



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

**ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ**

**Προς το οπτικό VLSI με υβριδική ολοκλήρωση φωτονικών
κυκλωμάτων για εφαρμογή στα μελλοντικά δίκτυα
πολυπλεξίας μήκους κύματος**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Παναγιώτης Ε. Ζακυνθινός

Αθήνα, Μάρτιος 2010



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ


Προς το οπτικό VLSI με υβριδική ολοκλήρωση φωτονικών
κυκλωμάτων για εφαρμογή στα μελλοντικά δίκτυα
πολυπλεξίας μήκους κύματος

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

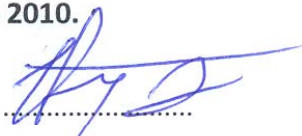
Παναγιώτης Ε. Ζακυνθινός

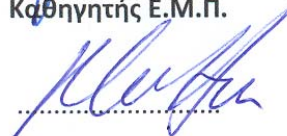
Συμβουλευτική Επιτροπή : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Νικόλαος Ουζούνογλου
Εμμανουήλ Βαρβαρίγος


Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 22^α Μαρτίου 2010.



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


.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.


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


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


.....
Κ. Δέρβος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.


.....
Κ. Βλάχος
Επικ. Καθηγητής Παν. Πατρών


.....
Ν. Πλέρος
Λέκτορας Α.Π.Θ.

Αθήνα, Μάρτιος 2010

.....

Παναγιώτης Ε. Ζακυνθινός

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

Copyright © Παναγιώτης Ε. Ζακυνθινός, 2010.

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.

Περίληψη

Το ερευνητικό έργο της παρούσας διατριβής, έχει σαν στόχο την αξιοποίηση της φωτονικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης για την ανάπτυξη αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων, βασισμένα σε υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία, για την επεξεργασία και τη δρομολόγηση οπτικών δεδομένων στα μελλοντικά WDM δίκτυα υψηλής χωρητικότητας. Τα βασικά δομικά στοιχεία όλων των κυκλωμάτων που υλοποιήθηκαν ήταν ο ολοκληρωμένος οπτικός διακόπτης Mach-Zehnder (MZI), ο ολοκληρωμένος οπτικός μανδαλωτής και τετραπλές συστοιχίες ολοκληρωμένων διακοπών MZI. Οι διατάξεις που υλοποιήθηκαν εκμεταλλεύονται πλήρως τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των φωτονικών στοιχείων από τα οποία αποτελούνται, προφέροντας διαφάνεια στο ρυθμό και την μορφή του εισερχόμενου σήματος δεδομένων. Ακόμα, παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των αντίστοιχων ηλεκτρονικών υλοποιήσεων, όπως υψηλή ταχύτητα επεξεργασίας, ανεξαρτησία της κατανάλωσης ισχύος από το ρυθμό μετάδοσης και απουσία ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής στην περίπτωση ολοκλήρωσης τους σε συστήματα στο δίκτυο. Η ανάπτυξη τέτοιου είδους κυκλωμάτων συντελεί σε μεγάλο βαθμό στην ώθηση των τεχνολογικών εξελίξεων προς την υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων.

Το πρώτο σημαντικό πρόβλημα, που αντιμετωπίστηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής ήταν η αμιγώς οπτική επίλυση συγκρούσεων πακέτων, η οποία πραγματοποιήθηκε με την διασύνδεση δύο οπτικών διακοπών, ενός οπτικού μανδαλωτή, ενός κυκλώματος ανίχνευσης περιβάλλουσας πακέτων και ενός μετατροπέα μήκους κύματος υπερυψηλής ταχύτητας σε ένα πολύπλοκο φωτονικό κύκλωμα. Στην συνέχεια ένα μεγάλο μέρος της παρούσας διατριβής εστιάστηκε στην αμιγώς οπτική αναγέννηση δεδομένων με τη χρήση ολοκληρωμένων διακοπών Mach-Zehnder. Συγκεκριμένα παρουσιάζεται ένας αμιγώς οπτικός πολυκυματικός 3R αναγεννητής δεδομένων εκρηκτικής ροής και αναγεννητές για οπτικά σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης. Τέλος, στα πλαίσια της παρούσας διατριβής παρουσιάσαμε ένα υβριδικό σύστημα άμεσης

διόρθωσης σφαλμάτων (FEC), με σκοπό την αναβάθμιση της λειτουργίας των παραπάνω φωτονικών κυκλωμάτων.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Οπτικά δίκτυα, αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος, ημιαγωγίμος οπτικός ενισχυτής (SOA), ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder, οπτικός μανδαλωτής, αμιγώς οπτική αναγέννηση, οπτική δρομολόγηση, επίλυση συγκρούσεων, φωτονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα, φωτονική ολοκλήρωση, υβριδική ολοκλήρωση, άμεση διόρθωση σφαλμάτων (FEC)

Abstract

The aim of this Ph.D. thesis is the exploitation of the photonic integration technology, for the development of all-optical systems, based on hybrid integrated components, for processing and routing of optical data in future, high capacity WDM networks. The fundamental building blocks of all the systems/sub-systems that were developed in this study, was the Mach-Zehnder Interferometer, the optical flip flop and integrated arrays of Mach-Zehnder interferometers. The developed systems, take full advantage of the benefits of all-optical processing, offering attractive attributes such as transparency in the data format and the data rate. Moreover, compared to the respective electronic circuits, they present much faster processing speeds, independency of the energy consumption from the operating rate and absence of electromagnetic interference. The development of such devices contributes greatly to the future adaptation of all-optical networks, in which, the use of electronic circuits will be avoided and all the functional processes will be handled in the optical layer.

The first major issue that was studied in this thesis was the all-optical contention resolution problem, that was addressed by interconnecting two optical switches, an optical flip flop, a packet envelop detection circuit and a high speed wavelength converter in a complex photonic circuit. Following that, a major part of this thesis focused to the all optical regeneration issue by presenting a multi-wavelength 3R burst mode regenerator consisting of three quad SOA-MZI arrays, and MZI-based all-optical regenerators operating for both amplitude and phase modulated signals. Finally, within the frames of this thesis, we developed a hybrid forward error correction system for functional upgrade of such photonic systems.

KEY WORDS

Optical networks, all-optical signal processing, semiconductor optical amplifier (SOA), integrated Mach-Zehnder interferometer, optical flip-flop, all optical

regeneration, optical routing, contention resolution, photonic integrated circuits – PIC, photonic integration, hybrid integration, Forward Error Correction-FEC.

Πρόλογος

Η εκπόνηση της παρούσης διατριβής έλαβε χώρα κατά την περίοδο 2005-2010 στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου υπό την επίβλεψη του Καθηγητή και Διευθυντή του Εργαστηρίου κ. Ηρακλή Αβραμόπουλου.

Πέρασαν πέντε χρόνια από τότε που έγινα μέλος του PCRL, του εργαστηρίου που έγινε κυριολεκτικά το δεύτερο σπίτι μου. Ώρες ατελείωτες αφιερωμένες πάνω από τους εργαστηριακούς πάγκους μέχρι να «βγει» το πείραμα και να σταματήσει ο καταραμένος BERT να σφυρίζει λάθη. Κι όταν δε σταματούσε αμέσως ήξερα ότι η νύχτα θα είναι μεγάλη όπως πολύ συχνά συμβαίνει στο εργαστήριο. Σε αυτή την μακρόχρονη και δύσκολη προσπάθεια όμως δεν ήμουν μόνος μου. Ήμουν περιτριγυρισμένος από αξιόλογους ανθρώπους που όλοι φρόντιζαν καθημερινά να μη βουλιάξει το κουρσάρικο όπως συνηθίζει να λέει κι ο κ. Αβραμόπουλος το PCRL.

Ότι και να πω για τον Ηρακλή θα είναι λίγο. Επιστήμονας με όλη τη σημασία της λέξεως και δάσκαλος πάνω απ' όλα, ξέρει να πλάθει ανθρώπους, να δίνει τα πάντα στο εργαστήριο και τους πειρατές του και γι' αυτό το λόγο οδήγησε και συνεχίζει να οδηγεί το κουρσάρικο πάντα στην επιτυχία, όσες κακουχίες και φουρτούνες κι αν συνάντησε στο δρόμο του. Του είμαι ευγνώμων για ότι μπόρεσα να καταφέρω όλα αυτά τα χρόνια υπό την επίβλεψή του και την καθοδήγησή του. Τον ευχαριστώ πολύ για την εμπιστοσύνη του και για όσα μου έχει προσφέρει και του εύχομαι κάθε επιτυχία και ευτυχία σε αυτόν και την οικογένειά του.

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω όλα τα μέλη του εργαστηρίου που συνεργαστήκαμε τόσα χρόνια ξεκινώντας με την παλιά γενιά τον Δρ. Γιώργο Θεοφιλόπουλο, τον Δρ. Κώστα Γιαννόπουλο, τον Δρ. Χρήστο Μπίντζα και τον λέκτορα του Αριστοτελείου Πανεπιστημίου Δρ. Νίκο Πλέρο. Τους εύχομαι ότι καλύτερο σε επαγγελματικό και προσωπικό επίπεδο γιατί το αξίζουν και με το παραπάνω.

Περνώντας στην επόμενη γενιά θα ήθελα να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στους Δρ. Γιώργο Κανέλλο, τον Δρ. Κωνσταντίνο Βυρσωκινό και τον Δρ. Δημήτρη Τσιώκο για την άψογη συνεργασία μας στα χρόνια της κοινής μας συμβίωσης στο χώρο του εργαστηρίου και ειδικότερα θέλω να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στο Γιώργο για την επιστημονική του καθοδήγηση στο πρώτο δύσκολο διάστημα που όλα μου φαίνονταν βουνό. Ο Γιώργος έχει μια απίστευτη ικανότητα να σου μεταδίδει τις γνώσεις του με τον πιο απλό τρόπο και ήταν πάντα δίπλα μου να με καθοδηγεί όποτε τον χρειαζόμουν. Του εύχομαι να έρθουν στη ζωή του όλα όπως τα επιθυμεί και θα τον θεωρώ πάντα πολύ καλό μου φίλο. Στην ίδια γενιά ανήκουν και τα τρία χρυσά παιδιά του κουρσάρικου. Οι Δρ. Στράτος Κεχαγιάς, Δρ. Λεόντης Σταμπουλίδης και ο μικρότερος Δρ. Παρασκευάς Μπακόπουλος. Ότι και να πω θα είναι λίγο γι' αυτούς τους τρεις πειρατές. Έχουν δώσει τα πάντα στο εργαστήριο, συνέβαλαν σε τεράστιο βαθμό στην επιτυχία του όλα αυτά τα χρόνια και θυσιάσαν πολλά από την προσωπική τους ζωή για να προσφέρουν στο κουρσάρικο. Έχουν καταφέρει πολλά μέχρι τώρα και τους εύχομαι να συνεχίσουν έτσι γιατί το αξίζουν.

Δε θα μπορούσα να μην εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στα παιδιά της γενιάς μου. Τον Δρ. Δημήτρη Αποστολόπουλο και τον λίαν συντόμως Δρ. Δημήτρη Πετραντωνάκη αλλά και την Δρ. Όλγα Ζουραράκη. Με τους δύο «Δημήτρηδες» δεν ήμαστε απλά συνεργάτες όλα αυτά τα χρόνια. Είμαστε φίλοι και μαζί ζήσαμε πολλά μέσα στο εργαστήριο. Αμέτρητα ξενύχτια, ώρες συζητήσεων σε επιστημονικό και προσωπικό επίπεδο, καλές και κακές στιγμές. Πάντα αναπολώ το ταξίδι στην Αμερική με το Δημήτρη Αποστολόπουλο και τις στιγμές απείρου κάλλους και χαζομάρας με τον Δημήτρη Πετραντωνάκη. Εύχομαι να ζήσουμε μαζί πολύ περισσότερα απ' όσα ζήσαμε αυτά τα πέντε χρόνια σαν πραγματικοί φίλοι που είμαστε και τους εύχομαι τα καλύτερα στη συνέχεια της ζωής τους.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τα παιδιά από τις επόμενες γενιές του εργαστηρίου, το Χρήστο Κουλουμέντα, το Χρήστο Σταματιάδη και τους μικρότερους Αλέξανδρο Μαζιώτη και Μάριο Μπουγιούκο για την άψογη συνεργασία μας και την πολύτιμη βοήθειά τους στα τελευταία στάδια αυτής της διατριβής καθώς και το νέο

αίμα του κουρσάρικου τους Γιάννη Γιαννούλη και Δημήτρη Καλαβρουζιώτη. Τους εύχομαι καλή συνέχεια και καλή δύναμη στα επόμενα χρόνια που έρχονται.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή Εμμανουήλ Βαρβαρίγο και τον επίκουρο καθηγητή Κυριάκο Βλάχο από το Πανεπιστήμιο Πατρών για την πολύτιμη συνεισφορά τους στην περαίωση αυτής της διατριβής και την προτροπή τους να γίνω μέλος του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών και να ασχοληθώ με αυτό τον τομέα της επιστήμης.

Κλείνοντας αυτό τον πρόλογο θα ήθελα να αναφερθώ στους δικούς μου ανθρώπους, που τόσα χρόνια με στηρίζουν, με ανέχονται και είναι κοντά μου σε όλα τα βήματά μου. Στον αδελφικό μου φίλο Θοδωρή Κατσίκα που είμαστε μαζί από παιδιά και ελπίζω να είμαστε τόσο δεμένοι για πάντα. Έχουμε ζήσει πολλά μαζί και ήταν πάντα στο πλευρό μου σε κάθε δύσκολη και ευχάριστη στιγμή. Θοδωρή σ' ευχαριστώ πολύ για όλα. Ιδιαίτερη μνεία θα ήθελα να κάνω στην οικογένειά μου, στους γονείς μου Στάθη και Κανέλλα και στην αδερφή μου Βάλια. Όλα τα ευχαριστώ του κόσμου δεν είναι αρκετά για τους γονείς μου. Τους ευχαριστώ για την αμέριστη συμπαράστασή τους στις επιλογές μου, την κατανόηση και την υπομονή τους και τη στήριξή τους όχι με λόγια, παρά με πράξεις. Θέλω να ξέρουν ότι όλα όσα μου λένε και μου δείχνουν τα ακούω και τα βλέπω. Σε αυτούς και στην αδερφή μου χρωστάω τα πάντα, για ότι έχω καταφέρει και ελπίζω να τους κάνω περήφανους γιατί το αξίζουν. Δε θα μπορούσα να τελειώσω την αναφορά στους δικούς μου ανθρώπους χωρίς να ευχαριστήσω την αγαπημένη μου Ευαγγελία Σπαντιδέα. Την σύντροφό μου που με στηρίζει και είναι κοντά μου από την αρχή αυτής της μακρόχρονης διαδρομής μου στο εργαστήριο. Της χρωστάω πολλά και την ευχαριστώ μέσα από την καρδιά μου γιατί χωρίς την αγάπη της και την ατελείωτη υπομονή της δε θα τα είχα καταφέρει. Θα είμαι πάντα κοντά της και εύχομαι ότι καλύτερο σε αυτήν και την υπέροχη οικογένειά της.

Με τιμή

Παναγιώτης Ε. Ζακυνθινός

*“An experiment is a question which science poses to Nature,
and a measurement is the recording of Nature's answer.”*

Max Karl Ernst Ludwig Planck

«Ἐν οἶδα ὅτι οὐδὲν οἶδα»

Σωκράτης

*“And so you touch this limit, something happens and you
suddenly can go a little bit further. With your mind power, your
determination, your instinct, and the experience as well, you can
fly very high.”*

Ayrton Senna da Silva

Στους γονείς μου Στάθη και Κανέλλα,

στην αδερφή μου Βάλια,

και στη σύντροφό μου Ευαγγελία

Περιεχόμενα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	5
ABSTRACT	7
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	9
ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	20
ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΣΚΟΠΟΣ ΕΡΕΥΝΑΣ	20
1.1 Εισαγωγή.....	20
1.2 Από την ηλεκτρονική στη φωτονική.....	23
1.3 Φωτονική ολοκλήρωση.....	32
1.3.1 Πλατφόρμες φωτονικής ολοκλήρωσης.....	32
1.3.2 Βασικές τεχνικές φωτονικής ολοκλήρωσης	39
1.4 Οπτικά κυκλώματα επεξεργασίας και δρομολόγησης σήματος.....	42
1.4.1 Ηλεκτρο-οπτικά συστήματα επεξεργασίας σήματος.....	43
1.4.2 Αμιγώς οπτικά κυκλώματα επεξεργασίας και δρομολόγησης οπτικών σημάτων.....	45
1.5 Κίνητρα και δομή της διατριβής	47
1.6 Αναφορές.....	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	59
ΦΩΤΟΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΠΙΛΥΣΗΣ ΣΥΓΚΡΟΥΣΕΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΠΑΚΕΤΩΝ ΣΕ ΤΑΧΥΤΗΤΕΣ 160 Gb/s.....	59
2.1 Εισαγωγή.....	59
2.2 Δομικά στοιχεία του κυκλώματος επίλυσης συγκρούσεων.....	60
2.2.1 Οπτικές πύλες Mach-Zehnder υβριδικής ολοκλήρωσης.....	60
2.2.2 Αμιγώς οπτικό flip-flop.....	71
2.2.3 Μετατροπέας μήκους κύματος υπερυψηλής ταχύτητας.....	79
2.2.4 Κύκλωμα ανίχνευσης περιβάλλουσας (PED)	84
2.3 Αρχιτεκτονική συστήματος επίλυσης συγκρούσεων	86
2.4 Πειραματική υλοποίηση στα 160Gb/s RZ.....	87
2.5 Πειραματικά αποτελέσματα	91
2.6 Συμπεράσματα.....	92
2.7 Αναφορές.....	93
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	98
ΠΟΛΥΚΥΜΑΤΙΚΗ 3R ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΕΚΡΗΚΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ	98
3.1 Εισαγωγή.....	98
3.2 Αρχή λειτουργίας 3R οπτικών Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής.....	107
3.2.1 Κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής με χρήση ανισοζυγούς διακόπτη SOA-MZI	109
3.2.2 Αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από πακέτο πληροφορίας	114
3.2.3 Το κύκλωμα απόφασης.....	123
3.3 Σχεδιασμός και κατασκευή τετραπλών στοιχείων SOA-MZI.....	125
3.3.1 Σχεδιασμός στοιχείων	125
3.3.2 Διαδικασία κατασκευής.....	128
3.3.3 Διαδικασία συναρμολόγησης και πακεταρίσματος.....	130
3.4 Αρχή λειτουργίας πολυκυματικού 3R αναγεννητή εκρηκτικής ροής δεδομένων πακέτων..	135
3.5 Πειραματική υλοποίηση	137
3.5.1 Πειραματική διάταξη	137
3.5.2 Πειραματικά αποτελέσματα	139
3.6 Συμπεράσματα.....	143
3.7 Αναφορές.....	144

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	150
ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΠΛΑΤΟΥΣ ΚΑΙ ΤΗΣ ΦΑΣΗΣ	150
4.1 Εισαγωγή.....	150
4.2 Μετατροπή της φάσης σε πλάτος.....	151
4.3 Οπτικός αναγεννητής πολλαπλών λειτουργιών	155
4.4 Ανάπτυξη μη γραμμικού SOA.....	158
4.5 Μετρήσεις.....	161
4.5.1 Μελέτη και κατασκευή OOK/DPSK testbed	162
4.5.1.1 40Gb/s NRZ-OOK/DPSK.....	162
4.5.1.2 40Gb/s RZ-OOK/DPSK (1 ^{ος} Σχεδιασμός)	167
4.5.1.3 40Gb/s RZ-OOK/DPSK (2ος Σχεδιασμός).....	170
4.5.1.4 Υποβάθμιση σήματος	172
4.5.2 Αξιολόγηση του αναγεννητή APACHE OOK/DPSK.....	175
4.5.2.1 Αρχή λειτουργίας αναγέννησης με SOA-MZI.....	176
4.5.2.2 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπή μήκους κύματος: proof-of-principle πειράματα	178
4.5.2.3 Χαρακτηρισμός του APACHE SOA-MZI	186
4.5.2.4 Αναγέννηση δεδομένων 40Gb/s RZ-OOK χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI	190
4.5.2.5 Αναγέννηση δεδομένων 40Gb/s RZ-DPSK χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI	192
4.6 Συμπεράσματα.....	198
4.7 Αναφορές.....	200
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	202
ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΜΕΣΗΣ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ (FEC)	202
5.1 Εισαγωγή.....	202
5.1.1 Το στοιχειώδες πλαίσιο STM-1 και η διαδικασία μετάδοσης του μέσα σε ένα δίκτυο βασισμένο στο SDH	203
5.1.2 Πολυπλεξία σήματος και επίπεδα μετάδοσης του SDH	207
5.2 Το πρότυπο επικοινωνίας SONET	208
5.3 Η εξέλιξη των αρχιτεκτονικών διόρθωσης σφαλμάτων FEC.....	211
5.3.1 Κωδικοποίηση 1 ^{ης} γενιάς	212
5.3.2 Κωδικοποίηση 2 ^{ης} γενιάς	217
5.3.3 Κωδικοποίηση 3 ^{ης} γενιάς	220
5.3.4 Εξέλιξη της απόδοσης των κωδίκων FEC.....	220
5.4 Η κωδικοποίηση «εντός ζώνης» και «εκτός ζώνης» με το σύστημα FOCUS.....	221
5.4.1 Κωδικοποίηση IBC με το σύστημα FOCUS	222
5.4.2 Περιγραφή των διαθέσιμων οκτάδων πλεονασμού και επιλογή του καταλληλότερου κώδικα για την υλοποίηση του FOCUS.....	223
5.4.3 Υλοποίηση συστήματος κωδικοποίησης «εντός ζώνης» με κώδικα RS (244,240,9), σε ρυθμό STM-64	228
5.4.4 Συνδυασμός συστημάτων κωδικοποίησης «εντός» και «εκτός» ζώνης (in-band & out-band FEC)	233
5.5 Πειραματικό μέρος	234
5.5.1 Εισαγωγή.....	234
5.5.2 Ηλεκτρονικό κύκλωμα – Υβριδικό σύστημα FEC.....	235
5.5.3 Οπτικό κύκλωμα	246
5.5.4 Πειραματικά αποτελέσματα	248
5.6 Συμπεράσματα.....	255
5.7 Αναφορές.....	258
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	261
ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΕΡΕΥΝΑ	261
6.1 Σύνοψη αποτελεσμάτων.....	261
6.1.1 Φωτονικό κύκλωμα επίλυσης συγκρούσεων σύγχρονων οπτικών πακέτων σε ταχύτητες 160Gb/s	263
6.1.2 Πολυκυματική 3R αναγέννηση δεδομένων εκρηκτικής ροής.....	264
6.1.3 Αμιγώς οπτική αναγέννηση σημάτων στο πεδίο του πλάτους και της φάσης	264

6.1.4 Υβριδικό σύστημα άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) για υβριδικά ολοκληρωμένες φωτονικές διατάξεις	265
6.2 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα	266
6.3 Αναφορές	276
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	279
ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΕΓΚΡΙΤΑ ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΑ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ ΚΑΙ ΣΥΝΕΔΡΙΑ.....	279
<i>Δημοσιεύσεις σε έγκριτα περιοδικά (με κρίση)</i>	<i>279</i>
<i>Δημοσιεύσεις σε έγκριτα συνέδρια (με κρίση).....</i>	<i>281</i>
<i>Δημοσιεύσεις σε διαδικασία κρίσης.....</i>	<i>284</i>

Συντμήσεις

AOWC	All-optical wavelength converter	Αμιγώς οπτικός μετατροπέας μήκους κύματος
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής
AWG	Arrayed Waveguide Grating	Συστοιχία φράγματος περίθλασης
BER	Bit Error Rate	Ρυθμός σφαλμάτων
BPF	BandPass Filter	Ζωνοπερατό φίλρο
CRC	Contention Resolution Circuit	Κύκλωμα επίλυσης συγκρούσεων
CW	Continuous Wave	Συνεχές κύμα
DFB	Distributed Feedback Laser	Δίοδος κατανεμημένης ανάδρασης
DI	Delayed Interferometer	Συμβολόμετρο με καθυστέρηση
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	Διαφορική τετραγωνισμένη διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
EAM	Electroabsorption Modulator	Διαμορφωτής ηλεκτροαπορρόφησης
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Ενισχυτής ίνας ερβίου
FDL	Fiber Delay Line	Γραμμή καθυστέρησης
FPF	Fabry-Pérot Filter	Φίλτρο Fabry-Pérot
FSR	Free Spectrum Region	Ελεύθερη φασματική περιοχή
LD	Laser Diode	Δίοδος λέιζερ
MLL	Mode Locked Laser	Λέιζερ εγκλείδωσης ρυθμών
MQW	Multiple Quantum Wells	Πολλαπλά κβαντικά πηγάδια
NRZ	Non-Return-to-Zero	Χωρίς επιστροφή στο μηδέν
OBS	Optical Burst Switching	Οπτική μεταγωγή εκρηκτικής κίνησης
OPS	Optical Packet Switching	Οπτική μεταγωγή πακέτου
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	Οπτικός σηματοθορυβικός λόγος
PLC	Planar Lightwave Circuit	Επίπεδο χαραγμένο φωτο-κυματικό κύκλωμα
PIC	Photonic Integrated Circuit	Ολοκληρωμένο φωτονικό κύκλωμα
PED	Packet Envelope Detection	Ανίχνευση περιβάλλουσας οπτικών πακέτων
PRBS	Pseudo-Random Bit Sequence	Ψευδοτυχαία ακολουθία διφυών
RZ	Return-to-Zero	Επιστροφή στο μηδέν
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Ημιαγωγικός οπτικός ενισχυτής
SOA-MZI	Semiconductor Optical Amplifier Mach-Zehnder Interferometer	Συμβολόμετρο Mach-Zehnder
UMZI	Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer	Ανισοζυγές συμβολόμετρο Mach-Zehnder
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Πολυπλεξία με διαίρεση μήκους κύματος

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΣΚΟΠΟΣ ΕΡΕΥΝΑΣ

1.1 Εισαγωγή

Το παράδειγμα της ηλεκτρονικής

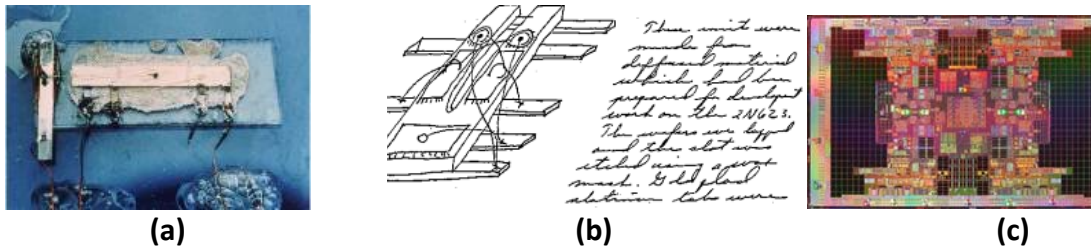
Στην εποχή μας είναι κοινά αποδεκτό, ότι οι φωτονικές τεχνολογίες έχουν ωριμάσει αρκετά και αλλάζουν τον κόσμο μας με το να αποτελούν μια διάχυτη τεχνολογική πλατφόρμα στις τηλεπικοινωνίες, στην ανταλλαγή δεδομένων σε υποσυστήματα, στη διαγνωστική, στις βιοεφαρμογές και σε πλήθος άλλα πεδία, επιστημονικά και μη της καθημερινότητας. Συχνά αναφέρεται ότι υπάρχει μία αναλογία μεταξύ της ανάπτυξης των ηλεκτρονικών και των φωτονικών, με τα τελευταία να βρίσκονται περίπου 30-40 χρόνια πίσω σε ανάπτυξη και ωρίμανση. Θα μπορούσαμε να φανταστούμε την γέννηση των φωτονικών σε αντιστοίχιση με την εταιρεία Intel και την δημιουργία τους να αντιστοιχεί στον μικροεπεξεργαστή. Ας κάνουμε όμως μια μικρή αναδρομή στην ανάπτυξη της ηλεκτρονικής τεχνολογίας πριν προχωρήσουμε σε οποιαδήποτε αντιστοίχιση και ανάλυση της φωτονικής τεχνολογίας.

Τα σύγχρονα ηλεκτρονικά γεννήθηκαν με την εφεύρεση του transistor στα εργαστήρια Bell το 1947 από τους John Bardeen, Walter Brattain και William Shockley. Στους ίδιους απονεμήθηκε το βραβείο Nobel φυσικής για την έρευνά τους στους ημιαγωγούς και την ανακάλυψη των προτερημάτων του transistor [1.1]. Ήταν η εποχή μετά το τέλος του Β' παγκοσμίου πολέμου, με τις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής να επιδιώκουν με κάθε τρόπο την τεχνολογική καινοτομία. Να σημειώσουμε ότι στη θυγατρική εταιρεία των Bell Labs, την Bell Telephone System,

δεν είχε παρουσιασθεί κανένα ενδιαφέρον για εμπορική εκμετάλλευση του προϊόντος. Έπρεπε να περάσουν 6 χρόνια ώστε το transistor να εμφανισθεί στην αγορά με τη μορφή ακουστικού μέσου, το Sonotone 1010 [1.2].

Το 1954, το πρώτο ραδιόφωνο με transistors βγαίνει στην αγορά με τιμή 49.99\$. Πρόκειται για το Regency TR-1 και περιέχει 4 transistors. Η ακουστική συσκευή ήταν κάτι πολύ χρήσιμο σε μια ιατρική κατάσταση αλλά δύσκολα θα μπορούσε να αντιπροσωπεύσει αυτό που λέμε μαζική αγορά. Όμοια, παρόλο που το ράδιο με transistors αντιπροσώπευε μια μεγαλύτερη αγορά για τους κατασκευαστές τέτοιων συσκευών, ο αριθμός των transistors που πουλιόνταν ήταν ανεπαίσθητος συγκριτικά με το παράδειγμα ενός και μόνο chip τετραπύρηνου επεξεργαστή Penryn [1.3], του οποίου σήμερα ο αριθμός των transistor φθάνει τα 820 εκατομμύρια. Το συμπέρασμα είναι ότι στα πρώτα στάδια του ηλεκτρονικού transistor υπήρχε επιστημονικό ενδιαφέρον αλλά για την αγορά ήταν δύσκολο να καθιερωθεί μια τέτοια τεχνολογία.

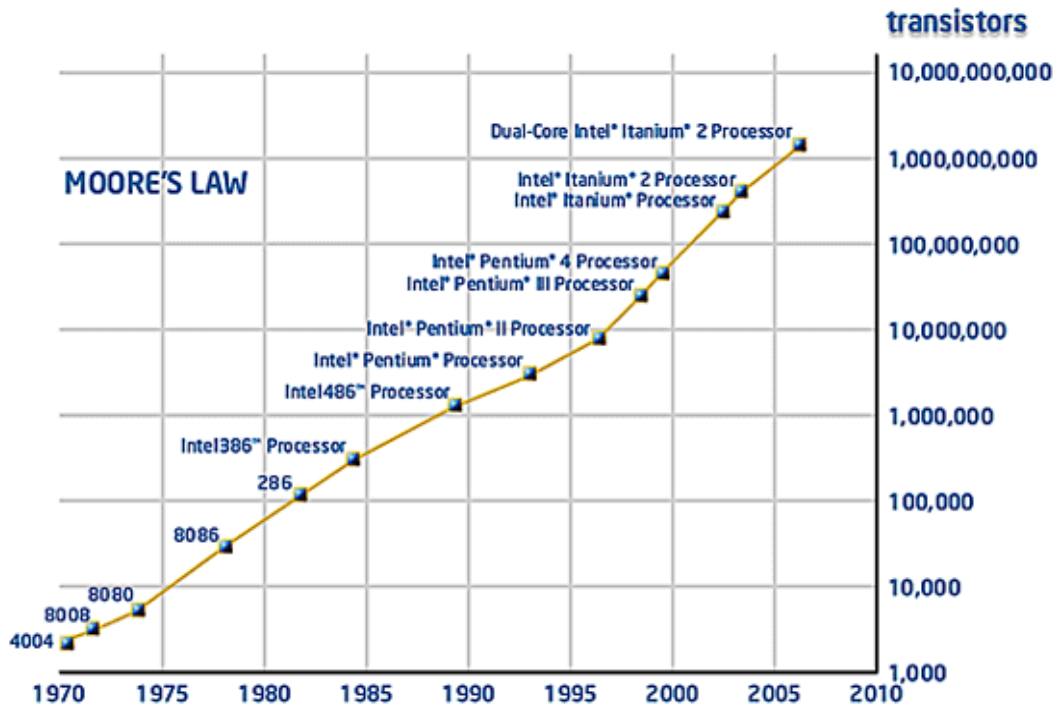
Η ιστορία συνεχίζεται με την εφεύρεση του πρώτου transistor πυριτίου από τον Tanenbaum [1.4] στα εργαστήρια Bell το 1954, η πραγματική επανάσταση όμως ήρθε με την εφεύρεση του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Το ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) έγινε πατέντα από τους Jack Kilby [1.5] της Texas Instruments και τον Robert Noyce [1.6] της εταιρείας Fairchild Semiconductor Corp. το 1959 [1.7] και απεικονίζεται στο **Σχήμα 1.1(a)**. Το πρώτο ολοκληρωμένο κύκλωμα είχε μόνο 1 transistor, 3 αντιστάσεις και έναν πυκνωτή και είχε το μέγεθος του δαχτύλου ενός ενηλίκου. Τα πρώτα ολοκληρωμένα κυκλώματα έβρισκαν εφαρμογές αλλά εξακολουθούσαν να είναι εξωτικές όπως η χρήση τους στο διαστημικό πρόγραμμα APOLO και στους βαλλιστικούς πυραύλους Minuteman. Ακόμα όμως και με αυτές τις συνθήκες το ολοκληρωμένο κύκλωμα φαινόταν σαν μια υποσχόμενη λύση που άξιζε να αναπτυχθεί σε επίπεδο πέρα από το καθαρά ερευνητικό. Το 1968 οι Robert Noyce και Gordon Moore (διάσημος για νόμο Moore) δημιούργησαν την Intel (ακρωνύμιο των INTegrated ELectronics) αφού έφυγαν από την Fairchild Semiconductor Corp.



Σχήμα 1.1: (a) Το πρώτο ολοκληρωμένο κύκλωμα του Kilby (1.6 x 11.1 mm), (b) σελίδα από το σημειώσις του Kilby που περιγράφει ένα flip-flop, (c) ένας σύγχρονος quad-core επεξεργαστής της Intel με 2 δισεκατομμύρια ολοκληρωμένα transistors.

Το 1967 η Texas Instruments εφευρίσκει τον πρώτο φορητό υπολογιστή πράξεων με τιμή τα 2500\$ και τον πρώτο μικροϋπολογιστή το 1971. Είναι η στιγμή που αρχίζουν να καθιερώνονται τα ολοκληρωμένα ηλεκτρονικά κυκλώματα κι έτσι η Intel μπαίνει στο παιχνίδι των επεξεργαστών παρουσιάζοντας τον 4004 με 2300 transistors και ένα χρόνο μετά τον 8008, τον πρώτο 8-bit επεξεργαστή με 3500 transistors. Από τα παραπάνω καταλαβαίνουμε την προσοχή που δόθηκε σε αυτά τα πρώτα στάδια, ώστε να αυξηθεί όσο το δυνατόν περισσότερο η πυκνότητα ολοκλήρωσης στην μικροηλεκτρονική.

Ακολούθησε το πέρασμα από την ολοκλήρωση SSI (small scale integration) στα τέλη του '50/αρχές του '60 στην MSI (medium scale integration), στην LSI (large scale integration) με μερικές χιλιάδες transistors/chip και τελικά στην VLSI (very large scale integration) από το 1980 μέχρι σήμερα. Ο στόχος ήταν ξεκάθαρος: μείωση του μεγέθους του transistor για ταυτόχρονη βελτίωση του κόστους/μονάδα, της κατανάλωση ενέργειας και της ταχύτητα λειτουργίας. Αυτό επετεύχθη με αποδοτικά εργαλεία σχεδιασμού και αξιοποίηση της τεχνολογίας λιθογραφίας. Το αποτέλεσμα ήταν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα να πάρουν το δρόμο τους πάνω στη διάσημη καμπύλη του Moore όπως απεικονίζεται στο **Σχήμα 1.2**. Φυσικό επακόλουθο της αύξησης στην πυκνότητα ολοκλήρωσης ήταν η σταδιακή επέκταση στις εφαρμογές των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, για να φθάσουμε στη σημερινή διεισδυτικότητα των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πυριτίου.



Σχήμα 1.2: Ο διάσημος νόμος του Moore

1.2 Από την ηλεκτρονική στη φωτονική

Τα πρώτα χρόνια

Η ιστορία των φωτονικών ξεκινάει προς τα τέλη της δεκαετίας του '50 με την επινόηση του πρώτου laser στα πλαίσια εργασίας στην κβαντική ηλεκτρονική. Αυτό το επίτευγμα χάρισε στους Charles Hard Townes, Nicolay Gennadiyevich Basov και Aleksandr Mikhailovich Prokhorov το βραβείο Nobel φυσικής το 1964 [1.8] και οδήγησε στην κατασκευή του πρώτου laser από τον Theodore Maiman στα Hughes Research Laboratories το 1960 [1.9]. Το πρώτο laser ήταν ένα flash-lamp pumped Ruby laser το οποίο λειτουργούσε μόνο με παλμικό τρόπο και αποτελεί το έναυσμα των σύγχρονων φωτονικών. Η δεκαετία του '60 αποτελεί μια χρυσή δεκαετία για τους επιστήμονες στην θεωρητική κβαντική ηλεκτρονική/οπτική. Από τεχνολογικής πλευράς είναι εξίσου σημαντική καθώς εφευρέθηκε το ημιαγωγίμο laser δίοδου και ο ημιαγωγίμος ανιχνευτής. Το 1962 παρουσιάστηκε η πρώτη εκπομπή laser από δίοδο GaAs από τον Robert Hall και συνεργαζόμενους στην General Electric. Το 1966

οι Charles Kao και George Hockham του Standard Telecommunication Laboratory in England, προτείνουν ότι οι διηλεκτρικοί κυματοδηγοί μπορούν να οδηγήσουν το φως με σχετικά χαμηλές απώλειες. Οι κυματοδηγοί αυτοί είναι οι γνωστές σε όλους μας οπτικές ίνες. Τέσσερα χρόνια αργότερα το 1970, οι Robert Mauer, Donald Keck και Peter Schultz, τις κατασκευάζουν στην εταιρεία Corning Inc.

Η δεκαετία του 1960 βρίσκει την κοινωνία να ευημερεί και η ανάγκη για επικοινωνία είναι διάχυτη. Όμως τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα είναι απλά ανύπαρκτα. Το μοναδικό που υπήρχε ήταν το TAT-1, ένα υπερατλαντικό τηλεφωνικό δίκτυο που εγκαταστάθηκε το 1956 και το οποίο μπορούσε αρχικά να διεκπεραιώσει μόνο 36 ταυτόχρονες συνδέσεις φωνής. Σε αντιπαράθεση, το σημερινό TAT-14 μπορεί να διεκπεραιώνει ταυτόχρονα 40.000.000 κυκλώματα φωνής.

Ήταν επίσης η εποχή που το μεγαθήριο με το όνομα Bell Telephone System στις Ηνωμένες Πολιτείες, καθοδηγεί τις εξελίξεις στις τηλεπικοινωνίες παγκοσμίως μέσω των Bell Laboratories. Εκτός από το transistor, τα Bell Labs είναι ο τόπος γέννησης της θεωρίας πληροφορίας με τον Claude Shannon [1.10], του λειτουργικού συστήματος UNIX, της επίταξης μοριακής δέσμης (MBE) για ανάπτυξη οπτικών ημιαγωγών [1.11], της γλώσσας προγραμματισμού C/C++, της παρατήρησης της κοσμικής ακτινοβολίας [1.12] και άλλων πολλών καινοτομιών. Η πηγή laser και η οπτική ίνα κατανοήθηκε ότι αποτελούν το ιδανικό ζευγάρι για τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας. Για τα επόμενα 35-40 χρόνια η καινοτομία στη φωτονική θα καθοδηγείται κυρίως από τις τηλεπικοινωνίες ώστε να λυθεί το πρόβλημα του bandwidth και τα δίκτυα επικοινωνίας να γίνουν αξιόπιστα, οικονομικά και υψηλής χωρητικότητας.

Την 1^η Απριλίου 1977, η AT&T στέλνει τα πρώτα σήματα μέσω ενός δοκιμαστικού συστήματος οπτικής ίνας στην περιφέρεια του Chicago. Μερικές εβδομάδες αργότερα, η General Telephone and Electronics πραγματοποιεί μετάδοση πραγματικής κίνησης μέσω οπτικής ίνας στα 6Mbps και με στο Long Beach της California. Τρία χρόνια αργότερα, το 1980 παρουσιάσθηκε το TAT-8 η πρώτη

υπερατλαντική σύνδεση με χρήση οπτικών ινών η οποία ολοκληρώθηκε το 1988. Ηγετικό ρόλο στην κατασκευή του έπαιξαν οι AT&T, France Telecom και British Telecom. Το TAT-8 ήταν ικανό να υποστηρίξει μέχρι 40.000 τηλεφωνικές συνδέσεις. Από πλευράς φωτονικής τεχνολογίας τις τρεις δεκαετίες από το 1970 μέχρι και τα τέλη του 1990 επικράτησε η ανάπτυξη των κύριων οπτικών στοιχείων τα οποία χρησιμοποιούνται μέχρι και σήμερα. Αυτά περιλαμβάνουν το ημιαγώγιμο διοδικό laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB laser) [1.13], τον οπτικό συζεύκτη, τον οπτικό απομονωτή και τον Lithium Niobate διαμορφωτή [1.14]. Η μετάβαση στη σύγχρονη φωτονική ολοκληρώθηκε με την εφεύρεση του οπτικού ενισχυτή με ίνες προσμίξεων ερβίου (EDFA) [1.15], [1.16]. Ο EDFA βοήθησε στην αμιγώς οπτική ενίσχυση των υποθαλασσίων συνδέσεων, με τον πρώτο να μπαίνει το 1996 στον Ατλαντικό (AT&T Submarine Systems & Alcatel) και ένα χρόνο αργότερα στον Ειρηνικό (AT&T & KDD).

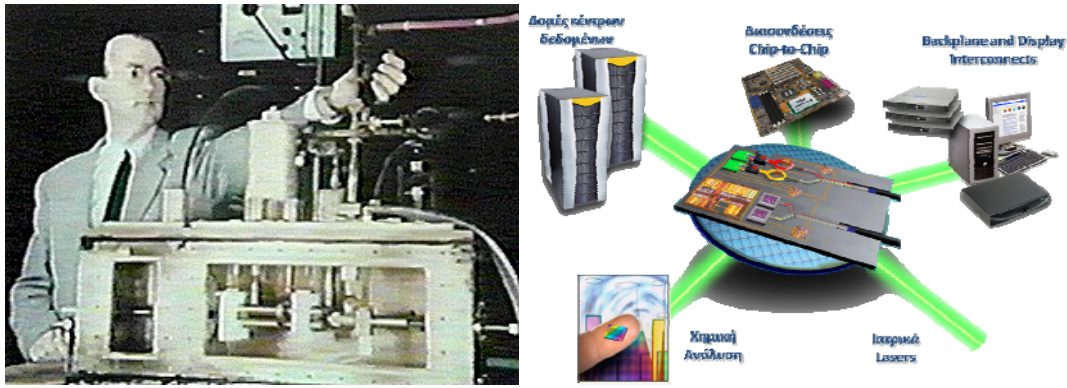
Η ωρίμανση

Κι έτσι φθάνουμε στην αλλαγή της χιλιετηρίδας το 2000. Η τεχνολογία πολυπλεξίας WDM κυριαρχεί και παρατηρείται μια αναπάντεχη ανάπτυξη στην τηλεπικοινωνιακή υποδομή και ειδικά στην ανάπτυξη των long haul δικτύων. Για προφανείς και γνωστούς λόγους, αυτή η ανάπτυξη δεν συμβάδιζε με τις πραγματικές ανάγκες κι αυτό οδήγησε στο γνωστό “bandwidth glut”, την έκρηξη της τηλεπικοινωνιακής φούσκας με θύματα επενδυτές και εταιρείες. Η φούσκα στις τηλεπικοινωνίες δεν είχε ωστόσο μόνο αρνητικές συνέπειες. Τα 5-8 χρόνια που διήρκησε τεράστια ποσά διοχετεύθηκαν στις τηλεπικοινωνίες και ένα μεγάλο μέρος αυτών στην έρευνα και στην φωτονική τεχνολογία. Ήταν η περίοδος που αναπτύχθηκαν δραματικά οι τεχνικές κατασκευής για απλά στοιχεία και λόγω του έντονου ανταγωνισμού μειώθηκαν σημαντικά οι τιμές. Είναι χαρακτηριστικό ότι ένας συζεύκτης το 1990 κόστιζε 500\$ ενώ τώρα περίπου 20\$, με πολύ ανώτερη απόδοση. Είναι επίσης η εποχή της έρευνας με πολλές νέες επινοήσεις οι οποίες

χρηματοδοτούνται αλλά τελικά βουλιάζουν. Κάποιες όμως ήταν ιδιαίτερα ελπιδοφόρες. Και μία από αυτές ήταν το παράδειγμα της εταιρείας Infinera.

Τα χρόνια της τηλεπικοινωνιακής φούσκας τα συστήματα που αναπτύχθηκαν ήταν WDM πρώτης γενιάς [1.17] που χρησιμοποιούσαν μερικά μήκη κύματος (4 με 16) σε σχετικά χαμηλό ρυθμό (2.5Gbps/wavelength και αργότερα 10Gbps/wavelength [1.18]). Τα συστήματα αυτά ήταν λίγο πιο εξελιγμένα από τα πρωτότυπα που αναπτύχθηκαν για δοκιμές από τα ερευνητικά εργαστήρια (AT&T Bell Labs, Alcatel Labs κτλ.) των μεγάλων τηλεπικοινωνιακών εταιρειών (δεν ονομάζονταν system vendors τότε). Τα συστήματα αυτά αναπτύχθηκαν με βάση την απόδοση και την διαχρονικότητα, αλλά δεν βελτιστοποιήθηκαν για παραγωγή και με γνώμονα τα λειτουργικά κόστη. Για παράδειγμα οι πομποδέκτες που χρησιμοποιήθηκαν στα long haul συστήματα αποτελούνταν από ηλεκτρονικά οδήγησης και οπτικά κυκλώματα που περιελάμβαναν lasers, απομονωτές φωτοδιόδους κτλ. τα οποία ήταν συναρμολογημένα με το χέρι. Ο αναρίθμητοι οπτικοί ενισχυτές που χρησιμοποιούνταν σε αυτά τα συστήματα ήταν επίσης κατασκευασμένοι με το χέρι (για 12.000km υπερατλαντικό σύστημα χρησιμοποιούνταν 400 EDFAs). Σε αυτά τα πρώτα χρόνια ανάπτυξης (1990-2000), το σχετικά μεγάλο κόστος των συστημάτων σε συνδυασμό με την συναρμολόγηση στο χέρι δεν ήταν κάτι ελπιδοφόρο. Υπήρχαν σχετικά λίγοι system vendors (όχι από χώρες με χαμηλό κόστος εργασίας) με μικρή ανταγωνιστικότητα μεταξύ τους ως προς τις τιμές. Ήταν επίσης τα χρόνια της φούσκας που σήμαινε ότι υπήρχε μεγάλη ζήτηση για συστήματα και πληθώρα φθηνών κεφαλαίων για επενδύσεις στην τηλεπικοινωνιακή υποδομή.

Στα χρόνια που ακολούθησαν όχι μόνο δεν τελείωσε η αρνητική περίοδος αλλά εμφανίστηκε ένας βίαιος ανταγωνισμός από κινέζικους vendors. Το χαμηλό κόστος εργασίας συμβάδιζε με χαμηλές τιμές. Αυτή η αναλογία που ξεκίνησε περίπου το 2000 συνεχίζεται μέχρι σήμερα με αποτέλεσμα να αντικαταστήσει στην κορυφή των



Σχήμα 1.3: Η εξέλιξη της φωτονικής τεχνολογίας με την ανακάλυψη του laser στα τέλη του '50 (αριστερά) και τα πολύπλοκα ολοκληρωμένα φωτονικά κυκλώματα σήμερα (δεξιά.)

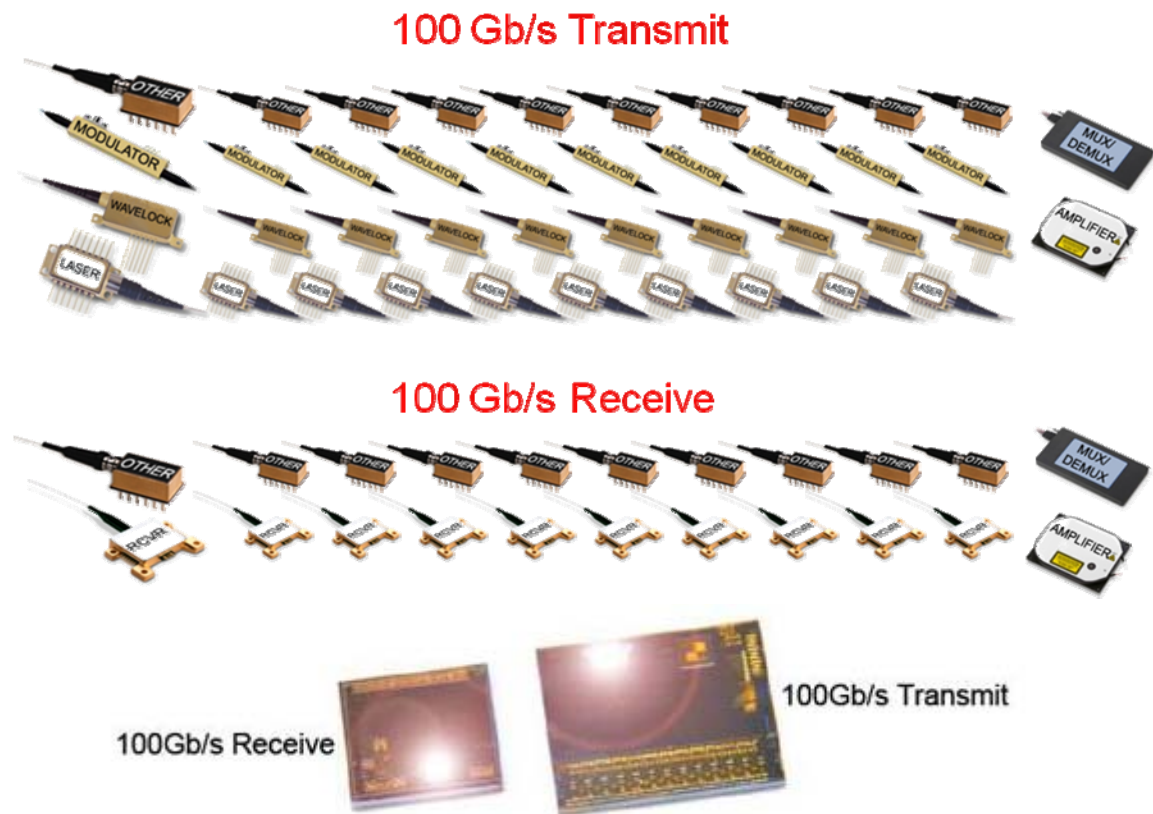
system vendors κολοσσούς από τις Ηνωμένες Πολιτείες, την Ευρώπη και την Ιαπωνία.

Και φτάνουμε στο σήμερα: Μια ενδιαφέρουσα ιστορία

Σε αυτό το σημείο εμφανίζεται η Infinera και επιδεικνύει τα σαρωτικά πλεονεκτήματα της φωτονικής ολοκλήρωσης [1.19]. Η Infinera δεν είναι ούτε η πρώτη, ούτε η μοναδική εταιρεία στην μεγάλη βαθμού ολοκλήρωση φωτονικών κυκλωμάτων [1.20]-[1.22]. Το παράδειγμά της όμως αποτελεί ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα της σημερινής κατάστασης και εξέλιξης στην ολοκλήρωση φωτονικών κυκλωμάτων.

Ιδρύθηκε το 2000 αρχικά σαν Zipton Networks και έλαβε το πρώτο επενδυτικό κεφάλαιο τον Απρίλιο του 2001 (86\$). Τα πρώτα της προϊόντα παρουσιάστηκαν το 2004 μετά από χρόνια μυστικότητας. Το 2007 με πωλήσεις στο ευρύ κοινό τα κέρδη της ήταν περισσότερα από 180 εκατομμύρια δολάρια . Το **Σχήμα 1.4** απεικονίζει σε μια φωτογραφία ποια ήταν η φιλοσοφία της Infinera [1.19]. Στο πάνω μέρος της φαίνονται τα οπτικά στοιχεία που απαιτούνται για να κατασκευαστεί ένας τυπικός πομποδέκτης για 10 WDM κανάλια στα 10Gb/s (με συνολικό throughput 100Gb/s). Είναι ολοφάνερο ότι πρόκειται για έναν πολύ μεγάλο αριθμό στοιχείων. Αυτά τα στοιχεία πρέπει να φτιαχτούν ξεχωριστά, να δοκιμασθούν, να πακεταριστούν και

τελικά να συναρμολογηθούν στους πομποδέκτες. Είναι επίσης προφανές ότι αυτή η πληθώρα στοιχείων απαιτεί και αρκετό χώρο. Στο κάτω μέρος της ίδιας φωτογραφίας απεικονίζεται η ολοκληρωμένη έκδοση σε υλικό InP (Indium Phosphide) που έβγαλε στην αγορά η Infinera.



Σχήμα 1.4: Απαιτούμενα διακριτά στοιχεία για την κατασκευή πομπών και δεκτών στα 100Gb/s και από κάτω τα οπτικά chips πρώτης γενιάς της Infinera με "100G on a chip"

Η Infinera δεν ήταν η πρώτη που αποπειράθηκε να ολοκληρώσει φωτονικά στοιχεία με μονολιθικό τρόπο σε InP. Κι άλλοι οραματίστηκαν την φωτονική ολοκλήρωση [1.20] και το προσπάθησαν νωρίτερα [1.21]-[1.23] αλλά η Infinera μπόρεσε επιτυχώς να αναπτύξει και να βελτιώσει τα στάδια κατασκευής έτσι ώστε να υπερπηδήσει τα προβλήματα της μονολιθικής InP ολοκλήρωσης. Με αυτό τον τρόπο κατάφερε να ολοκληρώσει μεγάλα φωτονικά κυκλώματα (PICs). Επίσης μπόρεσε να ολοκληρώσει και τα ηλεκτρονικά οδήγησης και ελέγχου της κατάστασης των οπτικών σημάτων, όπως για παράδειγμα κυκλώματα FEC (Forward Error

Correction), αντιστάθμιση διασποράς κτλ με αποτέλεσμα τη μείωση του μεγέθους και του κόστους των υποσυστημάτων πομποδεκτών. Η σημαντική μείωση στο κόστος και την πολυπλοκότητα των υποσυστημάτων πομποδεκτών επέτρεψε την επιστροφή στην παραδοσιακή ιδέα των οπτικών συστημάτων μετάδοσης οπτικών ινών, που απαιτούν πολύ προσεκτική (και ακριβή) σχεδίαση του οπτικού συστήματος. Τελευταία η Infinera παρουσίασε έναν πομποδέκτη WDM στα 1.6Tb/s σε ένα μόνο chip. Περιλαμβάνει μεταβλητά lasers, διαμορφωτές, ενισχυτές, διατάξεις καταγραφής κ.τ.λ. με συνολικό αριθμό ολοκληρωμένων στοιχείων πάνω από 200 στο ίδιο chip. Αυτά τα νούμερα μας βοηθάνε σε οποιαδήποτε σύγκριση θέλουμε να κάνουμε με τα ηλεκτρονικά.

Το μήνυμα είναι ξεκάθαρο και απόλυτα κατανοητό: σε ένα ανταγωνιστικό και δύσκολο από οικονομικής άποψης περιβάλλον, η καινοτομία που μειώνει το κόστος και ταυτόχρονα αναβαθμίζει την τεχνολογία αιχμής είναι ο μόνος τρόπος επιβίωσης.

Η φωτονική το 2010 και η πορεία της από δω και πέρα

Από τα προηγούμενα είναι προφανές ότι κάτι σημαντικό συμβαίνει στο πεδίο της φωτονικής ολοκλήρωσης. Δύο σημαντικά νούμερα που εκφράζουν τα οφέλη αυτής της τεχνολογίας είναι ο αριθμός των στοιχείων που ολοκληρώνονται σε ένα chip καθώς και το throughput του ίδιου του chip. Το **Σχήμα 1.5** απεικονίζει το throughput που έχει επιτευχθεί από υπάρχουσες διατάξεις πομπών και υψηλής ταχύτητας δρομολογητές και το **Σχήμα 1.6** των αριθμό των ολοκληρωμένων στοιχείων σε ένα μόνο chip. Αυτές οι καμπύλες αποδεικνύουν τα παρακάτω:

α) Η μονολιθική και η υβριδική τεχνολογία σαν οι βασικές τεχνικές ολοκλήρωσης φωτονικών κυκλωμάτων έχουν ήδη παρουσιάσει εμπορικά διαθέσιμα προϊόντα κι από το 2005 μέχρι σήμερα κατάφεραν να αυξήσουν το throughput/chip στους πομποδέκτες σε βαθμό της τάξης του 100.

β) Στην ίδια περίοδο αυξήθηκε σε βαθμό της τάξης του 10 το throughput στα chips δρομολόγησης. Αυτή η διαφορά με τους πομποδέκτες είναι αναμενόμενη, καθώς η ολοκλήρωση στοιχείων δρομολόγησης είναι πολύ πιο πρόσφατο και πολύπλοκο εγχείρημα. Ωστόσο, τα chip δρομολόγησης με την πολυπλοκότητα και την λειτουργικότητα που παρουσιάζουν έχουν το ρεκόρ ολοκληρωμένων στοιχείων.

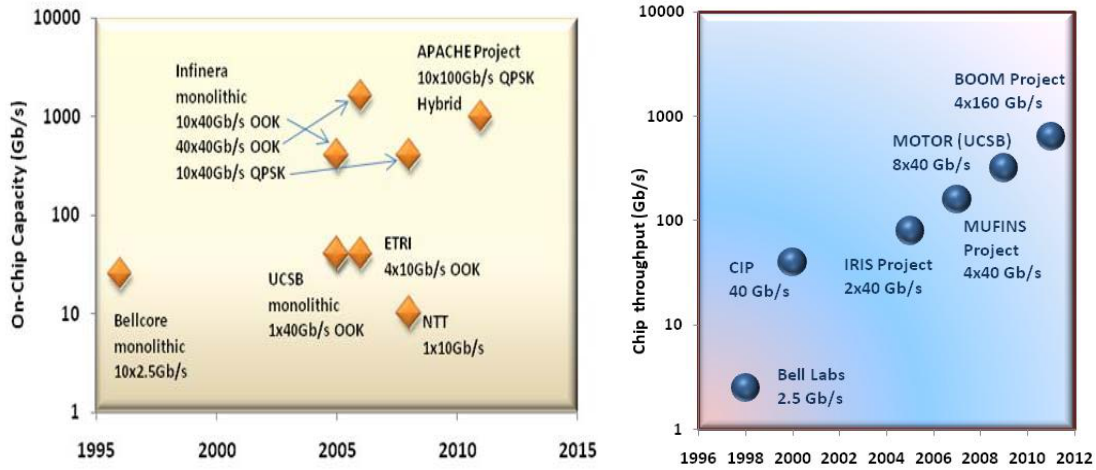
γ) Όμοια από το 2005 μέχρι σήμερα παρατηρείται μια αύξηση της τάξης του 10 στον αριθμό των στοιχείων που μπορούν να ολοκληρωθούν σε ένα PIC. Αυτή τη στιγμή το ρεκόρ στη μονολιθική ολοκλήρωση σε InP είναι 250 στοιχεία (MOTOR chip) και αναμένεται με τη βοήθεια της υβριδικής ολοκλήρωσης αυτός ο αριθμός να φτάσει τις μερικές χιλιάδες με υλικά III-V [1.24], [1.25].

δ) Είναι σημαντικό να προσέξουμε ότι ένας μεγάλος αριθμός των σημείων πάνω στις καμπύλες αναπαριστά πρωτοπορίες που έρχονται από τις Ηνωμένες Πολιτείες. Αυτό δεν αποτελεί έκπληξη. Αναφέραμε την ιστορία της Infinera, η οποία πήρε 86 εκατομμύρια δολάρια σε 4 χρόνια και έφερε τα πρώτα chips στην αγορά. Ομοίως το MOTOR chip από το UCSB χρηματοδοτήθηκε από την DARPA με 15.8 εκατομμύρια δολάρια για 6 χρόνια μέσω του έργου LASOR. Η επιτυχία της IBM με την πλατφόρμα πολυμερών στοιχείων ήταν επιτυχία του έργου Terabus που πραγματοποιήθηκε την περίοδο 2003-2005 με συνολικό προϋπολογισμό τα 7 εκατομμύρια δολάρια. Τα μεγέθη μιλάνε από μόνα τους για την προσπάθεια και την επιδότηση στις Ηνωμένες Πολιτείες.

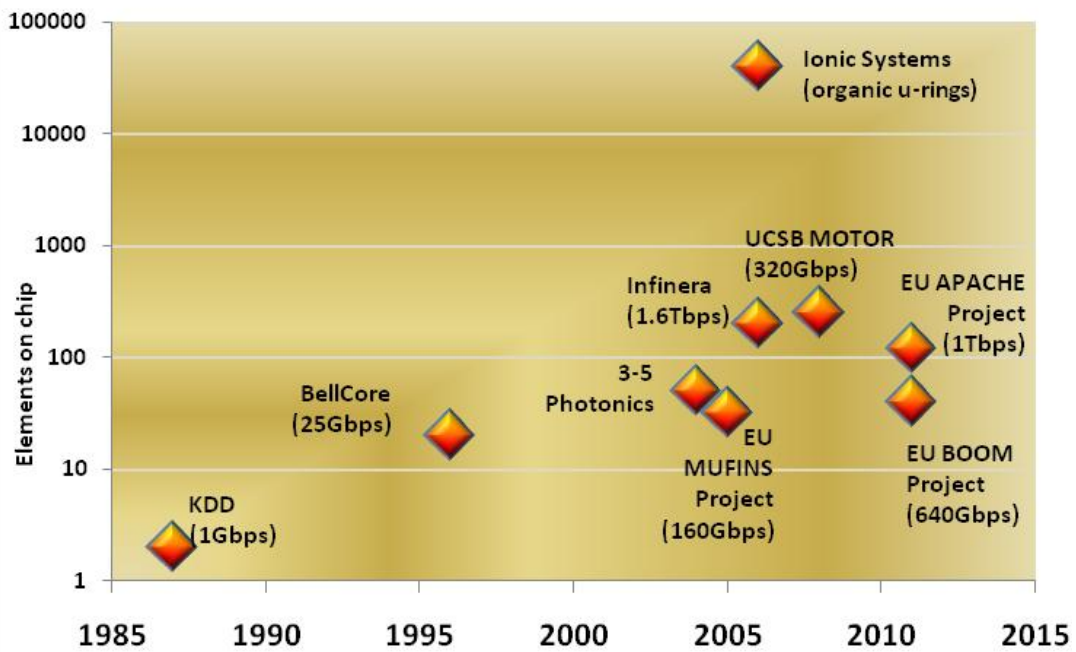
ε) Οι πλατφόρμες πολυμερών και SOI έχουν επιδείξει μεγάλο αριθμό παθητικών στοιχείων (χιλιάδες) ολοκληρωμένα σε ένα chip. Αυτά τα νούμερα είναι πολύ ευοίωνα ειδικά αν συνδυαστούν με τεχνολογία υβριδικής ολοκλήρωσης των στοιχείων.

στ) Τα πλασμόνια είναι στα πρώτα στάδια εξέλιξης και υπόσχονται στοιχεία με μέγεθος κάτω από το όριο των μm.

Όλες οι παραπάνω τεχνολογίες θα αναλυθούν στην παράγραφο που ακολουθεί.



Σχήμα 1.5.: PIC πομποί (αριστερά) και *on-chip* φωτονικά chips δρομολογήσης για terabit δίκτυα (δεξιά)



Σχήμα 1.6: Στοιχεία ανά chip με τη χρήση μονολιθικής και υβριδικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης σε InP, Silicon και Organic πλατφόρμες ολοκλήρωσης

1.3 Φωτονική ολοκλήρωση

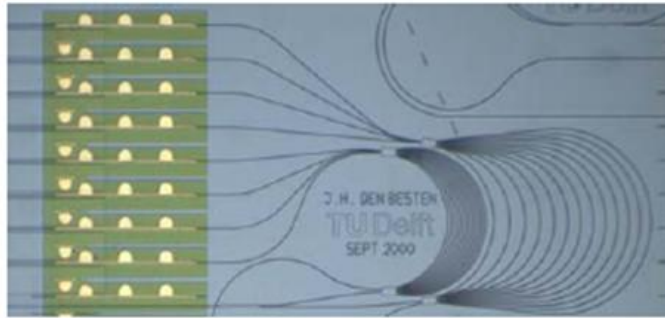
Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα ασχοληθούμε με την ολοκλήρωση των φωτονικών κυκλωμάτων κι αφού αναφέρουμε της πλατφόρμες φωτονικής ολοκλήρωσης, θα αναλύσουμε τις δύο βασικές τεχνικές ολοκλήρωσης που χρησιμοποιούνται αυτή τη στιγμή στα φωτονικά κυκλώματα, την μονολιθική και την υβριδική.

1.3.1 Πλατφόρμες φωτονικής ολοκλήρωσης

III-V photonics

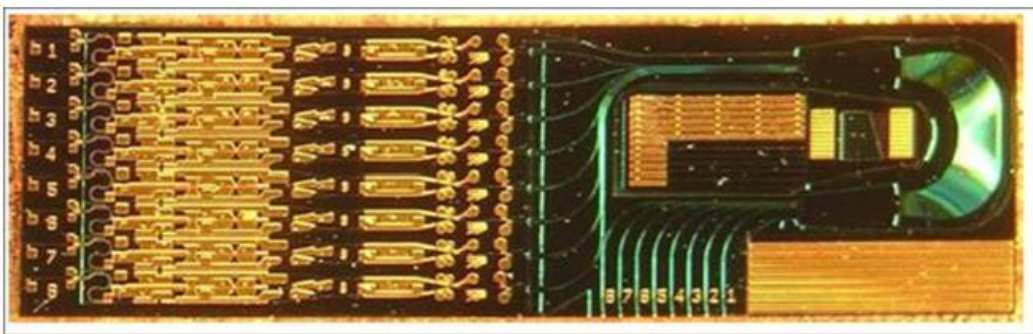
Για τα μήκη κύματος κοντά στα 1550nm, το υλικό που έχει επιλεχθεί για την κατασκευή ολοκληρωμένων, φωτονικών, ενεργών στοιχείων όπως τα lasers και οι ημιαγωγάμοι οπτικοί ενισχυτές (SOAs) είναι το Indium Phosphide (InP), λόγω του άμεσου χάσματος (direct bandgap). Η μονολιθική ολοκλήρωση σε InP υπήρξε μία έντονα ερευνητική περιοχή από τη στιγμή που η Nippon Telegraph and Telephone (NTT) ανέπτυξε το «τρίτο παράθυρο» στα 1550nm το 1977.

Η τάση που συνεχίζεται και σήμερα είναι να μεγαλώνει ο βαθμός ολοκλήρωσης των μονολιθικών chips σε οριζόντια και κάθετη κατεύθυνση. Η οριζόντια ολοκλήρωση επιτυγχάνεται με την σειριακή ολοκλήρωση διαφορετικών λειτουργιών στο φωτονικό chip [1.26]. Η κάθετη ολοκλήρωση επιτυγχάνεται με την παράλληλη ολοκλήρωση ενεργών στοιχείων αυξάνοντας το συνολικό throughput του chip. Αυτό αναφέρθηκε αρχικά από την BellCore το 1996 με την ολοκλήρωση 10 DFB lasers με 10 διαμορφωτές ηλεκτροαπορρόφησης (EAMs) δηλαδή 20 συνολικά ολοκληρωμένα στοιχεία [1.27]. Αυτό το laser πολλαπλών μηκών κύματος, υπήρξε χρήσιμο για την εφεύρεση του φράγματος συστοιχίας κυματοδηγών (AWG) [1.28] που επέτρεψε τον συνδυασμό διαφορετικών μηκών κύματος στο ίδιο φωτονικό chip.



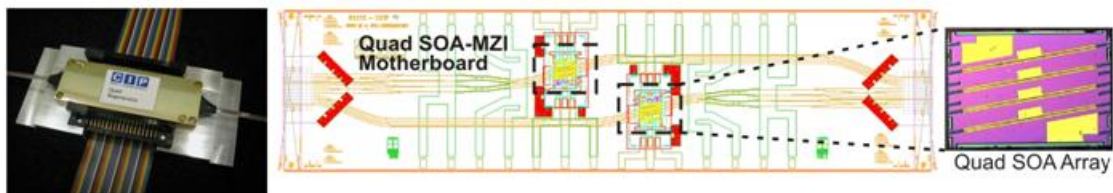
Σχήμα 1.7: Μονολιθικό multi-wavelength laser με χρήση SOAs και AWGs σε InP.

Έκτοτε η μονολιθική ολοκλήρωση λύνει συστηματικά θέματα χώρου που επιτρέπει να κατασκευαστούν μεγαλύτερα και πιο πολύπλοκα chips, όπως πολυκυματικές διατάξεις για monitoring με III-V φωτονικά στοιχεία στην Ολλανδία (50 ολοκληρωμένα στοιχεία) [1.29], Terabit πομπούς από την Infinera (200 ολοκληρωμένα στοιχεία) [1.30] και οπτικούς δρομολογητές μήκους κύματος όπως το MOTOR chip στο πανεπιστήμιο της Santa Barbara (250 ολοκληρωμένα στοιχεία) [1.31]. Εναλλακτική της μονολιθικής ολοκλήρωσης σε InP είναι η υβριδική φωτονική ολοκλήρωση με την παθητική συναρμολόγηση υποστρωμάτων InP σε μια κοινή πλατφόρμα διοξειδίου του πυριτίου σε πυρίτιο (silica on silicon). Εκμεταλλευόμενοι την ωριμότητα και την ευκολία της PLC (Photonic Lightwave Circuit) επεξεργασίας σε υλικά πυριτίου είναι δυνατή η παραγωγή μεγάλων chips από τη συναρμολόγηση επιμέρους μικρών χωρίς περιορισμούς στην απόδοση. Αυτή η μέθοδος προσεγγίστηκε αρχικά κατά τη διάρκεια του έργου FP6-MUFINS όπου



Σχήμα 1.8: Το InP chip MOTOR κατασκευασμένο στο πανεπιστήμιο UCSB με διαστάσεις 4.25 mm x 14.5 mm και περισσότερα από 200 ολοκληρωμένα στοιχεία σε ένα chip

κατασκευάστηκε η πρώτη τετραπλή συστοιχία από οπτικές ημιαγωγίμες πύλες ολοκληρωμένες σε ένα απλό PIC και συνολικό throughput 160Gb/s. Στην παρούσα περίοδο στο έργο FP7-APACHE αναπτύσσονται υβριδικά super-chips νέας γενιάς με ιδιαίτερα υψηλή χωρητικότητα. Τα ολοκληρωμένα που θα κατασκευαστούν, θα είναι πομποδέκτες και αναγεννητές πολλαπλών διαμορφώσεων και θα περιλαμβάνουν lasers, διαμορφωτές ηλεκτροαπορρόφησης και πύλες Mach-Zehnder, με τα συνολικά ολοκληρωμένα στοιχεία σε ένα chip να φθάνουν στα 120. Ο πρώτος ολοκληρωμένος πομπός APACHE σε ένα chip στα 1Tb/s αναμένεται μέσα στο 2011.



Σχήμα 1.9: Η πρώτη υβριδικά ολοκληρωμένη συστοιχία τεσσάρων οπτικών διακοπών με SOAs με συνολικά 32 ολοκληρωμένα στοιχεία που αναπτύχθηκε κατά το έργο FP6-IST-MUFINS

Silicon photonics

Έντονη ερευνητική προσπάθεια στην φωτονική τεχνολογία έχει γίνει για τη χρήση του πυριτίου σαν πλατφόρμα ολοκλήρωσης. Το πυρίτιο έχει προφανή πλεονεκτήματα όπως το γεγονός ότι προσφέρει διαφάνεια στα 1550nm και επιτρέπει την έντονη καμπύλωση των κυματοδηγών χωρίς να υπάρχουν απώλειες στην κυματοδηγηση του φωτός, οδηγώντας στην πυκνή ολοκλήρωση κυκλωμάτων. Εξίσου σημαντικό είναι το γεγονός ότι τα φωτονικά στοιχεία σε πυρίτιο μπορούν να ολοκληρωθούν χρησιμοποιώντας την CMOS τεχνολογία και τις υπάρχουσες υποδομές [1.32]. Τέλος πρέπει να τονιστεί ότι με τη βοήθεια του πυριτίου μπορούν να ολοκληρωθούν φωτονικά και ηλεκτρονικά στοιχεία [1.33] με την ίδια διαδικασία οδηγώντας σε πραγματικά οπτοηλεκτρονικά ολοκληρωμένα chips.

Η κατασκευή παθητικών δομών όπως οι κυματοδηγοί [1.34], οι συζεύκτες [1.35] και τα φίλτρα [1.36]-[1.38] έχει ήδη επιτευχθεί, όπως επίσης και η κατασκευή κυματοδηγών με πολύ έντονη καμπύλωση σε δομές silicon-on-insulator (SOI) [1.39].

Θα ήταν πιθανό με την υπάρχουσα τεχνογνωσία και τεχνολογία να ολοκληρωθούν μέχρι και 106 στοιχεία σε wafer πυριτίου.

Από τα προηγούμενα φαίνεται ότι το πυρίτιο αποτελεί την ιδανική προσέγγιση για την ολοκλήρωση φωτονικών κυκλωμάτων αλλά δυστυχώς είναι ακατάλληλο για την κατασκευή ενεργών στοιχείων όπως lasers και ενισχυτές γιατί το πυρίτιο δεν μπορεί να διαμορφωθεί ώστε να κάνει “lasing”. Ωστόσο, μια σημαντική καινοτομία ανακοινώθηκε από την Intel και το UCSB το 2006 σχετικά με την κατασκευή του πρώτου υβριδικού ηλεκτρικά οδηγούμενου laser πυριτίου. Η συσκευή βασίζεται σε InP για την παραγωγή του φωτός και πυρίτιο για τον έλεγχο και τη συγκράτησή του. Το InP wafer εφαρμόστηκε απευθείας σε ένα διαμορφωμένο φωτονικό chip πυριτίου με τη βοήθεια ενός λεπτού στρώματος οξειδίου που λειτουργούσε σαν «γυάλινη κόλλα» ασφαρίζοντας τα δύο υλικά σε ένα απλό chip. Μια άλλη σημαντική καινοτομία ήταν η ολοκλήρωση ενός διαμορφωτή σε silicon-on-insulator. Η συσκευή είναι βασισμένη σε ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder με μια ανάποδη p-n διεπαφή σε κάθε βραχίονά του και εκμεταλλεύεται το φαινόμενο της διασποράς του ελεύθερου φέροντος πλάσματος για την διαμόρφωση του μέσου διάθλασης σε ταχύτητες μέχρι 30Gb/s [1.40].

Είναι σημαντικό να αναπτυχθούν κι άλλο οι δυνατότητες ολοκλήρωσης σε πυρίτιο, έτσι ώστε να βελτιωθεί η τεχνολογία SOI σαν πλατφόρμα ολοκλήρωσης κι ακόμα περισσότερο η ολοκλήρωση III-V υλικών. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε ένα μεγάλο εύρος από ενεργά στοιχεία. Η υβριδική ολοκλήρωση III-V σε πυρίτιο μπορεί να επιτευχθεί με:

Flip-Chip τεχνική: Η διαδικασία αυτή περιλαμβάνει την ολοκλήρωση προκατασκευασμένων στοιχείων (φωτοδιόδους, lasers, ενισχυτές) σε silicon-on-insulator πλακέτες χρησιμοποιώντας τεχνικές flip-chip (περιστροφή και τοποθέτηση). Η μέθοδος αυτή είναι κατάλληλη για πλακέτες SOI με σχετικά μεγάλους κυματοδηγούς (>1μm).

Τοποθέτηση ανεπεξέργαστων III-V δομών σε υποστρώματα πυριτίου με τη χρήση στρωμάτων πολυμερών: Σε αυτή την τεχνική, οι παθητικές δομές πυριτίου διαμορφώνονται και στη συνέχεια επεξεργάζονται τα III-V υλικά σε κλίμακα wafer. Η τεχνική είναι κατάλληλη για πλακέτες SOI με κυματοδηγούς μεγέθους nm (<500nm).

Organic photonics

Τα πολυμερή είναι υλικά που χρησιμοποιούνται ευρέως λόγω της μηχανικής ευελιξίας που προσφέρουν. Στις οπτικές τηλεπικοινωνίες άρχισαν να ερευνώνται από τη δεκαετία του 1990 λόγω του χαμηλού κόστους στην παραγωγή τους και της μηχανικής τους ευρωστίας. Σημαντικό ορόσημο στα φωτονικά πολυμερή υπήρξε η ανάπτυξη της πλαστικής οπτικής ίνας (POF). Σε σχέση με τις συνηθισμένες οπτικές ίνες, οι POF είναι πιο ανθεκτικές μηχανικά και προσφέρουν φθηνές λύσεις σε κάποιες εφαρμογές όπως μεταδόσεις μικρής κλίμακας σε βιομηχανικά περιβάλλοντα, στα σπίτια και στα αυτοκίνητα.

Πιο πρόσφατα τα πολυμερή χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή φωτονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα υλικά αυτά παρουσιάζουν χαμηλές οπτικές απώλειες στα τηλεπικοινωνιακά μήκη κύματος (περίπου 0.04dB/cm στα 850nm) [1.41] και χαρακτηρίζονται από εξαιρετικές μηχανικές και θερμικές αντοχές. Αυτή τη στιγμή μεταξύ άλλων γίνεται έρευνα από την Intel και την IBM για αξιοποίηση τους σε υψηλής απόδοσης οπτικές διασυνδέσεις.

Το 2007 η IBM παρουσίασε έναν οπτικό πομποδέκτη (Terabus), ο οποίος βασίζεται σε ένα οπτικό PCB το οποίο περιέχει πυκνά τοποθετημένα πολυμερή κανάλια κυματοδηγών χρησιμοποιώντας διαδικασίες πολλαπλής συναρμολόγησης [1.42]. Το Terabus chip περιλαμβάνει 48 πομπούς VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) και 48 PIN ανιχνευτές, διασυνδεδεμένα με 48 παράλληλους MM οπτικούς κυματοδηγούς με μέγεθος 62.5μm, καταναλώνοντας μόνο 5mW/Gb/s. Στην ίδια γραμμή η Intel παρουσίασε πρόσφατα μια οπτική πλακέτα από πολυμερή που είναι ικανή να φέρει 100 κανάλια των 10Gb/s το καθένα [1.41]. Οι χαμηλές απώλειες και

το μηδενικό crosstalk θέτει τις βάσεις για την GbE (Gigabit Ethernet) επικοινωνία στους υπολογιστές χωρίς να χάνονται πακέτα πληροφορίας στην πλακέτα.

Η τωρινή ερευνητική δραστηριότητα έχει επικεντρωθεί τόσο στην πυκνότητα ολοκλήρωσης όσο και στην ολοκλήρωση ενεργών συσκευών από πολυμερή υλικά. Από την σκοπιά της πυκνότητας ολοκλήρωσης υπάρχουν ήδη ενδείξεις ότι οι παθητικές δομές από πολυμερή μπορούν να αναπτυχθούν σε μεγάλο βαθμό. Για παράδειγμα, χρησιμοποιώντας ηλεκτρικούς συντονιστές δακτυλίων (ring resonators) η Ionic Systems Inc. ενσωμάτωσε περισσότερα από 40.000 τέτοια στοιχεία ένα μόνο chip, αποδεικνύοντας ότι είναι εφικτό να κατασκευαστούν πολυμερή PICs με πολύ μεγάλη κλίμακα ολοκλήρωσης [1.43].

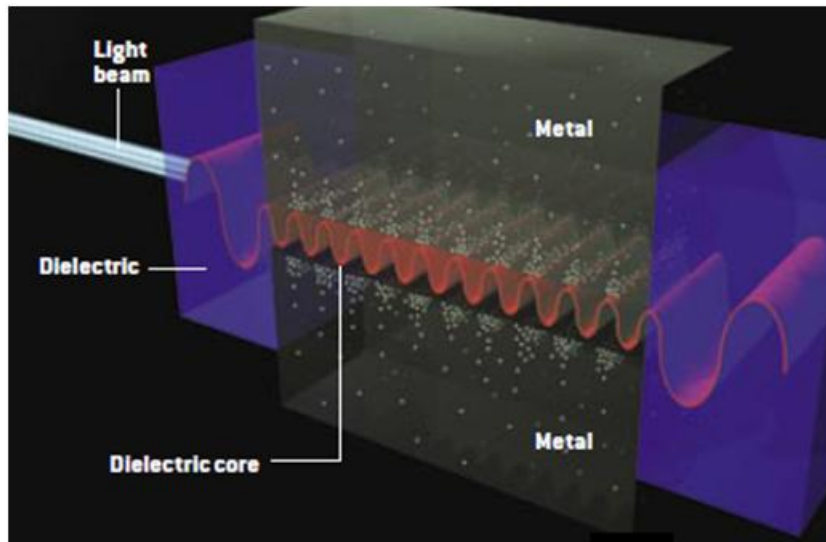
Η συνένωση III-V στοιχείων με πολυμερή υλικά είναι ένα ακόμη σημαντικό θέμα για την ανάπτυξη μια πλατφόρμας ολοκλήρωσης που να βασίζεται σε αυτά τα υλικά. Συσκευές που αποδεικνύουν την λειτουργικότητα αυτής της συνένωσης περιλαμβάνουν υποσυστήματα αμφίδρομης λειτουργίας στα 2.5Gb/s και φασματόμετρα πολλαπλών καναλιών [1.44]. Τα στοιχεία αυτά ενσωματώνουν όλες τις παθητικές λειτουργίες (διαχωριστές, CWDM, αποπολυπλέκτες, AWGs) σε κυματοδηγούς πολυμερών, ενώ lasers και φωτοανιχνευτές ολοκληρώνονται υβριδικά σε πολυμερές PLC.

Οι ηλεκτροπτικές συσκευές όπως οι διαμορφωτές μπορούν επίσης να κατασκευασθούν με βοήθεια των πολυμερών ενώ έχουν παρουσιασθεί τέτοιες συσκευές με λειτουργία στα 100Gb/s από την GigOptix [1.45]. Η λειτουργία τους συνδυάζεται και με την χαμηλή τάση οδήγησης [1.46].

Συμπερασματικά τα χαμηλού κόστους hardware συστήματα δεν μπορούν να ανταποκριθούν στην αυξανόμενη ανάγκη για bandwidth των κέντρων δεδομένων. Έτσι οι επικοινωνίες δεδομένων φαίνονται σαν η ιδανική εφαρμογή των ολοκληρωμένων πολυμερών συστημάτων για ανάπτυξη των επιμέρους πλακετών και πομποδεκτών στις chip-to-chip διασυνδέσεις.

Plasmonics

Τα πλασμόνια είναι μια τεχνολογία που βρίσκεται ανάμεσα στη φωτονική και τα ηλεκτρονικά και φαίνεται να συγκεντρώνει τα σημαντικότερα οφέλη της οπτικής και ηλεκτρονικής μετάδοσης δεδομένων. Τα πλασμόνια είναι ηλεκτρομαγνητικά κύματα με οπτικές συχνότητες, που απαντώνται σε μια μεταλλική/διηλεκτρική διεπαφή και προϋποθέτουν την ανάμιξη των διακυμάνσεων του φωτός και των ηλεκτρονίων στο μεταλλικό μέσο. Συχνά αποκαλούμενα «φως σε καλώδιο», τα πλασμόνια φαίνονται να είναι μια πολλά υποσχόμενη λύση για την ελαχιστοποίηση των διαστάσεων στα οπτικά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Χρησιμοποιώντας επιφανειακά πλασμόνια, τα δεδομένα μεταδίδονται σε οπτικές συχνότητες πάνω σε ένα μικροσκοπικό μεταλλικό καλώδιο με διαστάσεις που μπορούν να είναι αρκετά μικρότερες από το όριο διάθλασης του φωτός. Γι' αυτό το λόγο, τα πλασμόνια μπορούν να λειτουργήσουν σαν μια κοινή πλατφόρμα για ταυτόχρονη μετάδοση οπτικών σημάτων και ηλεκτρικών ρευμάτων μέσω του ίδιου μεταλλικού κυκλώματος σε νανοκλίμακα και να ξεπερασθεί έτσι το πρόβλημα συνδυασμού των micro-φωτονικών με τα nano-ηλεκτρονικά [1.47].



Σχήμα 1.10: Κυματοδηγοί πλασμονίων για συμπίεση του μήκους κύματος της τάξης του 10 ή και περισσότερο [1.48]

Από τη δεκαετία του 1980 όταν πρωτοαναφέρθηκαν τα επιφανειακά πλασμόνια, οι κύριες ερευνητικές προσπάθειες επικεντρώθηκαν στην ανάπτυξη και την αξιολόγηση απλών πλασμονικών συσκευών. Οι πλασμονικοί κυματοδηγοί ήταν η πρώτη πρόκληση καθώς τα πλασμόνια τείνουν να διαλύονται μετά από μερικά χιλιοστά διάδοσης κι έτσι μελετήθηκαν διάφορες γεωμετρίες επιτυγχάνοντας απώλειες λιγότερες από db ανά εκατοστό διάδοσης για την περίπτωση πλασμονικών δομών μεγάλης κλίμακας [1.49]. Το επόμενο βήμα ήταν η ανάπτυξη παθητικών πλασμονικών στοιχείων, όπως κοιλότητες, επαφές, καθρέφτες Bragg, συζεύκτες και συμβολόμετρα Mach-Zehnder [1.50]. Επίσης παρουσιάστηκαν πλασμονικοί διακόπτες αξιοποιώντας το θερμο-οπτικό φαινόμενο [1.51]. Οι τωρινοί θερμο-οπτικοί διακόπτες μπορούν να έχουν διαστάσεις $12 \times 12 \mu\text{m}^2$ και να πετύχουν μεταγωγή σε 1ms με 66mW. Οι έρευνες τώρα επικεντρώνονται στην μείωση αυτών των μεγεθών σε $0.6 \times 0.6 \mu\text{m}^2$, 8mW ισχύ μεταγωγής και 1μs χρόνο μεταγωγής. Σε αυτό το στάδιο τα πλασμόνια παρουσιάζουν τεράστια προοπτική σαν πλατφόρμα ολοκλήρωσης, αλλά είναι ακόμα πολύ νωρίς για να είμαστε σίγουροι πόσο αποτελεσματική θα είναι [1.52].

1.3.2 Βασικές τεχνικές φωτονικής ολοκλήρωσης

Η τεχνολογία οπτικής ολοκλήρωσης έχει αναδειχθεί ως μονόδρομος στην πορεία για το σχεδιασμό κομψών λύσεων αμιγώς οπτικών συστημάτων που θα ικανοποιούν την απαίτηση για μειωμένο κόστος, κατανάλωση ισχύος και φυσικού χώρου καθώς και των απαιτούμενων εξωτερικών διασυνδέσεων (interconnections) ανάμεσα στα οπτικά στοιχεία. Τα σημερινά διακριτά οπτικά στοιχεία καταναλώνουν μεγάλο φυσικό χώρο, καθώς οι διαστάσεις τους δεν μπορούν να είναι μικρότερες από τις διαστάσεις εξωτερικής συσκευασίας τους. Επιπλέον, κατά την υλοποίηση μιας πλήρους οπτικής διάταξης που απαρτίζεται από πληθώρα οπτικών στοιχείων, όλες οι διασυνδέσεις που απαιτούνται γίνονται εξωτερικά με τη χρήση οπτικής ίνας. Για το λόγο αυτό, οι απώλειες οπτικής ισχύος είναι μεγαλύτερες, γεγονός που οδηγεί σε κατανάλωση μεγαλύτερης ηλεκτρικής ισχύος για την ενίσχυση των

οπτικών σημάτων. Τέλος, οι εξωτερικές διασυνδέσεις με οπτικές ίνες μειώνουν την αξιοπιστία και σταθερότητα λειτουργίας των κυκλωμάτων, καθώς οι οπτικές ίνες είναι ευαίσθητες σε περιβαλλοντικές μεταβολές (θερμοκρασίας, πίεσης κ.τ.λ.).

Τα τελευταία χρόνια, η τεχνολογία οπτικής ολοκλήρωσης που υπόσχεται να επιλύσει τα παραπάνω προβλήματα, έχει να επιδείξει σημαντική πρόοδο κυρίως λόγω της εξέλιξης των δυο βασικών της μεθόδων, τη μονολιθική [1.53] και υβριδική τεχνική ολοκλήρωσης [1.54]. Η εκμετάλλευση όλων των καινοτομιών που εισάγονται από τους κατασκευαστές των νέων οπτικών ολοκληρωμένων με τα αυξημένα λειτουργικά χαρακτηριστικά, είναι ζωτικής σημασίας στον δρόμο για την πραγματοποίηση εμπορικά βιώσιμων λύσεων των σύγχρονων οπτικών συστημάτων.

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) [1.55] και έχει τη δυνατότητα να υποστηρίζει ενεργά υλικά πάνω σε μια κοινή πλατφόρμα, όπου χαράζονται τα παθητικά στοιχεία και οι κυματοδηγοί. Μέχρι στιγμής με τη μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης έχει κατασκευαστεί μια πληθώρα οπτικών στοιχείων [1.56]-[1.63] 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 chips, 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 (όπως το InP). Η ομοιομορφία του υλικού δίνει το πλεονέκτημα καλύτερης διασυνδεσιμότητας των στοιχείων και εγγυάται μεγαλύτερη απόδοση (yield) ολοκλήρωσης κατά την κατασκευή μεγάλων οπτικών chips με περισσότερα στοιχεία. Η μονολιθική ολοκλήρωση έχει μέχρι στιγμής να επιδείξει σημαντικά κατορθώματα στην υλοποίηση υψίσυχων (>40 GHz) [1.64]-[1.69] ολοκληρωμένων στοιχείων με μεγάλο εύρος βασικών αλλά αναγκαίων λειτουργιών-κλειδιά για τα σύγχρονα δίκτυα, όπως εξελιγμένων πολυκυματικών πομποδεκτών και κυκλωμάτων οπτικής επεξεργασίας σήματος [1.70]-[1.78]. 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 και η 2/3R αναγέννηση. 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, στην περίπτωση εξέλιξης των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που προηγήθηκε της οπτικής τεχνολογίας, ακολουθήθηκε ένα διαφορετικό μονοπάτι.

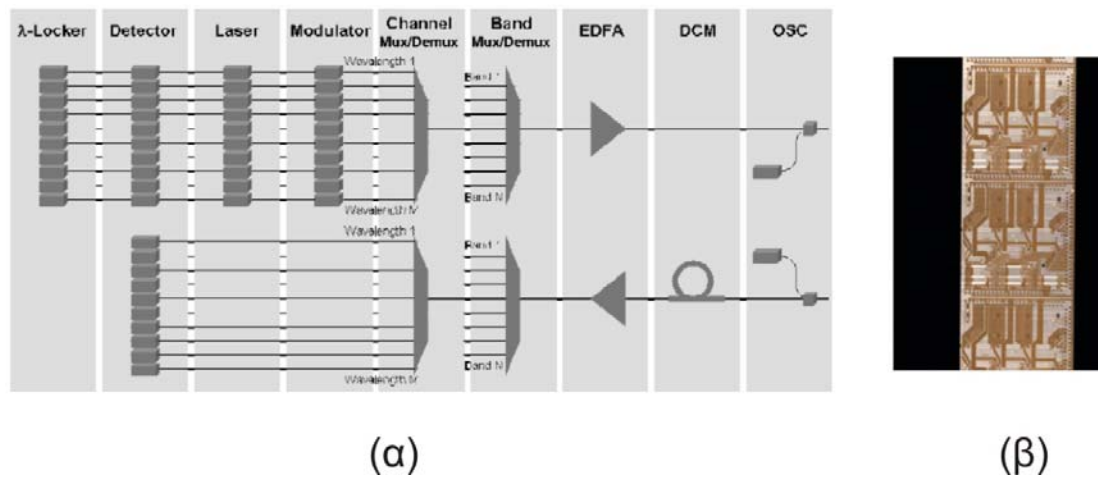
1.4 Οπτικά κυκλώματα επεξεργασίας και δρομολόγησης σήματος

Τα νέα δεδομένα στην σχεδίαση οπτικών κόμβων που φέρνει η εξέλιξη της δικτυακής αρχιτεκτονικής, αναμένεται να οδηγήσουν και σε αντίστοιχες αλλαγές στα συστήματα μετάδοσης και επεξεργασίας των δεδομένων. Κυκλωματικά χαρακτηριστικά όπως το εύρος ζώνης λειτουργίας, η διαφάνεια στον τύπο της πληροφορίας, η ενεργειακή κατανάλωση, το μέγεθος των κυκλωμάτων και η αξιοπιστία τους, θα παίξουν βασικό ρόλο στην επιλογή της τεχνολογίας που θα υιοθετηθεί για την επεξεργασία των δεδομένων τα επόμενα χρόνια. Βραχυπρόθεσμα, η πιο αξιόπιστη λύση φαίνεται να είναι η χρήση εξελιγμένων

ήλεκτρο-οπτικών κυκλωμάτων τόσο για την κάλυψη των αναγκών μεταγωγής και αναγέννησης, όσο και για την αποθήκευση των δεδομένων. Μακροπρόθεσμα όμως, η αμιγώς οπτική τεχνολογία δείχνει να ξεπερνά τα αρχικά της προβλήματα και εκμεταλλεόμενη την εκρηκτική ανάπτυξη της φωτονικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης, προβάλλει εκείνη ως η επικρατέστερη λύση.

1.4.1 Ήλεκτρο-οπτικά συστήματα επεξεργασίας σήματος

Το μεγαλύτερο μειονέκτημα των ηλεκτρονικών διατάξεων που χρησιμοποιούνταν στα οπτικά δίκτυα παλαιότερης γενιάς, ήταν ότι λειτουργούσαν σε πολύ αργούς ρυθμούς σε σχέση με αυτό που μπορούσε να προσφέρει η οπτική ίνα. Τα πλεονεκτήματά τους ήταν το χαμηλό κόστος, η αξιοπιστία και το μικρό τους μέγεθος, όλα απόρροια της εξαιρετικά αναπτυγμένης τεχνολογίας κατασκευής και ολοκλήρωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Για να μπορέσουν όμως τα ηλεκτρονικά κυκλώματα να ανταπεξέλθουν στις νέες υψηλές απαιτήσεις των δικτύων σε ταχύτητα και εύρος ζώνης, χρειάστηκε αρκετό διάστημα επανασχεδιασμού και υλοποίησής τους. Τα νέα κυκλώματα που προέκυψαν από αυτό το εξελικτικό



Σχήμα 1.11: (α) Τοπολογία πομπού και δέκτη για 10 WDM κανάλια και (β) τρία ολοκληρωμένα chip WDM πομπού στα 100 Gb/s (10 κανάλια x 10 Gbps/κανάλι).

στάδιο, δεν εμφάνιζαν πλέον τα προτερήματα της προηγούμενης γενιάς, μιας και το κόστος τους έγινε σημαντικά υψηλότερο, η ενεργειακή τους κατανάλωση αυξήθηκε και το εύρος ζώνης λειτουργίας τους στην πραγματικότητα δεν αυξήθηκε αρκετά.

Τα μειονεκτήματα όμως των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων αντιμετωπίστηκαν από τα νέας γενιάς ηλεκτρο-οπτικά κυκλώματα. Οι εταιρίες ανάπτυξης και παραγωγής τους, συνδύασαν τα καλύτερα χαρακτηριστικά της ηλεκτρονικής και της φωτονικής τεχνολογίας και παρουσίασαν διατάξεις αυξημένων δυνατοτήτων, υψηλής αξιοπιστίας και σχετικά μικρού κόστους. Το πιο αντιπροσωπευτικό παράδειγμα τέτοιων υλοποιήσεων αποτελούν τα επιτεύγματα της Αμερικανικής εταιρίας Infinera που παρουσιάσαμε σε προηγούμενη παράγραφο αυτού του κεφαλαίου .

