το μήκος που έχει η επιθυμητή ακολουθία στην έξοδο του τετραπλασιαστή. Στη συνέχεια, μετατρέπω τους κώδικες ASCII σε αριθμούς, δηλαδή άσσους και μηδενικά. Έτσι, η επιθυμητή ακολουθία βρίσκεται στον πίνακα desired_pattern */

```
for i=1:1:pattern_length
    desired_pattern(i)=F2(i)-48;
end
```

/*Στη συνέχεια, το pattern της επιθυμητής ακολουθίας στην έξοδο του τετραπλασιαστή γράφεται 4 φορές (4 ίδιες ακολουθίες στη σειρά) και το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στον πίνακα x4_desired_pattern*/

```
for i=1:1:pattern_length
    x4_desired_pattern(i)=desired_pattern(i);
    x4_desired_pattern(i+pattern_length)=desired_pattern(i);
    x4_desired_pattern(i+2*pattern_length)=desired_pattern(i);
    x4_desired_pattern(i+3*pattern_length)=desired_pattern(i);
end
```

/*Στη συνέχεια, κάνω "αποπολυπλεξία" στον πίνακα x4_desired_pattern στο 1^ο χρονικά κανάλι από τα τέσσερα πολυπλεγμένα στο πεδίου του χρόνου. Δηλαδή παίρνω το πρώτο bit από κάθε τετράδα bit. Το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στον πίνακα demux_desired_pattern. Αν θέλω να πάρω το δεύτερο κανάλι αλλάζω το $\text{mod}(i,4)==1 \rightarrow \text{mod}(i,4)==2$. Αν θέλω να πάρω το τρίτο κανάλι, αλλάζω το $\text{mod}(i,4)==1 \rightarrow \text{mod}(i,4)==3$, ενώ αν θέλω να πάρω το τέταρτο κανάλι, αλλάζω το $\text{mod}(i,4)==1 \rightarrow \text{mod}(i,4)==0$.*/

```
j=1;
for i=1:1:4*pattern_length
    if mod(i,4)==1
```

```

    demux_desired_pattern(j)=x4_desired_pattern(i);
    j=j+1;
end
end
end

```

*/*Στο σημείο αυτό ουσιαστικά, ο πίνακας demux_desired_pattern περιέχει το pattern σε δυαδική μορφή, το οποίο θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s (pattern generator) προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων. Στη συνέχεια του κώδικα, γίνεται η πράξη του τετραπλασιασμού της ακολουθίας των bits που περιέχονται στον πίνακα demux_desired_pattern για επαλήθευση της δημιουργίας των επιθυμητών πακέτων*/*

*/*Βάζω 3 μηδενικά σε κάθε ένα από τα bit του πίνακα demux_desired_pattern. Το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στον πίνακα G40_demux_desired_pattern. Η διαδικασία αυτή αντιστοιχεί στο να κάνουμε το pattern που βρίσκεται στον πίνακα G40_demux_desired_pattern στα 40 Gb/s. Ο πίνακας περιέχει τώρα 4-πλάσιο αριθμό bit από τον πίνακα demux_desired_pattern*/*

```

for i=1:1:4*pattern_length
    G40_demux_desired_pattern(i)=0;
end
j=1;
for i=1:1:4*pattern_length
    if mod(i,4)==1
        G40_demux_desired_pattern(i)=demux_desired_pattern(j);
        j=j+1;
    end
end
end

```

*/*Ολισθαίνω τον πίνακα G40_demux_desired_pattern κατά 810 θέσεις. Αν σκεφτούμε ότι ο πίνακας demux_desired_pattern περιέχει 405 bits και ο πίνακας G40_demux_desired_pattern περιέχει 4*405=1620 bits, τότε οι 810 θέσεις bits αντιστοιχούν στο 1/2 της περιόδου του demux_desired_pattern. Αυτό σημαίνει ότι για pattern με n bits (όπου n*

όπως είπαμε μονός αριθμός), ο πίνακας *G40_demux_desired_pattern* θα πρέπει να ολισθηθεί κατά $2 \cdot n$ θέσεις. Το αποτέλεσμα της ολίσθησης αποθηκεύεται στον πίνακα *shiftT2_G40_demux_desired_pattern/**

```
shiftT2_G40_demux_desired_pattern=circshift(G40_demux_desired_pattern,[0,8
10]);
```