Η Infinera, αξιοποιώντας γνώσεις ηλεκτρονικής ολοκλήρωσης, προχώρησε σε μονολιθική ολοκλήρωση μεγάλου αριθμού οπτικών στοιχείων πάνω σε ένα υπόστρωμα από InP. Συγκεκριμένα, κατάφερε να ολοκληρώσει περισσότερα από 40 οπτικά στοιχεία παραγωγής και ανίχνευσης WDM σημάτων σε ένα chip εξαιρετικά μικρών διαστάσεων, υλοποιώντας έναν WDM πομπό και έναν WDM δέκτη μέγιστης ταχύτητας 100 Gbps (10 κανάλια x 10 Gbps/κανάλι). Στο **Σχήμα 1.7(α)** φαίνεται το δομικό διάγραμμα μίας γεννήτριας 10 WDM καναλιών που κατόπιν πολυπλέκονται και ενός αντίστοιχου δέκτη, ενώ το **Σχήμα 1.7(β)** δείχνει τρία chips, το κάθε ένα από τα οποία προσομοιώνει την λειτουργία του προηγούμενου κυκλώματος.

Η παραπάνω υλοποίηση σηματοδότησε μια σημαντική στροφή στην έως τότε τεχνολογία που βασιζόταν στον συνδυασμό μεμονωμένων ηλεκτρονικών και οπτικών στοιχείων για τις απαραίτητες ηλεκτροοπτικές μετατροπές του σήματος. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της είναι το μεγάλο εύρος ζώνης που διαθέτει και η χρηστικότητά της, η οποία αδιαμφισβήτητα την καθιστά την βέλτιστη λύση στο χώρο των οπτικών κυκλωμάτων για την κάλυψη των άμεσων τηλεπικοινωνιακών αναγκών των σύγχρονων δικτύων, αλλά και αυτών του κοντινού μέλλοντος.

Η υλοποίηση αυτή όμως δεν παύει να εμφανίζει και μειονεκτήματα. Ενώ σαν σύνολο το κύκλωμα λειτουργεί στα 100Gb/s, η κάθε γραμμή παραγωγής σήματος σε αυτό λειτουργεί στα 10Gb/s. Μια αναβάθμιση της συσκευής σε υψηλότερους

ρυθμούς μετάδοσης θα σημάνει ταυτόχρονα και την χρησιμοποίηση πιο ακριβών στοιχείων με αποτέλεσμα την συνολική αύξηση της τιμής του chip. Επιπλέον, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί από το παραπάνω κύκλωμα ανά κανάλι, περιορίζεται και πάλι σε ρυθμούς μετάδοσης χαμηλότερους από τα 40Gb/s. Επίσης, δεδομένο ότι τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης αποτελούνται από μεμονωμένα στοιχεία περιορισμένων δυνατοτήτων, το κύκλωμα δεν μπορεί να αναβαθμιστεί παρά μόνο να αντικατασταθεί σε περίπτωση συνολικής αναβάθμισης του δικτύου, αυξάνοντας το συνολικό κόστος της αναβάθμισης. Ακόμα, η τεχνολογία αυτή στηρίζεται σε σχεδιαστικές αρχές τέτοιες, που δεν υποστηρίζουν την διαφάνεια στον τύπο των δεδομένων. Τέλος, σημαντική παράμετρο αποτελεί και η ενεργειακή κατανάλωση του κυκλώματος η οποία είναι σαφώς μεγαλύτερη από αυτή που θα είχε μια αμιγώς οπτική υλοποίηση.

1.4.2 Αμιγώς οπτικά κυκλώματα επεξεργασίας και δρομολόγησης οπτικών σημάτων

Αν και από πολύ νωρίς οι αμιγώς οπτικές υλοποιήσεις επεξεργασίας σήματος είχαν δείξει την μεγάλη δυναμική που διέθεταν, δεν υπήρχε αντίστοιχα μεγάλο ενδιαφέρον για την μετάβαση τους από τους πάγκους των εργαστηρίων σε ένα πραγματικό δίκτυο. Μία εξήγηση σε αυτό ίσως αποτελεί το κόστος υλοποίησης τους, που ξεπερνούσε κατά πολύ αυτό των αντίστοιχων ηλεκτρονικών. Επίσης, υπήρχε μεγάλη επιφυλακτικότητα για την αξιοπιστία τους, μιας και οι πειραματικές επιδείξεις που είχαν λάβει χώρα έως τότε, είχαν όλες πραγματοποιηθεί στο αυστηρά ελεγχόμενο περιβάλλον του εργαστηρίου. Ακόμα, διατάξεις αυξημένης πολυπλοκότητας δεν ήταν δυνατόν να υλοποιηθούν λόγω της απουσίας αμιγώς οπτικής μνήμης ταχείας προσπέλασης (RAM). Το σημαντικότερο όμως μειονέκτημα που εμφάνιζαν, ήταν ότι στη συντριπτική τους πλειοψηφία, το μέγεθός τους ήταν κατά πολλές τάξεις μεγέθους μεγαλύτερο από το αντίστοιχο μέγεθος πολύ πιο σύνθετων ηλεκτρονικών ή ηλεκτρο-οπτικών κυκλωμάτων. Αμιγώς οπτικές διατάξεις

σε ολοκληρωμένη μορφή δεν υπήρχαν μέχρι πριν από λίγα χρόνια, πάρα μόνο μεμονωμένα στοιχεία μικρής λειτουργικότητας.

Η κατάσταση αυτή όπως προαναφέραμε έχει σήμερα αλλάξει δραματικά. Η τεχνολογία της φωτονικής ολοκλήρωσης έχει κάνει αλματώδεις προόδους και είναι σε θέση να παράγει πλέον ολοκληρωμένα συστήματα πάνω σε ένα chip. Η εξέλιξη αυτή πραγματοποιήθηκε μέσα σε λίγα μόνο χρόνια και ξεκίνησε με την ολοκλήρωση συστοιχιών ενός μόνο μεμονωμένου στοιχείου, συνέχισε με την ολοκλήρωση πιο πολύπλοκων αλλά και πάλι μεμονωμένων δομών και αυτή την στιγμή έχουν παρουσιαστεί chip πάνω στα οποία έχουν ολοκληρωθεί και διασυνδεθεί περισσότερα από 200 στοιχεία και τα οποία επιτελούν προηγμένες λειτουργίες επεξεργασίας σήματος.

Ο κατάλληλος λογικός σχεδιασμός κυκλωμάτων και η χρήση προηγμένης φωτονικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης μπορεί να οδηγήσει στη δημιουργία οπτικών συστημάτων με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- **Υψηλή ταχύτητα λειτουργίας:** Τα οπτικά υποσυστήματα χρησιμοποιούν μη-γραμμικά στοιχεία τα οποία να έχουν αρκετά μικρό χρόνο απόκρισης της τάξης των ps, και επομένως έχουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης από τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά συστήματα. Τελευταία ερευνητικά αποτελέσματα αναφέρουν οπτική επεξεργασία σήματος σε ταχύτητες μεγαλύτερες από 320Gb/s [1.79].
- **Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος** από αντίστοιχες ηλεκτρονικές διατάξεις: Η κατανάλωση ισχύος κάθε τμήματος ενός δικτύου είναι ίσως από τις πιο σημαντικές παραμέτρους σχεδιασμού του. Ακόμα, καθώς η ταχύτητα λειτουργίας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων αυξάνει, η κατανάλωση ισχύος και ψύξης αυξάνεται δραματικά. Η κατάσταση είναι εντελώς διαφορετική σε οπτικές διατάξεις επεξεργασίας σήματος, καθώς η ηλεκτρική κατανάλωση ισχύος παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη του ρυθμού λειτουργίας του υποσυστήματος.
- **Δυνατότητα φωτονικής ολοκλήρωσης** σε συμπαγής συσκευασίες: Η φωτονική ολοκλήρωση οδηγεί στη σμίκρυνση των ανεπτυγμένων υποσυστημάτων και στη

μείωση της ευαισθησίας των υποσυστημάτων στις αλλαγές της πολωτικής κατάστασης του φωτός.

- **Διαφάνεια στο είδος πληροφορίας και το ρυθμό μετάδοσης:** Η οπτική τεχνολογία επιτρέπει την υλοποίηση δικτυακών εφαρμογών κατευθείαν στο οπτικό επίπεδο ανεξάρτητα από το είδος των επεξεργαζόμενων πακέτων, ή του πρωτοκόλλου που χρησιμοποιείται στο δίκτυο, ενώ έχουν την ικανότητα να λειτουργούν αποδοτικά ανεξαρτήτως ρυθμού μετάδοσης λόγω επεξεργασίας bit προς bit.

1.5 Κίνητρα και δομή της διατριβής

Σκοπός της παρούσας διατριβής ήταν η σχεδίαση και η ανάπτυξη αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων, βασισμένων σε ολοκληρωμένα υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία, για την επεξεργασία, τη μεταγωγή και τη δρομολόγηση οπτικών σημάτων δεδομένων και την εφαρμογή τους στα μελλοντικά δίκτυα πολυπλεξίας μήκους κύματος. Το βασικά δομικά στοιχεία όλων των κυκλωμάτων που υλοποιήθηκαν ήταν υβριδικές διατάξεις με ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές (SOAs). Οι διατάξεις που υλοποιήθηκαν εκμεταλλεύονται πλήρως τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των φωτονικών στοιχείων από τα οποία αποτελούνται και παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των αντίστοιχων ηλεκτρονικών υλοποιήσεων, όπως υψηλή ταχύτητα επεξεργασίας, ανεξαρτησία της κατανάλωσης ισχύος από το ρυθμό μετάδοσης και απουσία ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής στην περίπτωση ολοκλήρωσης τους σε συστήματα στο δίκτυο.

Το πρώτο σημαντικό πρόβλημα που αντιμετωπίστηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής, ήταν η αμιγώς οπτική επίλυση συγκρούσεων οπτικών πακέτων δεδομένων που εισέρχονται σε έναν οπτικό κόμβο λαμβάνοντας υπόψη την προτεραιότητά τους. Το δεύτερο σημαντικό πρόβλημα στο οποίο εστίασαμε ήταν η αμιγώς οπτική πολυκυματική 3R αναγέννηση ασύγχρονων δεδομένων εκρηκτικής ροής σε ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής πακέτου και εκρηκτικής κίνησης (OPS/OBS).

Στη συνέχεια επιχειρήσαμε και παρουσιάσαμε την ταυτόχρονη αναγέννηση οπτικών σημάτων δεδομένων διαμορφωμένα τόσο στο πεδίο του πλάτους όσο και της φάσης με τη χρήση μόνο μίας συσκευής αναγέννησης. Τέλος, στα πλαίσια της παρούσας διατριβής παρουσιάσαμε ένα υβριδικό σύστημα άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) για να μελετήσουμε και να ελέγξουμε τα σφάλματα που εισέρχονται σε ένα οπτικό δίκτυο με υβριδικά ολοκληρωμένες φωτονικές συσκευές λόγω ευαισθησίας τους στην πόλωση των σημάτων εισόδου.

Στην πορεία για την επίλυση αυτών των προβλημάτων αναπτύχθηκαν πρωτοποριακά κυκλώματα οπτικής επεξεργασίας σήματος για την υλοποίηση επιμέρους δομικών υποσυστημάτων. Η λειτουργία αυτών των συστημάτων ανέδειξε επίσης νέες εφαρμογές αυτών στο γενικότερο πεδίο της οπτικής μεταγωγής και επεξεργασίας δεδομένων.

Πιο συγκεκριμένα, με δεδομένο το παραπάνω πλαίσιο αναφοράς, και αφού υλοποιήθηκαν οι κατάλληλες διατάξεις για την παραγωγή, την λήψη και την απεικόνιση των οπτικών σημάτων, η έρευνα επικεντρώθηκε στην ανάπτυξη των παρακάτω υποσυστημάτων με τη χρήση υβριδικά ολοκληρωμένων στοιχείων:

- ενός **αμιγώς οπτικού, μεγάλης κλίμακας κυκλώματος επίλυσης της σύγκρουσης σύγχρονων οπτικών πακέτων στο πεδίο του χώρου και του μήκους κύματος**
- ενός **κυκλώματος πολυκυματικής 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής.**
- ενός **κυκλώματος ταυτόχρονης οπτικής αναγέννησης δεδομένων διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης**
- ενός **υβριδικού συστήματος άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) για τον έλεγχο λειτουργίας υβριδικά ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων**

Στη συνέχεια περιγράφουμε συνοπτικά τη δομή και την εξέλιξη της διατριβής.

Στο **Κεφάλαιο 2** παρουσιάζεται ο σχεδιασμός, η πειραματική υλοποίηση και η αξιολόγηση ενός πολύπλοκου φωτονικού κυκλώματος επίλυσης των συγκρούσεων για σύγχρονα πακέτα δεδομένων, χρησιμοποιώντας υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία, όπως συμβολόμετρα Mach-Zehnder, οπτικά Flip-Flops, μετατροπείς μήκους κύματος υπερυψηλών ταχυτήτων καθώς και ένα κύκλωμα ανίχνευσης περιβάλλουσας πακέτων. Χρησιμοποιήθηκε κωδικοποίηση RZ και επετεύχθη λειτουργία χωρίς σφάλματα για όλες τις εξόδους του κυκλώματος σε ρυθμούς μετάδοσης 160Gb/s.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται ένα αμιγώς οπτικό κύκλωμα πολυκυματικής 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής (3R-BMR). Ο 3R-BMR λειτουργεί στα 10Gb/s με ασύγχρονα και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος επιτυγχάνοντας ταυτόχρονη αναγέννηση για τέσσερα μήκη κύματος (4λ-BMR). Το κύκλωμα είναι εξολοκλήρου βασισμένο σε εμπορικά διαθέσιμα, υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία με τέσσερα συμβολόμετρα MZI οπτικών ενισχυτών ημιαγωγών SOA. Αποτελείται από τρεις διαδοχικές συστοιχίες τετραπλών SOA-MZIs, καθεμιά από τις οποίες εκτελεί μια διαφορετική λειτουργία. Η πρώτη συστοιχία SOA-MZI διαμορφώνεται ώστε να λειτουργεί ως αυτομεταγωγέας και εκτελεί την 2R εκρηκτικής ροής αναγέννηση για τα τέσσερα διαφορετικά σήματα εισόδου. Οι επόμενες δύο συστοιχίες SOA-MZIs που η καθεμιά πραγματοποιεί μια διαφορετική λειτουργία, διασυνδέονται για να πραγματοποιήσουν έναν πολυκυματικό 3R αναγεννητή. Ειδικότερα, η πρώτη συστοιχία SOA-MZI με την ενίσχυση ενός φίλτρου Fabry - Perot εκτελεί την ανάκτηση του χρονισμού του ρολογιού και η τρίτη συστοιχία την αναγέννηση των δεδομένων. Το προτεινόμενο κύκλωμα αναγέννησης παρουσιάζει μια δυναμική περιοχή 6dB όσον αφορά την ισχύ εισόδου και έχει χρόνο κλειδώματος μόνο 4 bits. Δεν απαιτεί κανένα στάδιο μετατροπής OEO και υψηλή ταχύτητα ηλεκτρονικής επεξεργασίας και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως αναγεννητής σε δίκτυα μεταγωγών υψηλής ταχύτητας, οπτικής εκρηκτικής ροής πακέτων.

Στο **Κεφάλαιο 4** περιγράφονται οπτικοί αναγεννητές πολλαπλών λειτουργιών, κατασκευασμένοι με υβριδική τεχνολογία ολοκλήρωσης και ικανοί να λειτουργούν με δεδομένα διαμορφωμένα στο πεδίο της φάσης και του πλάτους. Το κεφάλαιο καλύπτει ένα εύρος ενεργών και παθητικών στοιχείων που σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν σαν δομικά μέρη των οπτικών αναγεννητών. Τα στοιχεία αυτά περιλαμβάνουν ανισοζυγή MZIs (UMZI) για μετατροπή από το πεδίο της φάσης στο πεδίο του πλάτους, πρωτότυπους μη γραμμικούς ημιαγωγίμους οπτικούς ενισχυτές (SOAs) για βελτιωμένη απόκριση στη φάση), οπτικούς αναγεννητές που περιλαμβάνουν πρωτότυπους SOAs και σχέδια για αναγεννητές πολλαπλών λειτουργιών. Σε αυτό το κεφάλαιο επίσης περιγράφεται η πειραματική δοκιμή αυτών των στοιχείων στα 40Gb/s επιτυγχάνοντας αναγέννηση για σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους (OOK) και στο πεδίο της φάσης (DPSK).

Στο **Κεφάλαιο 5** παρουσιάζεται ένα υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης FEC, ικανό να βελτιώσει την απόδοση ενός αμιγώς οπτικού διακόπτη SOA-MZI. Ο οπτικός διακόπτης ρυθμίστηκε ώστε να πραγματοποιεί μετατροπή του μήκους κύματος ενός σήματος εισόδου με κωδικοποίηση NRZ. Στη συνέχεια η οπτική διάταξη μετατροπής μήκους κύματος απορρυθμίστηκε σκόπιμα από τη βέλτιστη λειτουργία της, θέτοντας μάλιστα την πόλωση του σήματος ελέγχου του MZI στη χειρίστη τιμή. Ακόμα και σε αυτή την περίπτωση, το υβριδικό σύστημα ανταπεξήλθε πλήρως στο ρόλο του, βελτιώνοντας τη λειτουργία της οπτικής διάταξης και καθιστώντας την επικοινωνία «αναίσθητη» στην πόλωση του σήματος ελέγχου. Έτσι, το προτεινόμενο υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης FEC αποτελεί ένα σημαντικό εργαλείο για την σταθερή και χωρίς σφάλματα λειτουργία των υβριδικά ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων που περιγράφουμε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, για χρήση τους στα μελλοντικά WDM δίκτυα.

Στο **Κεφάλαιο 6** συνοψίζονται όλα τα αποτελέσματα της διατριβής, γίνεται μία αποτίμηση αυτών και προτείνονται περαιτέρω ερευνητικές δραστηριότητες για την υλοποίηση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων και δικτύων στο επίπεδο του συστήματος κάνοντας χρήση των τεχνολογιών φωτονικής ολοκλήρωσης.

Τέλος, στο Παράρτημα Α αναφέρονται οι δημοσιεύσεις σε διεθνή έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και οι παρουσιάσεις σε διεθνή έγκριτα συνέδρια, που πραγματοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια της διατριβής.

1.6 Αναφορές

- [1.1] http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1956/
- [1.2] J Am Med Assoc. 1954 Mar 6;154(10):835/
- [1.3] <http://www.intel.com/pressroom/archive/releases/20070328fact.htm>
- [1.4] Tanenbaum, Morris. Bell Labs Notebook No. 25505, page 30 (January 26, 1954).
- [1.5] U.S. patent #3,138,743
- [1.6] U.S. patent #2,981,877
- [1.7] Jack S. Kilby, "Invention of the Integrated Circuit", IEEE Transactions on Electron. Devices, Vol. ED-23, No. 8, July 1976.
- [1.8] http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1964/index.html
- [1.9] Maiman, T.H. (1960) "Stimulated Optical Radiation in Ruby". Nature, 187 4736, pp. 493-494.
- [1.10] Claude E. Shannon. A mathematical theory of communication. Bell System Technical Journal, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [1.11] A. Y. Cho and J. R. Arthur Jr., "Molecular beam epitaxy," Prog. Solid State Chem., vol. 10, pp. 157-192, 1975.
- [1.12] www.bell-labs.com/about/history/timeline.html
- [1.13] H. Kogelnik and C. V. Shank, J. Appl. Phys. 43 (5), 2327 (1972).
- [1.14] R. C. Alferness, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp.1121-1137, Aug. 1982.
- [1.15] R.J. Mears, L. Reekie, I.M. Jauncey and D. N. Payne, Electron. Lett., 1987, 23, pp.1026-1028.
- [1.16] E. Desurvire, J. Simpson, and P.C. Becker, Optics Letters, vol. 12, No. 11, 1987, pp. 888-890.
- [1.17] 1999: "See-Me-We 3" with 8 x 2.5 Gb/s and TAT-12/13 with 3 x 5 Gb/s.
- [1.18] TAT-14: <https://www.tat-14.com/>
- [1.19] Dave Welch, "Photonic Integration –Digital Optical Networks", Optical Fiber Communications 2006.

- [1.20] S.E. Miller, "Integrated Optics: an introduction", Bell Syst. Techn. J., 48, 2059, 1969.
- [1.21] T.L. Koch, et al., J. Quantum Electron., 27 (3), 641, 1991.
- [1.22] M. Zirngibl, et al., Electron Lett., 31 (7), 581, 1995.
- [1.23] L.A. Coldren, J. Sel. Top. Quantum Electron., 6 (6), 988. 2000.
- [1.24] M.K Smit, in proc. LEOS 2008, pp. 51-52.
- [1.25] M. Hill et al., nature photonics, Vol.1, p. 589, Oct 2007.
- [1.26] Suzuki et al, J. Lightwave Technol., LT-5, No.9, Sept. 1987.
- [1.27] M.R. Amersfoort et al, in proc. LEOS 1996, Vol. 2, p. 335.
- [1.28] M. K. Smit, El.Lett., 24, 385–386, 1988.
- [1.29] MIT Roadmapping Conference, Erik Pennings, ASIP Inc., May 4, 2004.
- [1.30] R. Nagarajan, et al., Electron. Lett., 42 (12), 771 (2006).
- [1.31] S. C. Nicholes, et al., OFC 2009, San Diego, USA, paper PDPB1.
- [1.32] R.Baets et al., invited, paper FA1, ECOC 2005.
- [1.33] B. Jalali et al, IEEE J. Sel. Top.Quantum Electron. 4, pp. 938.947, 1998.
- [1.34] G. Cocorullo et al., IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.Vol. 4, pp. 983.989 1998.
- [1.35] M. Leppihalme, et al., Proc. SPIE 3936, pp. 2.15, 2000.
- [1.36] G. Przyrembel et al, paper We3.P.40., ECOC 2006.
- [1.37] P. Heimala, et al. , J. Lightwave Technol. Vol 14,pp. 2260.2267, 1996.
- [1.38] T. Aalto, Proc. SPIE 4640, pp.117.124, 2002.
- [1.39] A. Prabhu et al, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 21, May 15, 2009.
- [1.40] A. S. Liu, et al, Opt. Express 15,660 (2007).
- [1.41] J. Beals IV et. Al, in proc. CLEO 2008, paper CMG4.
- [1.42] F. E. Doany, et. al., LEOS 2007, vol., no., pp.545-546, 21-25 Oct. 2007.
- [1.43] Kubacki, R.M., Electronic Components and Technology Conference, 2006, vol., no., pp.6.
- [1.44] <http://www.hhi.fraunhofer.de/en/departments/photonic-components/polymer-oeic/>
- [1.45] <http://www.gigoptix.com>

- [1.46] N. Peyghambarian et al., LEOS 2008. vol., no., pp.185-185, 9-13 Nov. 2008.
- [1.47] W. L. Barnes et al., Nature 424, pages 824–830, 2003.
- [1.48] The Promise of PLASMONICS, Scientific American, pp. 56-63, April 2007.
- [1.49] S. Park et. al., Opt. Express **17**, 697-702 (2009).
- [1.50] R. Charbonneau, N. Lahoud, G. Mattiussi, and P. Berini, "Demonstration of integrated optics elements based on long-ranging surface plasmon polaritons," Opt. Express **13**, 977-984 (2005).
- [1.51] Gagnon G. et al., "Thermally activated variable attenuation of long range surface plasmon polariton waves," J. Lightwave Technol., vol. 24, no. 11, pp. 4391-4402, 2006.
- [1.52] New EU FP7 ICT project "PLATON": Merging Plasmonic and Silicon Photonics Technology towards Tb/s routing in optical interconnects
- [1.53] www.infinera.com
- [1.54] www.ciphotonics.com
- [1.55] 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.
- [1.56] 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.
- [1.57] 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.
- [1.58] 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.

- [1.59] 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.
- [1.60] 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.
- [1.61] 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.
- [1.62] 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.
- [1.63] 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.
- [1.64] 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.
- [1.65] 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.
- [1.66] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Melchior, W. Hunziker, D. Nessel and A. D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gb/s networks," Electron. Lett., Vol. 35, No. 23, pp. 2047-2049, Nov. 1999.

- [1.67] 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.
- [1.68] 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.
- [1.69] 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.
- [1.70] 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.
- [1.71] 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.
- [1.72] 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.
- [1.73] A. 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.
- [1.74] 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.

- [1.75] 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.
- [1.76] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Melchior, W. Hunziker, D. Nessel and A. D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gb/s networks," Electron. Lett., Vol. 35, No. 23, pp. 2047-2049, Nov. 1999.
- [1.77] 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.
- [1.78] 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.
- [1.79] Y. Liu, E. Tangdiongga, Z. Li, H. de Waardt, A. M. J. Koonen, G.D. Khoe, , X. Shu, I. Bennion and H.J.S. Dorren, "Error-free 320 Gb/s SOA-based Wavelength Conversion using Optical Filtering", post-deadline paper PDP28, OFC 2006, Anaheim, USA.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΦΩΤΟΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΠΙΛΥΣΗΣ ΣΥΓΚΡΟΥΣΕΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΠΑΚΕΤΩΝ ΣΕ ΤΑΧΥΤΗΤΕΣ 160 Gb/s

2.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται ο σχεδιασμός, η υλοποίηση και η πειραματική επίδειξη ενός αμιγώς οπτικού κυκλώματος επίλυσης συγκρούσεων (Contention Resolution Circuit – CRC) για σύγχρονα οπτικά πακέτα δεδομένων, λαμβάνοντας υπόψη την προτεραιότητα των πακέτων που πρέπει να δρομολογηθούν, με τη βοήθεια σημαίων προτεραιότητας (priority flags) στα πακέτα. Το αμιγώς οπτικό υποσύστημα επιλύει τις συγκρούσεις πακέτων σε πραγματικό χρόνο, τόσο στο πεδίο του χώρου (deflection routing), όσο και στο πεδίο του μήκους κύματος (wavelength-based contention resolution). Παρόμοια κυκλώματα υλοποιήθηκαν προγενέστερα σε ταχύτητες μέχρι 40Gb/s αλλά χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η προτεραιότητα των πακέτων [2.1], [2.2]. Η λειτουργία του κυκλώματος παρουσιάζεται για τεχνική διαμόρφωσης με επιστροφή στο μηδέν (Return-to-Zero-RZ). Το κύκλωμα υλοποιήθηκε με υβριδικά ολοκληρωμένα οπτικά στοιχεία μεταξύ των οποίων οπτικές πύλες Mach-Zehnder (MZI), οπτικοί ημιαγωγίμοι ενισχυτές (SOA), οπτικά Flip-Flop και ένα κύκλωμα ανίχνευσης περιβάλλουσας πακέτων. Τα στοιχεία αυτά διασυνδέθηκαν μεταξύ τους σε ένα ενιαίο πολύπλοκο οπτικό κύκλωμα το οποίο ανιχνεύει τα συγκρουόμενα πακέτα και τα μετράει σε

διαφορετικές θύρες ή μετατρέπει το μήκος κύματός τους. Η λειτουργία του κυκλώματος παρουσιάζεται για πακέτα δεδομένων με ρυθμοδότηση στα 160Gb/s.

2.2 Δομικά στοιχεία του κυκλώματος επίλυσης συγκρούσεων

2.2.1 Οπτικές πύλες Mach-Zehnder υβριδικής ολοκλήρωσης

Η ανάπτυξη της τεχνολογίας ολοκλήρωσης των οπτικών διακοπών, βρίσκεται αυτή τη στιγμή σε πλήρη εξέλιξη. Ένα τέτοιο φαινόμενο δεν μπορεί παρά να δίνει πολλές ελπίδες για την χρήση της φωτονικής επιστήμης στις τηλεπικοινωνίες του μέλλοντος. Οι προσπάθειες αλλά και τα χρήματα που έχουν επενδυθεί και εξακολουθούν να επενδύονται για την ανάπτυξη της φωτονικής ολοκλήρωσης, αποδεικνύουν την πίστη των επενδυτών στο δυναμικό των οπτικών συστημάτων επικοινωνιών. Σημαντικό κομμάτι αυτής της προσπάθειας καθίσταται και ένα μεγάλο μέρος της εργασίας που παρουσιάζεται σε αυτή τη διατριβή η οποία βασίστηκε σε μεγάλο βαθμό στη χρήση ολοκληρωμένων διακοπών MZI για την ανάπτυξη αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων για τηλεπικοινωνίες. Σε αυτό το πλαίσιο, σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζεται η τεχνολογία ολοκλήρωσης των διακοπών η οποία πραγματοποιήθηκε από την εταιρεία CIP σε στενή συνεργασία με το ΕΦΕ. Ο διακόπτης Mach-Zehnder είναι ο πρώτος, και μέχρι πριν λίγο καιρό ήταν και ο μοναδικός οπτικός διακόπτης ο οποίος έχει ολοκληρωθεί σε ένα και μόνο chip. Πλέον, είναι και εμπορικά διαθέσιμος [2.3], κυρίως για εφαρμογές μετατροπής μήκους κύματος και αναγέννησης. Αυτό είναι ένα ιδιαίτερα σημαντικό πλεονέκτημα της διάταξης του MZI, καθώς βελτιώνει τη σταθερότητα, διευκολύνει τη χρήση του και επιτρέπει εν γένει, την κατασκευή πιο πολύπλοκων διατάξεων με χρήση πολλαπλών διακοπών.

Το γεγονός ότι η λειτουργία του διακόπτη Mach-Zehnder βασίζεται στο χωρικό διαχωρισμό του σήματος εισόδου απαιτεί τη χρήση δύο ημιαγωγίμων οπτικών ενισχυτών, το οποίο αποτελεί ταυτόχρονα μειονέκτημα και πλεονέκτημα της

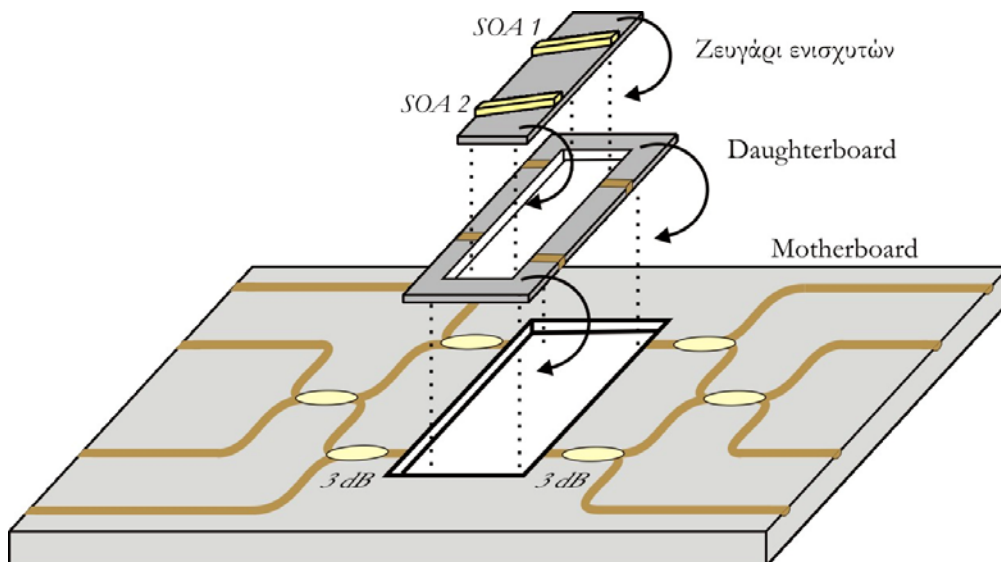
διάταξης. Αποτελεί μειονέκτημα, γιατί οι δύο ενισχυτές σημαίνουν αύξηση του κόστους της διάταξης, συγκριτικά τουλάχιστον με τα συμβολόμετρα μονού βραχίονα και τα συμβολόμετρα κλειστού βρόχου. Επίσης, η διάταξη απαιτεί ακριβή ρύθμιση σε μια σειρά σημαντικών παραμέτρων, όπως μήκη των δύο βραχιόνων, κέρδη των δύο ενισχυτών και πολωτικές καταστάσεις των χωρικά διαχωρισμένων συνιστωσών εισόδου, για να είναι εφικτή η βέλτιστη απόδοσή της και η μεγιστοποίηση του λόγου σβέσης στην έξοδο. Εύλογα επομένως, συγκριτικά πάλι με τα συμβολόμετρα μονού βραχίονα ή ακόμα και με τα συμβολόμετρα κλειστού βρόχου, ο διακόπτης Mach-Zehnder έχει μεγαλύτερο βαθμό δυσκολίας ελέγχου του και στην αρχική ρύθμισή του κατά την πειραματική διαδικασία.

Ταυτόχρονα όμως, η συνδεσμολογία του προσφέρει και σημαντικά πλεονεκτήματα, το κυριότερο από τα οποία είναι η δυνατότητα ολοκλήρωσής του. Επίσης, η χρήση δύο ενισχυτών επιτρέπει την ανεξάρτητη επέμβαση σε κάθε συνιστώσα του σήματος εισόδου, προσφέροντας ευκολία στη δυνατότητα εναλλακτικών συνδεσμολογιών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η συνδεσμολογία ασύμμετρου διακόπτη Mach-Zehnder (asymmetric MZI) [2.4], η οποία βασίζεται στην τοποθέτηση των δύο ημιαγωγών σε μη συμμετρικές θέσεις πάνω στους αντίστοιχους βραχίονες και επιτρέπει τον κατά βούληση καθορισμό του παραθύρου μεταγωγής και, επομένως, τη λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες μετάδοσης.

Ο διακόπτης Mach-Zehnder έχει χρησιμοποιηθεί σε πληθώρα δικτυακών εφαρμογών, με πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα. Πολύ συνοπτικά, οι εφαρμογές αυτές περιλαμβάνουν την από-πολυπλεξία οπτικού καναλιού σε OTDM οπτικούς κόμβους [2.5], την αναγέννηση οπτικού σήματος [2.6], [2.7], [2.8], [2.5], τη μετατροπή μήκους κύματος [2.9], [2.5] καθώς και την υλοποίηση αμιγώς οπτικών πυλών, που επιτελούν λογικές Boolean συναρτήσεις σε υψηλές ταχύτητες λειτουργίας [2.10].

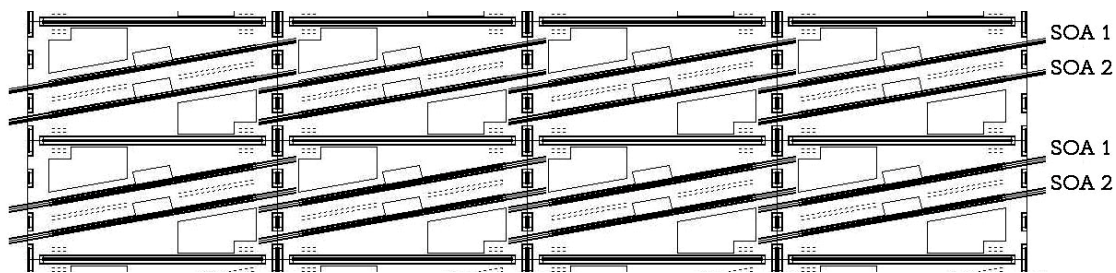
Τεχνολογία υβριδικής ολοκλήρωσης MZI

Οι ολοκληρωμένοι διακόπτες MZI που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτή την διατριβή, ολοκληρώθηκαν από την εταιρεία Centre for Integrated Photonics (CIP), στα πλαίσια του ερευνητικού προγράμματος IST-MUFINS [2.11] σε στενή συνεργασία με το ΕΦΕ. Για την κατασκευή των ολοκληρωμένων MZI, η CIP χρησιμοποίησε υβριδική τεχνολογία. Η υβριδική ολοκλήρωση (hybrid integration) όπως έχουμε ήδη αναφέρει [2.12], περιλαμβάνει αφενός την κατασκευή των επιμέρους στοιχείων (παθητικών και ενεργητικών) σε αντίστοιχες πλατφόρμες και αφετέρου την συναρμολόγηση των ξεχωριστών πλατφορμών για την κατασκευή του τελικού διακόπτη MZI. Οι πλατφόρμες στις οποίες κατασκευάζονται τα ενεργά στοιχεία – δηλαδή οι ενισχυτές SOA, παράγονται από διαφορετικά υλικά σε σχέση με αυτά από τα οποία παράγονται οι πλατφόρμες των παθητικών στοιχείων (συζεύκτες, κυματοδηγοί). Στην διαφορά αυτή έγκειται και η ονομασία της υβριδικής ολοκλήρωσης, σε αντίθεση με την μονολιθική ολοκλήρωση (monolithic integration) σύμφωνα με την οποία όλα τα στοιχεία της συσκευής ολοκληρώνονται από κοινά υλικά και στην ίδια πλατφόρμα [2.13].



Σχήμα 2.1: Απεικόνιση της διαδικασίας ολοκλήρωσης του υβριδικού διακόπτη MZI με τη μέθοδο 'flip-chip'.

Η διαδικασία ολοκλήρωσης των υβριδικών MZI, αποτελείται από τέσσερα βασικά στάδια. Τα πρώτα τρία στάδια περιλαμβάνουν κατά σειρά τις κατασκευές των ενισχυτών SOA, της πλατφόρμας στην οποία τοποθετούνται οι ενισχυτές, ονομαζόμενη και ως daughterboard και της μητρικής πλατφόρμας με την οποία παρέχονται οι απαραίτητοι κυματοδηγοί και συζεύκτες ενός συμβολόμετρου MZI. Το τέταρτο στάδιο της ολοκλήρωσης αφορά στην συναρμολόγηση των επιμέρους πλατφορμών σε μία τελική συσκευή όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.1**.



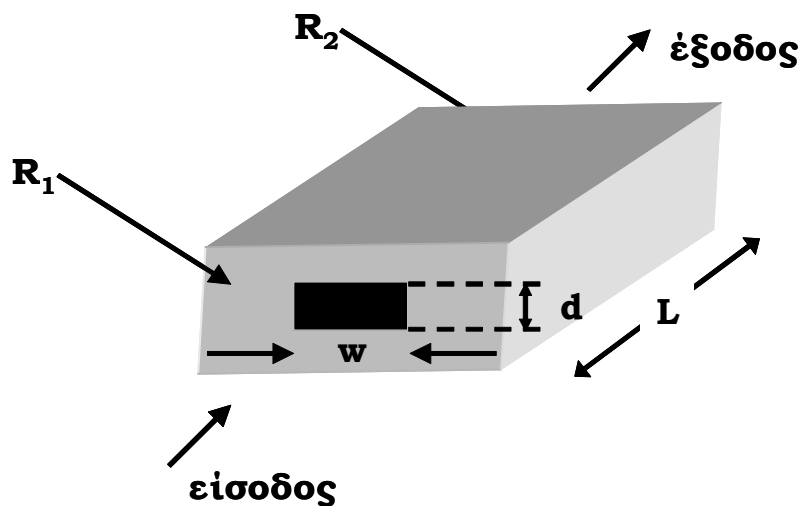
Σχήμα 2.2: Μέρος της μάσκας που χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή ζευγών ενισχυτών SOA. Το κάθε πλαίσιο απεικονίζει ένα ενδεικτικό ζεύγος.

Συγκεκριμένα, το ζεύγος ενισχυτών αφού πρώτα περιστραφεί κατά 180° ως προς τον οριζόντιο άξονά του, τοποθετείται στην πλατφόρμα daughterboard. Η τεχνική που περιλαμβάνει την περιστροφή και την τοποθέτηση της πλατφόρμας σε μία άλλη, ονομάζεται τεχνική ‘flip-chip’ [2.12]. Στη συνέχεια η πλατφόρμα daughterboard τοποθετείται με την τεχνική flip-chip στην μητρική πλατφόρμα (motherboard) η οποία περιλαμβάνει τους κυματοδηγούς, τους συζεύκτες, καθώς και ηλεκτρο-οπτικά στοιχεία μεταβολής της φάσης (γνωστά και ως phase shifters) εκατέρωθεν του κάθε ενισχυτή. Οι phase shifters τροφοδοτούνται με μία DC τάση και χρησιμοποιούνται για την ακριβή ρύθμιση της φάσης και συνεπώς για την βελτιστοποίηση της συμβολομετρικής λειτουργίας. Παρακάτω δίδονται επιπλέον περιγραφές για την κατασκευή των συστοιχιών των ενισχυτών και των πλατφορμών daughterboard και motherboard.

Πλατφόρμα ζεύγους ενισχυτών SOA

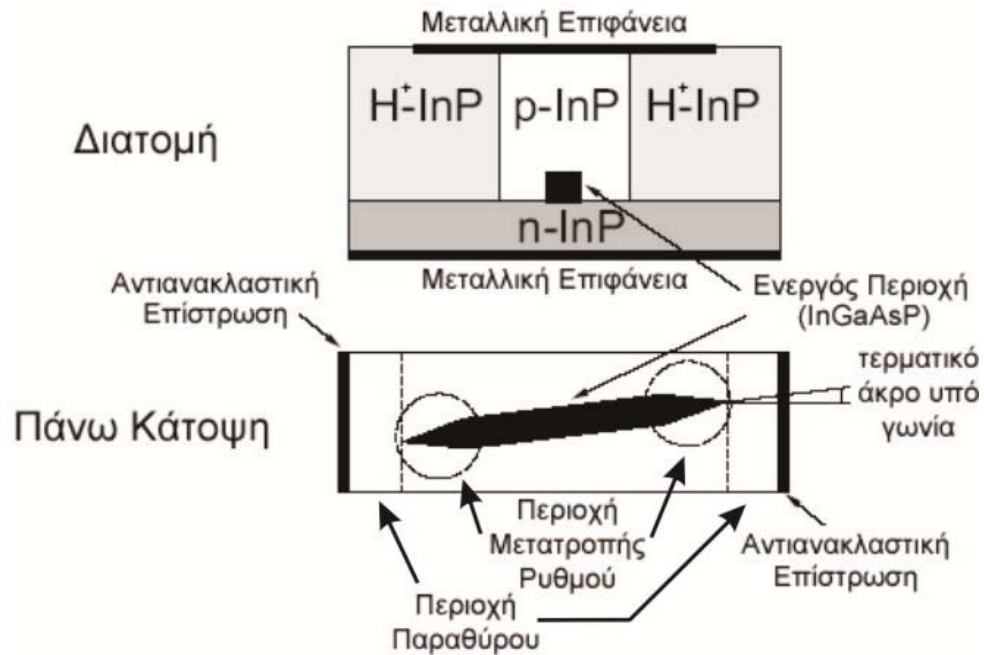
Οι SOA κατασκευάζονται σε μορφή συστοιχιών σε πλατφόρμες από GaAs/InP. Στο **Σχήμα 2.2** φαίνεται μέρος της μάσκας που χρησιμοποιήθηκε για τον σχεδιασμό συστοιχιών με δύο SOA. Τα ζεύγη των ενισχυτών κόβονται με μηχανισμούς ακριβείας (dicing) [2.12], και κατόπιν σε κάθε ένα από αυτά τοποθετούνται αντι-ανακλαστικές επιστρώσεις (anti-reflection coating), για να αποφευχθούν πιθανές ανακλάσεις μέσα στην τελική συσκευή.

Στο **Σχήμα 2.3** φαίνεται η γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού, στον οποίο οι παράμετροι καθορίζουν τον όγκο της ενεργού περιοχής είναι οι διαστάσεις της (μήκος \times πλάτος \times πάχος) = $(L \times w \times d)$.



Σχήμα 2.3: Γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού.

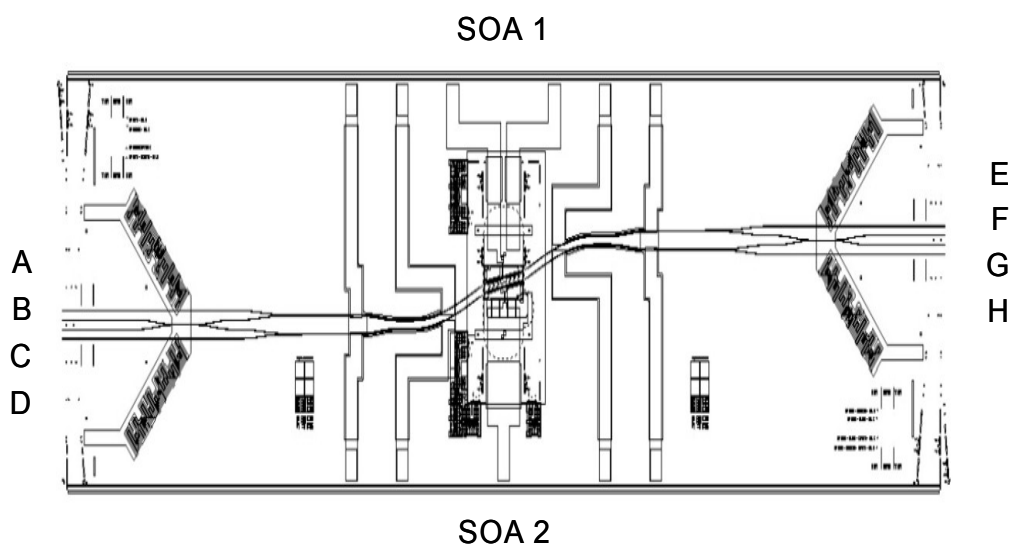
Οι ανακλαστικότητες των τερματικών επιφανειών εισόδου και εξόδου συμβολίζονται με R_1 και R_2 . Για κάποιο ενισχυτή με παράγοντα κέρδους 30 dB, για να μην κάνει ταλαντώσεις το φως μέσα στον ενισχυτή κατά τα πρότυπα των laser θα πρέπει η ανακλαστικότητα των επιφανειών εξόδου να είναι $R < 1.7 \times 10^{-4}$. Για το λόγο αυτό σημαντικές προσπάθειες έχουν γίνει για την παραγωγή αντιανακλαστικών επιστρώσεων της τάξης του $\sim 10^{-4}$.



Σχήμα 2.4: Πρόσοψη και πάνω κάτοψη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού στον οποίο απεικονίζονται οι προσαρμογείς ρυθμού στα άκρα του, η περιοχή παραθύρου και η γωνία με την οποία τοποθετείται σε σχέση με την ανακλαστική επιφάνεια με στόχο την μείωση των ανακλάσεων.

Είναι πολύ συνηθισμένο όμως, οι οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού με μεγάλο μήκος (>1.0mm) να έχουν ακόμα μεγαλύτερο κέρδος από 30dB και να φτάνουν τα 35dB, οπότε πρέπει η τιμή των αντι-ανακλαστικών επιφανειών να είναι μικρότερη από 10^{-5} . Η μεθόδους της επίστρωσης δεν είναι δυνατό να επιτύχει από μόνη της αρκετά χαμηλές τιμές ανακλαστικότητας με έναν προβλέψιμο και προκαθορισμένο τρόπο. Για τον λόγο αυτό, αναπτύχθηκαν εναλλακτικές τεχνικές για τη μείωση των ανακλάσεων στην ενεργό περιοχή των SOA. Δύο είναι οι κυριότερες από αυτές, που επέδειξαν ικανοποιητικά αποτελέσματα. Η πρώτη μέθοδος αφορά την χρήση τερματικών επιφανειών υπό κλίση ως προς την ενεργό περιοχή του ημιαγωγού, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.4**. Μία τέτοια δομή αναφέρεται ως κυματοδηγός με τερματικά άκρα υπό γωνία (angle-facet waveguide) ή κεκλιμένος κυματοδηγός (tilted waveguide). Στις δομές αυτές, η ανακλώμενη ακτίνα διαχωρίζεται από την προσπίπτουσα, ακριβώς επειδή η ανακλαστική επιφάνεια τοποθετείται υπό γωνία ως προς την ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Η δεύτερη μέθοδος αφορά την

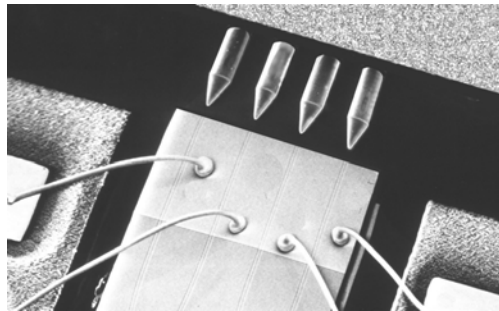
εισαγωγή μιας διαφανούς περιοχής μεταξύ της ενεργού περιοχής και των ανακλαστικών επιφανειών, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.4**. Αυτή η δομή αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως κυματοδηγός αποκρυπτόμενων τερματικών επιφανειών (buried-facet waveguide). Στην περίπτωση αυτή το οπτικό σήμα εισόδου διαχέεται αρχικά στη διαφανή περιοχή, πριν εισέλθει στην ενεργό περιοχή. Αντίστοιχα, το ανακλώμενο σήμα διαχέεται σε ακόμα μεγαλύτερο βαθμό κι έτσι ελαχιστοποιείται η ανάδραση μέσα στον μικρό χώρο της ενεργού περιοχής του SOA. Και με τις δύο προαναφερθείσες τεχνικές έχουν επιτευχθεί τιμές ανακλαστικότητας της τάξης του 10^{-5} . Με τέτοιες χαμηλές τιμές ανακλαστικότητας, ελαχιστοποιείται η κυμάτωση του φάσματος απολαβής και καθιστά τη λειτουργία των ενισχυτών περίπου όμοια με αυτή ιδανικών ενισχυτών οδεύοντος κύματος ($R=0$). Για τις προσομοιώσεις θεωρήθηκε ότι η τιμή της ανακλαστικότητας των δύο τερματικών επιφανειών είναι 10^{-6} .



Σχήμα 2.5: Σχηματική αναπαράσταση ενός MZI της εταιρίας CIP στην οποία φαίνεται η γωνία με την οποία τοποθετούνται οι SOAs για την μείωση των ανακλάσεων.

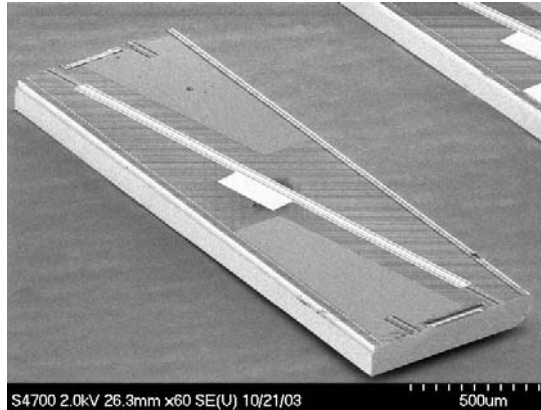
Ένα πολύ σημαντικό στάδιο, κατά την συσκευασία του SOA, είναι η αξονική προσαρμογή και η πλήρη σύζευξη της οπτικής ισχύος στον κυματοδηγό του πλινθίου. Στην πράξη, για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούνται ειδικές εκλεπτυσμένες ίνες, που έχουν φακούς αντανάκλαστικής επένδυσης, γι' αυτό και ονομάζονται

φακοποιημένες ίνες (lensed fibers) (**Σχήμα 2.6**). Αυτή η τεχνική συντελεί στην εισαγωγή >5dB απωλειών κατά τη σύζευξη του οπτικού σήματος στον κυματοδηγό του chip. Μια εναλλακτική τεχνική σύζευξης είναι η χρήση ειδικών προσαρμογέων ρυθμού (tapers), οι οποίοι να είναι ολοκληρωμένοι στο ίδιο υπόστρωμα με τον ημιαγωγό. Οι προσαρμογείς αυτοί αυξάνουν σταδιακά το μέγεθος του ρυθμού και γίνεται έτσι πιο εύκολη η προσαρμογή απλής μονότροπης ίνας στα άκρα του chip ενώ μειώνονται και οι ανακλάσεις. Ωστόσο όμως χρειάζονται ειδικές διαδικασίες ανάπτυξης των προσαρμογέων ρυθμών κατά τη διαδικασία ολοκλήρωσης, γεγονός που αυξάνει την πολυπλοκότητα. Λόγο όμως των παραπάνω πλεονεκτημάτων η τεχνική αυτή προτιμάται για τη σύζευξη του φωτός στην ενεργό περιοχή των SOAs σε σχέση με τις φακοποιημένες ίνες.



Σχήμα 2.6: Ενεργός Ημιαγωγός στον οποίο χρησιμοποιούνται φακοποιημένες ίνες για τη σύζευξη του φωτός.

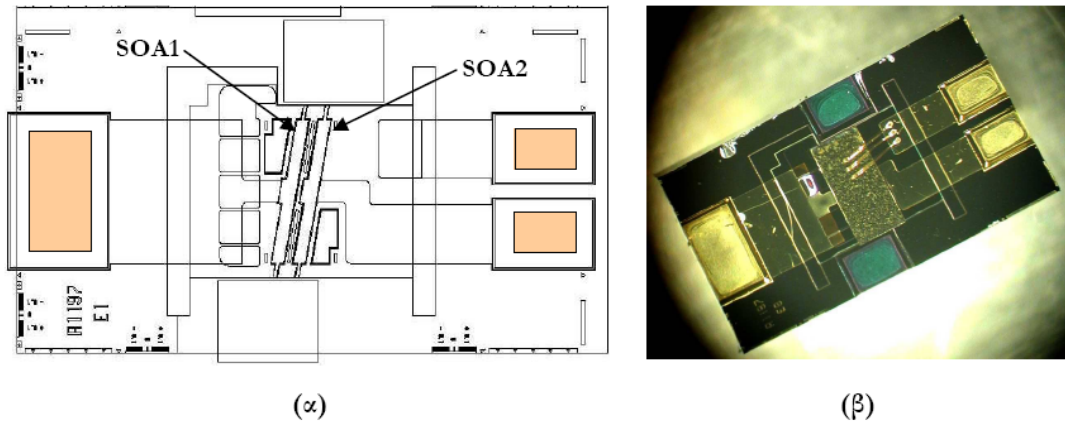
Τέτοιας κατασκευής είναι και οι SOAs της CIP όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.7**. Το κεντρικό τους κομμάτι έχει μήκος 600μm και πλάτος 1.2μm. Στα δύο άκρα της κεντρικής αυτής περιοχής υπάρχουν οι προσαρμογείς ρυθμού με μήκος 500 μm έκαστος. Το πλάτος τους είναι ίδιο με αυτό της κεντρικής περιοχής στο ένα άκρο τους και μειώνεται σταδιακά στα 100 nm στα άκρα που καταλήγουν στις δύο τερματικές επιφάνειες. Για λόγους απλότητας στις προσομοιώσεις θεωρείται ότι το πλάτος της ενεργού περιοχής του ενισχυτή είναι ομοιόμορφο κατά τα πρότυπα του **Σχήματος 2.3**.



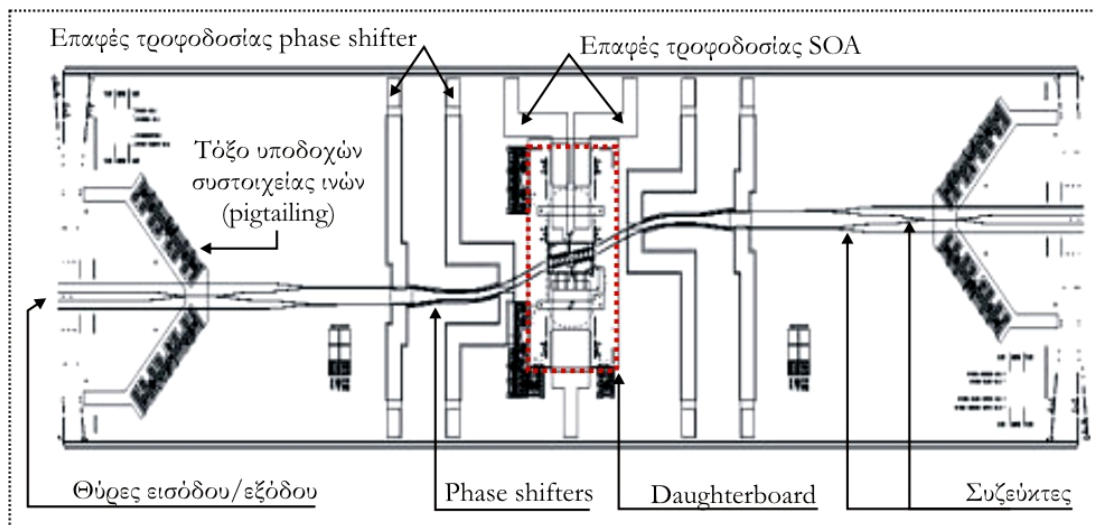
Σχήμα 2.7: Φωτογραφία των Οπτικών Ενισχυτών Ημιαγωγού που κατασκευάζει η CIP

Πλατφόρμα daughterboard

Μετά το πέρας της τοποθέτησης των αντι-ανακλαστικών επιφανειών, το ζεύγος των ενισχυτών SOA τοποθετούνται στην πλατφόρμα daughterboard με την μέθοδο flip-chip. Το daughterboard κατασκευάζεται από πυρίτιο και χρησιμοποιείται για την μετέπειτα κατακόρυφη ευθυγράμμιση των SOA στους κυματοδηγούς της μητρικής πλατφόρμας. Η μάσκα που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του daughterboard και η τελική πλατφόρμα με τους τοποθετημένους ενισχυτές, φαίνονται στο **Σχήμα 2.8**. Από την φωτογραφία στο **Σχήμα 2.8(β)** δεν διακρίνεται το ζεύγος του ενισχυτών καθώς είναι τοποθετημένοι ανάστροφα λόγω της τεχνικής flip-chip. Αντίθετα, στην μάσκα που απεικονίζεται στο **Σχήμα 2.8(α)**, φαίνονται οι θέσεις επάνω στις οποίες τοποθετούνται οι ενισχυτές. Επιπλέον, και στις δύο εικόνες διακρίνονται οι ηλεκτρικές επαφές στα δύο άκρα της πλατφόρμας, για την τροφοδοσία ρεύματος των ημιαγωγών.



Σχήμα 2.8: (α) Μάσκα της πλατφόρμας daughterboard, (β) φωτογραφία του daughterboard με το ζεύγος των τοποθετημένων ενισχυτών. Οι χρωματισμένες επιφάνειες στα δύο άκρα της πλατφόρμας, αντιπροσωπεύουν της ηλεκτρικές επαφές για την τροφοδοσία των ενισχυτών ημιαγωγού.



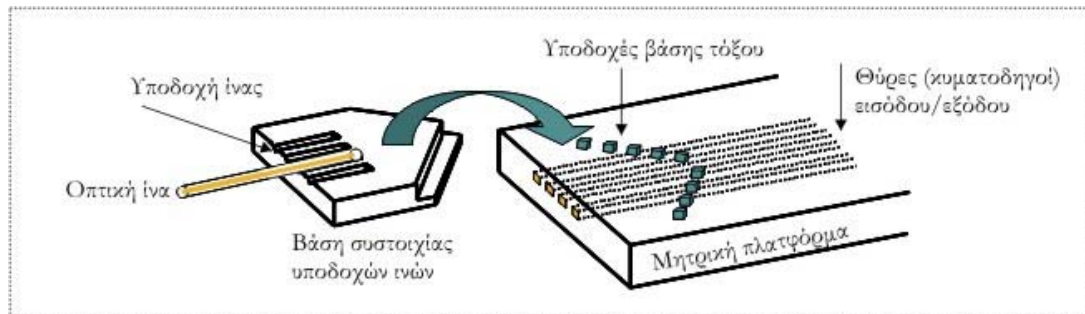
Σχήμα 2.9: Μάσκα της μητρικής πλατφόρμας του ολοκληρωμένου MZI στην οποία επιδεικνύονται τα βασικότερα λειτουργικά στοιχεία του διακόπτη.

Μητρική πλατφόρμα (motherboard)

Το τελευταίο στάδιο της βασικής συναρμολόγησης περιλαμβάνει την τοποθέτηση της πλατφόρμας daughterboard στην μητρική πλατφόρμα με τη μέθοδο flip-chip. Το motherboard, είναι ένα επίπεδο φωτο-κυματικό κύκλωμα (planar lightwave circuit – PLC) [2.14] το οποίο κατασκευάζεται με τέτοιο τρόπο ώστε, οι κυματοδηγοί με τις

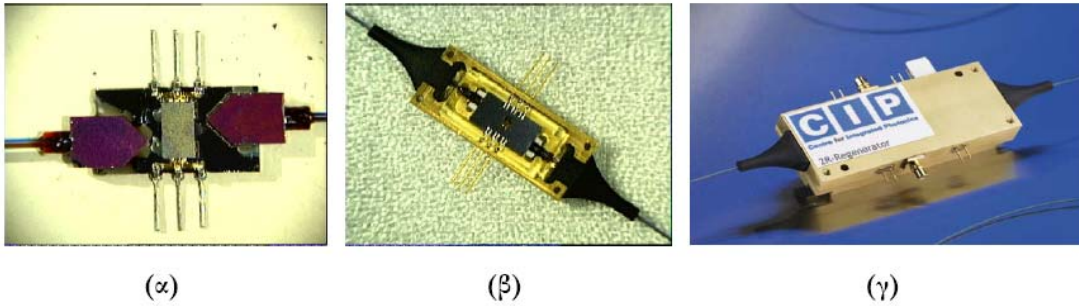
κατάλληλες προσθήκες συζευκτών, να σχηματίζουν όλο το παθητικό μέρος της διάταξης του συμβολόμετρου MZI το οποίο ολοκληρώνεται με την προσθήκη της πλατφόρμας daughterboard. Η κυματοδηγοί παράγονται από διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2) σε υπόστρωμα πυριτίου (silica-on-silicon). Η πλήρης διάταξη της μητρικής πλατφόρμας απεικονίζεται στο **Σχήμα 2.9**.

Η διαδικασία ένωσης των θυρών εισόδου/εξόδου του διακόπτη με εξωτερικές ίνες ονομάζεται *rigtailing*. Οι εξωτερικές οπτικές ίνες (τέσσερις για κάθε πλευρά του διακόπτη), τοποθετούνται σε μία βάση πυριτίου με συστοιχία κατάλληλων υποδοχών για τις ίνες σε σχήμα τόξου όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.10**. Στη συνέχεια, η βάση με την συστοιχία των οπτικών ινών τοποθετείται επάνω σε μία αντίστοιχη συστοιχία υποδοχών σε σχήμα τόξου στη μητρική πλατφόρμα με τη μέθοδο *flip-chip*. Η συγκεκριμένη τεχνική απαιτεί υψηλής ακρίβειας συναρμολόγηση έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι οπτικές απώλειες κατά την σύζευξη του φωτός από την οπτική ίνα στον κυματοδηγό και αντίστροφα.



Σχήμα 2.10: Απεικόνιση της διαδικασίας *rigtailing* με τη μέθοδο *flip-chip*

Η συναρμολογημένη συσκευή (**Σχήμα 2.11 (α)**) μετά από εξονυχιστικό έλεγχο για την επιβεβαίωση της ομαλής λειτουργίας της, τοποθετείται σε κατάλληλα σχεδιασμένη συσκευασία, όπως φαίνεται στις φωτογραφίες (**β**), (**γ**) στο **Σχήμα 2.11**.

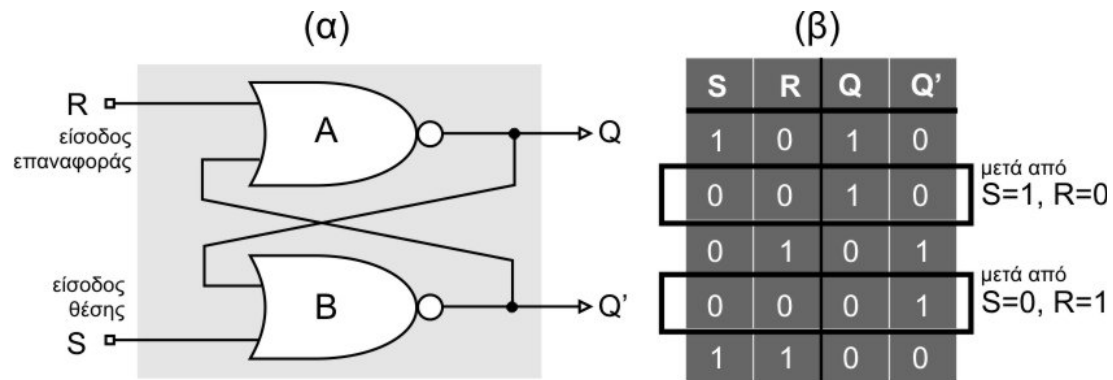


Σχήμα 2.11: Φωτογραφίες του υβριδικά ολοκληρωμένου διακόπτη MZI, (α) μετά το πέρας της συναρμολόγησης, (β) τοποθετημένο σε ανοιχτή συσκευασία και (γ) τοποθετημένο στην κλειστή, τελική συσκευασία.

2.2.2 Αμιγώς οπτικό flip-flop

Πριν ξεκινήσουμε την ανάλυση του σχεδιασμού και υλοποίησης του αμιγώς οπτικού flip-flop, θα πραγματοποιήσουμε μια αναφορά στην αντίστοιχη υλοποίηση χρησιμοποιώντας ψηφιακές ηλεκτρονικές διατάξεις. Πιο συγκεκριμένα, παρακάτω αναλύεται ο μανδαλωτής (flip-flop) τύπου RS, καθώς ο συγκεκριμένος τύπος ακολουθιακού στοιχείου, παρουσιάζει τις περισσότερες ομοιότητες με το αντίστοιχο στοιχείο στο οπτικό επίπεδο. Στο **Σχήμα 2.12(α)** φαίνεται το λογικό διάγραμμα του flip-flop τύπου «RS» με χρήση διασυνδεδεμένων ψηφιακών πυλών «ΟΥΤΕ». Αναλυτικότερα, δύο απλές πύλες «ΟΥΤΕ» διασυνδέονται έτσι ώστε η έξοδος της μίας να αποτελεί είσοδο της δεύτερης, δημιουργώντας έτσι ένα σύστημα ανάδρασης που οδηγεί στην ικανότητα διατήρησης μίας κατάστασης επ' αόριστο. Η εναλλαγή λογικών καταστάσεων επιτυγχάνεται με ψηφιακούς παλμούς σύμφωνα με τον πίνακα αληθείας του **Σχήματος 2.12(β)**. Η παρουσία λογικής στάθμης «1» στην είσοδο θέσης «S» οδηγεί την έξοδο «Q» να παίρνει τιμή «1» ώσπου εισαχθεί ψηφιακός παλμός «1» στην είσοδο επαναφοράς «R». Συγκεκριμένα, όταν παλμός λογικής στάθμης «1» εισέρχεται στο flip-flop από τη θύρα θέσης, η έξοδος «Q» παίρνει την τιμή «1». Στην περίπτωση που η είσοδος θέσης αλλάξει σε λογικό «0», τότε όπως φαίνεται και από τον πίνακα αληθείας, το flip-flop διατηρεί λογικό «1». Αξίζει να σημειωθεί ότι αλλαγή κατάστασης μπορεί να γίνει και με αντίθετα

ψηφιακά σήματα (αρνητικούς παλμούς), όπου η αλλαγή κατάστασης γίνεται με την παρουσία λογικής στάθμης «0». Η υλοποίηση αυτού του είδους flip-flop γίνεται με ψηφιακές πύλες «ΟΧΙ-ΚΑΙ».

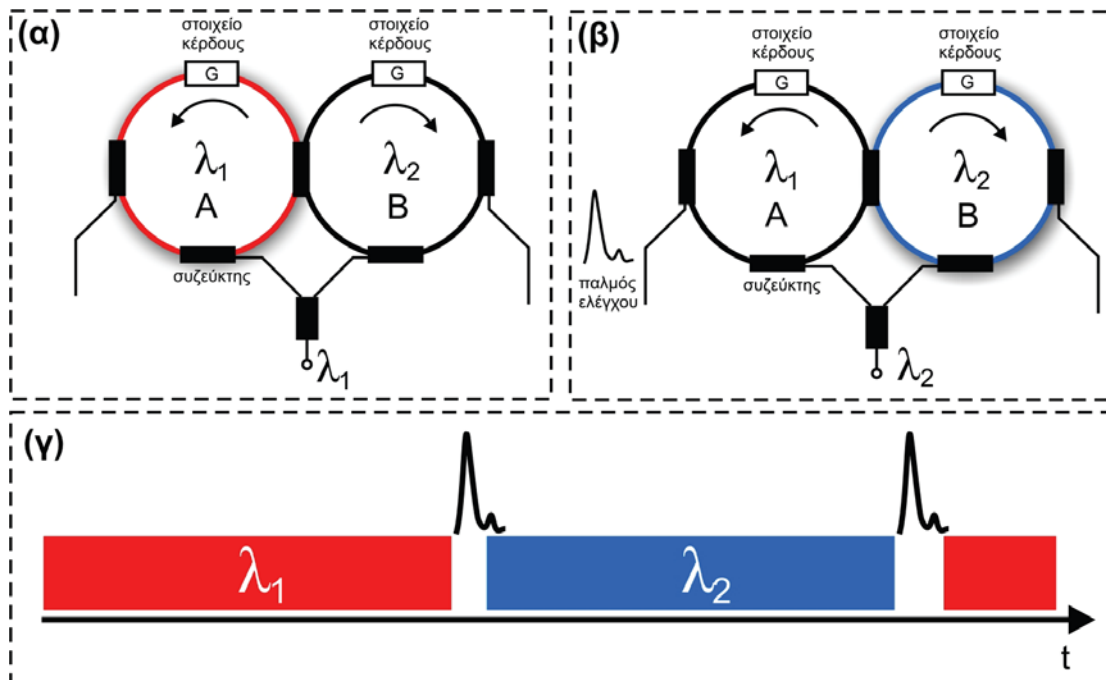


Σχήμα 2.12: (α) Λογικό διάγραμμα μανδαλωτή «RS» και (β) αντίστοιχος πίνακας αληθείας.

Σε αντίθεση με τις ηλεκτρονικές ψηφιακές διατάξεις όπου γίνεται χρήση ανάδρασης για την επίτευξη μνήμης, η εφαρμογή της συγκεκριμένης τεχνικής με οπτικές πύλες είναι πολύ πιο δύσκολο να οδηγήσει σε σταθερή και ικανοποιητική λειτουργία μανδαλωτή. Ο βασικός λόγος είναι ότι η υλοποίηση συστημάτων ανάδρασης μεταξύ των πυλών μπορεί να οδηγήσει στη δημιουργία οπτικής κοιλότητας, η οποία μπορεί να λειτουργήσει σαν laser αν το σήμα ανάδρασης δημιουργήσει κέρδος στην κοιλότητα. Μια αρκετά σταθερή υλοποίηση ενός οπτικού flip-flop βασίζεται στην αλληλοεπίδραση δύο ενεργών οπτικών στοιχείων [2.15]. Η λειτουργία ενός τέτοιου flip-flop βασίζεται σε διασυνδεδεμένους δακτυλίους laser σύμφωνα με το **Σχήμα 2.13**. Σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας διασυνδεδεμένων δακτυλίων laser, οι δύο λογικές στάθμες του flip-flop είναι τα δύο μήκη κύματος που εκπέμπει ο κάθε δακτύλιος laser A και B. Λόγω διασύνδεσης των δύο δακτυλίων με τη χρήση οπτικού συζεύκτη, η εξαναγκασμένη εκπομπή σε ένα δακτύλιο (A), επηρεάζει και καταπιέζει την εξαναγκασμένη εκπομπή του άλλου (B). Παρουσία ενός ισχυρού οπτικού σήματος, στον ένα δακτύλιο, καταπιέζεται η εξαναγκασμένη εκπομπή του δακτυλίου. Αυτή η διαταραχή στην δυναμικότητα του συστήματος, βοηθά τον

δεύτερο καταπιεσμένο δακτύλιο (B) να αναπτύξει κέρδος και να επαναξεκινήσει παραγωγή φωτός με εξαναγκασμένη εκπομπή.

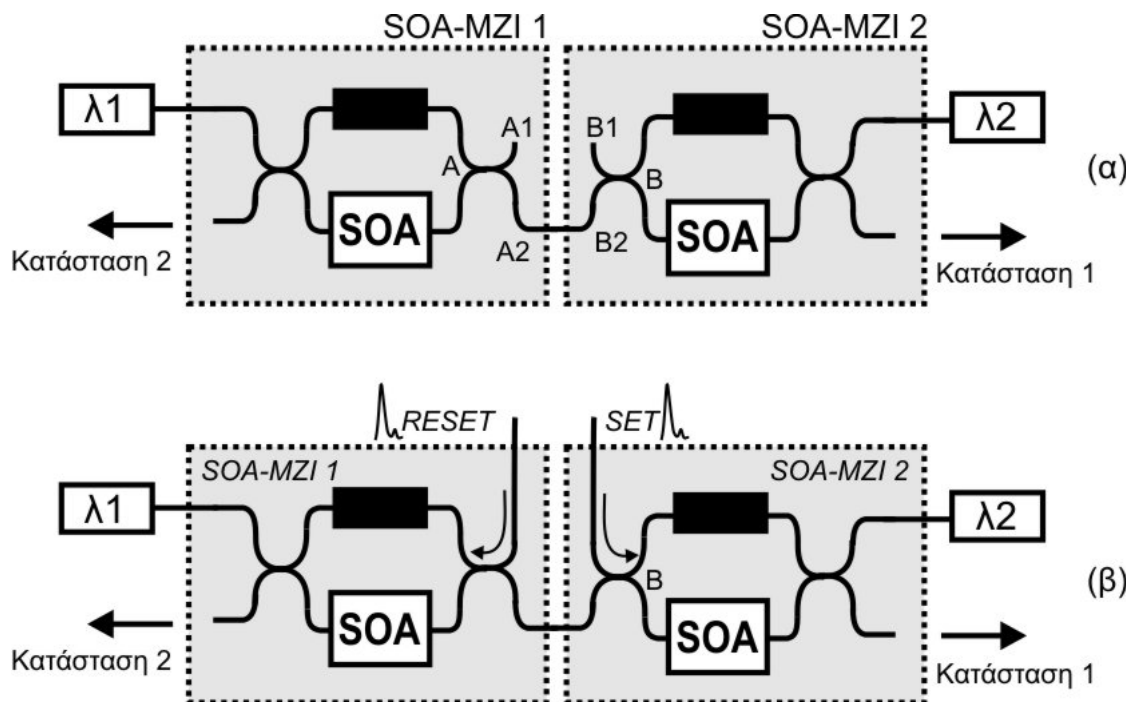
Αν ο παλμός ελέγχου είναι αρκετά φαρδύς, τότε το φως εκπομπής του δεύτερου δακτυλίου εισέρχεται στον πρώτο και τον καταπιέζει. Επομένως, επιτυγχάνεται αλλαγή κατάστασης του flip-flop. Το χρονικό εύρος του παλμού θα πρέπει να είναι αρκετές φορές πιο μεγάλο από το συνολικό μήκος της κάθε κοιλότητας, έτσι ώστε να υπάρχει αρκετός χρόνος για την αναστροφή των φορέων και την εκκίνηση εξαναγκασμένης εκπομπής. Το ακριβές χρονικό εύρος εξαρτάται από παράγοντες όπως το συνολικό μήκος της κοιλότητας, το κέρδος των ενεργών στοιχείων και το παράγοντα Q της κοιλότητας.



Σχήμα 2.13: Αρχή λειτουργίας οπτικού flip-flop με χρήση διασυνδεδεμένων οπτικών δακτυλίων laser. (α) Σταθερή δυναμική κατάσταση εκπομπής δακτυλίου A και (β) καταπίεση εκπομπής δακτυλίου A και αλλαγή κατάστασης σε εκπομπή δακτυλίου B. (γ) Σχηματική απεικόνιση πεδίου χρόνου της λειτουργίας του flip-flop.

Ο συγκεκριμένος σχεδιασμός του οπτικού flip-flop παρουσιάζει πολύ υψηλούς λόγους αντίθεσης, αλλά χρειάζεται οπτικούς παλμούς πολλαπλάσιου χρονικού εύρους του μήκους της κοιλότητας, για την επίτευξη αλλαγής κατάστασης. Αυτό

σημαίνει ότι η χρήση τέτοιου οπτικού flip-flop με παλμούς ρυθμού λειτουργίας 40Gb/s και εύρους της τάξης των 5-10 ps είναι αδύνατη, καθώς δεν είναι εφικτή η κατασκευή και ολοκλήρωση τόσο μικρών κοιλοτήτων. Η λύση του προβλήματος αυτού ήρθε με τον επανασχεδιασμό του flip-flop, αυτή τη φορά χρησιμοποιώντας δύο σειριακά διασυνδεδεμένους υβριδικά ολοκληρωμένους οπτικούς διακόπτες SOA-MZI με εξωτερικά σήματα συνεχούς φωτός (CW) τα οποία ορίζουν τις δύο καταστάσεις του flip-flop.



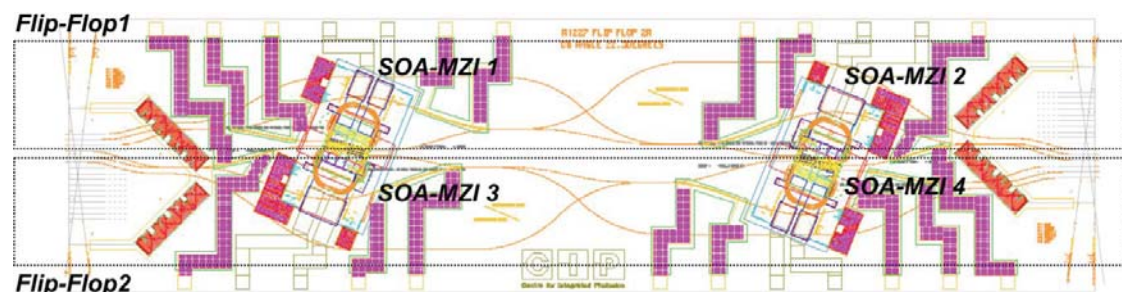
Σχήμα 2.14: Σχηματικό διάγραμμα οπτικού flip-flop με χρήση διασυνδεδεμένων οπτικών διακοπών τύπου MZI: (α) διασύνδεση για στατική λειτουργία, (β) επίτευξη δυναμικής λειτουργίας μέσω οπτικών παλμών SET/RESET.

Το σχηματικό διάγραμμα του οπτικού flip-flop φαίνεται στο **Σχήμα 2.14**, όπου διακρίνονται οι δύο διασυνδεδεμένοι οπτικοί διακόπτες [2.16]. Ο κάθε διακόπτης αποτελείται από μια συμβολομετρική διάταξη τύπου Mach Zehnder. Στον ένα οπτικό δρόμο έχει τοποθετηθεί ένας οπτικός ημιαγωγικός ενισχυτής και στον άλλο ένα στοιχείο μεταβολής της φάσης του πεδίου (phase shifter). Το συγκεκριμένο στοιχείο είναι ικανό να μεταβάλλει τη φάση του εισερχόμενου οπτικού πεδίου ανάλογα με την εφαρμοζόμενη ηλεκτρική τάση. Στην υλοποίηση του οπτικού flip-

flip-flop που φαίνεται στο σχήμα, η ικανότητα λειτουργίας επιτυγχάνεται λόγω της σειριακής διασύνδεσης των οπτικών διακοπών και την ικανότητα του κάθε διακόπτη να επηρεάσει την κατάσταση μεταγωγής του άλλου. Οι δύο δυνατές καταστάσεις δίνονται από το μήκος κύματος εκπομπής δύο DFB laser, που εισάγονται σε κάθε διακόπτη. Η στατική λειτουργία του flip-flop μπορεί να εξηγηθεί με τη βοήθεια του **Σχήματος 2.14(α)**. Ο αριστερός διακόπτης SOA-MZI1 δέχεται σαν σήμα εισόδου ένα συνεχές οπτικό κύμα σε μήκος κύματος λ_1 . Το κέρδος του ημιαγωγικού ενισχυτή σε συνδυασμό με τον phase shifter καθορίζονται έτσι ώστε το οπτικό σήμα να εξέρχεται από το κάτω μέρος του συζεύκτη εξόδου A, δηλαδή από την έξοδο A2. Δηλαδή οι φάσεις των πεδίων στα δύο τμήματα του συμβολόμετρου, συμβάλουν προσθετικά σε αυτή την έξοδο και αναιρετικά στην A1. Το σήμα αυτό εισέρχεται στον δεύτερο συμβολομετρικό διακόπτη μέσω του συζεύκτη B και στον δεύτερο ημιαγωγικό ενισχυτή, επηρεάζοντας τη δυναμική φορέων του. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την μεταγωγή του σήματος λ_2 στην έξοδο B1 του συζεύκτη. Δηλαδή το οπτικό σήμα σε μήκος κύματος λ_2 δεν εισέρχεται στον ημιαγωγικό ενισχυτή του διακόπτη SOA-MZI1 και επομένως δεν μπορεί να επηρεάσει την δυναμική των φορέων του και επομένως την κατάσταση μεταγωγής του διακόπτη. Το αποτέλεσμα της διασύνδεσης αυτής οδηγεί στην στατική κατάσταση του flip-flop, στην οποία η κατάσταση λ_1 επικρατεί και εξέρχεται από την έξοδο του διακόπτη SOA-MZI2. Λόγω της συμμετρίας του συστήματος, η στατική αρχική κατάσταση του flip-flop μπορεί να είναι η αντίστροφη, δηλαδή να επικρατεί το μήκος κύματος λ_2 . Η δυναμική λειτουργία του flip-flop, δηλαδή η αλλαγή κατάστασης του συστήματος αμιγώς οπτικά, επιτυγχάνεται με τη χρήση παλμικών σημάτων ελέγχου SET και RESET όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.14(β)**.

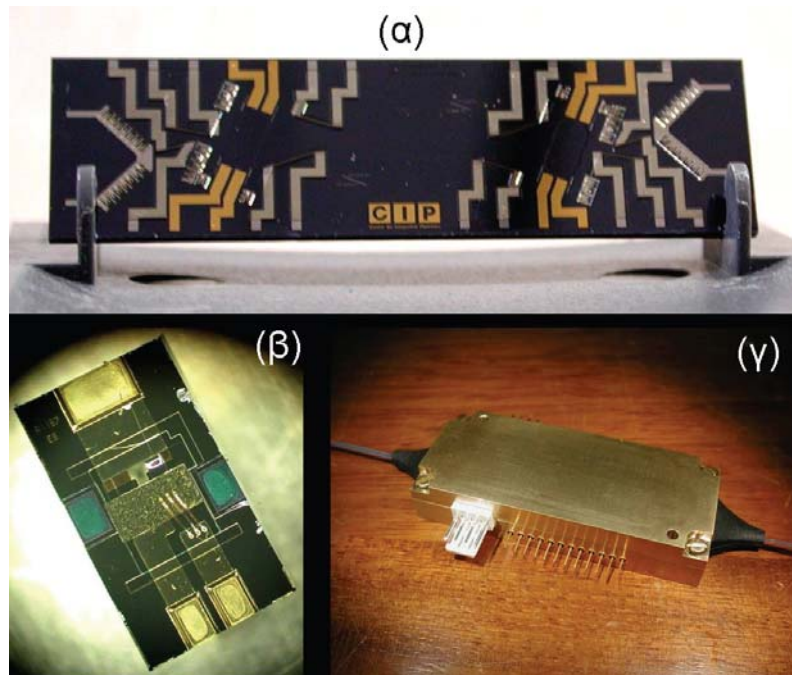
Ας υποθέσουμε ότι το flip-flop βρίσκεται σε σταθερή κατάσταση στην οποία ο διακόπτης SOA-MZI1 επικρατεί του διακόπτη SOA-MZI2, δηλαδή το σήμα λ_1 εξέρχεται από το flip-flop. Ο στόχος του παλμικού σήματος RESET είναι να προκαλέσει τον κορεσμό του ημιαγωγικού ενισχυτή για τόσο χρονικό διάστημα όσο χρειάζεται ο ημιαγωγικός ενισχυτής στον διακόπτη SOA-MZI2 να ανακάμψει και

μετάγει το οπτικό σήμα μήκους κύματος λ_2 στον διακόπτη SOA-MZI1. Σε αυτό το σημείο, ακόμα και μετά την παύση του σήματος ελέγχου RESET, ο διακόπτης SOA-MZI2 επικρατεί και το σήμα που επικρατεί είναι το σήμα με μήκος κύματος λ_2 . Η επαναφορά του flip-flop στην κατάσταση λ_1 γίνεται αντίστοιχα με την εισαγωγή του σήματος SET στο διακόπτη SOA-MZI2. Η επιτυχής αλλαγή κατάστασης του flip-flop εξαρτάται άμεσα από την οπτική ισχύ και το χρονικό εύρος των παλμών ελέγχου. Ο συνδυασμός αυτών των δύο φυσικών μεγεθών πρέπει να προκαλέσει την μείωση του κέρδους του ημιαγωγίου ενισχυτή για τόση χρονική περίοδο, όση είναι απαραίτητη για την ανάκαμψη του δεύτερου ημιαγωγίου ενισχυτή.



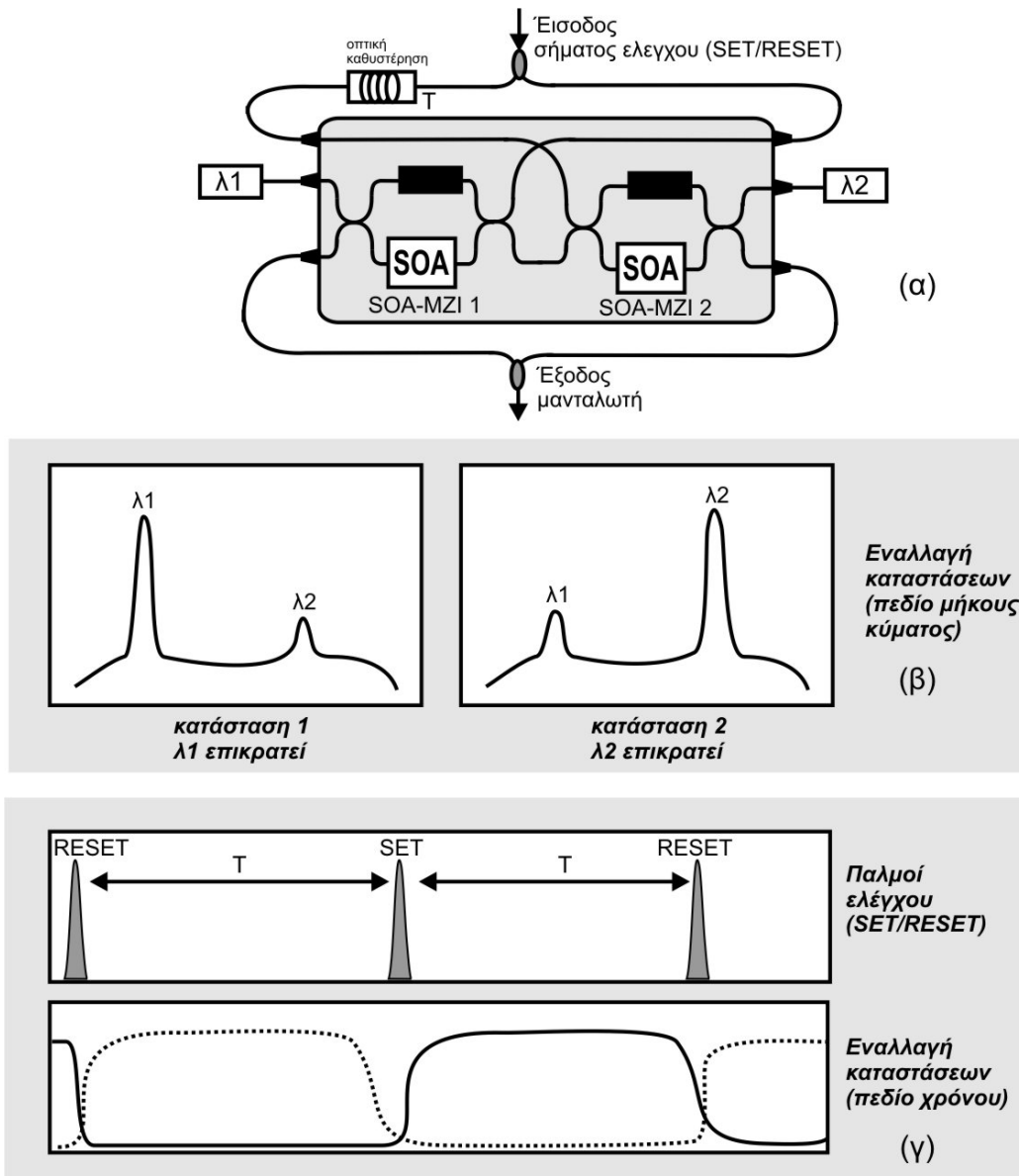
Σχήμα 2.15: Τελικό σχέδιο ολοκληρωμένου υβριδικού συστήματος που αποτελείται από δύο οπτικά flip-flop σε παραλληλία.

Ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη του ολοκληρωμένου οπτικού flip-flop βασίστηκε στην υβριδική φωτονική τεχνολογία της εταιρείας C.I.P. Το **Σχήμα 2.15** απεικονίζει το τελικό σχέδιο ολοκλήρωσης, που αποτελείται από δύο μανταλωτές σε παραλληλία στο ίδιο chip. Το **Σχήμα 2.16(α)** είναι η φωτογραφία της μητρικής πλακέτας που περιέχει τους οπτικούς κυματοδηγούς και τα σημεία επαφής για την τοποθέτηση της δευτερεύουσας πλακέτας [**Σχήμα 2.16(β)**] που περιέχει τους ημιαγωγίους ενισχυτές. Στη φωτογραφία του **Σχήματος 2.16(γ)** φαίνεται το τελικό και ολοκληρωμένο πρωτότυπο που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα.



Σχήμα 2.16: Φωτογραφίες υβριδικά ολοκληρωμένων flip-flop: (α) μητρική πλακέτα, (β) δευτερεύουσα πλακέτα και (γ) τελικό συσκευασμένο πρωτότυπο.

Το δομικό διάγραμμα του flip-flop που παρουσιάστηκε παραπάνω είναι αρκετά γενικό και δύναται να τροποποιηθεί ανάλογα με τη συγκεκριμένη εφαρμογή και ανάλογα αν απαιτείται ξεχωριστός έλεγχος παλμών SET/RESET, δύο καταστάσεις μηκών κύματος κλπ. Για παράδειγμα σε εφαρμογή οπτικής δρομολόγησης πακέτων, ένα τέτοιο flip-flop μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν δρομολογητής στο πεδίο μήκους κύματος. Δηλαδή, το flip-flop ανάλογα με το αν υπάρχει οπτικός παλμός στην είσοδό του, αλλάζει η όχι κατάσταση μήκους κύματος. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να επιτευχθεί δρομολόγηση πακέτων όπως θα δούμε στη συνέχεια του κεφαλαίου.



Σχήμα 2.17: (α) Σχεδιασμός flip-flop πεπερασμένης διάρκειας T και έξοδος μανταλωτή (β) στο πεδίο μήκους κύματος και (γ) στο πεδίο του χρόνου.

Μία τέτοια υλοποίηση φαίνεται στο **Σχήμα 2.17(α)**, όπου τα δύο σήματα ελέγχου SET/RESET προέρχονται πλέον από ένα παλμικό σήμα και έχουν συγκεκριμένη χρονική καθυστέρηση. Στην πραγματικότητα, αυτή η χρονική καθυστέρηση ορίζει την διάρκεια κατά την οποία το flip-flop θα βρίσκεται στην κατάσταση SET ή RESET. Σε εφαρμογές οπτικής δρομολόγησης πακέτων, η καθυστέρηση αυτή θέτεται τόση όση είναι και η διάρκεια των οπτικών πακέτων δεδομένων. Επίσης, οι δύο έξοδοι

καταστάσεων του flip-flop ενώνονται με τη βοήθεια συζεύκτη ώστε να είναι δυνατή η εναλλαγή του μήκους κύματος σε μία οπτική ίνα, όπως θα ήταν αναγκαίο για τη δρομολόγηση και μετατροπή μήκους κύματος πακέτων δεδομένων.

Η εναλλαγή των δύο καταστάσεων του flip-flop φαίνεται με τη βοήθεια του γραφήματος στο **Σχήμα 2.17(β)** και η αντίστοιχη εικόνα στο πεδίο του χρόνου στο **Σχήμα 2.17(γ)**. Αξίζει να σημειωθεί ότι στο πεδίο του χρόνου, το οπτικό flip-flop έχει πανομοιότυπη λειτουργία με εκείνη του ηλεκτρονικού, αντιστοιχίζοντας τις δύο καταστάσεις λ1 και λ2 με τις καταστάσεις Q και Q'.

2.2.3 Μετατροπές μήκους κύματος υπερυψηλής ταχύτητας

Η αμιγώς οπτική μετατροπή μήκους κύματος βασισμένη στην χρήση ενός ημιαγωγικού οπτικού ενισχυτή, έχει λάβει τα τελευταία χρόνια ιδιαίτερη προσοχή, λόγω της δυνατότητας ολοκλήρωσης του SOA σε πολύ υψηλά επίπεδα ολοκλήρωσης, την κατανάλωση χαμηλής ηλεκτρικής ενέργειας αλλά και του μικρού χώρου που καταλαμβάνει κατά την διαδικασία ολοκλήρωσης του. Μέχρι σήμερα, μια σειρά από ολοκληρωμένες διατάξεις με χρήση του SOA αξιοποιώντας τόσο την μονολιθική [2.17,2.18] όσο και την υβριδική ολοκλήρωση [2.19] έχουν παρουσιαστεί βασισμένες στην χρήση του συμβολόμετρου MZI [2.20]. Στις συσκευές αυτές, ο αργός χρόνος ανάκαμψης του SOA περιορίζει την μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας των μετατροπών μήκους κύματος. Για τον λόγο αυτό τα συμβολόμετρα MZI βασισμένα στην ολοκλήρωση SOAs ως ενεργά στοιχεία περιορίζονται σε ρυθμό μετάδοσης που δεν υπερβαίνει τα 40 Gb/s [2.21].

Το οπτικό φιλτράρισμα του chirp του σήματος που εξέρχεται από τον SOA αποτελεί μια αρκετά υποσχόμενη μέθοδο, προκειμένου να είναι εφικτές υπερυψηλές ταχύτητες (>100Gb/s) ολοκληρωμένων διατάξεων μετατροπής μήκους κύματος. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική για ταχύτητα μετάδοσης 160Gb/s, με διατήρηση της πόλωσης στην έξοδο του συστήματος ανάλογα με την ρύθμιση του ζωνοπερατού φίλτρου που διαδέχεται τον SOA [2.22-

2.24]. Επίσης η τεχνική αυτή προσφέρει μια αρκετά εποικοδομητική λύση για την φωτονική ολοκλήρωση μετατροπών μήκους κύματος μιας και εκμεταλλεύεται μόνο ένα ενεργό στοιχείο καθώς και ένα παθητικό οπτικό φίλτρο. Στη συνέχεια παρουσιάζουμε τη διάταξη και την αρχή λειτουργίας του αμιγώς οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος ικανού για λειτουργία σε ρυθμούς μετάδοσης άνω των 160 Gb/s.

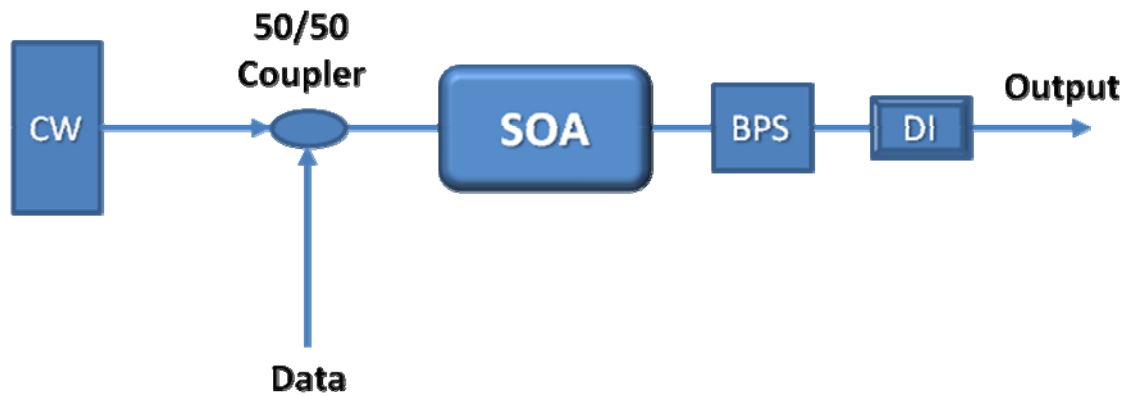
Το βασικό προτέρημα αυτής της τεχνικής είναι ότι επιλέγοντας το κατάλληλο φίλτρο στην έξοδο του SOA, ο χρόνος ανάκαμψης των ημιαγωγών μπορεί να μειωθεί από 90 ps σε λιγότερο από 3 ps. Η επίτευξη της επιτάχυνσης του χρόνου ανάκαμψης του SOA, επιτυγχάνεται με την χρήση ενός οπτικού ζωνοπερατού φίλτρου με συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς στην έξοδο του SOA. Το φίλτρο είναι κατάλληλα μετατοπισμένο προς τις μπλέ φασματικές συνιστώσες του φέροντος ενώ χρησιμοποιείται ένα DI προκειμένου να ανακτηθεί η ορθή πόλωση του εξερχόμενου σήματος από τον μετατροπέα μήκους κύματος.

Βασική αρχή λειτουργίας του chirp filtering για την επιτάχυνση του SOA

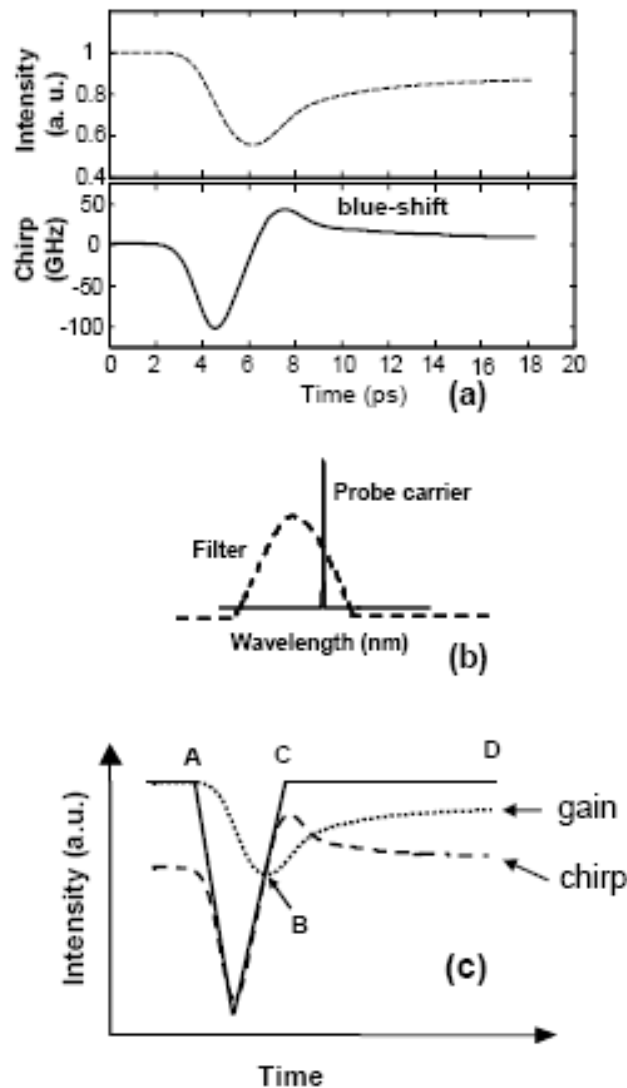
Προκειμένου να μετρήσουμε το χρόνο ανάκαμψης του ημιαγωγικού οπτικού ενισχυτή χρησιμοποιήσαμε την πειραματική διάταξη που βασίζεται στις μετρήσεις άντλησης-καταγραφής (pump-probe measurements). Τέτοιου είδους μετρήσεις χρησιμοποιούνται ευρύτατα για την καταγραφή όλων των μη γραμμικών μηχανισμών μέσα στο SOA. Για την υλοποίησή τους χρησιμοποιούνται δύο οπτικά σήματα. Το σήμα άντλησης (παλμικό σήμα), στην ουσία, διεγείρει τα φαινόμενα μέσα στον ημιαγωγό, ενώ οι μεταβολές λόγω των φαινομένων αυτών, καταγράφονται από το σήμα καταγραφής (σήμα εισόδου). Το παλμικό σήμα εισόδου ενώνεται μέσω ενός συζεύκτη 50:50 με ένα συνεχές σήμα CW και εν συνεχεία τα δύο σήματα εισέρχονται στον ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή. Στην έξοδο του SOA, ένα ζωνοπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται για να φιλτράρει το παλμικό

σήμα, επιτρέποντας την διέλευση μόνο του διαμορφωμένου CW σήματος. Η συγκεκριμένη διάταξη φαίνεται στο **Σχήμα 2.18**.

Όταν το φίλτρο είναι μετατοπισμένο προς τις «μπλέ» συνιστώσες συγκριτικά με το φέρον, το σήμα που γράφεται στο νέο μήκος κύματος ανακάμπει πολύ γρηγορότερα από την περίπτωση που αυτά συμπίπτουν. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ως «μπλέ» συνιστώσες αναφέρονται οι φασματικές συνιστώσες που προηγούνται του φέροντος ενώ ως «κόκκινες» αυτές που έπονται [2.22]-[2.24]. Η λειτουργία αυτή φαίνεται στο **Σχήμα 2.19**.



Σχήμα 2.18: Διάταξη μετατροπέα μήκους κύματος υπερυψηλών ταχυτήτων.



Σχήμα 2.19: Η βασική αρχή λειτουργίας του μετατροπέα μήκους κύματος. α) Κέρδος SOA (άνω εικόνα) και chirp απόκριση (κάτω εικόνα) σαν συνάρτηση του χρόνου, β) σχηματική αναπαράσταση του οπτικού φάσματος του εισερχόμενου σήματος CW και της απόκρισης του φίλτρου, γ) Η πορεία μετάδοσης του σήματος διαμέσω του ζωνοπερατού φίλτρου. Η πυκνά διακεκομμένη γραμμή και η αχνά διακεκομμένη γραμμή δείχνουν το κέρδος και το chirp του SOA αντίστοιχα.

Η πυκνά διακεκομμένη γραμμή και η αχνά διακεκομμένη γραμμή δείχνουν το κέρδος και το chirp του SOA αντίστοιχα. Η γρήγορη ανάκαμψη του SOA μπορεί να εξηγηθεί ακολούθως. Όταν ο παλμός εμφανίζεται στο σημείο A, οι φορείς του SOA

μειώνονται και το κέρδος του ενισχυτή φθίνει, αγγίζοντας το κατώτερο σημείο του (σημείο B). Το κέρδος του SOA είναι κορεσμένο μεταξύ των σημείων A και B. Επιπρόσθετα, μεταξύ των χρονοσχισμών A-B, το μήκος κύματος του παλμικού σήματος μετακινείται προς μεγαλύτερης συχνότητας μήκος κύματος με αποτέλεσμα να δέχεται μεγαλύτερη εξασθένιση από το φίλτρο. Ως αποτέλεσμα αυτού, η μετάδοση του παλμικού σήματος μειώνεται. Στο σημείο B, το chirp γίνεται μηδέν, και ο SOA αρχίζει να ανακάμπτει. Από το σημείο αυτό και έπειτα, το μήκος κύματος του σήματος εισόδου είναι μετατοπισμένο στις «μπλε» φασματικές συνιστώσες, οδηγώντας στην αύξηση της μεταδιδόμενης ισχύος. Αν το ζωνοπερατό φίλτρο είναι κατάλληλο, η ενίσχυση αυτή του μεταδιδόμενου σήματος αντισταθμίζει το κορεσμένο κέρδος του ενισχυτή. Επομένως η μετάδοση του σήματος στο σημείο C είναι ίδια με αυτήν του σημείου A. Από το σημείο C μέχρι το σημείο D, το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου σήματος επανέρχεται στο μήκος κύματος του φέροντος μειώνοντας την μεταδιδόμενη ισχύ. Παρόλα αυτά το κέρδος του SOA έχει ήδη αρχίσει να ανακάμπτει, οδηγώντας στην ενίσχυση του σήματος στην έξοδο του SOA. Τα δυο αυτά φαινόμενα λαμβάνουν χώρα την ίδια χρονική στιγμή με αποτέλεσμα να αλληλοαναιρούν το ένα το άλλο. Απόρροια αυτού είναι να κάνει το σύστημα μας να ανακάμπτει γρηγορότερα από ότι το κέρδος του SOA. Επίσης πρέπει να σημειώσουμε ότι η επίτευξη των φαινομένων αυτών μπορεί να υλοποιηθεί με χαμηλές ενεργειακές απαιτήσεις σε οπτική ισχύ.

Ο λόγος που το σήμα αποκτά αντίστροφη πόλωση εξαρτάται από το πόσο απορυθμισμένο είναι το φίλτρο σε σχέση με το φέρον. Όταν το φίλτρο είναι μετατοπισμένο αρκετά μακριά από την συχνότητα του φέροντος, καταπιέζοντας με αυτό τον τρόπο το φέρον, το εξερχόμενο σήμα στο νέο μήκος κύματος διατηρεί την φάση του ίδια με αυτή του εισερχόμενου σήματος επιτυγχάνοντας μη αντεστραμμένης πόλωσης μετατροπή μήκους κύματος. Το εισερχόμενο σήμα στον SOA διαμορφώνει τους φορείς του SOA και επομένως το κέρδος του. Αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι το CW σήμα που εισέρχεται στον SOA να διαμορφώνεται μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους,

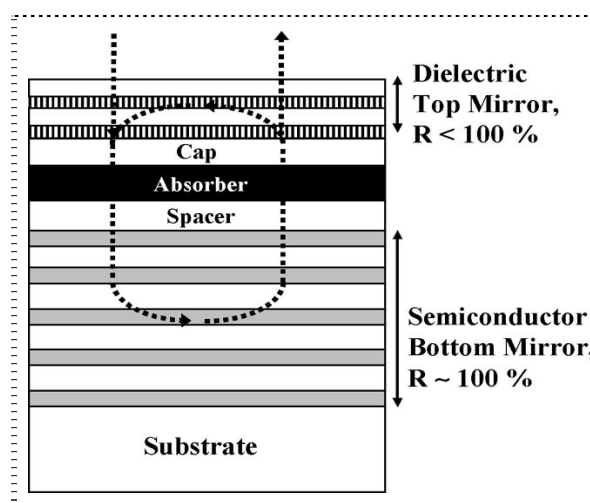
προκαλώντας με αυτόν τον τρόπο αντιστροφή της πόλωσης του σήματος που εξέρχεται πλέον του SOA. Επιπρόσθετα το εισερχόμενο σήμα δεδομένων επηρεάζει τον δείκτη διάθλασης του SOA, με αποτέλεσμα την εμφάνιση chirp στο εξερχόμενο σήμα νέου μήκους κύματος. Προκειμένου να ανακτηθεί η ορθή πόλωση του σήματος, το αντεστραμμένο σήμα εισέρχεται σε ένα συμβολόμετρο καθυστέρησης (Delay Interferometer/DI). Το DI λειτουργεί σαν ένα φίλτρο το οποίο «κεντράρεται» στην συχνότητα του φέροντος. Αυτό έχει σαν συνέπεια να εξασθενεί τις dc συνιστώσες που αντιστοιχούν στο «1» επίπεδο του αντεστραμμένου σήματος και να αφήνει να περνά το «0» επίπεδο. Με αυτό τον τρόπο αντιστρέφεται η πόλωση του σήματος παίρνοντας στην έξοδο του μετατροπέα σήμα πόλωσης ίδιο με το εισερχόμενο. Στην περίπτωση που το φίλτρο είναι αρκετά απομακρυσμένο από τον φέρον, στις κόκκινες φασματικές συνιστώσες επομένως το DI δεν χρειάζεται μιας και λόγω της απομάκρυνσης του καταπιέζεται το φέρον του CW εξ' αρχής.

2.2.4 Κύκλωμα ανίχνευσης περιβάλλουσας (PED)

Στην παράγραφο αυτή περιγράφεται ο σχεδιασμός και τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος ανίχνευσης της περιβάλλουσας οπτικών πακέτων (Packet Envelope Detection - PED). Με το κύκλωμα PED μπορούμε να προσδιορίσουμε την ύπαρξη ή όχι ενός οπτικού πακέτου σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή (timeslot), προσδιορίζοντας τόσο το χρονικό του ίχνος (δηλαδή το ακριβές χρονικό σημείο έναρξής του) όσο και το μήκος του. Οι λειτουργίες αυτές μας προσφέρουν χρήσιμη πληροφορία για τη μεταγωγή ενός πακέτου, καθώς και την ανίχνευση πιθανών συγκρούσεων με άλλα πακέτα στις εξόδους ενός δρομολογητή.

Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος ανίχνευσης περιβάλλουσας (PED) που χρησιμοποιήθηκε βασίζεται στην μετατροπή μήκους κύματος σε μια ημιαγώγιμη πύλη κάθετης κοιλότητας (VCSG) [2.25]. Το VCSG αποτελείται από ημιαγώγιμα MQWs εμφυτευμένα σε μια ασύμμετρη κοιλότητα Fabry-Perot, που χαρακτηρίζεται από έναν ημιαγώγιμο καθρέφτη υψηλής ανακλαστικότητας (100%) στο κάτω μέρος

και έναν μερικώς ανακλαστικό διηλεκτρικό καθρέφτη στο πάνω μέρος. Η μη γραμμική συμπεριφορά της πύλης αυξάνεται γύρω από ένα μήκος κύματος συντονισμού της κοιλότητας. Το VCSG που χρησιμοποιήθηκε είχε ένα ιδιαίτερο σχεδιασμό, που για βέλτιστη λειτουργία λάμβανε υπόψη τον μερικό κορεσμό της απορρόφησης που προκαλείται από το probe σήμα. Το κύκλωμα PED φαίνεται στο **Σχήμα 2.20**. Η έξοδος ενός laser που μπορούμε να μεταβάλλουμε το μήκος κύματός του, ρυθμίζεται στην περιοχή κοντά στο μήκος κύματος απορρόφησης του VCSG οπότε και υφίσταται μεγάλη εξασθένηση απουσία δεδομένων (VCSG off state). Όταν ένα οπτικό σήμα δεδομένων εισάγεται στο κύκλωμα, η απορρόφηση στα επίπεδα των MQWs υφίσταντο μεγαλύτερο κορεσμό γυρνώντας την κατάσταση της πύλης σε on. Υπό αυτές τις συνθήκες η ανακλαστικότητα που υφίσταται το probe σήμα αυξάνεται αισθητά. Παρόλα αυτά λόγω της σχετικής χαμηλής απόκρισης της περιοχής απόκρισης (3dB cut-off frequency ~ 250 MHz), το probe φως που μετάγεται δεν είναι σε θέση να ακολουθήσει την διαμόρφωση του σήματος δεδομένων. Γι' αυτό το λόγο καθ' όλη τη διάρκεια του πακέτου δεδομένων η probe ισχύς στην έξοδο του VCSG παραμένει αισθητά υψηλή ακόμα κι όταν στα εισερχόμενα δεδομένα υπάρχουν μεγάλες ακολουθίες από «0». Οι ανεπαίσθητες διακυμάνσεις χαμηλής συχνότητας που παραμένουν λόγω επανασυνδυασμού χαμηλού φέροντος στα MQWs μπορούν να εξαλειφθούν εκμεταλλευόμενοι τα υπερατά χαρακτηριστικά ενός κορεσμένου SOA [2.26].

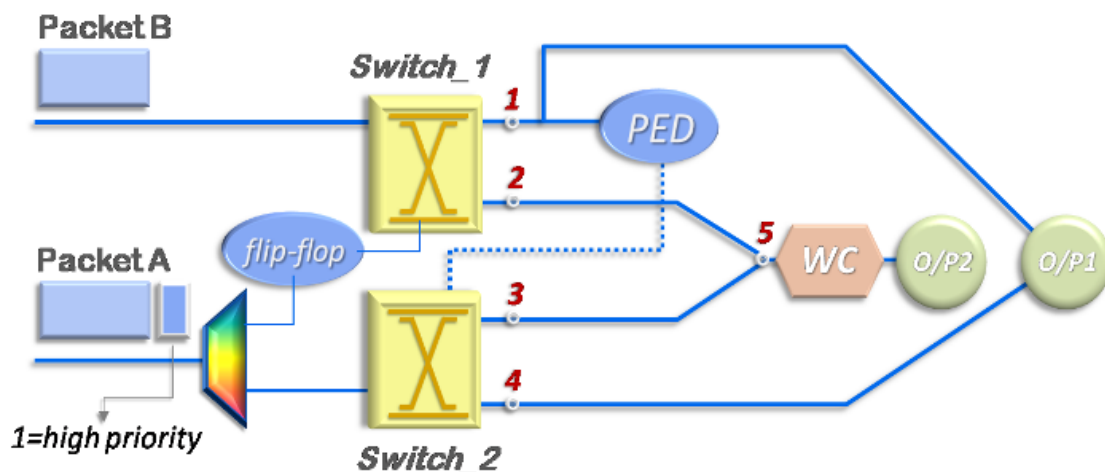


Σχήμα 2.20: Σχηματική δομή του VCSG.

2.3 Αρχιτεκτονική συστήματος επίλυσης συγκρούσεων

Σκοπός της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής είναι η παρουσίαση ενός αμιγώς οπτικού κυκλώματος το οποίο μπορεί να επιλύσει την σύγκρουση σύγχρονων οπτικών πακέτων δεδομένων στο πεδίο του χώρου και του μήκους κύματος, με τη βοήθεια υβριδικά ολοκληρωμένων οπτικών στοιχείων. Δύο οπτικά πακέτα (πακέτα A και B) που είναι στο ίδιο μήκος κύματος προσπαθούν να βγουν από έναν κόμβο ενώ κατέχουν συμπίπτουσα time-slots. Το **Σχήμα 2.21** δείχνει το λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος επίλυσης συγκρούσεων. Το κύκλωμα πραγματοποιεί δύο λειτουργίες: Αρχικά δηλώνουμε την προτεραιότητα ενός πακέτου χρησιμοποιώντας μια απλή μέθοδο σημαίας. Με βάση αυτό ένα πακέτο έχει μεγάλη προτεραιότητα αν η σημαία του είναι «1», ενώ έχει χαμηλή προτεραιότητα όταν η σημαία του είναι «0». Η σημαία είναι ένας απλός NRZ παλμός σε διαφορετικό μήκος κύματος από αυτό του πακέτου και εξάγεται με τη βοήθεια οπτικού φιλτραρίσματος. Στη συνέχεια η προτεινόμενη αρχιτεκτονική επιλύει την σύγκρουση με βάση την προτεραιότητα των πακέτων, δηλαδή το πακέτο υψηλής προτεραιότητας προωθείται στην έξοδο διατηρώντας το μήκος κύματός του, ενώ το πακέτο χαμηλής προτεραιότητας υφίσταται μεταβολή στο μήκος κύματός του. Τα εισερχόμενα πακέτα δρομολογούνται από δύο 1x2 διακόπτες (Switch_1 και Switch_2) οι οποίοι ελέγχονται από το οπτικό flip-flop (OFF) και το κύκλωμα ανίχνευσης περιβάλλουσας (PED). Τα πακέτα υψηλής προτεραιότητας δρομολογούνται στην έξοδο O/P1 και τα πακέτα χαμηλής προτεραιότητας βγαίνουν από την έξοδο 5, επιλύοντας έτσι το πρόβλημα σύγκρουσης στο πεδίο του χώρου. Η επίλυση στο πεδίο του μήκους κύματος επιτυγχάνεται στην έξοδο O/P2 με τη βοήθεια του μετατροπέα μήκους κύματος στα 160Gb/s. Η λειτουργία του κυκλώματος είναι η εξής: Το πακέτο A εισέρχεται από την είσοδο 1 και η σημαία προτεραιότητας (priority flag) εξάγεται με τη χρήση ενός οπτικού φίλτρου στενής ζώνης. Η εξαγόμενη σημαία χρησιμοποιείται για να οδηγήσει το flip-flop, έτσι ώστε να παράγει έναν οπτικό παλμό λίγο μεγαλύτερο σε διάρκεια από το οπτικό πακέτο δεδομένων. Αυτό το σήμα ελέγχου καθορίζει την κατάσταση του διακόπτη Switch_2: Στην παρουσία του οπτικού

παλμού του flip-flop (το πακέτο A έχει προτεραιότητα), το πακέτο B μετάγεται στην έξοδο output_2 του διακόπτη Switch_1, ο οποίος είναι συνδεδεμένος στην έξοδο σύγκρουσης, αλλιώς το πακέτο B εξέρχεται από την έξοδο output_1 του διακόπτη Switch_1 και στη συνέχεια από την έξοδο O/P1. Η έξοδος output_1 του διακόπτη Switch_1 είναι συνδεδεμένη στο κύκλωμα PED, έτσι ώστε αν το πακέτο B δρομολογείται σε αυτό το σημείο (το πακέτο A έχει χαμηλή προτεραιότητα και υφίσταται το πακέτο B) το κύκλωμα PED παράγει έναν οπτικό παλμό λίγο μεγαλύτερο σε διάρκεια από το αρχικό πακέτο, ο οποίος ελέγχει την κατάσταση του διακόπτη Switch_2: όταν το PED είναι on (το πακέτο B υφίσταται και το πακέτο A έχει χαμηλή προτεραιότητα) το πακέτο A δρομολογείται στο σημείο 3 και εξέρχεται από την έξοδο O/P2, αλλιώς το πακέτο A δρομολογείται στο σημείο 4 και εξέρχεται από την έξοδο O/P1.



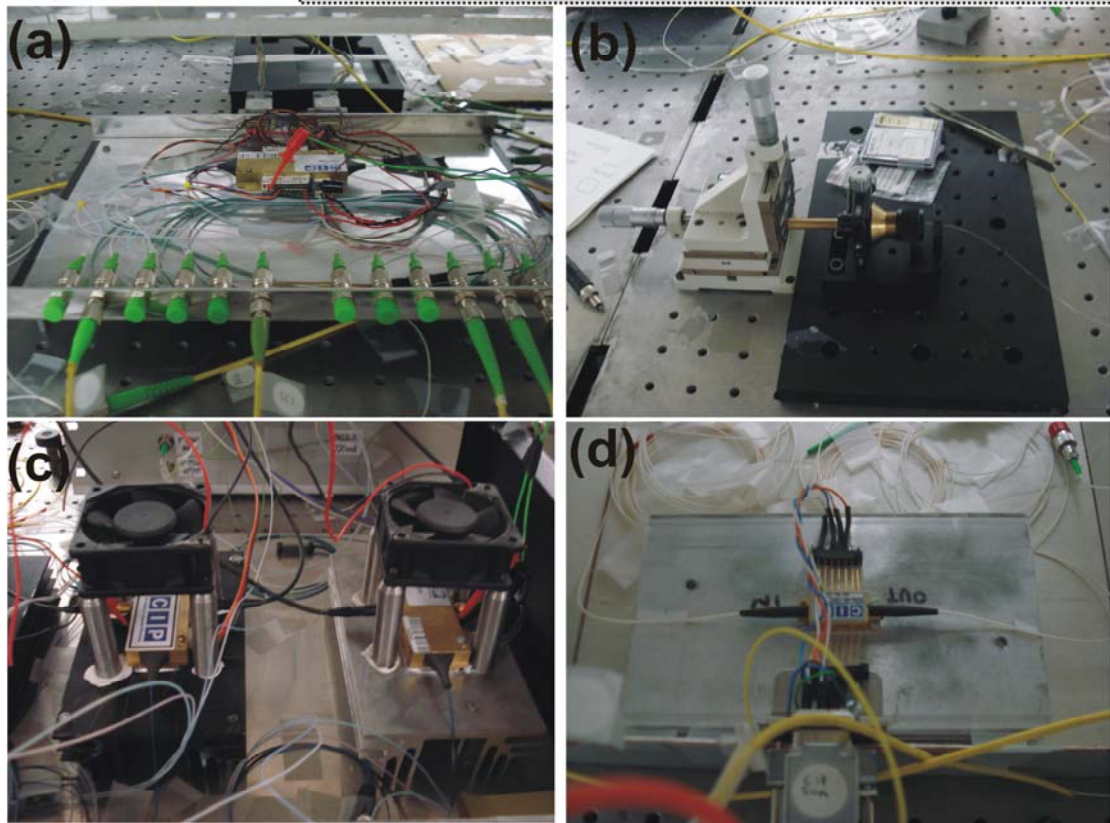
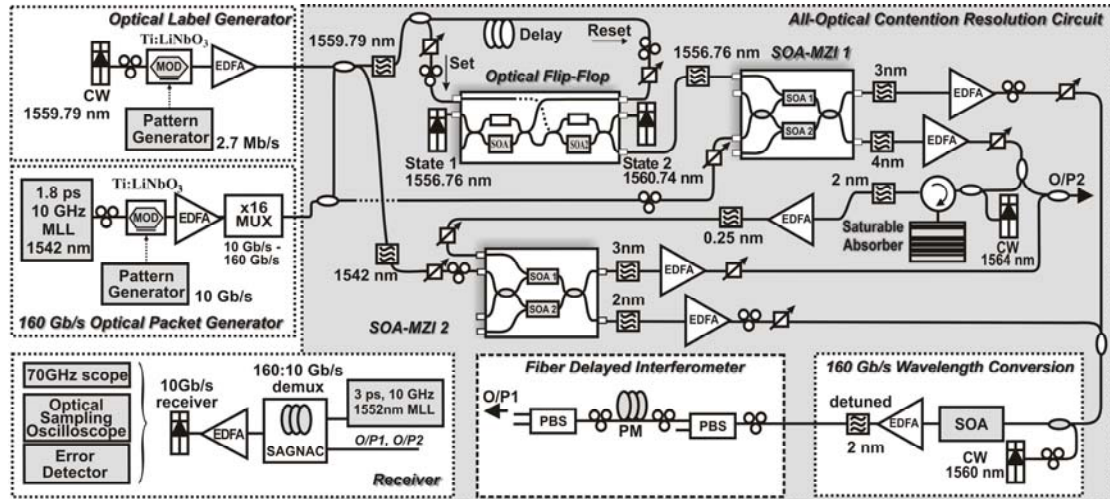
Σχήμα 2.21: Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος επίλυσης συγκρούσεων με έλεγχο προτεραιότητας.

2.4 Πειραματική υλοποίηση στα 160Gb/s RZ

Το **Σχήμα 2.22** δείχνει την πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για να υλοποιηθεί το κύκλωμα επίλυσης συγκρούσεων με τη χρήση υβριδικά

ολοκληρωμένων στοιχείων. Ένα laser εγκλείδωσης ρυθμών (MLL) παρήγαγε στενούς οπτικούς παλμούς μήκους κύματος 1542nm στα 10Gb/s, οι οποίοι στη συνέχεια διαμορφώθηκαν σε ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων PRBS 2^7-1 με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή LiNbO₃, ο οποίος οδηγούταν από μια ηλεκτρονική παλμογεννήτρια. Αυτό το σήμα τη συνέχεια εισήχθη σε ένα δεύτερο ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή LiNbO₃ διαμόρφωσης πακέτων και η έξοδος του πέρασε μέσα από έναν 16x-πολλαπλασιαστή ίνας, έτσι ώστε να προκύψει μια ακολουθία τριών πακέτων διάρκειας 52ns στα 160Gb/s, ακολουθούμενα από ένα κενό πακέτο. Αυτή η ακολουθία πακέτων δεδομένων διασπάστηκε σε δύο μέρη με τη βοήθεια ενός οπτικού coupler για να προκύψουν τα δύο εισερχόμενα σήματα εισόδου. Το σήμα πακέτων A ενώθηκε με την σημαία προτεραιότητας και καθυστερήθηκε κατά 90ns σε σχέση με το πακέτο B (**Σχήμα 2.23(a)** και **Σχήμα 2.23(b)**). Η σημαία προτεραιότητας δημιουργήθηκε με την εξωτερική διαμόρφωση σε έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή LiNbO₃ ενός CW στα 1559.79nm οδηγούμενου από έναν NRZ παλμό ηλεκτρονικής παλμογεννήτριας διάρκειας 1.6ns. Μόλις εισήχθει στο κύκλωμα και πριν οδηγηθεί στον διακόπτη Switch_2, η ακολουθία πακέτων A διαχωρίστηκε από την σημαία προτεραιότητας με τη χρήση ενός οπτικού φίλτρου στενού εύρους ζώνης. Η εξαχθείσα σημαία διασπάστηκε σε δύο μέρη με σχετική καθυστέρηση μεταξύ τους ίση με 60ns για να δημιουργηθούν οι παλμοί Set και Reset του οπτικού flip-flop. Οι παλμοί διάρκειας 60ns στην έξοδο του flip-flop είχαν διαμόρφωση 1.4dB και χρησιμοποιήθηκαν σαν το σήμα ελέγχου στον διακόπτη Switch_1. Παράλληλα, τα οπτικά πακέτα δεδομένων A και B εισήχθησαν σαν σήματα εισόδου στους διακόπτες Switch_2 και Switch_1 αντίστοιχα. Και οι δύο διακόπτες ήταν υβριδικά ολοκληρωμένα SOA-MZIs και η κατάστασή τους ελεγχόταν με τη βοήθεια σημάτων CW σε co-propagating διάδοση για να μειωθεί ο θόρυβος ASE των SOAs. Η θύρα μη-μεταγωγής του SOA-MZI_1 ήταν συνδεδεμένη στο κύκλωμα PED, αποτελούμενο από το VCSG του οποίου την είσοδο χρησιμοποιήθηκε ένα CW στα 1564nm, η έξοδος του οποίου αποτελούσε το σήμα ελέγχου για τον διακόπτη Switch_2. Η θύρες μεταγωγής και μη-μεταγωγής των SOA-MZI συγχρονίστηκαν στο πεδίο του χρόνου και ενώθηκαν στην έξοδο του

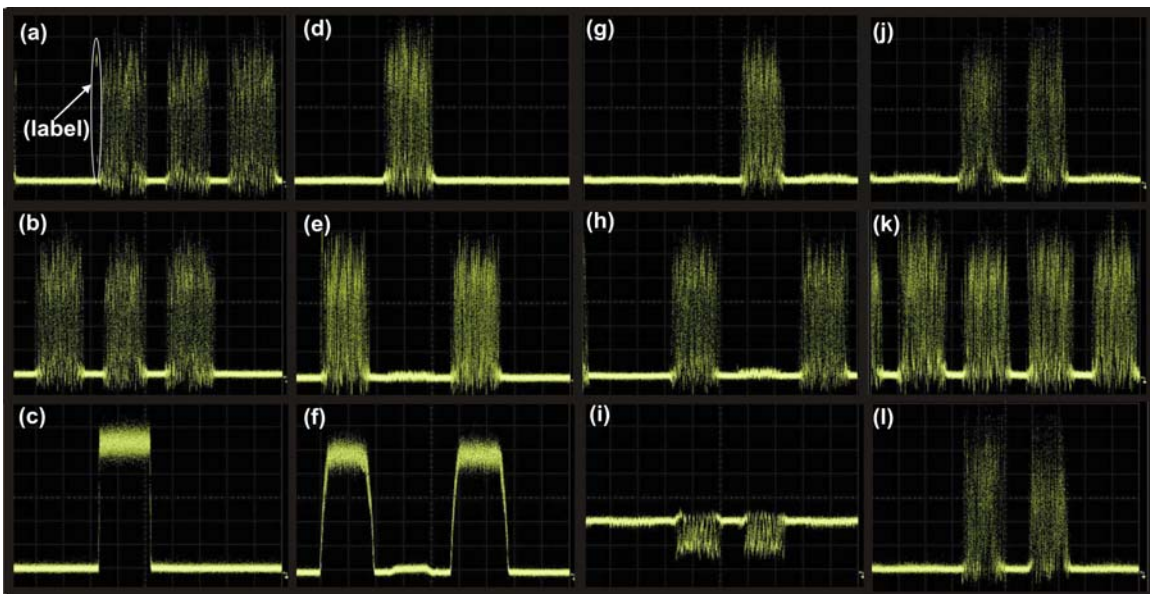
κυκλώματος και στην έξοδο σύγκρουσης αντίστοιχα. Η έξοδος σύγκρουσης ενώθηκε με ένα CW σε μήκος κύματος ίσο με 1560nm και τα δύο σήματα μαζί εισήχθησαν στον αμιγώς οπτικό μετατροπέα μήκους κύματος που αποτελούταν από έναν SOA με μήκος 1.1mm ακολουθούμενο από ένα ζωνοπερατό φίλτρο 1.5nm και ένα DI. Τα σήματα στα 160Gb/s αποπολυπλέχθηκαν σε ένα οπτικό διακόπτη ίνας Sagnac χρησιμοποιώντας σαν σήμα ελέγχου ένα δεύτερο laser εγκλείδωσης ρυθμών στα 10GHz και με μήκος κύματος ίσο με 1552nm. Η μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων BER για τα αποπολυπλεγμένα κανάλια από τα 160Gb/s στα 10Gb/s πραγματοποιήθηκε και για τις δύο εξόδους του κυκλώματος.



Σχήμα 2.22: Πρώτη σειρά: Πειραματική διάταξη, Δεύτερη και Τρίτη σειρά: Τα δομικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του κυκλώματος: a) υβριδικά ολοκληρωμένο Flip-Flop σε λειτουργία με τις τροφοδοσίες του και τα οπτικά σήματα, b) Το VCSG, c) υβριδικά ολοκληρωμένες πύλες Mach-Zehnder σε λειτουργία με τα κυκλώματα ψύξης και τις ηλεκτρικές τροφοδοσίες d) ο μη γραμμικός SOA του μετατροπέα μήκους κύματος στα 160Gb/s

2.5 Πειραματικά αποτελέσματα

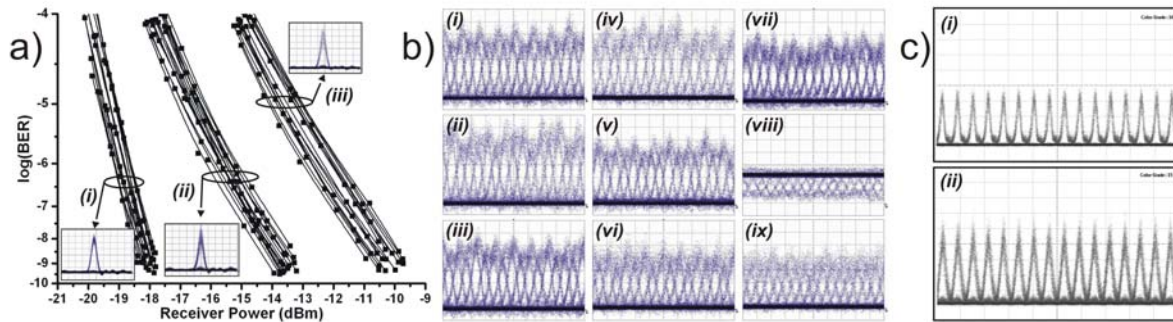
Το **Σχήμα 2.23** παρουσιάζει τα πειραματικά αποτελέσματα με τη μορφή διαγραμμάτων παλμοσειράς σε κάθε σημείο του κυκλώματος, ενώ το **Σχήμα 2.24(b)** παρουσιάζει τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού που ανιχνεύθηκαν με τη βοήθεια μιας φωτοδιόδου με εύρος λειτουργίας τα 70GHz. Τα σήματα στα 160Gb/s αποπολυπλέχθηκαν σε κανάλια των 10Gb/s σε μια οπτική πύλη ίνας και αξιολογήθηκε η απόδοση BER για κάθε κανάλι ξεχωριστά. Το **Σχήμα 2.24(a)** δείχνει το BER για τα αποπολυπλεγμένα σήματα εισόδου, O/P1 και O/P2 καθώς και τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού.



Σχήμα 2.23: Πειραματικά αποτελέσματα. (a) Δεδομένα πακέτων A, (b) Δεδομένα πακέτων B, (c) Flip-Flop (d) θύρα μεταγωγής SOA-MZI_1, (e) θύρα μη-μεταγωγής SOA-MZI_1, (f) PED, (g) θύρα μεταγωγής SOA-MZI_2, (h) θύρα μη μεταγωγής SOA-MZI_2, (j) χαμηλής προτεραιότητας πακέτα συγκρούσεων (σημείο 5 του κυκλώματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.16), (k) O/P2, (i) έξοδος SOA-Φίλτρο (ανάστροφο WC) και (l) έξοδος DI (O/P1). Time scale: 38 ns/div

Τα power penalties που μετρήθηκαν στις εξόδους του κυκλώματος ήταν 4.5dB και 7.8dB για τις O/P2 και O/P1 αντίστοιχα για $\log(\text{BER})=10^{-9}$. Επίσης στο **Σχήμα 2.24(c)** παρουσιάζονται διαγράμματα σε ταχύτητες 160Gb/s που απεικονίσθηκαν με τη βοήθεια ενός Optical Sampling Oscilloscope (OSO) για την είσοδο και την έξοδο

O/P1 του κυκλώματος. Λόγω του μικρού αριθμού των bits στο σήμα εξόδου O/P2 δεν ήταν δυνατή η απεικόνιση διαγράμματος στα 160Gb/s λόγω έλλειψης σταθερότητας στο μηχανισμό κλειδώματος του οργάνου ώστε να παρέχει σταθερή εικόνα.



Σχήμα 2.24: a) απόδοση BER του κυκλώματος επίλυσης συγκρούσεων i) δεδομένα εισόδου, ii) O/P2, iii) O/P1. b) διαγράμματα ματιού 160 Gb/s i) δεδομένα εισόδου, ii) θύρα μεταγωγής SOA-MZI_1, iii) θύρα μη-μεταγωγής SOA-MZI_1, iv) θύρα μεταγωγής SOA-MZI_2, v) θύρα μη-μεταγωγής SOA-MZI_2, vi) πακέτα σύγκρουσης χαμηλής προτεραιότητας (σημείο 5 του κυκλώματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.16, vii) O/P2, viii) Έξοδος SOA-Φίλτρο (αντίστροφο WC) και (ix) έξοδος DI (O/P1). Time scale: 10 ps/div. c) διαγράμματα ματιού OSO: i) δεδομένα εισόδου, ii) O/P2. Time scale: 10 ps/div.

2.6 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάσαμε ένα αμιγώς οπτικό κύκλωμα επίλυσης συγκρούσεων πακέτων στο πεδίο του χώρου και του χρόνου συνυπολογίζοντας την προτεραιότητά τους βάση σημαίων με τη μορφή οπτικών ταμπελών στα πακέτα. Το οπτικό κύκλωμα υλοποιήθηκε χρησιμοποιώντας III-V φωτονικά ολοκληρωμένα στοιχεία και υβριδικά ολοκληρωμένα III-V στοιχεία σε Silica-on-Silicon. Το κύκλωμα λειτούργησε αξιόπιστα και χωρίς σφάλματα σε όλες τις εξόδους του [2.26]. Το συγκεκριμένο πολύπλοκο κύκλωμα επεξεργασίας με τη χρήση διασυνδεδεμένων φωτονικών κυκλωμάτων αναδεικνύει την προοπτική για τα μελλοντικά υψηλής κλίμακας πλήρως ολοκληρωμένα systems-on-chip.

2.7 Αναφορές

- [2.1] D. Apostolopoulos, **P. Zakynthinos**, L. Stampoulidis, E. Kehayas, R. McDougall, R. Harmon, A. Poustie, G. Maxwell, R. Van Caenegem, D. Colle, M. Pickavet, E. Tangdiongga, H. J. S. Dorren, and H. Avramopoulos, “Contention Resolution for Burst-Mode Traffic Using Integrated SOA-MZI Gate Arrays and Self-Resetting Optical Flip-Flops”, IEEE Photon. Technol. Lett., VOL. 20, NO. 24, pp. 2024-2026, DECEMBER 15, 2008.
- [2.2] **P. Zakynthinos**, D. Apostolopoulos, L. Stampoulidis, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell, R. Van Caenegem, D. Colle, M. Pickavet, E. Tangdiongga, H.J.S. Dorren and H. Avramopoulos, “Successful Interconnection of SOA-MZI Arrays and Flip-Flops to Realize Intelligent, All-optical Routing”, presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2008, Brussels, Belgium, We.2.D.2, Vol. 3, pp. 113-114.
- [2.3] <http://www.ciphotonics.com/>
- [2.4] R.P. Webb, R.J. Manning, G.D. Maxwell, A.J. Poustie, “40 Gbit/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach-Zehnder interferometer”, Electron. Lett. Vol. 39, No. 1, pp. 79–81, 2003.
- [2.5] D. Wolfson et al., “40-Gb/s all-optical wavelength conversion, regeneration and demultiplexing in a SOA-based all-active Mach-Zehnder interferometer”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 12, No. 3, pp. 332-334, 2000.
- [2.6] O. Leclerc et al., “Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond”, J. Lightwave Technol., Vol. 21, No. 11, pp. 2779-2790, 2003.
- [2.7] D. Tsiokos, P. Bakopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, “Jitter Reduction in a 40 Gb/s All-Optical 3R Regenerator Using Integrated MZI-SOA Switches”, Electron. Lett., Vol. 42, No.14, pp. 817-819, 2006.

- [2.8] K. L. Hall et al., “100 Gbit/s bitwise logic”, *Opt. Lett.*, Vol. 23, No. 16, pp. 1271-1273, 1998.
- [2.9] M. L. Masanovic et al., “Monolithically integrated Mach - Zehnder interferometer wavelength converter and widely tunable laser in InP”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1117–1119, 2003.
- [2.10] J. Y. Kim, J.M. Kang, T. Y. Kim, S. K. Han, “All-Optical Multiple Logic Gates With XOR, NOR, OR, and NAND Functions Using Parallel SOA-MZI Structures: Theory and Experiment”, *IEEE J. Lightwave. Technol.* Vol. 24, pp. 3392-3399, 2006.
- [2.11] <http://mufins.cti.gr>
- [2.12] G. Maxwell et al., “Very low coupling loss, hybrid-integrated all-optical regenerator with passive assembly”, *Europ. Conf. on Opt. Comm. (ECOC) 2002*, Tech. Dig., PD3.5, Copenhagen, Denmark, 2002.
- [2.13] Y. Du et al., “A novel monolithically integrated Mach-Zehnder wavelength converter using cross modulation in electro-absorber”, *Europ. Conf. on Opt. Comm. (ECOC) 2005*, Tech. Dig., Th 1.4.1., Glasgow, UK, 2005.
- [2.14] S. J. Park, K. T. Jeong, S. H. Park, H. K. Sung, “A novel method for fabrication of a PLC platform for hybrid integration of an optical module by passive alignment”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, No. 4, pp.486-488, 2002.
- [2.15] J. Mork, M.T. Hill, H.J.S. Dorren, T.J. de Vries, et. al., A fast low-power optical memory based on coupled micro-ring lasers, *Nature* 432, 206-209.
- [2.16] Y. Liu, R. McDougall, J. Seoane, E. Kehayas, M. T. Hill, G. Maxwell, S. Zhang, R. Harmon, F.M. Huijskens, L. Rivers, P. V. Holm-Nielsen, J. M. Martinez, J. Herrera, J. Marti, H. Avramopoulos, P. Jeppesen, A.M.J. Koonen, A. Poustie and H.J.S. Dorren, “Characterization of Hybrid Integrated All-Optical Flip-Flop”, Invited Talk, paper ThBB 1, *IEEE/LEOS Annual Meeting 2006*, Montreal, Canada.

- [2.17] M. L. Masanovic, V. Lal, J. A. Summers, J. S. Barton, E. J. Skogen, L. G. Rau, L. A. Coldren, and D. J. Blumenthal, "Widely tunable monolithically integrated all-optical wavelength converters in InP," IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 23, pp. 1350-1362, 2005.
- [2.18] Y. Miyazaki et.al, "Polarization-Insensitive SOA-MZI Monolithic All-Optical Wavelength Converter for Full C-band 40Gbps-NRZ Operation," in Proc. ECOC'06, Th3.4.2.
- [2.19] G. Maxwell et.al, "Very low coupling loss, hybrid-integrated all-optical regenerator with passive assembly," post-deadline paper PD3.5 ECOC 2002.
- [2.20] www.ciphotonics.com
- [2.21] 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," IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Volume 14, Issue 3, May-june 2008 Page(s):849 - 860.
- [2.22] H. Chayett, S. Ben Ezra, N. Shachar, S. Tzadok, S. Tsadka and J. Leuthold: "Regenerative all-optical wavelength converter based on semiconductor optical amplifier and sharp frequency response," in Proceedings of OFC2004, Ths2, USA, Feb. 2004.
- [2.23] M.L. Nielsen, B. Lavigne and B. Dagens: "Polarity-preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gbit/s using bandpass filtering", Electron. Lett., Vol.39, 1334-1335, Sept., 2003.
- [2.24] J. Leuthold, D. M. Marom, S. Cabot, J. J. Jaques, R. Ryf and C. R. Giles: "All-optical wavelength conversion using a pulse reformatting optical filter", J. of Lightwave Tech., Vol. 22, 186-192, Jan., 2004.

- [2.25] Porzi C., Potì L., Bogoni A., Guina M., and Okhotnikov O.G. "All-Optical Wavelength Conversion in a Vertical Cavity Semiconductor Switch", Photonics West, California, San Jose, January, 2006, Digital Photonics Subsystems, Ultra-Fast Optical Subsystems.
- [2.26] P. Bakopoulos, **P. Zakyntinos** , E. Kehayas, L. Stampoulidis, F. Fresi, C. Porzi, N. Calabretta, Ch. Kouloumentas, D. Petrantonakis, A. Maziotis, C. Stamatidis, D. Apostolopoulos, M. Guina, D. Klonidis, L. Potì, E. Tangdiongga, A. Poustie, G. Maxwell, I. Tomkos, A. Bogoni, H.J.S. Dorren and H. Avramopoulos, "160 Gb/s All-Optical Contention Resolution with Prioritization using Integrated Photonic Components" ECOC 2009, 20-24 September, 2009, Vienna, Austria Paper 6.3.5.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΠΟΛΥΚΥΜΑΤΙΚΗ 3R ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΕΚΡΗΚΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ

3.1 Εισαγωγή

Η δραματική αύξηση της IP (Internet Protocol) κίνησης, απαιτεί άμεσα τη σημαντική αύξηση του εύρους ζώνης των οπτικών δικτύων. Ωστόσο η αναλογική κλιμάκωση των υπάρχοντων τεχνικών των σημερινών δικτύων με στόχο να ικανοποιήσουν το απαιτούμενο εύρος ζώνης συναντά δυσκολίες στην ταυτόχρονη κάλυψη όλων των επιμέρους ζητημάτων που αφορούν την ανάπτυξη τους, όπως είναι το κόστος, η κατανάλωση ισχύος, το φυσικό μέγεθος, η αξιοπιστία και η πολυπλοκότητα. Την τελευταία δεκαετία η βιομηχανική πρόοδος επικεντρώθηκε στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης για κάθε μεμονωμένο μήκος κύματος (data rate/wavelength), ώστε να αντιμετωπίσει επιτυχώς τα παραπάνω ζητήματα με ταυτόχρονη μείωση του κόστους. Η τακτική αποδείχθηκε αποτελεσματική για τη μετάβαση από τα 2.5Gb/s στα 10Gb/s μειώνοντας το κόστος του Gigabit ανά χιλιόμετρο μετάδοσης, απέτυχε ωστόσο να λειτουργήσει ικανοποιητικά για τη μετάβαση από τα 10Gb/s στα 40Gb/s [3.1]. Ο κυριότερος λόγος ήταν η υπερβολική αύξηση των απαιτούμενων οπτικών στοιχείων και κατά συνέπεια η μη γραμμική αύξηση της πολυπλοκότητας των συστημάτων.

Η σύνδεση του κόστους ενός σύγχρονου οπτικού δικτύου με τον αριθμό όλων των οπτικών στοιχείων που απαιτούνται, οδήγησε στη ραγδαία ανάπτυξη της τεχνολογίας οπτικής ολοκλήρωσης [3.2]. Η μεγάλης κλίμακας φωτονική

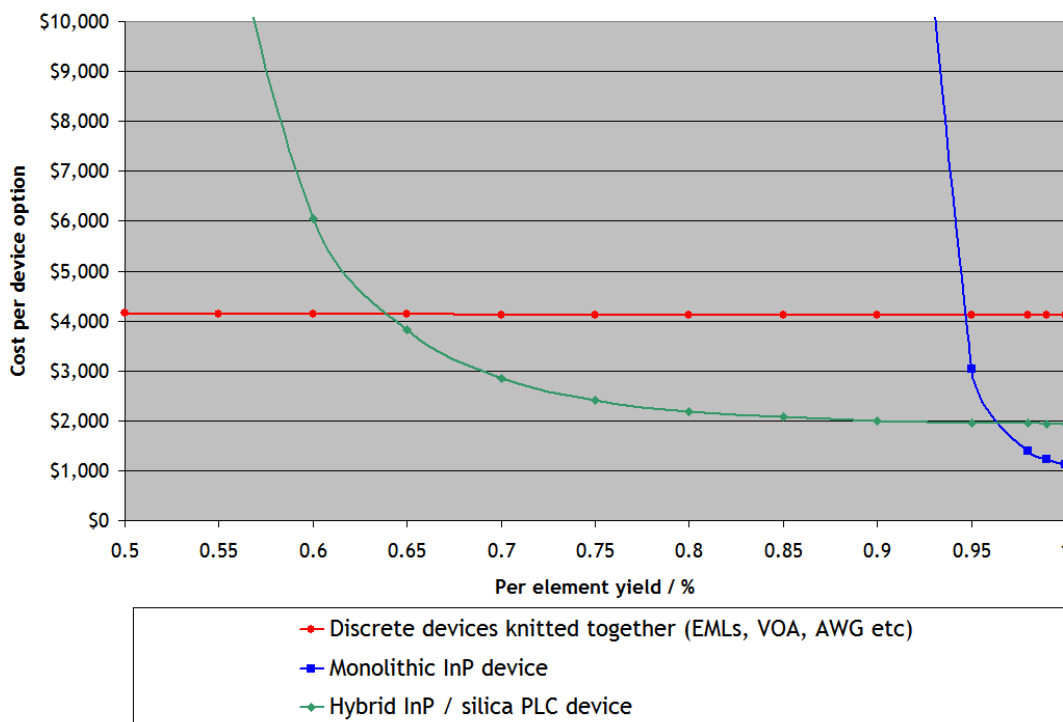
ολοκλήρωση φαίνεται να είναι η μοναδική τεχνολογία που μπορεί να αντιμετωπίσει ικανοποιητικά τις πολλαπλές προκλήσεις της ανάπτυξης των σύγχρονων δικτύων. Η αύξηση της χωρητικότητας (capacity) των οπτικών στοιχείων, που προσβλέπουν στο να αποτελούν πλέον ολοκληρωμένες οπτικές διατάξεις σ' ένα chip, βοηθά στην αποτελεσματική κλιμάκωση των οπτικών δικτύων με παράλληλη μείωση της πολυπλοκότητας. Για το λόγο αυτό η χωρητικότητα ανά ολοκληρωμένο chip (Capacity per chip) είναι το σημαντικότερο μετρικό στην πορεία ανάπτυξης των μελλοντικών δικτύων [3.3]. Η αύξηση της χωρητικότητας καλύπτει την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης επιτρέποντας παράλληλα τη σχεδίαση των συστημάτων με τρόπο που να μειώνει το κόστος, την πολυπλοκότητα, την κατανάλωση χώρου και ενέργειας, αυξάνοντας ταυτόχρονα την αξιοπιστία τους.

Με βάση λοιπόν τη δεδομένη ανάγκη για ανάπτυξη της οπτικής ολοκλήρωσης, οπτικά στοιχεία μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης αποτέλεσαν ήδη εμπορική πραγματικότητα για τις τηλεπικοινωνίες, σε τομείς όπως τα δίκτυα κορμού (core network) [3.4] και τα δίκτυα FTTH (fibre to the home) [3.5], [3.6]. Οι δυο κυρίαρχες διαθέσιμες τεχνολογίες οπτικής ολοκλήρωσης σήμερα είναι η μονολιθική και η υβριδική ολοκλήρωση. Οι δυο τεχνικές ολοκλήρωσης υπογραμμίζουν την προοπτική για μειωμένου κόστους και υψηλού επιπέδου εφαρμογές αντίστοιχα, χωρίς όμως καμία από τις δυο να προσφέρει ταυτόχρονα και τα δυο χαρακτηριστικά. Η μονολιθική ολοκλήρωση απαιτεί πολύ υψηλό συντελεστή απόδοσης στην ολοκλήρωση (yield) ώστε να είναι οικονομικά βιώσιμη ακόμα και όταν πρόκειται να καλύψει μια πολύ ακριβή εφαρμογή, ενώ τα σχετικά χαμηλού κόστους υβριδικά προϊόντα έχουν περιορισμένο βαθμό ανάπτυξης με μεγάλους αριθμούς, εξαιτίας του γεγονότος ότι η συναρμολόγηση των τμημάτων τους συμβαίνει για κάθε chip ξεχωριστά.

Τα παραπάνω συνοψίζονται σ' ένα παράδειγμα που παρουσιάζει την οικονομική ανάλυση μιας εφαρμογής που απαιτεί 40+ οπτικά στοιχεία. Τα αποτελέσματα αποτυπώνονται με τη βοήθεια των καμπυλών κόστους στο διάγραμμα του **Σχήμα 3.1**. Η εφαρμογή υλοποιήθηκε με τη χρήση διακριτών στοιχείων (κόκκινη καμπύλη),

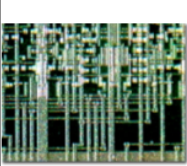
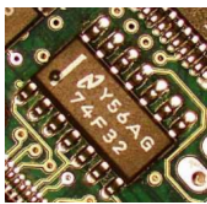
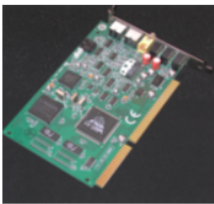

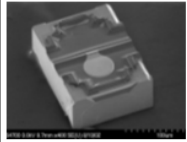
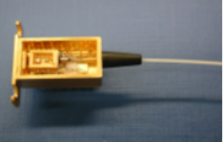
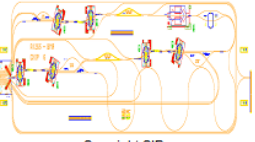

ολοκληρωμένων μονολιθικά στοιχεία (μπλέ καμπύλη) σε υπόστρωμα InP, και τέλος υβριδικά ολοκληρωμένων διατάξεων (πράσινη καμπύλη) που χρησιμοποιούν μονολιθικά ολοκληρωμένα ενεργά στοιχεία πάνω σ' ένα υπόστρωμα με παθητικούς κυματοδηγούς.

Οι καμπύλες κόστους είναι συνάρτηση της απόδοσης ολοκλήρωσης του καθενός στοιχείου (per element fabrication yield) [3.7]. Το κυριότερο συμπέρασμα που προκύπτει από τις καμπύλες αναδεικνύει ως βέλτιστη λύση για την οπτική ολοκλήρωση την από κοινού χρήση των δυο τεχνικών ολοκλήρωσης, εκεί που η καθεμία υπερτερεί. Συγκεκριμένα, αναδεικνύει την ανάγκη για μονολιθική ολοκλήρωση σχετικά απλών οπτικών στοιχείων που εμφανίζουν μεγάλο συντελεστή απόδοσης, και ο μετέπειτα συνδυασμός τους σε υβριδικά συστήματα που προσφέρουν μεγαλύτερη λειτουργικότητα.



Σχήμα 3.1: παράδειγμα οικονομικής ανάλυσης εφαρμογής με 40+ οπτικά στοιχεία. Καμπύλες κόστους για α) διακριτά στοιχεία (κόκκινη καμπύλη), β) ολοκληρωμένα μονολιθικά στοιχεία (μπλε καμπύλη), γ) υβριδικές ολοκληρωμένες διατάξεις (πράσινη καμπύλη) με μονολιθικά ολοκληρωμένα ενεργά στοιχεία.

Η παραπάνω διαδικασία καλείται οπτική ολοκλήρωση μεγάλων οπτικών τυπωμένων κυκλωμάτων (Printed Lightwave Circuit Board – PLCB) και βρίσκεται σε πλήρη αντιστοιχία με τις ηλεκτρονικές πλακέτες τυπωμένων κυκλωμάτων PCB-printed circuit board. Η αναλογία υφίσταται στο γεγονός ότι μονολιθικά ολοκληρωμένα chips ενώνονται με όλες τις κατάλληλες συνδέσεις και τα παθητικά στοιχεία για να δημιουργήσουν ένα μεγάλο κύκλωμα με αυξημένες λειτουργικές δυνατότητες. Το **Σχήμα 3.2** αποτελεί μια προσπάθεια να αναπαραστήσει την αναλογία των οπτικών ολοκληρωμένων διατάξεων με τις αντίστοιχες ηλεκτρονικές, σε επίπεδο συναρμολόγησης, ώστε να καταγράψει την πρόοδο της οπτικής ολοκλήρωσης και να αναδειχθεί το μέτρο του επιπέδου ολοκλήρωσης και του αντίστοιχου βαθμού συσκευασίας τους.

Description	Device	Level 1 Packaging	Level 2 Packaging	Level 3 Packaging
Electronic Example				 <small>Copyright Cisco Inc</small>
Electronic Example	Integrated circuit chip	Capacitors, resistors, μ-processors	Populated printed circuit board	Personal computer, video recorder, ADSL modem, IP router
Photonic Example	Semiconductor optoelectronic chip	Fibre pigtailed laser, optical isolator, coupler	Populated photonic circuit board	Optical crossconnect, optical switch fabric
Photonic Example			 <small>Copyright CIP</small>	 <small>Copyright Lucent Technologies</small>

Σχήμα 3.2: Αναπαράσταση της αναλογίας των οπτικών ολοκληρωμένων διατάξεων με τις αντίστοιχες ηλεκτρονικές

Παρακολουθώντας την εξέλιξη της ολοκληρωμένης ηλεκτρονικής τεχνολογίας διαπιστώνουμε ότι η ανάπτυξη της βασίστηκε στο γεγονός ότι η προσπάθεια επικεντρώθηκε αρχικά στην ολοκλήρωση όσο το δυνατόν μεγαλύτερου αριθμού βασικών λογικών μονάδων (τα τρανζίστορ στην περίπτωση της ηλεκτρονικής) σ' ένα και μόνο chip. Ακολουθώντας το ουσιαστικό αυτό παράδειγμα της ηλεκτρονικής, το

Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών πρότεινε το 2003 την ολοκλήρωση καταρχήν απλών και στη συνέχεια πολλαπλών λογικών οπτικών στοιχείων σε ένα chip [3.8]. Έχοντας αναγνωρίσει τις συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder σαν το αντίστοιχο του ηλεκτρονικού τρανζίστορ, ικανές να επιτελούν όλες τις στοιχειώδεις ψηφιακές λειτουργίες [3.9]-[3.19], οι οπτικές συμβολομετρικές πύλες αποτέλεσαν το τέλειο υποψήφιο για να αναπτυχθεί συστηματικά η ολοκλήρωσή τους και να επεκταθεί σε περισσότερες από μία σε ένα chip.

Η οπτική ολοκλήρωση μεγάλων οπτικών τυπωμένων κυκλωμάτων PLCB με οπτικές λογικές μονάδες αποτελεί σημαντική καινοτομία στην οπτική ολοκλήρωση. Μέχρι σήμερα, η διαδικασία ολοκλήρωσης αποσκοπούσε στην ενσωμάτωση μεγάλου αριθμού οπτικών στοιχείων με αυτοτελείς λειτουργίες [3.3], όπως πηγές laser και οπτικούς δέκτες με στόχο τη μείωση κόστους, πολυπλοκότητας, κατανάλωσης χώρου και ενέργειας, και της αύξησης της αξιοπιστίας τους. Η ολοκλήρωση ωστόσο λογικών μονάδων προσδίδει εκτός από τις προφανείς ωφέλειες για τη βιομηχανία των τηλεπικοινωνιών, τη δυνατότητα να ενεργοποιηθεί μια εξίσου σημαντική παράμετρος: να λειτουργήσουν τα ολοκληρωμένα chips σαν μηχανισμός ανατροφοδότησης για την περαιτέρω ανάπτυξη τους. Πράγματι, η εξέλιξη της ηλεκτρονικής ολοκλήρωσης ωθήθηκε από την ικανότητα των τρανζίστορ να συνδυάζονται σε μεγάλους αριθμούς και να δημιουργούν πολύπλοκα κυκλώματα. Η ελεύθερη εξωτερική διασύνδεση των τρανζίστορ εκμεταλλεύτηκε στο έπακρο την πολύ-χρηστικότητα των ψηφιακών ηλεκτρονικών πυλών παρέχοντας τη δυνατότητα για υλοποίηση μιας μεγάλης ομάδας ψηφιακών κυκλωμάτων που κάλυπταν ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών.

Στον οπτικό αντίποδα, η πληθώρα των λειτουργιών που θα βασίζονται στην αποκλειστική χρήση οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων θα καταδείξει το βαθμό χρήσης και το επίπεδο λειτουργικότητας που μπορούν να έχουν οι εφαρμογές που θα χρησιμοποιούν πολλές τέτοιες πύλες. Η υλοποίηση πολύπλοκων, απαιτητικών εφαρμογών που θα στηρίζονται σε κυκλώματα αποκλειστικής χρήσης πολλαπλών συμβολομετρικών διακοπών, θα αναδείξει τη δυνατότητα κατασκευής σύγχρονων

κυκλωμάτων νευραλγικής σημασίας για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα, αυξάνοντας ταυτόχρονα τη δυνητική ζήτηση για τα στοιχεία αυτά. Η επικείμενη αύξηση της ζήτησης σε συνδυασμό με την ομοιοτυπία θα αποτελέσουν τους βασικούς παράγοντες για την περαιτέρω ανάπτυξη των τεχνικών ολοκλήρωσης τους με παράλληλη μείωση του κόστους.

Ένα τέτοιο παράδειγμα απαιτητικού κυκλώματος με λειτουργία-κλειδί για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα είναι τα συστήματα αναγέννησης στα δίκτυα εκρηκτικής ροής (OBS), που καλούνται αναγεννητές εκρηκτικής ροής (3R Burst Mode Regenerators – BMR) [3.20]. Τα συστήματα αυτά αναλαμβάνουν να χειριστούν την ασύγχρονη και μεταβαλλόμενου επιπέδου ισχύος ροή πακέτων δεδομένων και να εξασφαλίσουν την χωρίς λάθη αναγέννηση στους ενδιάμεσους κόμβους δικτύων και τα τερματικά των χρηστών. Η υλοποίηση τους με τρόπο αποδοτικό και οικονομικό, είναι μονόδρομος για τη μετάβαση από τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων εκρηκτικής ροής [3.21].

Μέχρι πρόσφατα, τα κυκλώματα αναγεννητών για εκρηκτικές ροές δεδομένων που έχουν παρουσιαστεί βασίζονται κυρίως σε ηλεκτρονικές διατάξεις και η ταχύτητα λειτουργία τους δεν ξεπερνά τα 10Gb/s, ενώ απαιτούν σχετικά μεγάλο αριθμό από εισαγωγικά bits για την επίτευξη της εξίσωσης της ισχύος και της ανάκτησης φάσης [3.22], [3.23]. Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα δεκτών εκρηκτικής ροής δεδομένων αποτελούν επέκταση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού, τα οποία, με τη σειρά τους, στηρίζουν τη λειτουργία τους σε συζευγμένες πύλες-ταλαντωτές για την άμεση ανάκτηση του ρολογιού. Κατά συνέπεια, οι περιορισμένες του δυνατότητες, όσον αφορά την ταχύτητα λειτουργίας τους, οφείλονται στους αντίστοιχους περιορισμούς, που επιβάλλει η αναγκαστική χρήση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού δεδομένης της ανυπαρξίας αντίστοιχων οπτικών κυκλωμάτων.

Τους ίδιους περιορισμούς αντιμετωπίζουν οι αντίστοιχες υβριδικές οπτο-ηλεκτρονικές υλοποιήσεις εκρηκτικής ροής [3.23] στις οποίες το οπτικό τμήμα είναι

μόνο το στάδιο εξίσωσης της στάθμης ισχύος και υλοποιείται με χρήση ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών (SOAs) ή γραμμικών οπτικών ενισχυτών (LOAs). Μια άλλη προσέγγιση αφορά τη χρήση διαφορικής κωδικοποίησης διαμόρφωσης φάσης (Differential Phase Shift Keying coding) σε οπτικοηλεκτρονικές εφαρμογές [3.24] για να παρέχουν εξίσωση ισχύος με αυξημένο δυναμικό εύρος. Ωστόσο, οι αυξανόμενες απαιτήσεις για την αποδοτικότερη χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης και την υψηλότερη ποιότητα των ευρυζωνικών υπηρεσιών δημιουργούν την ανάγκη για αμιγώς οπτικά κυκλώματα με αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης, αποδοτικότητα και κατάτμηση των χρονικών θυρίδων.

Η αμιγώς οπτική αναγέννηση εκρηκτικής ροής ολοκληρώνεται σε δυο στάδια: την εξίσωση της ισχύος των εισερχόμενων ανισουψών πακέτων ριπής και τη 3R αναγέννηση των αυτών δεδομένων με εξαγωγή του χρονισμού του ρολογιού και αναγέννηση των δεδομένων για κάθε πακέτο ριπής χωριστά. Αν και αυτά τα κυκλώματα έχουν ήδη υλοποιηθεί σαν επιμέρους διατάξεις και σαν κυκλώματα αναγέννησης για ένα μήκος κύματος αποδεικνύοντας τη δυνατότητα της αμιγούς οπτικής τεχνολογίας να πραγματοποιεί κυκλώματα υψηλής λειτουργικότητας, δεν έχουν συνδυαστεί μέχρι σήμερα για να παρουσιάσουν ένα πλήρες 3R κύκλωμα αναγέννησης εκρηκτικής ροής (BMR) για πολυκυματικές, WDM εφαρμογές, αποκαλύπτοντας κατ' αυτό τον τρόπο την αυξημένη πολυπλοκότητα του εγχειρήματος.

Από την άλλη μεριά, η αμιγώς 3R αναγέννηση για υψίρρυθμα οπτικά σήματα σύγχρονης κίνησης έχει να επιδείξει συστήματα σε ταχύτητες λειτουργίας μεγαλύτερες των 40Gb/s [3.25]-[3.27] με συνδυασμένη χρήση κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού και οπτικών διακοπών ως στοιχείων απόφασης. Ως κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού χρησιμοποιούνται, συνήθως, κυκλώματα βρόχων εγκλείδωσης φάσης, laser ίνας δακτυλίου, που λειτουργούν με την τεχνική της εγκλείδωσης ρυθμών, και αυτοπαλλόμενα laser (self-pulsating lasers) [3.26]. Ως στοιχεία απόφασης, ευρεία είναι η χρήση οπτικών συμβολομετρικών διακοπών [3.28] ή οπτικών διαμορφωτών ηλεκτρο-απορρόφησης (Electro-Absorption

Modulators - EAMs) [3.29]. Ωστόσο, η ασύγχρονη λειτουργία των 3R αναγεννητών παρουσιάζει πρόβλημα στην υλοποίηση της, με λίγες μόνο εξαιρέσεις [3.30]-[3.32], κυρίως λόγω της αδυναμίας των κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού να αποκριθούν σε σύντομο χρονικό διάστημα στις εισερχόμενες ροές ασύγχρονων πακέτων και να λειτουργήσουν σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου.

Η λύση στο πρόβλημα μπορεί να βρεθεί στους οπτικούς συμβολομετρικούς διακόπτες, αφού πληρούν τις προϋποθέσεις για ασύγχρονη αναγέννηση δεδομένης της ικανότητάς τους να λειτουργούν σε επίπεδο bit του σήματος ακόμα και σε πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Το γεγονός μάλιστα ότι έχουν ολοκληρωθεί [3.8] τους καθιστά ιδανικούς για να χρησιμοποιηθούν σαν οι βασικές λογικές μονάδες για την υλοποίηση ενός μεγαλύτερου αμιγώς οπτικού συστήματος. Με βάση τα παραπάνω, στα πλαίσια της παρούσας διατριβής σχεδιάσθηκε και επιδείχθηκε ένας 3R αναγεννητής δεδομένων ασύγχρονης ροής στα 10Gb/s με ικανότητα λειτουργίας μέχρι τα 40Gb/s και για ταυτόχρονη ροή δεδομένων τεσσάρων μηκών κύματος (4λ-BMR).

Ο 4λ-3R BMR αξιολογήθηκε με 10Gb/s ασύγχρονα και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το κύκλωμα είναι εξολοκλήρου βασισμένο σε εμπορικά διαθέσιμες, υβριδικά ολοκληρωμένες τετραπλές συστοιχίες συμβολόμετρων Mach-Zehnder με οπτικούς ενισχυτές ημιαγωγών.

Συγκεκριμένα, αποτελείται από τρεις διαδοχικές συστοιχίες τετραπλών SOA-MZIs καθεμιά από τις οποίες εκτελεί μια διαφορετική λειτουργία και για συγκεκριμένο μήκος κύματος. Τα SOA-MZI της πρώτης συστοιχίας διαμορφώθηκαν ώστε να λειτουργούν ως αυτομεταγωγείς (self-switches) και εκτελούν την 2R εκρηκτικής ροής αναγέννηση. Δύο ακόμα τετραπλές συστοιχίες SOA-MZIs που η καθεμία πραγματοποιεί μια διαφορετική λειτουργία, συγκεντρώνονται για να πραγματοποιήσουν τον 3R αναγεννητή. Ειδικότερα, η πρώτη συστοιχία με την ενίσχυση ενός φίλτρου Fabry - Perot εκτελεί την ανάκτηση του χρονισμού του

ρολογιού και η δεύτερη συστοιχία την αναγέννηση των δεδομένων [3.33]. Το προτεινόμενο 3R κύκλωμα 4λ-BMR παρουσιάζει μια δυναμική περιοχή 6 dB όσον αφορά την ισχύ εισόδου, έχει χρόνο κλειδώματος μόνο 4 bit και απαιτεί μικρή ζώνη ασφαλείας μεταξύ των πακέτων. Δεν απαιτεί κανένα στάδιο μετατροπής ΟΕΟ και υψηλή ταχύτητα ηλεκτρονικής επεξεργασίας και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως αναγεννητής σε μελλοντικά WDM δίκτυα οπτικής εκρηκτικής ροής πακέτων με μεταγωγείς υψηλής ταχύτητας,.

Η επίτευξη της υλοποίησης του αμιγώς-οπτικού κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής με ταυτόχρονη αναγέννηση τεσσάρων μηκών κύματος και με αποκλειστική χρήση των ολοκληρωμένων συμβολομετρικών διακοπών, επιβεβαιώνει τη δυνατότητα κατασκευής σύγχρονων, πολύπλοκων και απαιτητικών κυκλωμάτων αμιγώς οπτικής επεξεργασίας που παρέχει η τεχνολογία οπτικής ολοκλήρωσης. Παράλληλα αποδεικνύει ότι ο επιτυχής συνδυασμός των πανομοιότυπων λογικών μονάδων σαν βασικά δομικά στοιχεία ικανά να επιτελούν ένα μεγάλο φάσμα στοιχειωδών λειτουργιών, είναι εφικτός σε μεγάλους αριθμούς παρέχοντας τη δυνατότητα υλοποίησης πολύπλοκων κυκλωμάτων με εφαρμογή σε μια πληθώρα λειτουργιών. Το γεγονός αυτό είναι εξαιρετικά σημαντικό καθώς αυξάνει κατακόρυφα το ενδιαφέρον για ποικίλη χρήση των οπτικών διακοπών.

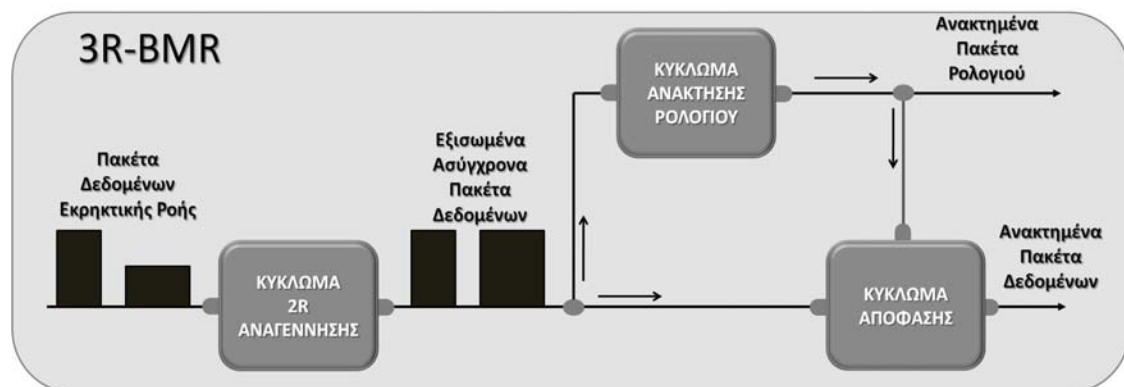
Συγκεκριμένα ο τρόπος με τον οποίο τα ολοκληρωμένα πολλαπλά στοιχεία σε ένα chip μπορούν να αποτελέσουν διέξοδο για μια πληθώρα πολύ-κυματικών (WDM) εφαρμογών, δεδομένου ότι τα περισσότερα οπτικά στοιχεία σήμερα δεν προσφέρουν τη δυνατότητα ταυτόχρονης επεξεργασίας σημάτων σε διαφορετικά μήκη κύματος.

Στις παραγράφους που ακολουθούν παρουσιάζουμε εισαγωγικά την αρχή λειτουργίας των 3R αναγεννητών ενώ στη συνέχεια αναλύουμε τον τρόπο λειτουργίας των επιμέρους υποσυστημάτων που τους απαρτίζουν. Αναλύουμε το κύκλωμα 2R αναγέννησης με τη χρήση ανισοζυγούς διακόπτη SOA-MZI, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και το κύκλωμα απόφασης. Στη συνέχεια αναλύουμε την

διαδικασία ολοκλήρωσης των υβριδικών τετραπλών στοιχείων SOA-MZI που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του 3R 4λ-BMR αναγεννητή. Τέλος παρουσιάζουμε την αρχή λειτουργίας του οπτικού αναγεννητή 3R 4λ-BMR, την πειραματική του υλοποίηση και τα αποτελέσματα που ελήφθησαν για λειτουργία στα 10Gb/s.

3.2 Αρχή λειτουργίας 3R οπτικών Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής

Στην παρούσα ενότητα προτείνεται ένας αμιγώς οπτικός αναγεννητής πακέτων δεδομένων εκρηκτικής ροής, ο οποίος μπορεί να υλοποιηθεί με χρήση ενός οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού και ενός 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής, οι λειτουργίες των οποίων θα περιγραφούν παρακάτω. Για τον προσδιορισμό των απαιτήσεων της λειτουργίας ενός 3R οπτικού αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής, χρειάζεται η ανάλυση της φύσης του σήματος εκρηκτικής ροής.



Σχήμα 3.3: Δομικό διάγραμμα ενός 3R αναγεννητή εκρηκτικής ροής δεδομένων

Η εκρηκτικού τύπου τηλεπικοινωνιακή κίνηση συνίσταται από ασύγχρονα, μεταβλητού μεγέθους πακέτα δεδομένων [3.20], τα οποία έχουν διαφορετική στάθμη ισχύος, εφόσον προέρχονται από διαφορετικές αφετηρίες και έχουν δρομολογηθεί από διαφορετικές κατευθύνσεις μέσα στο δίκτυο. Η μορφή της εκρηκτικού τύπου τηλεπικοινωνιακής κίνησης και η διαφορά της από την απλή ασύγχρονη κίνηση, έγκειται στο γεγονός ότι τα δεδομένα εκρηκτικής ροής

επιδεικνύουν μεγάλες διακυμάνσεις στην ισχύ των οπτικών ριπών δεδομένων, εφόσον οι διαφορετικές γραμμές μεταφοράς από τις οποίες διαδίδονται αντιστοιχούν εν γένει σε διαφορετικές συνολικές απώλειες. Επομένως, για την ορθή λειτουργία του δικτύου εκρηκτικής ροής, το τμήμα αναγέννησης δεδομένων ενός κόμβου του δικτύου πρέπει να επιδεικνύει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά ώστε να εγγυάται την επαναφορά του ληφθέντος σήματος στην αρχική του κατάσταση:

- Υψίσουχη λειτουργία
- Μεγάλο δυναμικό εύρος εξίσωσης ισχύος, ώστε το κύκλωμα να παρέχει το μέγιστο δυνατό εύρος απώλειας ισχύος από κόμβο σε κόμβο.
- Βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος
- Αναγέννηση των οπτικών παλμών, το οποίο σημαίνει ότι οι παραγόμενοι παλμοί πρέπει να έχουν ίδια στάθμη ισχύος και μικρή χρονική ολίσθηση (timing jitter).
- 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.

Με βάση τα παραπάνω, το κύκλωμα αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής αποτελεί επέκταση του εξισωτή ισχύος με την προσθήκη ενός κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων, όπως φαίνεται στο δομικό διάγραμμα του **Σχήματος 3.3**. Ο αναγεννητής αποτελείται από δύο κύρια υποσυστήματα: το στάδιο εξίσωσης ισχύος των πακέτων εκρηκτικής ροής (amplitude equalization stage), και το κύκλωμα 3R αναγέννησης ή ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων (Clock-and-Data Recovery circuit). Τα πακέτα εισέρχονται καταρχήν στο στάδιο εξίσωσης ισχύος, το οποίο αποδίδει στην έξοδό του ίσης στάθμης ισχύος πακέτα δεδομένων και μετατρέπει ουσιαστικά, την εκρηκτικού τύπου κίνηση σε ασύγχρονη. Στη συνέχεια, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων εξάγει το χρονισμό των πακέτων και αναγνωρίζει το περιεχόμενο των πακέτων δεδομένων.

Ο οπτικός 3R αναγεννητής αποτελείται από ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και ένα οπτικό στοιχείο απόφασης. Το εισερχόμενο σήμα δεδομένων με έντονα τα στοιχεία παραμόρφωσης, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, διασπάται σε δύο τμήματα, το ένα εκ των οποίων χρησιμοποιείται ως είσοδος στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, ενώ το άλλο εισάγεται απευθείας στο στοιχείο απόφασης. Στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού παράγεται ένα σήμα ρολογιού με σημαντικά βελτιωμένα χαρακτηριστικά σε σχέση με το αρχικό σήμα δεδομένων. Πιο συγκεκριμένα, οι παλμοί ρολογιού είναι πλέον αναμορφωμένοι ως προς το σχήμα και το πλάτος τους, το επίπεδο θορύβου έχει καταπιεστεί, και οι παλμοί εμφανίζουν μειωμένη χρονική ολίσθηση, οπότε έχουν επανασυγχρονιστεί ως προς την προκαθορισμένη περίοδο bit του σήματος. Η εγγραφή της πληροφορίας των δεδομένων εισόδου στους απαλλαγμένους από αλλοιώσεις παλμούς του σήματος ρολογιού γίνεται στην πύλη απόφασης, με τη λειτουργία της ψηφιακής πράξης AND. Οι δυο διαδικασίες του κυκλώματος 3R αναγέννησης περιγράφονται αναλυτικά στις ενότητες που ακολουθούν.

3.2.1 Κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής με χρήση ανισοζυγούς διακόπτη SOA-MZI

Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζουμε την αρχή και τον τρόπο λειτουργίας ενός 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής, ικανός να λειτουργεί με πακέτα μεταβλητού μήκους και έντονη διακύμανση στο πλάτος μεταξύ αυτών. Αποτελείται από ένα απλό, υβριδικά ολοκληρωμένο SOA-MZI με συζεύκτες άνισης κατανομής ισχύος και λόγο ζεύξης ρυθμισμένο να λειτουργεί σαν self-switch.

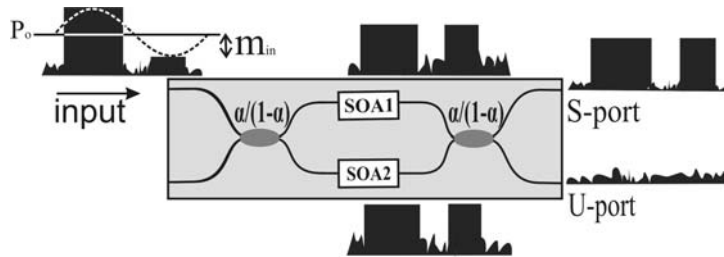
Τα δίκτυα πολλαπλής πρόσβασης όπως τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου και εκρηκτικής ροής (OPS/OBS) και τα παθητικά οπτικά δίκτυα (PONs), είναι μια αποδοτική και ευέλικτη λύση για broadband εφαρμογές αφού παρέχουν αποδοτικότερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης και υψηλού βαθμού διαφάνεια δεδομένων. Σε αυτές τις αρχιτεκτονικές τα πακέτα δεδομένων μεταδίδονται

ασύγχρονα από διαφορετικές τοποθεσίες του δικτύου και ταξιδεύουν μέσω διαφορετικών οπτικών μονοπατιών, παρουσιάζοντας έτσι μεγάλες διακυμάνσεις στην οπτική τους ισχύ όταν καταφθάνουν σε ένα κόμβο. Οι οπτικοί αναγεννητές εκρηκτικής ροής αναλαμβάνουν να διαχειριστούν τα ασύγχρονα δεδομένα με αυτές τις διακυμάνσεις και να εξασφαλίσουν λειτουργία χωρίς σφάλματα και γι' αυτό το λόγο αποτελούν σημαντικά λειτουργικά στοιχεία για τα δίκτυα μεταγωγής εκρηκτικής ροής και πακέτων. Ειδικότερα ο ρόλος των 2R αναγεννητών είναι να πραγματοποιούν εξίσωση των ισχύων μεταξύ των ασύγχρονων πακέτων δεδομένων που καταφθάνουν στον κόμβο και να παρέχουν 2R αναγέννηση του εισερχόμενου σήματος, εξαλείφοντας τις όποιες υποβαθμίσεις που παρουσιάζει το σήμα λόγω συσσώρευσης θορύβου.

Αρχή λειτουργίας και θεωρητική ανάλυση του ανισοζυγούς SOA-MZI αναγεννητή 2R

Το **Σχήμα 3.4** αναπαριστά έναν διακόπτη SOA-MZI, ο οποίος είναι ρυθμισμένος να λειτουργεί σαν 2R αναγεννητής εκρηκτικής ροής. Αποτελείται από έναν συζεύκτη εισόδου και έναν εξόδου με λόγο ζεύξης α και δυο οπτικούς βραχίονες, που ο καθένας φέρει από έναν SOA σαν το μη γραμμικό ενεργό στοιχείο. Τα πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής εισέρχονται σαν το σήμα εισόδου στο MZI και διασπώνται σε δύο μέρη με διαφορετικές ισχύς αP και $(1-\alpha)P$. Το σήμα με ισχύ ίση με αP εισέρχεται στον SOA1 και το δεύτερο σήμα στον SOA2. Για να είναι επιτυχής η αναγέννηση εκρηκτικής ροής οι δύο SOAs θα πρέπει να λειτουργούν σε δύο διαφορετικές καταστάσεις τροφοδοσίας I_1 και I_2 αντίστοιχα, με κάθε τροφοδοσία να καθορίζεται από την ισχύ που εισέρχεται στον αντίστοιχο SOA. Για υψηλότερη τιμή ισχύος σήματος εισόδου απαιτείται μεγαλύτερη τιμή τροφοδοσίας κι έτσι ο SOA1 οδηγείται από $I_1 > I_2$ αφού $\alpha P > (1-\alpha)P$ (το α δηλώνει το υψηλότερο ποσοστό ζεύξης). Με αυτό τον τρόπο, κάθε ενισχυτής εξαναγκάζεται να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού για τα πακέτα υψηλής ισχύος και στην περιοχή χαμηλού κέρδους για τα πακέτα μικρής ισχύος. Έτσι τα πακέτα χαμηλής ισχύος «βλέπουν» υψηλό κέρδος ενώ τα πακέτα υψηλής ισχύος «βλέπουν χαμηλό κέρδος» με αποτέλεσμα στην

έξοδο του κάθε SOA να εξέρχονται πακέτα με σχεδόν ίδια στάθμη ισχύος. Εκτός αυτού, οι διαφορετικές τροφοδοσίες των δύο SOAs σε συνδυασμό με την ανισοζυγή φύση του MZI οδηγεί σε διαφορεική μεταβολή της φάσης μεταξύ των σημάτων που ταξιδεύουν στο MZI αφού το σήμα που περνάει από τον SOA1 υφίσταται μεγαλύτερο κέρδος οπότε και μεγαλύτερη μεταβολή στο κέρδος από το σήμα που περνάει από τον SOA2 με βάση τη σχέση $\phi = -(\alpha_n/2)\ln G$ (α_n είναι ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής του SOA). Ρυθμίζοντας τις δύο τιμές τροφοδοσίας επιτυγχάνεται διαφορεική μεταβολή φάσης ίση με π μεταξύ των δύο ενισχυμένων σημάτων στους δύο βραχίονες του MZI, ενώ ο θόρυβος που συνοδεύει το σήμα καταπιέζεται σαν αποτέλεσμα της συμβολομετρικής συνάρτησης μεταφοράς της συσκευής. Υπό αυτές τις συνθήκες επιτυγχάνεται η λειτουργία αυτοεταγωγής (self-switch) και η συμβολή των δύο σημάτων στον συζεύκτη εξόδου του MZI οδηγεί σε ένα σήμα δεδομένων απαλλαγμένο από θόρυβο και εξισωμένο ως προς την ισχύ στη θύρα μεταγωγής (S-port).



Σχήμα 3.4: Σχηματική αναπαράσταση του ανισοζυγούς MZI

Για την θεωρητική ανάλυση της self-switch λειτουργίας και των χαρακτηριστικών εξίσωσης του 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής θεωρούμε το MZI του **Σχήματος 3.4** με τους δύο SOAs να είναι πανομοιότυποι. Η συνάρτηση μεταφοράς του S-port δίνεται από τη σχέση 1

$$P_S(t) = \left\{ a^2 G_1(t) + (1-a)^2 G_2(t) - 2(1-a)a\sqrt{G_1(t)G_2(t)} \cos\left(-\frac{\alpha_n}{2} \cdot \ln \frac{G_2(t)}{G_1(t)}\right) \right\} P_{in} \quad (1)$$

όπου P_{in} είναι η οπτική ισχύς του σήματος εισόδου, α_n ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής του SOA και $G_1(t)$ και $G_2(t)$ τα κέρδη των SOA για τον πάνω και

κάτω βραχίονα αντίστοιχα. Στην περίπτωση σήματος εισόδου με διαμόρφωση στο πλάτος, η ενέργεια του k ξεχωριστού παλμού που εισέρχεται στο MZI μπορεί να εκφραστεί σαν

$$U_{in}^k(t) = P_0 \left(1 + m_{in} \cdot \cos(\Omega \cdot k \cdot T)\right) \cdot \int_{-\infty}^t a(t') dt' \quad (2)$$

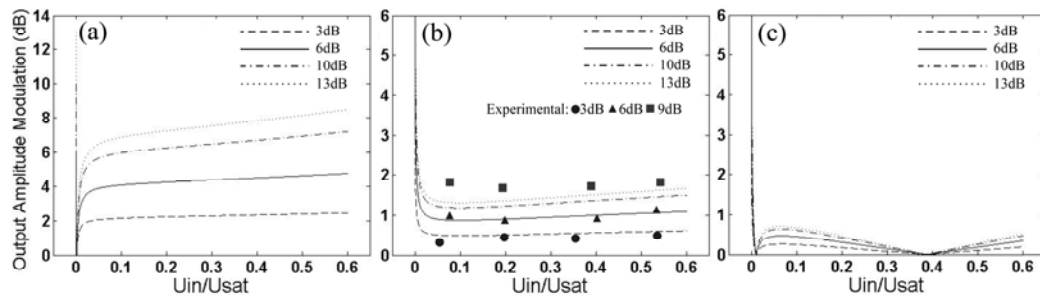
Στη σχέση 2 το $a(t)$ αναπαριστά την μορφή του παλμού, P_0 είναι η μέση ισχύς κορυφής για όλο το σήμα εισόδου, m_{in} είναι το μέγεθος της διαμόρφωσης, Ω η συχνότητα διαμόρφωσης και T η περίοδος του παλμού. Η φυσική αναπαράσταση αυτών των παραμέτρων φαίνεται στο **Σχήμα 3.4**. Ο βαθμός διαμόρφωσης $m_{o/p}$ στη θύρα S-output του MZI, προσεγγίζεται υπολογίζοντας την ισχύ κορυφής για κάθε παλμό που αυτομετάγεται. Όταν εισαχθεί στον αντίστοιχο SOA όλη η ενέργεια παλμών, το ολοκλήρωμα που εξαρτάται από το χρόνο στη σχέση 2 μπορεί να αντικατασταθεί με μια σταθερή τιμή A . Η ισχύς κορυφής του k παλμού που μετάγεται, αναπαρίσταται τότε με μια σειρά Taylor γύρω από την μηδενική τιμή του m_{in} και εκφράζεται σαν ένα άθροισμα dc ισχύος και μιας ταλαντευόμενης διαμορφωμένης ισχύος στην Ω . Η τιμή της διαμόρφωσης στην έξοδο της πύλης $m_{o/p}$ προσδιορίζεται σαν ο λόγος της διαμορφωμένης ισχύος στην Ω προς την dc οπτική ισχύ. Η σχέση που προκύπτει είναι μια συνάρτηση των m_{in} , a , α_n των μέσων κερδών $G_1|_{m_{in}=0}$ και $G_2|_{m_{in}=0}$ και της πρώτης παραγώγου των $G_1(m_{in})$ και $G_2(m_{in})$ για $m_{in}=0$. Για ιδανική λειτουργία self-switching, η μέση ισχύς aP_0 και $(1-a)P_0$ πρέπει να αντιστοιχούν σε μια διαφορική μεταβολή φάσης ίση με π . Αυτή η απαίτηση οδηγεί σε $G_1|_{m_{in}=0} = G_2|_{m_{in}=0} \cdot \exp(2\pi/\alpha_n)$. Χρησιμοποιώντας αυτή την απαίτηση στην στο κλάσμα της σχέσης του βαθμού διαμόρφωσης $m_{o/p}$, λαμβάνουμε την ακόλουθη σχέση:

$$\frac{m_{o/p}}{m_{in}} = 1 + \frac{U_{in}}{U_{sat}} \cdot \frac{\left\{ \left[1 - G_1|_{m_{in}=0} \right] \left[a^3 + a^2(1-a) \exp\left(\frac{\pi}{\alpha_n}\right) \right] + \left[1 - G_2|_{m_{in}=0} \cdot \exp\left(\frac{2\pi}{\alpha_n}\right) \right] \cdot \left[(1-a)^3 \exp\left(\frac{2\pi}{\alpha_n}\right) + a(1-a)^2 \exp\left(\frac{\pi}{\alpha_n}\right) \right] \right\}}{a^2 + (1-a)^2 \exp\left(\frac{2\pi}{\alpha_n}\right) + 2a(1-a) \exp\left(\frac{\pi}{\alpha_n}\right)} \quad (3)$$

Η σχέση 3 είναι το βασικό θεωρητικό αποτέλεσμα και παρέχει τα χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας για το σύστημα αναγέννησης που παρουσιάζουμε. Δείχνει, ότι η σχέση μεταξύ $m_{o/p}$ και m_{in} είναι γραμμική και εξαρτάται από τα a , α_n , την αρχική τιμή κέρδους και την μέση τιμή της ενέργειας παλμών $U_{in}=P_oA$. Η ισχύς της σχέσης 3 επεκτείνεται για την παράμετρο χώρος, στην οποία η διαφορική φάση π υπάρχει μεταξύ των συμβαλλόμενων βραχιόνων που στην περίπτωση των παραμέτρων μας αντιστοιχεί σε U_{in}/U_{sat} και κυμαίνεται από 0 μέχρι 0,6.

Ας θεωρήσουμε την διαμόρφωση πλάτους μεταξύ δύο πακέτων σαν το δεκαδικό λογάριθμο του λόγου ισχύος μεταξύ του υψηλού και του χαμηλού επιπέδου πακέτου. Αυτό υποδηλώνει ότι η διαμόρφωση πλάτους μεταξύ των εισερχομένων και μεταξύ των εξερχομένων πακέτων που φαίνονται στο **Σχήμα 3.4** μπορεί να εκφραστεί σαν $10 \cdot \log[(1+m_{in})/(1-m_{in})]$ και $10 \cdot \log[(1+m_{o/p})/(1-m_{o/p})]$ αντίστοιχα. Αντικαθιστώντας το $m_{o/p}$ με την έκφρασή του στην 3, είναι δυνατός ο υπολογισμός της διαμόρφωσης εξόδου για κάθε δεδομένη διαμόρφωση εισόδου.

Το **Σχήμα 3.5** δείχνει την διαμόρφωση εξόδου σε σχέση με το U_{in}/U_{sat} για διάφορους λόγους σύζευξης και διαμόρφωσης πλάτους στην είσοδο ίση με 3, 6, 10 και 13dB. Το **Σχήμα 3.5(a)** αντιστοιχεί στην περίπτωση σύζευξης ίση με 50/50 και δείχνει ότι παρόλο που έχουμε μείωση στην διαμόρφωση κέρδους, η διαμόρφωση στην έξοδο παραμένει αρκετά έντονη. Το **Σχήμα 3.5(b)** δείχνει αποτελέσματα για σύζευξη ίση με 70/30 και είναι σχεδόν μια επίπεδη παράλληλη γραμμή στον άξονα U_{in}/U_{sat} με αποτέλεσμα η διαμόρφωση στην έξοδο να έχει μειωθεί σε λιγότερο από 2dB για ένα μεγάλο εύρος τιμών U_{in}/U_{sat} ακόμα κι όταν η διαμόρφωση στην είσοδο ξεπερνάει τα 10dB. Η μείωση της διαμόρφωσης πλάτους στο ανισοζυγές MZI είναι ακόμα πιο έντονη όταν ο λόγος ζεύξης είναι 90/10 όπως φαίνεται στο **Σχήμα 3.5(c)**, όπου η διαμόρφωση στην έξοδο είναι λιγότερη από 1dB. Για όλα τα διαγράμματα στο **Σχήμα 3.5** η παράμετρος α_n και η τιμή του αρχικού κέρδους G_{10} επιλέχθηκαν να έχουν τυπικές τιμές 6 και 1000 αντίστοιχα.



Σχήμα 3.5: Θεωρητικές καμπύλες m_{out} vs U_{in}/U_{sat} για λόγους σύζευξης: (a) 50/50 (b) 70/30 (c) 90/10

3.2.2 Αμιγώς οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από πακέτο πληροφορίας

Η ανάκτηση του ρολογιού (*clock recovery*) είναι μια λειτουργία που συντελείται σε κάθε κόμβο μεταγωγής πακέτων. Το ρολόι είναι ουσιαστικά η συχνότητα λειτουργίας μίας ψηφιακής επικοινωνίας και η ανάκτησή του είναι απαραίτητη για το συγχρονισμό των ψηφιακών κυκλωμάτων, για τη λειτουργία στοιχείων όπως τα flip-flops, καθώς και για συνθετότερες λειτουργίες, όπως η δρομολόγηση πακέτων σε έναν κόμβο δικτύου.

Το ρολόι μιας επικοινωνίας περιέχεται σαν πληροφορία στο σήμα που στέλνεται από τον πομπό. Τα δεδομένα που αποστέλλονται 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'. Γενικά, ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού χρειάζεται ένα καθορισμένο χρόνο για να συγχρονιστεί με την ακολουθία των δεδομένων (*rise time*). Αυτό σημαίνει ότι τα πρώτα bits κάθε πακέτου που εκπέμπεται δε μπορούν να περιέχουν πληροφορία, αλλά χρησιμοποιούνται αποκλειστικά για το συγχρονισμό του κυκλώματος. Επίσης, το ρολόι που παράγεται από ένα τέτοιο κύκλωμα έχει κάποιο χρόνο ζωής (*lifetime*), που συνίσταται στο χρονικό διάστημα που το κύκλωμα παραμένει «κλειδωμένο» μετά το πέρας του πακέτου. Έτσι, προκειμένου να διαχειριστούμε ασύγχρονη κίνηση, είμαστε υποχρεωμένοι να διατηρούμε ανάμεσα

στα πακέτα χρονικά διαστήματα απραξίας ίσα με αυτό το χρόνο ζωής (guardbands). Αποτέλεσμα είναι η σπατάλη εύρους ζώνης, που γίνεται αρκετά υπολογίσιμη όσο πιο μικρά πακέτα χρησιμοποιούνται, οπότε ο λόγος guardbands/δεδομένα μεγαλώνει. Από τα παραπάνω προκύπτουν οι απαιτήσεις από ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού: γρήγορος συγχρονισμός και μικρός χρόνος ζωής. Ιδανικά, το ρολόι θα πρέπει να έχει το μέγεθος του πακέτου που το παρήγαγε.