/*Εκτελώ μια λογική πράξη OR ανάμεσα στον πίνακα *shiftT2_G40_demux_desired_pattern* και *G40_demux_desired_pattern*. Το αποτέλεσμα αυτό αντιστοιχεί στην έξοδο του 1^{ου} συζεύκτη του τετραπλασιαστή και αποθηκεύεται στον πίνακα *first_coupler_output**/

```
for i=1:1:4*pattern_length
    first_coupler_output(i)=0;
end
```

```
for i=1:1:4*pattern_length
    if G40_demux_desired_pattern(i)==1 |
shiftT2_G40_demux_desired_pattern(i)==1
        first_coupler_output(i)=1;
    end
end
```

```
for i=1:1:2*pattern_length
    olgaolga(i)=0;
end
i=1;
for j=1:1:4*pattern_length
    if mod(j,2)==1
        olgaolga(i)=first_coupler_output(j);
        i=i+1;
    end
end
```

*/*Ολισθαίνω τον πίνακα first_coupler_output κατά 405 θέσεις. Αν σκεφτούμε ότι ο πίνακας first_coupler_output (ο οποίος προέκυψε από την ολίσθηση του πίνακα G40_demux_desired_pattern) περιέχει 4*405=1620 bits, τότε οι 405 θέσεις bits αντιστοιχούν στο ¼ της περιόδου του demux_desired_pattern. Αυτό σημαίνει ότι για pattern με n bits (όπου n μονός αριθμός), ο πίνακας first_coupler_output θα πρέπει να ολισθησει κατά n θέσεις. Το αποτέλεσμα της ολίσθησης αποθηκεύεται στον πίνακα shiftT4_first_coupler_output*/*

```
shiftT4_first_coupler_output=circshift(first_coupler_output,[0,405]);
```

*/*Εκτελώ μια λογική πράξη OR ανάμεσα στον πίνακα shiftT4_first_coupler_output και στον πίνακα first_coupler_output. Το αποτέλεσμα αυτό αντιστοιχεί στην έξοδο του 2^{ου} συζεύκτη του τετραπλασιαστή και αποθηκεύεται στον πίνακα second_coupler_output*/*

```
for i=1:1:4*pattern_length
    second_coupler_output(i)=0;
end
for i=1:1:4*pattern_length
    if first_coupler_output(i)==1 | shiftT4_first_coupler_output(i)==1
        second_coupler_output(i)=1;
    end
end
end
```

/ Στο σημείο αυτό ουσιαστικά, ο πίνακας second_coupler_output περιέχει την έξοδο του τετραπλασιαστή. Στη συνέχεια, μετατρέπω το περιεχόμενο του πίνακα second_coupler_output σε χαρακτήρες ASCII και βάζω κενά διαστήματα ανάμεσα στα bits του πίνακα second_coupler_output (και πάλι σε χαρακτήρες ASCII). Αποθηκεύω το αποτέλεσμα στον πίνακα output*/*

```
for i=1:1:8*pattern_length
    output(i)=32;
end
j=1;
```

```
for i=1:1:8*pattern_length
    if mod(i,2)==1
        if second_coupler_output(j)==1
            output(i)=49;
        else
            output(i)=48;
        end
        j=j+1;
    end
end
```

/*Μετατρέπω το περιεχόμενο του πίνακα demux_desired_pattern (που όπως είπαμε και παραπάνω περιέχει το pattern σε δυαδική μορφή που θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s (pattern generator) προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων) σε χαρακτήρες ASCII. Επίσης, βάζω κενά διαστήματα ανάμεσα στα bits του πίνακα demux_desired_pattern (και πάλι σε χαρακτήρες ASCII) και αποθηκεύω το αποτέλεσμα στον πίνακα demux_desired_pattern_output, ο οποίος τώρα περιέχει το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στη γεννήτρια παραγωγής μορφοτύπων στα 10 Gb/s σε δυαδική μορφή και σε χαρακτήρες ASCII με κενά ανάμεσα στα bits*/

```
for i=1:1:2*pattern_length
    demux_desired_pattern_output(i)=32;
end
j=1;
for i=1:1:2*pattern_length
    if mod(i,2)==1
        if demux_desired_pattern(j)==1
            demux_desired_pattern_output(i)=49;
        else
            demux_desired_pattern_output(i)=48;
        end
        j=j+1;
    end
end
```

end

/*Γράφω το αρχείο εξόδου 'output.m'. Παράδειγμα του αρχείου αυτού βρίσκεται στο τέλος του παρόντος παραρτήματος*/

```
fid_output = fopen('output.m','w');
olga = fprintf(fid_output,'The pattern that has to be loaded into the pattern
generator is :\n\n\n')
olga = fprintf(fid_output,'%c',demux_desired_pattern_output);
olga = fprintf(fid_output,'\n\n\n\n\n\n\n')
olga = fprintf(fid_output,'With the above pattern into the pattern generator the
output of the multiplier would be :\n\n\n')
olga = fprintf(fid_output,'%c',output);
fclose(fid_output)
```