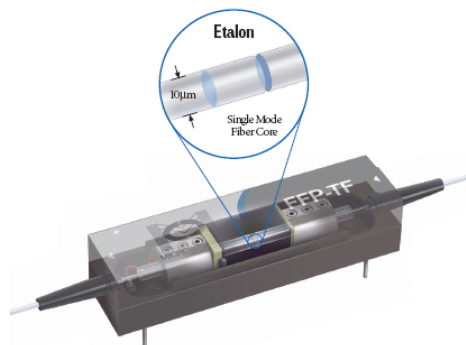
Στην οπτική τεχνολογία έχουν εφαρμοστεί πολλές τεχνικές για την ανάκτηση ρολογιού. Πολλές από αυτές χρησιμοποιούν και ηλεκτρονικά μέσα, γεγονός που αποτελεί μειονέκτημα, καθώς η περιορισμένη ταχύτητά τους δεν επιτρέπει την πλήρη εκμετάλλευση του τεράστιου εύρους ζώνης των οπτικών διατάξεων. Τέτοιες τεχνικές είναι τα συγχρονισμένα lasers δακτυλίου, οι ηλεκτρονικοί βρόχοι κλειδώματος φάσης και τα αυτο-παλλόμενα DFB lasers [3.34]. Οι τεχνικές αυτές απαιτούν μεγάλα κενά χρονικά διαστήματα μεταξύ των πακέτων, γεγονός που της καθιστά ακατάλληλες για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης ή μικρό μήκος πακέτων. Αντίθετα, ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που πετυχαίνει μικρό χρόνο ανύψωσης και παράγει ρολόι στο μήκος περίπου του οπτικού πακέτου, μπορεί να υλοποιηθεί με συνδυασμό ενός φίλτρου Fabry-Perot και ενός MZI [3.35].

Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που παρουσιάζεται και υλοποιήθηκε, λειτουργεί αποκλειστικά στο οπτικό επίπεδο, ώστε να μπορεί να εκμεταλλευτεί τις δυνατότητες των οπτικών μέσων και να μπορεί να χρησιμοποιηθεί στα μελλοντικά δίκτυα τρίτης γενιάς. Τα βασικά στοιχεία του είναι το φίλτρο Fabry-Perot και ένα συμβολόμετρο MZI το οποίο λειτουργεί σαν ψαλιδιστής ισχύος. Βασικό πλεονέκτημά του είναι, ότι παράγει ρολόι μήκους περίπου ίσου με το μήκος του οπτικού πακέτου, οπότε μας δίνει τη δυνατότητα επεξεργασίας σημάτων και εφαρμογής πράξεων μέσα στο πακέτο. Επίσης το κύκλωμα αυτό πετυχαίνει συγχρονισμό ρολογιού με σταθερό αριθμό bits, ο οποίος είναι και ιδιαίτερα μικρός. Το γεγονός αυτό αποτελεί ιδιαίτερο προσόν απέναντι σε κυκλώματα που απαιτούν σταθερό χρόνο “κλειδώματος”, καθώς όσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης τόσο ο χρόνος αυτός μεταφράζεται σε περισσότερα bits που σπαταλιούνται.

Στις παραγράφους που ακολουθούν περιγράφουμε αναλυτικά την λειτουργία των δομικών στοιχείων του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, δηλαδή του φίλτρου Fabry-Perot και του συμβολόμετρου MZI και εξηγούμε το ρόλο του καθενός στο κύκλωμα.

Το φίλτρο Fabry-Perot

Το φίλτρο Fabry-Perot (FPF: *Fabry-Perot Filter*) αποτελείται από μία συντονισμένη κοιλότητα που σχηματίζεται από δύο παράλληλα κάτοπτρα. Το φως εισέρχεται από μία ίνα εισόδου και αφού γίνει κάθετο στα κάτοπτρα με τη βοήθεια κατάλληλου φακού, περνά μέσα από την κοιλότητα και τέλος εστιάζεται ξανά με άλλον ένα φακό στο άκρο της ίνας εξόδου. Η λειτουργία του FPF βασίζεται στη συμβολή με διαίρεση πλάτους. Στην ανάλυση που ακολουθεί, έχουμε λάβει υπόψη μόνο τα φαινόμενα που συμβαίνουν μέσα στην κοιλότητα και θα παραλείψουμε τις ίνες εισόδου και εξόδου καθώς και τους φακούς και τις απώλειες που εισάγουν στο σήμα.



Σχήμα 3.6: Απεικόνιση του Φίλτρου Fabry Perot

Στο **Σχήμα 3.6** βλέπουμε τη μορφή ενός φίλτρου Fabry-Perot. Στην πράξη, για να μην παρουσιάζονται ανεπιθύμητοι συντονισμοί από ανακλάσεις μεταξύ των δύο εξωτερικών πλευρών των κατόπτρων, οι εξωτερικές τους επιφάνειες βρίσκονται υπό ελαφριά κλίση και συχνά φέρουν αντί-ανακλαστική επίστρωση. Ωστόσο, οι εσωτερικές επιφάνειες των κατόπτρων βρίσκονται σε πλήρη παραλληλισμό. Το

εισερχόμενο φως ανακλάται πολλαπλά μέσα στην κοιλότητα και αν το μήκος L της κοιλότητας είναι ακριβώς:

$$L = \frac{i\lambda}{2n} = \frac{ic}{2nf}$$

(όπου n ο δείκτης διάθλασης μέσα στην κοιλότητα και i η τάξη συντονισμού), τότε πριν η φωτεινή ένταση εξασθενήσει στο $1/e$ της αρχικής της τιμής, το φως εκτελεί έναν αριθμό διαδοχικών ανακλάσεων μέσα στην κοιλότητα, ανάλογο προς μία ποσότητα που ονομάζεται λεπτότητα (*finesse*). Όλο σχεδόν το «φως» περνάει στην έξοδο. Αντίθετα, αν το μήκος της κοιλότητας αποκλίνει από την παραπάνω τιμή, η συμβολή δεν είναι εντελώς θετική, οπότε η ισχύς εξόδου περιορίζεται.

Λειτουργία και χαρακτηριστικά

Υποθέτουμε ότι ο συντελεστής απωλειών λόγω απορρόφησης κατά τη διέλευση του φωτός μέσα από κάθε κάτοπτρο είναι A και έστω R η ανακλαστικότητα ισχύος του κάθε κατόπτρου. Αν το προσπίπτον πεδίο στο συμβολόμετρο είναι:

$$\vec{E}_{in} = E_{in} e^{-j\omega t}$$

τότε περνώντας από το πρώτο κάτοπτρο, το διαδιδόμενο πεδίο γίνεται

$$E = \sqrt{1 - R - A} E_{in} e^{-j\omega t}$$

Στο δεύτερο κάτοπτρο, το φως έχει διανύσει απόσταση L , οπότε το διαδιδόμενο πεδίο θα έχει την τιμή:

$$E_{1T} = (1 - R - A) E_{in} e^{-j\omega t} e^{-j\beta L}$$

(όπου β η σταθερά διάδοσης) ενώ αυτό που ανακλάται προς τα πίσω θα ισούται με:

$$E_{1R} = \sqrt{R} \sqrt{1 - R - A} E_{in} e^{-j\omega t} e^{-j\beta L}$$

Το πεδίο αυτό αφού διανύσει απόσταση L θα ανακλαστεί και πάλι στο πρώτο κάτοπτρο και μετά από ακόμα L θα διαδοθεί μέσα από το δεύτερο κάτοπτρο, παίρνοντας την τιμή:

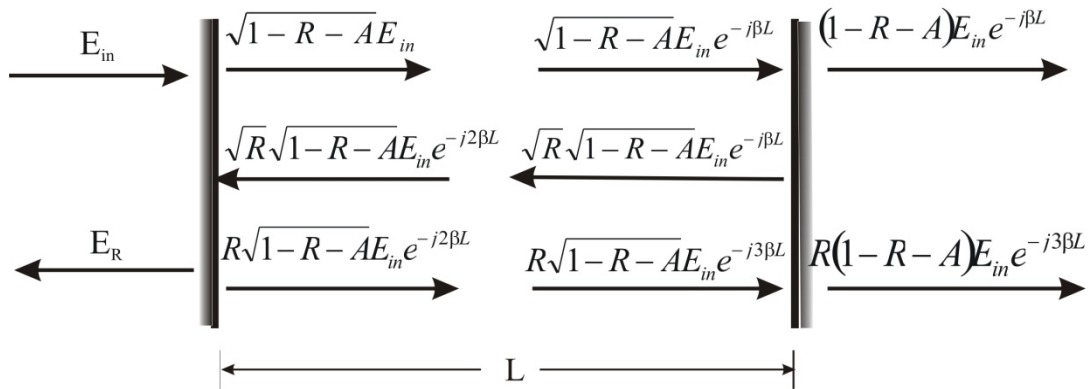
$$E_{2T} = R(1 - R - A)E_{in} e^{-j\alpha} e^{-3j\beta L} = R \cdot e^{-2j\beta L} E_{1T}$$

Κατά τον ίδιο τρόπο καταλήγουμε ότι:

$$E_{NT} = \left(R \cdot e^{-2j\beta L} \right)^N \cdot E_{1T}$$

δηλαδή το πεδίο φθίνει εκθετικά με τον αριθμό των ανακλάσεων που έχει υποστεί.

Οι συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου και ο μηχανισμός των ανακλάσεων φαίνονται στο **Σχήμα 3.7**.



Σχήμα 3.7: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου των διαδοχικών ανακλάσεων

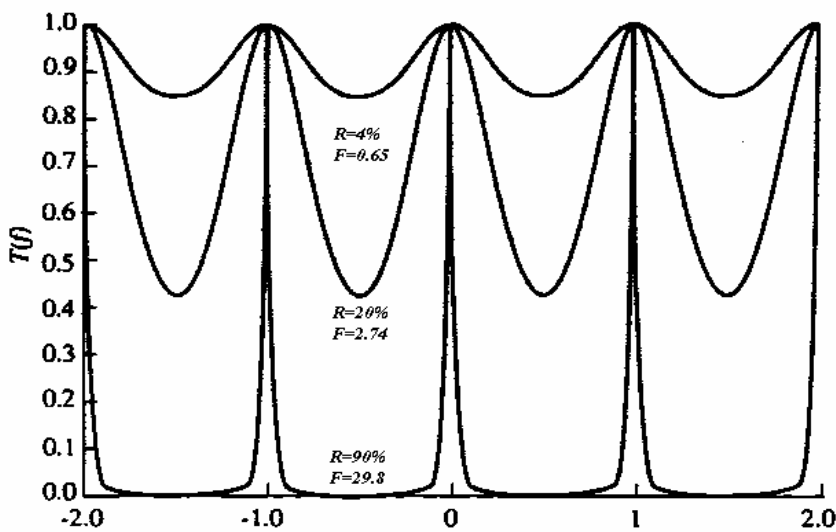
Προσθέτοντας όλες τις συνεισφορές στην ένταση εξόδου και χρησιμοποιώντας τη σχέση $\beta x = 2\pi f t$ καταλήγουμε στη μιγαδική συνάρτηση μεταφοράς της έντασης του πεδίου:

$$H(f) = \frac{E_0(f)}{E_i(f)} = (1 - A - R) \cdot e^{-j2\pi f\tau} \sum_{m=0}^{\infty} R^m \cdot e^{-j4\pi m f\tau} = \frac{1 - A - R}{1 - R \cdot e^{-j4\pi f\tau}} \cdot e^{-j2\pi\tau} \quad (4)$$

Επομένως η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος $T(f) = H^2(f)$ θα είναι:

$$T(f) = \left(1 - \frac{A}{1 - R}\right)^2 \cdot \left[1 + \left(\frac{2\sqrt{R}}{1 - R} \cdot \sin \frac{4\pi f\tau}{2}\right)^2\right]^{-1}$$

και η γραφική της παράσταση φαίνεται στο **Σχήμα 3.8**.



Σχήμα 3.8: Η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος (ή συνάρτηση του Airy) για απλά 'πρότυπα' συμβολόμετρα (etalon) με διαφορετική λεπτότητα.

Από το παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι έχουμε ενισχυτική συμβολή για συχνότητες

$$f = \frac{m \cdot c}{2nL}, m = 1, 2, 3, \dots$$

η οποία προσδίδει στο φίλτρο/συμβολόμετρο Fabry-Perot

συμπεριφορά φίλτρου που επιτρέπει την προσπέλαση μόνο επιλεγμένων συχνοτήτων. Η περιοδικότητα με την οποία επαναλαμβάνεται η ενισχυτική συμβολή ονομάζεται «**Ελεύθερη Φασματική Περιοχή**» (*Free Spectral Range – FSR*), αποτελεί χαρακτηριστικό μέγεθος του φίλτρου Fabry-Perot και δίνεται από τη σχέση:

$$FSR = \frac{c}{2nL}$$

εξαρτάται δηλαδή από το μήκος L της κοιλότητας.

Σε ένα δίκτυο με διαίρεση συχνότητας μέσα στην ελεύθερη φασματική περιοχή τοποθετούνται N ισαπέχοντα κανάλια. Το εύρος ημίσειας ισχύος της κάθε κορυφής (*Full Width at Half Maximum – FWHM*) δίνεται από τον τύπο:

$$FWHM = \frac{c}{2nL} \frac{1-R}{\pi\sqrt{R}}$$

Η πιο σημαντική παράμετρος που χαρακτηρίζει ένα φίλτρο Fabry-Perot είναι η «λεπτότητα» F (Finesse). Η λεπτότητα είναι ίση με το πηλίκο της FSR προς το FWHM και εκφράζει την οξύτητα του φίλτρου ως προς την περίοδο επανάληψης, επομένως συνδέεται στενά με το μέγιστο αριθμό καναλιών που μπορούν να υποστηριχθούν.

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

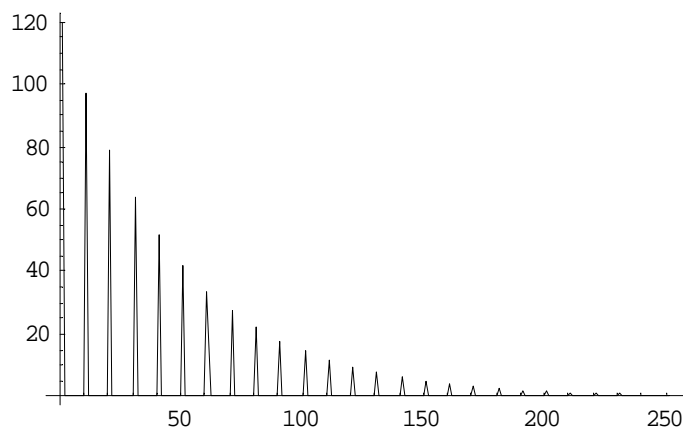
Όπως φαίνεται και από το **Σχήμα 3.8** το εύρος ημίσειας ισχύος της κάθε κορυφής μικραίνει όσο αυξάνεται η ανακλαστικότητα, άρα και το Finesse. Αυτό συνεπάγεται μεγαλύτερη διακριτική ευχέρεια για το φίλτρο καθώς συμπιέζονται οι πλευρικοί λοβοί και είναι γενικά επιθυμητό.

Απόκριση του φίλτρου Fabry-Perot στο πεδίο του χρόνου

Όταν ένας παλμός εισέλθει στο φίλτρο, ένα μεγάλο μέρος της ισχύος του εμφανίζεται στην έξοδο. Η υπόλοιπη όμως ισχύς εγκλωβίζεται ανάμεσα στα κάτοπτρα και, έχοντας υποστεί διαδοχικές ανακλάσεις κατά τον ίδιο τρόπο,

διαπερνά τελικά την κοιλότητα σχηματίζοντας δευτερογενείς παλμούς. Η χρονική διαφορά ανάμεσα στους παλμούς αυτούς ισούται με το χρόνο που χρειάζεται το φως για να διανύσει δύο φορές την απόσταση ανάμεσα στα δύο κάτοπτρα, δηλαδή $t = \frac{2nL}{c}$ ή στο πεδίο της συχνότητας $f = \frac{c}{2nL}$. Παρατηρούμε ότι η έκφραση αυτή ισούται με τη τιμή της ελεύθερης φασματικής περιοχής (FSR). Συνεπώς, αν θέλουμε να ανακτήσουμε ένα ρολόι με συγκεκριμένη συχνότητα, επιλέγουμε ένα φίλτρο Fabry-Perot με την κατάλληλη τιμή FSR, ή ισοδύναμα με το αντίστοιχο μήκος της κοιλότητας.

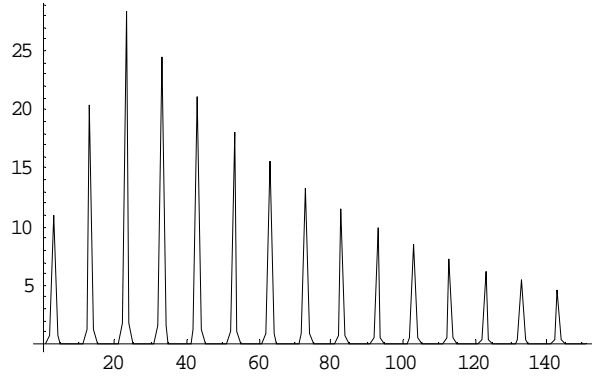
Είδαμε λοιπόν ότι αν κάποια χρονική στιγμή εισέλθει ένας παλμός στο συμβολόμετρο και δεν ακολουθήσει άλλος, θα πάρουμε στην έξοδο μία ακολουθία παλμών που τα πλάτη τους θα φθίνουν εκθετικά, όπως βλέπουμε στο **Σχήμα 3.9**. Ο χρόνος μέχρι να μηδενιστούν οι δευτερογενείς παλμοί καθορίζεται από την τιμή της λεπτότητας (Finesse) του φίλτρου, η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από την ανακλαστικότητα των κατόπτρων. Τα πλάτη φθίνουν στην έξοδο γιατί κάθε παλμός αποτελείται από ένα ποσοστό της ισχύος που βρίσκεται εγκλωβισμένη στην κοιλότητα, η οποία και μειώνεται διαρκώς.



Σχήμα 3.9: Έξοδος του Fabry-Perot στο πεδίο του χρόνου για είσοδο ενός παλμού.

Στην περίπτωση που έχουμε περισσότερους από έναν παλμό, η έξοδος του φίλτρου θα προκύπτει από την επαλληλία των εξόδων του κάθε παλμού χωριστά, χρονικά

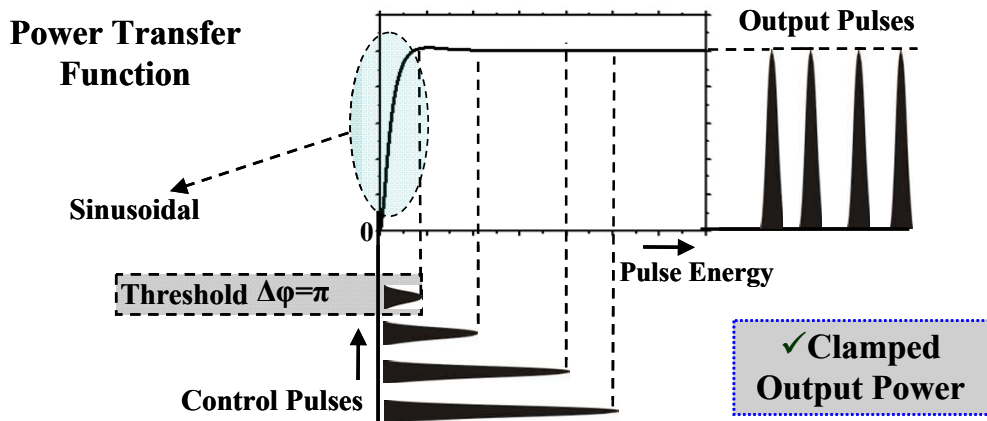
μετατοπισμένες μεταξύ τους. Σαν παράδειγμα, στο **Σχήμα 3.10** παρουσιάζουμε την έξοδο του φίλτρου αν στην είσοδο έχουμε τρεις διαδοχικούς παλμούς.



Σχήμα 3.10: Έξοδος του Fabry-Perot στο πεδίο του χρόνου για είσοδο τριών διαδοχικών παλμών.

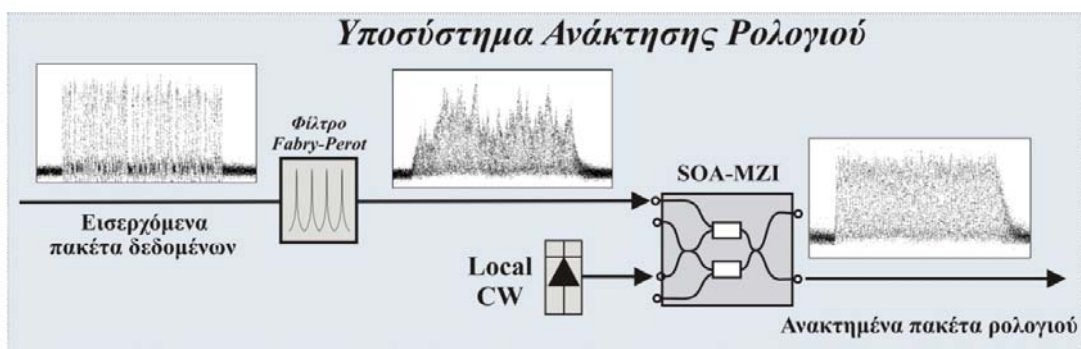
Το Mach-Zehnder στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού – Ανάκτηση οπτικών πακέτων ρολογιού

Το συμβολόμετρο Mach Zehnder υπό την επίδραση ισχυρού CW σήματος λειτουργεί σαν κύκλωμα ψαλιδισμού. Η ιδιότητά του αυτή χρησιμεύει στην μετατροπή των έντονα ασύμμετρων στο πλάτος παλμών που παράγει το Fabry-Perot (όπως είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο) σε όσο το δυνατόν πιο ισοϋψείς, ώστε να παραχθεί τελικά το επιθυμητό ρολόι, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 3.11**.



Σχήμα 3.11: Έξοδος του Fabry-Perot στο πεδίο του χρόνου για είσοδο τριών διαδοχικών παλμών.

Το πλήρες κύκλωμα αμιγώς οπτικής αναγέννησης ρολογιού φαίνεται στο **Σχήμα 3.12**. Τα πακέτα δεδομένων εισέρχονται στο φίλτρο Fabry-Perot στην έξοδο του οποίου παράγεται ένα πακέτο ρολογιού παρόμοιου μήκους με το αρχικό πακέτο του οποίου όμως οι παλμοί παρουσιάζουν έντονη διαμόρφωση πλάτους. Το πακέτο αυτό στην συνέχεια εισέρχεται στο συμβολόμετρο MZI το οποίο είναι ρυθμισμένο να λειτουργεί σαν ψαλιδιστής ισχύος κάτω από την επήρεια ισχυρού σήματος σταθερής ισχύος (Continuous Wave – CW). Από την παραπάνω στη έξοδο του MZI προκύπτουν πακέτα ρολογιού παρόμοιου μήκους με τα αρχικά πακέτα δεδομένων.



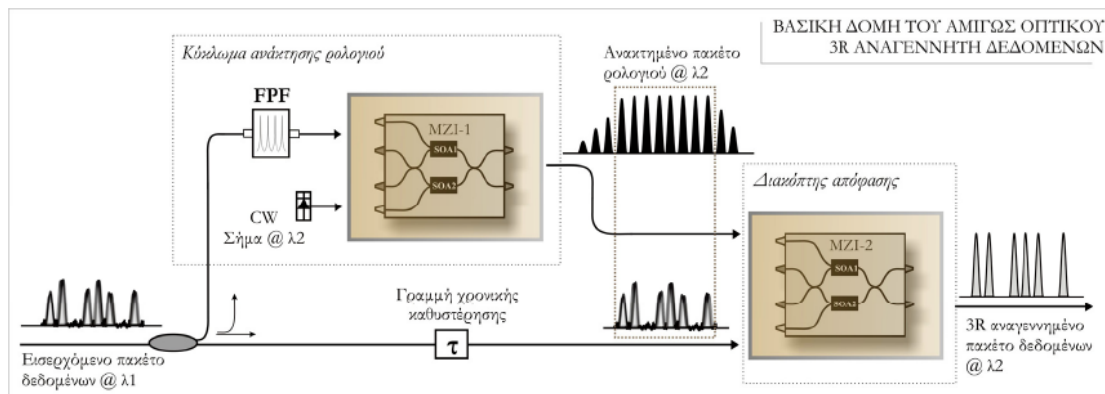
Σχήμα 3.12: Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού.

Για τον σωστό συγχρονισμό του κυκλώματος απαιτούνται τουλάχιστον δύο bits στην αρχή του κάθε πακέτου, αριθμός σαφώς μικρότερος από οποιαδήποτε άλλη αμιγώς οπτική υλοποίηση. Οι χρόνοι κλειδώματος και σβέσης του ρολογιού εξαρτώνται από την λεπτότητα του φίλτρου Fabry-Perot. Τυπικές τιμές είναι 2 bits για το χρόνο κλειδώματος και 14 bits για τον χρόνο σβέσης.

3.2.3 Το κύκλωμα απόφασης

Η βασική δομή και η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος απόφασης σε έναν 3R αναγεννητή απεικονίζεται στο **Σχήμα 3.13**. Το προτεινόμενο κύκλωμα παίρνει σαν είσοδο την έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, η λειτουργία του οποίου παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο και σαν σήμα ελέγχου τα δεδομένα

που πρόκειται να αναγεννηθούν. Βασικό δομικό στοιχείο του κυκλώματος είναι κι εδώ ο συμβολομετρικός διακόπτης MZI.



Σχήμα 3.13: Δομικό διάγραμμα του κυκλώματος απόφασης μαζί με το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού σε έναν 3R αναγεννητή δεδομένων (τύπου RZ).

Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού περιλαμβάνει όπως είδαμε ένα φίλτρο Fabry-Pérot με ελεύθερη φασματική περιοχή ίση με το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων και ένα οπτικό διακόπτη MZI (MZI-1) με είσοδο ένα οπτικό CW σήμα. Η λειτουργία της απόφασης υλοποιείται από ένα δεύτερο οπτικό διακόπτη MZI (MZI-2), ο οποίος επιτελεί τη λογική πράξη AND μεταξύ των αρχικών δεδομένων και του αντίστοιχου ανακτημένου ρολογιού. Τα αρχικά δεδομένα λοιπόν διασπώνται σε δύο τμήματα, ένα εκ των οποίων εισάγεται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, ενώ το άλλο εισέρχεται στο δεύτερο διακόπτη για αναγέννηση. Στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού προκύπτει το ανακτημένο πακέτο ρολογιού με πολύ μικρό χρόνο ανάκτησης και χρόνο σβέσης ρολογιού και με χρονική διάρκεια περίπου ίση με αυτή των αρχικών πακέτων. Το κάθε πακέτο ρολογιού εισάγεται, στη συνέχεια, στο διακόπτη απόφασης MZI-2, παράλληλα με το αντίστοιχο αρχικό πακέτο δεδομένων, αφού τα δύο σήματα συγχρονιστούν κατάλληλα με τη βοήθεια μιας οπτικής γραμμής χρονικής καθυστέρησης τ . Ο επιθυμητός συγχρονισμός των δύο σημάτων στο διακόπτη MZI-2 απεικονίζεται με τη βοήθεια των κάθετων διακεκομμένων γραμμών στο **Σχήμα 3.13**. Όπως φαίνεται, ο συγχρονισμός των δύο σημάτων αποσκοπεί στην αποφυγή της μεταγωγής των παλμών δεδομένων από τους παλμούς ρολογιού, που βρίσκονται στα τμήματα του ανακτημένου πακέτου

ρολογιού που αντιπροσωπεύουν το χρόνο ανάκτησης και το χρόνο σβέσης του ρολογιού.

Το αποτέλεσμα της λογικής πράξης AND μέσα στο δεύτερο διακόπτη μεταξύ των παλμών δεδομένων και των αντίστοιχων συγχρονισμένων παλμών ρολογιού, αποδίδει το σύνολο των δεδομένων αναγεννημένο στη θύρα μεταγωγής του διακόπτη MZI-2. Κατά συνέπεια, επιτυγχάνεται αναγνώριση του περιεχομένου των πακέτων δεδομένων και στην έξοδο του κυκλώματος εμφανίζεται το ανακτημένο σήμα δεδομένων. Οι παλμοί στην έξοδο του αναγεννητή είναι πλέον αναμορφωμένοι ως προς το σχήμα και το πλάτος τους, εμφανίζουν μειωμένη χρονική ολίσθηση, οπότε έχουν επανασυγχρονιστεί ως προς την προκαθορισμένη περίοδο bit του σήματος ενώ το επίπεδο θορύβου έχει καταπιεστεί.

3.3 Σχεδιασμός και κατασκευή τετραπλών στοιχείων SOA-MZI

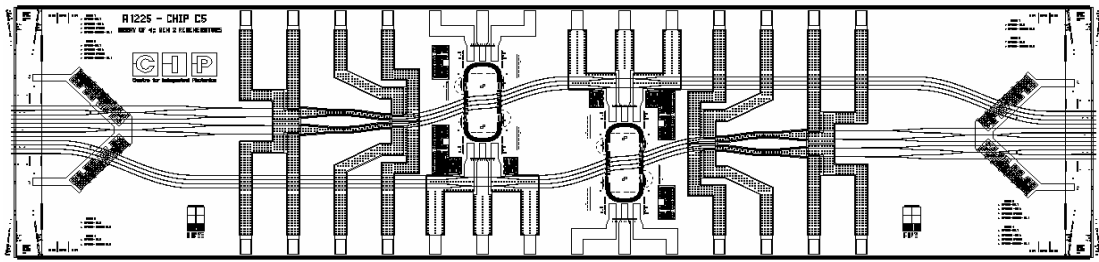
Τα τετραπλά υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία SOA-MZI σχεδιάστηκαν έτσι ώστε να χρησιμοποιούν μια κοινή motherboard και κάθε ζεύγος από MZI να μοιράζεται μια κοινή μονολιθική συστοιχία από τέσσερις μη γραμμικούς SOAs. Κατά την κατασκευή τους ήταν κοινά αποδεκτό ότι η συστοιχία των τεσσάρων SOAs αποτελούσε την καλύτερη λύση από άποψης μεγέθους και κόστους ανάπτυξης.

3.3.1 Σχεδιασμός στοιχείων

Planar Silica Motherboard

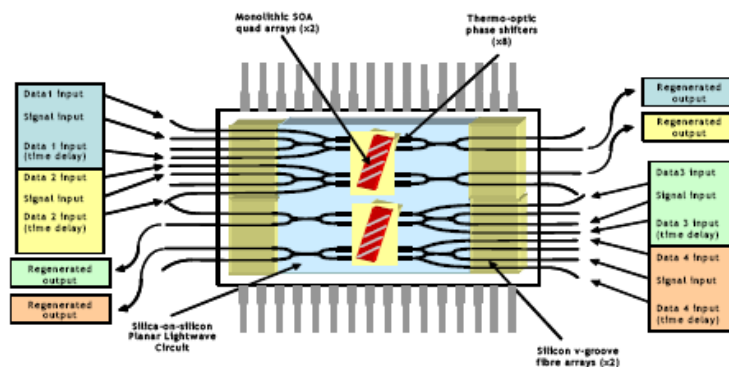
Το σχέδιο της μητρικής πλακέτας (motherboard) για το τετραπλό στοιχείο SOA-MZI φαίνεται στο **Σχήμα 3.14**. Σε αυτό το σχέδιο τα MZIs έχουν τροποποιηθεί έτσι ώστε να απομακρυνθούν οι Y συνδέσεις στην έξοδό τους (για βελτίωση της ισχύς εξόδου) και τα δύο ζεύγη των MZI λειτουργούν σε αντίθετες κατευθύνσεις όπως φαίνεται

στο **Σχήμα 3.15**. Τα σχέδια της motherboard βασίζονται σε απλούς κυματοδηγούς 6x6μm με διαφορά δεικτών διάθλασης ίση με 0.75%.



Σχήμα 3.14: Σχέδιο μητρικής πλακέτας του τετραπλού SOA-MZI.

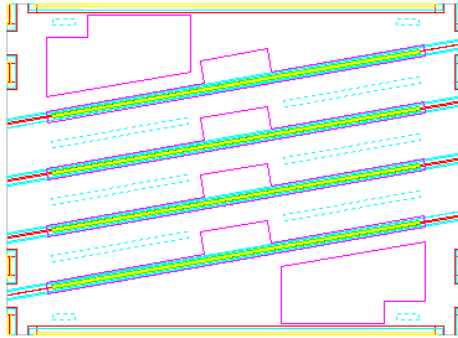
Η motherboard περιλαμβάνει όλα τα χαρακτηριστικά ευθυγράμμισης για τον παθητική συναρμολόγηση των θυγατρικών πλακετών (daughterboards) και των συνδέσμων των ινών σε κάθε τερματικό σημείο. Επίσης περιλαμβάνονται 16 ηλεκτρικές συνδέσεις για τους μετατοπιστές φάσεις (phase shifters/ένας σε κάθε βραχίονα του MZI με κάθε phase shifter να έχει 2 συνδέσεις) και 6 ηλεκτρικές συνδέσεις για κάθε συστοιχία τεσσάρων SOA (η συστοιχία μοιράζεται δύο κοινές συνδέσεις γείωσης).



Σχήμα 3.15: Σχηματικό διάγραμμα της κατανομής MZI στο τετραπλό στοιχείο SOA-MZI

Μονολιθική συστοιχία SOA

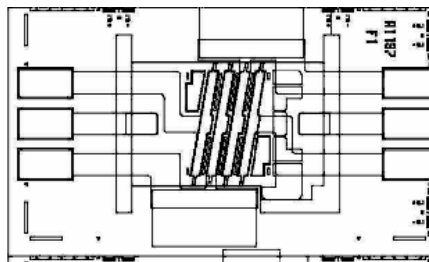
Η τετραπλή συστοιχία SOA βασίζεται σε παρόμοιο σχέδιο με τη διπλή συστοιχία στο μονό SOA-MZI. Περιλαμβάνει τα ίδια precision cleaves και anti-rock pads έτσι ώστε να είναι δυνατή η τοποθέτηση της daughterboard με ακρίβεια πάνω στη motherboard. Το **Σχήμα 3.16** απεικονίζει τη μάσκα της τετραπλής συστοιχίας SOA.



Σχήμα 3.16: Σχέδιο της τετραπλής μονολιθικής συστοιχίας SOA

Daughterboard

Η daughterboard για τους 4 SOAs βασίζεται στο σχέδιο για τη διπλή συστοιχία που παρουσιάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο της διατριβής. Το **Σχήμα 3.17** δείχνει τη μάσκα για την τετραπλή daughterboard.



Σχήμα 3.17: Σχέδιο της daughterboard για συστοιχία τεσσάρων SOA

Fibre arrowhead connector

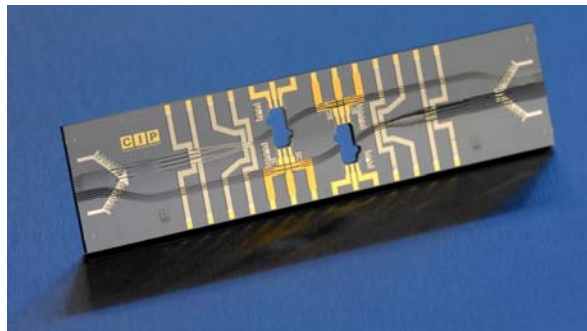
Η σύνδεση των ινών εισόδου και εξόδου από τη συσκευή γίνονται μέσω ενός συνδέσμου σε μορφή βέλους (arrowhead connector) ο οποίος είναι όμοιος με αυτόν που χρησιμοποιείται στα μονά SOA-MZI με τη μόνη διαφορά ότι σε αυτόν καταλήγουν δώδεκα ίνες για τα τέσσερα SOA-MZI.

3.3.2 Διαδικασία κατασκευής

Σε αυτή την παράγραφο περιγράφουμε την διαδικασία κατασκευής των στοιχείων της υβριδικής πλατφόρμας ολοκλήρωσης που αναφέραμε παραπάνω.

Planar silica motherboard

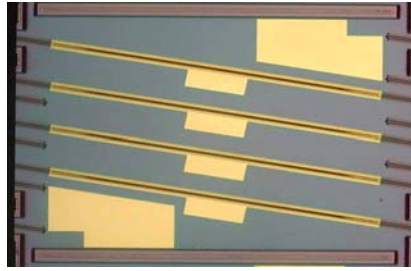
Η motherboard κατασκευάστηκε με την τεχνική που κατασκευάζεται και η πλακέτα για τα μονά SOA-MZI που περιγράψαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στο **Σχήμα 3.18** απεικονίζεται το τελικό σχήμα της κατασκευασμένης motherboard στην οποία έχουν «σκαφτεί» οι υποδοχές για να τοποθετηθούν οι συστοιχίες των SOA. Οι διαστάσεις της motherboard είναι 58mm x 15mm.



Σχήμα 3.18: Φωτογραφία της κατασκευασμένης motherboard τετραπλών MZI. Οι δύο περιοχές που θα τοποθετηθούν οι συστοιχίες των SOA φαίνονται σαν τρύπες πάνω στην πλακέτα

Μονολιθική συστοιχία SOA

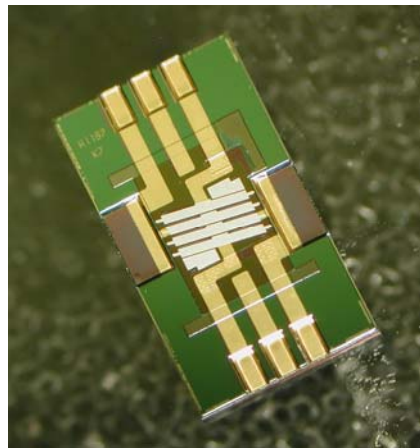
Η συστοιχία των InP SOAs κατασκευάζεται με τον ίδιο τρόπο όπως και οι απλοί μονοί SOAs και έχουν ακριβώς τις ίδιες παραμέτρους σχετικά με την χάραξη την κοπή και τις γωνίες των κυματοδηγών. Στο **Σχήμα 3.19** φαίνεται μια κατασκευασμένη συστοιχία από τέσσερις SOA.



Σχήμα 3.19: Φωτογραφία μονολιθικής συστοιχίας τεσσάρων SOAs

Daughterboard

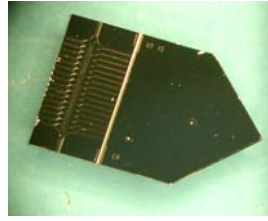
Η daughterboard πυριτίου για την τετραπλή συστοιχία SOA κατασκευάστηκε με την ίδια διαδικασία όπως και αυτή για τη διπλή συστοιχία. Η τετραπλή μονολιθική συστοιχία των SOA κολλήθηκε p-side πάνω στην daughterboard και στο **Σχήμα 3.20** φαίνεται η φωτογραφία της.



Σχήμα 3.20: Φωτογραφία της κατασκευασμένης daughterboard για τετραπλή συστοιχία SOA. Οι διαστάσεις είναι 7mm x 3.5mm.

Arrowhead connector

Στο **Σχήμα 3.21** φαίνεται ο κατασκευασμένος σύνδεσμος των ινών με το ολοκληρωμένο κύκλωμα. Είναι ο ίδιος που χρησιμοποιείται και στην κατασκευή των μονών SOA-MZI.

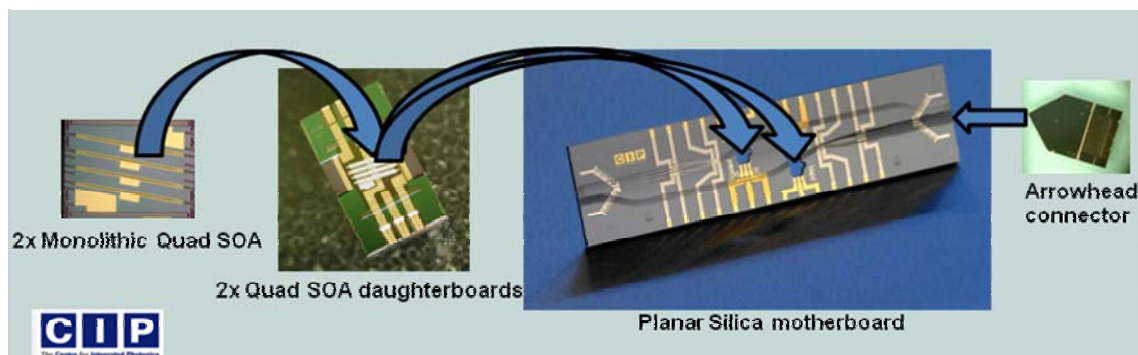


Σχήμα 3.21: Φωτογραφία του κατασκευασμένου arrowhead connector από πυρίτιο

3.3.3 Διαδικασία συναρμολόγησης και πακεταρίσματος

Συναρμολόγηση

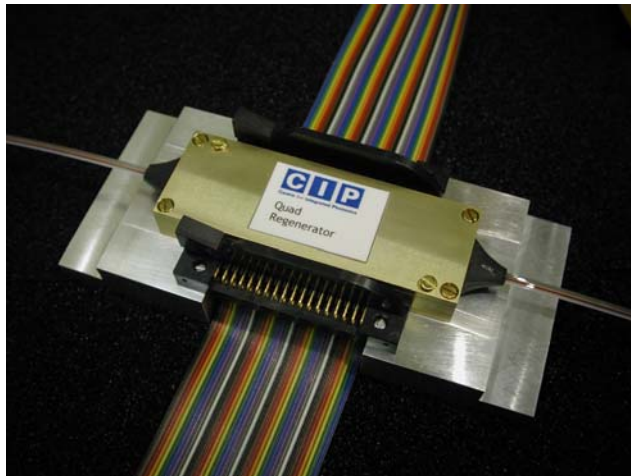
Η συναρμολόγηση της τετραπλής συσκευής έγινε με την ίδια φιλοσοφία που γίνεται και η συναρμολόγηση των απλών συσκευών. Αρχικά η συστοιχία των τεσσάρων SOA τοποθετήθηκε πάνω στην daughterboard με την τεχνική flip-chip και στη συνέχεια δύο όμοιες daughterboards τοποθετήθηκαν με την ίδια τεχνική πάνω στην motherboard. Για να τοποθετηθούν σωστά οι daughterboards πάνω στη motherboard έγινε χρήση ειδικών tape bonds. Στη συνέχεια στους συνδέσμους arrowhead τοποθετήθηκαν συστοιχίες από δώδεκα ίνες τύπου FC/APC και εφαρμόστηκαν στα δύο άκρα της motherboard. Για να ευθυγραμμιστούν οι σύνδεσμοι του arrowhead χρησιμοποιήθηκε τεχνική epoxy. Επίσης μεταξύ των εδρών των συστοιχιών SOA και την περιφέρεια των τρυπών υποδοχής στη motherboard τοποθετήθηκε gel με δείκτη διάθλασης $n=1.45$ για να αποφευχθούν πιθανές ανακλάσεις. Το **Σχήμα 3.22** δείχνει τα βήματα συναρμολόγησης μιας τετραπλής συστοιχίας SOA-MZI.



Σχήμα 3.22: Διαδικασία συναρμολόγησης τετραπλής συστοιχίας SOA-MZI

Πακετάρισμα συσκευής

Κάθε μία από τις τετραπλές συσκευές SOA-MZI πακεταρίστηκε με κάποιες διαφοροποιήσεις σε σχέση με τις άλλες δύο με σκοπό να βελτιωθεί η απόδοσή τους από άποψη θερμότητας. Το pin-out της ορειχάλκινης συσκευασίας αλλάχτηκε έτσι ώστε όλες οι συνδέσεις (μαζί με τα thermistors και τα peltier) να εμφανίζονται σαν μεταλλικά pins σε κάθε μεριά της συσκευασίας με απόσταση 2.54mm μεταξύ τους. Στο **Σχήμα 3.23** απεικονίζεται το ολοκληρωμένο τετραπλό SOA-MZI στην ορειχάλκινη συσκευασία του με τις ηλεκτρικές επαφές και τις ίνες εισόδου και εξόδου. Οι ηλεκτρικές επαφές των τριών ολοκληρωμένων έχει μικρές διαφοροποιήσεις λόγω της βελτιστοποίησης στον σχεδιασμό της θερμικής απόδοσης.



Σχήμα 3.24: Φωτογραφία του πακεταρισμένου τετραπλού SOA-MZI. Οι διαστάσεις είναι 90mm (L) x 31mm (W) x 13mm (D).

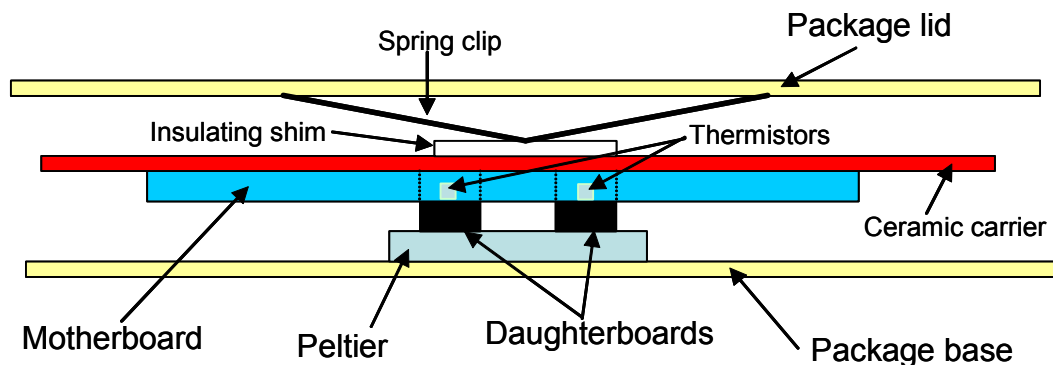
Θερμική απόδοση

Η βασική πρόκληση για το πακετάρισμα ήταν η θερμότητα που παράγουν οι συστοιχίες των SOA σε κατάσταση λειτουργίας. Τυπικά κάθε SOA τροφοδοτείται με ρεύμα περίπου 300mA σε τάση ίση με 2.5V που σημαίνει 0.75W ισχύος για κάθε ενισχυτή. Η συνολική ισχύς λοιπόν για το τετραπλό στοιχείο SOA-MZI είναι 6W για ταυτόχρονη λειτουργία και των 8 SOAs. Με τον σχεδιασμό του motherboard, οι θερμο-οπτικοί phase shifters καταναλώνουν μέχρι και 1W ο καθένας με το κάθε

MZI να απαιτεί τουλάχιστον τη λειτουργία ενός. Αυτό σημαίνει ότι η απαιτούμενη ισχύς λειτουργίας για όλη τη συσκευή είναι κοντά στα 12W.

Συσκευή #02126

Η σχηματική αναπαράσταση της κατασκευής της πρώτης συσκευής φαίνεται στο **Σχήμα 3.25**. Η συναρμολογημένη motherboard τοποθετήθηκε ανάποδα στο peltier έτσι ώστε το πίσω μέρος των daughterboards πυριτίου να είναι σε θερμική επαφή με το peltier. Το πίσω μέρος της motherboard εφαρμόσθηκε σε μια κεραμική επιφάνεια με πάχος 1mm η οποία έφερε μεταλλικές επαφές για να τοποθετηθούν μεταλλικά σύρματα στην motherboard. Η κεραμική επιφάνεια τοποθετήθηκε στη συσκευή μέσω ενός συνδετικού ελάσματος στο καπάκι της το οποίο είχε μία μονωτική προσθήκη ώστε να αποφευχθεί η ηλεκτρική επαφή μεταξύ ανάμεσα στο καπάκι της συσκευής και την κεραμική επιφάνεια. Μεταξύ των daughterboards και του peltier και μεταξύ της πίσω πλευράς της motherboard και της κεραμικής επιφάνειας τοποθετήθηκε θερμοαγωγικό υλικό. Το peltier εφαρμόσθηκε στην βάση της συσκευασίας με H₂O ένα εποξύ θερμικής μετάδοσης.



Σχήμα 3.25: Σχηματική αναπαράσταση της διευθέτησης των στοιχείων για τη συσκευή #02126

Δύο thermistors (10kΩ @ 25⁰C) τοποθετήθηκαν με H₂O απευθείας στην πίσω πλευρά της συστοιχίας των SOAs και διαμοιράζονταν μια κοινή γείωση με τους SOAs. Τα καλώδια των thermistors τυλίχθηκαν ανάμεσα σε τρύπες που ανοίχθηκαν

στην motherboard και την κεραμική επιφάνεια έτσι ώστε να διασφαλισθεί η ηλεκτρική σύνδεση στις ηλεκτρικές επαφές της κεραμικής επιφάνειας.

Η συναρμολογημένη συσκευή τοποθετήθηκε σε μια επιφάνεια αλουμινίου η οποία λειτουργούσε σαν επιπλέον θερμοαγωγίμο μέσο και έφερε τις υποδοχές για τις 18 ηλεκτρικές επαφές της συσκευής. Με αυτό το πακετάρισμα πραγματοποιήθηκαν θερμικές μετρήσεις με όλους τους SOAs να τροφοδοτούνται στα 300mA. Διαπιστώθηκε ότι ακόμα και με την τροφοδοσία του peltier στο όριο των 4.5A δεν ήταν δυνατή η ψύξη της συσκευής σε θερμοκρασία κάτω από 30⁰C. Παρόλα αυτά διαπιστώθηκε ότι η συσκευή μπορούσε να λειτουργήσει σε υψηλότερες θερμοκρασίες της τάξης των 40-45⁰C με όλους τους SOAs σε λειτουργία. Με αυτή τη ρύθμιση το κέρδος κορεσμού των SOAs μειώθηκε κατά περίπου 1dB αλλά η απόδοση της συσκευής δεν επηρεάστηκε στα 40Gb/s.

Η ανάγνωση μεγαλύτερων θερμοκρασιών από τους thermistors ήταν συνδυασμός της τοποθέτησής τους απευθείας στην πίσω πλευρά της συστοιχίας των SOAs και λάθους μέτρησης από τον ελεγκτή θερμοκρασίας. Διαπιστώθηκε ότι υπήρχε σε μικρό βαθμό ηλεκτρική διαρροή μεταξύ των SOAs και των thermistors λόγω της κοινής γείωσής τους.

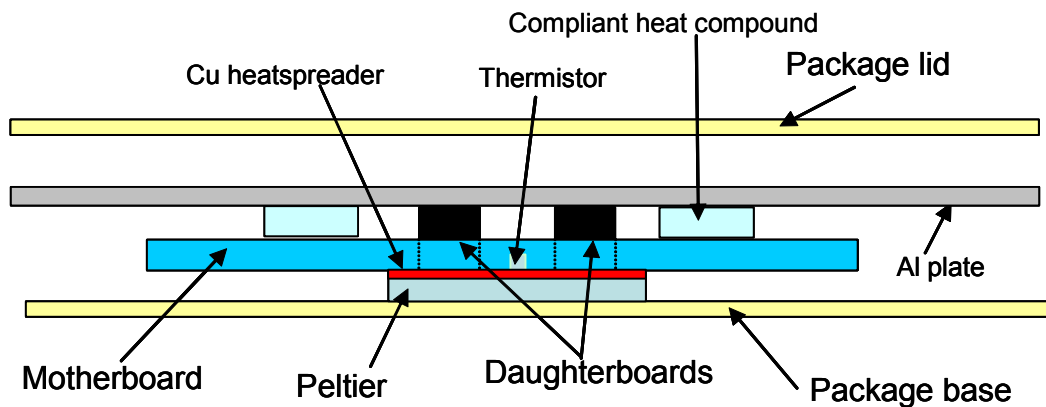
Συσκευή #02128

Αυτή η συσκευή είχε παρόμοιο σχεδιασμό με την #02126 με κάποιες μικρές αλλαγές για να βελτιωθεί η θερμική της απόδοση. Η κεραμική επιφάνεια επανασχεδιάστηκε ώστε να είναι πιο λεπτή στην πλευρά κοντά στο έλασμα έτσι ώστε να διώχνει την θερμότητα πιο αποτελεσματικά. Το κεραμικό είχε επίσης χάλκινες προεξοχές έτσι ώστε να είναι πιο εύκολη η τοποθέτηση καλωδίων από την motherboard στην κεραμική επιφάνεια. Οι thermistors εξακολούθησαν να είναι τοποθετημένοι στην πίσω πλευρά των συστοιχιών SOA, αλλά είχαν μια μονωτική προσθήκη από πυρίτιο έτσι ώστε να απομονωθούν ηλεκτρικά οι συνδέσεις από τις συνδέσεις των SOAs.

Με αυτές τις αλλαγές διαπιστώθηκε ότι η συσκευή μπορούσε να περιοριστεί σε θερμοκρασία λειτουργίας ίση με 27°C (με όλους τους SOAs να τροφοδοτούνται με 300mA) και επίσης δεν υπήρχε ηλεκτρική διαρροή μεταξύ των SOAs και των thermistors.

Συσκευή #02130

Λόγω της μικρής βελτίωσης στην θερμική απόδοση της συσκευής #02128 σε σχέση με την #02126, αποφασίστηκε να επενασχεδιασθεί ολοκληρωτικά η συσκευασία για την τελική συσκευή. Η σχηματική αναπαράσταση αυτής της συσκευασίας φαίνεται στο **Σχήμα 3.26**.



Σχήμα 3.26: Σχηματική αναπαράσταση της διευθέτησης των στοιχείων για τη συσκευή #02130

Σε αυτό το σχέδιο το peltier αντικαταστάθηκε με ένα στοιχείο παρόμοιου μεγέθους αλλά με πολύ μεγαλύτερη ικανότητα διαχείρισης της εκλυόμενης θερμότητας. Το peltier τοποθετήθηκε στην ορειχάλκινη βάση της συσκευής με epoxy όπως και πριν αλλά διέθετε και ένα χάλκινο διαχύτη θερμότητας με πάχος 2mm στην κορυφή του. Η συναρμολογημένη motherboard τοποθετήθηκε σε αυτό τον διαχύτη ανάποδα. Οι τρύπες για τις τετραπλές συστοιχίες των SOAs στην motherboard γεμίσθηκαν με θερμοαγωγίμο υλικό έτσι ώστε η πίσω πλευρά των SOAs να είναι σε θερμική επαφή με τον διαχύτη του peltier. Στην πίσω πλευρά των daughterboards τοποθετήθηκε ένα αλουμινένιο πλακίδιο και ανάμεσα στην κορυφή της motherboard και του

πλακιδίου αυτού εφαρμόσθηκε θερμοαγωγίμο υλικό. Το αλουμινένιο πλακίδιο ακουμπούσε στην συσκευασία με τη βοήθεια βιδών από νάιλον σε κάθε γωνία κι έτσι η motherboard βρισκόταν σε καλή θερμική επαφή με το peltier. Στην συσκευασία τοποθετήθηκε ένα thermistor το οποίο ακουμπούσε στο χάλκινο διαχύτη του peltier.

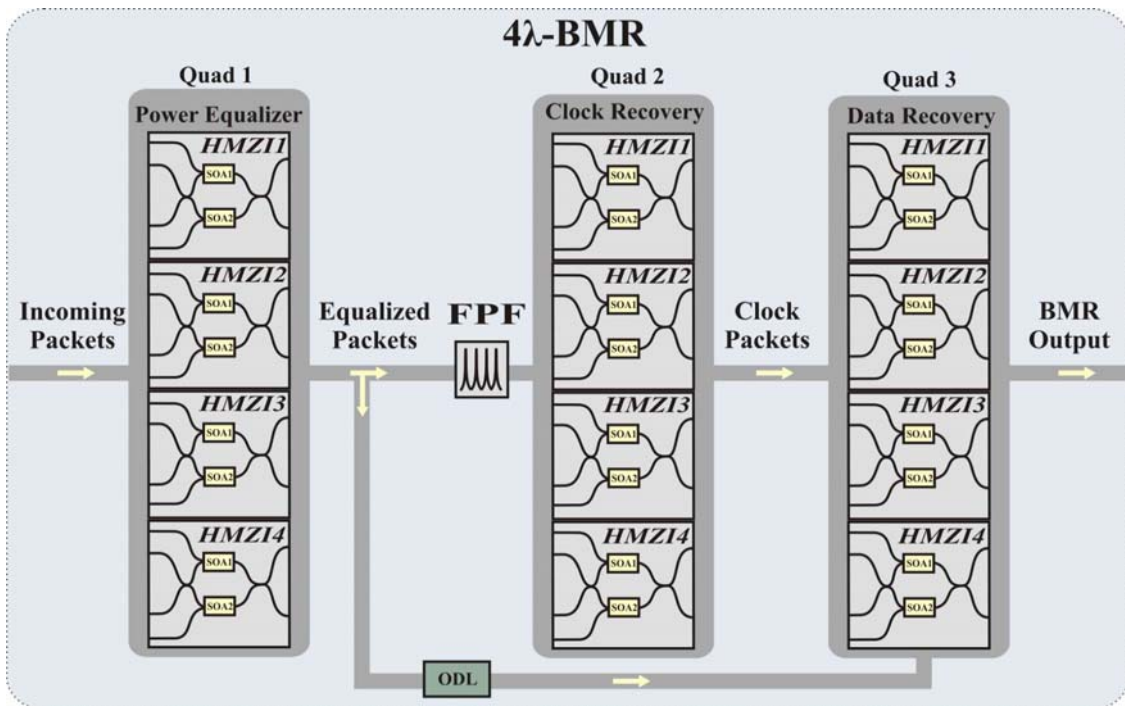
Με αυτό το σχεδιασμό μετρήθηκε σημαντική θερμική απόδοση. Η συσκευή μπορούσε να λειτουργεί σε θερμοκρασίες 20°C για χρονικό διάστημα περίπου μίας ώρας με όλους τους SOAs να τροφοδοτούνται στα 300mA και τους τέσσερις phase shifters σε λειτουργία. Για μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα ο ελεγκτής θερμοκρασίας έφτανε σε οριακή λειτουργία (4.5V) αλλά ανεβάζοντας την επιθυμητή θερμοκρασία λειτουργίας στους 25°C η συσκευή επανερχόταν σε σταθερή λειτουργία. Με την συσκευή να λειτουργεί σε θερμοκρασία 25°C η θερμοκρασία στο εσωτερικό της μετρήθηκε στους 37°C που αποδεικνύει ότι η παραγόμενη θερμότητα απομακρυνόταν με αποτελεσματικότερο τρόπο από τους SOAs.

3.4 Αρχή λειτουργίας πολυκυματικού 3R αναγεννητή εκρηκτικής ροής δεδομένων πακέτων

Σε αυτή την ενότητα συνδυάζουμε τις λειτουργίες ενός 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής [3.36]-[3.38] και ενός 3R αναγεννητή δεδομένων [3.38]-[3.43] για να παρουσιάσουμε για πρώτη φορά ένα ολοκληρωμένο αμιγώς οπτικό 3R σύστημα αναγέννησης εκρηκτικής ροής στα 10Gb/s με ταυτόχρονη αναγέννηση τεσσάρων μηκών κύματος με τη χρησιμοποίηση σε σειρά των τριών συστοιχιών τετραπλών υβριδικά ολοκληρωμένων SOA-MZIs που περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο. Το **Σχήμα 3.27** παρουσιάζει το αρχιτεκτονικό διάγραμμα του κυκλώματος που συνδυάζει τα δυο παραπάνω υποσυστήματα. Αποτελείται από τα τρία τετραπλά στοιχεία SOA-MZI που περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο

καθένα από τα οποία επιτελεί μια συγκεκριμένη λειτουργία κάθε φορά για τέσσερα σήματα εισόδου ταυτόχρονα.

Τέσσερα σήματα δεδομένων εκρηκτικής ροής σε τέσσερα διαφορετικά μήκη κύματος καταφθάνουν στον 4λ-BMR. Το πρώτο τετραπλό στοιχείο SOA-MZI αποτελεί τον 2R αναγεννητή που περιγράψαμε στην παράγραφο 3.2.1. Τα τέσσερα MZI της πρώτης συστοιχίας αναλαμβάνουν να εξισώσουν τα πακέτα με διακύμανση πλάτους μεταξύ τους απομακρύνοντας σε μεγάλο βαθμό τον θόρυβο που έχει συσσωρευτεί και υποβαθμίζει τα τέσσερα σήματα. Στην έξοδο της πρώτης συστοιχίας τα πακέτα δεδομένων και για τα τέσσερα μήκη κύματος έχουν σχεδόν εξισωθεί και διασπώνται σε δύο μέρη. Το ένα μέρος εισέρχεται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που περιγράψαμε στην παράγραφο 3.2.2 και αποτελείται από ένα φίλτρο Fabry-Perot και την δεύτερη συστοιχία SOA-MZI, ενώ το άλλο μέρος των τεσσάρων σημάτων θα υποστεί 3R αναγέννηση. Η τελευταία πραγματοποιείται ταυτόχρονα και για τα τέσσερα μήκη κύματος στο τρίτο τετραπλό στοιχείο SOA-MZI.



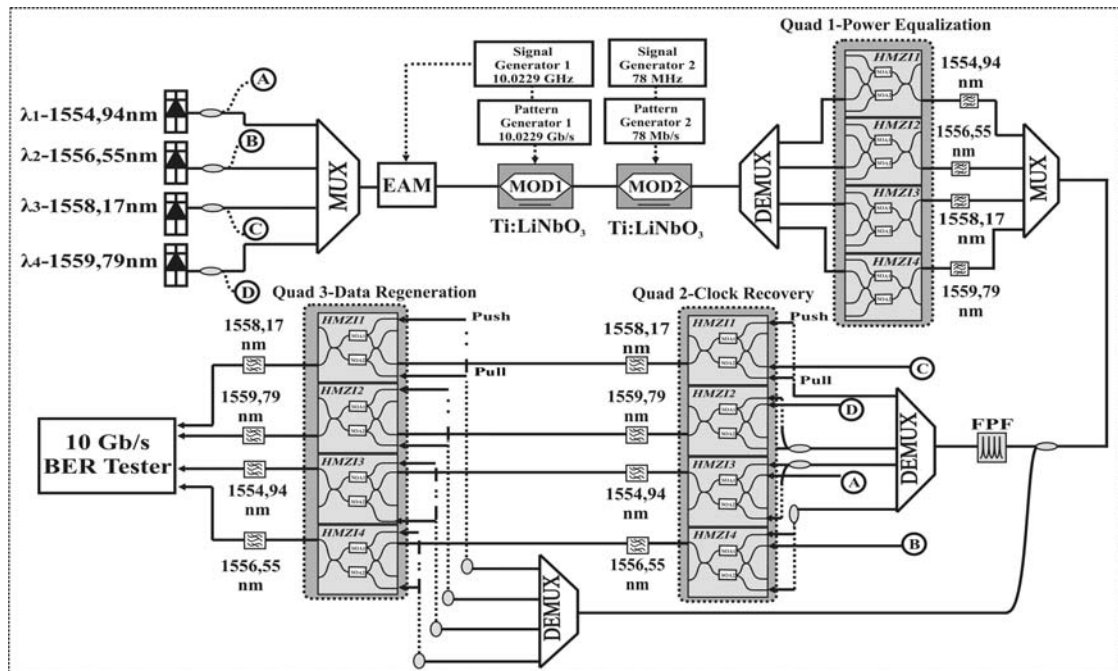
Σχήμα 3.27: Δομικό διάγραμμα του 4λ-BMR αναγεννητή με τις τρεις συστοιχίες SOA-MZI σε σειριακή λειτουργία.

Οι τέσσερις έξοδοι του συστήματος ανάκτησης ρολογιού εισέρχονται στο τρίτο τετραπλό στοιχείο σαν σήματα εισόδου ενώ το δεύτερο μέρος της διάσπασης των σημάτων στην έξοδο του πρώτου τετραπλού στοιχείο εισέρχονται σαν σήματα ελέγχου. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα στην έξοδο του τρίτου chip να προκύψουν τέσσερα αναγεννημένα σήματα.

3.5 Πειραματική υλοποίηση

3.5.1 Πειραματική διάταξη

Η πειραματική διάταξη του 3R αναγεννητή εκρηκτικής ροής με πολλαπλά μήκη κύματος (4λ-BMR) φαίνεται στο **Σχήμα 3.28**. Αποτελείται από την οπτική πηγή πακέτων στα 10Gb/s, το υποσύστημα εξίσωσης πακέτων που υλοποιείται με την πρώτη ολοκληρωμένη συστοιχία MZI, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που ενσωματώνει ένα φίλτρο Fabry-Perot (FPF) σε συνδυασμό με την δεύτερη συστοιχία MZI και το κύκλωμα ανάκτησης δεδομένων που υλοποιείται με την τρίτη συστοιχία MZI. Για την παραγωγή των αρχικών σημάτων εισόδου του συστήματος τέσσερα οπτικά σήματα CW με μήκη κύματος ίσα με 1554.94nm, 1556.55nm, 1558.17nm και 1559.79nm πολυπλέχθηκαν στο πεδίο του μήκους κύματος και εισήχθησαν σε έναν διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EAM), στην έξοδο του οποίου ελήφθησαν RZ παλμοί στα 10.0229GHz με εύρος ίσο με 6ps. Οι παλμοσειρές αυτές πέρασαν μέσα από έναν ηλεκτροπτικό διαμορφωτή Ti:LiNbO_3 που τον οδηγούσε μια παλμογεννήτρια στην έξοδο του οποίου παρήγαγε πακέτα δεδομένων ακολουθίας



Σχήμα 3.28: Πειραματική διάταξη του 4λ-BMR αναγεννητή με τη χρήση τριών τετραπλών συστοιχιών διακοπών MZI. Τα γράμματα δείχνουν τα συνδεδεμένα σημεία

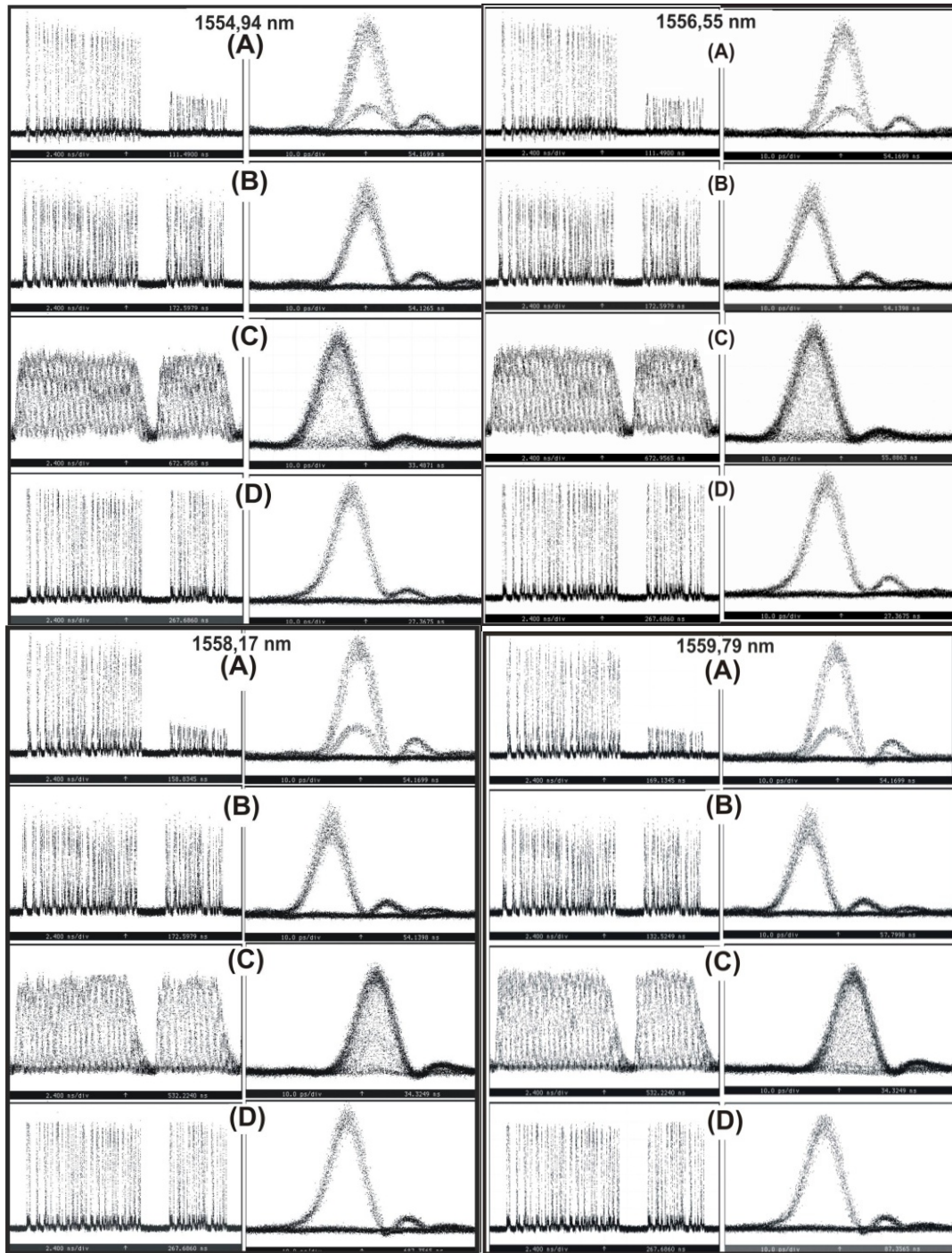
2^7-1 PRBS με άνισα μήκη. Αυτά τα πακέτα εισήχθησαν στη συνέχεια σε ένα δεύτερο ηλεκτροπτικό διαμορφωτή Ti:LiNbO₃ τον οποίο οδηγούσε μια γεννήτρια σήματος στα 78MHz και ο οποίος εισήγαγε 6dB διακύμανση πλάτους μεταξύ των πακέτων. Το πολυπλεγμένο σήμα στη συνέχεια πέρασε μέσα από ένα φίλτρο AWG για να τα αποπολυπλέξει και τα τέσσερα μήκη κύματος εισήχθησαν στην πρώτη συστοιχία MZI του κυκλώματος 4λ-BMR. Για να επιτευχθεί η εξίσωση της ισχύος των πακέτων σε κάθε σήμα κάθε μήκος κύματος εισήχθη σε ένα από τα τέσσερα MZI της ακολουθίας. Τα MZIs είχαν ρυθμιστεί να λειτουργούν σε κατάσταση self-switching επιτυγχάνοντας έτσι τη σχεδόν εξίσωση των πακέτων. Τα εξισωμένα πακέτα δεδομένων στην έξοδο της πρώτης ολοκληρωμένης συστοιχίας επαναπολυπλέχθηκαν και διαχωρίστηκαν σε δύο μέρη. Το ένα μέρος εισήχθη στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού ενώ το άλλο χρησιμοποιήθηκε σαν σήμα ελέγχου στην τρίτη συστοιχία MZI για την ανάκτηση δεδομένων. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού περιελάμβανε ένα FPF με χαμηλό Q, ελεύθερη φασματική περιοχή (FSR) ίση με το line rate (10.0229GHZ) και λεπτότητα (finesse) ίση με 47, ακολουθούμενο από τα MZIs της δεύτερης ολοκληρωμένης τετράδας. Σε κάθε MZI της δεύτερης

συστοιχίας χρησιμοποιήθηκε ένα CW σαν σήμα εισόδου με την εξής διαρρύθμιση: 1558.17nm για το Q2-MZI3, 1559.79nm για το Q2-MZI4, 1554.94nm για το Q2-MZI1 και 1556.55nm για το Q2MZI2. Σε όλα τα MZI της δεύτερης συστοιχίας χρησιμοποιήθηκε η τεχνική push-pull για να μειωθεί το παράθυρο μεταγωγής και να παραχθούν παλμοί ρολογιού με εύρος 8ps στην έξοδό τους. Η ανάκτηση των δεδομένων ολοκληρώθηκε στην τρίτη συστοιχία διακοπών MZI χρησιμοποιώντας τα εξισωμένα πακέτα της εξόδου της πρώτης συστοιχίας σαν σήματα ελέγχου, ενώ σαν σήματα εισόδου χρησιμοποιήθηκαν τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού, απομακρύνοντας με αυτό τον τρόπο την διαμόρφωση στο πλάτος και το χρονικό jitter του σήματος εισόδου. Η τεχνική push-pull χρησιμοποιήθηκε και στην τρίτη συστοιχία ολοκληρωμένων MZI για την επίτευξη στενών παλμών στην έξοδό τους. Στο τέλος πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις BER για όλα τα μήκη κύματος. Οι τροφοδοσίες για τους SOAs κάθε MZI της πρώτης συστοιχίας ήταν 190mA και 270mA και 300mA για τους SOAs των υπόλοιπων MZI. Οι ισχύς των σημάτων που χρησιμοποιήθηκαν ήταν 0.9dBm για την πρώτη τετράδα ολοκληρωμένων, 4.5dBm, -0.3dBm και 4dBm για τα push, pull και CW αντίστοιχα για την δεύτερη συστοιχία και 1.5dBm, 1dBm, και -4dBm για το σήμα εισόδου, το push και το pull αντίστοιχα της τρίτης συστοιχίας. Μεταξύ των συστοιχιών MZI χρησιμοποιήθηκαν ελεγκτές πόλωσης και απομονωτές ώστε να αποφευχθούν ανακλάσεις σημάτων και θορύβου προς τα πίσω και να ελέγχεται η σωστή κατάσταση της πόλωσης των σημάτων εισόδου. Επίσης λόγω απωλειών στην οπτική ισχύ των σημάτων κατά τη μετάδοσή τους μεταξύ των σταδίων του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκαν οπτικοί ενισχυτές EDFA για να τις αντισταθμίσουν.

3.5.2 Πειραματικά αποτελέσματα

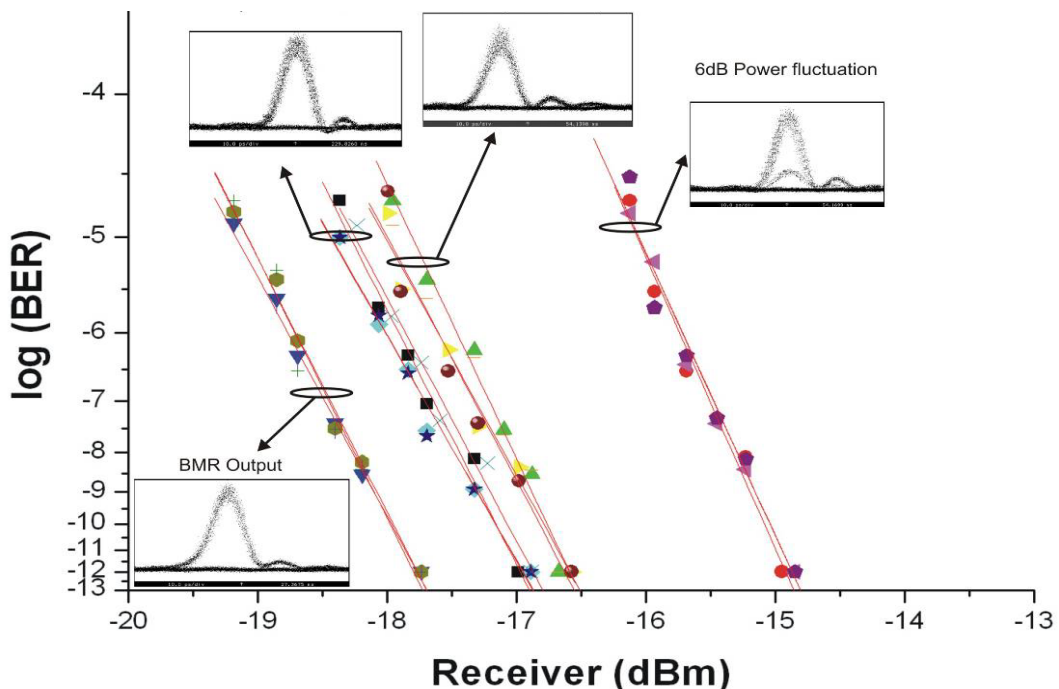
Για την πειραματική αξιολόγηση του κυκλώματος 4λ-BMR χρησιμοποιήθηκαν πακέτα διαφορετικού μήκους για να παρουσιαστεί η διαφάνεια του κυκλώματος στη μορφή των εισερχομένων δεδομένων. Το **Σχήμα 3.29** απεικονίζει την εξέλιξη

στη διαδικασία αναγέννησης εκρηκτικής ροής με τη βοήθεια διαγραμμάτων ματιού και παλμοσειράς που ελήφθησαν σε κάθε στάδιο του κυκλώματος. Το **Σχήμα 3.29(a)** απεικονίζει δύο πακέτα δεδομένων στα 10Gb/s με μήκη ίσα με 119 και 60 bits αντίστοιχα και διακύμανση στο πλάτος μεταξύ αυτών ίση με 6dB. Το **Σχήμα 3.29(b)** δείχνει τα εξισωμένα πακέτα στις εξόδους της δεύτερης τετραπλής συστοιχίας MZI. Τα 6dB διακύμανσης μεταξύ των πακέτων εξαλείφθηκε και η μόνη διακύμανση αφορά στο πλάτος μεταξύ των παλμών μέσα στα πακέτα η οποία είναι της τάξης του 1dB. Το **Σχήμα 3.29(c)** απεικονίζει τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού στις εξόδους της δεύτερης συστοιχίας MZI. Η διάρκειά τους είναι ίση με τα πακέτα εισόδου επεκταμένη κατά 4 bits στην αρχή τους και κατά 16 bits στο τέλος τους. Η πρώτη τιμή δείχνει το χρόνο που θέλει το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού για να κλειδώσει στο ρυθμό μετάδοσης του εισερχόμενου πακέτου δεδομένων ενώ η δεύτερη τιμή τον χρόνο που χρειάζεται από το ίδιο κύκλωμα για να ξεκλειδώσει στο $1/e$ μετά από κάθε πακέτο. Τα bits προστασίας εξαρτώνται από τη λεπτότητα του



Σχήμα 3.29: Πειραματικά αποτελέσματα του κυκλώματος 4λ-BMR. Διαγράμματα παλμοσειράς και ματιού για (a) εισερχόμενα πακέτα με 6dB διακύμανση στο πλάτος μεταξύ τους, (b) εξισωμένα πακέτα, (c) ανακτημένα πακέτα ρολογιού, (d) αναγεννημένα πακέτα δεδομένων. Time scales 1 ns/div και 10 ps/div για διαγράμματα παλμοσειράς και ματιού αντίστοιχα.

φίλτρου Fabry-Perot την οποία καθορίζει η τάξη της PRBS που χρησιμοποιείται μέσα στα πακέτα. Το **Σχήμα 3.29(d)** δείχνει τα αναγεννημένα πακέτα στην έξοδο του 4λ-BMR κυκλώματος στα οποία είναι ξεκάθαρη η απομάκρυνση της διαμόρφωσης πλάτους και του χρονικού jitter σε σχέση με τις εξόδους της πρώτης συστοιχίας (Quad1). Το **Σχήμα 3.30** απεικονίζει τις καμπύλες BER που ελήφθησαν για τα πακέτα εισόδου με διακύμανση του πλάτους μεταξύ τους ίση με 6dB, τα εξισωμένα πακέτα και τα αναγεννημένα πακέτα στην έξοδο του κυκλώματος. Για όλα τα μήκη κύματος παρατηρήθηκε και μετρήθηκε λειτουργία χωρίς σφάλματα. Τα αναγεννημένα κανάλια παρουσιάζουν αρνητικό penalty ίσο με 2.5dB και 1.3dB σε σχέση με τα αντίστοιχα κανάλια με διακύμανση 6dB και τα κανάλια με τα εξισωμένα πακέτα. Καμπύλες BER πάρθηκαν επίσης για τα πακέτα εισόδου χωρίς διακύμανση μεταξύ τους οι οποίες χρησιμοποιούνται σαν σημείο αναφοράς για την διαδικασία των μετρήσεων BER. Αυτή η καμπύλη βρίσκεται ανάμεσα σε αυτήν της εξόδου του όλου κυκλώματος 4λ-BMR και αυτής της εξόδου του κυκλώματος εξίσωσης πακέτων και έχει ένα θετικό offset ίσο με 1dB σε σχέση με την έξοδο του όλου κυκλώματος καταδεικνύοντας την ικανότητα αναγέννησής του.



Σχήμα 3.30: Πειραματικά αποτελέσματα μετρήσεων BER.

3.6 Συμπεράσματα

Από τα αποτελέσματα της προηγούμενης παραγράφου παρατηρούμε ότι το κύκλωμα 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής για πολλαπλά μήκη κύματος (4λ-BMR) διατηρεί όλα τα ελκυστικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, όπως ο μικρός χρόνος ανάκτησης και σβέσης του παραγόμενου πακέτου ρολογιού και η δυνατότητα λειτουργίας του κυκλώματος σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου. Βασικά πλεονεκτήματα του προτεινόμενου κυκλώματος είναι, επίσης, η απλή υλοποίησή του, καθώς απαιτεί μόνο ένα Fabry-Perot φίλτρο και τρία ολοκληρωμένα στοιχεία τετραπλών SOA-MZI, όπως επίσης το γεγονός ότι αποφεύγεται η χρήση ηλεκτρονικών διατάξεων, ενώ μοναδική απαίτηση για τη λειτουργία του κυκλώματος είναι το αρχικό πακέτο δεδομένων ως είσοδος. Τέλος, το κύκλωμα μπορεί, εν δυνάμει, να κατασκευαστεί σε συμπαγή μορφή ενός chip με ολοκλήρωση των διακοπών τύπου Mach-Zehnder και μιας συμπαγούς συσκευασίας Fabry-Perot φίλτρου με προσαρτημένες ίνες εισόδου και εξόδου. Τα παραπάνω πλεονεκτήματα στοιχειοθετούν ένα κύκλωμα με ιδιαίτερα ελκυστικά χαρακτηριστικά για την εφαρμογή του στα μελλοντικά WDM οπτικά δίκτυα μεταγωγής εκρηκτικής ροής δεδομένων [3.44]-[3.45].

3.7 Αναφορές

- [3.1] B. Whitman, "Fibre Access Deployment Worldwide: Market Drivers, Politics and Technology Choices," European Conf. Optical Commun. (ECOC'04), Market Focus, 2004.
- [3.2] <http://fibresystems.org/cws/article/magazine/35591>
- [3.3] <http://www.infinera.com/technology/pic/largescale.html>
- [3.4] http://www.infinera.com/technology/optical_network.html
- [3.5] www.xponentinc.com
- [3.6] www.enablence.com
- [3.7] www.ciphotonics.com
- [3.8] www.mufins.cti.gr
- [3.9] Dorren, H.J.S.; Tangdionga, E.; Liu, Y.; Li, Z.; de Waardt, H.; Koonen, A.M.J.; Khoe, G.D.; "Semiconductor based demultiplexer and wavelength conversion at 320 Gbits/sec", Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007.OFC/NFOEC 2007. Conference on 25-29 March 2007 Page(s):1 – 3.
- [3.10] Y. Ueno et al., "Penalty-free error-free all-optical data pulse regeneration at 84 Gb/s by using a symmetric-Mach-Zehnder-type semiconductor regenerator", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 13, No. 5, pp. 469-471, 2001.
- [3.11] S. J. Savage et al., "All-optical pulse regeneration in an ultrafast nonlinear interferometer with Faraday mirror polarization stabilization", Opt. Lett., vol. 28, No. 1, pp. 13-15, 2003.
- [3.12] O. Leclerc et al., "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond", J. Lightwave Technol., vol. 21, No. 11, pp. 2779-2790, 2003.
- [3.13] J. Leuthold et al., "All-Optical Wavelength Conversion Using a Pulse Reformatting Optical Filter", J. Lightwave Technol., vol. 22, No. 1, pp. 186-192, 2003.

- [3.14] A. Bilenca et al., "Broad-band wavelength conversion based on cross-gain modulation and four-wave mixing in InAs-InP quantum-dash semiconductor optical amplifiers operating at 1550 nm", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 15, No. 4, pp. 563-565, 2003.
- [3.15] G. Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie – CIP F. Gunning, X. Yang, A.D. Ellis, R. Webb, R. Manning, "WDM-enabled, 40Gb/s Hybrid Integrated All-optical Regenerator", Photonic Systems Group, Tyndall National Institute, University College Cork, Cork, Ireland Post Deadline Paper ECOC 2005, Glasgow 2005.
- [3.16] Oxenlowe, L.K.; Zibar, D.; Galili, M.; Clausen, A.T.; Christiansen, L.J.; Jeppesen, P. "Clock recovery for 320 Gb/s OTDM data using filtering-assisted XPM in an SOA" Lasers and Electro-Optics Europe, 2005. CLEO/Europe. 2005 Conference on 12-17 June 2005 Page(s):486.
- [3.17] Dorren, H.J.S.; Tangdiongga, E.; Liu, Y.; Li, Z.; de Waardt, H.; Koonen, A.M.J.; Khoe, G.D.; "Semiconductor based demultiplexer and wavelength conversion at 320 Gbits/sec" Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007. OFC/NFOEC 2007. Conference on 25-29 March 2007 Page(s):1 – 3.
- [3.18] G. Berrettini; A. Simi; A. Malacarne; A. Bogoni; L. Poti; "Ultrafast integrable and reconfigurable XNOR, AND, NOR, and NOT photonic logic gate" Photonics Technology Letters, IEEE Volume 18, Issue 8, April 2006 Page(s):917 – 919.
- [3.19] Gutierrez-Castrejon "160 Gb/s XOR Gate Using Bulk SOA Turbo-Switched Mach-Zehnder Interferometer", Electrical and Electronics Engineering, 2007. ICEEE 2007. 4th International Conference on 5-7 Sept. 2007 Page(s):134 – 137.
- [3.20] C. Su, L-K. Chen, and K.-W. Cheung, "Theory of burst-mode receiver and its applications in optical multi-access networks," IEEE J. Lightwave Technol., vol. 15, pp. 590-606, Apr. 1997.
- [3.21] Jaedon Kim, Jinwoo Cho, Saurav Das, David Gutierrez, Mayank Jain, Ching-Fong Su, , Richard Rabbat, Takeo Hamada, , and Leonid G. Kazovsky, "Optical

- Burst Transport: A Technology for the WDM Metro Ring Networks” IEEE J. Lightwave Technol., VOL. 25, NO. 1, Jan. 2007.
- [3.22] H. Nishizawa, Y. Yamada, K. Habara and T. Ohyama,, “Design of a 10-Gb/s burst-mode optical packet receiver module and its demonstration in a WDM optical switching network,” IEEE J. Lightwave Technol., vol. 20, pp. 1078-1083, Jul. 2002.
- [3.23] Kimura et al., “A 10 Gbit/s Burst-Mode 3R Receiver Unit with a New Equalizing Amplifier for High-Speed Optical Packet Communications,” in Eur. Conf. Optical Communication, 2003, Th3.3.3, 1042.
- [3.24] Y. Shu, X. Liu, and J. Leuthold, “Wide Dynamic Range 10-Gb/s DPSK Packet Receiver Using Optical-Limiting Amplifiers,” IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 16, pp. 296-298, Jan. 2004.
- [3.25] O. Leclerc, et al., “160Gbit/s all-optical regenerator”, Conference on Lasers and Electro-Optics, pp. 680-681, May 2000.
- [3.26] B. Sartorius et al., “System application of 40 GHz all-optical clock in a 40 Gb/s optical 3R regenerator”, Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, Baltimore, pp. PD11-1– PD11-3, 2000.
- [3.27] C. Schubert et al., "160 Gbit/s wavelength converter with 3R-regenerating capability”, Electron. Lett., Vol. 16, pp. 903-904, Aug. 2002.
- [3.28] C. Bornholdt et al., “Semiconductor-based all-optical 3R regenerator demonstrated at 40Gbit/s”, Electron. Lett., Vol. 15, pp. 192-194, Feb. 2004.
- [3.29] E. Awad et al., “Optical 3R regeneration using a single EAM for all-optical timing extraction with simultaneous reshaping and wavelength conversion”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 14, No. 9, pp. 1378-1380, Sept. 2002.
- [3.30] Chow, C.W.; Ellis, A.D “Regenerative Properties of Asynchronous Digital Optical Regenerator Using a Single EAM”Lasers and Electro-Optics, 2007 and the International Quantum Electronics Conference. CLEOE-IQEC 2007. European Conference on 17-22 June 2007 Page(s):1 – 1.
- [3.31] D. Chiaroni et al., “All-optical clock recovery from 10 Gbit/s asynchronous data packets”, in Eur. Conf. Optical Communication, 2000, Vol. 4, pp. 69-70.

- [3.32] 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.
- [3.33] G.T. Kanellos, L. Stampoulidis, N. Pleros, T. Houbavlis, D. Tsiokos, E. Kehayas, H. Avramopoulos, and G. Guekos "Clock and data recovery circuit for 10-Gb/s asynchronous optical packets" , Photonics Technology Letters, Vol. 15, No. 11, November 2003.
- [3.34] B. Sartorius, "All-Optical clock recovery for 3R optical regeneration", in Optical Fiber Communication Conf., 2001, MG7.
- [3.35] N. Pleros, K. Vyrsoinos, C. Bintjas, K. Yiannopoulos, K. Vlachos, H. Avramopoulos and G. Guekos, "All-Optical Clock Recovery from short, asynchronous data packets at 10 Gb/s", Photonics Technology Letters, Vol. 15, No. 9, September 2003.
- [3.36] G. T. Kanellos, N. Pleros, D. Petrantonakis, **P. Zakyntinos**, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie, "40 Gb/s 2R Burst Mode Receiver with a single integrated SOA-MZI switch", OSA Optics Express, Vol. 15, Issue 8, pp. 5043-5049, April 2007.
- [3.37] G.T. Kanellos, D. Klonidis, N. Pleros, **P. Zakyntinos**, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell, H. Avramopoulos and I. Tomkos, "Cascaded operation of a 2R burst-mode regenerator with data exhibiting 6 dB power variation", OFC 2007, Tech. Dig. OWP4, Anaheim, USA, 2007.
- [3.38] **P. Zakyntinos**, G. T. Kanellos, D. Klonidis, D. Apostolopoulos, N. Pleros, A. Poustie, G. Maxwell, I. Tomkos, and H. Avramopoulos, "Cascaded Operation of a 2R Burst-Mode Regenerator for Optical Burst Switching Network Transmission" IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 19, No. 22, pp 1834-1836, November 2007.
- [3.39] D. Petrantonakis, G.T. Kanellos, **P. Zakyntinos**, N. Pleros, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, "A 40 Gb/s 3R Burst Mode Receiver with 4 integrated MZI switches", OFC 2006, Post Deadline Session PDP25, Anaheim, USA, 2006.

- [3.40] **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”, OFC 2007, Tech. Dig. OWH7, Anaheim, USA, 2007.
- [3.41] G. T. Kanellos, D. Petrantonakis, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, **P. Zakynthinos**, N. Pleros, D. Apostolopoulos, G. Maxwell, A. Poustie, and H. Avramopoulos, “All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches”, IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 25, No. 1, pp. 184-193, January 2007.
- [3.42] N. Pleros, **P. Zakynthinos**, A. Poustie, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, D. Petrantonakis, G.T. Kanellos, G. Maxwell and H. Avramopoulos, “Optical signal processing using integrated multi-element SOA–MZI switch arrays for packet switching” IET Optoelectron., 2007, 1, (3), pp. 120–126 (invited paper).
- [3.43] D. Petrantonakis, G. T Kanellos, **P. Zakynthinos**, D. Apostolopoulos, N. Pleros and H. Avramopoulos, “40-Gb/s 3R Burst Mode Regenerator Using Four Integrated MZI Switches”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 19, No. 5, pp. 288-290 March 2007.
- [3.44] D. Petrantonakis, **P. Zakynthinos**, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, “All-Optical Four-Wavelength Burst Mode Regeneration Using Integrated Quad SOA-MZI Arrays” IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 20, NO. 23, pp. 1953-1955, DECEMBER 1, 2008.
- [3.45] **P. Zakynthinos**, D.Petrantonakis, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, “Four-Wavelength 3R Burst Mode Regenerator Using Three Integrated Quad MZI Arrays”, OFC 2008, Tech. Dig. OWK5, San Diego, USA, 2008.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΠΛΑΤΟΥΣ ΚΑΙ ΤΗΣ ΦΑΣΗΣ

4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα περιγράψουμε οπτικούς αναγεννητές πολλαπλών λειτουργιών, ικανοί να λειτουργούν με δεδομένα διαμορφωμένα στο πεδίο της φάσης και του πλάτους. Το κεφάλαιο καλύπτει ένα εύρος ενεργών και παθητικών στοιχείων που σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν σαν δομικά μέρη των οπτικών αναγεννητών. Τα στοιχεία αυτά περιλαμβάνουν Unbalanced MZIs (UMZI) για μετατροπή από το πεδίο της φάσης στο πεδίο του πλάτους και πρωτότυπους μη γραμμικούς ημιαγωγίμους οπτικούς ενισχυτές (SOAs για βελτιωμένη απόκριση στη φάση). Επίσης αναλύονται και αξιολογούνται οπτικοί αναγεννητές που περιλαμβάνουν πρωτότυπους SOAs νέας γενιάς και σχέδια για αναγεννητές πολλαπλών λειτουργιών. Σε αυτό το κεφάλαιο επίσης θα περιγράψουμε την πειραματική δοκιμή αυτών των στοιχείων στα 40Gb/s με σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους (OOK) και στο πεδίο της φάσης (DPSK).

Το έργο APACHE στοχεύει στην ανάπτυξη ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων ικανά να παράγουν, να αναγεννούν και να λαμβάνουν οπτικά σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης για WDM οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας (40Gb/s και 100Gb/s). Ένας από τους βασικούς στόχους του

έργου είναι η ανάπτυξη οπτικών συστημάτων για την αναγέννηση οπτικών σημάτων πολλαπλών διαμορφώσεων καθώς τέτοια συστήματα δεν έχουν μελετηθεί ακόμα εκτενώς.

Σε αυτό το μέρος της διατριβής θα περιγράψουμε:

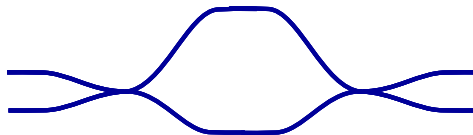
- Το σχεδιασμό, την κατασκευή και το packaging παθητικών στοιχείων (UMZI) για την μετατροπή της διαμόρφωσης φάσης σε διαμόρφωση πλάτους (απαραίτητη για οπτικούς δέκτες και οπτικούς αναγεννητές)
- Το σχεδιασμό ενός SOA-MZI πολλαπλών λειτουργιών για διαφορετικά είδη διαμόρφωσης (OOK, DPSK, DQPSK)
- Το σχεδιασμό, την κατασκευή και τη δοκιμή πρωτότυπων μη γραμμικών SOAs με βελτιωμένα χαρακτηριστικά για λειτουργία στο πεδίο της φάσης
- Το packaging του SOA-MZI με τους πρωτότυπους, νέας γενιάς μη γραμμικούς SOAs
- Την ανάπτυξη 40Gb/s testbed για συστήματα OOK και DPSK
- Την πειραματική δοκιμή των ολοκληρωμένων συστημάτων στα 40Gb/s

Στις παραγράφους που ακολουθούν περιγράφονται με λεπτομέρειες τα στοιχεία που αναπτύχθηκαν και η πειραματική τους δοκιμή.

4.2 Μετατροπή της φάσης σε πλάτος

Η χρήση δεδομένων διαμορφωμένα στο πεδίο της φάσης φαίνεται όλο και πιο ελκυστική για long-haul οπτικά συστήματα μετάδοσης υψηλών ταχυτήτων, λόγω της μεγαλύτερης φασματικής αξιοποίησης και την χρήση ηλεκτρονικών χαμηλότερου εύρους ζώνης. Παρόλα αυτά, για την λήψη των ψηφιακών σημάτων ή για την επίτευξη αμιγώς οπτικής αναγέννησης, η διαμόρφωση φάσης θα πρέπει να μετατραπεί σε διαμόρφωση πλάτους. Ανάμεσα στις τεχνικές που χρησιμοποιούνται γι' αυτό το σκοπό, πολύ διαδεδομένη είναι αυτή της χρήσης συμβολομέτρου στην

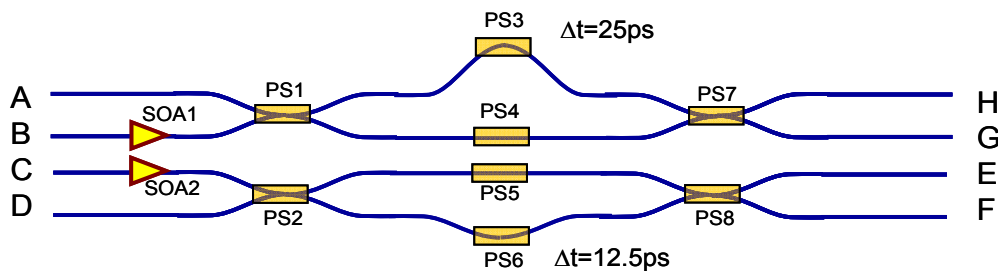
οποία η διαμόρφωση φάσης παράγει μία διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο του. Για διαφορική διαμόρφωση φάσης δεδομένων (DPSK και DQPSK), η διαφορική φάση παρατηρείται μεταξύ γειτονικών bits στο χρόνο κι έτσι το συμβολόμετρο θα πρέπει να παρουσιάζει χρονοκαθυστέρηση ενός bit για να συμβάλλει τα σήματα. Μια αρκετά διαδεδομένη διάταξη γι' αυτό το σκοπό είναι το ανισοζυγές (unbalanced) Mach-Zehnder συμβολόμετρο (UMZI) και σχηματικά φαίνεται στο **Σχήμα 4.1**.



Σχήμα 4.1: Σχηματικό διάγραμμα ενός UMZI. Ο πάνω βραχίονας του MZI είναι μεγαλύτερος σε μήκος από τον κάτω κατά ένα bit στον αντίστοιχο ρυθμό μετάδοσης.

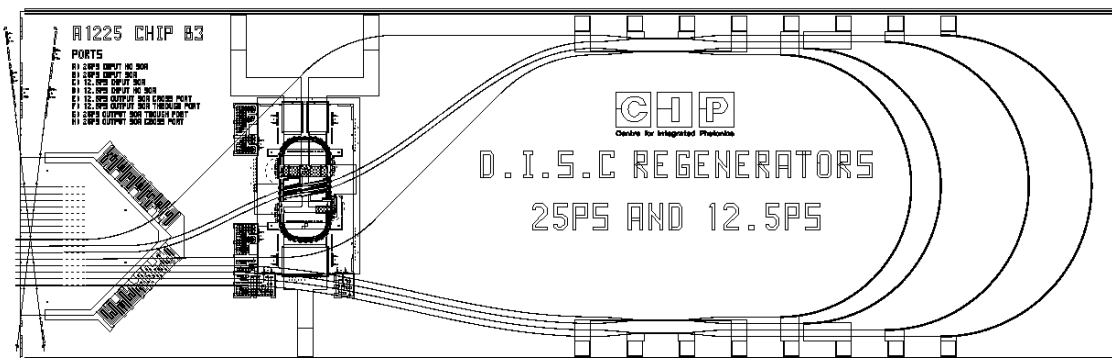
Η χάραξη των κατάλληλων κυματοδηγών χρησιμοποιείται συχνά για να επιτευχθεί η ακριβής επιθυμητή καθυστέρηση και η σταθερότητα της φάσης. Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιήθηκε και στο APACHE όπου η εταιρεία CIP χρησιμοποίησε την τεχνολογία επίπεδου κυματοδηγού για να κατασκευάσει τις διατάξεις για την μετατροπή της φάσης σε πλάτος.

Το στοιχείο που αναπτύχθηκε από την CIP φαίνεται σχηματικά στο **Σχήμα 4.2**. Το σχέδιο περιλαμβάνει δύο UMZIs με διαφορετικές χρονοκαθυστερήσεις των 25ps και 12.5ps για ρυθμούς μετάδοσης στα 40Gb/s και 80Gb/s. Το σχέδιο περιλαμβάνει ακόμα μη γραμμικούς SOAs υβριδικά ολοκληρωμένους με τα UMZIs. Αυτοί χρησιμοποιούνται σαν προ/μεταενισχυτές κατά την μετατροπή της φάσης σε πλάτος ή εναλλακτικά όλη η διάταξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μετατροπέας μήκους κύματος συμβολής με καθυστέρηση (DISC).[4.1]

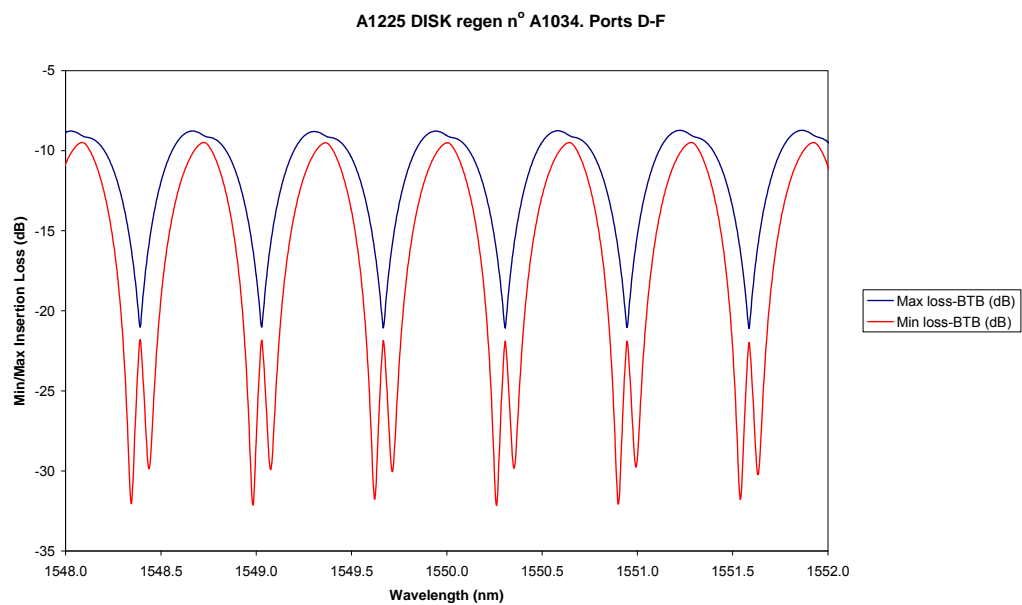
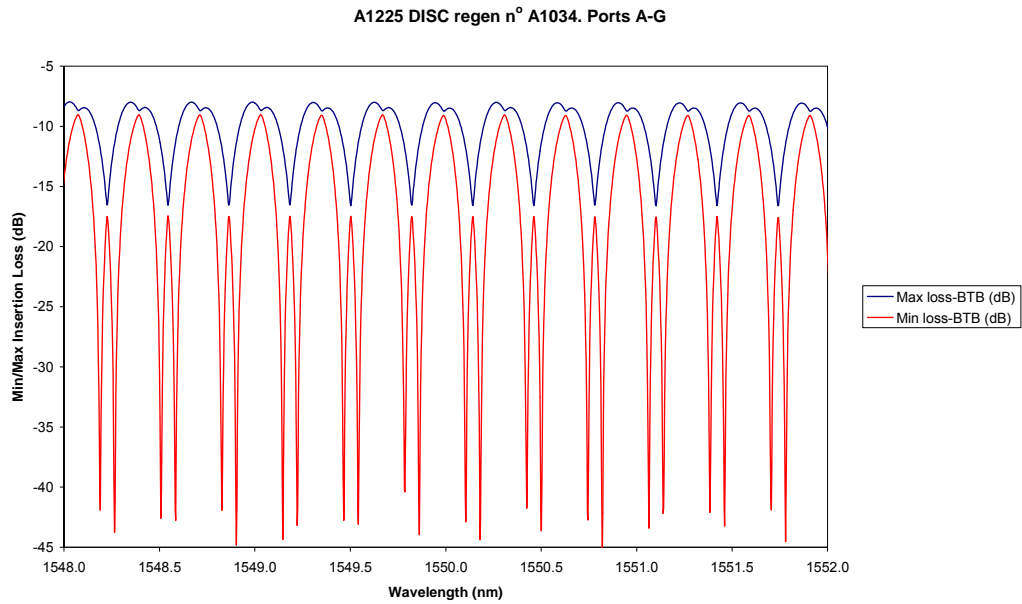


Σχήμα 4.2: Σχηματικό διάγραμμα των δύο UMZI

Η παραπάνω διάταξη έχει θερμο-οπτικούς μετατοπιστές φάσης (PS) στους βραχίονές της για τον έλεγχο της φάσης και PS στους συζεύκτες για βελτιστοποίηση του λόγου σύζευξης. Στο σχεδιασμός των UMZIs χρησιμοποιήθηκε “trombone” διαρρύθμιση των κυματοδηγών κατά την οποία η διαφορά στο μήκος ανάμεσα στους δύο βραχίονες επιτυγχάνεται με ένα επιπλέον ευθύ τμήμα κυματοδηγού, παρά την προσπάθεια επίτευξης επιπλέον κύρτωσης (η διάταξη των κυματοδηγών φαίνεται στο **Σχήμα 4.3**). Ο λόγος που χρησιμοποιείται αυτή η τεχνική είναι για να αποφευχθούν οποιεσδήποτε επιπλέον οπτικές απώλειες ή ασύμμετρες διπλοθλαστικότητες. Η απόδοση των UMZIs μετρήθηκε με έναν Optical Vector Analyzer της Luna Technologies και αναπαρίστανται στο **Σχήμα 4.4**. Όπως φαίνεται ο λόγος σβέσης είναι αρκετά υψηλός (>30dB για το UMZI με 25ps χρονοκαθυστέρηση και >20dB για το UMZI με 12.5ps) παρόλο που γενικά παρατηρείται έντονη διπλοθλαστικότητα, η οποία προκαλεί μια μετατόπιση της συχνότητας των δύο resonances (~9.62GHz για τα 25ps και ~13.4GHz για τα 12.5ps).



Σχήμα 4.3: Σχέδιο του υβριδικά ολοκληρωμένου κυκλώματος των UMZIs μαζί με τους SOAs.

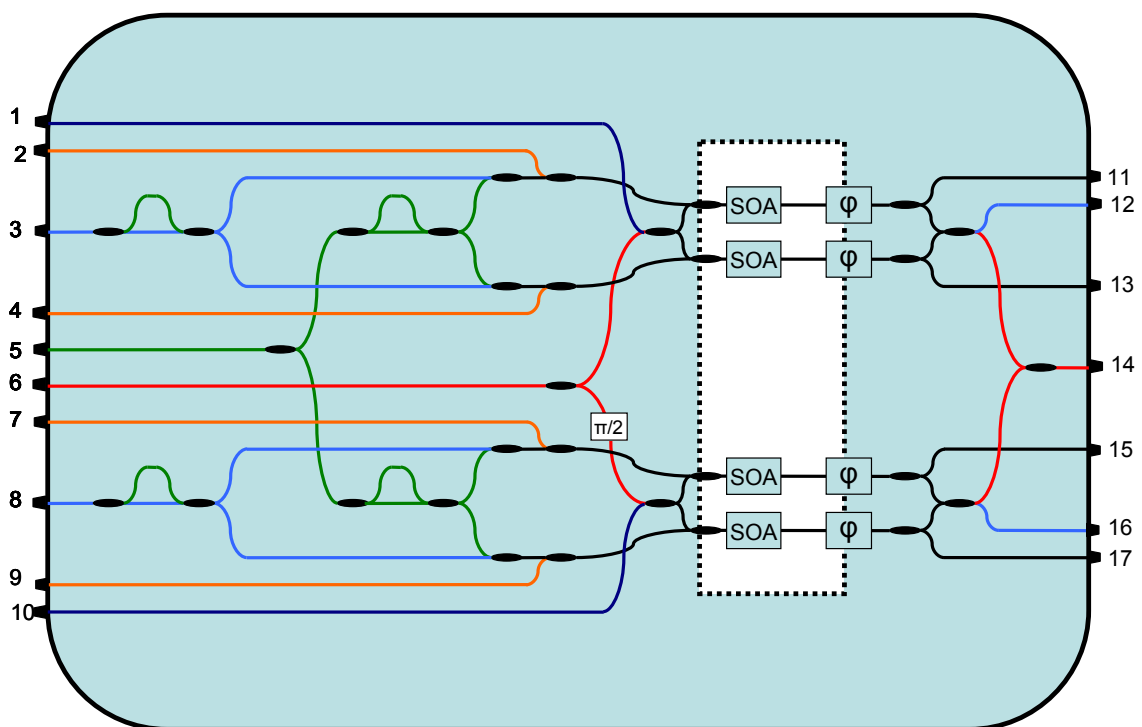


Σχήμα 4.4: Μετρήσεις των οπτικών χαρακτηριστικών των (a) 25ps & (b) 12.5ps καθυστέρησης.

Όλη η διάταξη ολοκληρώθηκε με τους κοινούς μη γραμμικούς SOAs της CIP και οι συνολικές απώλειες του packaging ήταν <5dB.

4.3 Οπτικός αναγεννητής πολλαπλών λειτουργιών

Για τον οπτικό αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών σχεδιάστηκαν παρόμοια UMZIs για τη μετατροπή της φάσης σε πλάτος πριν την αναγέννηση στους μη γραμμικούς SOAs (NLSOA). Στο **Σχήμα 4.5** φαίνεται η διαρρύθμιση των κυματοδηγών. Αυτή η συσκευή σχεδιάστηκε για να λειτουργεί με OOK, DPSK ή DQPSK σήματα, με βάση σε ποιον κυματοδηγό εισόδου εισέρχεται το σήμα προς αναγέννηση κάθε φορά. Οι χρονικές καθυστερήσεις για τα DPSK και DQPSK UMZIs είναι 25ps οπότε η συσκευή είναι σχεδιασμένη να λειτουργεί στα 40Gb/s.



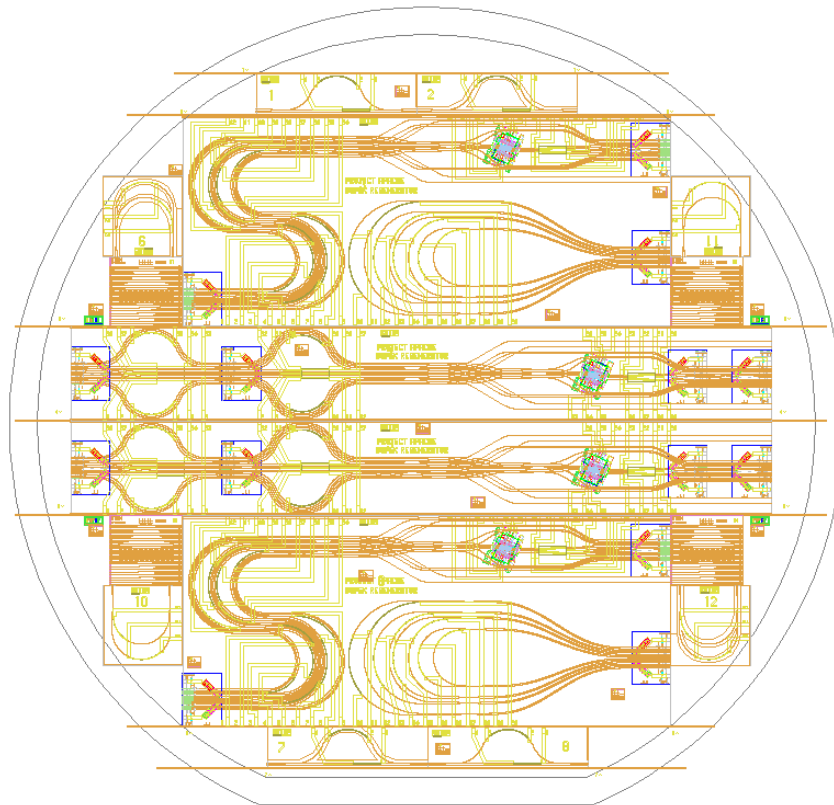
Σχήμα 4.5: Σχηματικό διάγραμμα της διάταξης των οπτικών κυματοδηγών για τον οπτικό αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών.

Port Number	Function
1	cw input for upper SOA-MZI
2	OOK data input#1 for upper SOA-MZI
3	DPSK data input for upper SOA-MZI
4	OOK data input#2 for upper SOA-MZI
5	DQPSK data input
6	cw input for both SOA-MZIs (DQPSK)
7	OOK data input#1 for lower SOA-MZI
8	DPSK data input for lower SOA-MZI
9	OOK data input#2 for lower SOA-MZI
10	cw input for lower SOA-MZI
11	Monitor output for upper SOA (upper SOA-MZI)
12	Output#1 for upper SOA-MZI
13	Monitor output for lower SOA (upper SOA-MZI)
14	Output#2 for upper & lower SOA-MZI
15	Monitor output for upper SOA (lower SOA-MZI)
16	Output#1 for lower SOA-MZI
17	Monitor output for lower SOA (lower SOA-MZI)

Πίνακας 4.1: Είσοδοι/έξοδοι κυματοδηγών στον οπτικό αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών.

Η συσκευή χρησιμοποιεί θερμο-οπτικούς μετατοπιστές φάσης στους κυματοδηγούς πυριτίου για τον έλεγχο της πολωτικής κατάστασης των UMZIs και των MZI που χρησιμοποιούνται για την αναγέννηση. Επίσης στη συσκευή ενσωματώθηκαν διάφοροι μετατοπιστές φάσης για μέγιστη ευελιξία κατά τη χρήση και βελτιστοποίηση της οπτικής απόδοσης. Το αρνητικό του σχεδιασμού της συσκευής, ώστε να δουλεύει για διάφορα είδη διαμόρφωσης, είναι ότι πρέπει να τοποθετηθούν συζεύκτες των 3dB στις εισόδους των σημάτων ελέγχου με αποτέλεσμα τις επιπλέον απώλειες.

Στο **Σχήμα 4.6** φαίνεται μία μήτρα 6" της συσκευής. Αυτή περιέχει δύο διαφορετικές εκδόσεις του οπτικού αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών: μία με bell-curve UMZIs και μία με S-bend UMZIs. Έτσι αξιολογώντας δύο διαφορετικές εκδόσεις θα εξαχθούν συμπεράσματα για την διπλοθλαστικότητα και τις απώλειες στις συσκευές που θα κατασκευαστούν. Το σχέδιο της μήτρας περιέχει επίσης διάφορες δοκιμαστικές δομές για την διερεύνηση φαινομένων λόγω της διαδικασίας σχηματοποίησης του πυριτίου και ένα εύρος απομονωμένων UMZIs για μέτρηση της απόδοσης διαφορετικών σχηματισμών. Το **Σχήμα 4.7** δείχνει πιο λεπτομερώς τον οπτικό αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών (με χρήση bell-curve χρονοκαθυστερήσεων).



Σχήμα 4.6: Διάγραμμα της μήτρας 6" για τους οπτικούς αναγεννητές πολλαπλών λειτουργιών.



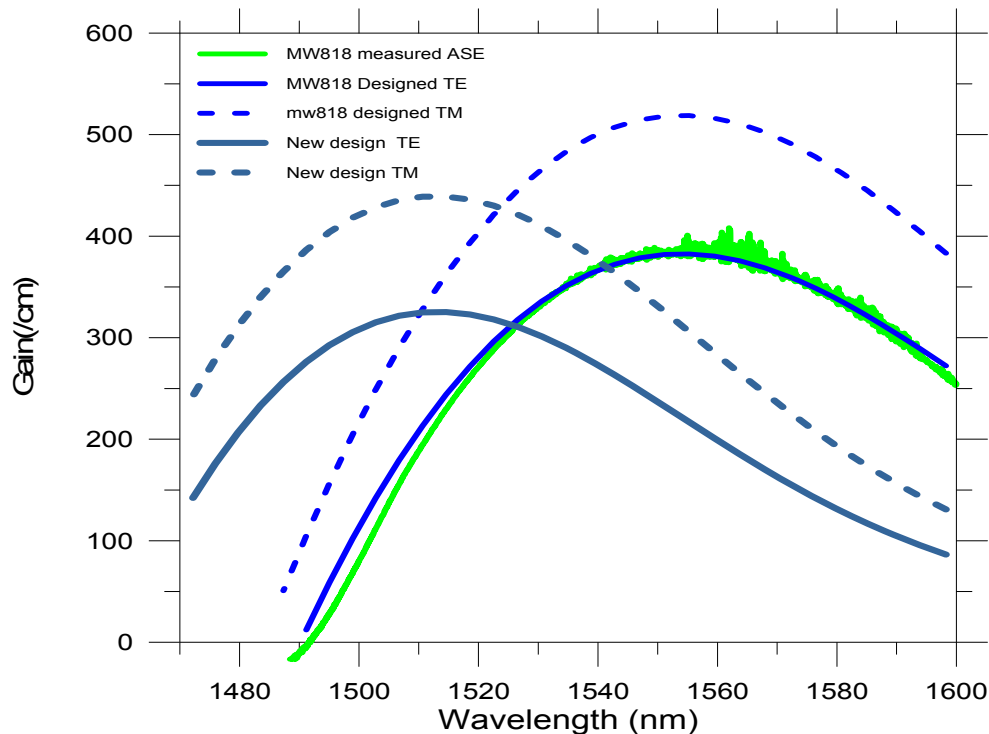
Σχήμα 4.7: Διάγραμμα της μήτρας για τον οπτικό αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών (η συσκευή στο κέντρο του wafer του Σχήματος 4.6)

4.4 Ανάπτυξη μη γραμμικού SOA

Ένα σημαντικό μέρος της ανάπτυξης του φωτονικού αναγεννητή για σήματα δεδομένων διαμορφωμένα στο πεδίο της φάσης είναι η επανασχεδίαση των ενεργών μη γραμμικών στοιχείων (SOAs), ώστε να παρέχουν μεγαλύτερη αλλαγή στη φάση για δεδομένη διαμόρφωση πλάτους. Μία μέθοδος για να επιτευχθεί αυτό είναι να μετατοπιστεί το band-edge και το gain peak αυτών των στοιχείων, έτσι ώστε το εύρος του μήκους κύματος λειτουργίας (C-band) να είναι πιο κοντά στο band-edge (κανονικά οι SOAs είναι σχεδιασμένοι έτσι ώστε το gain peak να είναι μέσα στο εύρος των μηκών κύματος λειτουργίας). Όπως έχει δειχθεί στο παρελθόν για μη γραμμική μεταγωγή με SOAs, η λειτουργία πιο κοντά στο band edge των μη γραμμικών SOAs αυξάνει τον παράγοντα α (alpha factor, $\alpha = dn/dN$) και συνεπώς αυξάνεται η μετατόπιση φάσης ($\phi = -(\alpha/2)\ln(\Delta G)$) για δεδομένη μεταβολή κέρδους ΔG .

Ο επανασχεδιασμός των απλών μη γραμμικών SOAs για μετατόπιση του band-edge σε πιο μικρά μήκη κύματος δεν είναι τόσο εύκολη υπόθεση, καθώς αυτά τα στοιχεία χρησιμοποιούν δομή ternary(InGaAs)/ternary (T/T) MQW κι έτσι υπάρχει περιορισμός ως προς την διεύρυνση του εύρους μηκών κύματος λειτουργίας με αυτά τα υλικά. Γι' αυτό το λόγο επανασχεδιάστηκαν ολοκληρωτικά χρησιμοποιώντας δομή quaternary(InGaAsP)/quaternary (Q/Q) MQW, κατά την οποία το κράμα που χρησιμοποιείται επιτρέπει μεγαλύτερο έλεγχο του μήκους κύματος λειτουργίας. Ο σχεδιασμός του gain profile για την ιδανική δομή MQW (χαμηλή εξάρτηση από την πόλωση) φαίνεται στο **Σχήμα 4.8**. Το gain peak σχεδιάστηκε ώστε να μετακινηθεί κατά 50nm σε πιο μικρά μήκη κύματος σε σχέση με τους απλούς SOAs της CIP. Το

«τέντωμα» των στοιβάδων Q/Q πρέπει να ελέγχεται πολύ προσεκτικά, έτσι ώστε να μένει σταθερό το εξαρτώμενο από την χαμηλή πόλωση κέρδος που απαιτείται στην τελική συσκευή.

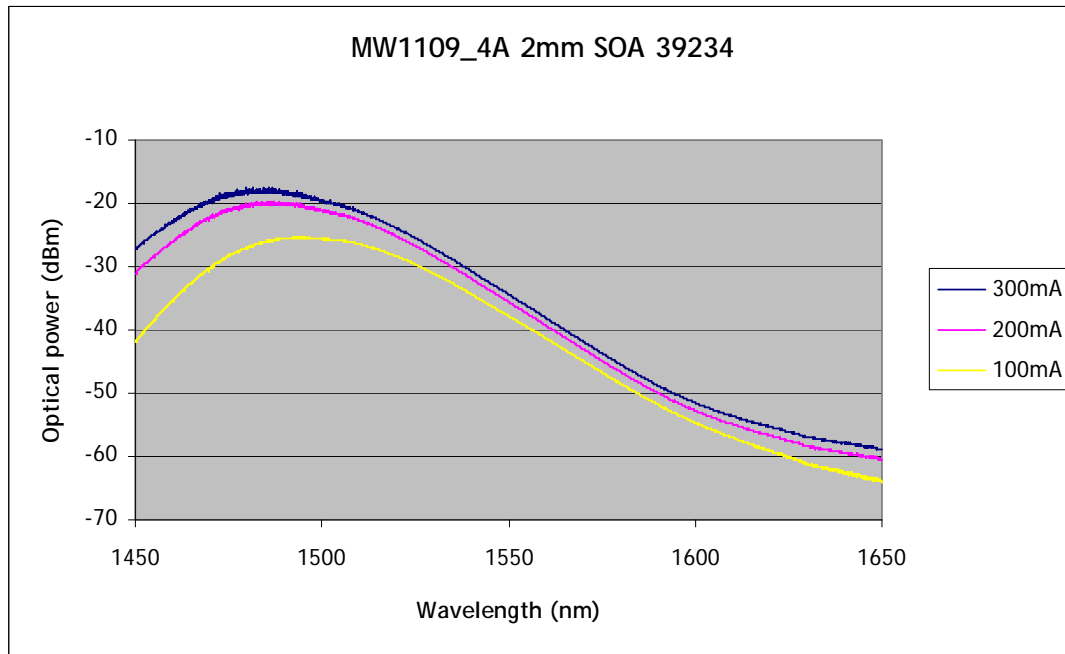


Σχήμα 4.8: Υπολογισμένη εξάρτηση του μήκους κύματος των Q/Q bandgap shifted SOAs σε σύγκριση με standard T/T SOAs (MW818).

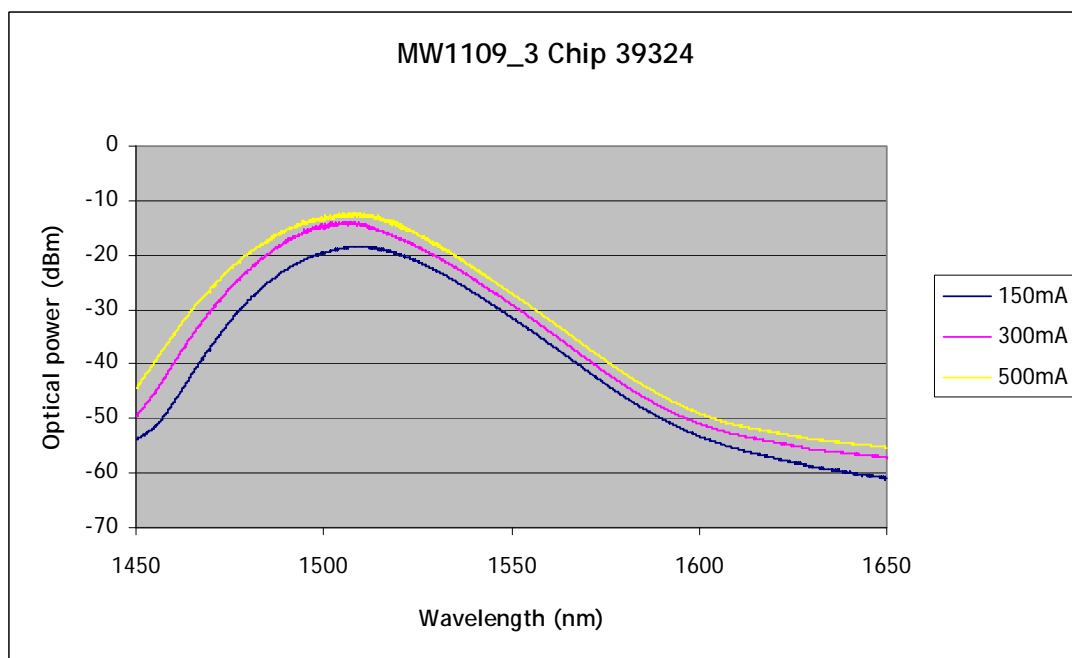
Μετά την διαδικασία επίταξης το υλικό που αναπτύχθηκε (MW1109) χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή δύο συσκευών με διαφορετικά μήκη (2mm και 3mm). Στις συσκευές αυτές χρησιμοποιήθηκαν επίσης οπτικοί μετατροπείς της CIP κι έτσι το ενεργό μήκος των SOAs ήταν $\sim 1.1\text{mm}$ και $\sim 2.1\text{mm}$ αντίστοιχα.

Δείγματα από τις πρώτες συσκευές που αναπτύχθηκαν επεξεργάστηκαν ώστε να μην παρουσιάζουν ανακλάσεις και κόπηκαν ώστε να τοποθετηθούν σε υποδοχείς για να μετρηθούν. Το ASE (Amplified Spontaneous Emission) που μετρήθηκε για τις συσκευές των 2mm και 3mm σε συνάρτηση του bias current φαίνεται στο **Σχήμα 4.9** και **Σχήμα 4.10** αντίστοιχα. Οι μετρήσεις δείχνουν ότι το gain peak έχει μετατοπιστεί όπως ήταν αναμενόμενο και για τις δύο συσκευές. Το πολύ μικρό gain ripple στο ASE, αποδεικνύει ότι οι δύο συσκευές έχουν πολύ χαμηλό προφίλ ανάκλασης και έχουν παρόμοια απόδοση με τους κοινούς μη γραμμικούς SOAs της CIP.

Διαπιστώθηκε επίσης, όπως ήταν αναμενόμενο ότι το ASE peak για την κοντύτερη συσκευή είναι σε μικρότερο μήκος κύματος σε σχέση με την συσκευή μεγαλύτερου μήκους.



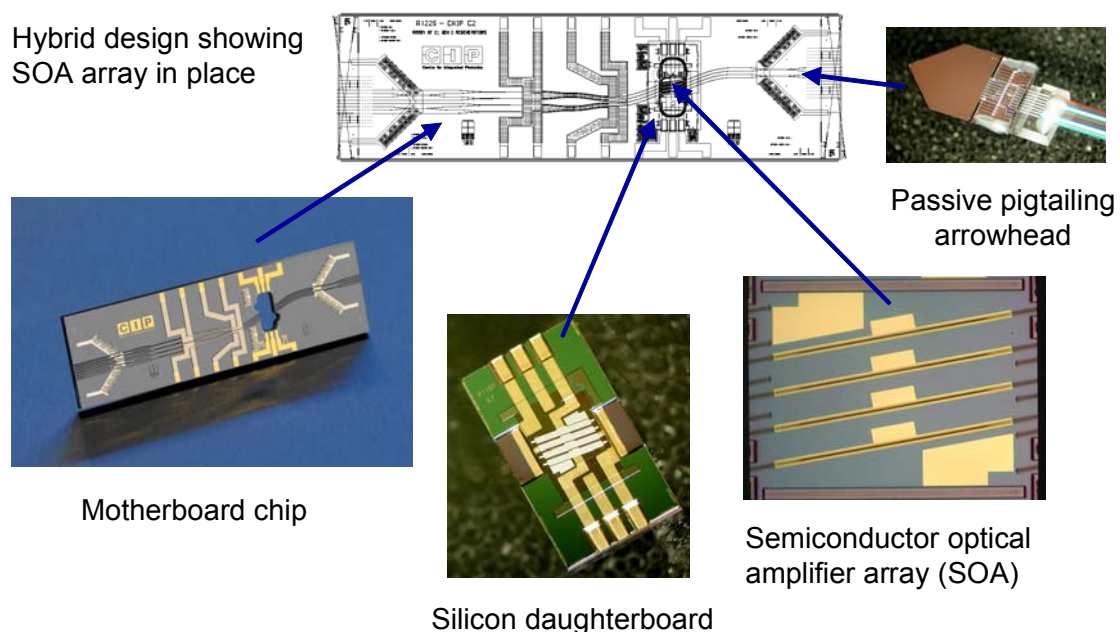
Σχήμα 4.9: Μετρημένο ASE φάσμα για τον NLSOA των 2mm με μετατοπισμένο bandgap για διάφορες τιμές του bias current.



Σχήμα 4.10: Μετρημένο ASE φάσμα για τον NLSOA των 3mm με μετατοπισμένο bandgap για διάφορες τιμές του bias current.

Το εξαρτώμενο από την πόλωση κέρδος και για τα δύο chips μετρήθηκε στα 1550nm με σήμα εισόδου CW (Continuous Wave) ισχύος 0dBm και ήταν 0.2dB για το chip των 2mm, ενώ για το chip των 3mm ήταν 1.1dB. Και οι δύο αυτές τιμές είναι το ίδιο χαμηλές όπως και των κοινών μη γραμμικών SOAs της CIP κι έτσι το τροποποιημένο σχέδιο προσεγγίζει το ιδανικό.

Το chip των 3mm με τα τέσσερα μη γραμμικά στοιχεία επιλέχθηκε για υβριδική ολοκλήρωση σε MZI πυριτίου όπως φαίνεται στο **Σχήμα 4.11** και αξιολογήθηκε στο εργαστήριο. Τα αποτελέσματα αρχικών μετρήσεων έδειξαν ότι οι μέγιστες απώλειες ήταν <7dB.



Σχήμα 4.11: Η διαδικασία υβριδικής ολοκλήρωσης επιμέρους στοιχείων του MZI πυριτίου.

4.5 Μετρήσεις

Στην ενότητα αυτή περιγράφουμε την πειραματική αξιολόγηση των πρώτων αναγεννητών APACHE, που έχουν τη δυνατότητα να λειτουργούν για OOK και DPSK διαμορφώσεις. Η εταιρεία CIP κατασκεύασε δύο τέτοιες συσκευές για πειραματική αξιολόγηση στο ΕΦΕ. Στα πλαίσια αυτής της αξιολόγησης θα εξαγονταν και συμπεράσματα για το σχεδιασμό της πρώτης γενιάς αναγεννητών APACHE με πλήρη

λειτουργία σε διάφορα είδη διαμόρφωσης. Οι συσκευές που εστάλησαν, περιέχουν τα βασικά δομικά στοιχεία για τον ολοκληρωμένο αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών: ένα UMZI για μετατροπή της φάσης σε πλάτος και έναν SOA-MZI αναγεννητή με πρωτότυπους μη γραμμικούς SOAs για λειτουργία σε υπερυψηλές ταχύτητες πάνω από τα 40Gb/s.

Για να δοκιμαστούν και να αξιολογηθούν πειραματικά σε επίπεδο συστήματος οι DPSK αναγεννητές APACHE, το ΕΦΕ σχεδίασε και κατασκεύασε ένα testbed 40Gb/s OOK/DPSK ικανό για πειραματισμό με οπτικούς παλμούς NRZ και RZ. Πριν σταλούν για αξιολόγηση οι πρώτες APACHE συσκευές πραγματοποιήθηκαν κάποια προκαταρκτικά πειράματα μετατροπής μήκους κύματος στα 40Gb/s και για DPSK διαμόρφωση σημάτων χρησιμοποιώντας ένα SOA-MZI παλιάς γενιάς που ήταν διαθέσιμο στο ΕΦΕ από το ευρωπαϊκό έργο IST-MUFINS. Πριν την άφιξη του APACHE SOA-MZI αναγεννητή, αναπτύχθηκαν στο εργαστήριο δύο αμιγώς οπτικά υποσυστήματα αναγέννησης, ικανά να λειτουργούν για OOK και DPSK διαμορφώσεις και η απόδοσή τους αξιολογήθηκε στα 40Gb/s. Τα παραπάνω περιγράφονται λεπτομερώς στις υποενότητες που ακολουθούν.

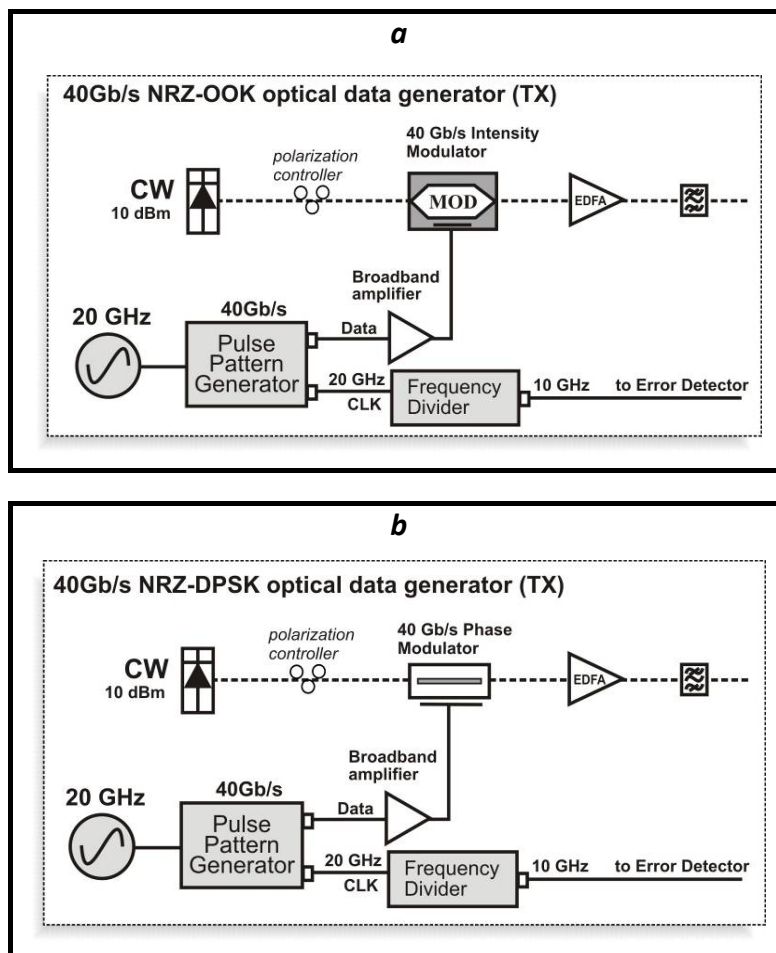
4.5.1 Μελέτη και κατασκευή OOK/DPSK testbed

Σε αυτή την υποενότητα περιγράφεται λεπτομερώς η ανάπτυξη του απαραίτητου πομπού και δέκτη, ικανοί για OOK και DPSK διαμορφώσεις σημάτων, ώστε να είναι δυνατός ο πλήρης χαρακτηρισμός των αναγεννητών APACHE.

4.5.1.1 40Gb/s NRZ-OOK/DPSK

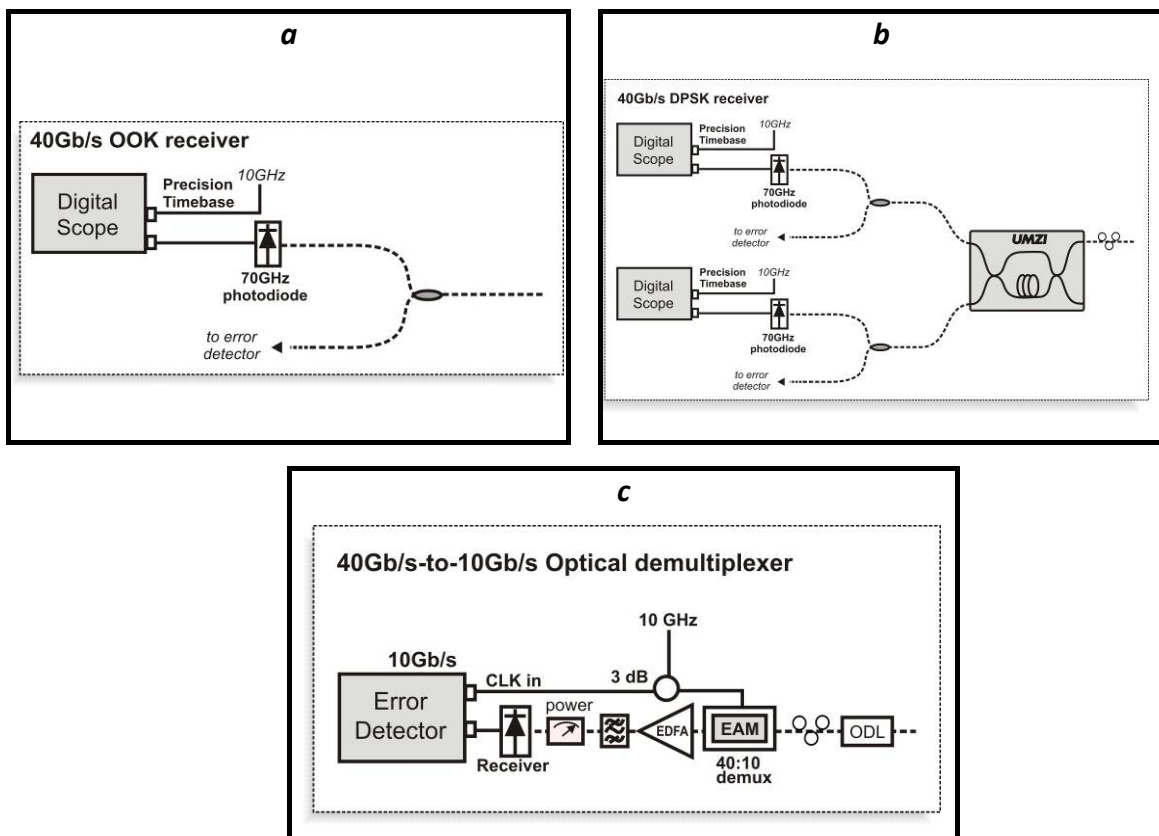
Για την παραγωγή και την ανίχνευση NRZ-OOK/DPSK σημάτων στα 40Gb/s σχεδιάστηκαν και αναπτύχθηκαν τα αντίστοιχα υποσυστήματα εκπομπής και λήψης. Οι NRZ πομποί στα 40Gb/s που αναπτύχθηκαν φαίνονται στο **Σχήμα 4.12(a)** και **Σχήμα 4.12(b)**, για OOK και DPSK σήματα αντίστοιχα. Ο 40Gb/s NRZ-OOK πομπός αποτελείται από ένα CW laser παραγωγής οπτικού σήματος ισχύος 10mw, ακολουθούμενο από έναν ηλεκτρο-οπτικό LiNbO₃ Mach-Zehnder διαμορφωτή. Η

πολωτική κατάσταση του CW laser ρυθμίστηκε για μέγιστο βάθος διαμόρφωσης στον διαμορφωτή φάσης, χρησιμοποιώντας έναν ελεγκτή πόλωσης. Το μήκος κύματος του παραγόμενου 40Gb/s NRZ-OOK/DPSK σήματος μπορεί να ρυθμιστεί μέσα στη C μπάντα επιλέγοντας το μήκος κύματος στο CW laser. Το διαμορφωμένο σήμα ενισχύθηκε στα 16dBm με τη βοήθεια ενός ενισχυτή με ένα προσμίξεων ερβίου (EDFA), που ακολουθείται από ένα ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο με εύρος ζώνης 1nm για να εξαλειφθεί ο ASE θόρυβος. Και για τα δύο υποσυστήματα (OOK/DPSK) ο LiNbO₃ διαμορφωτής οδηγείται από έναν 40Gb/s Pulse/Pattern Generator (PPG) που μπορεί να παράγει ψευδοτυχαίες δυαδικές ακολουθίες (PRBS) διαφορετικών τάξεων: για τα πειράματά μας επιλέχθηκαν ακολουθίες 2^7-1 , $2^{15}-1$ και $2^{31}-1$. Για να επιτευχθεί διαφορεική φάση ίση με π στους LiNbO₃ διαμορφωτές η έξοδος του PPG ενισχύθηκε με τη βοήθεια ενός broadband RF ενισχυτή στα 7.5V p-p.



Σχήμα 4.12: 40Gbs NRZ πομπός για OOK (a) και DPSK (b) διαμορφώσεις.

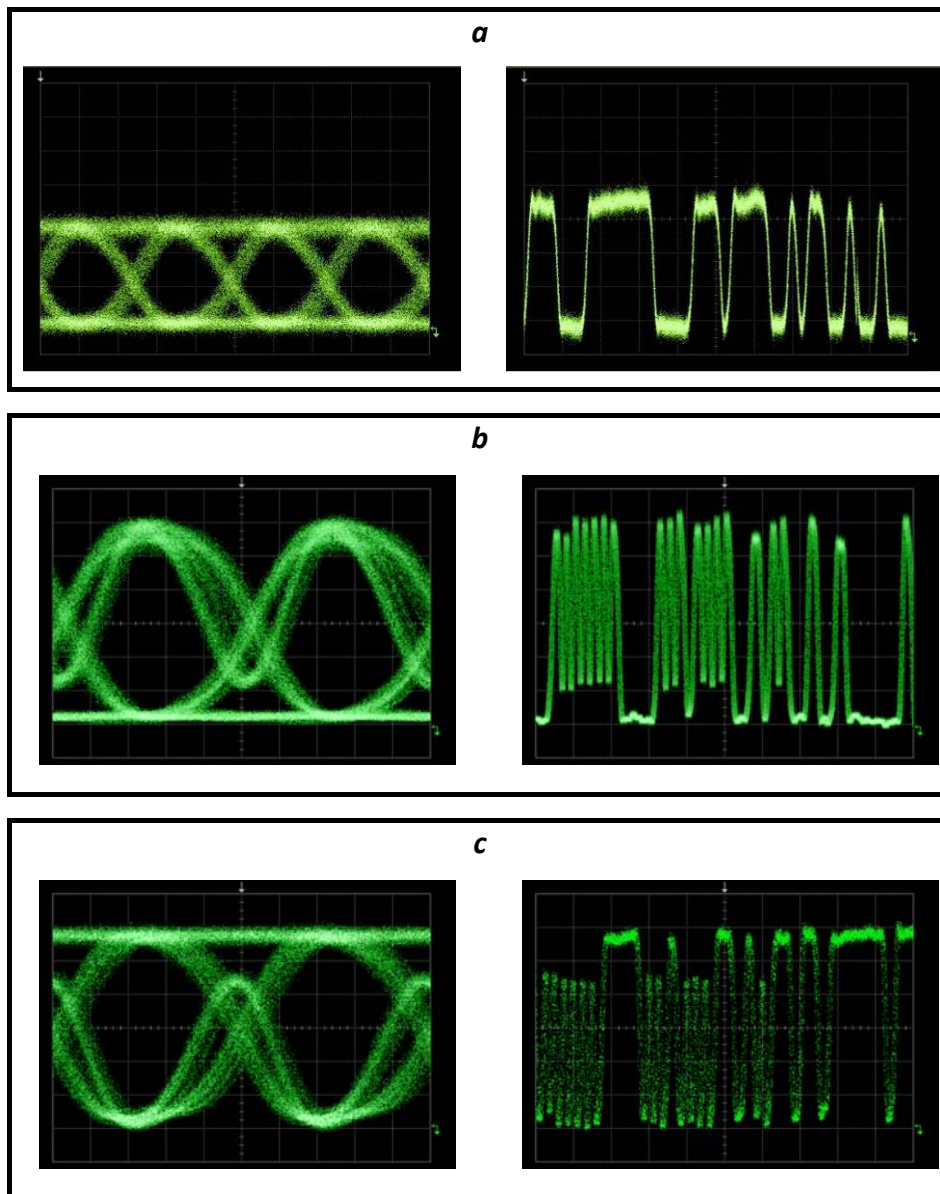
Τα υποσυστήματα λήψης που αναπτύχθηκαν φαίνονται στο **Σχήμα 4.13**. Για ΟΟΚ λήψη το σήμα ανιχνεύεται κατευθείαν σε μια 70GHz PIN φωτοδίοδο (**Σχήμα 4.13(a)**). Η ανίχνευση του 40Gb/s NRZ-DPSK σήματος επιτυγχάνεται με την αποκωδικοποίηση του κωδικοποιημένου σήματος στο πεδίο της φάσης σε δύο διαφορετικά υποσήματα, χρησιμοποιώντας self-homodyne μέθοδο [4.2] (**Σχήμα 4.13(b)**). Για να επιτευχθεί σταθερή λειτουργία λόγω περιβαλλοντικών μεταβολών, χρησιμοποιήθηκε ένα ολοκληρωμένο UMZI σαν αποδιαμορφωτής. Το UMZI είχε διαφορετική καθυστέρηση ίση με 25ps μεταξύ των δύο βραχιόνων και κατασκευάστηκε από την CIP. Και τα δύο αποκωδικοποιημένα υποσήματα παρατηρήθηκαν με τη βοήθεια ενός sampling oscilloscope μέσω μιας 70GHz PIN φωτοδίοδου και ενός 70GHz high-speed ηλεκτρικού plugin. Η πολωτική κατάσταση του DPSK σήματος εισόδου ρυθμίστηκε με τη βοήθεια ενός ελεγκτή πόλωσης λαμβάνοντας υπόψη την μετατόπιση συχνότητας που προκαλεί το UMZI λόγω διπλοθλαστικότητας.



Σχήμα 4.13: 40Gbs NRZ δέκτης για OOK (a) και DPSK (b) διαμορφώσεις. (c) Πειραματική διάταξη για μετρήσεις BER περιλαμβάνοντας 40Gb/s-σε-10Gb/s Οπτικό αποπολυπλέκτη.

Στο **Σχήμα 4.14** φαίνονται πειραματικά αποτελέσματα για back-to-back λειτουργία του NRZ-OOK/DPSK testbed (ο πομπός συνδέεται κατευθείαν στο δέκτη). Στο **Σχήμα 4.14(a)** φαίνονται διαγράμματα παλμοσειράς και ματιού στην περίπτωση απευθείας ανίχνευσης OOK και για PRBS pattern 2^7-1 . Για DPSK λήψη, το UMZI παράγει στην έξοδο του δύο υποσήματα διαμόρφωσης πλάτους με συμπληρωματικά patterns. Διαγράμματα ματιού και παλμοσειράς φαίνονται και για τα δύο υποσήματα εξόδου για DPSK PRBS pattern δεδομένων 2^7-1 (**Σχήμα 4.14(b)** και **Σχήμα 14(c)**). Οι αργοί rise και fall χρόνοι του οπτικού NRZ-DPSK σήματος είναι αποτέλεσμα του περιορισμένου bandwidth του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή φάσης (30GHz).

Θα πρέπει να τονιστεί ότι σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης DPSK τα δεδομένα είναι προ-κωδικοποιημένα στον πομπό έτσι ώστε η επιθυμητή ακολουθία δεδομένων να λαμβάνεται στο δέκτη αφού αποκωδικοποιηθεί στο UMZI. Παρόλα αυτά στην περίπτωση που το κωδικοποιημένο pattern στον PPG είναι μια PRBS ακολουθία, τα αποκωδικοποιημένα σήματα στην έξοδο του UMZI είναι ακολουθίες PRBS της ίδιας τάξης. Έτσι όταν χρησιμοποιείται PRBS pattern, η DPSK μετάδοση μπορεί να εξομοιωθεί χωρίς προ-κωδικοποίηση στον πομπό. Στο testbed που κατασκευάστηκε ακολουθήσαμε αυτή την προσέγγιση.



Σχήμα 4.14: Πειραματικά αποτελέσματα για 40Gb/s NRZ-OOK/DPSK. Αριστερή στήλη: διαγράμματα ματιού (*time scale: 5 ps/div*), δεξιά στήλη: διαγράμματα παλμοσειράς (*time scale: 100 ps/div*), (a)OOK, (b) και (c) αποκωδικοποιημένα κανάλια DPSK.

Για να εκτιμήσουμε την απόδοση του 40Gb/s OOK σήματος ως προς το ρυθμό λαθών (Bit-Error-Rate), το σήμα αποπολυπλέχθηκε σε κανάλια των 10Gb/s και πραγματοποιήθηκαν BER μετρήσεις για κάθε κανάλι ξεχωριστά, χρησιμοποιώντας έναν 12.5Gb/s ανιχνευτή λαθών (Error Detector) και έναν 10 GHz φωτοδέκτη

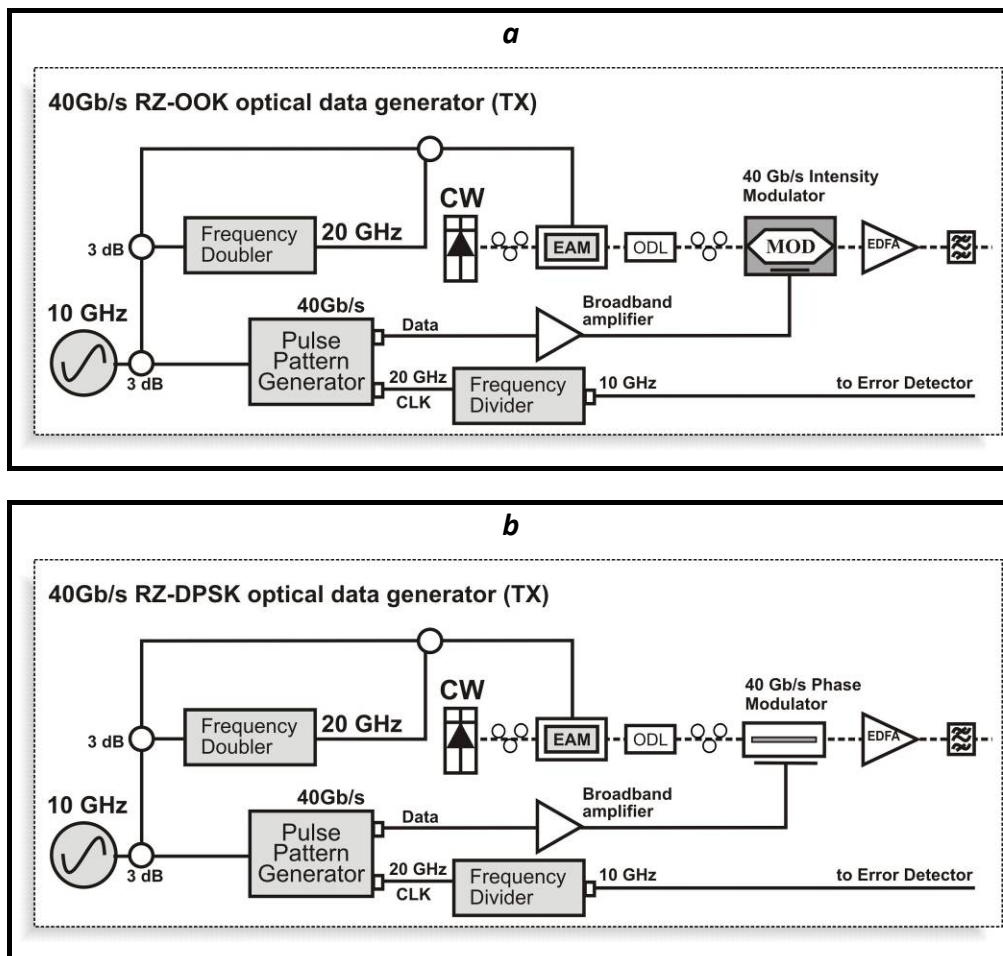
(photoreceiver). Στην περίπτωση των 40Gb/s DPSK δεδομένων, οι αποκωδικοποιημένες έξοδοι του UMZI αποπολυπλέχθηκαν οπτικά σε κανάλια των 10Gb/s και πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις BER για κάθε κανάλι της κάθε εξόδου του UMZI. Η διάταξη του οπτικού αποπολυπλέκτη φαίνεται στο **Σχήμα 4.13(c)**. Το 40Gb/s σήμα εισάγεται σε έναν 40GHz διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM), ο οποίος οδηγείται από μία ηλεκτρική γεννήτρια στα 10GHz. Για να συγχρονιστεί το οπτικό σήμα με το παράθυρο μεταγωγής που ανοίγει το ηλεκτρικό ρολόι της γεννήτριας χρησιμοποιήθηκε ένας οπτικός χρονοκαθυστερητής (Optical Delay Line/ODL). Κάθε κανάλι των 10Gb/s επιλέγεται απλά μετακινώντας κατάλληλα το ODL.

4.5.1.2 40Gb/s RZ-OOK/DPSK (1^{ος} Σχεδιασμός)

Σε αυτό το στάδιο αναπτύχθηκε στο ΕΦΕ 40Gb/s RZ-OOK/DPSK testbed για να αξιολογηθεί ο πομπός APACHE με RZ σήματα. Οι πρόσθετες προκλήσεις που εισήχθησαν με την απαίτηση για λειτουργία με RZ-DPSK σήματα αφορούν την παραγωγή στενών παλμών με υψηλού βαθμού συμφωνία φάσης (phase coherence), έτσι ώστε να επιτευχθεί αποτελεσματική αποκωδικοποίηση του κωδικοποιημένου στο πεδίο της φάσης σήματος στο UMZI. Για να το επιτύχουμε δεν χρησιμοποιήθηκε η κοινή λύση της πολυπλεξίας χρόνου ενός 10Gb/s σήματος σε 40Gb/s σε έναν fiber interleaver κι αυτό για να αποφευχθούν διακυμάνσεις στη φάση μεταξύ διαδοχικών παλμών που προκαλούνται λόγω ευαισθησίας του interleaver σε μεταβολές του περιβάλλοντος. Αντί αυτού προτιμήθηκε η λύση της απευθείας παραγωγής υψηλά συμφασικών παλμών ρολογιού στα 40 GHz και στη συνέχεια διαμόρφωση αυτών στα επιθυμητά δεδομένα. (OOK/DPSK).

Ο 40Gb/s RZ-OOK/DPSK πομπός φαίνεται στο **Σχήμα 4.15** όπως διαμορφώθηκε για OOK (a) και DPSK (b) λειτουργία. Για την παραγωγή της συμφασικής ακολουθίας παλμών στα 40 GHz χρησιμοποιήθηκε ένα CW laser η έξοδος του οποίου εισήχθη σε έναν 40GHz EAM ο οποίος οδηγήθηκε από μια ηλεκτρική γεννήτρια σήματος της ίδιας συχνότητας. Η έξοδος του EAM ενισχύθηκε στα 12dBm σε έναν EDFA δύο

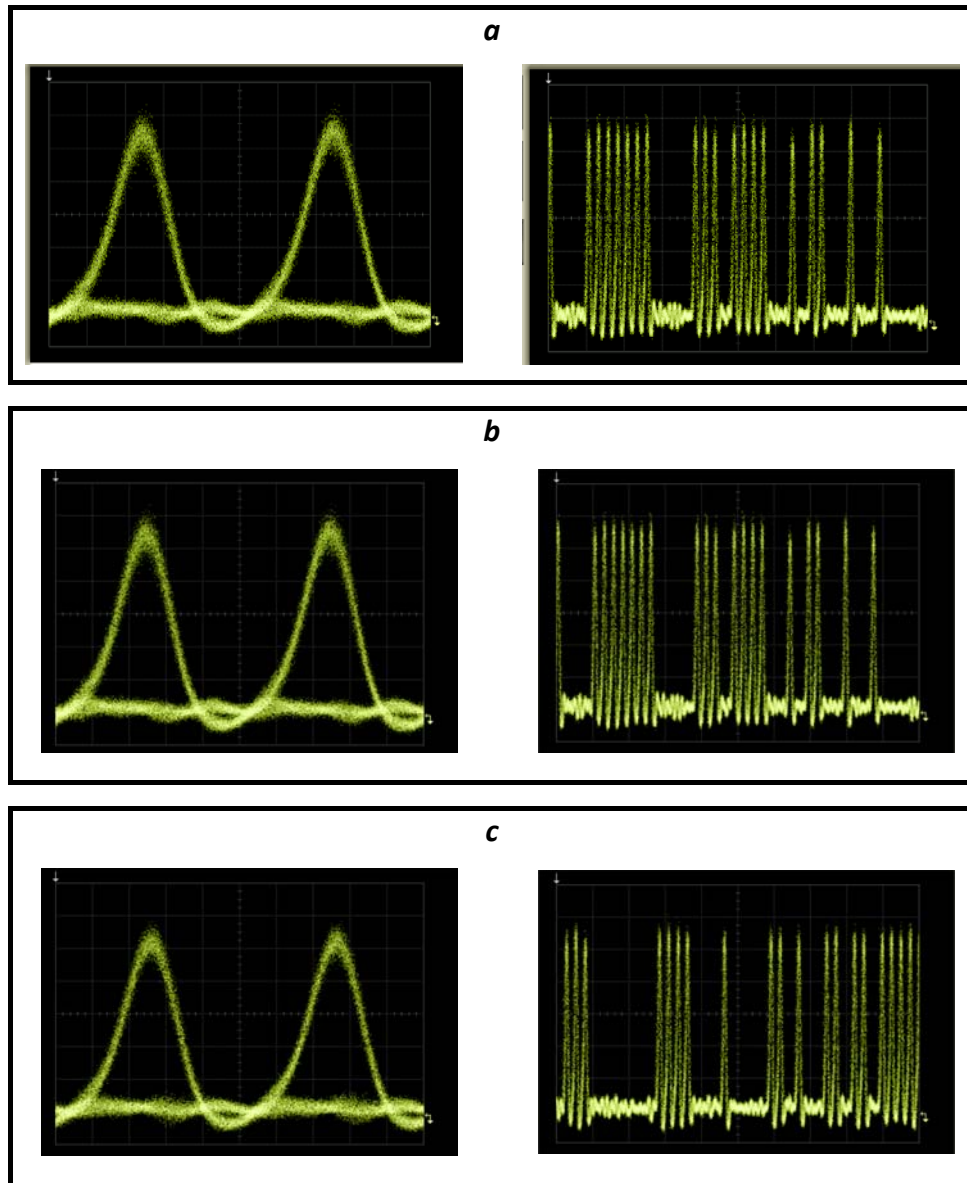
σταδίων. Η παλμοσειρά που προέκυψε είχε εύρος παλμού 6.7ps μετά από διαμόρφωση παλμού σε ένα ζωνοπερατό φίλτρο με εύρος ζώνης 1nm. Το σήμα στη συνέχεια εισήχθη σε έναν 40GHz OOK διαμορφωτή (**Σχήμα 4.15(a)**) ή σε έναν 30GHz διαμορφωτή φάσης (**Σχήμα 4.15(b)**) ώστε να παραχθούν 40Gb/s OOK και DPSK σήματα αντίστοιχα. Και στις δύο περιπτώσεις χρησιμοποιήθηκε ένα ODL έτσι ώστε να συγχρονιστούν το οπτικό και το ηλεκτρικό σήμα μέσα στο διαμορφωτή.



Σχήμα 4.152: 40Gbs RZ πομπός για OOK (a) και DPSK (b) διαμορφώση

Η λήψη των 40Gb/s RZ-OOK/DPSK σημάτων πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας τη ίδια διάταξη με την περίπτωση των 40Gb/s NRZ σημάτων (**Σχήμα 4.13**). Στο **Σχήμα 4.16** φαίνονται πειραματικά αποτελέσματα για την back-to-back λειτουργία. Στο **Σχήμα 4.16(a)** φαίνονται τα διαγράμματα ματιού και παλμοσειράς για την απευθείας ανίχνευση του OOK σήματος και για pattern PRBS 2^7-1 . Για την DPSK

λήψη, το UMZI παράγει στην έξοδό του ξανά δύο υποσήματα με διαμόρφωση στο πλάτος με συμπληρωματικά patterns. Στο **Σχήμα 4.16(b)** και **Σχήμα 4.16(c)** φαίνονται τα διαγράμματα ματιού και παλμοσειράς και για τις δύο εξόδους του UMZI για DPSK pattern PRBS 2^7-1 .



Σχήμα 4.16: Πειραματικά αποτελέσματα για 40Gb/s RZ-OOK/DPSK. Αριστερή στήλη: διαγράμματα ματιού (time scale: 5 ps/div), δεξιά στήλη: διαγράμματα παλμοσειράς (time scale: 100 ps/div), (a) OOK, (b) και (c) αποκωδικοποιημένα κανάλια DPSK.

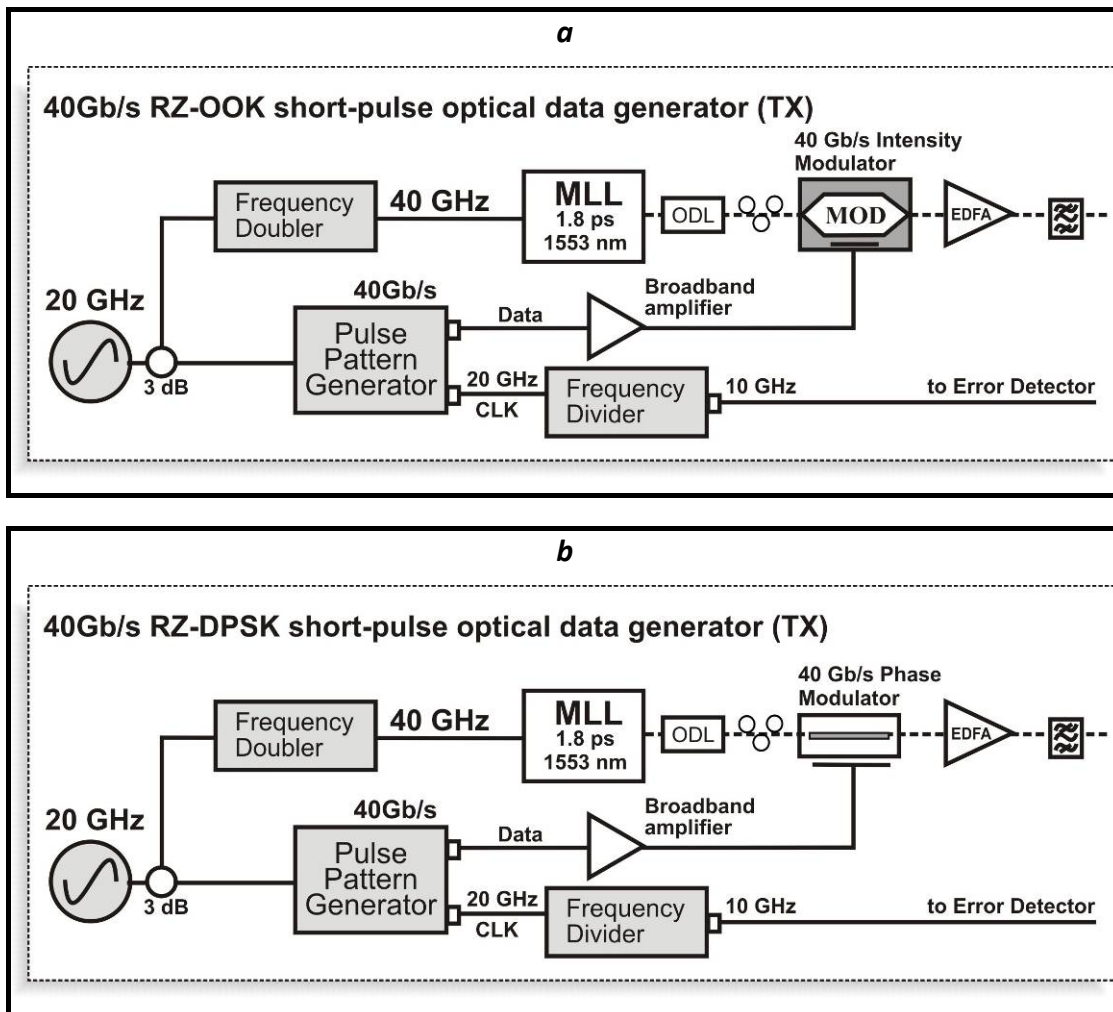
4.5.1.3 40Gb/s RZ-OOK/DPSK (2ος Σχεδιασμός)

Η 40Gb/s RZ-OOK/DPSK διάταξη παραγωγής σημάτων που περιγράφηκε παραπάνω χρησιμοποιήθηκε σαν ένα πρώτο proof-of-concept πείραμα για DPSK μετατροπή μήκους κύματος στα 40Gb/s. Γι' αυτό το πείραμα το ολοκληρωμένο UMZI συνδυάστηκε με ένα SOA-MZI προηγούμενης γενιάς που ήταν ήδη διαθέσιμο στο ΕΦΕ. Το πείραμα αυτό περιγράφεται αναλυτικά στην παράγραφο 5.2.2 και παρείχε τα αναγκαία αποτελέσματα και δεδομένα για το σχεδιασμό και την βελτιστοποίηση των APACHE DPSK υποσυστημάτων αναγέννησης. Παράλληλα με τα πειραματικά δεδομένα διεξήχθησαν και εξομοιώσεις για τους αναγεννητές. Τόσο τα πειραματικά όσο και τα δεδομένα των εξομοιώσεων έδειξαν ότι η απόδοση του αναγεννητή εξαρτάται από το εύρος των εισερχομένων παλμών. Γι' αυτό το λόγο και για να διερευνηθεί όσο το δυνατόν καλύτερα η απόδοση και η δυνατότητα εκμετάλλευσης των αναγεννητών APACHE το 40Gb/s RZ-OOK/DPSK testbed επανασχεδιάστηκε ώστε να επιτευχθεί η παραγωγή πιο στενών παλμών.

Η πιο αποτελεσματική μέθοδος για την παραγωγή υψηλής ποιότητας στενών οπτικών παλμών είναι η χρήση ενός laser εγκλειδωσης ρυθμών (mode-locked laser). Το ΕΦΕ εξοπλίστηκε με ένα 40GHz mode-locked laser ημιαγωγού και με την άφιξη του σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένα νέο υποσύστημα παραγωγής 40Gb/s RZ-DPSK σημάτων. Όπως αναφέρθηκε και πριν, η χρήση μιας απευθείας 40GHz πηγής για την παραγωγή υπερτερεί σε σχέση με την πολυπλεξία από τα 10GHz στα 40GHz για να αποφευχθούν διακυμάνσεις στη φάση του σήματος που προκαλούν τα διαφορετικά μονοπάτια που ακολουθούν τα σήματα μέσα στον bit interleaver.

Ο καινούργιος επανασχεδιασμένος 40Gb/s RZ-OOK/DPSK πομπός φαίνεται στο **Σχήμα 4.17**. Το mode-locked laser (MLL) παρήγαγε στην έξοδό του παλμούς εύρους 1.8ps οι οποίοι ακολούθως ενισχύθηκαν σε έναν EDFA προ-ενισχυτή. Ένα ζωνοπερατό φίλτρο με εύρος ζώνης τα 3nm χρησιμοποιήθηκε στην έξοδο του ενισχυτή για να απομακρυνθεί ο ASE θόρυβος. Το σήμα στη συνέχεια εισήχθη σε έναν 40GHz OOK διαμορφωτή (**Σχήμα 4.17(a)**) ή σε έναν 30GHz διαμορφωτή φάσης

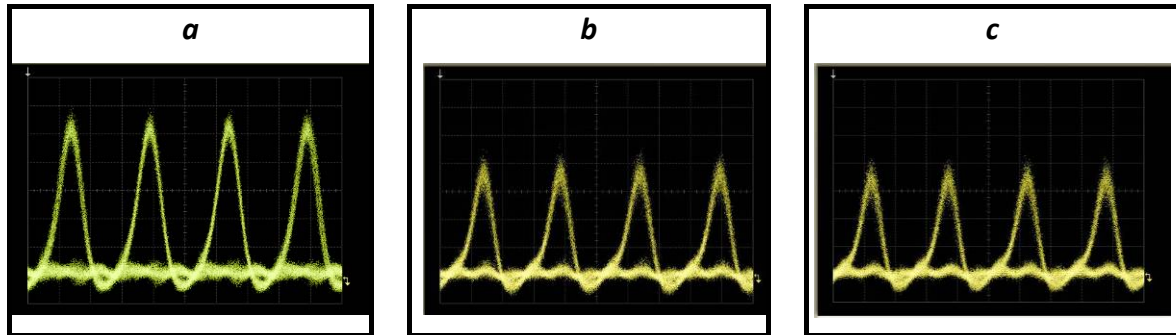
(**Σχήμα 4.17(b)**) ώστε να παραχθούν δεδομένα 40Gb/s OOK ή DPSK αντίστοιχα. Και στις δύο περιπτώσεις ένα ODL χρησιμοποιήθηκε για να συγχρονιστούν το οπτικό με το ηλεκτρικό σήμα στον αντίστοιχο διαμορφωτή. Το μήκος κύματος του MLL ήταν 1552.00nm και μπορούσε να μετατοπιστεί μέσα σε ένα εύρος των 4nm. Το repetition rate του laser ρυθμίστηκε στα 39.81312GHz και μπορούσε να μετατοπιστεί σε ένα εύρος ± 200 MHz.



Σχήμα 4.17: 40Gb/s RZ πομπός στενών παλμών για OOK (a) και DPSK (b) διαμορφώσεις (αναβαθμισμένος σχεδιασμός).

Το **Σχήμα 4.18** δείχνει πειραματικά αποτελέσματα με την καινούργια διάταξη RZ-OOK/DPSK πομπού. Η λήψη των 40Gb/s RZ-OOK/DPSK σημάτων πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας την ίδια διάταξη όπως αναφέρθηκε προηγουμένως (**Σχήμα 4.13**).

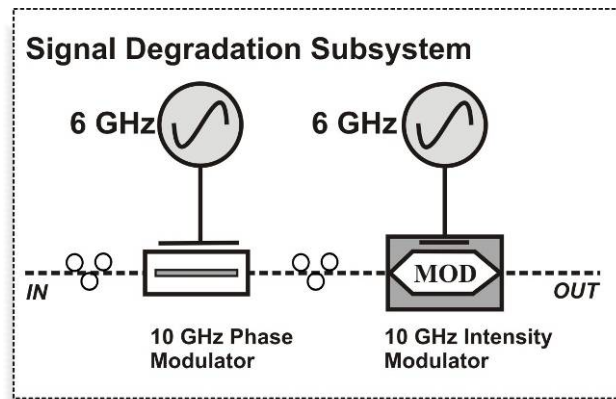
Τα ΟΟΚ διαγράμματα ματιού που ανιχνεύθηκαν απευθείας φαίνονται στο **Σχήμα 4.18(a)** για PRBS 2^7-1 pattern. Όπως αναφέραμε και πριν στη περίπτωση του DPSK σήματος το UMZI παράγει δύο σήματα με συμπληρωματικά patterns των οποίων τα διαγράμματα ματιού φαίνονται στο **Σχήμα 4.18(b)** και **Σχήμα 4.18(c)** για PRBS 2^7-1 pattern.



Σχήμα 4.18: Πειραματικά αποτελέσματα για 40Gb/s RZ-OOK/DPSK χρησιμοποιώντας τον αναβαθμισμένο πομπό στενών παλμών. (a) ΟΟΚ, (b) και (c) αποκωδικοποιημένα κανάλια DPSK. (time scale: 10 ps/div).

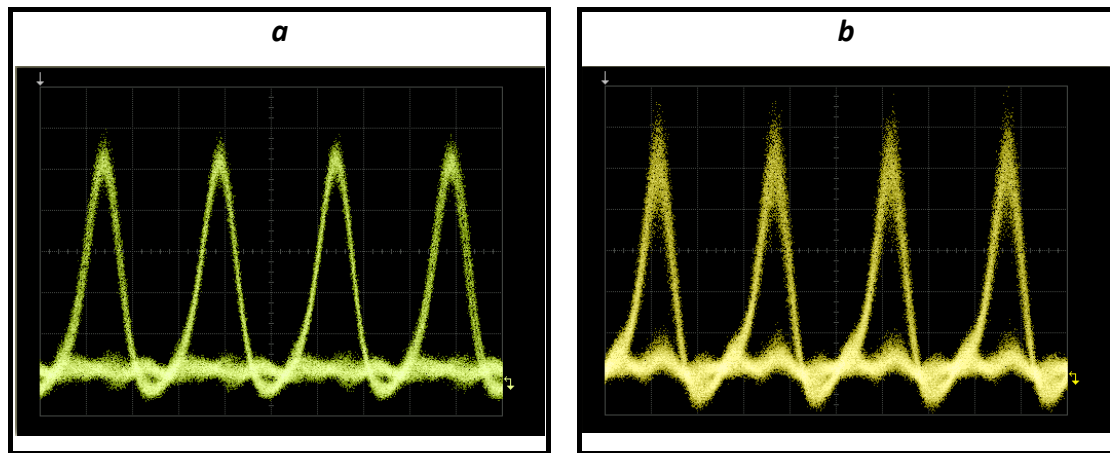
4.5.1.4 Υποβάθμιση σήματος

Για να αναλυθεί και να προσεγγιστεί ποσοτικά η ικανότητα αναγέννησης των αμιγώς οπτικών αναγεννητών APACHE σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε στο ΕΦΕ ένα σύστημα «υποβάθμισης σήματος». Το κύκλωμα αυτό υλοποιήθηκε έτσι ώστε να μπορεί να προσαρμόζεται όποτε είναι επιθυμητό στα υποσυστήματα πομπού που περιγράφηκαν προηγουμένως έτσι ώστε να υποβαθμίζει την ποιότητα του σήματος εισόδου στον αναγεννητή με διάφορους και ελέγξιμους τρόπους. Χρησιμοποιώντας αυτό το κύκλωμα μπορεί να εισαχθεί αιτιοκρατική υποβάθμιση στο πλάτος του ΟΟΚ σήματος, ενώ στο DPSK σήμα μπορεί να εισαχθεί ταυτόχρονα τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση του.



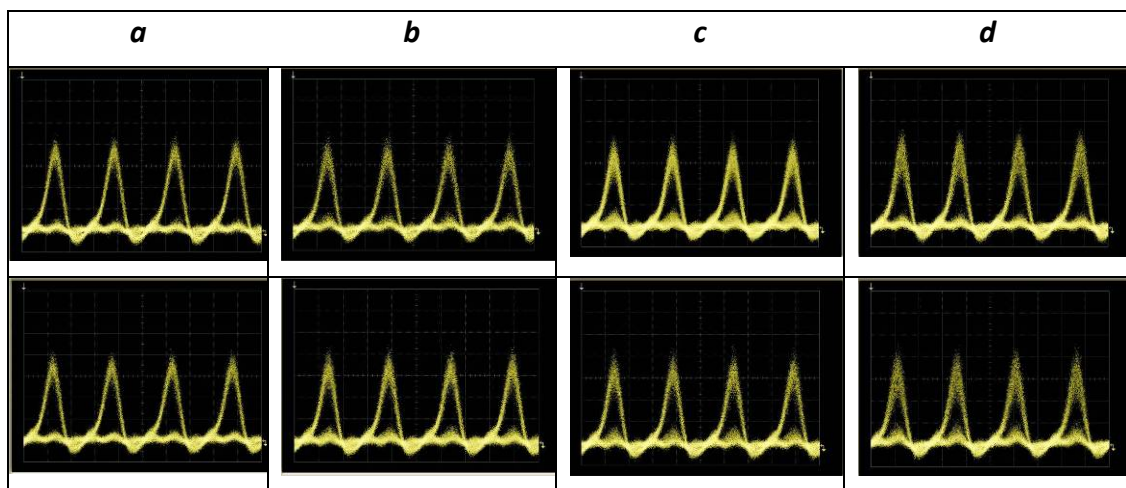
Σχήμα 4.19: Πειραματική διάταξη για την εισαγωγή αιτιοκρατικής υποβάθμισης στην ποιότητα του σήματος στο πεδίο του πλάτους και της φάσης.

Η πειραματική διάταξη του υποσυστήματος «υποβάθμισης σήματος» φαίνεται στο **Σχήμα 4.19**. Το κύκλωμα αποτελείται από μια σειριακή διασύνδεση ενός διαμορφωτή πλάτους με έναν διαμορφωτή φάσης μεταξύ των οποίων υπάρχει ένας EDFA για να αντισταθμίζει τις απώλειες οπτικής ισχύος που εισάγουν οι δύο διαμορφωτές. Χρησιμοποιήθηκε ένας 10GHz διαμορφωτής πλάτους Mach-Zehnder οδηγούμενος από ένα 6GHz RF σήμα το οποίο παίζει το ρόλο του σήματος υποβάθμισης (αυξάνοντας το πλάτος του σήματος υποβάθμισης η εισαγόμενη διαμόρφωση πλάτους στο σήμα εισόδου γίνεται πολύ έντονη). Με τον ίδιο τρόπο, χρησιμοποιήθηκε σε σειρά ένας 10GHz διαμορφωτής φάσης οδηγούμενος από ένα ίδιο σήμα υποβάθμισης στα 6GHz για να υποβαθμίσει την φάση του εισερχόμενου οπτικού σήματος. Πριν από κάθε διαμορφωτή χρησιμοποιήθηκε ένας ελεγκτής πόλωσης για να βελτιστοποιείται η λειτουργία τους. Για να είναι σίγουρο ότι οι διαβαθμίσεις που εισάγουν οι δύο διαμορφωτές στο πλάτος και στην φάση αντίστοιχα δεν συσχετίζονται, οι δύο διαμορφωτές οδηγούνταν από διαφορετικές ηλεκτρικές γεννήτριες σε λειτουργία free-running (δεν ήταν κλειδωμένες στη φάση ενός κοινού σήματος αναφοράς). Χρησιμοποιώντας αυτή τη διάταξη, μπορέσαμε να εισάγουμε διαμόρφωση στο πλάτος του εισερχόμενου σήματος από 0-2db. Η διακύμανση στη φάση μεταξύ διαδοχικών παλμών κυμαινόταν από 0 μέχρι $0.32 \cdot \pi$ (χωρίς να ληφθεί υπόψη την γραμμική μετατόπιση φάσης μεταξύ των παλμών λόγω της διάδοσης του σήματος). Στην περίπτωση των OOK δεδομένων, ο διαμορφωτής φάσης τίθετο εκτός λειτουργίας.



Σχήμα 4.20: Πειραματικά αποτελέσματα που δείχνουν την αιτιοκρατική υποβάθμιση για RZ-OOK signal. (a) αρχικό σήμα εισόδου (b) υποβαθμισμένο σήμα (Time scale: 10 ps/div).

Το **Σχήμα 4.20** δείχνει πειραματικά αποτελέσματα για υποσύστημα «υποβάθμισης σήματος» που χρησιμοποιήθηκε σε συνδυασμό με τον 40Gb/s RZ-OOK πομπό στενών παλμών ($2^{\text{ος}}$ σχεδιασμός). Η διακύμανση στο πλάτος του εισερχόμενου αρχικού σήματος εισαγόταν ελεγχόμενα με την προσαρμογή της ισχύος του RF σήματος οδήγησης. Το **Σχήμα 4.20(a)** δείχνει το 40Gb/s RZ-OOK σήμα χωρίς διακύμανση στο πλάτος του, ενώ το **Σχήμα 4.20(b)** δείχνει το υποβαθμισμένο σήμα για διαμόρφωση πλάτους ίση με 2db.



Σχήμα 4.21: Πειραματικά αποτελέσματα που δείχνουν διάφορα επίπεδα αιτιοκρατικής υποβάθμισης για αποκωδικοποιημένο RZ-DPSK σήμα. (a) αρχικό σήμα εισόδου (χωρίς υποβάθμιση) (b) διακύμανση πλάτους DPSK σήματος: 2dB,

διακύμανση φάσης: 1.1dB (c) διακύμανση πλάτους DPSK σήματος: 2dB, διακύμανση φάσης: 1.3dB (d) διακύμανση πλάτους DPSK σήματος: 2dB, διακύμανση φάσης: 1.7dB Time scale: 10 ps/div.

Η υποβάθμιση του διαμορφωμένου στη φάση σήματος φαίνεται στο **Σχήμα 4.21**. Η έξοδος του 40Gb/s RZ-DPSK πομπού στενών παλμών (2^{ος} σχεδιασμός) διασυνδέθηκε με το υποσύστημα «υποβάθμισης ποιότητας» και εισήχθη ταυτόχρονα διακύμανση στο πλάτος και τη φάση. Το **Σχήμα 4.21(a)** δείχνει τα 40Gb/s RZ-DPSK αποκωδικοποιημένα υποσήματα χωρίς πρόσθετη διακύμανση στο πλάτος και τη φάση. Το **Σχήμα 4.21(b)** δείχνει τα ίδια σήματα για 2dB διαμόρφωση πλάτους και 1.1dB διαμόρφωση φάσης του παραγόμενου DPSK σήματος. Το **Σχήμα 4.21(c)** δείχνει τα δύο σήματα για 2dB διαμόρφωση πλάτους και 1.3dB διαμόρφωση φάσης του παραγόμενου DPSK σήματος και τέλος το **Σχήμα 4.21(d)** δείχνει τα σήματα για 2dB διαμόρφωση πλάτους και 1.7dB διαμόρφωση φάσης. Από τα παραπάνω αποτελέσματα είναι προφανές ότι η υποβάθμιση της φάσης είναι σημαντικά πιο επιζήμια για τον δέκτη σε σχέση με την υποβάθμιση στο πλάτος.

4.5.2 Αξιολόγηση του αναγεννητή APACHE OOK/DPSK

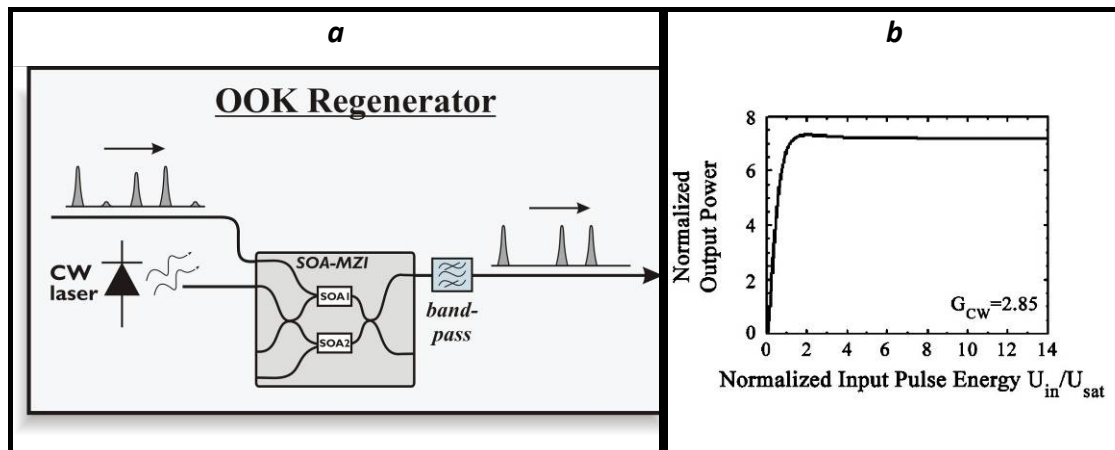
Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, πριν σταλεί το APACHE SOA-MZI στο ΕΦΕ για αξιολόγηση και πειραματικές μετρήσεις πραγματοποιήθηκε ένα proof-of-principle πείραμα για DPSK μετατροπή μήκους κύματος χρησιμοποιώντας ένα SOA-MZI παλαιότερης γενιάς που ήταν διαθέσιμο στο εργαστήριο από το ευρωπαϊκό πρόγραμμα IST-MUFINS. Μέχρι να σταλεί η συσκευή APACHE πραγματοποιήθηκαν δύο σειρές από πειράματα αναγέννησης για 40Gb/s RZ-OOK και DPSK σήματα. Εφαρμόστηκαν διάφορες υποβαθμίσεις σήματος έτσι ώστε να εκτιμηθεί η ικανότητα αναγέννησης του αναγεννητή APACHE.

4.5.2.1 Αρχή λειτουργίας αναγέννησης με SOA-MZI

Η αρχή λειτουργίας του OOK/DPSK APACHE αναγεννητή εκμεταλλεύεται τα μη γραμμικά δυναμικά χαρακτηριστικά των SOA καθώς και τη συμβολομετρική συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης Mach-Zehnder. Συνοπτικά ο SOA-MZI OOK αναγεννητής (**Σχήμα 4.22(a)**), μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα στοιχείο ψαλιδισμού. Σε κατάσταση μη κορεσμού, η έξοδος του SOA-MZI εξαρτάται από την ακαριαία ισχύ του σήματος ελέγχου που εισέρχεται στον SOA. Το σήμα ελέγχου διαμορφώνει το κέρδος του SOA και αυτή η διακύμανση στο κέρδος του έχει επιδρά απευθείας στο δείκτη διάθλασης του SOA. Έτσι το ομόρροπα διαδομένο CW στην είσοδο δέχεται μια διαφορά στη φάση του που εξαρτάται από την ισχύ του συμπίπτοντος σήματος ελέγχου με βάση την παρακάτω σχέση:

$$\Delta\varphi(t) = \varphi_x(t) - \varphi_y(t) = -\frac{\alpha}{2} \ln \left[\frac{G_x(t)}{G_{CW}} \right] \quad (1)$$

Όπου $\Delta\varphi$ είναι η διαφορά φάσης που εισάγεται με κάθε μεταβολή του κέρδους ΔG και α είναι ο παράγοντας επαύξησης ή διεύρυνσης φασματικής γραμμής του SOA. Η μεταβολή στο κέρδος ΔG είναι η διαφορά μεταξύ του στιγμιαίου κέρδους $G_x(t)$ και του σταθερού κέρδους G_{CW} χωρίς σήμα ελέγχου. Από τη σχέση 1 συμπεραίνουμε ότι όταν ο SOA λειτουργεί στην γραμμική περιοχή κέρδους, διακυμάνσεις στο πλάτος του σήματος ελέγχου μεταφέρονται γραμμικά σε διακυμάνσεις της φάσης. Αυξάνοντας την ισχύ του σήματος ελέγχου ο SOA οδηγείται στην περιοχή κορεσμού και η εισερχόμενη διακύμανση στο κέρδος περιορίζεται από το επίπεδο διαφάνειας του SOA. Έτσι η προκαλούμενη διακύμανση στη φάση καταπιέζεται σε σχέση με εισερχόμενη διακύμανση πλάτους [4.3].

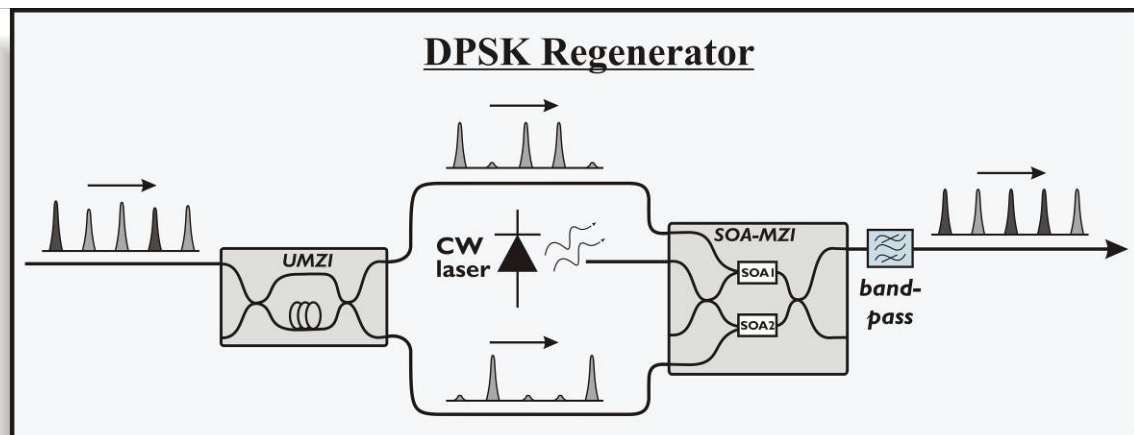


Σχήμα 4.22: (a) αναπαράσταση του SOA-MZI αναγεννητή, (b) συνάρτηση μεταφοράς transfer SOA-MZI αναγεννητή

Στον συζεύκτη εξόδου του Mach-Zehnder, συμφασική άθροιση του διαμορφούμενου στη φάση σήματος του άνω βραχίονα με αυτό του κάτω βραχίονα σταθερής φάσης, έχει σαν αποτέλεσμα την μετατροπή της διαμόρφωσης φάσης σε διαμόρφωση πλάτους. Λόγω των μη γραμμικών χαρακτηριστικών του SOA, το σήμα που προκύπτει παρουσιάζει μειωμένες διακυμάνσεις στο πλάτος σε σχέση με το σήμα ελέγχου. Επίσης η χαμηλής ισχύος απόκριση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder έχει σαν αποτέλεσμα την καταπίεση του σήματος χαμηλού πλάτους (πχ θόρυβος). Έτσι το SOA-MZI παρουσιάζει μια step-like μεταφορά συνάρτησης όπως φαίνεται στο **Σχήμα 4.22(b)** και μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά σαν OOK αναγεννητής [4.3].

Όπως περιγράφηκε παραπάνω, η απόκριση του SOA-MZI αναγεννητή εξαρτάται από το πλάτος του σήματος ελέγχου, αλλά είναι αναισθητη στη φάση του. Γι' αυτό το λόγο ο SOA-MZI δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί απευθείας για αναγέννηση σημάτων που είναι διαμορφωμένα στο πεδίο της φάσης. Για να γίνει αυτό δυνατό θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας μηχανισμός μετατροπής της φάσης σε πλάτος. Το **Σχήμα 4.23** δείχνει τη διάταξη ενός DPSK SOA-MZI αναγεννητή που αποτελείται από ένα UMZI κι ένα SOA-MZI. Τα δύο σήματα στην έξοδο του UMZI λειτουργούν σαν τα σήματα ελέγχου για το SOA-MZI οδηγώντας τους SOA 1 και SOA 2 αντίστοιχα. Καθώς τα αποκωδικοποιημένα σήματα στην έξοδο του UMZI έχουν

συμπληρωματικά patterns, υπάρχει ένας παλμός ελέγχου σε κάθε bit slot που μπαίνει στο SOA-MZI από κάθε βραχίονα ελέγχου. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, το σήμα εξόδου να είναι μια σειρά από συνεχόμενους παλμούς. Παρόλα αυτά η φάση τους είναι διαφορετική και εξαρτάται από ποιο σήμα ελέγχου προήλθαν. Οι παλμοί που προήλθαν από τον άνω βραχίονα έχουν φάση π , ενώ οι παλμοί που προήλθαν από τον κάτω βραχίονα έχουν φάση 2π κι έτσι σχηματίζουν το DPSK σήμα. Η αναγέννηση επιτυγχάνεται αξιοποιώντας τα όσα αναφέραμε παραπάνω για την περίπτωση OOK σημάτων. Με την αποκωδικοποίηση του DPSK σήματος στο UMZI, οι διακυμάνσεις στην φάση του σήματος μετατρέπονται σε διακυμάνσεις του πλάτους στο αποκωδικοποιημένο OOK σήμα. Η αναγέννηση επιτυγχάνεται αξιοποιώντας την συνάρτηση μεταφοράς του SOA-MZI (**Σχήμα 4.22(b)**). Χρησιμοποιώντας αυτό το σκεπτικό είναι πιθανό για τον SOA-MZI αναγεννητή να διαχειριστεί DPSK σήματα και να αναγεννήσει το πλάτος και τη φάση τους [4.4].



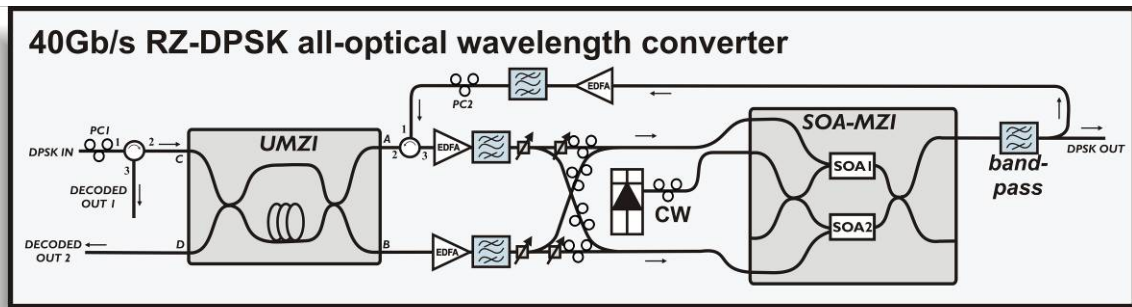
Σχήμα 4.23: DPSK SOA-MZI αναγεννητής με στάδιο μετατροπής της φάσης σε πλάτος (UMZI).