/*Στη συνέχεια, μετατρέπω το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων (το οποίο περιέχεται στον πίνακα demux_desired_pattern σε δυαδική μορφή χωρίς κενά) σε δεκαεξαδική μορφή. Το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στον πίνακα C*/

```
for i=1:1:pattern_length+3;
    demux(i)=0;
end
j=1;
for i=1:1:pattern_length
    if demux_desired_pattern(j)==1
        demux(i)=49;
    else
        demux(i)=48;
    end
    j=j+1;
end
```

```
tostring=reshape(demux,8,51);
tostring1=shiftdim(tostring,1);
S=char(tostring1);
A=bin2dec(S);
B=dec2hex(A);

for i=1:1:3*51;
    C(i)=0;
end
j=1;
for i=1:1:51
    C(j)=B(i,1);
    C(j+1)=B(i,2);
    j=j+3;
end
```

/*Τέλος, γράφω το αρχείο εξόδου 'output.txt'. Το αρχείο αυτό θα πρέπει να ανοιχτεί με τον editor (εφαρμογή για editing του pattern generator) προκειμένου να μετατραπεί σε κατάλληλη μορφή για να διαβαστεί από τον pattern generator. Παράδειγμα του αρχείου αυτού βρίσκεται επίσης στο τέλος του παρόντος παραρτήματος*/

```
fid = fopen('output.txt','w');
olga=fopen(fid,'%c',C);
fclose(fid)
```

Παράδειγμα αρχείου που περιέχει την επιθυμητή ακολουθία πακέτων στην έξοδο του τετραπλασιαστή. Τα bit διαχωρίζονται μεταξύ τους με ένα και μόνο κενό χαρακτήρα. Ο τελευταίος χαρακτήρας του αρχείου πρέπει να είναι ο κενός χαρακτήρας. Αυτό σημαίνει ότι το τελευταίο bit του pattern της επιθυμητής ακολουθίας πακέτων θα πρέπει να είναι ο κενός χαρακτήρας:

```
1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 1 1 0
1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0
0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1
0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0
1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1
0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```


Παράδειγμα αρχείου που δημιουργείται μετά την εκτέλεση του κώδικα και που περιέχει σε δυαδική μορφή το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων:

The pattern that has to be loaded into the pattern generator is:

```
1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 0 0 0 0
1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0
1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1
1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0 1 1 0
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1
0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 0
1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```

With the above pattern into the pattern generator the output of the multiplier would be:

```
1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1
1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 1
1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1
1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1
0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0
1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1
0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
```

Παράδειγμα αρχείου που δημιουργείται μετά την εκτέλεση του κώδικα και που περιέχει σε δεκαεξαδική μορφή το pattern που θα πρέπει να φορτωθεί στον pattern generator προκειμένου στην έξοδο του τετραπλασιαστή να προκύψει η επιθυμητή ακολουθία πακέτων. Το αρχείο αυτό θα πρέπει να ανοιχτεί με τον pattern editor (εφαρμογή για δημιουργία μορφοτύπων του pattern generator) προκειμένου να μετατραπεί σε κατάλληλη μορφή για να διαβαστεί από τον pattern generator:

```
EA AB FA 10 68 30 80 00 26 F4 20 00 02 6B D8 DA EE 77 32 00 00 D5 B5 C0 00  
0D 7D 0E 24 DA 6D 68 00 0F 1C C9 80 00 B1 47 91 67 53 A9 C0 00 5D 22 CC 00  
00
```

Παράρτημα Γ

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

Διεθνή περιοδικά με κρίση (*Journals & Letters*)