4.5.2.2 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπή μήκους κύματος: proof-of-principle πειράματα

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπή μήκους κύματος φαίνεται στο **Σχήμα 4.24**. Το 40Gb/s RZ-DPSK σήμα δημιουργήθηκε χρησιμοποιώντας τον αντίστοιχο πομπό που περιγράφηκε σε προηγούμενη παράγραφο (1^ο Σχεδιασμός). Η πειραματική υλοποίηση ακολουθεί την αρχή που

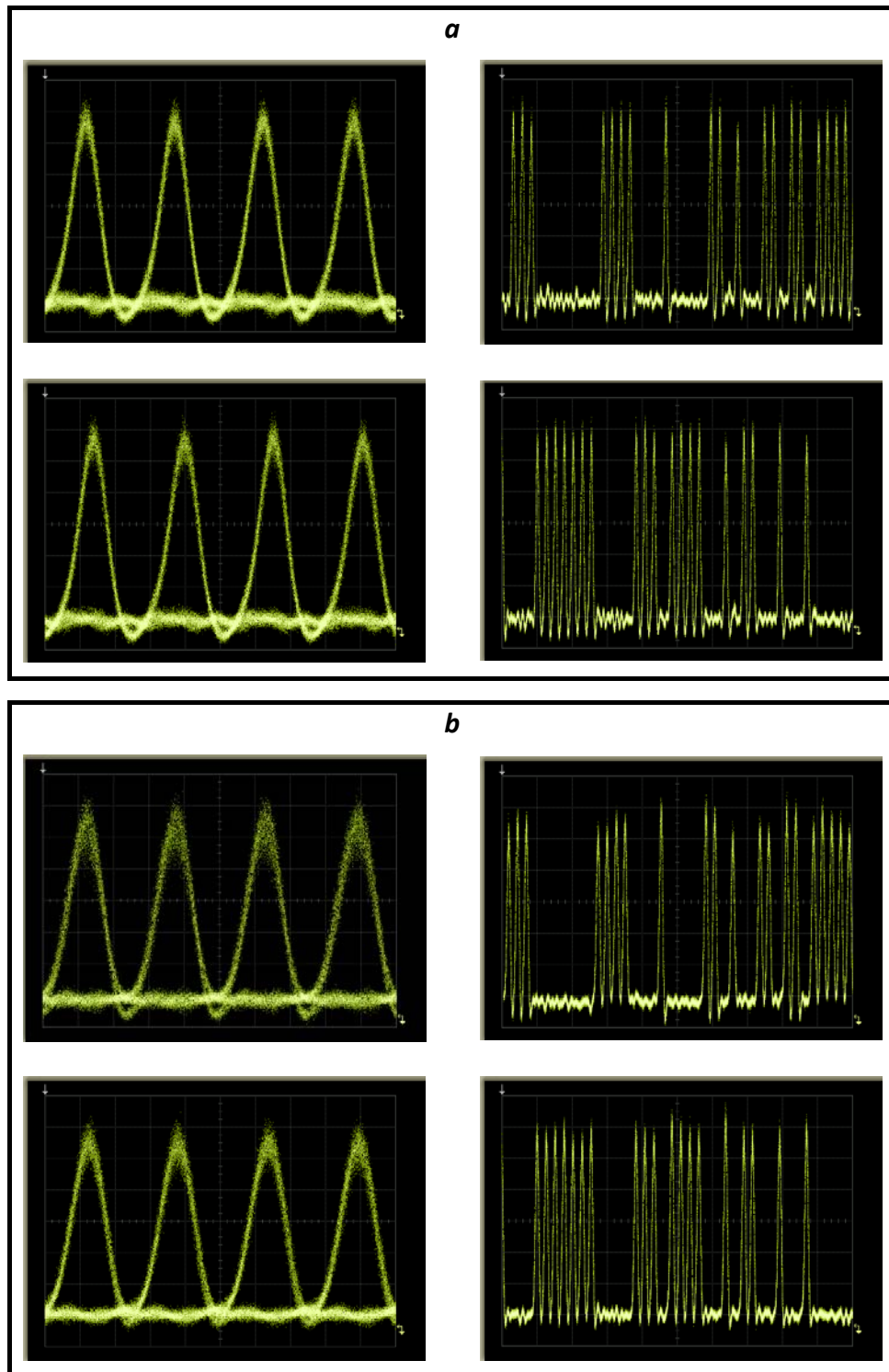
φαίνεται στο **Σχήμα 4.23** με την επιπλέον διάταξη διαφορικών σημάτων ελέγχου. Με βάση αυτή τη μέθοδο (αλλιώς push-pull), ένα ίδιο σήμα ελέγχου με αυτό που εισέρχεται στον SOA 1 καθυστερείται και εισάγεται στον SOA 2 για να μικρύνει το παράθυρο μεταγωγής [4.5]. Η εφαρμογή της push-pull τεχνικής στον αναγεννητή DPSK, έχει σαν αποτέλεσμα τέσσερα σήματα ελέγχου: ένα ζευγάρι push-pull για την άνω έξοδο του UMZI κι ένα δεύτερο για την κάτω έξοδο. Τα χαρακτηριστικά των σημάτων ελέγχου (ισχύς, πόλωση καθυστέρηση) ελέγχονταν χρησιμοποιώντας ξεχωριστά στοιχεία (εξασθενητές, ελεγκτές πόλωσης, ODL) όπως φαίνεται στο **Σχήμα 4.24**.

Για να εκτιμηθεί η απόδοση του DPSK σήματος αφού έγινε μετατροπή του μήκος κύματός του, η έξοδος του SOA-MZI αποκωδικοποιήθηκε στα δύο OOK σήματά του. Παρόλα αυτά, μόνο ένα 40Gb/s ολοκληρωμένο UMZI ήταν διαθέσιμο στο ΕΦΕ. Για να ξεπεραστεί αυτό το εμπόδιο, το UMZI χρησιμοποιήθηκε αμφίδρομα με τη βοήθεια δύο οπτικών κυκλοφορητών (circulator), όπως φαίνεται στο **Σχήμα 4.24**. Η ρύθμιση του UMZI για αμφίδρομη λειτουργία πραγματοποιήθηκε με την εξής διαδικασία: Πρώτα η πόλωση του εισερχόμενου σήματος (PC1) και οι μετατοπιστές φάσης (phase shifters) του UMZI ρυθμίστηκαν έτσι ώστε να βελτιστοποιηθεί το αποκωδικοποιημένο σήμα εισόδου (δεξιά κινούμενο σήμα, έξοδοι A και B). Στη συνέχεια για τις δεδομένες ρυθμίσεις των phase shifters η πόλωση του σήματος με το αλλαγμένο μήκος κύματος (PC2) ρυθμίστηκε έτσι ώστε να βελτιστοποιηθεί η αποκωδικοποιημένη έξοδος του SOA-MZI (σήμα κινούμενο προς τα αριστερά, έξοδοι C και D). Μικρές ρυθμίσεις της φάσης στο UMZI ώστε να βελτιστοποιηθεί το προς τα αριστερά κινούμενο σήμα δεν ήταν δυνατές με τη χρήση των phase shifter, καθώς αυτό θα οδηγούσε σε ταυτόχρονη απορύθμιση της κατάστασης του προς τα δεξιά κινούμενου σήματος. Αντί αυτού για τις δεδομένες ρυθμίσεις των phase shifter, η μετακίνηση σε πολύ μικρό εύρος του μήκους κύματος του CW laser στο SOA-MZI είχε σαν αποτέλεσμα την βέλτιστη συμβολή στις εξόδους C και D.



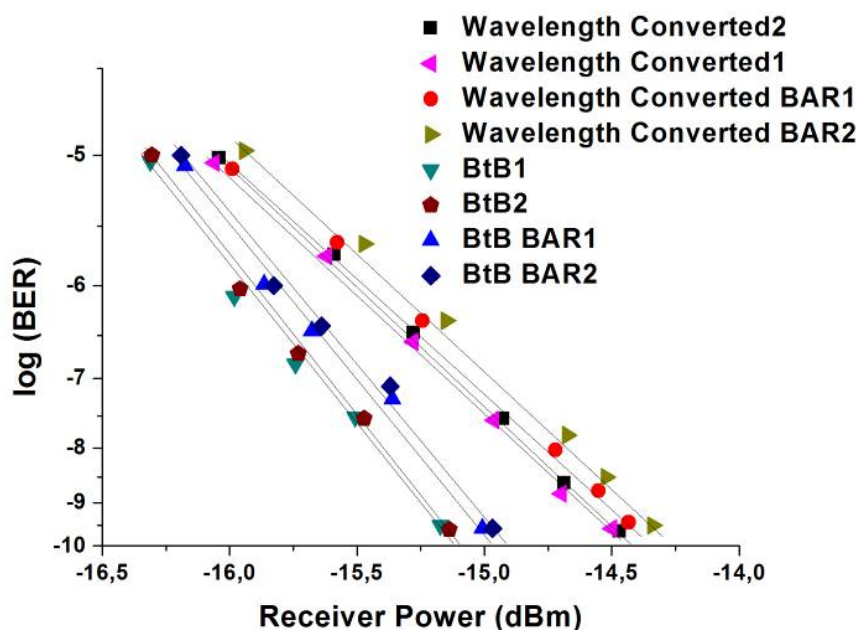
Σχήμα 4.24: Πειραματική διάταξη για τον 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπέα μήκους κύματος.

Τα πειραματικά αποτελέσματα του 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπέα μήκους κύματος φαίνονται στο **Σχήμα 4.25**. Το σήμα απεικονίστηκε με τη βοήθεια του DPSK δέκτη του **Σχήματος 4.13** που περιγράφηκε σε προηγούμενες παραγράφους. Το **Σχήμα 4.25(a)** δείχνει τα αποδιαμορφωμένα DPSK κανάλια για το DPSK σήμα εισόδου. Τα δύο OOK συμπληρωματικά κανάλια χρησιμοποιήθηκαν σαν σήματα ελέγχου στο SOA-MZI όπως περιγράφηκε σε προηγούμενες παραγράφους και τα δεδομένα αποτυπώθηκαν στο CW σήμα σε DPSK διαμόρφωση. Αποκωδικοποιώντας την έξοδο του SOA-MZI στο νέο μήκος κύματος λαμβάνουμε τα δύο OOK κανάλια που φαίνονται στο **Σχήμα 4.25(b)**. Τα μήκη κύματος που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτό το πείραμα ήταν 1556.55 για τα εισερχόμενα DPSK δεδομένα και 1563.05 για το CW. Οι απαιτούμενες ισχύς στην είσοδο του SOA-MZI ήταν 0.6dBm για το CW, 2.74dBm και 1.76dBm για τα push_1 και pull_1 σήματα ελέγχου και 7.16dBm και 0.53dBm για τα push_2 και pull_2 σήματα ελέγχου.



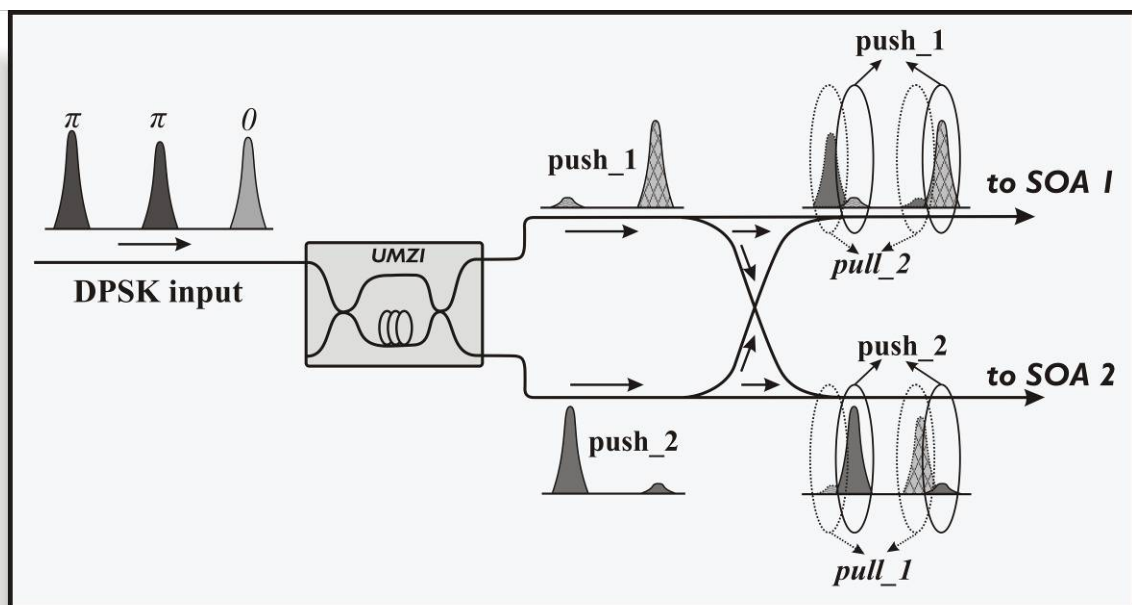
Σχήμα 4.25: Πειραματικά αποτελέσματα για 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπή μήκους κύματος. (a) αποδιαμορφωμένο DPSK σήμα εισόδου (b) αποδιαμορφωμένο σήμα σε νέο μήκος κύματος. *Time scale: 10 ps/div.*

Η απόδοση του 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπέα μήκους κύματος που κατασκευάστηκε διερευνήθηκε περαιτέρω αφού πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις BER. Για να γίνει εφικτό αυτό σε κάθε στάδιο του κυκλώματος, κάθε τα DPSK σήματα αποκωδικοποιήθηκαν με τη βοήθεια του UMZI και αποπολυπλέχθηκαν σε τέσσερα κανάλια των 10Gb/s χρησιμοποιώντας τη διάταξη του **Σχήματος 4.13**. Οι καμπύλες BER που ελήφθησαν για τα αποκωδικοποιημένα κανάλια του σήματος εισόδου και του σήματος μετά τη διαδικασία της μετατροπής κύματος φαίνονται στο **Σχήμα 4.26**. Για να βελτιωθεί η απεικόνιση του σχήματος εμφανίζονται καμπύλες BER μόνο για τα δύο κανάλια από τα τέσσερα αποπολυπλεγμένα για κάθε αποκωδικοποιημένο κανάλι. Σε κάθε περίπτωση απεικονίζεται το χειρότερο και το καλύτερο κανάλι. Οι καμπύλες δείχνουν ότι λαμβάνουμε αμελητέο power penalty (πχ υποβάθμιση λόγω ευαισθησίας του δέκτη) της τάξης των 0.5dB για BER ίσο με 10^{-9} .



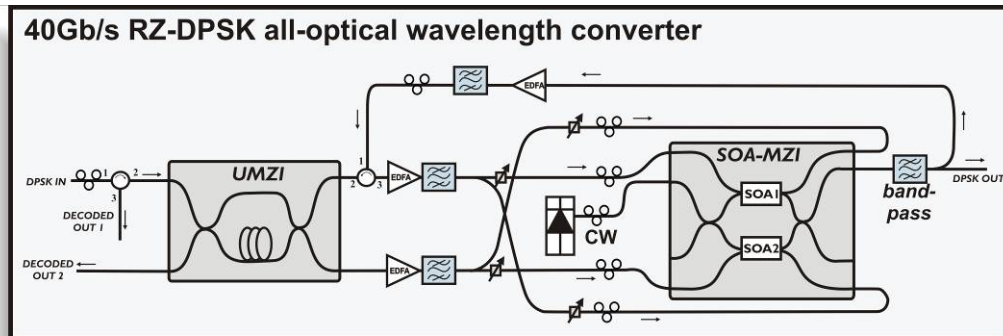
Σχήμα 4.26: απόδοση BER για τα αποπολυπλεγμένα σήματα σε διάφορα στάδια του DPSK μετατροπέα μήκους κύματος: αποκωδικοποιημένο σήμα εισόδου (αποκωδικοποιημένα ζεύγη καναλιών DPSK BtB και BtB BAR), αποκωδικοποιημένο σήμα σε νέο μήκος κύματος (αποκωδικοποιημένα ζεύγη καναλιών DPSK Regenerated και Regenerated BAR).

Ένας πιθανός περιορισμός όταν χρησιμοποιείται αυτή η διάταξη για αναγέννηση DPSK, προέρχεται από την ιδιαίτερη μορφή του υποβαθμισμένου DPSK σήματος όταν αποκωδικοποιείται στο UMZI. Οι διακυμάνσεις στη φάση και στο πλάτος έχει σαν αποτέλεσμα διακυμάνσεις στο επίπεδο «1» της αποκωδικοποιημένης εξόδου όπως επίσης και μη ιδανική εξάλειψη της ισχύος στο επίπεδο «0» μετά την UMZI αποκωδικοποίηση (Σχήμα 4.27). Μετά τη διάσπαση και επανένωση για τη δημιουργία των ζευγαριών push-pull, δύο σήματα ελέγχου διαδίδονται ταυτόχρονα σε κάθε SOA, τα οποία έχουν ένα μικρό offset στο χρόνο. Για παράδειγμα στον SOA1, συνυπάρχουν ταυτόχρονα το push_1 και το pull_2. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 4.27. Στην ιδανική περίπτωση και δεδομένου ότι τα δύο σήματα ελέγχου είναι συμπληρωματικά, όταν το push_1 είναι «1» τότε το pull_2 είναι «0» και αντίστροφα. Έτσι δεν υπάρχει πρόβλημα αλληλεπίδρασης. Παρόλα αυτά όταν το αρχικό σήμα DPSK υποβαθμίζεται παραμένει ισχύς στο επίπεδο του «0» όπως αναφέρθηκε παραπάνω και δημιουργούνται φαινόμενα αλληλεπίδρασης. Αυτό έδειξαν εξάλλου και τα αποτελέσματα προσομοιώσεων που γίνανε. Μία λύση στο πρόβλημα είναι να αυξηθεί το offset που έχουν μεταξύ τους οι παλμοί push και pull, αλλά αυτό θα αυξήσει σημαντικά το εύρος του παλμού στην έξοδο.



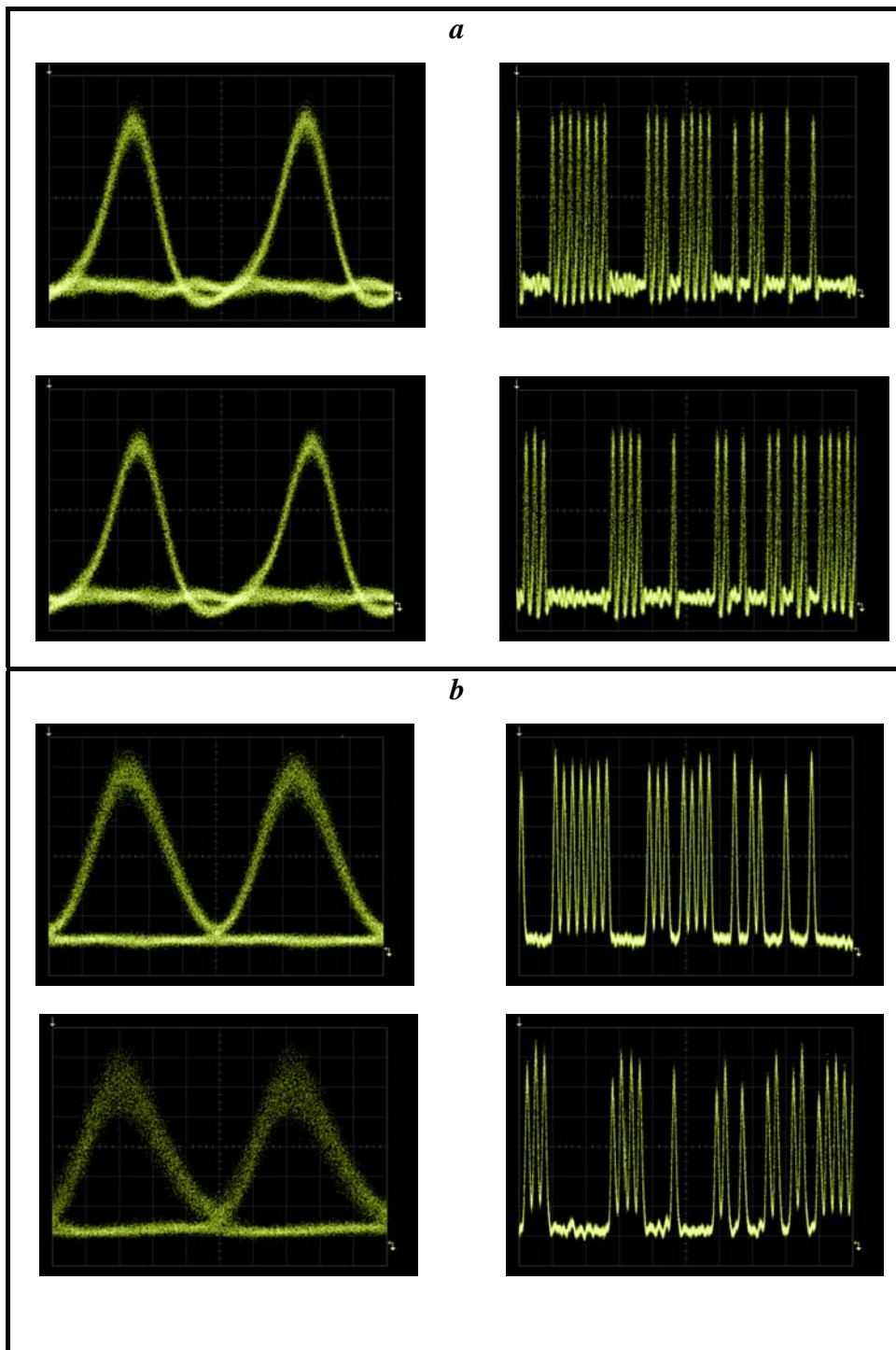
Σχήμα 4.27: Σχηματική αναπαράσταση της αλληλεπίδρασης των σημάτων ελέγχου στον DPSK αναγεννητή.

Μια λύση για να αποφευχθεί αυτό το πρόβλημα ήταν να εισαχθούν τα σήματα pull στους SOAs counter-propagating. Αυτό φαίνεται στο **Σχήμα 4.28**. Για να διερευνηθεί η επίδραση που θα έχει στην αναγέννηση η counter-propagation χρήση των



Σχήμα 4.28: Πειραματική διάταξη για τον αναγεννητή DPSK με counter-propagating push και pull.

push και pull σημάτων, επαναλάβαμε το πείραμα μετατροπής μήκους κύματος με το SOZ-MZI προηγούμενης γενιάς χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο. Το **Σχήμα 4.29** απεικονίζει τα πειραματικά αποτελέσματα με αυτή τη διάταξη και περιλαμβάνει τα αποκωδικοποιημένα υποσήματα για το αρχικό και με το νέο μήκος κύματος σήμα. Συγκριτικά με την co-propagating διάδοση των σημάτων ελέγχου (**Σχήμα 4.25**), η απόδοση αυτής της μεθόδου είναι υποδεέστερη. Οι παλμοί εξόδου με αυτή τη διάταξη παρουσιάζουν αυξημένη διακύμανση στο πλάτος και είναι πιο διευρυμένοι. Στην προσπάθεια να ελαττώσουμε το εύρος του παλμού ρυθμίζοντας το offset και την σχετική ισχύ μεταξύ των σημάτων ελέγχου push και pull, παρατηρήσαμε επιπλέον αύξηση στην διακύμανση πλάτους της εξόδου.



Σχήμα 4.29: Πειραματικά αποτελέσματα για 40Gb/s RZ-DPSK μετατροπή μήκους κύματος χρησιμοποιώντας την counter-propagating διάδοση των push και pull σημάτων ελέγχου. (a) αποδιαμορφωμένο σήμα εισόδου DPSK, (b) αποδιαμορφωμένο σήμα σε νέο μήκος κύματος. Αριστερή στήλη: διαγράμματα ματιού (time scale: 5 ps/div), Δεξιά στήλη: διαγράμματα παλμοσειράς (time scale: 100 ps/div).

Με βάση τα παραπάνω αποτελέσματα, αποφασίστηκε να υιοθετηθεί η co-propagating διάταξη για τα push και pull σήματα στα πειράματα που ακολουθήσανε. Με βάση τα παραπάνω και με το σκεπτικό να αποφευχθεί όσο γίνεται περισσότερο η αλληλεπίδραση και η παρεμβολή σημάτων μέσα στους SOA αναδείχθηκαν οι παρακάτω λύσεις:

- Χρήση πιο στενών παλμών ελέγχου έτσι ώστε να μην υπάρχει επικάλυψη μεταξύ των σημάτων push και pull μέσα στον SOA
- Χρήση ορθογώνιων πολώσεων για τα push και pull σήματα. Με αυτό τον τρόπο τα σήματα δε θα αλληλεπιδρούν μέσα στον SOA.
- Ακριβής έλεγχος της σχετικής φάσης των push και pull σημάτων έτσι ώστε να ελέγχεται η πιθανή αλληλεπίδραση μεταξύ τους. Αυτό δεν είναι πιθανό όταν γίνεται χρήση διαφορετικών στοιχείων συνδεδεμένων με ένα λόγω ασταθειών της ίνας. Παρόλα αυτά ο ολοκληρωμένος αναγεννητής πολλαπλών λειτουργιών APACHE αναμένεται να έχει πολύ σταθερή λειτουργία με δυνατότητα ελέγχου της παρεμβολής των σημάτων σε μεγάλο βαθμό.

Οι παραπάνω λύσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε ανεξάρτητα είτε ταυτόχρονα. Στο επόμενο πείραμα DPSK αναγέννησης (με το πρώτο APACHE SOA-MZI με βελτιωμένους SOAs) χρησιμοποιήθηκαν οι δύο πρώτες τεχνικές κατά τη φάση της βελτιστοποίησης.

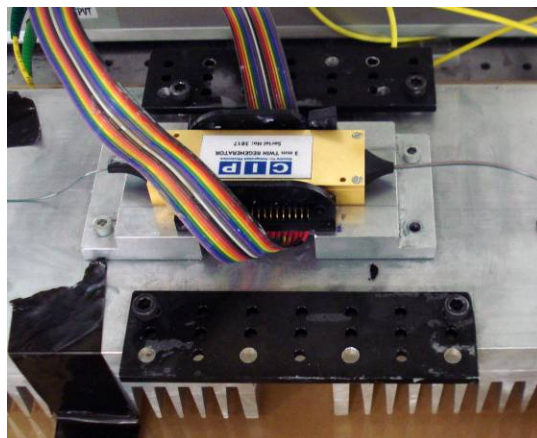
4.5.2.3 Χαρακτηρισμός του APACHE SOA-MZI

Λίγο πριν τελειώσουν τα proof-of-concept πειράματα παρελήφθη από το ΕΦΕ ένας ολοκληρωμένος διπλός αναγεννητής SOA-MZI που αποτελεί το βασικό θεμελιώδες κομμάτι του αναγεννητή πολλαπλών λειτουργιών και που κατασκεύασε η εταιρεία CIP με βάση τους αρχικούς σχεδιασμούς και τις εξομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν στο ΕΦΕ. Πριν την διεξαγωγή των πειραμάτων αναγέννησης

πραγματοποιήθηκε μια σειρά από μετρήσεις με σκοπό τον χαρακτηρισμό της συσκευής και τον προσδιορισμό της περιοχής λειτουργίας του. Ο χαρακτηρισμός της συσκευής περιλάμβανε μετρήσεις του λόγω σύζευξης των ολοκληρωμένων συζευκτών στο chip (coupling ratio) και μετρήσεις των χαρακτηριστικών κέρδους των βελτιωμένων μη γραμμικών SOAs.

Mounting και ψύξη του chip

Η θερμοκρασία λειτουργίας της συσκευής πρέπει να είναι σταθερή σε μια σταθερή τιμή, έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η υψηλή απόδοση και η μεγάλη διάρκεια ζωής των διακοπών. Γι' αυτό το λόγο μόλις παρελήφθη η συσκευή, τοποθετήθηκε σε μια ψήκτρα για να εξασφαλιστεί αδιάκοπη και μεγάλου βαθμού απαγωγή της θερμότητας όπως φαίνεται στο **Σχήμα 4.30**. Αυτή η μέθοδος επιδρά βοηθητικά στο ενσωματωμένο Peltier cooler να κρατά σταθερή τη θερμοκρασία της συσκευής στους 22°C .



Σχήμα 4.30: Τοποθέτηση του αναγεννητή APACHE SOA-MZI σε κατάλληλη ψήκτρα.

Μετρήσεις Coupling ratio

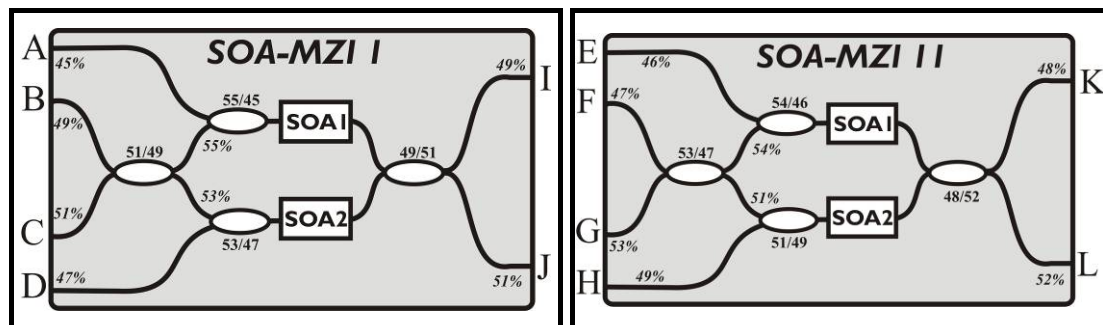
Η διάταξη του APACHE SOA-MZI φαίνεται στο **Σχήμα 4.31**. Οι θύρες B, C και I, J χρησιμοποιούνται σαν είσοδοι και έξοδοι αντίστοιχα. Για co-propagating διάδοση σε λειτουργία push-pull οι θύρες A και D χρησιμοποιούνται για να εισαχθούν τα σήματα ελέγχου στους SOAs. Ο λόγος σύζευξης των συζευκτών και των Y-διασταυρώσεων (Y-junctions) μετρήθηκαν με την εξής διαδικασία: Ανεβάζοντας το

ρεύμα τροφοδοσίας στον SOA1, ο ενισχυτής εκπέμπει θόρυβο ASE. Αυτό το σήμα θορύβου διαχωρίζεται πρώτα στην Y-junction 1 και 3 και στους δύο συζεύκτες 1 και 2 αντίστοιχα. Η μέτρηση της ισχύος του σήματος που καταφθάνει στις θύρες από κάθε πλευρά του MZI (A+B+C+D ή I+J) δίνει τα splitting ratios με το εξής σκεπτικό:

$$R_{Y-Junction1} = \frac{P_D}{P_B + P_C + P_D} \quad (2)$$

$$R_{Coupler1} = \frac{P_B}{P_B + P_C}, \quad R_{Coupler2} = \frac{P_I}{P_I + P_J} \quad (3)$$

όπου P_B , P_C and P_D είναι η ισχύς στις θύρες B, C και D αντίστοιχα. Η Y-junction 2 μπορεί να μετρηθεί ακριβώς με τον ίδιο τρόπο για την περίπτωση του SOA2. Τα coupling ratios και για τα δύο SOA-MZI που έχουν ολοκληρωθεί στο διπλό αναγεννητή φαίνονται στο **Σχήμα 4.31**.

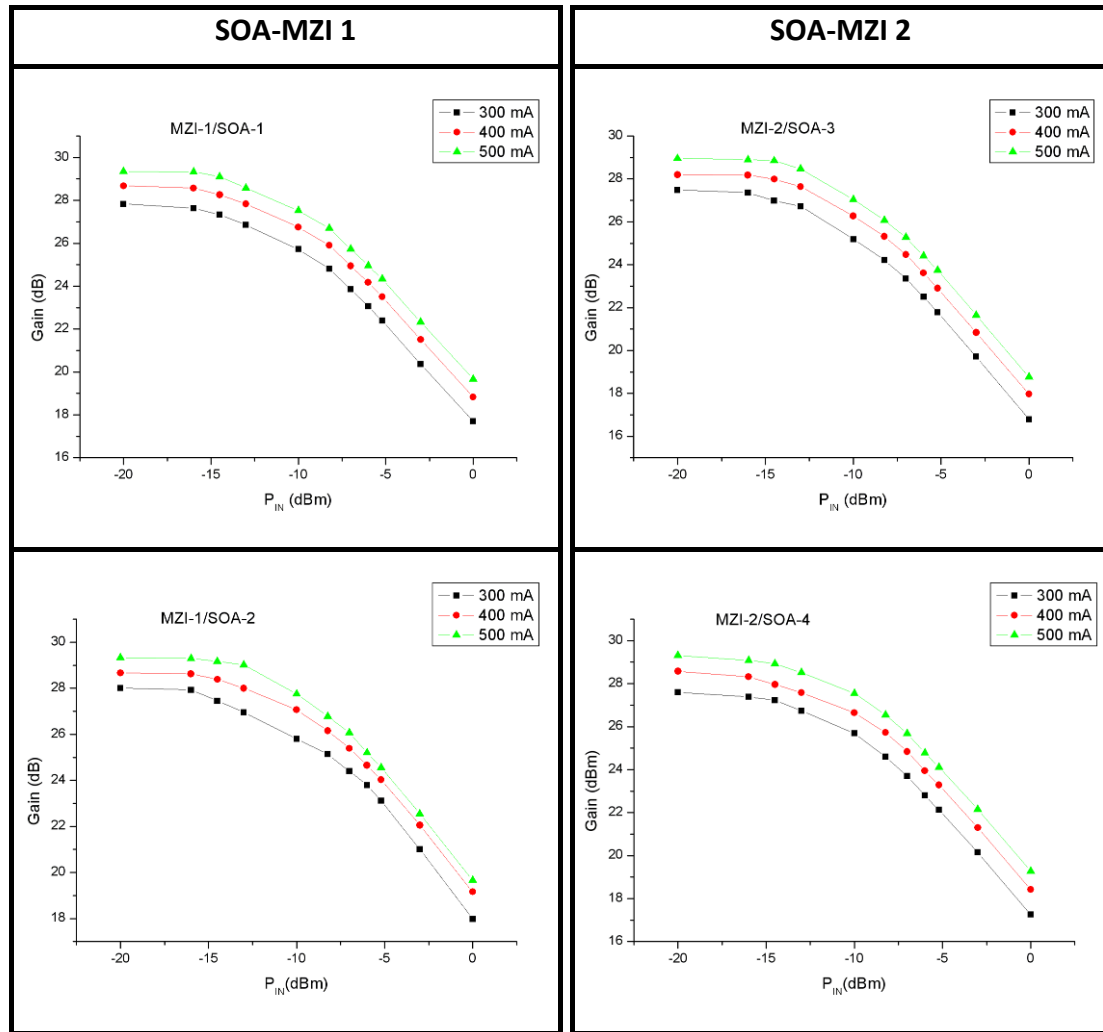


Σχήμα 4.31: Τα υπολογισμένα coupling ratios των SOA-MZI του διπλού αναγεννητή

Χαρακτηρισμός κέρδους SOA

Η απόδοση των SOA από άποψη κέρδους διερευνήθηκε για διάφορες τιμές ισχύος του σήματος εισόδου και του ρεύματος λειτουργίας για κάθε SOA-MZI ξεχωριστά με την εξής διαδικασία. Αρχικά ανεβάσαμε το ρεύμα στον SOA1 και διοχετεύσαμε ένα σήμα CW στα 1555.75nm στην θύρα A, το οποίο αφού πέρασε από τον SOA1 βγήκε από τις θύρες εξόδου του MZI, I και J αντίστοιχα. Μεταβάλλοντας την ισχύ εισόδου στη θύρα A και παρατηρώντας τα επίπεδα ισχύος στις θύρες I και J, λαμβάνουμε μετρήσεις εισόδου-εξόδου έτσι ώστε να υπολογίσουμε το κέρδος του SOA1. Στις δύο εξόδους τοποθετήθηκαν οπτικά ζωνοπερατά φίλτρα (0.6nm εύρος FWHM) για να απομακρυνθεί ο out-f-band ASE θόρυβος. Οι απώλειες που εισάγουν τα οπτικά

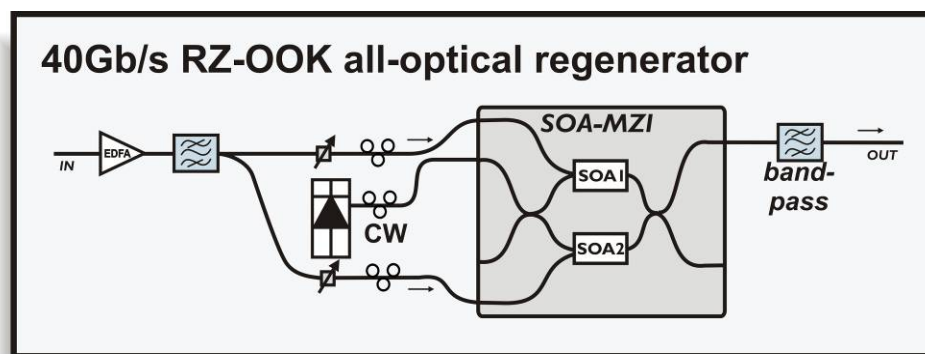
φίλτρα μετρήθηκαν και λήφθηκαν υπόψη κατά τη διαδικασία υπολογισμού του κέρδους των SOAs. Η ίδια διαδικασία ακολουθήθηκε και για τον SOA2, εισάγοντας το test σήμα στην θύρα D. Οι καμπύλες κέρδους και για τα δύο MZI φαίνονται στο **Σχήμα 4.32**. Όλοι οι SOAs παρουσιάζουν παρόμοια χαρακτηριστικά κέρδους κορεσμού.



Σχήμα 4.32: Καμπύλες κέρδους του SOA-MZI 1 (αριστερή στήλη) και SOA-MZI 2 (δεξιά στήλη).

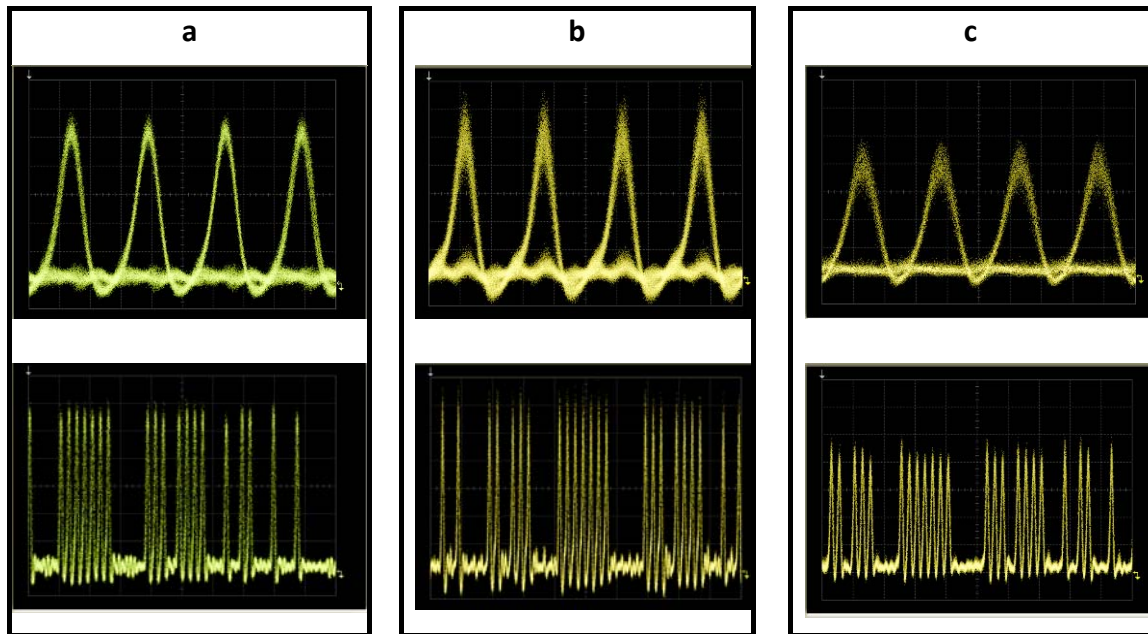
4.5.2.4 Αναγέννηση δεδομένων 40Gb/s RZ-OOK χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI

Το SOA-MZI 1 χρησιμοποιήθηκε για το πείραμα της 40Gb/s RZ-OOK αναγέννησης. Το 40Gb/s RZ-OOK σήμα δημιουργήθηκε χρησιμοποιώντας την πειραματική διάταξη του **Σχήματος 4.17(a)**. Στο σήμα εισόδου εισήχθη αιτιοκρατική υποβάθμιση με τη μορφή διακύμανσης στο πλάτος χρησιμοποιώντας την διάταξη του **Σχήματος 4.19**. Το υποβαθμισμένο σήμα διαχωρίστηκε σε δύο μέρη που χρησιμοποιήθηκαν σαν push και pull σήματα ελέγχου αντίστοιχα με σκοπό να μειωθεί το παράθυρο μεταγωγής του αναγεννητή. Η πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του 40Gb/s RZ-OOK αναγεννητή φαίνεται στο **Σχήμα 4.33**.



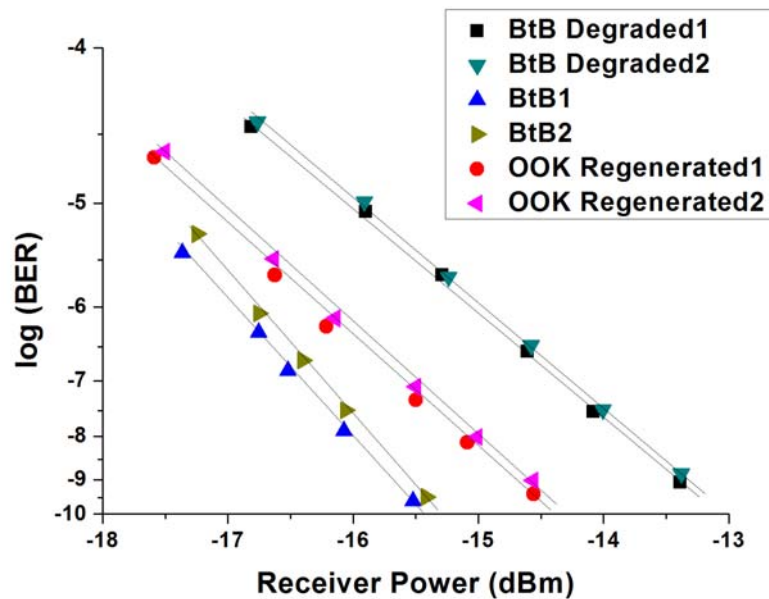
Σχήμα 4.33: Πειραματική διάταξη για 40Gb/s OOK αναγέννηση χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI.

Το μήκος κύματος του CW laser ήταν 1556.55nm και η ισχύς με την οποία εισήλθε στο SOA-MZI ήταν 3dBm μετρημένο στην ίνα εισόδου του αναγεννητή. Οι ισχύς για τα σήματα ελέγχου (1552nm) ήταν ίσες με -1.9dBm και -2.9dBm για το push και το pull αντίστοιχα. Στο **Σχήμα 4.34** παρουσιάζονται πειραματικά αποτελέσματα για τον 40Gb/s OOK αναγεννητή. Το **Σχήμα 4.34(a)** δείχνει το αρχικό OOK σήμα χωρίς υποβάθμιση, το **Σχήμα 4.34(b)** δείχνει το υποβαθμισμένο OOK σήμα και το **Σχήμα 4.34(c)** το αναγεννημένο σήμα. Ο βαθμός της διακύμανσης στο πλάτος που εισήχθη στο σήμα ήταν 2dB ενώ το αναγεννημένο σήμα παρουσιάζει διακύμανσή ίση με 1.4dB.



Σχήμα 4.34: Πειραματικά αποτελέσματα για OOK αναγέννηση χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI. (a) αρχικό σήμα εισόδου, (b) υποβαθμισμένο σήμα εισόδου και (c) αναγεννημένο σήμα εξόδου. Πρώτη σειρά: διαγράμματα ματιού (10ps/div), δεύτερη σειρά: διαγράμματα παλμοσειράς (100ps/div).

Η απόδοση του APACHE 40Gb/s RZ-OOK αναγεννητή επιβεβαιώθηκε με τη βοήθεια των μετρήσεων BER. Για να μετρήσουμε την απόδοση BER του σήματος σε κάθε στάδιο του κυκλώματος, το σήμα αποπολυπλέχθηκε σε κανάλια των 10Gb/s χρησιμοποιώντας τη διάταξη του **Σχήματος 4.13**. Οι καμπύλες BER που παράχθηκαν για τα κανάλια του αρχικού σήματος, του υποβαθμισμένου σήματος και της εξόδου του συστήματος φαίνονται στο **Σχήμα 4.35**. Οι καμπύλες δείχνουν ένα αρνητικό power penalty (βελτίωση στην ευαισθησία του δέκτη) 1.2dB για BER ίσο με 10^{-9} . Όπως και σε προηγούμενη ενότητα για να είναι πιο ευδιάκριτο το σχήμα παρουσιάζονται οι καμπύλες για δύο από τα τέσσερα κανάλια των 10Gb/s και συγκεκριμένα για κάθε 40Gb/s DPSK σήμα το καλύτερο και το χειρότερο από άποψη απόδοσης κανάλι.

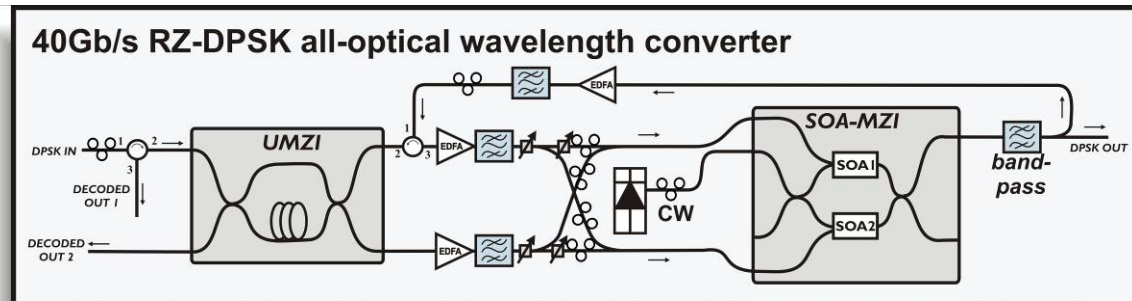


Σχήμα 4.35: Απόδοση BER για τα αποπολυπλεγμένα κανάλια σε διάφορα στάδια του υποσυστήματος OOK αναγέννησης χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI. Αρχικό σήμα εισόδου (BtB), υποβαθμισμένο σήμα εισόδου (degraded BtB) και αναγεννημένο σήμα (OOK Regenerated).

4.5.2.5 Αναγέννηση δεδομένων 40Gb/s RZ-DPSK χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI

Το υποσύστημα του 40Gb/s RZ-DPSK αναγεννητή υλοποιήθηκε με γνώμονα την co-propagating push-pull διάταξη όπως περιγράφηκε στην ενότητα 4.5.2.2. Για αυτή την υλοποίηση, το SOA-MZI 1 χρησιμοποιήθηκε σε συνδυασμό με το ολοκληρωμένο UMZI. Ο τρόπος που υλοποιήθηκε βασίστηκε σε μεγάλο βαθμό στα πειράματα που διεξήχθησαν με το SOA-MZI προηγούμενης γενιάς και περιγράφηκαν προηγουμένως. Το 40Gb/s RZ-DPSK σήμα που χρησιμοποιήθηκε δημιουργήθηκε χρησιμοποιώντας τη διάταξη που φαίνεται στο **Σχήμα 4.17(b)**. Στο σήμα εισόδου προστέθηκε αιτιοκρατική υποβάθμιση με τη μορφή διακυμάνσεων πλάτους, χρησιμοποιώντας τη διάταξη του **Σχήματος 4.19**. Το υποβαθμισμένο σήμα αποκωδικοποιήθηκε στο UMZI και κάθε ένα από τα OOK σήματα που προέκυψε διαχωρίστηκε σε δύο όμοια σήματα που χρησιμοποιήθηκαν σαν push και pull σήματα ελέγχου αντίστοιχα ώστε να μειωθεί το παράθυρο μεταγωγής του αναγεννητή. Για να αξιολογηθεί το DPSK σήμα, η έξοδος του SOA-MZI συνδέθηκε

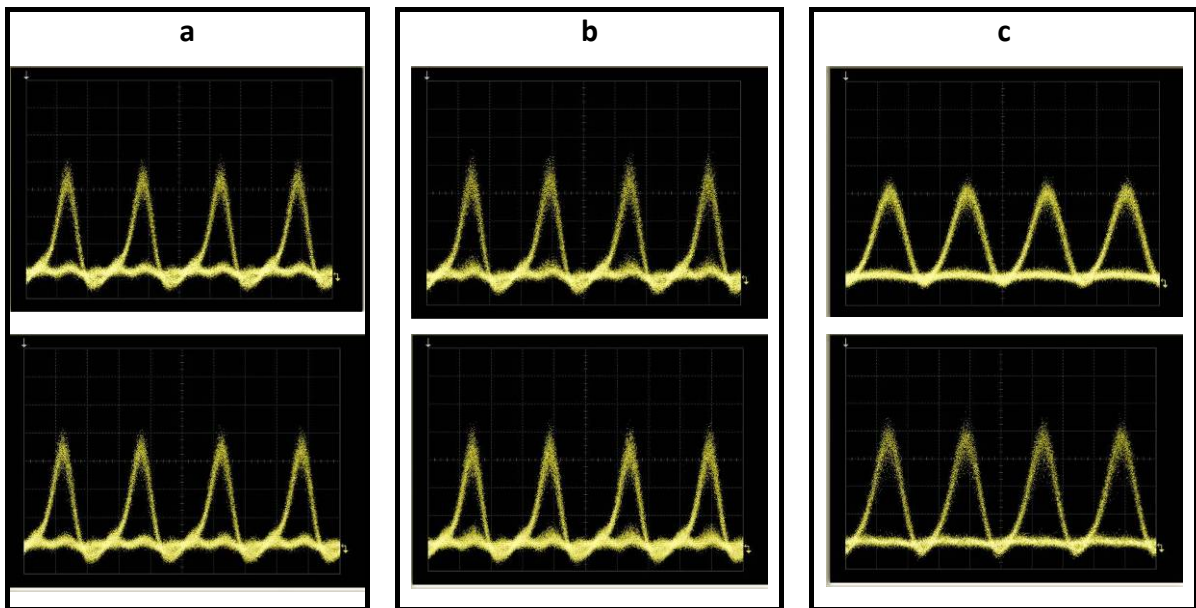
στο UMZI για μετατροπή της φάσης σε πλάτος με τη βοήθεια οπτικών κυκλοφορητών όπως περιγράφεται στην παράγραφο 4.5.2.2. Η πλήρης πειραματική διάταξη φαίνεται στο **Σχήμα 4.24** και το παραθέτουμε στη συνέχεια για διευκόλυνση (**Σχήμα 4.36**).



Σχήμα 4.36: Πειραματική διάταξη για 40Gb/s DPSK αναγέννηση χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI.

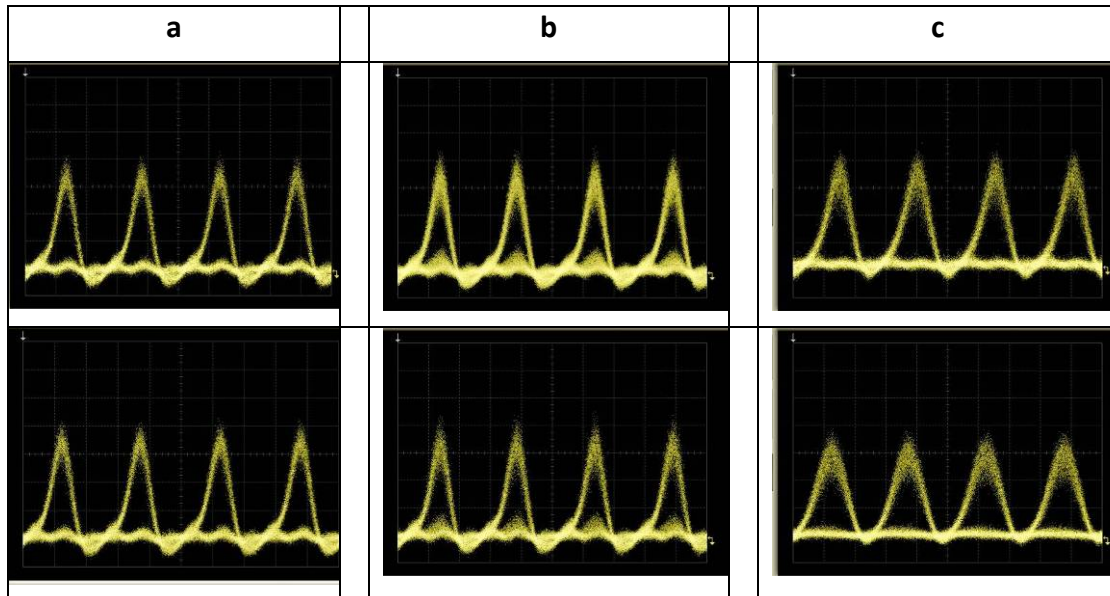
Το μήκος κύματος του CW laser ήταν 1556.55nm και η ισχύς του μετρημένη στην ίνα του SOA-MZI ήταν 4.8dBm. Οι ισχύς για τα σήματα ελέγχου (1552nm) ήταν -2.8dBm και -3.2dBm για τα push_1 and pull_1, και -1.7dBm and -2.9dBm για τα push_2 και pull_2 αντίστοιχα.

Τα πειραματικά αποτελέσματα για τον 40Gb/s DPSK αναγεννητή φαίνονται στο **Σχήμα 4.37**, **Σχήμα 4.38** και **Σχήμα 4.39** για διαφορετικούς βαθμούς υποβάθμισης του σήματος. Το **Σχήμα 4.37(a)** δείχνει τα δύο αποκωδικοποιημένα OOK σήματα του αρχικού DPSK χωρίς υποβάθμιση, το **Σχήμα 4.37(b)** το αποκωδικοποιημένο DPSK υποβαθμισμένο σήμα και το **Σχήμα 4.37(c)** το αναγεννημένο αποκωδικοποιημένο σήμα. Ο βαθμός διακύμανσης στο πλάτος και τη φάση που προστέθηκε στο σήμα εισόδου ήταν ίσος με 2dB και 1.1dB αντίστοιχα, όπου μετά την μετατροπή της φάσης σε πλάτος στο UMZI οδήγησε σε σημαντικό κλείσιμο του ματιού. Το αναγεννημένο σήμα παρουσιάζει βελτιωμένο άνοιγμα ματιού και μικρότερη διακύμανση τόσο στο επίπεδο του «0» όσο και του «1».



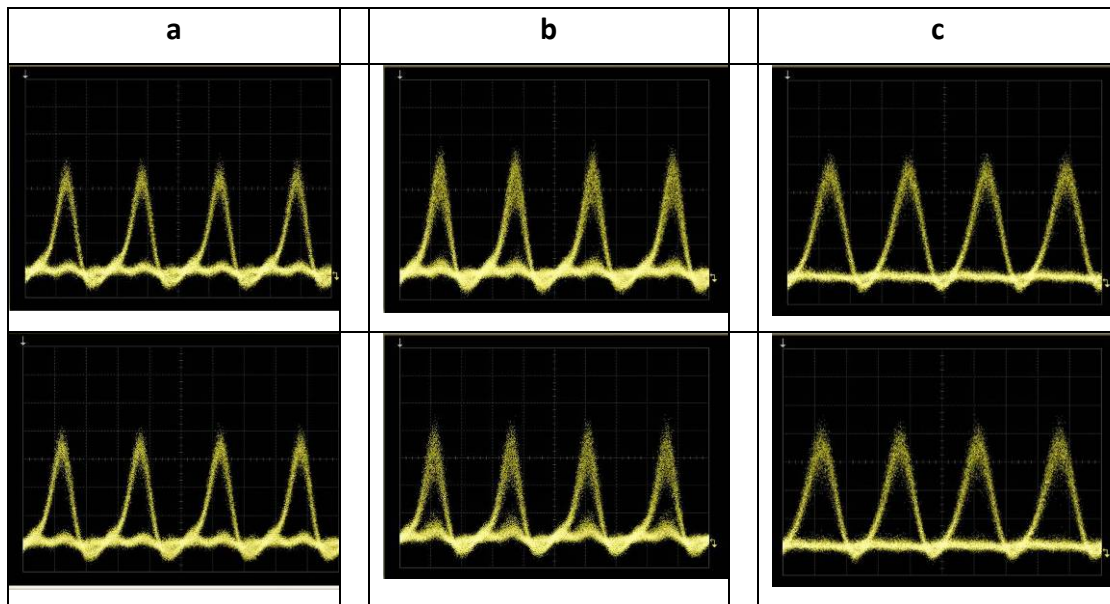
Σχήμα 4.37: Πειραματικά αποτελέσματα για DPSK αναγέννηση χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI για διακύμανση πλάτους και φάσης 2dB και 1.1dB αντίστοιχα. (a) αρχικό σήμα εισόδου, (b) υποβαθμισμένο σήμα εισόδου και (c) αναγεννημένη έξοδος. Time scale: 10 ps/div.

Το **Σχήμα 4.38(a)** δείχνει τα δύο αποκωδικοποιημένα ΟΟΚ σήματα του αρχικού DPSK χωρίς υποβάθμιση, το **Σχήμα 4.38(b)** το αποκωδικοποιημένο DPSK υποβαθμισμένο σήμα και το **Σχήμα 4.38(c)** το αναγεννημένο αποκωδικοποιημένο σήμα. Ο βαθμός διακύμανσης στο πλάτος και τη φάση που προστέθηκε στο σήμα εισόδου ήταν ίσος με 2dB και 1.3dB αντίστοιχα, όπου μετά την μετατροπή της φάσης σε πλάτος στο UMZI οδήγησε σε ακόμα μεγαλύτερο κλείσιμο του ματιού σε σχέση με προηγουμένως. Το αναγεννημένο σήμα παρουσιάζει βελτιωμένο άνοιγμα ματιού και μικρότερη διακύμανση τόσο στο επίπεδο του «0» όσο και του «1».



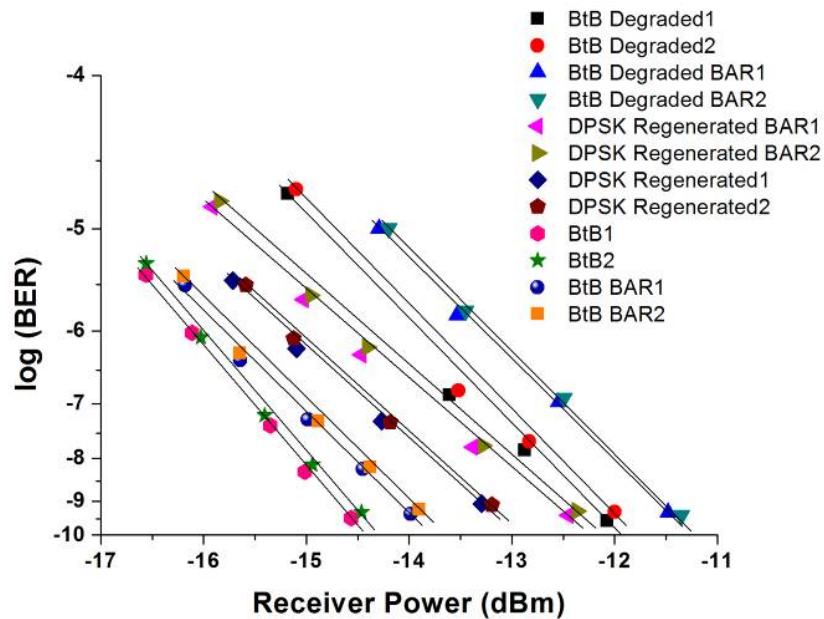
Σχήμα 4.38: Πειραματικά αποτελέσματα για DPSK αναγέννηση χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI για διακύμανση πλάτους και φάσης 2dB και 1.3dB αντίστοιχα. (a) αρχικό σήμα εισόδου, (b) υποβαθμισμένο σήμα εισόδου και (c) αναγεννημένη έξοδος. Time scale: 10 ps/div.

Το **Σχήμα 4.39(a)** δείχνει τα δύο αποκωδικοποιημένα ΟΟΚ σήματα του αρχικού DPSK χωρίς υποβάθμιση, το **Σχήμα 4.39(b)** το αποκωδικοποιημένο DPSK υποβαθμισμένο σήμα και το **Σχήμα 4.39(c)** το αναγεννημένο αποκωδικοποιημένο σήμα. Ο βαθμός διακύμανσης στο πλάτος και τη φάση που προστέθηκε στο σήμα εισόδου ήταν ίσος με 2dB και 1.7dB αντίστοιχα, όπου μετά την μετατροπή της φάσης σε πλάτος στο UMZI οδήγησε σε ακόμα μεγαλύτερο κλείσιμο του ματιού σε σχέση με προηγουμένως. Το αναγεννημένο σήμα παρουσιάζει βελτιωμένο άνοιγμα ματιού και μικρότερη διακύμανση τόσο στο επίπεδο του «0» όσο και του «1».



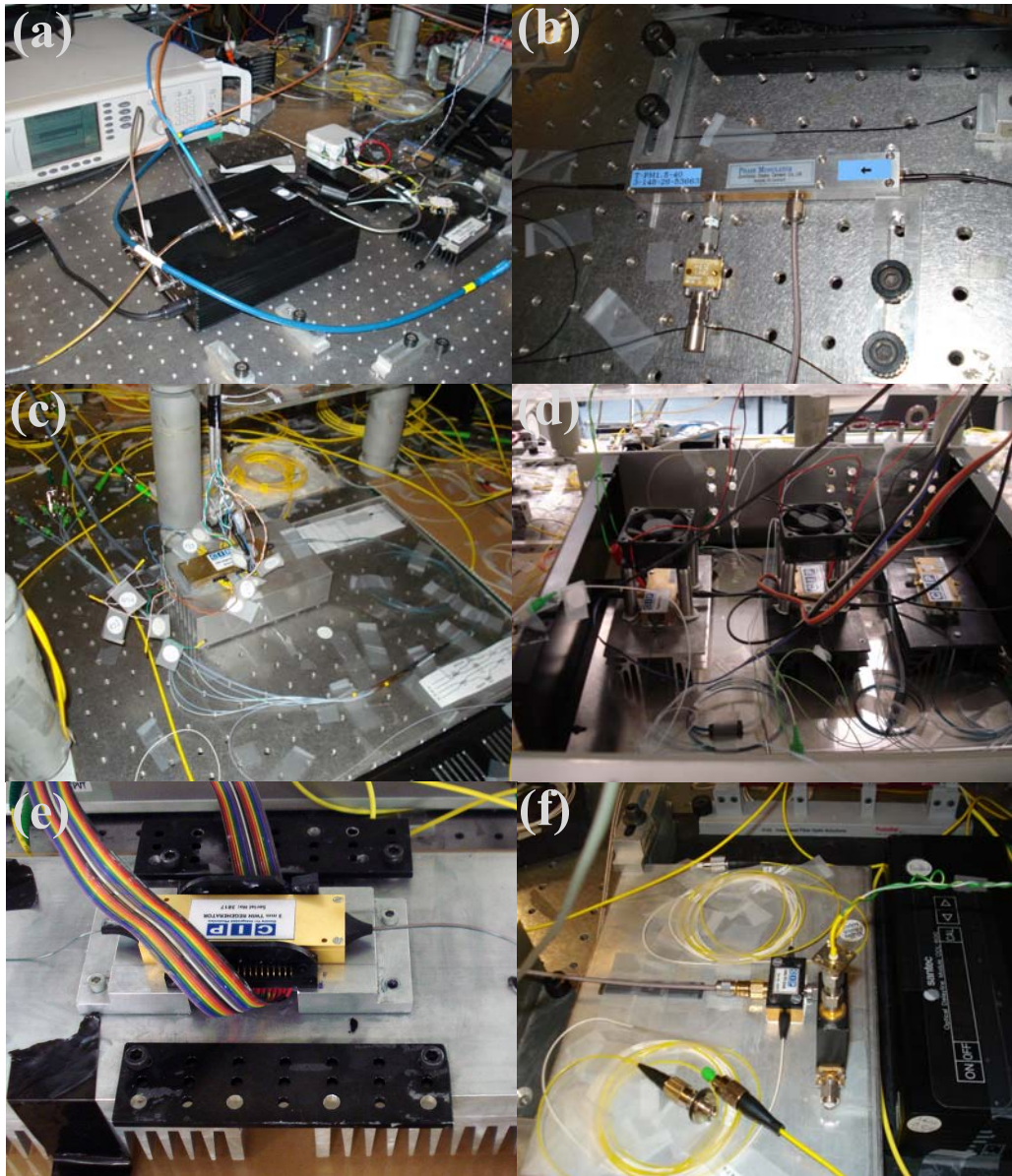
Σχήμα 4.39: Πειραματικά αποτελέσματα για DPSK αναγέννηση χρησιμοποιώντας το APACHE SOA-MZI για διακύμανση πλάτους και φάσης 2dB και 1.7dB αντίστοιχα. (a) αρχικό σήμα εισόδου, (b) υποβαθμισμένο σήμα εισόδου και (c) αναγεννημένη έξοδος. Time scale: 10 ps/div.

Η ικανότητα αναγέννησης του 40Gb/s RZ-DPSK αναγεννητή APACHE διερευνήθηκε με τη βοήθεια μετρήσεων BER για όλους τους βαθμούς υποβάθμισης του σήματος. Για να μετρηθεί η απόδοση BER του σήματος σε κάθε στάδιο του κυκλώματος, το σήμα αποπολυπλέχθηκε σε τέσσερα κανάλια των 10Gb/s χρησιμοποιώντας τη διάταξη που φαίνεται στο **Σχήμα 4.13**. Η αναγέννηση του σήματος επετεύχθη για την πρώτη σειρά πειραμάτων (διαμόρφωση φάσης 2dB, διαμόρφωση φάσης 1.1dB). Γι' αυτό το βαθμό υποβάθμισης του σήματος μετρήθηκε αρνητικό power penalty (βελτίωση στην ευαισθησία του δέκτη) πάνω από 1dB. Οι καμπύλες BER για τα κανάλια του σήματος εισόδου, του υποβαθμισμένου σήματος και του σήματος εξόδου για αυτό το βαθμό υποβάθμισης φαίνεται στο **Σχήμα 4.40**. Για επιπλέον υποβάθμιση του σήματος (όταν αυξήσαμε την διαμόρφωση φάσης πάνω από τα 1.3dB), επετεύχθη μόνο μετατροπή μήκους κύματος χωρίς αναγέννηση (μικρό αρνητικό power penalty)



Σχήμα 4.40: Απόδοση BER σε διάφορα στάδια του υποσυστήματος DPSK αναγέννησης χρησιμοποιώντας APACHE SOA-MZI. Υποβάθμιση σήματος: διακύμανση πλάτους: 2dB, διακύμανση φάσης: 1.1dB.

Τα παραπάνω αποτελέσματα δείχνουν ότι η συσκευή APACHE SOA-MZI μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά και για σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και για σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο της φάσης [4.6]. Έτσι αναμένεται οι συσκευές επόμενης γενιάς να παρουσιάζουν παρόμοια απόδοση και βελτιωμένη σταθερότητα λειτουργίας. Στο φαίνονται οι διατάξεις για την παραγωγή των σημάτων την αναγέννηση, την αποκωδικοποίηση και τη λήψη αυτών.



Σχήμα 4.41: (a) Πηγή 40Gb/s OOK/DPSK, (b) διαμορφωτής φάσης, (c) UMZI αποκωδικοποίησης, (d) αναγεννητές SOA-MZI προηγούμενης γενιάς, (e) αναγεννητής APACHE SOA-MZI νέας γενιάς, (f) σύστημα αποπολυπλεξίας από τα 40Gb/s στα 10Gb/s

4.6 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράψαμε την ανάπτυξη και την αξιολόγηση των πρώτων δειγμάτων συσκευών APACHE. Στη συνέχεια θα δοθεί έμφαση στην βελτίωση της απόδοσής τους και διόρθωση οποιασδήποτε αστοχίας.

Για τα ολοκληρωμένα χαραγμένα UMZIs οι απώλειες και οι χρονικές καθυστερήσεις είναι αποδεκτές, παρόλα αυτά θα ήταν επιθυμητή μικρότερη μετακίνηση της απόκρισης του μήκους κύματος λόγω εξάρτησης από την πόλωση.

Για τους bandgap shifted NLSOAs, η χρήση υλικών Q/Q MQW επιτρέπουν να αυξηθεί ο αριθμός των quantum wells αφού το «τέντωμα» μπορεί να ισοσταθμιστεί για αυτά τα υλικά. Αυξάνοντας τον αριθμό τους θα μπορούσε να αυξήσει την απόδοση των SOAs. Έτσι υπάρχει η προοπτική να αυξηθεί ο αριθμός των wells σε νέες μη γραμμικές συσκευές, για να διερευνηθεί κατά πόσο βελτιώνεται η απόδοσή τους.

Οι μετρήσεις και τα πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν έδειξαν ότι με τα SOA-MZI που έχουν ήδη κατασκευαστεί είναι δυνατόν να πετύχουμε αναγέννηση για OOK και DPSK σήματα με υψηλού βαθμού υποβάθμιση στα 40Gb/s. Για να επιτευχθεί αυτό είναι απαραίτητη η χρήση της τεχνικής push-pull με co-propagating διάδοση σημάτων ελέγχου. Για να αποφευχθούν και να ελεγχθούν όσο γίνεται περισσότερο φαινόμενα παρεμβολής και αλληλεπίδρασης σημάτων μέσα στους SOAs προτείνεται στις επόμενες συσκευές να έχουν ολοκληρωμένες στο chip τις καθυστερήσεις push-pull. Ρυθμίζοντας την πόλωση των push και pull σημάτων να είναι ορθογώνιες θα εξαφανίσει επιπλέον παρόμοια φαινόμενα. Αυτή η λύση θα είναι εναλλακτική καθώς θα αυξήσει την πολυπλοκότητα του αναγεννητή.

4.7 Αναφορές

- [4.1] Ueno, Y.; Nakamura, S.; Tajima, K.; Kitamura, S., "3.8-THz wavelength conversion of picosecond pulses using a semiconductor delayed-interference signal-wavelength converter (DISC)", IEEE Photonics Technology Letters, Volume 10, Issue 3, Mar 1998 Page(s):346 – 348.
- [4.2] R. C. Giles and K. C. Reichmann, "Optical self-homodyne DPSK transmission at 1-Gbit/s and 2-Gbit/s over 86km of fiber," Electron. Lett. 23, 1180-1181 (1987).
- [4.3] N. Pleros, C. Bintjas, G. T. Kanellos, K. Vlachos, H. Avramopoulos, and G. Guekos, "Recipe for intensity modulation reduction in SOA-based interferometric switches", Lightwave Technology, Journal of , vol.22, no.12, pp. 2834-2841, Dec. 2004.
- [4.4] I. Kang et.al., "Regenerative all optical wavelength conversion of 40 Gb/s DPSK signals using a semiconductor optical amplifier Mach-Zehnder interferometer", ECOC 2005, paper Th.4.3.3.
- [4.5] S. Nakamura, K. Tajima, and Y. Sugimoto, "Experimental investigation on high-speed switching characteristics of a novel symmetric Mach-Zehnder all-optical switch," Appl. Phys. Lett. 65, 283–285 (1994).
- [4.6] **P. Zakyntinos**, Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, P. Bakopoulos, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos "Multi-format all-optical 40 Gb/s regeneration using an integrated SOA-MZI", ICO Photonics, Delphi, 2009.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

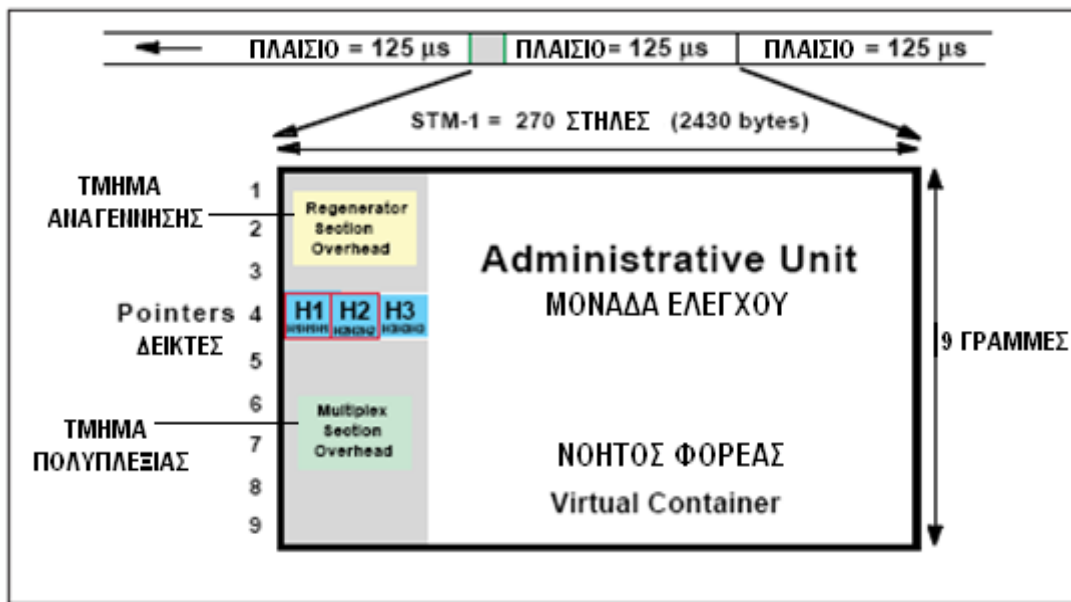
ΥΒΡΙΔΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΜΕΣΗΣ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ (FEC)

5.1 Εισαγωγή

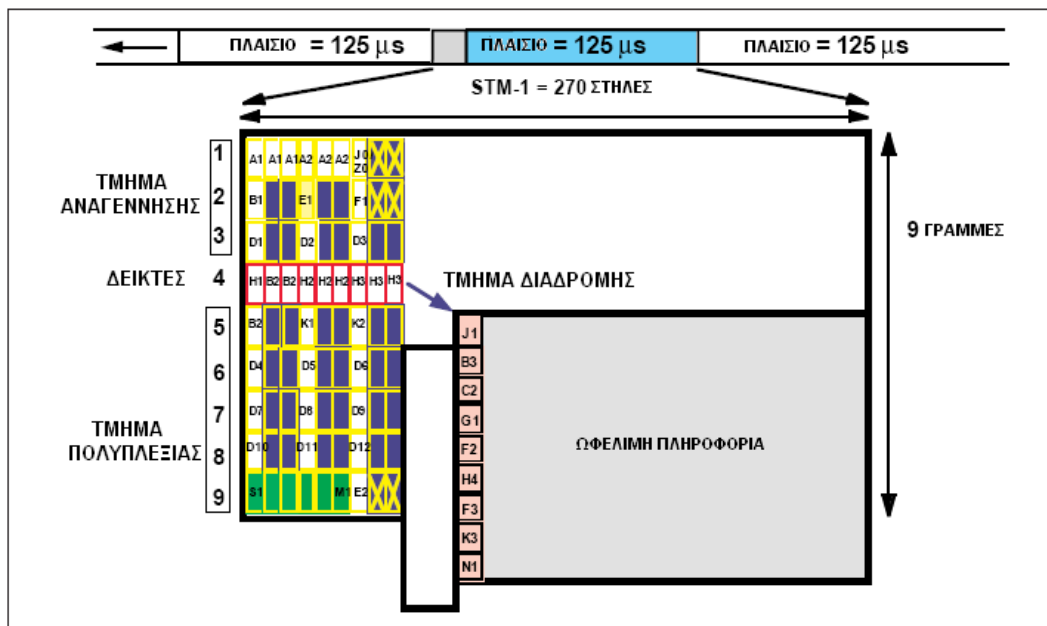
Η Σύγχρονη Ψηφιακή Ιεραρχία (Synchronous Digital Hierarchy-SDH) [5.1] διατυπώθηκε για πρώτη φορά το 1987 από τη Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) κι από τότε αναπτύσσεται με γοργούς ρυθμούς στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Χρησιμοποιείται αποτελεσματικά σε όλα τα επίπεδα των δικτυακών υποδομών, συμπεριλαμβανομένων των δικτύων κορμού και των δικτύων πρόσβασης. Στο SDH, τα σήματα πολυπλέκονται σε ένα μόνο στάδιο και μεταδίδονται στο δίκτυο, αφού ευθυγραμμιστούν χρονικά με ένα τοπικό σήμα ρολογιού. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με το προηγούμενο πρότυπο της Πλησιοσύγχρονης Ψηφιακής Ιεραρχίας (PDH), όπου η πολυπλεξία γινόταν ασύγχρονα και σε βήματα. Το πρότυπο SDH αναμένεται να αποτελέσει τη βάση των παγκόσμιων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων για τουλάχιστον τις επόμενες δύο ή τρεις δεκαετίες.

5.1.1 Το στοιχειώδες πλαίσιο STM-1 και η διαδικασία μετάδοσης του μέσα σε ένα δίκτυο βασισμένο στο SDH

Η στοιχειώδης μονάδα πληροφορίας του SDH ονομάζεται πλαίσιο STM-1 [5.1]. Η διάρκειά του είναι 125 μs (μεταδίδονται δηλαδή 8.000 πλαίσια το δευτερόλεπτο) και αποτελείται από 9 γραμμές των 270 bytes το καθένα. Τα πρώτα 9 bytes κάθε γραμμής, συνθέτουν τον πλεονασμό (standard/fixed overhead), ενώ τα υπόλοιπα 261 αντιστοιχούν στην ωφέλιμη πληροφορία (payload). Το payload μαζί με τους δείκτες (pointers-bytes H1, H2 και H3) σχηματίζουν τη μονάδα ελέγχου (Administrative Unit). Η προσθήκη στο payload μιας επικεφαλίδας (header), που περιέχει πληροφορία για τη διαδρομή (POH-Path OverHead), καταλήγει στη δημιουργία ενός νοητού φορέα (Virtual Container-VC). Στο **Σχήμα 5.1**, απεικονίζεται ένα τέτοιο πλαίσιο ως 9 σειρές bytes επί 270 στήλες bytes. Η σειρά μετάδοσης, σύμφωνα με το πρότυπο 6707 της ITU, είναι: η γραμμή #1 μεταδίδεται πρώτη, όπως και το πιο σημαντικό bit (MSB) κάθε byte. Η χωρητικότητα κάθε πλαισίου, δηλαδή ο αριθμός των συνολικών bit που περιέχονται σε αυτό, υπολογίζεται ως εξής: $270 \text{ bytes/στήλη} \times 9 \text{ στήλες/πλαίσιο} \times 8 \text{ bits/byte} = 19.440 \text{ bits/πλαίσιο}$, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης του STM-1 είναι: $8.000 \text{ πλαίσια/sec} \times 19.440 \text{ bits/πλαίσιο} = 155.52 \text{ Mb/s}$. Στο **Σχήμα 5.2** που ακολουθεί, παρουσιάζεται αναλυτικότερα η δομή του σταθερού πλεονασμού του STM-1, καθώς και ο «πλεονασμός μονοπατιού» που εμπεριέχεται μέσα στον τομέα ωφέλιμης πληροφορίας. Όπως φαίνεται, τον πλεονασμό του πλαισίου συνθέτουν οκτάδες bit, οι οποίες εκτελούν συγκεκριμένες λειτουργίες στο δίκτυο, ενώ υπάρχουν και κάποιες οκτάδες, οι οποίες δε χρησιμοποιούνται προς το παρόν.



Σχήμα 5.1: Το βασικό πλαίσιο STM-1 του SDH

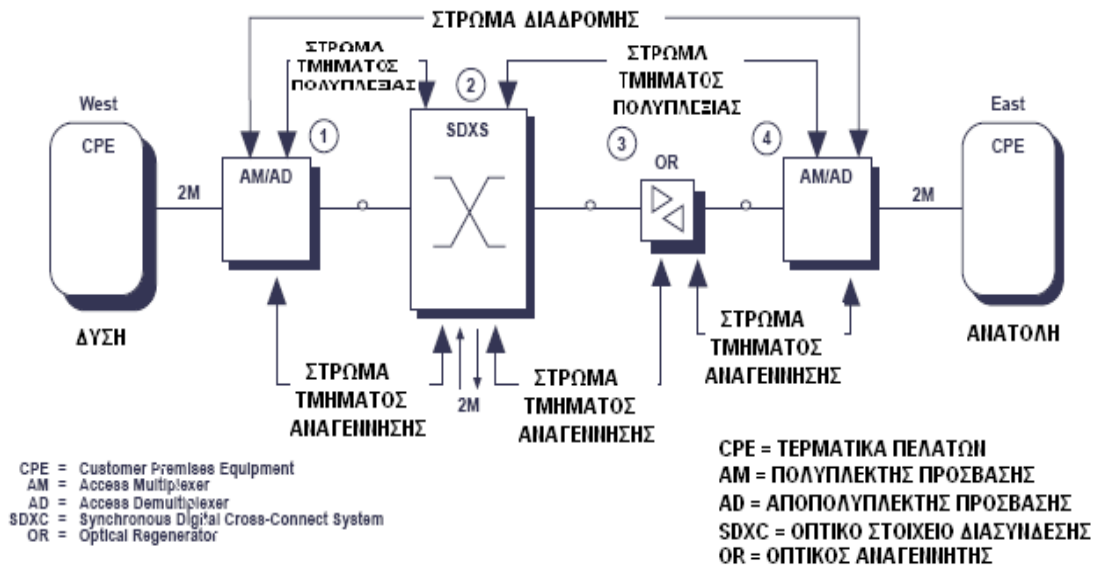


Σχήμα 5.2: Αναλυτικότερη παρουσίαση του πλαισίου STM-1 και των επιμέρους bit που συνθέτουν τον πλεονασμό.

Ο σταθερός πλεονασμός (fixed overhead) του SDH χωρίζεται σε τρία επί μέρους τμήματα [5.1]: το «τμήμα αναγέννησης» (Regeneration Section), το «τμήμα πολυπλεξίας» (Multiplex Section) και το «τμήμα δεικτών» (Pointer Section), καθένα από τα οποία εκτελεί καθορισμένη λειτουργία. Τα τμήματα αυτά έχουν ιεραρχική

σχέση, με κάθε επίπεδο να στηρίζεται στη λειτουργία αυτών που βρίσκονται πιο χαμηλά. Το «τμήμα αναγέννησης» εντοπίζεται στις πρώτες τρεις γραμμές, ανάμεσα στις στήλες 1 έως 9 και χρησιμοποιείται για να αυξήσει την αξιοπιστία μετάδοσης μεταξύ των αναμεταδοτών (regenerators). Το «τμήμα πολυπλεξίας» βρίσκεται μεταξύ των γραμμών 5 έως 9, ανάμεσα στις πρώτες 9 στήλες και μεταφέρει πληροφορία απαραίτητη για την πολυπλεξία-αποπολυπλεξία. Συνεχίζοντας, το «τμήμα δεικτών» βρίσκεται στην τέταρτη γραμμή, μεταξύ των στηλών 1 έως 9 και χρησιμοποιείται για να δείξει την αρχή του Virtual Container (εικονικού συσσωρευτή), καθώς η διεύθυνση της δεν είναι σταθερή μέσα στο πεδίο ωφέλιμης πληροφορίας του πλαισίου. Αξίζει να σημειωθεί ότι πλέον του σταθερού πλεονασμού (fixed overhead) και η πρώτη στήλη του νοητού φορέα (VC), χρησιμοποιείται ως πλεονασμός. Ονομάζεται «πλεονασμός διαδρομής» (Path OverHead-POH) και περιέχει πληροφορία για το μονοπάτι που θα ακολουθήσει το πλαίσιο μέσα στο δίκτυο.

Το δίκτυο μετάδοσης αποτελείται από επιμέρους στοιχεία [5.2] (network elements ή NE) τα οποία είναι υπεύθυνα να ερμηνεύουν και να μεταβάλλουν το τμήμα του overhead που τους αντιστοιχεί. Πιο συγκεκριμένα, το NE που επεξεργάζεται το Regenerator Section του overhead καλείται «στοιχείο τερματισμού τμήματος αναγέννησης» (regenerator section terminating equipment-RSTE), αυτό που επεξεργάζεται το Multiplex Section λέγεται «στοιχείο τερματισμού τμήματος πολυπλεξίας» (multiplexer section terminating equipment-MSTE), ενώ αυτό που ασχολείται με το Path Section λέγεται στοιχείο «τερματισμού τμήματος διαδρομής» (path terminating equipment-PTE). Το **Σχήμα 5.3** περιγράφει τη μετάδοση ενός σήματος μέσα από ένα τέτοιο δίκτυο.

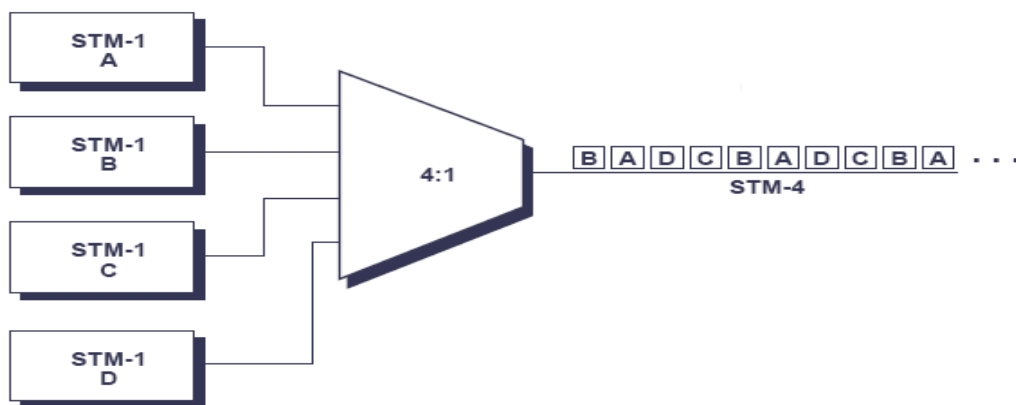


Σχήμα 5.3: Η δομή ενός δικτύου μετάδοσης SDH

Η διαδικασία γίνεται ως εξής: το τμήμα μονοπατιού (POH) δημιουργείται από ένα στοιχείο PTE, λ.χ. έναν πολυπλέκτη πρόσβασης (access multiplexer-AM), όταν το αρχικό σήμα εισέρχεται στο δίκτυο του SDH. Έπειτα, πραγματοποιείται επεξεργασία του τμήματος πολυπλεξίας (MSOH), μέσω του MSTE, που στο σχήμα είναι ο συνδυασμός ενός σύγχρονου πολυπλέκτη (synchronous multiplexer-SM), ενός οπτικού στοιχείου διασύνδεσης (synchronous digital crossconnect system-SDXS) και ενός πολυπλέκτη πρόσβασης (access multiplexer-AM) ή ενός αποπολυπλέκτη πρόσβασης (access demultiplexer-AD). Εκεί γίνεται ο συγχρονισμός μεταξύ των κυριότερων κόμβων του δικτύου και εποπτεύονται τα λάθη μεταξύ αυτών. Στη συνέχεια, το τμήμα αναγέννησης (RSOH) μεταβάλλεται από ένα στοιχείο RSTE που μπορεί να αποτελείται από ένα οπτικό αναγεννητή (OR), ένα σύγχρονο πολυπλέκτη (SM), ένα οπτικό στοιχείο διασύνδεσης (SDXS), ένα πολυπλέκτη πρόσβασης (AM), ή ένα αποπολυπλέκτη πρόσβασης (AD). Στο σημείο αυτό εντοπίζονται τα σφάλματα μεταξύ όλων των κόμβων του δικτύου. Τέλος, το Path Overhead (POH) αφαιρείται από ένα PTE (αυτή τη φορά έναν αποπολυπλέκτη AD) και η διαδικασία ολοκληρώνεται.

5.1.2 Πολυπλεξία σήματος και επίπεδα μετάδοσης του SDH

Μερικά χαρακτηριστικά επίπεδα μετάδοσης στη Σύγχρονη Ψηφιακή Ιεραρχία είναι τα STM-1, STM-4, STM-16, STM-64, STM-256 και γενικά είναι της μορφής STM-N, με $N = 2^k$ ($k = 0, 1, 2..12$). Αξίζει να σημειωθεί ότι για λόγους πληρότητας της ορολογίας SDH, ορίζεται και το επίπεδο μετάδοσης STM-0, με ρυθμό μετάδοσης τα 51.84 Mb/s (ίσο με το $1/3$ του αντίστοιχου ρυθμού του STM-1). Όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5.4**, ένα σήμα STM-4 δημιουργείται από την πολυπλεξία τεσσάρων πλαισίων STM-1. Ο βασικός ρυθμός μετάδοσης των πλαισίων παραμένει στα 8000 πλαίσια/sec, όμως η συνολική χωρητικότητα τετραπλασιάζεται, φτάνοντας τα $4 \times 155.52 \text{ Mb/s} = 622.08 \text{ Mb/s}$ [5.2].



Σχήμα 5.4: Πολυπλεξία τεσσάρων πλαισίων STM-1 για τη δημιουργία ενός STM-4

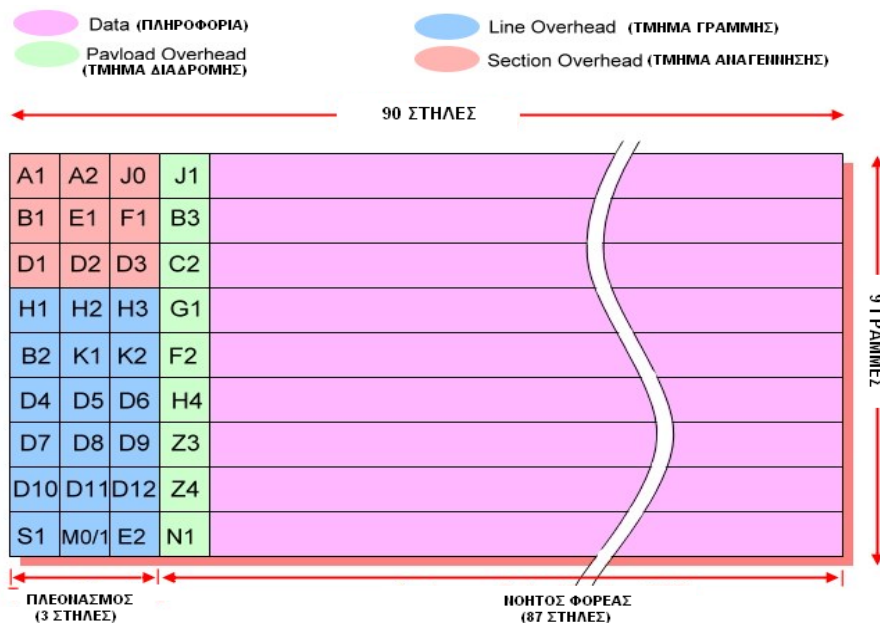
Με ανάλογο τρόπο τέσσερα πλαίσια STM-4 μπορούν να πολυπλεχθούν ώστε να σχηματιστεί ένα STM-16 κ.ο.κ. Στον **Πίνακα 5.1** παρουσιάζονται ορισμένα από τα πρότυπα μετάδοσης πλαισίων του SDH, ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας και ο μέγιστος αριθμός των τηλεφωνικών καναλιών 64 bit/sec που μπορούν να μεταδοθούν σε κάθε πρότυπο [5.2].

ΤΥΠΟΣ ΠΛΑΙΣΙΟΥ	ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ	ΜΕΓΙΣΤΟΣ ΑΡΙΘΜΟΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΚΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ
STM-0	51.84 Mbit/s	480
STM-1	155.52 Mbit/s	1,920
STM-4	622.08 Mbit/s	7,680
STM-16	2.488 Gbit/s	30,720

Πίνακας 5.1: Πρότυπα μετάδοσης πλαισίων του SDH, ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας και ο μέγιστος αριθμός των τηλεφωνικών καναλιών 64 bit/sec που μπορούν να μεταδοθούν σε κάθε πρότυπο.

5.2 Το πρότυπο επικοινωνίας SONET

Στην παρούσα παράγραφο γίνεται μια σύντομη αναφορά στο Σύγχρονο Οπτικό Δίκτυο (Synchronous Optical Network - SONET). Το πρότυπο αυτό υιοθετήθηκε από το Αμερικανικό Εθνικό Ινστιτούτο Προτυποποίησης (ANSI) και κυριαρχεί στα οπτικά δίκτυα της Βορείου Αμερικής. Είναι στενά συνδεδεμένο με το SDH, αφού η διαδικασία της πολυπλεξίας είναι η ίδια, ενώ και τα στοιχειώδη πλαίσια έχουν παρόμοια δομή. Η βασική μονάδα πληροφορίας του SONET [5.3] είναι το πλαίσιο STS-1, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5.5**.



Σχήμα 5.5: Το βασικό πλαίσιο STS-1 του SONET

Αποτελείται από 9 σειρές των 90 bytes ($90 \times 8 = 720$ bits) η κάθε μία και συνολικά από $9 \times 90 = 810$ bytes ($810 \times 8 = 6.480$ bits) πληροφορίας. Οι πρώτες 3 στήλες κάθε γραμμής συνθέτουν τον σταθερό πλεονασμό, συνολικά $3 \times 9 = 27$ bytes ή $27 \times 8 = 216$ bits, ενώ οι υπόλοιπες 87 περιέχουν το ωφέλιμο φορτίο και τον «πλεονασμό διαδρομής» (POH). Η σειρά μετάδοσης είναι ταυτόσημη του SDH, ενώ και η διάρκειά του πλαισίου είναι 125μs, δηλαδή μεταδίδονται 8.000 πλαίσια/sec. Ο ρυθμός μετάδοσης είναι ίσος με $6.480 \text{ bits/πλαίσιο} \times 8.000 \text{ πλαίσια/s} = 51.840.000 \text{ bps} = 51,840\text{Mb/s}$. Κατ' αναλογία με το SDH, οι πρώτες 3 σειρές του σταθερού πλεονασμού συνθέτουν το «τμήμα αναγέννησης», η τέταρτη το «τμήμα δεικτών» και οι υπόλοιπες το «τμήμα γραμμής». Επίσης, η τέταρτη στήλη του πλαισίου συνιστά τον πλεονασμό διαδρομής, ενώ η οφέλιμη πληροφορία μεταφέρεται στα υπόλοιπα byte του πλαισίου. Η λειτουργία κάθε τμήματος είναι ίδια με αυτή του SDH, όπως και η δομή του δικτύου μετάδοσης. Από την άλλη, η πιο αξιοσημείωτη διαφορά των δύο προτύπων είναι ότι η βασική μονάδα μετάδοσης του SONET (STS-1) έχει ρυθμό μετάδοσης ίσο με $\frac{1}{3}$ της αντίστοιχης του SDH (STM-1).

Τα επίπεδα μετάδοσης στο πρότυπο SONET ακολουθούν τον κανόνα STS-3N, με χαρακτηριστικότερα τα STS-3, STS-12, STS-192, για $N = 2^k$ ($k = 0,2,4...10$). Ο ρυθμός μετάδοσης του STS-1 του SONET, ταυτίζεται με τον αντίστοιχο του STM-0 του SDH, ο ρυθμός του STS-3 με αυτόν του STM-1, ο ρυθμός του STS-12 με αυτόν του STS-4 κ.ο.κ. Στον **Πίνακα 5.2** παρουσιάζεται αναλυτικότερα η αντιστοιχία των πλαισίων μεταξύ των δύο προτύπων επικοινωνίας, καθώς και ο ρυθμός μετάδοσης για καθένα από αυτά.

SONET ΤΥΠΟΣ ΠΛΑΙΣΙΟΥ	SDH ΤΥΠΟΣ ΠΛΑΙΣΙΟΥ	ΡΥΘΜΟΣ ΓΡΑΜΜΗΣ (kbit/s)
STS-1	STM-0	51840
STS-3	STM-1	155520
STS-12	STM-4	622080
STS-24	STM-8	1244160
STS-48	STM-16	2488320
STS-96	STM-32	4976640
STS-192	STM-64	9953280
STS-768	STM-256	39813120
STS-1536	STM-512	79626120
STS-3072	STM-1024	159252240

Πίνακας 5.2: Αντιστοιχία των πλαισίων των SDH/SONET μεταξύ των δύο προτύπων επικοινωνίας, καθώς και ο ρυθμός μετάδοσης για καθένα από αυτά

Η ευέλικτη αρχιτεκτονική και η αυξημένη διαθεσιμότητα εύρους ζώνης που παρέχουν τα πρότυπα SDH και SONET έναντι των προγενέστερων ασύγχρονων τεχνικών, προσδίδουν στις μεταδόσεις ορισμένα σημαντικά οφέλη [5.4]:

- Παρέχεται η δυνατότητα για επίβλεψη και διόρθωση σφαλμάτων. Ορισμένα από τα bytes του πλεονεσμού επιτελούν εργασίες εντοπισμού σφαλμάτων και επιπλέον παρέχεται χώρος για bytes εντοπισμού και διόρθωσης λαθών από συστήματα κωδικοποίησης «εντός ζώνης» (in-band FEC).
- Η ύπαρξη ενός κοινού πλαισίου επιτρέπει τη συμβατότητα μεταξύ Ευρωπαϊκών και Βορειοαμερικανικών σημάτων, βήμα σημαντικό για την υλοποίηση ενός παγκόσμιου δικτύου.
- Είναι δυνατή η ανταλλαγή δεδομένων μεταξύ διαφορετικών συστημάτων (interoperability).

- Λόγω της πολυπλεξίας σε ένα στάδιο, η προσθήκη/αφαίρεση (add/drop) σημάτων από το πλαίσιο είναι εύκολη διαδικασία, σε αντίθεση με την PDH όπου γίνεται σταδιακά.
- Τα STM-N/STM-3N πλαίσια μεταδίδονται σε τακτά διαστήματα των 125 μsec, ανεξάρτητα από την τιμή του N. Έτσι, σήματα χαμηλών ταχυτήτων, όπως το DS-0 (φωνή), μπορούν να ληφθούν άμεσα από το πλαίσιο.
- Ένα μοναδικό γνώρισμα των SDH/SONET είναι η δομημένη μορφή των πλαισίων μετάδοσης, η οποία επιτρέπει τον καταμερισμό εργασίας, ενώ επίσης καθιστά αποδοτική την αυτοσυντήρηση (OAM).
- Όσον αφορά την ποσότητα της προστιθέμενης πληροφορίας (overhead), υπάρχουν περιπτώσεις που αυτή υπερβαίνει το 10% των STM/STS πλαισίων, μια πολυτέλεια που ενώ στο PDH θα δημιουργούσε πρόβλημα, στα SDH/SONET δεν δημιουργεί κανένα προβληματισμό λόγω των υψηλών ταχυτήτων των SDH/SONET δικτύων.
- Είναι εφικτή η ομαδοποίηση μικρότερων στοιχείων τηλεπικοινωνιακής κίνησης σε μεγαλύτερα ενιαία τμήματα (grooming), με σκοπό την αποδοτικότερη χρήση των υπηρεσιών του δικτύου.
- Παρέχεται η δυνατότητα προσαρμογής σε μελλοντικές εφαρμογές.

5.3 Η εξέλιξη των αρχιτεκτονικών διόρθωσης σφαλμάτων FEC

Η εξέλιξη των οπτικών δικτύων τα τελευταία χρόνια έχει οδηγήσει σε αλματώδη πρόοδο των υπηρεσιών internet που προσφέρονται στους χρήστες. Η τεχνική FEC αποτελεί έναν από τους βασικότερους αρωγούς για την αποτελεσματική αξιοποίηση του τεραστίου εύρους ζώνης που παρέχεται και τη βελτίωση της ποιότητας της μετάδοσης. Αρχικά, εφαρμόστηκε σε οπτικά συστήματα όπου χρησιμοποιούνταν η πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (WDM), με σκοπό την εξάλειψη του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής (amplified spontaneous emission-

ASE) στους οπτικούς ενισχυτές (Optical Amplifiers—OAs). Τα πρώτα αυτά συστήματα παρουσίαζαν κέρδος κωδικοποίησης της τάξης των 6dB. Έπειτα, με την άνοδο του ρυθμού μετάδοσης στα 10Gb/s, αυξήθηκαν και τα φαινόμενα οπτικών αποσβέσεων, όπως τα μη γραμμικά φαινόμενα, η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion) και η διασπορά λόγω πόλωσης (polarization mode dispersion). Η δεύτερη γενιά FEC αντιμετώπισε τις παραπάνω αποσβέσεις, αυξάνοντας παράλληλα το κέρδος κωδικοποίησης στα 8dB. Στη συνέχεια, δημιουργήθηκε η ανάγκη για αναγέννηση του σήματος με καθαρά οπτικό τρόπο, γεγονός που οδήγησε στον πολλαπλασιασμό των σφαλμάτων στις μεταδόσεις. Έτσι, επινοήθηκε η τρίτη γενιά FEC, η οποία εφαρμόζεται σε δίκτυα τεχνολογίας 40Gb/s και εξασφαλίζει οπτική διαφάνεια (αποφυγή της μετατροπής του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό στο μεγαλύτερο δυνατό βαθμό). Εδώ, το κέρδος κωδικοποίησης κυμαίνεται στα 10dB.

Υπάρχει μία πληθώρα διαθέσιμων συστημάτων FEC στη σημερινή αγορά. Η διαφορά τους εντοπίζεται σε παράγοντες όπως η μεταδιδόμενη πλεονάζουσα πληροφορία, το κέρδος κωδικοποίησης, η πολυπλοκότητα της υλοποίησης, η δυνατότητα διόρθωσης ομοβροντίας λαθών, η βελτίωση του BER κ.α. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται αναλυτικότερα η εξέλιξη των αρχιτεκτονικών FEC που αναπτύχθηκαν στο χώρο των οπτικών δικτύων, κατά την πάροδο των τελευταίων ετών. Τα συστήματα αυτά κατηγοριοποιούνται σε τρεις γενιές, με βασικό κριτήριο το κέρδος κωδικοποίησης της εκάστοτε μεθόδου.

5.3.1 Κωδικοποίηση 1^{ης} γενιάς

Στα μέσα της δεκαετίας του 1990, έγιναν για πρώτη φορά διαθέσιμοι στην αγορά οι ενισχυτές Ερβίου (erbium doped fiber amplifiers—EDFA). Οι συσκευές αυτές επέτρεψαν την απευθείας ενίσχυση των οπτικών σημάτων, παρακάμπτοντας την ανάγκη για μετατροπή τους σε ηλεκτρονική μορφή. Με τον τρόπο αυτό έγινε οικονομικά προσιτή η τεχνική πολυπλεξίας με διαίρεση στο μήκος κύματος (WDM). Παρ' όλα αυτά, λόγω της φύσης τους, οι οπτικοί ενισχυτές αλλοιώνουν το σήμα

εισάγοντας θόρυβο (amplified spontaneous emission-ASE). Ταυτόχρονα, προσφέρουν μόνο ενίσχυση 1R (Reamplification), αφού δεν αποκαθιστούν το ιδανικό σχήμα των παλμών (reshaping) και δε διορθώνουν τη χρονική ολίσθηση του σήματος (retiming). Η ανάγκη για την επίλυση των παραπάνω προβλημάτων, οδήγησε στην επινόηση της κωδικοποίησης FEC πρώτης γενιάς.

Το 1996, η ITU-T εξέδωσε την πρώτη σχετική σύσταση (G.975) για την υλοποίηση συστημάτων FEC. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε κώδικας RS(255,239) σε υποβρύχιες οπτικές τηλεπικοινωνίες. Η εκτεταμένη χρήση των κωδίκων Reed-Solomon σε εφαρμογές όπως οι δορυφορικές επικοινωνίες και τα compact disks, αποτέλεσε τη βάση για την αξιοποίησή τους και στο χώρο των οπτικών δικτύων. Το 2003, στα πλαίσια της τυποποίησης των οπτικών δικτύων μεταφοράς (optical transport networks-OTN), η ITU-T εξέδωσε τη σύσταση G.709, η οποία προτείνει επίσης τη χρήση του κώδικα RS(255,239), στα σημεία διασύνδεσης οπτικών δικτύων διαφορετικής ιδιοκτησίας.

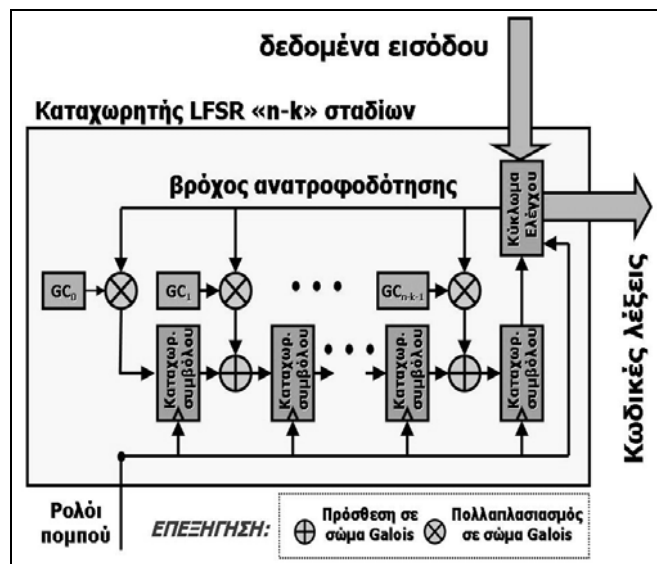
Η ελάχιστη απόσταση κώδικα αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά ενός κώδικα και καθορίζει τον ελάχιστο αριθμό των σφαλμάτων που απαιτούνται για να παραμορφώσουν ένα σήμα κατά τέτοιο τρόπο, ώστε ο δέκτης να μην είναι σε θέση να το ερμηνεύσει σωστά. Οι κώδικες RS έχουν τη δυνατότητα να πετυχαίνουν τη μέγιστη δυνατή «ελάχιστη απόσταση» για δεδομένες διαστάσεις (n,k) . Η d_{\min} κάθε RS κώδικα ισούται με $n - k + 1$ σύμβολα, όπου n το πλήθος των συμβόλων (μήκος) της κωδικής λέξης που προκύπτει από την προσθήκη πλεονασμού στο αρχικό μήνυμα και k το πλήθος των συμβόλων του αρχικού μηνύματος. Η ικανότητα ανίχνευσης λαθών ανέρχεται σε $n-k$ σφάλματα, ενώ διορθώνονται μέχρι $(n-k)/2$ (αν η διαίρεση με το 2 δίνει υπόλοιπο $\frac{1}{2}$, τότε αυτό στην πράξη αγνοείται). Σε γενικές γραμμές, για τη διόρθωση κάθε σφάλματος απαιτούνται δύο σύμβολα ισοτιμίας (parity bits): ένα για τον εντοπισμό της θέσης του μέσα στην κωδική λέξη και ένα για τον προσδιορισμό της τιμής του. Σε κάποιες περιπτώσεις όμως, η θέση του σφάλματος είναι γνωστή στον αποκωδικοποιητή. Τότε, το σφάλμα ονομάζεται

«διαγραφή» (erasure). Εάν E το πλήθος των συνολικών σφαλμάτων και e αυτό των διαγραφών, η ικανότητα διόρθωσης είναι.

$$E \leq \left\lfloor \frac{n-k-e}{2} \right\rfloor \quad (1)$$

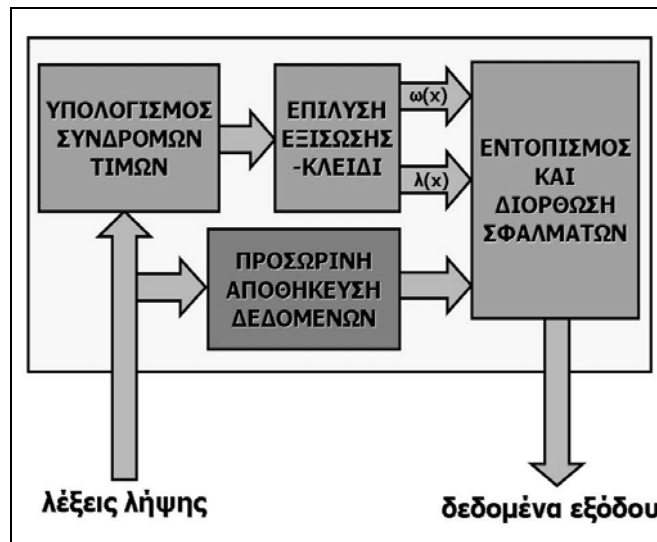
Στο **Σχήμα 5.6** παρουσιάζεται το κύκλωμα το οποίο χρησιμοποιείται για την κωδικοποίηση RS(n,k). Είναι ένας καταχωρητής γραμμικής ανατροφοδότησης «Linear Feedback Shift Register» (LFSR), $n-k$ συντελεστών. Ο κωδικοποιητής επιβάλλει στις λέξεις που γεννά, να έχουν τις ίδιες $n-k$ αλγεβρικές ρίζες (AR_i) με το πολυώνυμο γεννήτορα του κώδικα. Ο όρος «πολυώνυμο γεννήτορας του κώδικα» (code-generator polynomial) που συμβολίζεται με $g(x)$, προσδιορίζει κάθε κώδικα RS(n,k) μοναδικά. Η σχέση που συνδέει τους συντελεστές (CG_i) του πολυωνύμου γεννήτορα, με τις αλγεβρικές του ρίζες (AR_i) είναι:

$$g(x) = \prod_{i=1}^{n-k} (x - AR_i) = \prod_{i=h}^{n-k+h-1} (x - a^i) = \sum_{i=0}^{n-k} (CG_i \otimes x^i) \quad (2)$$



Σχήμα 5.6: Συστηματικός Reed-Solomon κωδικοποιητής

Ο αποκωδικοποιητής προσεγγίζει τη μέγιστη πιθανοφάνεια, δηλαδή αναζητά την κωδική λέξη, που μοιάζει περισσότερο στη ληφθείσα λέξη (bounded distance decoding). Η διαδικασία χωρίζεται σε 3 στάδια όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5.7**:



Σχήμα 5.7: Τα στάδια της αποκωδικοποίησης κατά Reed-Solomon

Αρχικά, πραγματοποιείται ο υπολογισμός των «συνδρόμων τιμών» (syndrome-values). Οι «σύνδρομες τιμές» είναι ένα σύνολο τιμών με τις οποίες εξακριβώνεται αν οι ρίζες (AR_i) του πολυωνύμου γεννήτορα $g(x)$, εξακολουθούν να ισχύουν στη ληφθείσα λέξη. Αν όλες οι σύνδρομες τιμές είναι μηδενικές, τότε η αποκωδικοποίηση σταματά. Σε διαφορετική περίπτωση συνεχίζεται σε δεύτερο στάδιο, όπου γίνεται η επίλυση της «εξίσωσης κλειδιού». Εδώ, σχηματίζονται τα πολυώνυμα «εντοπισμού των σφαλμάτων» $\lambda(x)$ και «διόρθωσης των σφαλμάτων» $\omega(x)$, σε συνάρτηση με τις «σύνδρομες τιμές». Οι ρίζες του $\lambda(x)$ υποδεικνύουν ποια σύμβολα μέσα στην κωδική λέξη έχουν διαστρεβλωθεί, ενώ οι αντίστοιχες του $\omega(x)$ φανερώνουν την τιμή κάθε σφάλματος. Βασικό ρόλο για την επιλογή ενός αλγορίθμου επίλυσης της εξίσωσης-κλειδιού, παίζει η ικανότητά του για σύγκλιση σε λύση με πεπερασμένο και σταθερό ρυθμό βημάτων. Ένα ακόμη κριτήριο που λαμβάνεται υπόψη είναι η πολυπλοκότητα της υλοποίησης. Οι πιο αποδοτικοί αλγόριθμοι είναι αυτοί των «Berlekamp και Massey» [5.5] και του Ευκλείδη [5.6]. Προχωρώντας, στο τρίτο και τελευταίο στάδιο, γίνεται η διόρθωση των σφαλμάτων.

Οι θέσεις των σφαλμάτων προσδιορίζονται από τις ρίζες του πολυωνύμου $\lambda(x)$. Επειδή η επίλυση του $\lambda(x)$ είναι δυνατή μόνο για πολύ μικρούς βαθμούς, χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος «αναζήτησης του Chien». Όλες οι δυνατές τιμές δοκιμάζονται εξαντλητικά και όταν κάποια από αυτές ικανοποιεί την εξίσωση $\lambda(x)=0$, τότε το σφάλμα διορθώνεται βάσει του $\omega(x)$.

Όπως γίνεται αντιληπτό, η αποκωδικοποίηση των δεδομένων εισάγει σημαντική καθυστέρηση στο σύστημα. Κατά τη διάρκεια της, τα δεδομένα αποθηκεύονται σε μια προσωρινή μνήμη. Για την ολοκλήρωση του πρώτου σταδίου πρέπει και το τελευταίο χρονικά σύμβολο της ληφθείσας λέξης να γίνει διαθέσιμο. Έτσι, όταν το δεύτερο στάδιο ξεκινά, όλη η ληφθείσα λέξη είναι αποθηκευμένη μέσα στην προσωρινή μνήμη. Η καθυστέρηση που εισάγεται, είναι ίση με τη διάρκεια της κωδικής λέξης. Το δεύτερο στάδιο, εισάγει μια επιπλέον καθυστέρηση διάρκειας ίσης με το χρόνο επίλυσης της λέξης-κλειδιού (περίπου 10% της διάρκειας μιας κωδικής λέξης). Τέλος, το τρίτο επίπεδο δε συμβάλλει στην καθυστέρηση, αφού τα σύμβολα γίνονται άμεσα διαθέσιμα στην έξοδο. Από τα παραπάνω διαπιστώνεται ότι η καθυστέρηση των δεδομένων σε ένα τέτοιο σύστημα είναι περίπου ίση με τη διάρκεια μιας κωδικής λέξης.

Στο σημείο αυτό, αξίζει να σημειωθεί ότι μπορούν να εφαρμοστούν τεχνικές για τη βελτίωση της διορθωτικής ικανότητας των κωδικών RS. Η κυριότερη από αυτές ονομάζεται «γραμμική ή τύπου-μπλοκ αναδιάταξη» (block interleaving). Ο βασικότερος λόγος για τον οποίο εφαρμόζεται αυτή η τεχνική, είναι η καταπολέμηση των λαθών που εμφανίζονται σε ομοβροντίες (burst errors) Στην αναδιάταξη-μπλοκ με βάθος I στην πλευρά του πομπού, γίνεται παράλληλη κωδικοποίηση των συμβόλων καθαρής πληροφορίας εισόδου σε I κωδικές λέξεις, οι οποίες διαδέχονται η μία την άλλη κυκλικά, δεχόμενες ένα σύμβολο τη φορά. Η διαδικασία αυτή προκαλεί την ανακατανομή των σφαλμάτων στους I επιμέρους κώδικες, ώστε κανένας από αυτούς να μην αντιμετωπίσει περισσότερα σφάλματα απ' όσα είναι ικανός να διορθώσει. Αντίστοιχα στην πλευρά του δέκτη, κάθε σύμβολο που λαμβάνεται, κατανέμεται κυκλικά σε έναν από τους I διαθέσιμους

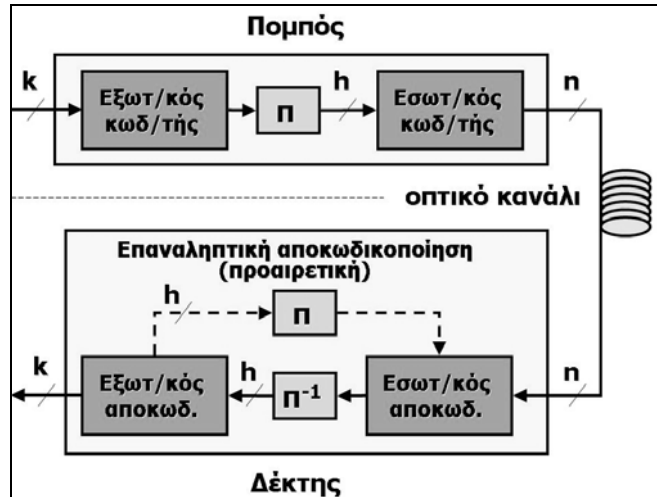
αποκωδικοποιητές. Οι συστάσεις G.975 και G.709 της ITU-T προτείνουν τη χρήση του κώδικα RS(255,239) σε συνδυασμό με αναδιάταξη τύπου μπλοκ, για $l=16$.

Τα συστήματα FEC πρώτης γενιάς εφαρμόζονται σε οπτικά δίκτυα μέσου και μεγάλου βεληνεκού (IR/LR), για συστήματα μέχρι 10Gb/s. Η υλοποίηση γίνεται με προϊόντα που υπακούν στο πρότυπο G.709 της ITU-T, όπως τα εξής: Intel® IXF30005™ (WRAP100), AMCC® HUDSON 2.0™ και AMCC® RUBICON-Metro™. Επίσης, σε ταχύτητα 40Gb/s διατίθεται το προϊόν: AHA® G709D-40™. Το κέρδος κωδικοποίησης είναι της τάξης των 6db, για ρυθμό σφαλμάτων εξόδου BER ίσο με 10^{-12} και θόρυβο AWGN στο κανάλι.

5.3.2 Κωδικοποίηση 2^{ης} γενιάς

Η ολοένα και μεγαλύτερη εξάπλωση των οπτικών δικτύων σε συνδυασμό με την εφαρμογή της τεχνολογίας DWDM, οδήγησαν σε αύξηση των απωλειών στις οπτικές μεταδόσεις. Στα τέλη της δεκαετίας του 1990 και με την άνοδο του ρυθμού μετάδοσης στα 10Gb/s, η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion—CD) αποτέλεσε το κύριο πρόβλημα που έπρεπε να αντιμετωπίσουν οι μηχανικοί. Επειδή οι μέχρι τότε υλοποιήσεις διόρθωσης λαθών σταδιακά γίνονταν ανεπαρκείς, ξεκίνησε η ανάπτυξη νέων, ισχυρότερων συστημάτων. Η τυποποίηση των συστημάτων αυτών έγινε από την ITU-T το 2004 με τη σύσταση G.975.1. Εδώ, το επιπλέον κέρδος σε σχέση με τις υλοποιήσεις τις πρώτης γενιάς αγγίζει τα 2dB.

Στα συστήματα της δεύτερης γενιάς χρησιμοποιείται η τεχνική της επαναληπτικής αποκωδικοποίησης, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5.8**.



Σχήμα 5.8: Κώδικες σε σειριακή αλληλουχία με επαναληπτική αποκωδικοποίηση

Στο παραπάνω σχήμα, με το γράμμα π συμβολίζεται ένας αναδιατάκτης, ενώ με το π^{-1} ένας αντίστροφος-αναδιατάκτης. Σκοπός της λειτουργίας του αναδιατάκτη είναι η ελαχιστοποίηση των «ασθενών» κωδικών λέξεων, δηλαδή εκείνων που διαθέτουν χαμηλό βάρος (μικρό πλήθος μη-μηδενικών συμβόλων). Γενικά, όσο λιγότερες είναι οι κωδικές λέξεις με βάρος ίσο ή παραπλήσιο της ελάχιστης απόστασης d_{\min} , τόσο μικρότερη η πιθανότητα εμφάνισης ενός σφάλματος αποκωδικοποίησης.

Αρχικά, υποθέτουμε ότι η αναδιάταξη-μπλοκ γίνεται με βάθος $l = h$. Τα δεδομένα που προκύπτουν από την κωδικοποίηση στον πομπό, έχουν μήκος n και εισέρχονται μέσω του οπτικού καναλιού στον εσωτερικό αποκωδικοποιητή. Με το τέλος της εσωτερικής αποκωδικοποίησης, τα h σύμβολα καθαρής πληροφορίας από τα συνολικά n της διορθωμένης λέξης δέχονται αντίστροφη-αναδιάταξη και εισάγονται στον εξωτερικό αποκωδικοποιητή, ενώ τα $n-h$ σύμβολα (parity bits) αποθηκεύονται προσωρινά. Κατά την έξοδο από τον εξωτερικό αποκωδικοποιητή, τα h σύμβολα εξόδου επανενώνονται με τα αποθηκευμένα $n-h$ bits. Το παραγόμενο αποτέλεσμα δέχεται αναδιάταξη για να διατηρηθεί η σωστή σειρά και στη συνέχεια το σύνολο των n συμβόλων της ληφθείσας λέξης, έχοντας υποστεί τις διορθώσεις της πρώτης επανάληψης, τροφοδοτείται εκ νέου στον εσωτερικό αποκωδικοποιητή για τη δεύτερη επανάληψη κ.ο.κ.. Στην πράξη, η διαδικασία αυτή συνεχίζεται για τρεις έως πέντε φορές, επαναληψεις ικανές για να προσδώσουν κέρδος κωδικοποίησης 8db.

Αξίζει να σημειωθεί ότι περισσότερες επαναλήψεις δεν προσφέρουν ουσιαστική βελτίωση στην απόδοση, αφού κάθε φορά η βελτίωση είναι όλο και μικρότερη. Ένα κριτήριο για τον πρόωρο τερματισμό των επαναληψεων, είναι η θέσπιση ενός ελάχιστου κατωφλίου αποδοχής.

Ένα χαρακτηριστικό σύστημα κωδικοποίησης FEC δεύτερης γενιάς, περιγράφεται αναλυτικά στην παράγραφο 1.3 της σύστασης ITU-T G.975.1 [5.7]. Υλοποιείται χρησιμοποιώντας κωδικοποίηση με αλληλουχία δύο κωδίκων σε σειρά, με τον BCH(3860,3824) στη θέση του εξωτερικού κώδικα και τον BCH(2040,1930) στη θέση του εσωτερικού. Η αναδιάταξη I έχει βάθος 128 bytes. Συνολικά, ο πλεονασμός ανέρχεται σε 6.69% και η επαναληπτική αποκωδικοποίηση ολοκληρώνεται σε τρεις πλήρεις κύκλους. Το καθαρό κέρδος κωδικοποίησης (NCG) είναι ίσο με 7.98dB, με BER αναφοράς ίσο με 10^{-12} .

Άλλο ένα ευρέως διαδεδομένο σύστημα δεύτερης γενιάς μπορεί να βρεθεί στην παράγραφο 1.7 της σύστασης ITU-T G.975.1 [2.7]. Βασίζεται επίσης σε κώδικες BCH, με τρεις επιλογές για το ποσοστό του πλεονασμού, όπως φαίνεται στον **Πίνακα 5.3**.

ΠΛΕΟΝΑΣΜΟΣ (%)	ΣΥΜΒΑΤΟΤΗΤΑ ΠΡΟΣ G.975.0	ΚΩΔΙΚΑΣ ΓΡΑΜΜΗΣ	ΚΩΔΙΚΑΣ ΣΤΗΛΗΣ	NCG (DB)
7	ΝΑΙ	BCH(900,860)	BCH(500,491)	7.53
11	ΟΧΙ	BCH(960,910)	BCH(510,492)	8.20
25	ΟΧΙ	BCH(884,774)	BCH(510,474)	9.04

Πίνακας 5.3: Βασικά χαρακτηριστικά της μεθόδου 1.7, ITU-T G.975.1

Παρατηρούμε λοιπόν ότι η δεύτερη γενιά FEC αποδίδει καθαρό κέρδος κωδικοποίησης κατά μέσο όρο κοντά στα 8dB που σε μερικές περιπτώσεις μπορεί να φτάσει και τα 9dB. Το επιπλέον κέρδος προσφέρεται με κόστος την αύξηση του καθαρού ρυθμού μετάδοσης, λόγω του σημαντικά αυξημένου πλεονασμού που

προστίθεται (έως και 30%). Για μεταδόσεις των 10Gb/s, τα κυριότερα προϊόντα που υπακούουν στη σύσταση G.975.1 είναι τα: Intel® IXF30007™ (e-FEC), Intel® IXF30009™ (u-FEC) και AMCC® NIAGARA™. Ταυτόχρονα, για ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s, διατίθεται το προϊόν CoreOptics® CO40FEC10™.

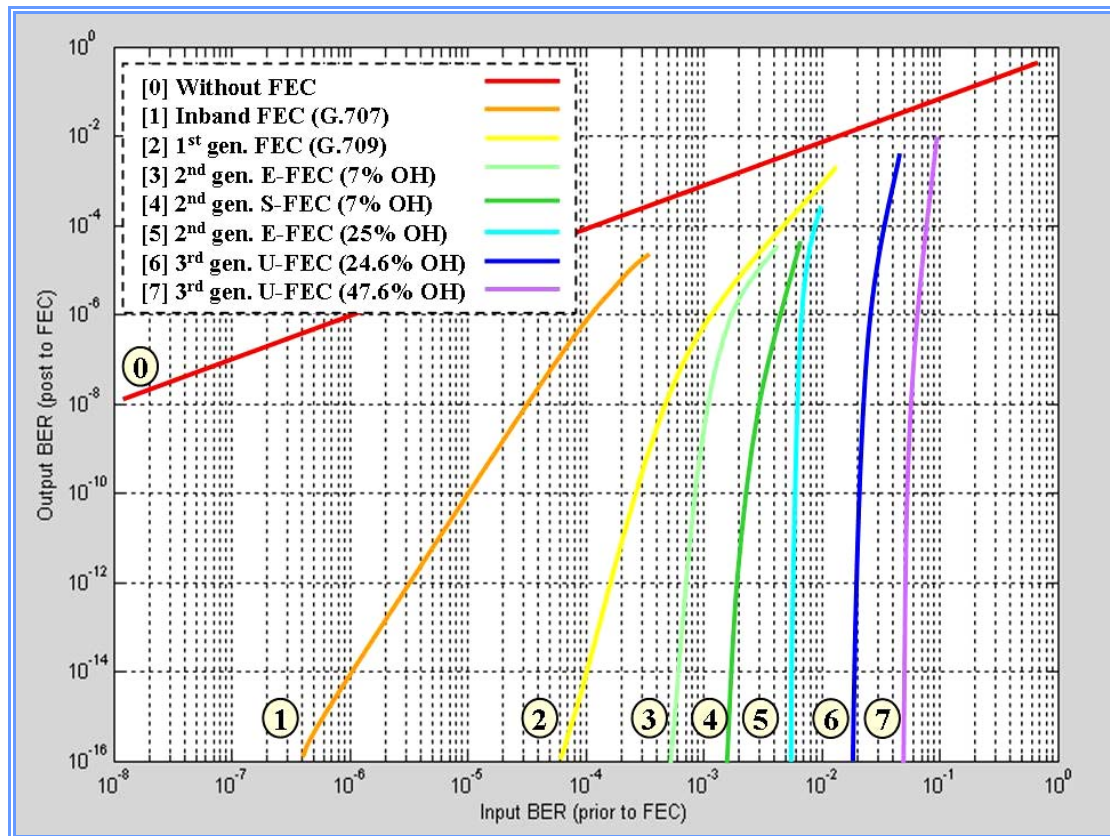
5.3.3 Κωδικοποίηση 3^{ης} γενιάς

Με την περαιτέρω εξέλιξη των οπτικών τηλεπικοινωνιών και την εφαρμογή της πολυπλεξίας DWDM σε δίκτυα 40Gb/s, η δεύτερη γενιά συστημάτων FEC, αδυνατεί να ανταποκριθεί πλήρως στο ρόλο της. Τα μη-γραμμικά φαινόμενα και η διασπορά του τρόπου πόλωσης (polarization mode dispersion–PMD), αποτελούν τους κύριους παράγοντες υποβάθμισης της ποιότητας των ζεύξεων. Ταυτόχρονα, οικονομικοί λόγοι (υπερβολικό κόστος υλοποίησης λόγω τεράστιων αποστάσεων) οδηγούν στην αναζήτηση μεθόδων για μείωση των ενδιάμεσων αναγεννητών σήματος. Τη λύση στα παραπάνω, ευελπιστεί να δώσει η ανάπτυξη της τρίτης γενιάς FEC, η οποία είναι και η τρέχουσα τεχνολογία αιχμής. Οι δύο κύριες αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούνται είναι η κωδικοποίηση Turbo, της οποίας το κέρδος κωδικοποίησης κυμαίνεται στα 10dB και η κωδικοποίηση LDPC, με αντίστοιχο κέρδος που αγγίζει τα 11dB. Αξίζει να σημειωθεί ότι έως σήμερα δεν διατίθενται στο εμπόριο προϊόντα τρίτης γενιάς. Η όποια εφαρμογή τους περιορίζεται σε εργαστηριακό επίπεδο και δε θα γίνει περαιτέρω ανάλυση στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας.

5.3.4 Εξέλιξη της απόδοσης των κωδίκων FEC

Στο **Σχήμα 5.9**, γίνεται σύγκριση της απόδοσης των διαφόρων μεθόδων FEC που αναπτύχθηκαν τα τελευταία δεκαπέντε χρόνια. Στον οριζόντιο άξονα απεικονίζεται ο ρυθμός σφαλμάτων εισόδου, χωρίς αποκωδικοποίηση FEC (input-BER). Στον κατακόρυφο άξονα απεικονίζεται ο ρυθμός σφαλμάτων εξόδου, δηλαδή με την

αποκωδικοποίηση FEC (output-BER). Το σημείο αναφοράς για όλες τις καμπύλες απόδοσης είναι ένα οπτικό κανάλι με λευκό προσθετικό θόρυβο Gauss (additive white Gaussian noise – AWGN). Χρησιμοποιούνται οι συντομογραφίες: Enhanced-FEC (E-FEC), Super-FEC (S-FEC), Ultra-FEC (U-FEC).



Σχήμα 5.9: Καμπύλες εξέλιξης της απόδοσης FEC σε οπτικές επικοινωνίες (4 & 6: πειραματικές, 7: από εξομοίωση, υπόλοιπες: θεωρητικές)

5.4 Η κωδικοποίηση «εντός ζώνης» και «εκτός ζώνης» με το σύστημα FOCUS

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η πλειοψηφία των σημερινών ευρωπαϊκών οπτικών δικτύων είναι βασισμένη στη Σύγχρονη Ψηφιακή Ιεραρχία, ενώ των αντίστοιχων αμερικανικών στο παρεμφερές SONET. Στα δίκτυα αυτά είναι που εφαρμόζονται οι τεχνικές FEC για τη βελτίωση της ποιότητας μετάδοσης. Σε γενικές

γραμμές, για τη δημιουργία ενός ισχυρού συστήματος διόρθωσης λαθών, απαιτείται αύξηση του μεταδιδόμενου ρυθμού πληροφορίας, λόγω του προστιθέμενου πλεονασμού. Η συγκεκριμένη μορφή υλοποίησης ονομάζεται κωδικοποίηση εκτός ζώνης (out-band coding - OBC). Παρ' όλα αυτά, η δομή των SDH/SONET δίνει τη δυνατότητα για προσθήκη επιπλέον bit ισοτιμίας στο σήμα, χωρίς την ταυτόχρονη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Αυτό επιτυγχάνεται με την εκμετάλλευση των αχρησιμοποίητων bit, του ήδη υπάρχοντος πλεονασμού (overhead), των πλαισίων STM-0/STS-1. Έτσι, υλοποιούνται τα συστήματα κωδικοποίησης FEC εντός ζώνης (in-band coding - IBC). Ορισμένα πλεονεκτήματα της κωδικοποίησης IBC έναντι της κωδικοποίησης OBC είναι τα ακόλουθα:

- α) Η προσθήκη της κωδικοποίησης IBC σε οπτικά δίκτυα SDH/SONET γίνεται με χαμηλό κόστος, επειδή ο ρυθμός μετάδοσης δεν αλλάζει. Έτσι, αποφεύγονται η εκ νέου σχεδίαση της οπτικής ζεύξης και η αντικατάσταση όσων υποσυστημάτων ήταν εξειδικευμένα στον παλαιό ρυθμό μετάδοσης.
- β) Μία μέθοδος κωδικοποίησης IBC, που έχει σχεδιαστεί συγκεκριμένα για το ρυθμό μετάδοσης STM-X, μπορεί να επεκταθεί στους ανώτερους ρυθμούς $M > X$ της ψηφιακής ιεραρχίας SDH/SONET.
- γ) Εξαιτίας της φυσικής πολυπλεξίας των πλαισίων μετάδοσης SDH/SONET (σχηματίζονται πολυπλέκοντας ένα πλήθος από υπό-πλαίσια STM-0/STS-1), η κωδικοποίηση IBC γίνεται ιδανική για την αντιμετώπιση σφαλμάτων, που εμφανίζονται σε ομοβροντίες μεγάλης διάρκειας.

5.4.1 Κωδικοποίηση IBC με το σύστημα FOCUS

Στη συνέχεια του κεφαλαίου, γίνεται παρουσίαση ενός συστήματος κωδικοποίησης «εντός ζώνης», το οποίο ονομάζεται Free-Of-Charge Uniform Shield (FOCUS). Η υλοποίηση του γίνεται με ένα ζεύγος ηλεκτρονικών καρτών, τοποθετημένες στα

σημεία μετάδοσης και λήψης του οπτικού κυκλώματος. Λειτουργία των καρτών είναι η αντιμετώπιση των σφαλμάτων, τα οποία οδηγούν στη μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (optical signal-to-noise ratio - OSNR). Αξίζει να σημειωθεί ότι για το σύστημα FOCUS, δεν υπάρχει διαφορά ανάμεσα στο SDH και στο SONET. Στην παρούσα διατριβή θα χρησιμοποιηθεί ορολογία SDH, καθότι το SDH έχει υιοθετηθεί από την ITU ως το βασικό πρότυπο μετάδοσης και χρησιμοποιείται σήμερα σχεδόν αποκλειστικά διεθνώς, με εξαίρεση τη Βόρεια Αμερική που διατηρεί το SONET.

5.4.2 Περιγραφή των διαθέσιμων οκτάδων πλεονασμού και επιλογή του καταλληλότερου κώδικα για την υλοποίηση του FOCUS

Όπως αναφέρθηκε, μέσα στον πλεονασμό των πλαισίων STM-1/STS-1 υπάρχουν bits τα οποία δεν είναι απαραίτητα για την εκτέλεση συνηθισμένων λειτουργιών των δικτύων. Από τη μία πλευρά, υπάρχουν οι οκτάδες bit μελλοντικής χρήσης (for-future-use–FFU) και από την άλλη οι οκτάδες εκτός χρήσης (out-of-use–OOU). Μερικοί από τους λόγους για τους οποίους αυτά τα bit δε χρησιμοποιούνται παρουσιάζονται παρακάτω:

- Είναι ορισμένα μόνο για το πρώτο υποπλαίσιο STM-0 στο εσωτερικό ενός STM-N, π.χ. αν υποθέσουμε ένα πλαίσιο STM-64, η οκτάδα B1 δε χρησιμοποιείται στα STM-2,3...192
- Μερικά από αυτά χρησιμοποιούνται μόνο κατά την εγκατάσταση του δικτύου ή την επισκευή του από τεχνικό προσωπικό, λ.χ. η οκτάδα E1. Κατά το διάστημα αυτό, το σύστημα ελέγχου μπορεί να απενεργοποιηθεί προσωρινά και έπειτα να επαναλειτουργήσει.
- Έχουν οριστεί μόνο για εθνική χρήση (λ.χ. στατιστικά επικοινωνίας, προέλευση του σήματος κ.α.), οπότε η λειτουργία τους εναπόκειται στην κρίση των κατά τόπους φορέων.

- Είναι οκτάδες γενικής χρήσης, λ.χ. οι D_x , $1 \leq x \leq 12$. Αυτές ονομάζονται οκτάδες καναλιών επικοινωνίας και βοηθούν στη διαχείριση του δικτύου. Παραδείγματος χάρη, οι οκτάδες $D1, D2, D3$ του RSOH σχηματίζουν ένα κανάλι για την επικοινωνία με τους αναγεννητές του δικτύου, ενώ οι D_x στο MSOH λειτουργούν ανάλογα για την επικοινωνία με τα στοιχεία LTE του δικτύου. Στην πράξη, πολλές φορές το δίκτυο δεν εκμεταλλεύεται τις οκτάδες αυτές ή λαμβάνει υπόψη μόνο την οκτάδα D_x του υποπλαισίου STM-0, ενώ αυτές των 2..3-N παραμένουν αχρησιμοποίητες.

Επιπλέον οι οκτάδες bit $B1, B2$ δεν είναι απαραίτητες υπό την παρουσία του FEC, εκτός από τις περιπτώσεις όπισθεν συμβατότητας με λογισμικό διαχείρισης του δικτύου. Το σύστημα διόρθωσης λαθών είναι σε θέση να παρέχει στατιστικά στοιχεία υψηλότερης ακριβείας για την οπτική μετάδοση. Έτσι, οι $B1, B2$ μπορούν να συνυπάρχουν μαζί του ως οκτάδες επαλήθευσης ή να χρησιμοποιηθούν για την ενσωμάτωση των bit ελέγχου ισοτιμίας του FEC. Επιπρόσθετα, οι $A1, A2$ δεν είναι πάντα απαραίτητες. Στο σημείο αυτό αξίζει να σημειωθεί ότι ο πλεονασμός διαδρομής (Path Overhead) δεν προσφέρεται για την υλοποίηση της κωδικοποίησης εντός ζώνης, γιατί συνυπάρχει με την καθαρή μεταδιδόμενη πληροφορία, οπότε λαμβάνει μέρος στο μηχανισμό στοίχισης των πλαισίων και η εκμετάλλευσή του θα εισήγαγε μεγάλη πολυπλοκότητα στο σύστημα.

Τελικά, οι διαθέσιμες οκτάδες για να τη «φιλοξενία» συμβόλων ισοτιμίας είναι οι: $B1, E1, F1, D1-D12, E2$ (για όλα τα υποπλαισία STM-0 μέσα σε ένα STM-N) και οι $A1, A2, K1, K2, M1, S1$ (για μερικά από τα STM-0 μέσα σε ένα STM-N). Όπως φαίνεται και στον πίνακα 3.1, εξαιρώντας τις $A1, A2, B1, B2$, λόγω ειδικής λειτουργίας στα πλαίσια του SDH, οι υπόλοιπες διαθέσιμες οκτάδες ισούνται με δεκαέξι, υπάρχουν δηλαδή $16 \times 8 = 128$ bits διαθέσιμα για αποθήκευση συμβόλων ισοτιμίας, στη χειρότερη περίπτωση. Όπως γίνεται αντιληπτό, τα σύμβολα του ελέγχου σφαλμάτων σε κάθε STM-0, μπορούν να εμπεριέχονται μέσα σε 128 bit των RSOH

και MSOH. Στον **Πίνακα 5.5** παρουσιάζεται ο πίνακας 9.10 της σύστασης G.707 κατά ITU, η οποία περιέχει τις επιτρεπόμενες εξαιρέσεις από την ονομαστική χρήση των οκτάδων. Διαπιστώνουμε ότι δεν υπάρχει σύγκρουση μεταξύ των **Πινάκων 5.4** και **5.5**.

Γραμμή	Οκτάδες bit που είναι τελικά διαθέσιμες μέσα στα RSOH και MSOH κάθε υποπλασίου STM-0		
1	-	-	-
2	-	E1	F1
3	D1	D2	D3
4	-	-	-
5	-	-	-
6	D4	D5	D6
7	D7	D8	D9
8	D10	D11	D12
9	-	M1	E2

Πίνακας 5.4: Η διαθεσιμότητα οκτάδων πλεονασμού για την αποθήκευση bits ισοτιμίας, μέσα στα RSOH και MSOH, στη χειρότερη περίπτωση

Table 9-10/G.707/Y.1322 – Reduced SOH functionalities interface		
SOH bytes	Transmit functionality	Receive functionality
A1, A2	Required	Required
J0-Z0/C1	Optional	Optional
B1	Required	Unused
E1	Unused	Unused
F1	Unused	Unused
D1-D3	Unused	Unused
B2	Required	Required
K1, K2 (APS)	Optional	Optional
K2 (MS-AIS)	Required	Required
K2 (MS-RDI)	Required	Required
D4-D12	Unused	Unused
S1	Unused, 00001111 generated	Unused
M1	Required	Optional
E2	Unused	Unused
Other bytes	Unused	Unused
Required	These signals at the interface shall contain valid information as defined by this Recommendation.	
Optional	Valid information may or may not be present in these signals. Use of these functions shall be a local matter.	
Unused	This function is not defined at the interface. The contents should if not specified otherwise be either 00000000 or 11111111 according to regional standard.	

Πίνακας 5.5: Επιτρεπόμενες εξαιρέσεις, από την ονομαστική χρήση των οκτάδων

Η εφαρμογή του κώδικα RS(244,240,9) σε κάθε τριάδα γραμμών του STM-0, αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή για την υλοποίηση του FOCUS [5.8]. Ο κώδικας αυτός, έχει ελάχιστη απόσταση $d_{\min} = n - k + 1 = 244 - 240 + 1 = 5$ σύμβολα, ενώ επιτυγχάνει ανίχνευση 4 εσφαλμένων συμβόλων και διόρθωση $t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{5 - 1}{2} \right\rfloor = 2$ συμβόλων. Το block του κώδικα καλύπτει ακριβώς 3 συνεχείς γραμμές ενός υποπλαισίου STM-0 και αποτελείται από 3 γραμμές x 240 σύμβολα/γραμμή x 9 bits/σύμβολο = 2.610 bits (όσα και τα bit των 3 γραμμών). Τέσσερα σύμβολα ισοτιμίας (36 bits) εισάγονται ανά τριάδα γραμμών και αποθηκεύονται στο τμήμα του πλεονασμού (overhead) που αντιστοιχεί στην επόμενη τριάδα. Έτσι, η κωδικοποιημένη καθαρή πληροφορία διαχωρίζεται πλήρως από τα bit της ισοτιμίας. Η διορθωτική ικανότητα είναι ίση με $2 \times 9 = 18$ bits ανά τριάδα. Τελικά, στα κομμάτια του RSOH ή και MSOH δεσμεύονται πέντε οκτάδες

πλεονασμού ανά τριάδα ($5 \times 8 = 40$ bits/τριάδα). Αυτό φαίνεται και στον **Πίνακα 5.6**. Από τα συνολικά 40 αυτά bit, τα 36 θα δεσμευτούν από 4 σύμβολα ισοτιμίας (4×9 bit = 36 bit), ενώ τα υπόλοιπα 4 bit χρησιμοποιούνται ως κανάλι σηματοδότησης (λ.χ. FEC ON/OFF, κατάσταση λειτουργίας κ.α.). Σημειώνεται ότι η εξαίρεση της οκτάδας D7, είναι τυχαία επιλογή.

Γραμμή No	Τριάδα Γραμμών No	Διόρθωση λάθους για τριάδα No	Διαθεσιμότητα οκτάδων στο OH του STM-0		
1	3	2	-	-	-
2	1	3	-	<u>E1</u>	<u>F1</u>
3			D1	D2	D3
4			-	-	-
5	2	1	-	-	-
6			<u>D4</u>	<u>D5</u>	D6
7			-	D8	D9
8	3	2	D10	D11	D12
9			-	<u>M1</u>	<u>E2</u>

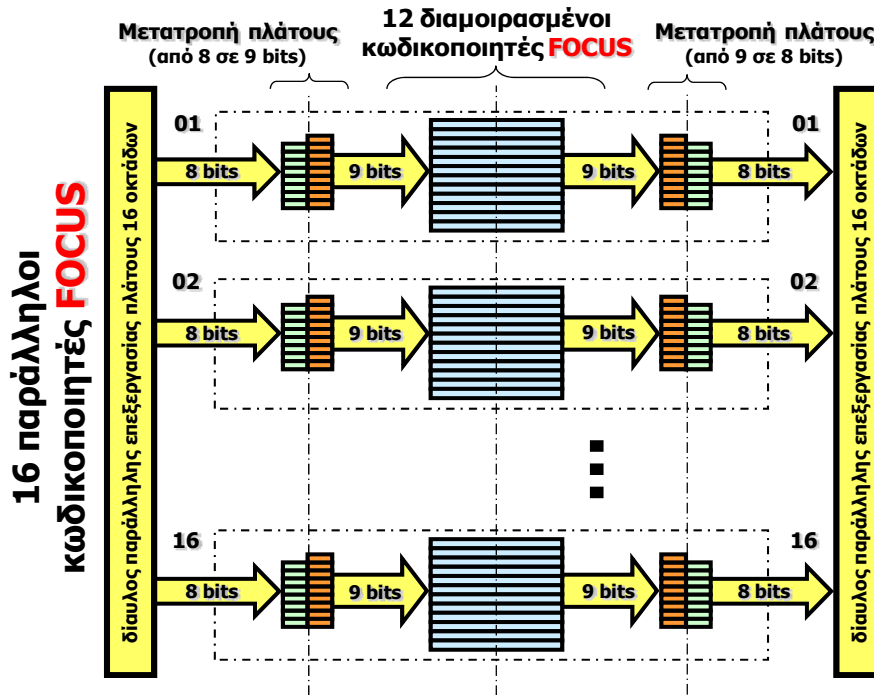
Πίνακας 5.6: Η διαθεσιμότητα οκτάδων στον πλεονασμό κάθε STM-0, στη χειρότερη περίπτωση.

Η διορθωτική ικανότητα κυμαίνεται μεταξύ των $[(1 \times 8) \times (3 \times N) + 9]$ bits και $[(2 \times 8) \times (3 \times N) + 2]$ bits. Μάλιστα, στην περίπτωση που η ομοβροντία λαθών υπερβεί το όριο μεταξύ δύο συνεχόμενων τριάδων, η ικανότητα διόρθωσης διπλασιάζεται, αφού εφαρμόζονται δύο κώδικες, ένας για κάθε τριάδα [5.8]. Συνολικά, θα μπορούσαμε να πούμε ότι αυτή η σημαντική ιδιότητα οφείλεται κατά κύριο λόγο

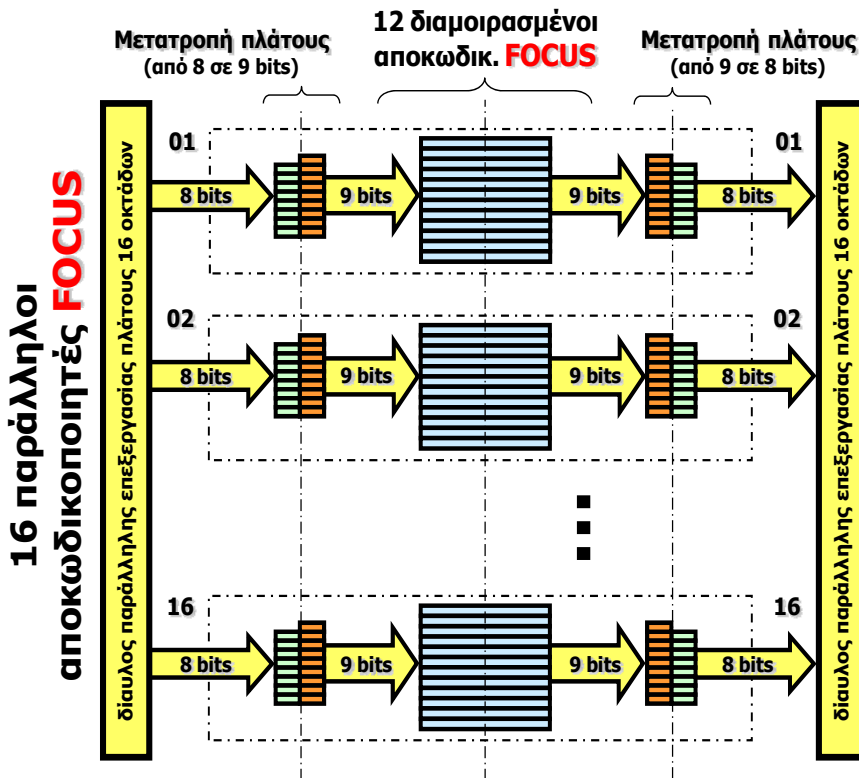
στην τεχνική αναδιάταξης (interleaving) που χρησιμοποιείται για κάθε οκτάδα του STM-N [5.8]. Επεκτείνοντας τη μέθοδο λ.χ. για πλαίσιο STM-64 ($N = 64$), η διορθωτική ικανότητα ομοβροντίας σφαλμάτων φθάνει τα $(2 \times 8) \times (3 \times 64) + 2 = 3.074$ bits, καλύπτοντας $3 \times 64 \times 90$ bytes/γραμμή $\times 8$ bits/byte $\times 3$ γραμμές = 414.720 bits (1 τριάδα γραμμών ενός STM-64). Τα προστιθέμενα bits του πλεονασμού είναι $64 \times 108 = 6.912$, ενώ τα συνολικά bits του κώδικα για κάθε τριάδα είναι $414.720 + 6.912 = 421.632$. Το ποσοστό είναι $3.074 / 421.632 = 0,0072$ ή 0.72%.

5.4.3 Υλοποίηση συστήματος κωδικοποίησης «εντός ζώνης» με κώδικα RS (244,240,9), σε ρυθμό STM-64

Οι λειτουργίες της κωδικοποίησης και της αποκωδικοποίησης του συστήματος «εντός ζώνης», πραγματοποιούνται μέσω 16 παράλληλα συνδεδεμένων μονάδων. Κάθε μια από αυτές, επεξεργάζεται 12 πλαίσια STM-0 μέσα σε 12 συνεχόμενους κύκλους ρολογιού. Έτσι, συνολικά συνδυάζονται $16 \times 12 = 192$ πλαίσια STS-0 σε ένα STS-64, όπως φαίνεται και στα **Σχήματα 5.10, 5.11**.



Σχήμα 5.10: 16 παράλληλα συνδεδεμένοι κωδικοποιητές RS στον πομπό.



Σχήμα 5.11: 16 παράλληλα συνδεδεμένοι αποκωδικοποιητές RS στο δέκτη.

Η διαδικασία της κωδικοποίησης

Η κωδικοποίηση των δεδομένων περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$c(x) = x^{\deg[g(x)]}m(x) + [x^{\deg[g(x)]}m(x) \bmod g(x)] \quad (3)$$

όπου $m(x)$ τα δεδομένα του μηνύματος, $c(x)$ η κωδικοποιημένη πληροφορία και \deg ο βαθμός του πολυωνύμου. Με $g(x)$ συμβολίζεται το πολυώνυμο γενήτορας και ισχύει:

$$g(x) = \prod_{j=0}^{2t-1} (x - a^{h+j}) = \sum_{j=0}^{2t} g_j x^j \quad (4)$$

,όπου a_j : οι ρίζες, g_j : οι συντελεστές του πολυωνύμου, $h=1$ και t : ο αριθμός των συμβόλων που μπορούν να διορθωθούν.

Η διαδικασία της αποκωδικοποίησης

Όπως φαίνεται και στο **Σχήμα 5.12**, η διαδικασία αποκωδικοποίησης περιλαμβάνει τρεις επί μέρους διεργασίες:

1. Γίνεται ο υπολογισμός των σύνδρομων τιμών (S_i): στην περίπτωση που όλες είναι μηδενικές, τότε δεν υπάρχουν σφάλματα. Ισχύει:

$$S_i = \begin{cases} r(\rho_i) = \sum_{j=0}^{n-1} r_j \cdot (\rho_i)^j \\ s(\rho_i) = \sum_{j=0}^{\deg[g(x)]-1} s_j \cdot (\rho_i)^j \end{cases} \quad (5)$$

όπου $s(x)$: το σύνδρομο πολυώνυμο, $r(x)$: η λαμβανόμενη λέξη (n : το μέγεθός της), ρ_i : οι ρίζες του πολυωνύμου γεννήτορα. Για την «ισχυρή λειτουργία» είναι $i = 1, 2, 3, 4$, ενώ για την «αδύναμη» $i = 1, 2$.

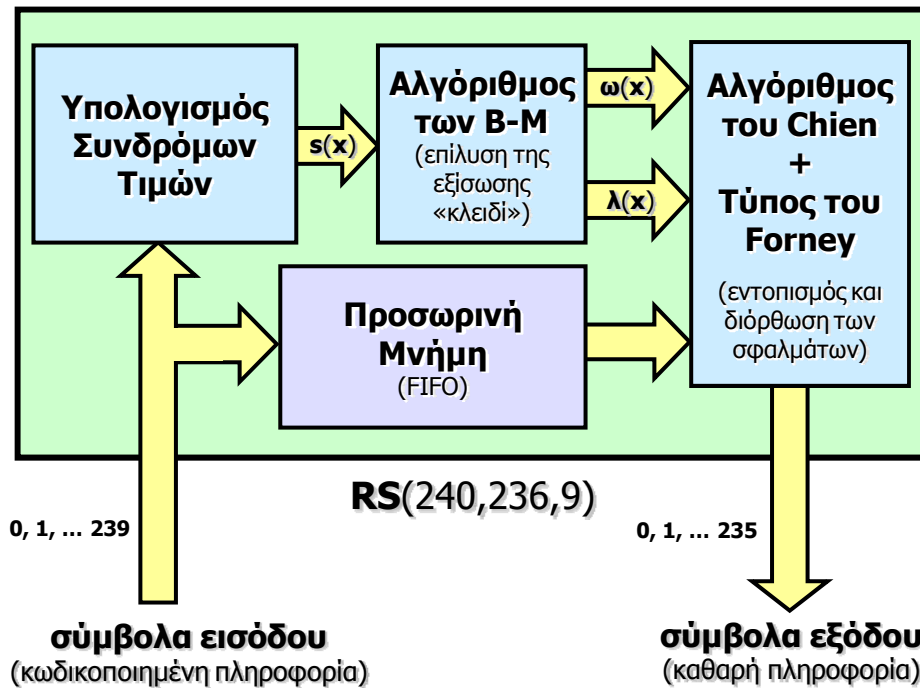
2. Για την επίλυση της εξίσωσης κλειδιού, εφαρμόζεται ο αλγόριθμος Berlekamp-Massey. Υπολογίζονται το πολυώνυμο «εντοπισμού των σφαλμάτων» $\lambda(x)$ και το πολυώνυμο «διόρθωσης των σφαλμάτων» $\omega(x)$.

$$\lambda(x) = \prod_{\mu=1}^v (1 - xX_{\mu}) \quad (6)$$

$$\omega(x) = \{ S(x) \cdot \lambda(x) \} \text{ mod } (x^{2t+1}) \quad (7)$$

,όπου $S(x)$ το πολυώνυμο των σύνδρομων τιμών, X_{μ} οι εντοπιστές των σφαλμάτων, v το πλήθος των σφαλμάτων.

3. Πραγματοποιείται η διαδικασία της διόρθωσης. Γίνεται αναζήτηση Chien στο πολυώνυμο λ για τον εντοπισμό σφαλμάτων μέσα στις κωδικές λέξεις. Τέλος, χρησιμοποιείται το πολυώνυμο $\omega(x)$ για τη διόρθωση των λαθών.



Σχήμα 5.12: Η δομή του RS αποκωδικοποιητή του συστήματος FOCUS (ισχυρή λειτουργία).

Δυνατότητα επιλογής δύο μορφών λειτουργίας FEC

Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό του FOCUS είναι το γεγονός ότι προσφέρει δύο τρόπους λειτουργίας. Αυτές είναι η «ισχυρή» (strong mode) και η «ασθενής» (weak mode). Η πρώτη χρησιμοποιεί 4 σύνδρομες τιμές, μια για κάθε ρίζα του πολυωνύμου γεννήτορα. Προσφέρει μεγαλύτερη διορθωτική ικανότητα και ενδείκνυται για τη διόρθωση τυχαίων σφαλμάτων και ομοβροντιών σφαλμάτων. Από την άλλη, η «ασθενής λειτουργία» χρησιμοποιεί τον ίδιο κωδικοποιητή, αλλά μόνο 2 σύνδρομες τιμές. Παρέχει τη μισή διορθωτική ικανότητα σε σχέση με την «ισχυρή» και είναι κατάλληλη μόνο για διόρθωση τυχαίων σφαλμάτων. Από την άλλη όμως πλευρά, μειώνει κατά το ήμισυ την πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή. Η επιλογή του τρόπου λειτουργίας γίνεται ανάλογα με τις απαιτήσεις του δικτύου και την SLA που έχει συμφωνηθεί.

5.4.4 Συνδυασμός συστημάτων κωδικοποίησης «εντός» και «εκτός» ζώνης (in-band & out-band FEC)

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, ανάλογα με την ενσωμάτωση ή όχι της πλεονάζουσας πληροφορίας στο μεταδιδόμενο πλαίσιο, καθορίζεται αν ο τύπος κωδικοποίησης είναι εντός ή εκτός ζώνης. Είναι προφανές ότι ένα σύστημα κωδικοποίησης εκτός ζώνης μπορεί να προσφέρει σημαντική διορθωτική ικανότητα, η ισχύς της οποίας είναι ανάλογη του πλεονασμού που εισάγεται. Παρ' όλα αυτά, ανάλογη είναι και η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης, γεγονός που αυξάνει το κόστος και κάνει τη μέθοδο λιγότερο ελκυστική. Στον αντίποδα, η «κωδικοποίηση εντός ζώνης» συμβάλει σημαντικά στη βελτίωση της ποιότητας της μετάδοσης, δίχως ταυτόχρονα να δεσμεύει επιπλέον εύρος ζώνης, αρκεί βέβαια να καλύπτει τις απαιτήσεις που ορίζονται από τον χρήστη του δικτύου. Παράλληλα, προσφέρει ισχυρή προστασία έναντι σε ομοβροντίες σφαλμάτων, ενώ μπορεί να εφαρμοστεί σε πολύ υψηλούς ρυθμούς πλαισίων STM-N/STS-3N. Η μέθοδος αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ιδιαίτερα αποτελέσματα για τη βελτίωση των ήδη εγκατεστημένων δικτύων οπτικών ινών (legacy fiber), στα δίκτυα-πρόσβασης MAN, 10BPE-WAN PHY, σε συστήματα οχημάτων (αεροσκαφών, διαστημοπλοίων) κ.α..

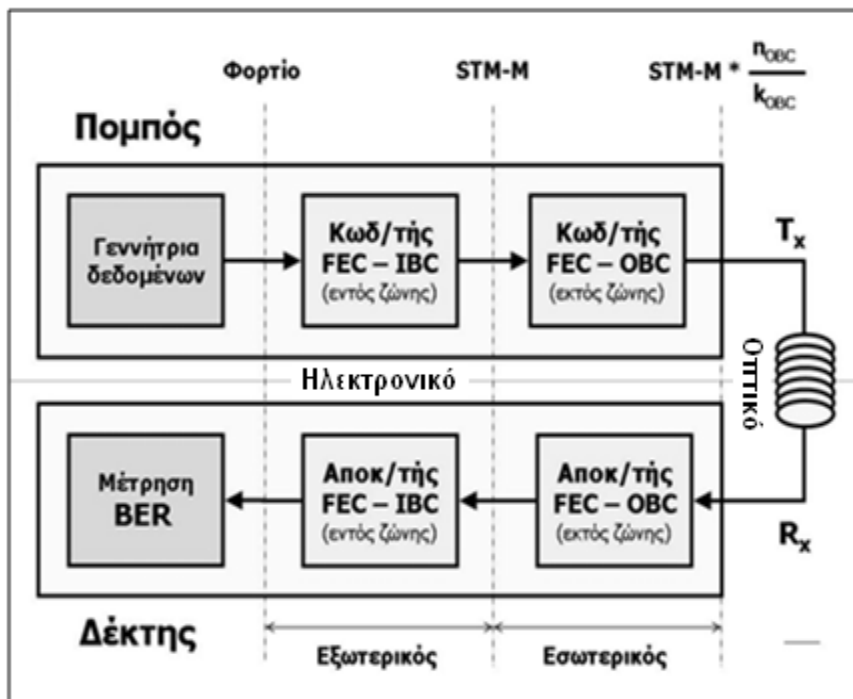
Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, ότι οι δύο μέθοδοι κωδικοποίησης δεν αλληλοαποκλείονται· αντιθέτως, μπορούν να χρησιμοποιηθούν συνδυαστικά στο ίδιο δίκτυο, με στόχο την περαιτέρω βελτίωση του συστήματος επικοινωνίας. Στην πειραματική διάταξη του επόμενου κεφαλαίου, χρησιμοποιείται ένα τέτοιο υβριδικό σύστημα. Το τμήμα που ευθύνεται για την κωδικοποίηση «εκτός ζώνης», επιτελεί το κύριο μέρος της διόρθωσης, ενώ αυτό της κωδικοποίησης «εντός ζώνης» έχει το ρόλο της δικλείδας ασφαλείας του δικτύου.

5.5 Πειραματικό μέρος

5.5.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται η διάταξη του πειράματος. Το σύστημα κωδικοποίησης FEC «εντός ζώνης» FOCUS, συνδυάζεται με το «εκτός ζώνης» WRAP100, με στόχο την προστασία οπτικού δικτύου ρυθμού 10Gb/s, στο οποίο επιτελείται μετατροπή μήκους κύματος. Η πειραματική διάταξη, παρουσιάζεται συνοπτικά στο **Σχήμα 5.13**. Αποτελείται από δύο ξεχωριστά τμήματα:

- το ηλεκτρονικό, το οποίο επιτελεί τη δημιουργία των δεδομένων, τη διόρθωση σφαλμάτων και την μέτρηση του BER.
- το καθαρά οπτικό, που πραγματοποιεί τη διαδικασία της μετατροπής μήκους κύματος.



Σχήμα 5.13: Πειραματική διάταξη

Η μετατροπή μήκους κύματος είναι μια τεχνική η οποία χρησιμοποιείται κατά κόρον στα δίκτυα οπτικών ινών και επιτρέπει την αποδοτικότερη εκμετάλλευση των διαθέσιμων μηκών κύματος του δικτύου. Για την υλοποίηση της οπτικής διάταξης, χρησιμοποιήθηκε ένας οπτικός συμβολομετρικός διακόπτης Mach-Zehnder (MZI). Η

απόδοση της διάταξης αυτής είναι υψηλή, παρ' όλα αυτά εξαρτάται ισχυρά από την πόλωση των σημάτων εισόδου στο MZI, η οποία τείνει να μεταβάλλεται με τυχαίο τρόπο. Για τη διατήρηση της υψηλής απόδοσης, η διάταξη είναι απαραίτητο να λειτουργεί κάτω από αυστηρά καθορισμένες συνθήκες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τον περιορισμό της κυρίως σε εργαστηριακά περιβάλλοντα.

Τη λύση στο πρόβλημα καλείται να δώσει το υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης FEC, το οποίο αποτελεί πλέον μια ώριμη και οικονομικά προσιτή λύση. Για την ανάδειξη της διορθωτικής ικανότητας του συστήματος αυτού, οι παράμετροι λειτουργίας της οπτικής διάταξης απομακρύνθηκαν σκόπιμα από το βέλτιστο σημείο, ώστε η ευαισθησία στην πόλωση να γίνει ακόμα υψηλότερη. Στόχος του πειράματος είναι η άρση της ευαισθησίας στην πόλωση και η μετατροπή του μήκους κύματος δίχως σφάλματα (error free wavelength conversion). Ταυτόχρονα, επιχειρείται η ανάδειξη του FOCUS ως υποστηρικτικού μηχανισμού διόρθωσης σφαλμάτων.

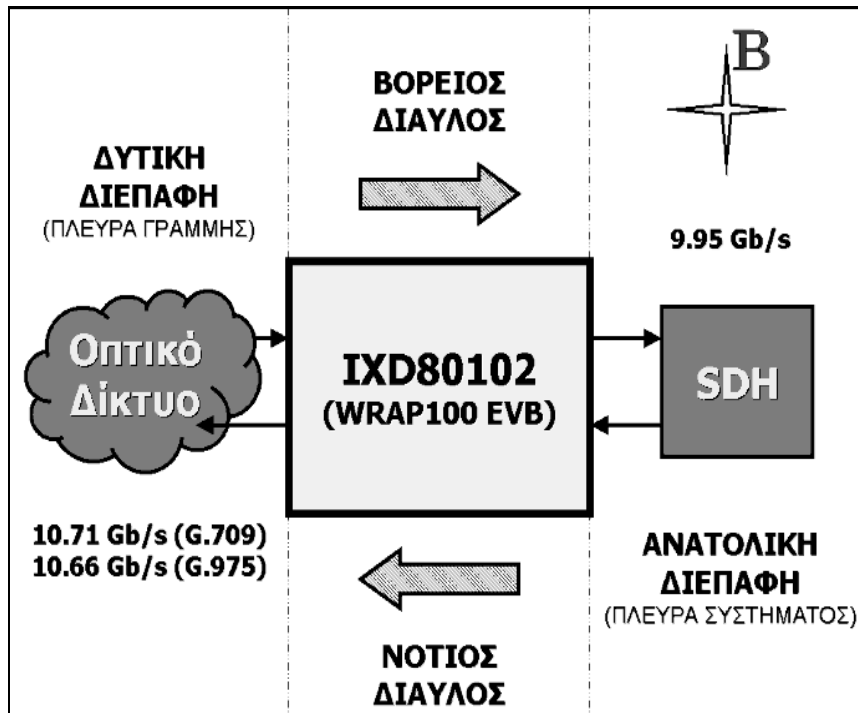
5.5.2 Ηλεκτρονικό κύκλωμα – Υβριδικό σύστημα FEC

Για τη δημιουργία του υβριδικού συστήματος του πειράματος, συνδυάζεται σε σειρά το σύστημα κωδικοποίησης «εντός ζώνης» FOCUS, μαζί με ένα σύστημα «εκτός ζώνης», το οποίο λειτουργεί σύμφωνα τη σύσταση G.975 της ITU-T και ονομάζεται WRAP100. Αξίζει να σημειωθεί ότι το γεγονός αυτό συμβαίνει για πρώτη φορά σε οπτικά δίκτυα μετάδοσης που λειτουργούν βάσει της Σύγχρονης Ψηφιακής Ιεραρχίας. Το WRAP100 επωμίζεται το κύριο έργο της διόρθωσης. Όσο αυτό διορθώνει επιτυχώς όλα τα σφάλματα της μετάδοσης, το σύστημα FOCUS παραμένει ανενεργό, αφού δεν εντοπίζει σφάλματα στην είσοδό του. Το FOCUS τίθεται σε λειτουργία μόνο σε περίπτωση που το WRAP100 κορεστεί από σφάλματα, οπότε θα μπορούσαμε να πούμε ότι χρησιμοποιείται ως δικλείδα ασφαλείας του δικτύου, έναντι ομοβροντιών σφαλμάτων (error burst).

Στην περίπτωση του **Σχήματος 5.13**, έχουμε κωδικοποίηση με αλληλουχία σε σειρά, αλλά παραλείπεται η χρήση του βρόχου ανάδρασης, αλλά και του αναδιατάκτη. Ο βρόχος ανάδρασης αφαιρείται γιατί πολλαπλασιάζει την καθυστέρηση στο κύκλωμα, ενώ ο αναδιατάκτης παραλείπεται γιατί το πρωτόκολλο SDH προσφέρει εξ' ορισμού μια μορφή γραμμικής αναδιάταξης. Στις παρακάτω ενότητες, ακολουθεί εκτενέστερη περιγραφή του τρόπου λειτουργίας των συστημάτων WRAP100 και FOCUS.

Κωδικοποίηση «εκτός ζώνης» WRAP100

Για την κωδικοποίηση «εκτός ζώνης» χρησιμοποιήθηκε το σύστημα με κωδικό IXD80102 της εταιρείας Intel [5.9]. Το σύστημα αυτό σχεδιάστηκε για την αξιολόγηση του ASIC IXF30005 της ίδιας εταιρείας, που είναι ευρύτερα γνωστό με το όνομα «WRAP100». Το σύστημα WRAP100, λειτουργεί κατά τη σύσταση G.975 της ITU-T, χρησιμοποιεί κώδικα RS(255,239,8) με αναδιάταξη byte βάθους $l=16$ (υλοποιείται με 16 παράλληλους κωδικοποιητές) και ακριβή ρυθμό κωδικοποίησης $239/255=0.937\dots$ Ανήκει στην πρώτη γενιά συστημάτων, και το θεωρητικό κέρδος κωδικοποίησης είναι ίσο με περίπου 5.6db. Στο **Σχήμα 5.14** απεικονίζονται οι βασικές λειτουργίες του συστήματος.



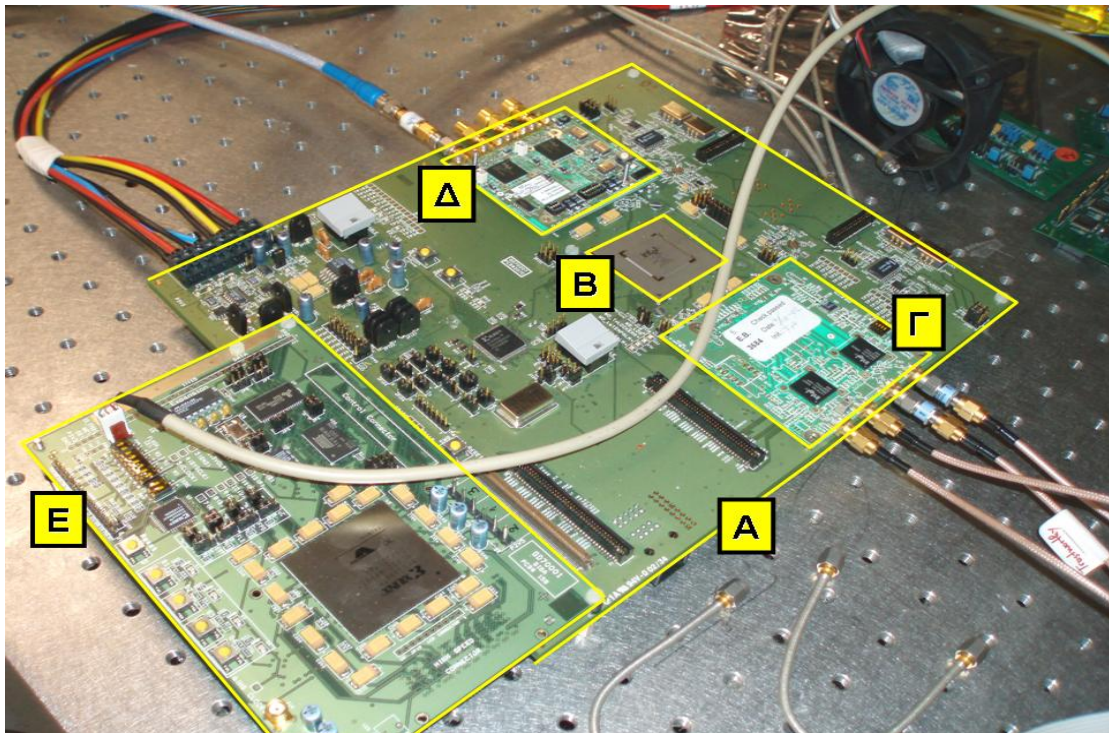
Σχήμα 5.14: Σύστημα OBC Intel® IXD80102™

Η σύνδεση με την οπτική γραμμή ονομάζεται «δυτική διεπαφή» και πραγματοποιείται με ρυθμό μετάδοσης 10.66Gb/s. Η διασύνδεση με στοιχείο SDH καλείται «ανατολική διεπαφή», με το ρυθμό μετάδοσης να είναι 9.95Gb/s. Συνεχίζοντας, την κωδικοποίηση των δεδομένων τα οποία εισέρχονται από την πλευρά του συστήματος, αναλαμβάνει ο «νότιος δίαυλος», ενώ ο «βόρειος» αποκωδικοποιεί δεδομένα, τα οποία εισέρχονται από την πλευρά της γραμμής. Σημειώνεται επίσης ότι η διαμόρφωση είναι OOK, η κωδικοποίηση γραμμής NRZ, η εκπομπή υλοποιείται με έναν πολυπλέκτη Intel® LXT16785 [5.10] και η λήψη υλοποιείται με έναν αποπολυπλέκτη Intel® LXT16784 [5.11].

Στο **Σχήμα 5.15** παρουσιάζεται η φωτογραφία του συστήματος IXD80102, που αποτελείται από:

- A. Τη μητρική κάρτα με κωδικό GD70007, πάνω στην οποία βρίσκεται το κύκλωμα κωδικοποίησης WRAP100 (B).
- B. Το κύκλωμα κωδικοποίησης WRAP100.

- Γ. Τη θυγατρική κάρτα με κωδικό LXD70784785, η οποία υλοποιεί τη διασύνδεση με την οπτική ζεύξη (πλευρά γραμμής).
- Δ. Τη θυγατρική κάρτα με κωδικό LXD70784785, η οποία υλοποιεί τη διασύνδεση με στοιχείο του δικτύου SDH/SONET (πλευρά συστήματος).
- Ε. Τη θυγατρική κάρτα με κωδικό GD70001, η οποία υλοποιεί τη διεπαφή με το χρήστη (πλευρά χρήστη).



Σχήμα 5.15: Το σύστημα Intel® IXD80102 (WRAP100): (Α) μητρική κάρτα, (Β) WRAP100 ASIC, (Γ) πλευρά γραμμής, (Δ) πλευρά συστήματος, (Ε) θυγατρική κάρτα

Η πιθανότητα κατάρρευσης P_x ενός επιμέρους αποκωδικοποιητή RS(255,239,8) του WRAP100, λόγω αλλοίωσης x διαφορετικών συμβόλων εντός του τμήματος καθαρής πληροφορίας, δίνεται από τη σχέση:

$$P_x = \prod_{j=1}^{x-1} \frac{k-j-1}{n \cdot l} \approx l^{1-x} \quad (8)$$

όπου: $n = 255$, $k = 239$, $l = 16$ και $x = 9, 10, 11, \dots$

Η πιθανότητα $P_{x,y}$ να καταρρεύσουν y επιμέρους αποκωδικοποιητές, καθώς επεξεργάζονται την ίδια λέξη (με γραμμική αναδιάταξη-ανά-byte βάθους $l = 16$), δίνεται από τη σχέση:

$$P_{x,y} = (P_x)^y \approx I^{(1-x)y} \quad (9)$$

όπου $y = 1, 2, \dots, 16$. Τέλος, η πιθανότητα $P_{x,y,z}$ να καταρρεύσουν y επιμέρους αποκωδικοποιητές σε καθεμία από z διαδοχικές λέξεις, δίνεται από τη σχέση:

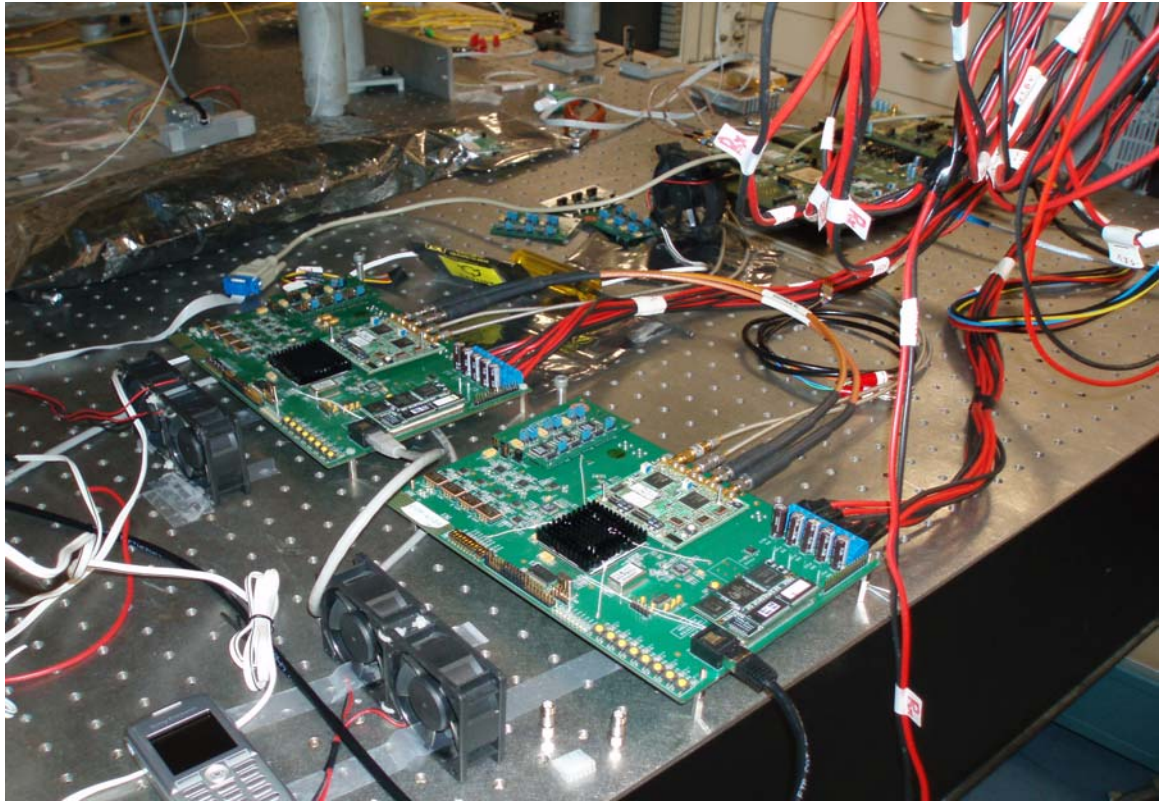
$$P_{x,y,z} = (P_{x,y})^z \approx I^{(1-x)y \cdot z} \quad (10)$$

όπου $z = 1, 2, \dots, 14$. Ενδεικτικά: $P_{9,1,2} \approx 2^{-64}$, $P_{9,5,1} \approx 2^{-160}$ και $P_{9,11,1} \approx 2^{-352}$.

Δεδομένου ότι η χρονική διάρκεια ενός πλαισίου G.975 είναι ίση με 3.062 μ s, το χρονικό διάστημα εντός του οποίου αναμένεται να καταρρεύσει άπαξ ένας αποκωδικοποιητής Reed-Solomon είναι ίσο με: $3.062 \mu\text{s} * (P_{9,1,1})^{-1} > \{3 \text{ ώρες και } 39 \text{ πρώτα λεπτά}\}$, ενώ το αντίστοιχο χρονικό διάστημα εντός του οποίου ο ίδιος αποκωδικοποιητής αναμένεται να καταρρεύσει άπαξ σε 2 διαδοχικές λέξεις είναι ίσο με: $3.062 \mu\text{s} * (P_{9,1,2})^{-1} > 1791093 \text{ έτη}$.

Κωδικοποίηση «εντός ζώνης» FOCUS

Για την υλοποίηση του συστήματος FOCUS χρησιμοποιήθηκαν δύο όμοιες κάρτες 10g-Tester, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 5.16**.



Σχήμα 5.16: Φωτογραφία του συστήματος FOCUS. Αριστερά: 10g-Tester #1 – FOCUS Tx, Δεξιά: 10g-Tester #2 – FOCUS Rx.

Λόγω ενός σχεδιαστικού ελαττώματος των καρτών, δεν επιτρέπεται η ύπαρξη στο ίδιο οπτικό κύκλωμα ενός 10g-Tester και ενός οργάνου μέτρησης του ρυθμού σφαλμάτων (BER-Tester). Έτσι, η λειτουργία του BER-Tester έπρεπε να ενσωματωθεί σε μια κάρτα 10g-Tester. Επειδή όμως οι δυνατότητες του FPGA δεν επαρκούν για την ταυτόχρονη υλοποίηση του FOCUS και ενός BERT, επιλέγονται δυο όμοιες κάρτες, με την πρώτη να αναλαμβάνει μόνο τις λειτουργίες του πομπού (Tx), ενώ τη δεύτερη μόνο εκείνες του δέκτη (Rx).

Η εκπομπή πραγματοποιείται με πλαίσια STM-64 και ο ρυθμός μετάδοσης ανέρχεται στα 9.95Gb/s. Η εγκυρότητα της δομής κάθε STM-64, επιβεβαιώθηκε με το όργανο ACTERNA® ANT-20™. Τα πλαίσια μεταφέρουν ψευδοτυχαία ακολουθία PRBS-31, η οποία παράγεται από το πρωταρχικό πολυώνυμο $p(x) = x^{31} + x^{28} + 1$. Αυτή

επαναλαμβάνεται με μέγιστη περίοδο $2^{31}-1$ bits και ακολουθεί τη σειρά μετάδοσης του SDH, κατά ITU-T G.707. Η αποθήκευση των συμβόλων ισοτιμίας του FOCUS συμμορφώνεται με τη «Διεπαφή SOH Μειωμένης Λειτουργικότητας» της ίδιας σύστασης. Όσον αφορά τις λειτουργίες του overhead, αυτές υλοποιούνται κατά ITU-T G.707 για τις οκτάδες {A1/A2, J0, B1/B2}, ενώ παραλείπονται για τις οκτάδες {H1/H2/H3, K1/K2, M0/M1, NU}, οι οποίες τίθενται σε μία ουδέτερη τιμή.

Η λήψη διεξάγεται επίσης σε επίπεδο STM-64, δηλαδή με ρυθμό 9.95Gb/s. Ο δέκτης συγχρονίζεται πρώτα με τα εισερχόμενα πλαίσια STM-64. Στη συνέχεια, εκτελεί τις ακόλουθες ενέργειες παράλληλα:

- α) εξάγει την ακολουθία αναγνώρισης προέλευσης του τμήμ. αναγέννησης (J0)
- β) εκτελεί τους ελέγχους ισοτιμίας BIP των τμημάτων αναγέννησης (B1) & πολύπλεξης (B2)
- γ) αποκωδικοποιεί κατά FOCUS όλα ανεξαιρέτως τα υποπλαίσια STM-0
- δ) μετρά το ρυθμό σφαλμάτων BER (μόνο στο φορτίο)

Αξίζει να αναφερθεί ότι ο έλεγχος ισοτιμίας B2 εκτελείται δύο φορές, μία φορά πριν και μία μετά την αποκωδικοποίηση ενός ολόκληρου πλαισίου STM-64. Με αυτό τον τρόπο, διασταυρώνεται η ορθή λειτουργία του FOCUS. Η διορθώσιμη ομοβροντία σφαλμάτων έχει μέγιστο μήκος 1536 bits, ενώ ο ρυθμός σφαλμάτων BER εξάγεται από την εξίσωση [4.2]:

$$BER = \frac{ErrNum}{StatInt * FrmPerSec * STM64bits * PayColRat} = \frac{ErrNum}{9621504000 * StatInt} \quad (11)$$

όπου:

- ErrNum (Errors Number): Η ένδειξη πλήθους των εσφαλμένων bits, που δίνει η μονάδα επαλήθευσης PRBS του δέκτη (BERT)
- StatInt (Statistics Interval): Η χρονική διάρκεια του διαστήματος συλλογής στατιστικών στοιχείων (σε δευτερόλεπτα)
- FrmPerSec (Frames per second): Το πλήθος των πλαισίων SDH/SONET, που μεταδίδονται σε ένα δευτερόλεπτο (8000 πλαίσια)
- STM64bits (Bits in a STM-64 frame): Το συνολικό πλήθος των bits, από τα οποία αποτελείται ένα πλαίσιο STM-64 (1244160 bits)
- PayColRat (Payload Columns to Total Columns Ratio): Ο λόγος των στηλών φορτίου προς τις συνολικές στήλες σε ένα πλαίσιο STM-0 ($^{87}/_{90} = 0.966\dots$)

Η επεξεργασία των δεδομένων γίνεται σε παράλληλη μορφή (τμήματα των 128 bits), με ρυθμό ρολογιού 77.76MHz. Η εκπομπή γίνεται σειριακά με διαμόρφωση OOK και κωδικοποίηση NRZ. Η μετατροπή των πλαισίων STM-64 σε σειριακή μορφή γίνεται σε δύο στάδια:

- α) σε παράλληλη μορφή (τμήματα των 16 bits) με ρυθμό ρολογιού 622.08 MHz – υλοποιείται με το Xilinx® Virtex-II™ FPGA (A)
- β) σε σειριακή μορφή με ρυθμό ρολογιού 9.95 GHz – υλοποιείται με έναν πολυπλέκτη Intel® LXT16717 [5.12] (B)

Η λήψη γίνεται επίσης σειριακά με διαμόρφωση OOK και κωδικοποίηση NRZ. Ειδικότερα, η μετατροπή των πλαισίων STM-64 σε παράλληλη μορφή γίνεται σε δύο στάδια:

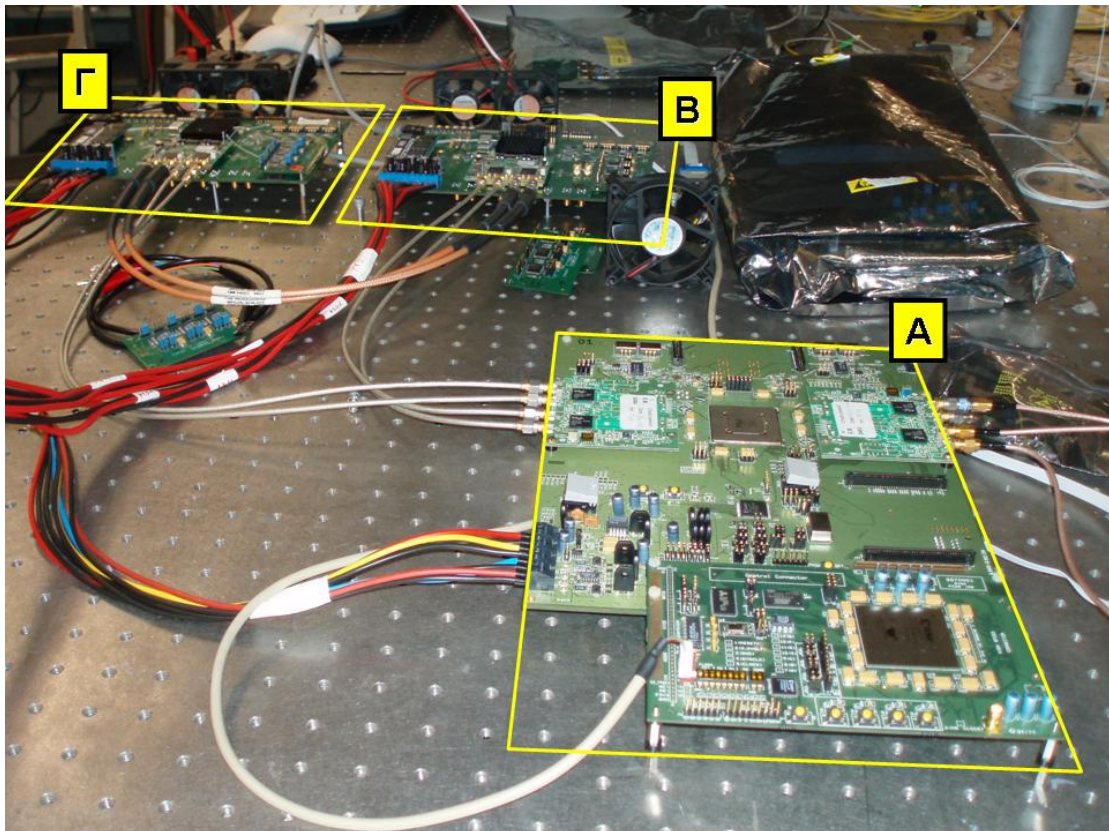
- α) σε παράλληλη μορφή (τμήματα των 16 bits) με ρυθμό ρολογιού 622.08 MHz – υλοποιείται με έναν αποπολυπλέκτη Intel® LXT16716 [5.13] (B)
- β) σε παράλληλη μορφή (τμήματα των 128 bits) με ρυθμό ρολογιού 77.76 MHz – υλοποιείται με το Xilinx® Virtex-II™ FPGA (A)

Κάθε κάρτα 10g-Tester διαθέτει μικροελεγκτή Bright Star® NanoEngine™ [5.14] (Γ), ο οποίος επιτρέπει την εποπτεία και τον έλεγχο όλων των διεργασιών μέσω δικτύου (Ethernet 10/100 Mbps) από έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή (PC).

Κωδικοποίηση FOCUS-WRAP100 σε σειρά

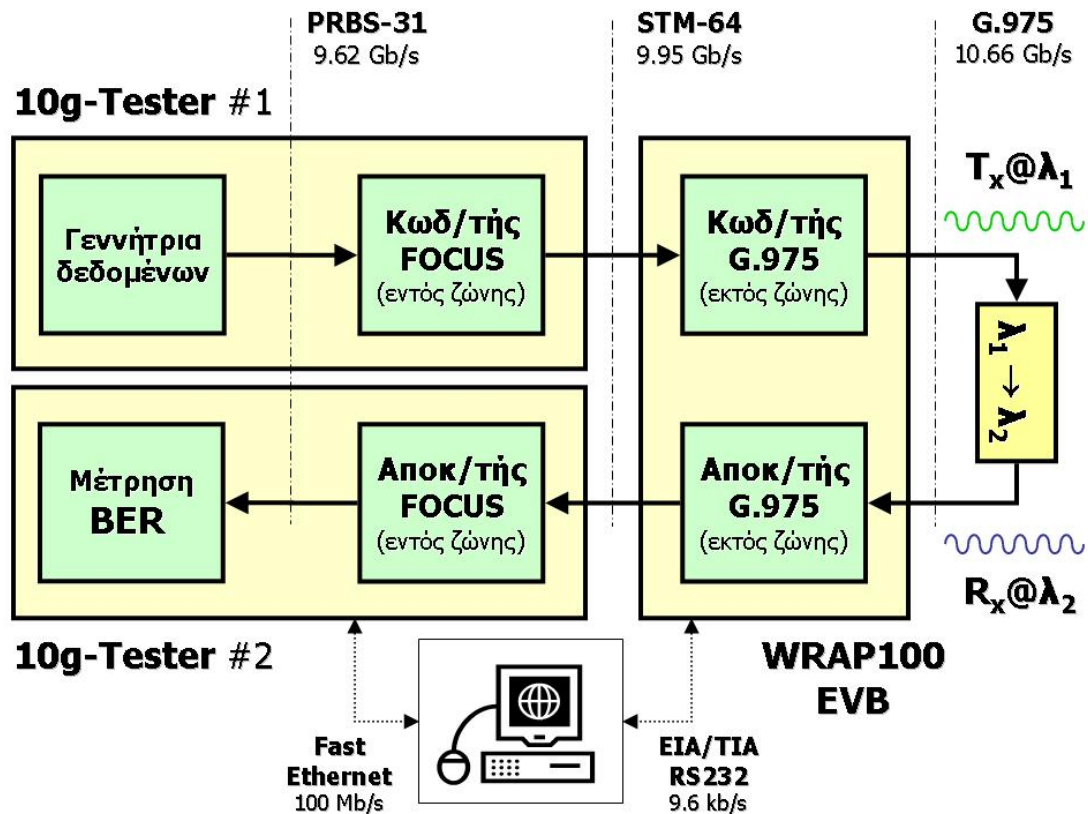
Στο **Σχήμα 5.17** που ακολουθεί, παρουσιάζεται συνολικά το υβριδικό σύστημα FOCUS-WRAP100. Τα επιμέρους στοιχεία του είναι:

- A. Το σύστημα IXD80102, το οποίο εκτελεί κωδικοποίηση OBC κατά G.975 της ITU-T [5.9].
- B. Το σύστημα 10g-Tester #1, το οποίο γεννά δεδομένα και εκτελεί κωδικοποίηση IBC κατά FOCUS
- Γ. Το σύστημα 10g-Tester #2, το οποίο μετρά το ρυθμό σφαλμάτων BER και εκτελεί αποκωδικοποίηση IBC κατά FOCUS



Σχήμα 5.17: Το υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης FOCUS-WRAP100: (A) Intel® IXD80102 Board – WRAP100 Tx & Rx, (B) 10g-Tester #1 – FOCUS Tx, (Γ) 10g-Tester #2–FOCUS Rx

Στο **Σχήμα 5.18** παρουσιάζεται αναλυτικότερα η σύνδεση του υβριδικού συστήματος με την οπτική διάταξη του πειράματος. Ο Η/Υ χρησιμοποιείται για τον έλεγχο των παραμέτρων λειτουργίας του FOCUS-WRAP100 και τη λήψη μετρήσεων.



Σχήμα 5.18: Μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων BER στην πειραματική διάταξη – η κωδικοποίηση IBC υλοποιείται με τη μέθοδο FOCUS και η κωδικοποίηση OBC με τη μέθοδο G.975 της ITU-T

Κατά την εκπομπή, η γεννήτρια δεδομένων του συστήματος 10g-Tester #1, παράγει πλαίσια STM-64 ρυθμού 9.95Gb/s και εισάγει σε αυτά, ψευδοτυχαία ακολουθία PRBS-31. Τα δεδομένα εισέρχονται στον κωδικοποιητή «εντός ζώνης» FOCUS και εκπέμπονται. Στη συνέχεια, το σύστημα WRAP100 τα κωδικοποιεί εκ νέου σύμφωνα με ITU-T G.975 και ρυθμό μετάδοσης 10.66Gb/s. Ακολουθεί η μετάδοση του σήματος μέσα στην οπτική διάταξη μετατροπής μήκους κύματος (wavelength conversion). Τα δεδομένα, κατά την έξοδό τους από το οπτικό τμήμα όπου ίσως να έχουν υποστεί αλλοίωση, εισάγονται στον αποκωδικοποιητή «εκτός ζώνης»

WRAP100 με τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης. Εκεί εκτελείται η αρχική διόρθωση κατά ITU-T G.975 και ακολούθως τα πλαίσια εισέρχονται στον 10g-Tester #2 με ρυθμό 9.95Gb/s, όπου αποκωδικοποιούνται κατά FOCUS. Τελικά, γίνεται η μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων και ολοκληρώνεται η διαδικασία της λήψης.

Όπως έχει αναφερθεί, το σύστημα εντός ζώνης FOCUS τίθεται σε λειτουργία και ανιχνεύει σφάλματα, μόνο σε περίπτωση που το σύστημα WRAP100 κορεστεί από λάθη. Στην περίπτωση αυτή, τα σφάλματα στην έξοδο του WRAP100 είναι έντονα, για τους εξής λόγους:

- α) Εμφανίζεται το φαινόμενο του πολλαπλασιασμού των σφαλμάτων σε 1 ήπερισσότερους από τους 16 επιμέρους κώδικες Reed-Solomon του γραμμικού σχήματος αναδιάταξης.
- β) Είναι τοπικά, επειδή περιορίζονται στην καθαρή πληροφορία του σχήματος γραμμικής αναδιάταξης των κωδίκων Reed-Solomon.
- γ) Έχουν τη μορφή ομοβροντιών, επειδή έκαστο από τα σύμβολα διόρθωσης των κωδίκων Reed-Solomon έχει μήκος 8 bits.

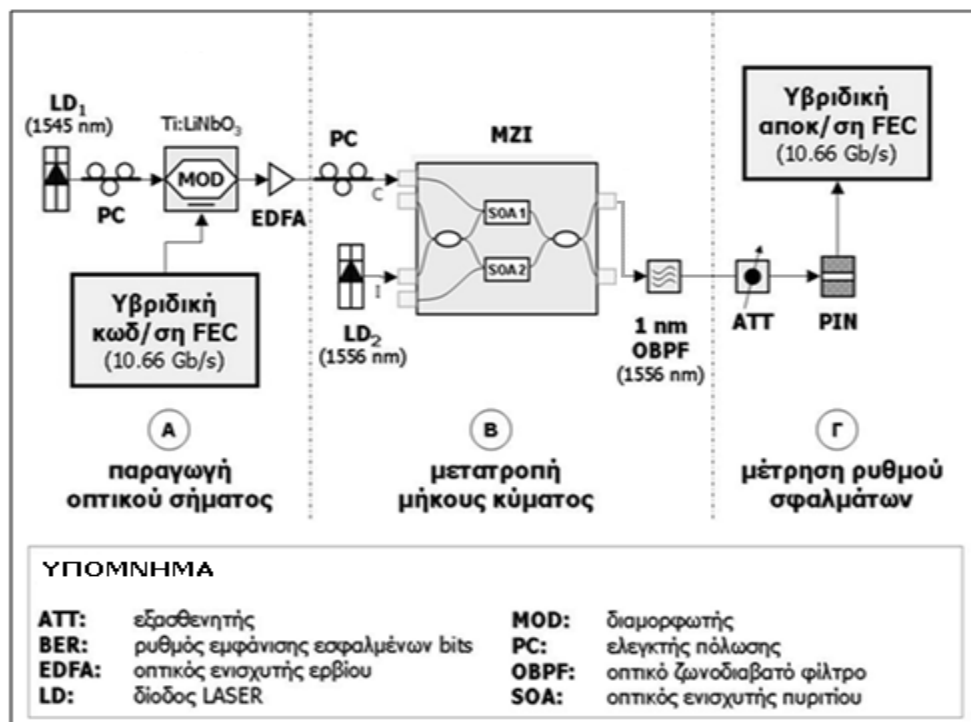
Για την κατάρρευση ενός από τους 16 αποκωδικοποιητές RS(255,239,8) του WRAP100, απαιτείται η αλλοίωση 9 τουλάχιστον συμβόλων της κωδικής λέξης. Αν η αλλοίωση αυτή προκαλέσει εσφαλμένη αποκωδικοποίηση, τότε είναι δυνατό να αλλοιωθούν 8 σύμβολα ακόμα (το μέγιστο). Στη χειρότερη περίπτωση, η λέξη, που παράγεται στην έξοδο του αποκωδικοποιητή RS(255,239,8), φέρει 17 αλλοιωμένα σύμβολα στην καθαρή πληροφορία της λέξης. Επειδή όμως δεν υφίσταται σταθερή στοίχιση μεταξύ των συμβόλων του WRAP100 και του FOCUS, τα 17 αλλοιωμένα αυτά σύμβολα ενδέχεται να αναγνωριστούν από τον αποκωδικοποιητή FOCUS ως διπλάσια σφάλματα ($2 \times 17 = 34$). Στη χειρότερη περίπτωση δηλαδή, από την κατάρρευση ενός επιμέρους αποκωδικοποιητή προκαλούνται 34 σφάλματα (συνολικά $34 \times 8 = 272$ εσφαλμένα bits) στην ίδια τριάδα γραμμών ενός πλαισίου STM-64.