- J.1 L. Stampoulidis, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, P. Bakopoulos, **O. Zouraraki**, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Enabling Tb/s Photonic Routing: Development of Advanced Hybrid Integrated Photonic Devices to Realize High-Speed, All-Optical Packet Switching", accepted for publication in Journal of Selected Topics in Quantum Electronics vol. 14, issue 3, Mai/June 2008.
- J.2 Carla Raffaelli, Kyriakos Vlachos, Nicola Andriolli, Dimitrios Apostolopoulos, Jakob Buron, Ruth van Caenegem, Grzegorz Danilewicz, Jorge. M. Finochietto, Joan Garcia-Haro, Dimitrios Klonidis, Mike O'Mahony, Guido Maier, Achille Pattavina, Pablo Pavon-Marino, Sarah Ruepp, Michele Savi, Mirco Scaffardi, Ioannis Tomkos, Anna Tzanakaki, Lena Wosinska, **Olga Zouraraki** and Fabio Neri, "Photonics in Switching: Architectures, Systems and enabling Technologies", accepted for publication in The International Journal of Computer and Telecommunications Networking, Volume 52, Issue 10, p. 1873-1890, July 2008.
- J.3 **O. Zouraraki**, K. Yiannopoulos, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, E. Varvarigos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Implementation of an All-Optical Time-Slot-Interchanger Architecture", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 19, issue 17, pp. 1307-1309, Sept., 2007.
- J.4 Ch. Kouloumentas, A. Tzanakaki, I. Tomkos, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, **O. Zouraraki** and H. Avramopoulos, "Packet clock recovery using a bismuth oxide fiber-based optical power limiter", OSA Optics Express, Vol. 15, No. 16, p. 9948, July 2007.
- J.5 P. Bakopoulos, **O. Zouraraki**, K. Vyrsokinos and H. Avramopoulos, "2x2 Exchange/Bypass Switch using 0.8m of Highly Nonlinear Bismuth Oxide Fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 19, issue 10, pp. 723-725, Mai 2007.
- J.6 D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, **O. Zouraraki**, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, and H. Avramopoulos, "Packet-Level Synchronization Scheme for Optical Packet Switched Network Nodes", OSA Optics Express, Vol. 14, No. 26, p. 12665-12669, December 2006.
- J.7 D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, **O. Zouraraki**, L. Stampoulidis, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "All-Optical Label/Payload Separation at 40 Gb/s", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 18, issue 19, pp. 2023-2025, Oct. 2006.
- J.8 P. Bakopoulos, D. Tsiokos, **O. Zouraraki**, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie, "Compact all-optical packet clock and data recovery circuit using generic integrated MZI switches", OSA Optics Express, Vol. 13, No. 17, p. 6401, August 2005.

Διεθνή συνέδρια με κρίση (International Conferences)

- C.1 **O. Zouraraki**, D. Petrantonakis, K. Yiannopoulos, R. Meleiro, L. M. Sadeghioon, A. Poustie, G. Maxwell, E. Varvarigos, K. Vlachos, P. Monteiro, D. Simeonidou and H. Avramopoulos, "Optically-Addressable Packet Timeslot Interchanger Using a Quadruple Switch Array", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OTuB3, Anaheim -California, USA 2007.
- C.2 **O. Zouraraki**, P. Bakopoulos, K. Vyrsoinos and H. Avramopoulos, "2x2 Bismuth-Oxide-Fiber Based Crossbar Switch for All-Optical Switching Architectures", presented in 11th International Conference on Optical Networking Design and Modeling - ONDM), Athens 2007.
- C.3 Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, **O. Zouraraki**, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos and I. Tomkos, "Packet clock recovery at 40 Gb/s and beyond, using a Fabry-Pérot filter and an optical power limiter based on a bismuth oxide fibre", presented in Conference on Lasers and Electro-Optics - CLEO, Baltimore, Maryland 2007.
- C.4 P. Zakynthinos, D. Apostolopoulos, **O. Zouraraki**, D. Petrantonakis, G. Theophilopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Single Chip Quad MZI array in a 40 Gb/s AOLS Front-end", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OWH, Anaheim - California, USA 2007.
- C.5 **O. Zouraraki**, P. Bakopoulos, K. Vyrsoinos and H. Avramopoulos, "Optically Controlled 2x2 Exchange/Bypass Switch with 0.8 m of Bismuth Oxide Nonlinear Fibre", presented in 32th European Conference On Optical Communication - ECOC), Cannes, France 2006.
- C.6 **O. Zouraraki**, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "A 40 Gbps All-Optical Label/Payload Separation Circuit Using Hybrid Integrated MZI Switches", presented in 32th European Conference On Optical Communication - ECOC), Cannes, France 2006.
- C.7 D. Apostolopoulos, **O. Zouraraki**, D. Petrantonakis, P. Bakopoulos, D. Tsiokos, E. Kehayas, H. Avramopoulos, "Bit- and Packet-Level Self-Synchronization for All-Optical Label-Switched Network Nodes with Transparency to Network-Traffic", presented in Optical Fiber Communication Conference - OFC, Session No. OThS2, Anaheim - California, USA 2006.
- C.8 D. Tsiokos, P. Bakopoulos, **O. Zouraraki**, G. Maxwell, A. Poustie, H. Avramopoulos, "Integrated MZI-based All-Optical Clock and Data Recovery for Asynchronous Variable Packet Length Traffic", presented in 31th European Conference On Optical Communication - ECOC), Glasgow, Scotland 2005.