Από την πλευρά του, το FOCUS εξασφαλίζει τη διόρθωση ομοβροντίας σφαλμάτων μήκους 1536 bits ή λιγότερο στην «ασθενή λειτουργία» (weak mode), ενώ στην «ισχυρή λειτουργία» (strong mode) διορθώνονται μέχρι και $2 \times 1536 \text{ bits} = 3072 \text{ bits}$. Η διορθωτική του ικανότητα εξαντλείται μέχρι και την κατάρρευση:

- 5 επιμέρους κωδικοποιητών του WRAP100 ($5 \times 272 = 1360 < 1536 \text{ bits}$) στην «αδύναμη λειτουργία» (weak mode) του FOCUS
- 11 επιμέρους αποκωδικοποιητών του WRAP100 ($11 \times 272 = 2992 < 2 \times 1536 = 3072 \text{ bits}$) στην «ισχυρή λειτουργία» (strong mode) του FOCUS.

5.5.3 Οπτικό κύκλωμα

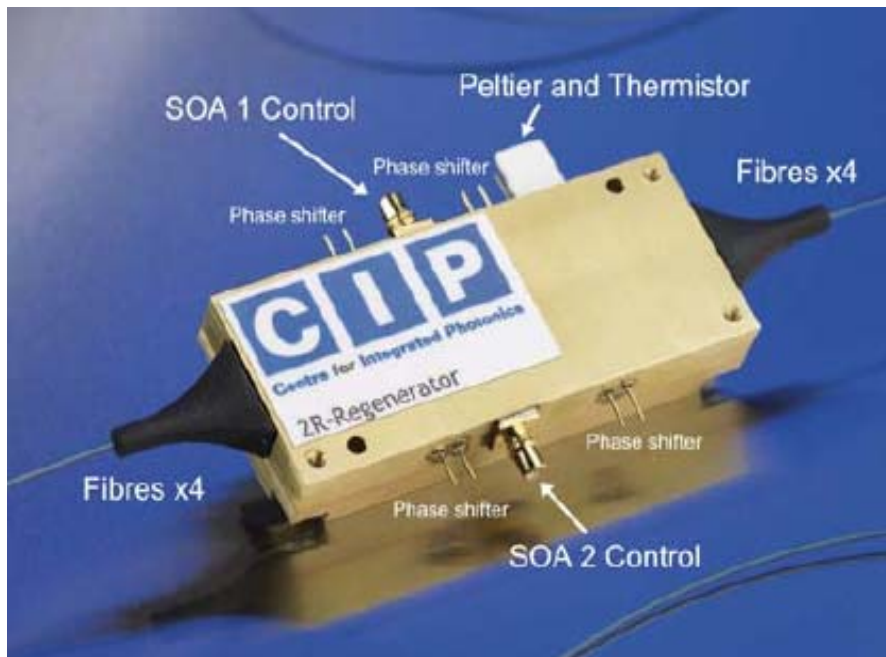
Στο **Σχήμα 5.19**, παρουσιάζεται το οπτικό κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη διεξαγωγή του πειράματος.



Σχήμα 5.19: Το κύκλωμα αμιγώς οπτικής μετατροπής του μήκους κύματος

Η βασική λειτουργία του κυκλώματος είναι η μετατροπή μήκους κύματος των εισερχομένων δεδομένων από το αρχικό $\lambda_1 = 1545 \text{ nm}$ σε $\lambda_2 = 1556 \text{ nm}$. Η διαδικασία

αυτή διεξάγεται με ένα ολοκληρωμένο Mach-Zehnder Interferometer (MZI), του οποίου η λειτουργία βασίζεται σε ένα ζεύγος ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών (Silicon Optical Amplifiers–SOAs). Στο **Σχήμα 5.20**, παρουσιάζεται η εικόνα ενός τέτοιου διακόπτη.



Σχήμα 5.20: Φωτογραφία ενός ολοκληρωμένου συμβολόμετρου τύπου Mach-Zehnder

Η λειτουργία του οπτικού κυκλώματος μετατροπής μήκους κύματος

Όπως παρουσιάζεται στο στάδιο A του **Σχήματος 5.19**, η οπτική πηγή LD₁ παράγει ένα σήμα CW στα $\lambda_1=1545\text{nm}$ και το τροφοδοτεί σε ένα ηλεκτροπτικό διαμορφωτή Ti:LiNbO₃ (Modulator–MOD). Η οδήγηση του διαμορφωτή γίνεται από τους ηλεκτρικούς παλμούς NRZ στην έξοδο του υβριδικού συστήματος κωδικοποίησης. Το σήμα αυτό, εισέρχεται σε έναν οπτικό ενισχυτή (EDFA) και έπειτα οδηγείται ως σήμα ελέγχου στον οπτικό συμβολομετρικό διακόπτη MZI. Η ρύθμιση της πόλωσης του σήματος ελέγχου πραγματοποιείται με ελεγκτές πόλωσης (polarization controllers–PC). Από την άλλη, το σήμα εισόδου (CW) του MZI παράγεται από μια

οπτική πηγή LD₂ και έχει μήκος κύματος $\lambda_2=1556$ nm. Ο οπτικός παλμός που εισέρχεται ως σήμα ελέγχου στον διακόπτη, μεταβάλλει το κέρδος του ενισχυτή SOA1, με αποτέλεσμα να μεταβληθεί και η φάση του πεδίου του σήματος εισόδου CW, το οποίο επίσης διέρχεται από τον SOA1. Ο παλμός ελέγχου προκαλεί λοιπόν την μεταβολή φάσης του CW στον πάνω βραχίονα κατά π σε σχέση με τη φάση του σήματος CW στον κάτω βραχίονα, για το χρονικό διάστημα του παλμού ελέγχου συν τον χρόνο ανάκαμψης του κέρδους του SOA1. Τα δεδομένα εξόδου, λαμβάνονται στη θύρα μεταγωγής του MZI στο νέο μήκος κύματος $\lambda_2=1556$ nm (στάδιο Β). Στη συνέχεια, το ίδιο σήμα, διέρχεται πρώτα από ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο (OBPF) εύρους ζώνης 1nm, κεντραρισμένο στα 1556nm και κατόπιν από εξασθενητή (ATT), μέσω του οποίου ρυθμίζεται η οπτική ισχύς λήψεως. Ο οπτικός δέκτης (PIN) μετατρέπει τους οπτικούς παλμούς NRZ σε ηλεκτρικούς, με τους οποίους τροφοδοτείται το υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης (στάδιο Γ).

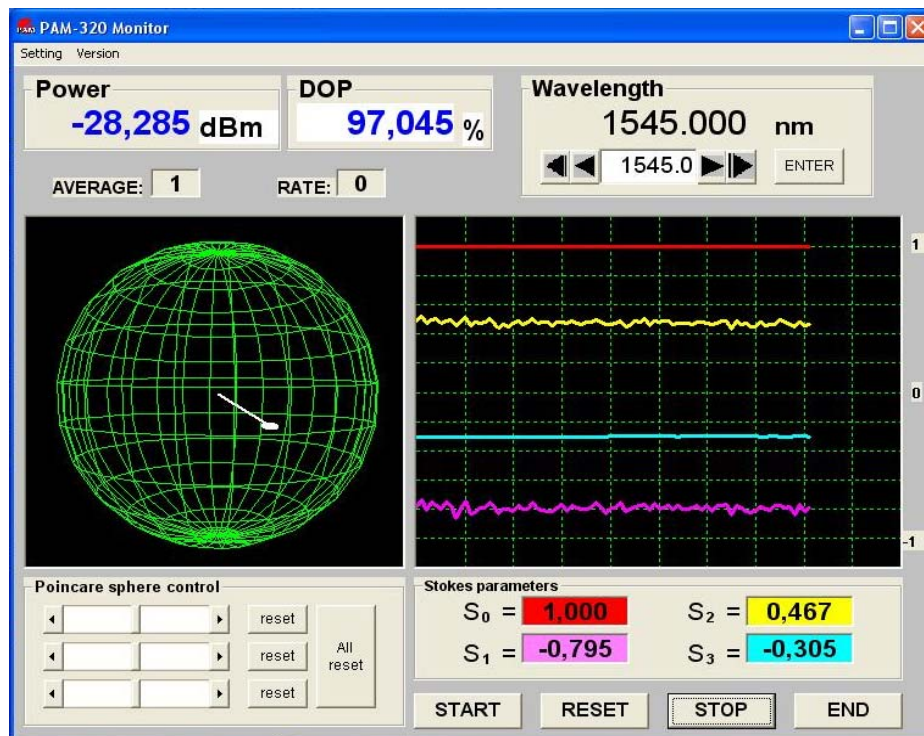
5.5.4 Πειραματικά αποτελέσματα

Η πειραματική διάταξη που περιγράφεται στην προηγούμενη παράγραφο, χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη δύο ομάδων μετρήσεων. Οι μετρήσεις της πρώτης ομάδας βοήθησαν στη χάραξη καμπύλων «BER-εξόδου» έναντι «ισχύος λήψεως» και έγιναν με στόχο την πειραματική αξιολόγηση του υβριδικού συστήματος FEC. Οι μετρήσεις της δεύτερης ομάδας πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια ανάδειξης της ικανότητας του FOCUS να λειτουργεί ως δικλείδα ασφαλείας του δικτύου. Στην περίπτωση αυτή, το σύστημα κωδικοποίησης εκτός ζώνης WRAP100 οδηγήθηκε στα όρια της υπερχείλισης και χαράχτηκαν οι καμπύλες «BER-εξόδου» έναντι «BER-εισόδου».

Πειραματική αξιολόγηση του υβριδικού συστήματος FEC

Για τη βέλτιστη μετατροπή μήκους κύματος και την ελάχιστη δυνατή ευαισθησία στην πόλωση, η μέση ισχύς των σημάτων ελέγχου και εισόδου του MZI είναι 9dBm

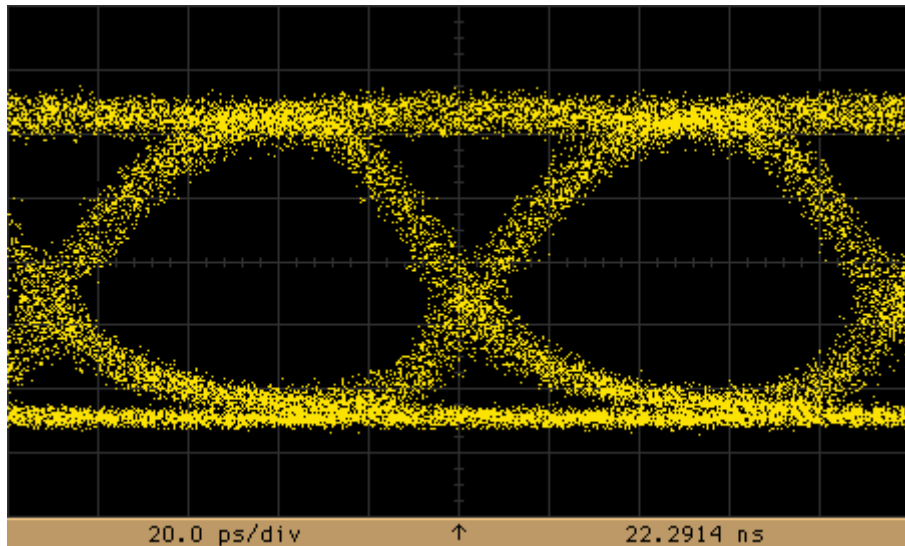
και 6dBm αντίστοιχα. Για την αξιολόγηση του υβριδικού συστήματος κωδικοποίησης, η ευαισθησία της διάταξης μετατροπής μήκους κύματος στην πόλωση, αυξήθηκε σκόπιμα, μειώνοντας τις ισχύς των σημάτων ελέγχου και εισόδου του MZI σε 2.5dBm και 1.5dBm αντίστοιχα. Η πόλωση του σήματος ελέγχου καταγραφόταν σε μορφή διαγράμματος Poincare, με συσκευή απεικόνισης PAM-320. Στο **Σχήμα 5.21** δίνεται παράδειγμα ενός τέτοιου διαγράμματος.



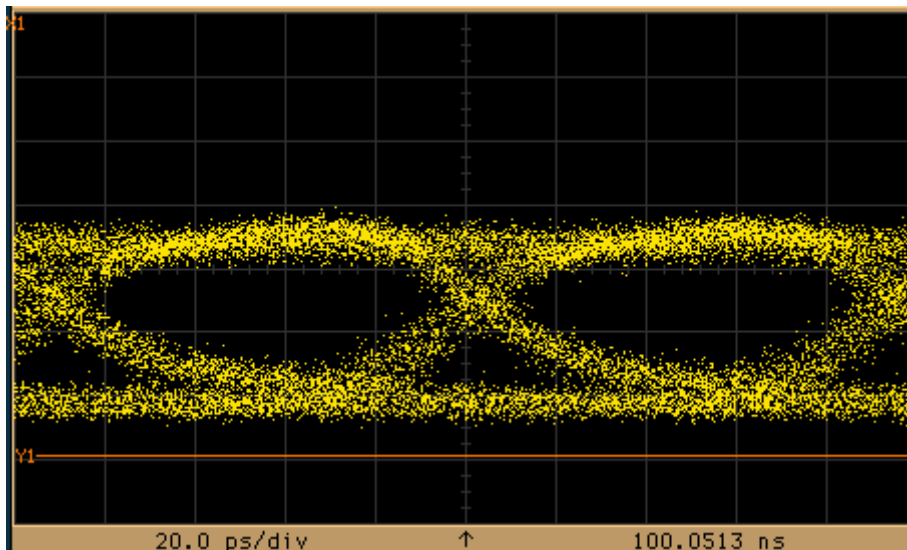
Σχήμα 5.21: Καταγραφή της πόλωσης του σήματος ελέγχου με διαγράμματα Poincare.

Στη συνέχεια, μετρήθηκε ο ρυθμός σφαλμάτων BER-εξόδου ως προς την ισχύ λήψεως (ισχύς εισόδου στο δέκτη). Η πόλωση του σήματος εισόδου στο MZI διατηρήθηκε σταθερή στη βέλτιστη τιμή της και εξετάστηκαν δύο ακραίες πολώσεις του σήματος ελέγχου: α) η βέλτιστη και β) η χειρίστη. Η βέλτιστη και η χειρίστη τιμή της πόλωσης ενός σήματος καθορίστηκε για κάθε τιμή της ισχύος λήψεως ως εκείνη, που προκαλεί αντίστοιχα τον ελάχιστο και το μέγιστο ρυθμό σφαλμάτων

BER στο δέκτη. Τα διαγράμματα ματιού του σήματος ελέγχου του MZI, για τις δύο ακραίες τιμές της πόλωσης, παρουσιάζονται στα **Σχήματα 5.22, 5.23**:



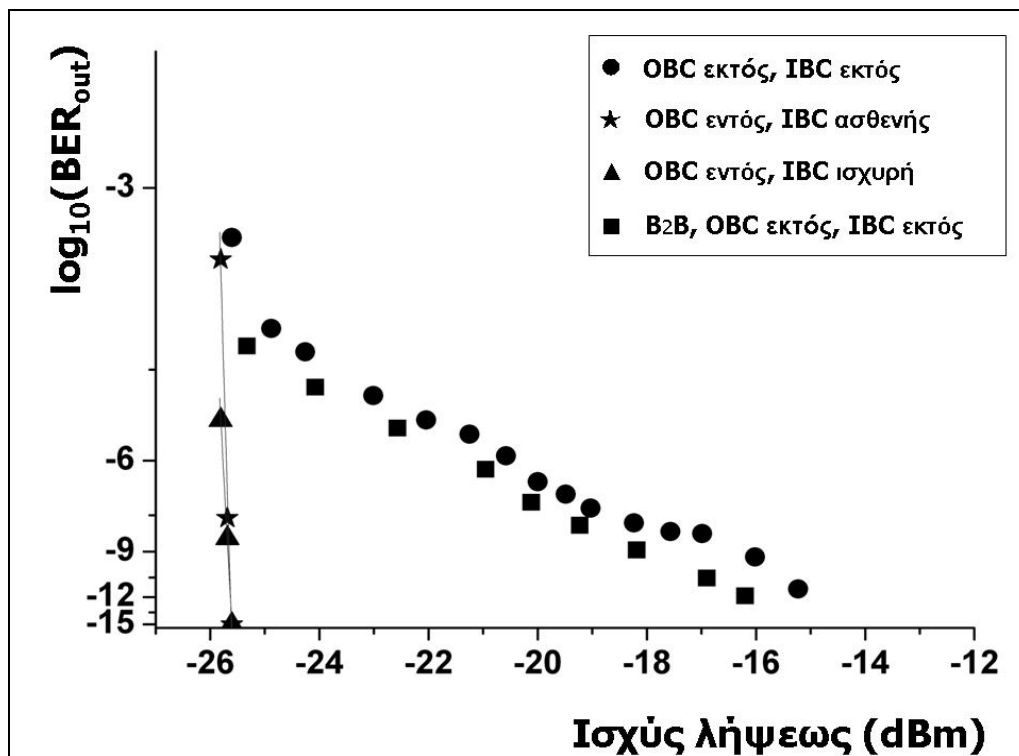
Σχήμα 5.22: Διάγραμμα ματιού στην έξοδο του MZI, για βέλτιστη πόλωση του οπτικού σήματος ελέγχου.



Σχήμα 5.23: Διάγραμμα ματιού στην έξοδο του MZI, για χειρίστη πόλωση του οπτικού σήματος ελέγχου.

Στην περίπτωση που η πόλωση του σήματος ελέγχου είναι η βέλτιστη, τότε δεν απαιτείται κωδικοποίηση FEC για να επιτευχθεί η μετατροπή μήκους κύματος χωρίς

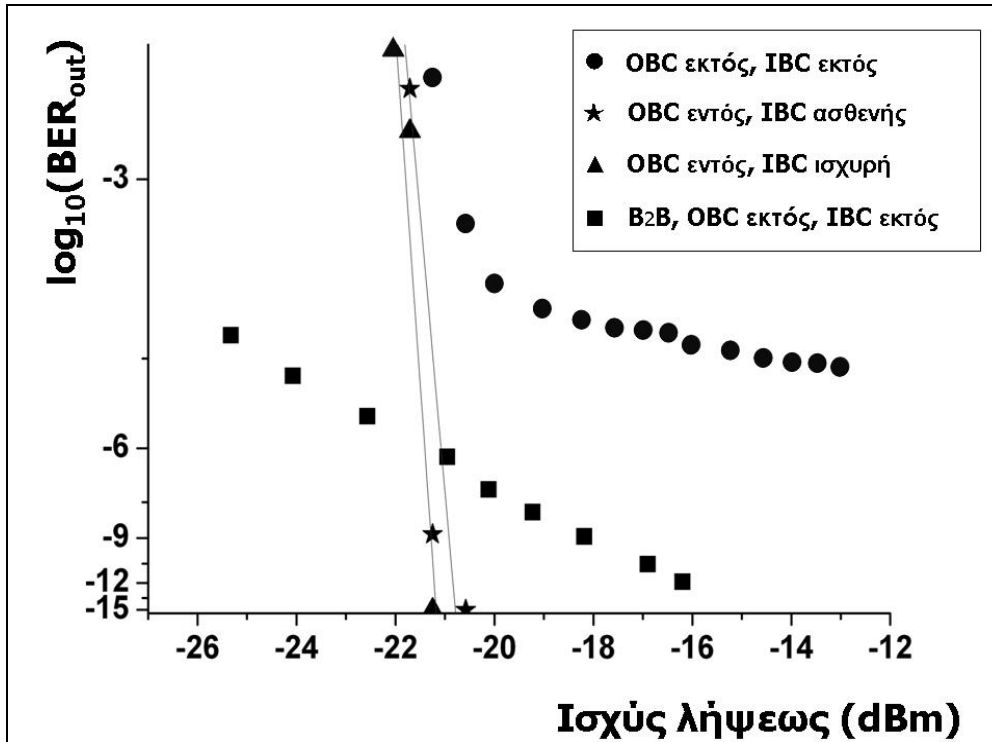
σφάλματα, αρκεί η ισχύς εισόδου να είναι τουλάχιστον ίση με -15dBm (Σχήμα 5.24). Αν ενεργοποιηθεί το υβριδικό σύστημα FEC, τότε η επικοινωνία πραγματοποιείται δίχως σφάλματα (ρυθμός BER αναφοράς το 10^{-12}), αυτή τη φορά για ισχύ εισόδου τουλάχιστον ίση με περίπου -25.5dBm και ανεξάρτητα από τον τρόπο λειτουργίας του FOCUS (ασθενής/ισχυρός). Έτσι, το συνολικό κέρδος ισχύος, ανέρχεται κοντά στα $-15\text{dBm} - (-25.5)\text{dBm} = 10.5\text{dBm}$.



Σχήμα 5.24 : «BER-εξόδου» έναντι «ισχύος λήψεως», όταν η πόλωση του σήματος ελέγχου είναι «βέλτιστη»: (■) άνευ μετατροπής μήκους κύματος – back to back, (●) άνευ FEC – WRAP100 & FOCUS ανενεργά, (★) WRAP100 ενεργό – FOCUS ασθενής, (▲) WRAP100 ενεργό – FOCUS ισχυρό.

Στο Σχήμα 5.25, παρουσιάζονται οι καμπύλες «BER-εξόδου» έναντι «ισχύος λήψεως», όταν η πόλωση του σήματος ελέγχου γίνεται χειρίστη. Καθώς η πόλωση του σήματος ελέγχου αποκλίνει από τη βέλτιστη τιμή της, παρατηρείται πάντοτε ένα υπόβαθρο σφαλμάτων (error floor), ανεξάρτητα από την ισχύ στο δέκτη. Όπως φαίνεται και στο γράφημα, ακόμα και με τη μέγιστη ισχύ (περίπου -13dBm), που

επιτρέπεται στην είσοδο του οπτικού δέκτη, ένα υπόβαθρο σφαλμάτων της τάξεως του 10^{-5} εξακολουθεί να υφίσταται, αν η υβριδική κωδικοποίηση FEC παραμένει ανενεργή. Η ενεργοποίηση του υβριδικού συστήματος κωδικοποίησης FEC πρακτικά εξαλείφει το υπόβαθρο αυτό και η μετατροπή μήκους κύματος χωρίς σφάλματα γίνεται εφικτή για ισχύ λήψεως -20.5dBm περίπου στον ασθενή τρόπο λειτουργίας του FOCUS και με ισχύ λήψεως -21.2dBm περίπου στον ισχυρό τρόπο. Η συμπεριφορά της διάταξης στις ενδιάμεσες τιμές της πόλωσης του σήματος ελέγχου είναι παρόμοια. Είναι φανερό ότι το υβριδικό σύστημα FEC, όχι μόνο διορθώνει τα σφάλματα που προέρχονται από την αλλαγή της πόλωσης, αλλά και βελτιώνει την απόδοση της διάταξης μετατροπής μήκους κύματος, αφού επιτρέπει την απρόσκοπτη μετάδοση των δεδομένων, με πολύ μικρότερη ισχύ. Για την εξαγωγή ενός ακόμα μέτρου αποδοτικότητας, υπολογίζουμε το καθαρό κέρδος κωδικοποίησης του υβριδικού συστήματος, σύμφωνα με τη σύσταση G.975.1 (2004) της ITU-T [5.15]. Αυτό ανέρχεται σε $\sim 6.5\text{dB}$ (για ισχύ λήψεως -20.5dBm) στον ασθενή τρόπο λειτουργίας του FOCUS και σε $\sim 7.0\text{dB}$ στον ισχυρό (για ισχύ λήψεως -21.2dBm). Και οι δύο υπολογισμοί έγιναν για BER αναφοράς 10^{-12} και θόρυβο AWGN στο κανάλι.

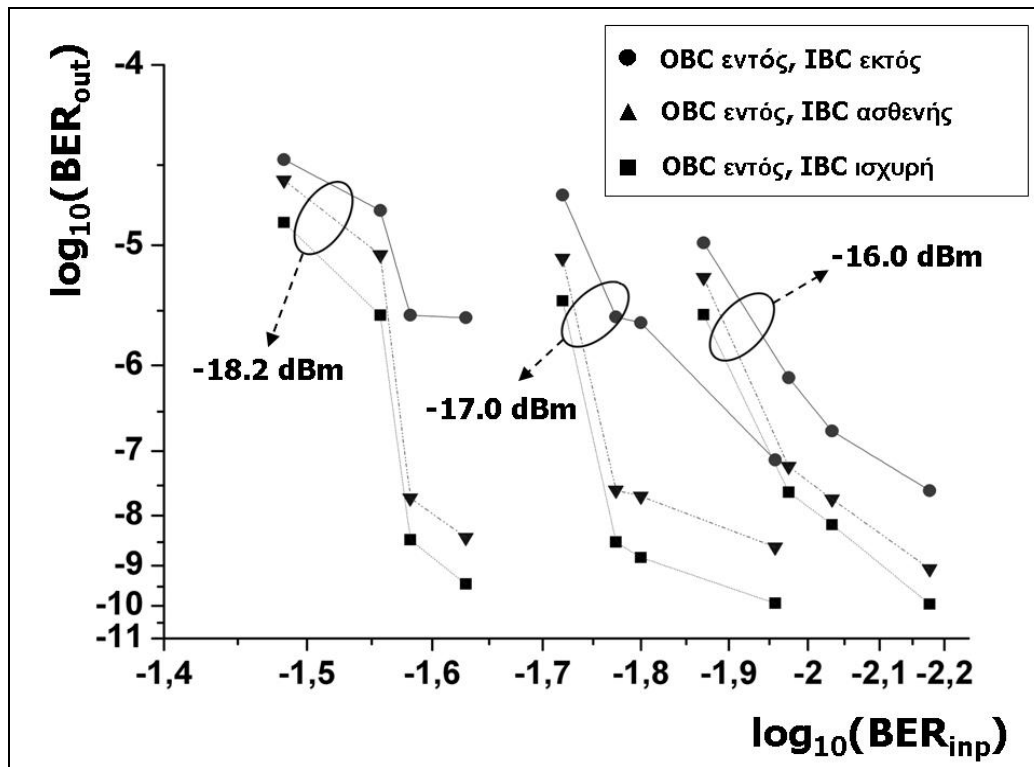


Σχήμα 5.25: «BER-εξόδου» έναντι «ισχύος λήψεως», όταν η πόλωση του σήματος ελέγχου είναι «χειρίστη»: (■) άνευ μετατροπής μήκους κύματος – back to back, (●) άνευ FEC – WRAP100 & FOCUS ανενεργά, (★) WRAP100 ενεργό – FOCUS ασθενές, (▲) WRAP100 ενεργό – FOCUS ισχυρό.

Ανάδειξη της ικανότητας του FOCUS να λειτουργεί ως δικλείδα ασφαλείας

Στην παράγραφο αυτή, παρουσιάζεται η ικανότητα λειτουργίας του FOCUS ως δικλείδας ασφαλείας του υβριδικού συστήματος διόρθωσης. Το παραπάνω είναι δυνατό να επιδειχθεί, μόνο όταν το σύστημα κωδικοποίησης «εντός ζώνης» WRAP100 βρεθεί στα όρια υπερχειλίσας από σφάλματα σε διαφορετική περίπτωση, το σύστημα FOCUS λαμβάνει δεδομένα απαλλαγμένα από σφάλματα (error free) και παραμένει ανενεργό. Προχωρώντας στην εξέλιξη του πειράματος, η πόλωση του σήματος ελέγχου μεταβλήθηκε με τυχαίο τρόπο, ώσπου το WRAP100 να φτάσει σε μια οριακή κατάσταση λειτουργίας. Τότε, διατηρώντας την ισχύ λήψεως σταθερή, μετρήθηκε ο ρυθμός των σφαλμάτων για τέσσερις παραπλήσιες τιμές της πόλωσης του ίδιου σήματος ελέγχου. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν για τις εξής τιμές της ισχύος λήψεως: -18.2dBm, -17dBm και -16dBm. Οι μετρήσεις της δεύτερης ομάδας

επέτρεψαν τη χάραξη καμπύλων «BER-εξόδου» έναντι «BER-εισόδου» που παρουσιάζονται στο **Σχήμα 5.26**. Παρατηρώντας το γράφημα, είναι ξεκάθαρο ότι το σύστημα «κωδικοποίησης εντός ζώνης» FOCUS, συμβάλει σημαντικά στη βελτίωση της απόδοσης του ενιαίου υβριδικού συστήματος.



Σχήμα 5.26: «BER-εξόδου» έναντι «BER-εισόδου», όταν το WRAP100 έχει υπερχειλιστεί από σφάλματα και το FOCUS είναι: (●) ανενεργό, (▲) στον ασθενή τρόπο και (■) στον ισχυρό τρόπο λειτουργίας.

Σύμφωνα με τη σύσταση G.975 της ITU-T, το καθαρό κέρδος κωδικοποίησης της πρότυπης μεθόδου OBC είναι ίσο με 5.6dB (υποθέτοντας ότι η αλλοίωση του οπτικού καναλιού είναι θόρυβος AWGN). Έτσι, γνωρίζοντας και το θεωρητικό καθαρό κέρδος κωδικοποίησης του υβριδικού συστήματος, μπορούμε να υπολογίσουμε το θεωρητικό καθαρό κέρδος κωδικοποίησης που συνεισφέρει το FOCUS. Αυτό είναι ίσο με $6.5 - 5.6 = 0.9\text{dB}$ στον ασθενή τρόπο λειτουργίας και $7.0 - 5.6 = 1.4\text{dB}$ στον ισχυρό. Στον **Πίνακα 5.7** που ακολουθεί, παρουσιάζεται το καθαρό κέρδος κωδικοποίησης που συνεισφέρει το FOCUS (για ασθενή και ισχυρή

λειτουργία), όπως υπολογίστηκε για τις τρεις τιμές ισχύος λήψεως του πειράματος, και οι αντίστοιχες θεωρητικές τιμές.

Ισχύς λήψεως (dBm)		-16.0	-17.0	-18.2	μέσος όρος	θεωρία
Καθαρό κέρδος (dB)	ασθενής λειτουργία	0.83	0.95	2.04	1.27	0.90
	ισχυρή λειτουργία	1.29	1.63	2.59	1.84	1.40

Πίνακας 5.7: Το κέρδος, που συνεισφέρεται από το FOCUS στο υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης

5.6 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ένα υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης FEC, ικανό να βελτιώσει την απόδοση ενός αμιγώς οπτικού διακόπτη SOA-MZI. Η υβριδική υλοποίηση προκύπτει από τη σύνδεση του FOCUS σε σειρά με την πρότυπη μέθοδο κωδικοποίησης «εκτός ζώνης» WRAP100. Σύμφωνα με τη σύσταση G.975.1 (2004) της ITU-T, το καθαρό κέρδος κωδικοποίησης της υβριδικής υλοποίησης, υπολογίστηκε σε ~6.5dB στον ασθενή τρόπο λειτουργίας του FOCUS και σε ~7.0dB στον ισχυρό, ενώ κατά την G.975, το αντίστοιχο κέρδος μόνο της πρότυπης μεθόδου OBC είναι ίσο με 5.6dB. Στο σημείο αυτό, αξίζει να σημειωθεί ότι η συνεργασία των δύο μεθόδων OBC και IBC επιτυγχάνεται για πρώτη φορά σε εργαστηριακό επίπεδο. Αποδεικνύεται το γεγονός ότι όχι μόνο δεν αλληλοαποκλείονται, αλλά μπορούν να λειτουργήσουν συνδυαστικά, βελτιώνοντας περαιτέρω την ποιότητα της οπτικής μετάδοσης.

Αρχικός στόχος, ήταν η αξιολόγηση του υβριδικού συστήματος κωδικοποίησης και η επίδειξη της διορθωτικής του ικανότητας. Έτσι, η οπτική διάταξη μετατροπής μήκους κύματος απορρυθμίστηκε σκόπιμα από τη βέλτιστη λειτουργία της, θέτοντας μάλιστα την πόλωση του σήματος ελέγχου του MZI στη χειρίστη τιμή. Ακόμα και σε αυτή την περίπτωση, το υβριδικό σύστημα ανταπεξήλθε πλήρως στο

ρόλο του, βελτιώνοντας τη λειτουργία της οπτικής διάταξης και καθιστώντας την επικοινωνία «αναίσθητη» στην πόλωση του σήματος ελέγχου (μέχρι η ισχύς λήψης να φτάσει στα επίπεδα των -25.5dBm, -10.5dBm λιγότερα από τη μέγιστη δυνατή) [5.16], [5.17]. Από τα παραπάνω διαπιστώνεται ότι η ενσωμάτωση ενός κατάλληλου συστήματος κωδικοποίησης FEC σε καθαρά οπτικά δίκτυα μετάδοσης, καθιστά ελαστικότερες τις προδιαγραφές λειτουργίας αυτών, γεγονός που θα επιτρέψει την έξοδό τους από τα εργαστηριακά περιβάλλοντα και την εφαρμογή τους στην πράξη. Έτσι, το προτεινόμενο υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης αποτελεί μια ξεκάθαρη συμβολή στην έλευση των οπτικά διαφανών δικτύων.

Στη συνέχεια, πραγματοποιήθηκε η αξιολόγηση του FOCUS, ως μέρους του υβριδικού συστήματος κωδικοποίησης και αναδείχθηκε ο υποστηρικτικός του ρόλος στη διόρθωση των σφαλμάτων. Το σύστημα αυτό, αποτελεί μια ήδη δοκιμασμένη προσέγγιση χαμηλού κόστους και όπως αναφέρθηκε μπορεί να χρησιμοποιηθεί στα δίκτυα SDH/SONET προσφέροντας δύο λειτουργίες, ανάλογα με τις απαιτήσεις του καναλιού επικοινωνίας. Το κέρδος κωδικοποίησης της «εντός ζώνης» μεθόδου FOCUS, υπολογίζεται θεωρητικά ίσο με $6.5 - 5.6 = 0.9\text{dB}$ στον ασθενή τρόπο λειτουργίας και $7.0 - 5.6 = 1.4\text{dB}$ στον ισχυρό. Στην πράξη, το αντίστοιχο κέρδος ισούται (κατά μέσον όρο) με 1.27dB στον ασθενή τρόπο λειτουργίας και με 1.84dB στον ισχυρό. Οδηγούμαστε δηλαδή στο συμπέρασμα ότι τα πειραματικά αποτελέσματα βρίσκονται κοντά στις προσδοκώμενες θεωρητικές τιμές και μάλιστα τις ξεπερνούν σε επιδόσεις. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην εμφάνιση σφαλμάτων υπό μορφή ομοβροντιών, λόγω της σκόπιμης υπερχειλίσης του συστήματος OBC WRAP100. Ο σχεδιασμός του FOCUS στοχεύει στην αντιμετώπιση τέτοιας μορφής σφαλμάτων, οπότε και η διορθωτική ικανότητα του συστήματος αντίστοιχα πολλαπλασιάζεται. Με άλλα λόγια, επαληθεύεται ο ισχυρισμός ότι το FOCUS είναι ιδιαίτερα αποτελεσματικό έναντι σφαλμάτων, που εμφανίζονται υπό τη μορφή ομοβροντιών.

Τέλος, είναι σημαντικό το γεγονός ότι το επιπλέον κέρδος, δεν αυξάνει το ρυθμό μετάδοσης, αφού η πλεονάζουσα πληροφορία εισάγεται στον προϋπάρχοντα πλεονασμό των πλαισίων. Με αυτό τον τρόπο, αποφεύγεται η επανασχεδίαση του συστήματος επικοινωνίας και η αντικατάσταση των ήδη υπαρχόντων στοιχείων (π.χ. 3R αναγεννητές, διαμορφωτές, CDR, κ.λπ.), γεγονότα που θα συνέβαιναν σίγουρα, αν η κωδικοποίηση ήταν «εκτός ζώνης». Το παραπάνω πλεονέκτημα είναι πολύ σημαντικό στην περίπτωση αναβάθμισης/αξιοποίησης παλαιών δικτύων (legacy networks).

5.7 Αναφορές

- [5.1] <http://www.tektronix.com> Tektronix SDH Telecommunications Standard Primer.
- [5.2] Telecommunications Techniques Corporation: The Fundamentals of SDH.
- [5.3] <http://electrosofts.com/sonet/frame.html>, η δομή του πλαισίου SONET.
- [5.4] Μπαζιάκος Αθανάσιος Ανάπτυξη Μηχανισμών Ελέγχου Ροής Πληροφορίας Σε Δίκτυα Atm.
- [5.5] hlombardi.free.fr/publis/BMAvar.pdf, αλγόριθμος Berlekamp και Massey.
- [5.6] www.myoops.org/cocw/usu/Electrical_and_Computer_Engineering/Error_Control_Coding/usufiles/lecture4.pdf, αλγόριθμος Ευκλείδη.
- [5.7] ITU-T Recommendation G.975.1, "Forward Error Correction for High Bit-rate DWDM Submarine Systems", in Series G of ITU-T recommendations, ITU, Feb. 2004.
- [5.8] A.Tychopoulos, I. Papagiannakis, D. Klonidis, A. Tzanakaki, J. Kikidis, O. Koufopavlou and I. Tomkos, "A Low-cost Inband FEC Scheme for SONET/SDH Optical Metro Networks", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 18, No. 24, pp. 2581-2583, Dec. 2006.
- [5.9] Intel® IXD80102™ (WRAP100 EVB) Datasheet, "10G Evaluation System for IXF30005", rev. 05, Feb. 2002.
- [5.10] Intel® LXT16785™ preliminary Datasheet.
- [5.11] Intel® LXT16784™ preliminary Datasheet.
- [5.12] Intel® LXT16717™ preliminary Datasheet.
- [5.13] Intel® LXT16716™ preliminary Datasheet.
- [5.14] Bright Star Engineering® Hardware Reference Manual.
- [5.15] ITU-T Recommendation G.975.1, "Forward Error Correction for High Bit-rate DWDM Submarine Systems", in Series G of ITU-T recommendations, ITU, Feb.2004.
- [5.16] "Employing concatenated-FEC to mitigate polarization-sensitivity in all-optical wavelength-conversion" A. Tychopoulos, **P. Zakynthinos**, O.

Koufopavlou and H. Avramopoulos, Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, 2008. CNSDSP 2008. 6th International Symposium on, 25-25 July 2008 Page(s):345 -348.

- [5.17] A. Tychopoulos, P. **Zakynthinos**, H. Avramopoulos, O. Koufopavlou , “Inband-FEC as a Low-Cost Performance Upgrade to Already-Deployed SDH/SONET Optical Communication Channels”, Accepted for future publication in the special issue on "Photonic Communications Systems and Network" of the MEDJEC journal.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΕΡΕΥΝΑ

6.1 Σύνοψη αποτελεσμάτων

Ο κύριος σκοπός της παρούσας διατριβής ήταν η σχεδίαση και η ανάπτυξη αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων, βασισμένων σε ολοκληρωμένα υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία, για την επεξεργασία τη μεταγωγή και τη δρομολόγηση οπτικών σημάτων δεδομένων. Το βασικά δομικά στοιχεία όλων των κυκλωμάτων που υλοποιήθηκαν ήταν υβριδικές διατάξεις με ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές (SOAs), όπως το μονό συμβολόμετρο MZI, το οπτικό flip-flop και οι τετραπλές συστοιχίες MZI. Οι διατάξεις που υλοποιήθηκαν εκμεταλλεύονται πλήρως τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των φωτονικών στοιχείων από τα οποία αποτελούνται, προφέροντας διαφάνεια στο ρυθμό και την μορφή του εισερχόμενου σήματος δεδομένων. Ακόμα παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των αντίστοιχων ηλεκτρονικών υλοποιήσεων, όπως υψηλή ταχύτητα επεξεργασίας, ανεξαρτησία της κατανάλωσης ισχύος από το ρυθμό μετάδοσης και απουσία ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής στην περίπτωση ολοκλήρωσης τους σε συστήματα στο δίκτυο. Η ανάπτυξη τέτοιου είδους κυκλωμάτων συντελεί σε μεγάλο βαθμό στην ώθηση των τεχνολογικών εξελίξεων και την τεχνολογίας φωτονικής ολοκλήρωσης προς την υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων, στα οποία θα αποφεύγεται η χρήση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και όλες οι λειτουργικές διαδικασίες θα επιτελούνται στο οπτικό επίπεδο.

Το πρώτο σημαντικό πρόβλημα, που αντιμετωπίστηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής ήταν η αμιγώς οπτική επίλυση των συγκρούσεων οπτικών πακέτων δεδομένων που εισέρχονται σε έναν οπτικό κόμβο, λαμβάνοντας υπόψη την προτεραιότητά τους. Το δεύτερο σημαντικό πρόβλημα, στο οποίο εστιάσαμε ήταν η αμιγώς οπτική πολυκυματική 3R αναγέννηση ασύγχρονων δεδομένων εκρηκτικής ροής σε ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής πακέτου και εκρηκτικής κίνησης (OPS/OBS). Στη συνέχεια επιχειρήσαμε και παρουσιάσαμε την ταυτόχρονη αναγέννηση οπτικών σημάτων δεδομένων διαμορφωμένα στο πεδίο τόσο του πλάτους όσο και της φάσης με τη χρήση μόνο μίας συσκευής αναγέννησης. Τέλος, στα πλαίσια της παρούσας διατριβής παρουσιάσαμε ένα υβριδικό σύστημα άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) για να μελετήσουμε τον βαθμό διόρθωσης σφαλμάτων που εισέρχονται σε ένα οπτικό δίκτυο με υβριδικά ολοκληρωμένες φωτονικές συσκευές λόγω ευαισθησίας τους στην πόλωση των σημάτων εισόδου.

Στην πορεία για την επίλυση αυτών των προβλημάτων αναπτύχθηκαν πρωτοποριακά κυκλώματα οπτικής επεξεργασίας σήματος για την υλοποίηση επιμέρους δομικών υποσυστημάτων. Η λειτουργία αυτών των συστημάτων, ανέδειξε επίσης νέες εφαρμογές αυτών στο γενικότερο πεδίο της οπτικής μεταγωγής και επεξεργασίας δεδομένων.

Πιο συγκεκριμένα, με δεδομένο το παραπάνω πλαίσιο αναφοράς, και αφού υλοποιήθηκαν οι κατάλληλες διατάξεις για την παραγωγή, την λήψη και την απεικόνιση των οπτικών σημάτων, η έρευνα επικεντρώθηκε στην ανάπτυξη των παρακάτω υποσυστημάτων με τη χρήση υβριδικά ολοκληρωμένων στοιχείων:

- ενός **αμιγώς οπτικού, μεγάλης κλίμακας κυκλώματος επίλυσης της σύγκρουσης σύγχρονων οπτικών πακέτων στο πεδίο του χώρου και του μήκους κύματος**
- ενός **κυκλώματος πολυκυματικής 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής.**

- ενός **κυκλώματος ταυτόχρονης οπτικής αναγέννησης δεδομένων διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης**
- ενός **υβριδικού συστήματος άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) για τον έλεγχο της λειτουργίας υβριδικά ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων**

Στα κεφάλαια που προηγήθηκαν, παρουσιάστηκαν τρεις αμιγώς οπτικές κυκλωματικές υλοποιήσεις βασισμένες σε υβριδικά ολοκληρωμένα στοιχεία. Τα κυκλώματα αυτά, όπως αναφέραμε και παραπάνω, είναι ένα αμιγώς οπτικό κύκλωμα επίλυσης της σύγκρουσης σύγχρονων οπτικών πακέτων, ένα κύκλωμα πολυκυματικής 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, και το κύκλωμα ταυτόχρονης οπτικής αναγέννησης δεδομένων διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης. Επίσης παρουσιάστηκε ένα σύστημα FEC για τον έλεγχο της κατάστασης λειτουργίας αυτών των διατάξεων. Τα σημαντικότερα αποτελέσματα που προέκυψαν από τον σχεδιασμό, την υλοποίηση και την μελέτη της λειτουργίας αυτών των διατάξεων, παρουσιάζονται στις παραγράφους που ακολουθούν.

6.1.1 Φωτονικό κύκλωμα επίλυσης συγκρούσεων σύγχρονων οπτικών πακέτων σε ταχύτητες 160Gb/s

Αυτό το αμιγώς οπτικό κύκλωμα σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε για να επιλύει τις συγκρούσεις μεταξύ οπτικών πακέτων στο πεδίο του χώρου και του χρόνου συνυπολογίζοντας την προτεραιότητά τους βάση σημαίων με τη μορφή οπτικών ταμπελών. Το κύκλωμα υλοποιήθηκε χρησιμοποιώντας III-V φωτονικά ολοκληρωμένα στοιχεία και υβριδικά ολοκληρωμένα III-V στοιχεία σε Silica-on-Silicon. Το κύκλωμα λειτούργησε αξιόπιστα και χωρίς σφάλματα σε όλες τις εξόδους του. Το συγκεκριμένο πολύπλοκο κύκλωμα επεξεργασίας με τη χρήση διασυνδεδεμένων φωτονικών κυκλωμάτων αναδεικνύει την προοπτική για τα μελλοντικά υψηλής κλίμακας πλήρως ολοκληρωμένα συστήματα σε ένα και μόνο chip.

6.1.2 Πολυκυματική 3R αναγέννηση δεδομένων εκρηκτικής ροής

Ένα σημαντικό τμήμα της παρούσας διατριβής αφιερώθηκε στα συστήματα αμιγούς οπτικής αναγέννησης σημάτων. Έτσι μελετήθηκε, σχεδιάστηκε, κατασκευάστηκε και αξιολογήθηκε ένα φωτονικό κύκλωμα 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής για πολλαπλά μήκη κύματος και συγκεκριμένα για ταυτόχρονη αναγέννηση τεσσάρων διαφορετικών μηκών κύματος (4λ-BMR). Το κύκλωμα αυτό διατηρεί όλα τα ελκυστικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, όπως ο μικρός χρόνος ανάκτησης και σβέσης του παραγόμενου πακέτου ρολογιού και η δυνατότητα λειτουργίας του κυκλώματος σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου. Βασικά πλεονεκτήματα του προτεινόμενου κυκλώματος είναι, επίσης, η απλή υλοποίησή του, καθώς απαιτεί μόνο ένα Fabry-Perot φίλτρο και τρεις ολοκληρωμένες, τετραπλές συστοιχίες διακοπών SOA-MZI, όπως, επίσης, το γεγονός ότι αποφεύγεται η χρήση ηλεκτρονικών διατάξεων, ενώ μοναδική απαίτησή για τη λειτουργία του κυκλώματος είναι το αρχικό πακέτο δεδομένων ως είσοδος. Τέλος, το κύκλωμα μπορεί, εν δυνάμει, να κατασκευαστεί σε συμπαγή μορφή ενός chip με ολοκλήρωση των διακοπών τύπου Mach-Zehnder και μιας συμπαγούς συσκευασίας Fabry-Perot φίλτρου με προσαρτημένες ίνες εισόδου και εξόδου. Τα παραπάνω πλεονεκτήματα στοιχειοθετούν ένα κύκλωμα με ιδιαίτερα ελκυστικά χαρακτηριστικά για την εφαρμογή του στα μελλοντικά WDM οπτικά δίκτυα μεταγωγής εκρηκτικής ροής δεδομένων, ικανό να ολοκληρωθεί σε ένα μόνο chip με περαιτέρω αξιοποίηση της υβριδικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης.

6.1.3 Αμιγώς οπτική αναγέννηση σημάτων στο πεδίο του πλάτους και της φάσης

Στο τέταρτο κεφάλαιο αυτής της διατριβής περιγράψαμε την ανάπτυξη και την αξιολόγηση των πρώτων δειγμάτων συσκευών που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια του ευρωπαϊκού έργου APACHE. Συγκεκριμένα σχεδιάστηκαν, υλοποιήθηκαν και αξιολογήθηκαν διατάξεις παραγωγής, αναγέννησης και λήψης οπτικών σημάτων διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης.

Ειδικότερα για την επίτευξη των παραπάνω, ήταν αναγκαία η χρήση ενός ανισοζυγούς συμβολομέτρου MZI (UMZI), το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την αποκωδικοποίηση των διαμορφωμένων σημάτων από το πεδίο της φάσης στο πεδίο του πλάτους, ώστε να είναι ικανή η αναγέννηση και η μέτρηση αυτών. Για το ολοκληρωμένο UMZI που χρησιμοποιήθηκε οι απώλειες και οι χρονικές καθυστερήσεις ήταν αποδεκτές, παρόλα αυτά θα ήταν επιθυμητή, μικρότερη μετακίνηση της απόκρισης του μήκους κύματος λόγω εξάρτησης από την πόλωση.

Οι μετρήσεις και τα πειραματικά αποτελέσματα που ελήφθησαν έδειξαν ότι με τα υβριδικά ολοκληρωμένα SOA-MZI νέας γενιάς που έχουν ήδη κατασκευαστεί, είναι δυνατόν να πετύχουμε αναγέννηση OOK και DPSK σημάτων υψηλής υποβάθμισης στα 40Gb/s. Για να επιτευχθεί αυτό είναι απαραίτητη η χρήση της τεχνικής push-pull με co-propagating διάδοση σημάτων ελέγχου. Για να αποφευχθούν και να ελεγχθούν όσο γίνεται περισσότερο τα φαινόμενα παρεμβολής και αλληλεπίδρασης σημάτων μέσα στους SOAs προτείνεται οι επόμενες συσκευές να έχουν ολοκληρωμένες στο chip τις καθυστερήσεις push-pull. Ρυθμίζοντας την πόλωση των push και pull σημάτων να είναι ορθογώνιες θα μειωθούν οι επιδράσεις παρόμοιων φαινομένων. Αυτή η λύση όμως προτείνεται σαν εναλλακτική καθώς θα αυξήσει την πολυπλοκότητα του αναγεννητή.

6.1.4 Υβριδικό σύστημα άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) για υβριδικά ολοκληρωμένες φωτονικές διατάξεις

Στο τελευταίο μέρος της παρούσας διατριβής παρουσιάστηκε ένα υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης FEC, ικανό να βελτιώσει την απόδοση ενός αμιγώς οπτικού στοιχείου και στην περίπτωση μας ενός υβριδικά ολοκληρωμένου διακόπτη SOA-MZI.

Αρχικός στόχος, ήταν η αξιολόγηση του υβριδικού συστήματος κωδικοποίησης και η επίδειξη της διορθωτικής του ικανότητας. Έτσι, η οπτική διάταξη μετατροπής μήκους κύματος απορρυθμίστηκε σκόπιμα από τη βέλτιστη λειτουργία της,

θέτοντας μάλιστα την πόλωση του σήματος ελέγχου του MZI στη χείριστη τιμή. Ακόμα και σε αυτή την περίπτωση, το υβριδικό σύστημα ανταπεξήλθε πλήρως στο ρόλο του, βελτιώνοντας τη λειτουργία της οπτικής διάταξης και καθιστώντας την επικοινωνία «αναίσθητη» στην πόλωση του σήματος ελέγχου (μέχρι η ισχύς λήψης να φτάσει στα επίπεδα των -25.5dBm , -10.5dBm λιγότερα από τη μέγιστη δυνατή) Έτσι διαπιστώνεται ότι η ενσωμάτωση ενός κατάλληλου συστήματος κωδικοποίησης FEC σε καθαρά οπτικά δίκτυα μετάδοσης, καθιστά ελαστικότερες τις προδιαγραφές λειτουργίας αυτών, γεγονός που θα επιτρέψει την έξοδό τους από τα εργαστηριακά περιβάλλοντα και την εφαρμογή τους στην πράξη. Έτσι, το προτεινόμενο υβριδικό σύστημα κωδικοποίησης αποτελεί μια ξεκάθαρη συμβολή στην έλευση των οπτικά διαφανών δικτύων.

6.2 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

Στην εποχή που διανύουμε βρισκόμαστε αντιμέτωποι με την ολοένα αυξανόμενη απαίτηση από τους χρήστες για μεγαλύτερη χωρητικότητα στα οπτικά δίκτυα. Ένας σημαντικός παράγοντας για αυτή την αύξηση στις απαιτήσεις χωρητικότητας είναι η πρωτοφανής ανάπτυξη των οπτικών δικτύων πρόσβασης παγκοσμίως [6.1], με τις οπτικές τεχνολογίες να είναι οι κύριες τεχνολογικές λύσεις για την επίτευξη μεγάλου bandwidth στον τελικό χρήστη στην περιοχή $>50\text{Mb/s}$. Η φωτονική τεχνολογία κερδίζει συνεχώς έδαφος σε σχέση με τις κλασσικές τεχνολογικές λύσεις που βασίζονται στο χαλκό κι αυτό αποδεικνύεται από την εκρηκτική ανάπτυξη των παθητικών οπτικών δικτύων (PON) και των point-to-point σε λειτουργία δικτύων Ethernet στις Ηνωμένες Πολιτείες, την Ιαπωνία, την Κορέα και πρόσφατα στην Ευρώπη [6.2]. Με βάση τα παραπάνω η χρήση του internet και οι ταχύτητες πρόσβασης των τελικών χρηστών αποκτούν καινούργια σημασία σε σχέση με το 2000.

Η σημερινή κατάσταση είναι πολύ διαφορετική, όπου κάθε σύνδεση δεδομένων μεταφράζεται σε γρήγορο internet, συνδυάζοντας φωνή και δεδομένα ακόμα και

triple play εφαρμογές σε ταχύτητες αρκετών Mb/s. Με αυτά τα νέα δεδομένα στα δίκτυα πρόσβασης και τα μητροπολιτικά δίκτυα, τα δίκτυα κορμού [6.3] αρχίζουν να υφίστανται έντονη πίεση, που αναπόφευκτα ποτέ δε θα συμβαδίζει με τα δίκτυα πρόσβασης, με δεδομένο ότι τις ανάγκες για bandwidth τις καθορίζουν οι τελικοί χρήστες.

Τα οπτικά μητροπολιτικά δίκτυα και δίκτυα κορμού, μετά τη τηλεπικοινωνιακή φούσκα εξελίχθηκαν από point-to-point συνδέσεις υψηλής χωρητικότητας σε δυναμικά αναδιατασσόμενα δίκτυα [6.4], λόγω της κίνησης που παραγόταν από τις νέες εφαρμογές που απαιτούν υψηλό bandwidth. Αυτό επιβεβαιώνεται από την επιτυχή ανάπτυξη των ROADMs (Reconfigurable Add-Drop Multiplexers) [6.5]. Τα οπτικά δίκτυα επόμενης γενιάς θα είναι σε θέση να διαμοιράζουν δυναμικά το bandwidth, ενεργοποιώντας και καταργώντας οπτικά μονοπάτια και παρέχοντας πιο εξελιγμένη πραγματικού χρόνου κατανομή των πόρων, μεταπηδώντας από τα στατικά δίκτυα σε αναδιατασσόμενα δίκτυα που θα μπορούν να εξυπηρετήσουν τις αυξανόμενες ανάγκες σε bandwidth.

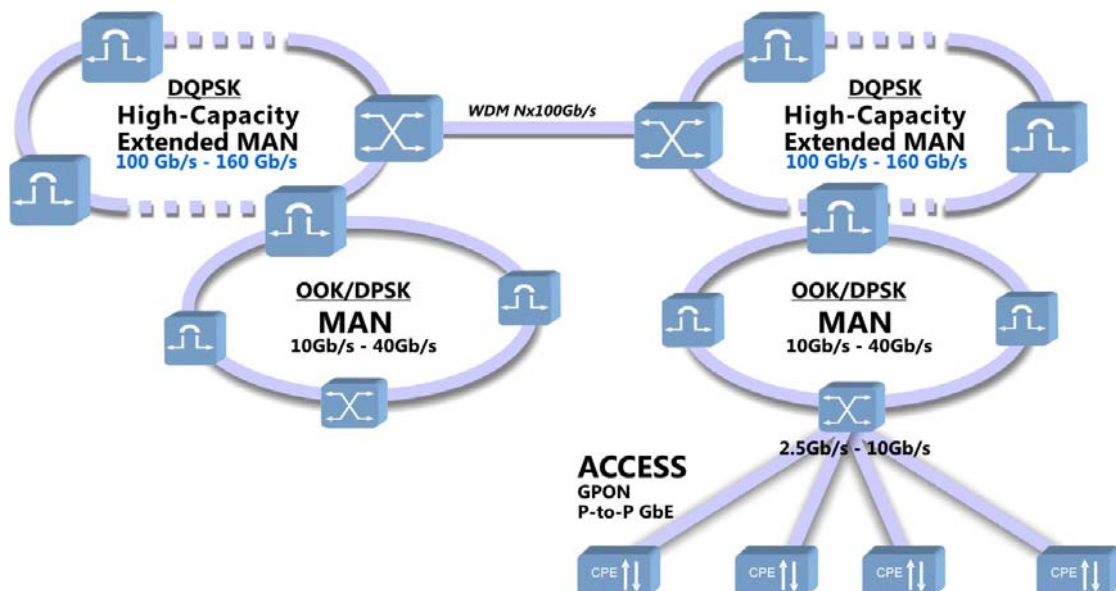
Στα δίκτυα κορμού, η προσοχή εστιάζεται στο επόμενο αναγκαίο βήμα αναβάθμισης για να εξυπηρετηθεί η αυξανόμενη κίνηση. Με βάση αυτή την αύξηση οι κύριες ερευνητικές δραστηριότητες στο φυσικό επίπεδο επικεντρώνονται σε νέα προηγμένα είδη διαμόρφωσης, στην ταχύτητα μετάδοσης και στην αναγέννηση των σημάτων δεδομένων.

Νέα προηγμένα είδη διαμόρφωσης: Είτε δυαδικά είτε πολλαπλών επιπέδων τα νέα είδη διαμόρφωσης δεδομένων χαίρουν ιδιαίτερης προσοχής λόγω της ανώτερης απόδοσής τους κατά την μετάδοση, την εκμετάλλευση του φάσματος και της πρακτικότητάς τους [6.6]. Ειδικότερα τα κωδικοποιημένα στο πεδίο της φάσης σήματα, παρουσιάζουν καλύτερη απόδοση και βελτιωμένη συμπεριφορά απέναντι στις εξασθενήσεις και αλλοιώσεις στην μετάδοση, που συνεπάγεται μακρύτερες διακομβικές συνδέσεις. Επίσης οι multi-level τεχνικές κωδικοποίησης μπορούν να

αυξήσουν την χωρητικότητα μετάδοσης με ταυτόχρονη μείωση των απαιτήσεων σε υψηλής ταχύτητας οπτικά, οπτο-ηλεκτρονικά και ηλεκτρικά στοιχεία.

Η **αύξηση στην ταχύτητα μετάδοσης** των μητροπολιτικών δικτύων και δικτύων κορμού τυγχάνει ιδιαίτερης προσοχής και αποτελεί το κύριο μέλημα των εταιρειών παροχής τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Το κύριο θέμα μεταξύ σχετικά με το Gigabit Ethernet είναι κατά πόσο τα 40Gb/s θα είναι το ενδιάμεσο βήμα για τη μετάβαση από τα 10Gb/s στα 100Gb/s [6.7] ή αν αυτή η μετάβαση θα πρέπει να γίνει απευθείας [6.8].

Η **αναγέννηση δεδομένων** και συγκεκριμένα η οπτική αναγέννηση αποτελεί κύρια ερευνητική δραστηριότητα [6.9]-[6.11], λόγω της ανάγκης για διαφάνεια στα δεδομένα και για άμβλυνση των εξασθενήσεων κατά τη μετάδοση, χωρίς τη χρήση ακριβών και πολύπλοκων ηλεκτρο-οπτικών (OEO) συστημάτων. Οι 2R και 3R αναγεννητές αποτελούν ευαίωτες λύσεις για τα 40Gb/s και 100Gb/s συστήματα, όπου η χρήση των ηλεκτρονικών επαναληπτών είναι ακριβή και αυξάνει την κατανάλωση ισχύος.



Σχήμα 6.1: Διάγραμμα ενός δυναμικού οπτικού δικτύου με αναδιατασσόμενες συνδέσεις

Το έργο APACHE, λαμβάνοντας υπόψη αυτή την εξέλιξη στα οπτικά δίκτυα και την ανάπτυξη των μεταβλητών και αναδιατασσομένων στοιχείων και συστημάτων, σκοπεύει να αναπτύξει και να επεκτείνει την τεχνολογία ολοκλήρωσης ώστε να παρουσιάσει ευέλικτα, terabit-χωρητικότητας, αναδομήσιμα φωτονικά στοιχεία συμβατά με τα επόμενη γενιάς δυναμικά δίκτυα. Συγκεκριμένα, η τεχνολογία APACHE θα είναι συμβατή με πολλαπλούς ρυθμούς μετάδοσης, διασφαλίζοντας την συμβατότητα για όλα τα είδη αναβάθμισης των δικτύων. Εκτός αυτού οι συσκευές APACHE θα είναι σε θέση να παράγουν, να λαμβάνουν και να αναγεννούν πολλαπλά είδη διαμορφώσεων δεδομένων όπως το παραδοσιακό On-Off-Keying (OOK), αλλά και σήματα κωδικοποιημένα στο πεδίο της φάσης όπως DPSK και DQPSK. Η δυνατότητα για λειτουργία με πολλαπλά είδη διαμορφώσεων καθιστά τις συσκευές APACHE ευέλικτες και πολυχρηστικές καθώς οι πομποδέκτες θα μπορούν να τοποθετηθούν σε διαφορετικές συνδέσεις του δικτύου και να υποστηρίζουν δυναμικά μεταβαλλόμενες τοπολογίες, χωρίς την ανάγκη αναβάθμισης ή αλλαγής του hardware. Ένα παράδειγμα της ικανότητας των συσκευών APACHE φαίνεται στο **Σχήμα 6.1** όπου απεικονίζεται ένα δίκτυο το οποίο αποτελείται από δίκτυα πρόσβασης με δυνατότητες μέχρι τα 10Gb/s, τα οποία τροφοδοτούν δακτυλίους MAN (μπορούν να παρατηρηθούν και σαν επεκταμένα LANs οπτικών ινών). Ακολούθως αυτά τα δίκτυα MAN είναι μέρος εκτεταμένων δικτύων MAN υψηλής χωρητικότητας, που μπορούν να έχουν τοπολογία δακτυλίου ή κατανεμημένη. Σύμφωνα με την ιδέα των δυναμικών οπτικών δικτύων, αυτή η τοπολογία αναπαριστά μια στατική κατάσταση η οποία είναι μόνο μια στιγμιαία απεικόνιση του δικτύου. Ανάλογα με τις υφιστάμενες απαιτήσεις bandwidth αυτές οι συνδέσεις (η τα εγκατεστημένα οπτικά μονοπάτια) μπορούν να αναδιαταχθούν δυναμικά, στην οποία περίπτωση ο βαθμός διαφάνειας, η μέγιστη απόσταση και η ταχύτητα μετάδοσης του καναλιού μπορεί να μεταβάλλεται με βάση τη δυναμική του δικτύου.

Σκοπός και μελλοντικές υλοποιήσεις

Σκοπός του έργου APACHE είναι η έρευνα, ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη οικονομικών, συμπαγών και ευέλικτων ολοκληρωμένων φωτονικών στοιχείων που θα είναι σε θέση να παράγουν, να αναγεννούν και να λαμβάνουν οπτικά σήματα διαμορφωμένα στο πεδίο του πλάτους και της φάσης για τα μελλοντικά, υψηλής χωρητικότητας (>100Gb/s), WDM οπτικά δίκτυα. Με αυτό το σκεπτικό, θα αναπτυχθούν πολυλειτουργικές και ευέλικτες συσκευές, ικανές να διαχειρίζονται πολλαπλά είδη διαμόρφωσης από ένα μόνο φωτονικό chip.

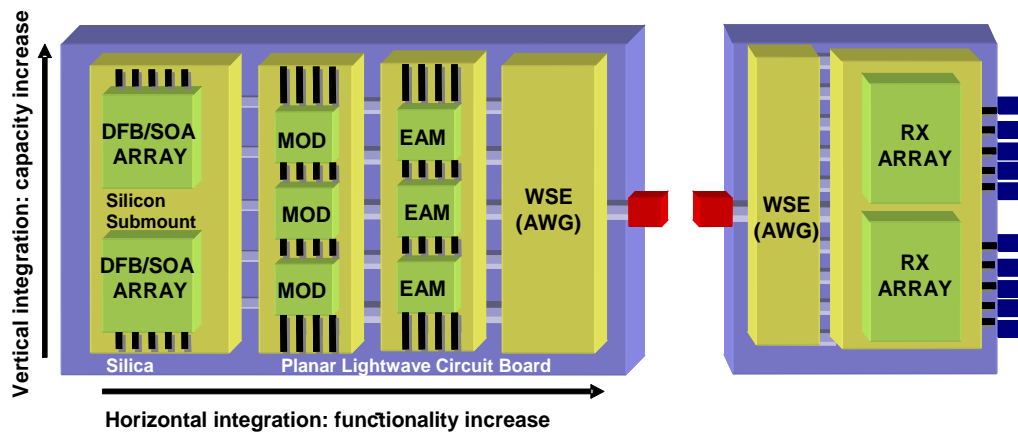
Πιο λεπτομερώς, ακολουθώντας το επιτυχές παράδειγμα του έργου MUFINS [6.12], θα αναπτυχθούν ολοκληρωμένες συστοιχίες από πομπούς, δέκτες και αναγεννητές πολλαπλών λειτουργιών στοχεύοντας στα μελλοντικά, υψηλής χωρητικότητας, δυναμικά και αναδιατασσόμενα δίκτυα. Συγκεκριμένα θα σχεδιαστούν και θα κατασκευασθούν πακεταρισμένα, ερευνητικά πρωτότυπα, συμβατά με διαμορφώσεις στο πεδίο του πλάτους (OOK) και στο πεδίο της φάσης (PSK), περιλαμβάνοντας και διαμορφώσεις πολλαπλών επιπέδων (QPSK) και με ταχύτητα λειτουργίας πάνω από 100Gb/s. Επίσης θα σχεδιασθούν και θα κατασκευασθούν νέοι οπτικοί αναγεννητές πολλαπλών διαμορφώσεων, με ταχύτητα λειτουργίας μέχρι τα 160Gb/s. Η μεθοδολογία και η τεχνολογία ολοκλήρωσης που θα αναπτυχθεί, θα εκμεταλλευθεί για την ανάπτυξη πομπών υψηλής χωρητικότητας, ολοκληρωμένοι σε ένα μόνο chip και ικανοί να παράγουν και να διαμορφώνουν WDM σήματα στο 1Tb/s.

Η κατασκευή θα γίνει με τον συνδυασμό υψηλής ταχύτητας μονολιθικών στοιχείων σε υλικό InP, υποστρωμάτων Si και silica-on-silicon PLCs μικρών απωλειών για την επίτευξη χαμηλού κόστους, απόδοσης, μικρού μεγέθους, χαμηλής κατανάλωσης και επεκτασιμότητας.

Ειδικότερα προβλέπεται η ταυτόχρονη οριζόντια και κάθετη προσέγγιση ολοκλήρωσης με αύξηση του βαθμού ολοκλήρωσης, χρησιμοποιώντας το συνδυασμό μονολιθική-σε-υβριδική τεχνολογία. Η οριζόντια ολοκλήρωση έχει σαν

αποτέλεσμα την αύξηση λειτουργικότητας στο ίδιο chip εκμεταλλευόμενοι την τεχνολογία υβριδικής ολοκλήρωσης PLC [6.13]. Χρησιμοποιώντας αυτή την τεχνική, γίνεται εφικτή η παθητική συναρμολόγηση με χαμηλές απώλειες διαφορετικών φωτονικών στοιχείων όπως lasers, ενισχυτές, διαμορφωτές και φίλτρα σε σειριακή διασύνδεση με τη χρήση υποστρωμάτων πυριτίου.

Από την άλλη μεριά τα ενεργά στοιχεία APACHE θα βασίζονται σε μονολιθική τεχνολογία ολοκλήρωσης αμιγώς ημιαγωγικών υλικών [6.14], [6.15], για την επίτευξη στοιχείων μικρού μεγέθους και χαμηλής κατανάλωσης. Συγκεκριμένα θα κατασκευασθούν διαμορφωτές φάσης και πλάτους (EAMs και MZIs) χρησιμοποιώντας μονολιθική InP τεχνολογία αντί για LiNbO_3 , επιτυγχάνοντας μείωση στην κλίμακα ολοκλήρωσης της τάξης του 20, χαμηλότερες τάσεις οδήγησης και βελτιωμένη σταθερότητα στη λειτουργία. Η κατασκευή αυτών των διαμορφωτών είναι ο μόνος τρόπος για την επίτευξη περαιτέρω ολοκλήρωσης φωτονικών συσκευών σε ταυτόχρονη οριζόντια και κάθετη κατεύθυνση, σε συνδυασμό με καίριες παραμέτρους όπως υψηλή ταχύτητα, ολική χαμηλή κατανάλωση ισχύος και μικρό μέγεθος. Ειδικότερα η οριζόντια ολοκλήρωση πραγματοποιείται συναρμολογώντας αυτά τα στοιχεία τοποθετώντας υποστρώματα πυριτίου πάνω σε PLCs κάτι που δεν είναι εφικτό με άλλες τεχνικές. Επίσης η πρόοδος στην μονολιθική τεχνολογία θα βοηθήσει στη μονολιθική ολοκλήρωση αυτών των διαμορφωτών με ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές (SOAs) ή lasers κατανεμημένης ανάδρασης (DFBs) διατηρώντας το μικρό μέγεθος και τη χαμηλή κατανάλωση. Στην οριζόντια ολοκλήρωση, η μονολιθική ολοκλήρωση InP διαμορφωτών επιτρέπει την κατασκευή παράλληλων συστοιχιών αυτών των συσκευών που μπορούν να συναρμολογηθούν σε ένα φωτονικό chip με τη χρήση PLC τεχνολογίας. Τέλος η silica-on-silicon PLC τεχνική είναι μια πολύ σημαντική τεχνική καθώς επιτρέπει την ολοκλήρωση ογκωδών στοιχείων (bulk components), όπως απομονωτές και Fabry-Perot φίλτρα τα οποία δεν μπορούν να ολοκληρωθούν με άλλες τεχνικές. Στο **Σχήμα 6.2** απεικονίζεται η ταυτόχρονη οριζόντια και κάθετη ολοκλήρωση για την κατασκευή συστοιχιών ολοκληρωμένων στοιχείων παραγωγής και λήψης σημάτων σε ένα μόνο chip υψηλής απόδοσης και χωρητικότητας.



Σχήμα 6.2: Ολοκλήρωση στοιχείων σε οριζόντια και κάθετη διεύθυνση για αύξηση της λειτουργικότητας και της χωρητικότητας. Σκοπός είναι η ολοκλήρωση 10 DFB lasers με 10 διαμορφωτές QPSK για την κατασκευή πομπού στα 1Tb/s σε ένα μόνο chip.

Ανακεφαλαιώνοντας τα παραπάνω και στα πλαίσια αυτής της διατριβής αυτά που προτείνονται για περαιτέρω έρευνα αφορούν στην εξέλιξη της υβριδικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης για την κατασκευή ολοκληρωμένων στοιχείων παραγωγής, λήψης και αναγέννησης οπτικών σημάτων για ποικίλες διαμορφώσεις, με τη χρήση μίας μόνο πολυλειτουργικής συσκευής. Συγκεκριμένα προτείνεται η ανάπτυξη:

- Συστοιχιών από WDM lasers με τη χρήση DFBs και SOAs
- Διαμορφωτών InP για OOK και DPSK σήματα
- Συστοιχίες από InP διαμορφωτές Mach-Zehnder
- Ολοκληρωμένα κυκλώματα μεγάλης κλίμακας με συστοιχίες από διαμορφωτές Mach-Zehnder και DFBs για την παραγωγή σημάτων σε Tb/s από ένα μόνο chip
- Συστοιχίες δεκτών υπερυψηλών ταχυτήτων
- Αναγεννητές για πολλαπλά είδη διαμόρφωσης στο πεδίο του πλάτους και της φάσης (OOK/DPSK/DQPSK)

Οι Πίνακες 6.1 και 6.2 παραθέτουν τα στοιχεία και υποσυστήματα που προτείνονται για ανάπτυξη και κατασκευή με τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους και την

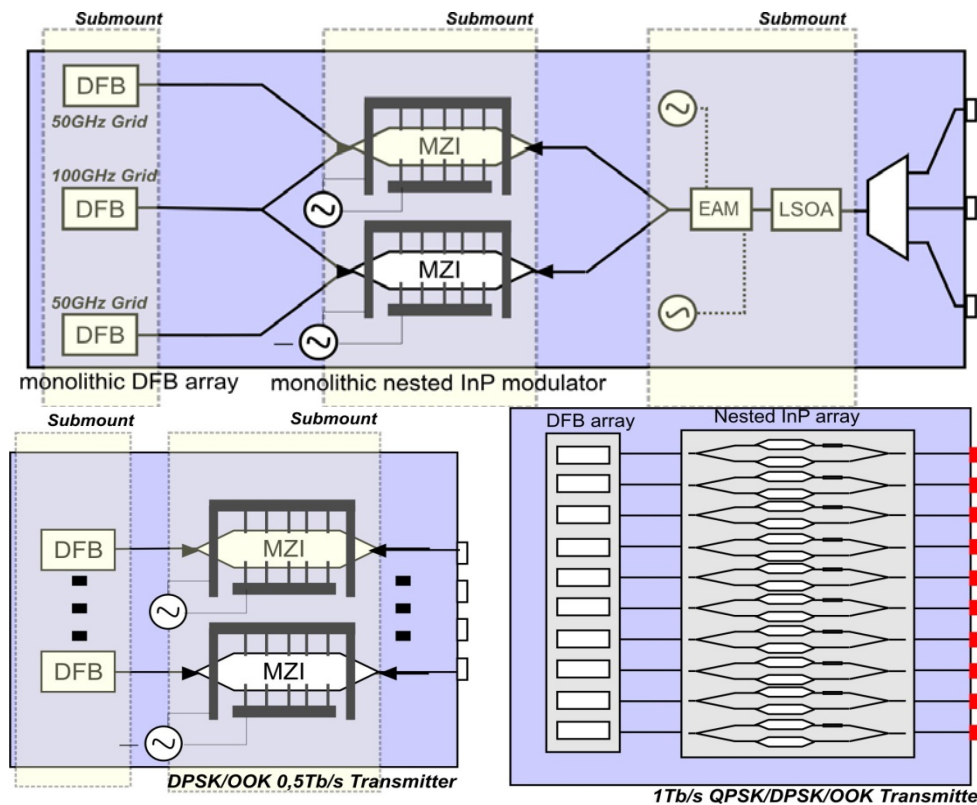
αντιπαραβολή τους με υπάρχουσα άλλων τεχνολογιών και στα **Σχήματα 6.3** και **6.4** απεικονίζονται κάποια από τα συστήματα που πρόκειται να κατασκευαστούν σε λίγο καιρό.

Device-level	Specification	Current state-of-the-art	APACHE target specifications
Electro-optic Modulators	<i>Max. bit-rate</i>	40 Gb/s (LiNbO ₃)	>80 Gb/s (InP)
	<i>Chip Size</i>	reduction up to a factor of 20 – 50 (compared to LiNbO ₃)	
	<i>Driving voltage</i>	2 x 4 V (@ 40 Gb/s)	1 x 4 V (@ 80 Gb/s)
	<i>Power consumption</i>	400 mW	~ 200 mW
DFB Laser arrays	Device type	ridge waveguide	buried heterostructure
	grating	index-coupled with $\lambda/4$ phase shift	complex coupled
	length of DFB	500 μm	300 μm
	spotsizer converter	No	monolithically integrated, length 200 μm
	flip-chip compatible	No	yes
	threshold current	25...45 mA	<20 mA
	output power	10...15 mW at 100 mA	20 mW at 100 mA
	wavelength spacing	2.7 nm	0.8 nm, 0.5 nm t.b.d. in WP2
	wavelength tuning	parallel tuning of all devices with temperature	parallel tuning of all devices with temperature. for individual tuning integration of electrical heater feasible
	pitch	10 μm	t.b.d.
	chipsize for 12 DFBs	0.5 mm x 1.0 mm	t.b.d.
Non-linear SOAs	<i>Recovery time</i>	25 ps	< 10 ps
	<i>Effective bit-rate</i>	40 Gb/s (RZ)	> 100 Gb/s (RZ)

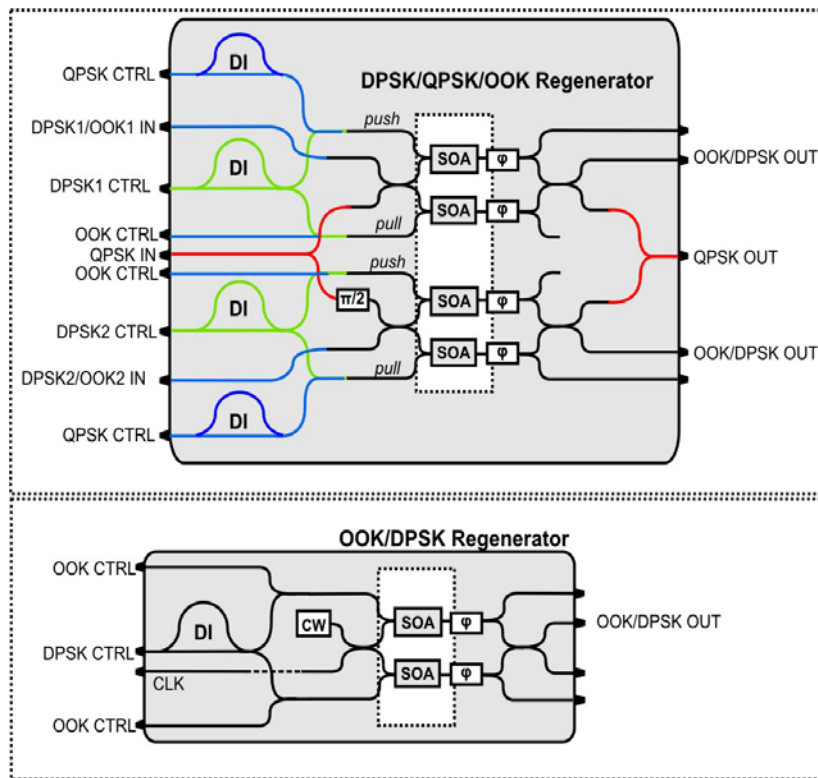
Πίνακας 6.1: State-of-the-art συσκευές και προτεινόμενες εξελιγμένες συσκευές στα πλαίσια του έργου APACHE.

Subsystem-level	Current state-of-the-art	APACHE technology innovations
Single device capacity (arrays of WDM lasers with modulators - OOK only)	400 Gb/s (WDM) (Infinera)	> 1Tb/s (WDM) modular for scalability to > 5Tb/s (64x80 Gb/s)
Electro-optic modulators with selectable modulation format	Not available	On-Off-Keying, Differential Phase Shift Keying (DPSK), Quadrature Phase Shift Keying(QPSK), Return-to-Zero (RZ), Non-Return-to-Zero (NRZ), Carrier-Suppressed formats (CS)
Arrays of electro-optic modulators	Not available	> 10 parallel devices enabling: >500 Gb/s DPSK/OOK and >1 Tb/s DQPSK
Arrays of DFB lasers with modulators (for OOK/DPSK/QPSK)	Not available	Terabit-capacity DWDM multi-wavelength transmitter with >10 parallel nested devices (enabling selectable modulation format)

Πίνακας 6.2: State-of-the-art υπάρχουσα υποσυστήματα και προτεινόμενα εξελιγμένα υποσυστήματα στα πλαίσια του έργου APACHE.



Σχήμα 6.3: Συστοιχίες από DFBs συνδεδεμένα με μονολιθικούς MZ διαμορφωτές μέσω υποστρωμάτων πυριτίου με παθητική συναρμολόγηση σε PLCB.



Σχήμα 6.4: Οπτικοί αναγεννητές πολλαπλών διαμορφώσεων για OOK/DPSK/DQPSK οπτικά σήματα

6.3 Αναφορές

- [6.1] B. Whitman and M. Kunigonis “Fibre Access Deployment Worldwide - Market Drivers, Politics and Technology Choices”, European Conference on Optical Communications, symposium, Mo3.1.2, Sept. 2004, Glasgow.
- [6.2] Damien Chew, “European telecoms CityNet Amsterdam: Fibre-to-the-home is becoming a reality”, Sector Update, Western Europe, ING Wholesale Banking, Feb. 2006.
- [6.3] Emmanuel B. Desurvire, “Capacity Demand and Technology Challenges for Lightwave Systems in the Next Two Decades”, invited paper, IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 24, No. 12, p. 4697, December 2006.
- [6.4] J. M. Tang and K. A. Shore, “Wavelength-Routing Capability of Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexers in Dynamic Optical Networks”, IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 24, No. 11, p. 4296, November 2006.
- [6.5] Barrie P. Keyworth, “ROADM Subsystems and Technologies”, Optical Fiber Communications Conference (OFC) 2005, paper OWB5, Anaheim, USA
- [6.6] P. J. Winzer and R.-J. Essiambre, “Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks”, invited paper, IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 24, No. 12, p. 4711, December 2006.
- [6.7] S. Muller, A. Bechtolsheim and A. Hendel, “HSSG Speeds and Feeds Reality Check - Sun Microsystems”, IEEE802.3 Higher-Speed Study Group, Interim meeting, January 2007, Monterey, California, USA.
- [6.8] D. Lee, “Networking with 1/10/40/100G: Design and Deployment Perspective - Google”, IEEE802.3 Higher-Speed Study Group, Interim meeting, April 2007, Ottawa, Ontario, Canada.
- [6.9] J. Leuthold, W. Freude, G. Boettger, J. Wang, A. Marculescu, P. Vorreau, R. Bonk, “All-Optical Regeneration”, International Conference on Transparent Optical Networks, 2006, Vol. 1, June 2006 pp. 28 – 31.
- [6.10] J. Leuthold, J. Jaques and S. Cabot, “All optical regeneration and wavelength conversion”, paper WN1, OFC/NFOEC 2003, Atlanta, USA.

- [6.11] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, and F. Segueineau, "Optical Regeneration at 40 Gb/s and Beyond", Invited Paper, J. Lightwave Technol., Vol. 21, No. 11, p. 2779, Nov. 2003
- [6.12] European Commission FP6/IST Project MUFINS (Grant No: FP6-004222).
- [6.13] G. Maxwell et al., "Very low coupling loss, hybrid-integrated all-optical regenerator with passive assembly," post-deadline paper PD3.5 ECOC 2002.
- [6.14] M. Möhrle, et al., "All-active tapered 1550nm InGaAsP-BH-FP-Lasers for uncooled 10Gbit/s operation", 18th International Semiconductor Laser Conference 2002, Garmisch-Partenkirchen, Germany, paper TuP15.
- [6.15] D. Hoffman, et al., "45 GHz bandwidth travelling wave electrode Mach-Zehnder modulator with integrated spot size converter", Indium Phosphide and Related Materials, 2004. 16th IPRM. 2004 International Conference on, 31 May-4 June 2004 Page(s): 585 – 588.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΕΓΚΡΙΤΑ ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΑ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ ΚΑΙ ΣΥΝΕΔΡΙΑ

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα περιοδικά (με κρίση)

1. "Microring-Resonator-Assisted, All-Optical Wavelength Conversion Using a Single SOA and a Second-Order $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2$ ROADM", Stampoulidis L., Petrantonakis D., Stamatiadis C.; Kehayas E., Bakopoulos P., Kouloumentas C., **Zakynthinos P.**, Vyrsoinos K., Dekker R., Klein E.J.
2. "An SOA-MZI NRZ Wavelength Conversion Scheme With Enhanced 2R Regeneration Characteristics" Dimitrios Apostolopoulos, Konstantinos Vyrsoinos, **Panagiotis Zakynthinos**, Nikos Pleros and Hercules Avramopoulos, IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 21, NO. 19, OCTOBER 1, 2009.
3. "Cascadability Performance Evaluation of a New NRZ SOA-MZI Wavelength Converter", D. Apostolopoulos, D. Klonidis, **P. Zakynthinos**, K. Vyrsoinos, N. Pleros, I. Tomkos, and H. Avramopoulos, IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 21, NO. 18, SEPTEMBER 15, 2009
4. "A tunable continuous wave (CW) and short-pulse optical source for THz brain imaging applications" P Bakopoulos, I Karanasiou, N Pleros, **P Zakynthinos**, N Uzunoglu and H Avramopoulos, Meas. Sci. Technol. 20 (2009) 104001 (9pp).

5. *“Repetition Rate Multiplication of Pseudorandom Bit Sequences”* Christos Kouloumentas, Christos Stamatiadis, **Panagiotis Zakyntinos** and Hercules Avramopoulos, IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 21, NO. 7, APRIL 1, 2009.
6. *“Contention Resolution for Burst-Mode Traffic Using Integrated SOA-MZI Gate Arrays and Self-Resetting Optical Flip-Flops”* D. Apostolopoulos, **P. Zakyntinos**, L. Stampoulidis, E. Kehayas, R. McDougall, R. Harmon, A. Poustie, G. Maxwell, R. Van Caenegem, D. Colle, M. Pickavet, E. Tangdiongga, H. J. S. Dorren, and H. Avramopoulos, , IEEE Photon. Technol. Lett., VOL. 20, NO. 24, pp. 2024-2026, DECEMBER 15, 2008.
7. *“All-Optical Four-Wavelength Burst Mode Regeneration Using Integrated Quad SOA-MZI Arrays”* D. Petrantonakis, **P. Zakyntinos**, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 20, NO. 23, pp. 1953-1955, DECEMBER 1, 2008.
8. *“Enabling Tb/s Photonic Routing: Development of Advanced Hybrid Integrated Photonic Devices to Realize High-Speed, All-Optical Packet Switching”* L. Stampoulidis, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, **P. Zakyntinos**, P. Bakopoulos, O. Zouraraki, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, Volume 14, Issue 3, May-june 2008 Page(s):849 – 860.
9. *“Cascaded Operation of a 2R Burst-Mode Regenerator for Optical Burst Switching Network Transmission”* **P. Zakyntinos**, G. T. Kanellos, D. Klouidis, D. Apostolopoulos, N. Pleros, A. Poustie, G. Maxwell, I. Tomkos, and H. Avramopoulos, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 19, No. 22, pp 1834-1836, November 2007 .
10. *“Implementation of an All-Optical Time-Slot-Interchanger Architecture”* O. Zouraraki, K. Yiannopoulos, **P. Zakyntinos**, D. Petrantonakis, E. Varvarigos, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 19, No. 17, pp 1307-1309, September 2007.

11. *“Packet clock recovery using a bismuth oxide fiber-based optical power limiter”*
Ch. Kouloumentas, N. Pleros, **P. Zakynthinos**, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, and I. Tomkos, OSA Optics Express, Vol. 15, Issue 16, pp. 9948-9953.
12. *“40-Gb/s 3R Burst Mode Regenerator Using Four Integrated MZI Switches”*
D. Petrantonakis, G. T Kanellos, **P. Zakynthinos**, D. Apostolopoulos, N. Pleros and H. Avramopoulos, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 19, No. 5, pp. 288-290 March 2007.
13. *“40 Gb/s 2R Burst Mode Receiver with a single integrated SOA-MZI switch”*
G. T. Kanellos, N. Pleros, D. Petrantonakis, **P. Zakynthinos**, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie, OSA Optics Express, Vol. 15, Issue 8, pp. 5043-5049, April 2007.
14. *“Optical signal processing using integrated multi-element SOA–MZI switch arrays for packet switching”* N. Pleros, **P. Zakynthinos**, A. Poustie, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, D. Petrantonakis, G.T. Kanellos, G. Maxwell and H. Avramopoulos, IET Optoelectron., 2007, 1, (3), pp. 120–126 (invited paper).
15. *“All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches”*, G. T. Kanellos, D. Petrantonakis, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, **P. Zakynthinos**, N. Pleros, D. Apostolopoulos, G. Maxwell, A. Poustie, and H. Avramopoulos, IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 25, No. 1, pp. 184-193, January 2007

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα συνέδρια (με κρίση)

1. *“Multi-format all-optical 40 Gb/s regeneration using an integrated SOA-MZI”*, **P. Zakynthinos**, Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, P. Bakopoulos, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, ICO Photonics, Delphi, 2009.
2. *“A novel All-Optical Wavelength Conversion scheme using a SOA and a 2nd Order Micro-ring Resonator ROADM”*, D. Petrantonakis, C. Stamatidis, L.

- Stampoulidis, **P. Zakynthinos**, P. Bakopoulos, E. Kehayas, Ch. Kouloumentas, R. Dekker, E. J. Klein and H. Avramopoulos, ICO Photonics, Delphi, 2009.
3. *“160 Gb/s All-Optical Contention Resolution with Prioritization using Integrated Photonic Components”*, P. Bakopoulos, **P. Zakynthinos**, E. Kehayas, L. Stampoulidis, F. Fresi, C. Porzi, N. Calabretta, Ch. Kouloumentas, D. Petrantonakis, A. Maziotis, C. Stamatiadis, D. Apostolopoulos, M. Guina, D. Klonidis, L. Potì, E. Tangdiongga, A. Poustie, G. Maxwell, I. Tomkos, A. Bogoni, H.J.S. Dorren and H. Avramopoulos, ECOC 2009, 20-24 September, 2009, Vienna, Austria Paper 6.3.5.
 4. *“High-order micro-ring resonator assisted wavelength converters for scalable and power efficient photonic routers”*, K. Vysokinos, L. Stampoulidis, Z. Sheng, E. Kehayas, P. Bakopoulos, D. Petrantonakis, C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, **P. Zakynthinos**, R. Dekker, E. J. Klein, D. V. Thourhout, M. T. Korthorst and H. Avramopoulos, ECOC 2009, Paper P2.08, 20-24 September, 2009, Vienna, Austria.
 5. *“Rep Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences”*, C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, **P. Zakynthinos**, and H. Avramopoulos, OFC 2009, Tech. Dig. OThF1, San Diego, USA, 2009.
 6. *“First Demonstration of WDM-enabled All-Optical Wavelength Conversion with a SOA and a 2nd Order Microring Resonator ROADM”*, C. Stamatiadis, D. Petrantonakis, P. Bakopoulos, E. Kehayas, **P. Zakynthinos**, Ch. Kouloumentas, L. Stampoulidis, R. Dekker, E. J. Klein and H. Avramopoulos, OFC 2009, Tech. Dig. PDPA8 (post deadline paper, San Diego, USA, 2009.
 7. *“Wavelength Conversion for NRZ Signals with Enhanced Regenerative Characteristics”*, K. Vysokinos, D. Apostolopoulos, **P. Zakynthinos**, H. Avramopoulos, N. Pleros, OFC 2009, Tech. Dig. JWA328, San Diego, USA, 2009.
 8. *“Demonstration of 8 Error-free Cascades of 2R NRZ SOA-MZI Wavelength Converter”*, D. Apostolopoulos, D. Klonidis, **P. Zakynthinos**, K. Vysokinos, N.

- Pleros, I. Tomkos and H. Avramopoulos, OFC 2009, Tech. Dig. OThS2, San Diego, USA, 2009.
9. *“Successful Interconnection of SOA-MZI Arrays and Flip-Flops to Realize Intelligent, All-optical Routing”*, **P. Zakyntinos**, D. Apostolopoulos, L. Stampoulidis, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell, R. Van Caenegem, D. Colle, M. Pickavet, E. Tangdiongga, H.J.S. Dorren and H. Avramopoulos paper We.2.D.2, European Conference on Optical Communications 2008 (ECOC), 21-25 September 2008, Brussels, Belgium.
 10. *“Towards Brain Imaging using THz Technology”*, P. Bakopoulos, I. Karanasiou, **P. Zakyntinos**, N. Pleros, H. Avramopoulos, N. Uzunoglu, 2008 IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques, 10-12 September 2008, Chania, Crete, Greece.
 11. *“Employing concatenated-FEC to mitigate polarization-sensitivity in all-optical wavelength-conversion”*, A. Tychopoulos, **P. Zakyntinos**, O. Koufopavlou and H. Avramopoulos, Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, 2008. CNSDSP 2008. 6th International Symposium on, 25-25 July 2008 Page(s):345 – 348.
 12. *“New generation integrated photonic systems-on-chip enabling Tb/s-capacity Photonic Routers”*, Leontios Stampoulidis, Efstratios Kehayas, **Panagiotis Zakyntinos**, Dimitrios Apostolopoulos, Dimitrios Petrantonakis, Paraskevas Bakopoulos, Olga Zouraraki and Hercules Avramopoulos, 13th European Conference on Networks and Optical Communications & 3rd Conference on Optical Cabling & Infrastructure June 30th – July 3rd, 2008, Invited paper.
 13. *“Enabling Tb/s photonic routing: Development of advanced hybrid integrated photonic devices to realize high-speed, all-optical networking”*, Stampoulidis Leontios, Kehayas Efstratios, Bakopoulos Paraskevas, **Zakyntinos Panagiotis**, Petrantonakis Dimitrios, Apostolopoulos Dimitrios, Zouraraki Olga, Avramopoulos Hercules, Transparent Optical Networks, 2008. ICTON 2008. 10th

Anniversary International Conference on Volume 4, 22-26 June 2008
Page(s):110 – 113.

14. *“Four-Wavelength 3R Burst Mode Regenerator Using Three Integrated Quad MZI Arrays”*, **P. Zakyntinos**, D.Petrantonakis, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, OFC 2008, Tech. Dig. OWK5, San Diego, USA, 2008.
15. *“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”*, Kouloumentas, Ch.; Pleros, N.; **Zakyntinos, P.**; Petrantonakis, D.; Apostolopoulos, D.; Zouraraki, O.; Tzanakaki, A.; Avramopoulos, H.; Tomkos,I., Lasers and Electro-Optics, 2007 and the International Quantum Electronics Conference. CLEOE-IQEC 2007. European Conference on 17-22 June 2007 Page(s):1 – 1.
16. *“Single Chip Quad MZI array in a 40 Gb/s AOLS Front-end”*, **P. Zakyntinos**, D.Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Petrantonakis, G. Theophilopoulos, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, OFC 2007, Tech. Dig. OWH7, Anaheim, USA, 2007.
17. *“Cascaded operation of a 2R burst-mode regenerator with data exhibiting 6 dB power variation”*, G.T. Kanellos, D. Klondis, N. Pleros, **P. Zakyntinos**, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell, H. Avramopoulos and I. Tomkos, OFC 2007, Tech. Dig. OWP4, Anaheim, USA, 2007.
18. *“A 40 Gb/s 3R Burst Mode Receiver with 4 integrated MZI switches”*, D. Petrantonakis, G.T. Kanellos, **P. Zakyntinos**, N. Pleros, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos” OFC 2006, Post Deadline Session PDP25, Anaheim, USA, 2006.

Δημοσιεύσεις σε διαδικασία κρίσης

1. *“Photonic Routing Systems Using All-optical, Hybrid Integrated Wavelength Converter Arrays”* Leontios Stampoulidis, Efstratios Kehayas, Paraskevas Bakopoulos, Dimitrios Apostolopoulos, **Panagiotis Zakyntinos**, Dimitrios

Petrantonakis, A. Poustie, G. Maxwell and Hercules Avramopoulos, (invited), to appear in Journal of Networks, (special issue on Transparent Optical Networking).

2. *"Inband-FEC as a Low-Cost Performance Upgrade to Already-Deployed SDH/SONET Optical Communication Channels"* A. Tychopoulos, **P. Zakynthinos**, H. Avramopoulos, O. Koufopavlou, Accepted for future publication in the special issue on "Photonic Communications Systems and Network" of the MEDJEC journal.

