

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Συστηματών Μεταδοσής Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε απαιτητικές λειτουργίες των σύγχρονων ευρυζωνικών οπτικών δικτύων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Γεώργιος Θ. Κανέλλος

Αθήνα, Νοέμβριος 2008



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Συστηματών Μεταδοσής Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε απαιτητικές λειτουργίες των σύγχρονων ευρυζωνικών οπτικών δικτύων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Γεώργιος Θ. Κανέλλος

Συμβουλευτική Επιτροπή: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Ηρακλής Αβραμόπουλος Νικόλαος Ουζούνογλου Δημήτριος-Διονύσιος Κουτσούρης

.... Η. Αβραμόπουλος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

..... Φ. Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π. Ν. Ουζούνογλου Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

.....Νλέρος Λέκτορας Αριστ. Παν. Θεσσαλονίκης

Αθήνα, Νοέμβριος 2008

..... Δ.Δ. Κουτσούρης Καθηγητής Ε.Μ.Π.

..... Κ. Δέρβος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Γεώργιος Θ. Κανέλλος

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

Copyright © Γεώργιος Θ. Κανέλλος, 2008. 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

Η έρευνα της παρούσας διδακτορικής διατριβής επικεντρώνεται στη διεξοδική μελέτη των οπτικών συμβολομετρικών πυλών και στην ανάδειξη και υλοποίηση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων που επιτελούν απαιτητικές λειτουργίες-κλειδιά επεξεργασίας σήματος για τα μελλοντικά ευρυζωνικά οπτικά δίκτυα. Η σχεδίαση των συστημάτων μεγάλης κλίμακας γίνεται με γνώμονα την αποκλειστική χρήση των πανομοιότυπων συμβολομετρικών δομικών μονάδων, που είναι ικανές να επιτελούν όλες τις στοιχειώδεις λογικές λειτουργίες. Με τον τρόπο αυτό τα προτεινόμενα συστήματα εκμεταλλεύονται πλήρως τις πρόσφατες καινοτομίες στον τομέα της οπτικής ολοκλήρωσης και προάγουν την περαιτέρω ανάπτυξή της. Η διαδικασία παρακολουθεί το παράδειγμα εξέλιξης της ηλεκτρονικής και αποτελεί ίσως ένα από τα πρώτα βήματα στο δρόμο για το οπτικό VLSI. Στα πλαίσια αυτά, η παρούσα διδακτορική διατριβή αρχικά επιχειρεί τη θεωρητική ανάλυση και μαθηματική μοντελοποίηση των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων και των ενεργών δομικών τους στοιχείων, των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών SOA. Έχοντας αναγνωρίσει τα Mach-Zehnder ως τις βασικές μονάδες επεξεργασίας, η έρευνα στοχεύει στη διεξοδική μελέτη των παραμέτρων λειτουργίας τους και στην εύρεση των ορίων των επιδόσεων τους. Στον άξονα αυτό, εξομοιώνεται η λειτουργία της απαιτητικής ψηφιακής πράξης XOR και η 2R αναγέννηση δεδομένων με χρήση συμβολόμετρων Mach-Zehnder. Στη συνέχεια και στα πλαίσια αναζήτησης καινοτόμων λειτουργιών των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων, η μελέτη προεκτάθηκε στον ανισοζυγή διακόπτη, δηλαδή τη χρήση συζευκτών με άνισους λόγους ζεύξης, και τη ρύθμιση της λειτουργίας του συμβολομετρικού διακόπτη ως αυτομεταγωγέα, χωρίς τη χρήση εξωτερικών σημάτων. Η θεωρητική μελέτη του ανισοζυγή διακόπτη τύπου Mach-Zehnder ως ψαλιδιστή οδήγησε στην εξαγωγή της αναλυτικής έκφρασης της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του, η οποία συνδυάζει τα πλεονεκτήματα του ψαλιδισμού και της μη γραμμικής ενίσχυσης. Τα στοιχεία αυτά οδήγησαν στην υλοποίηση του πρώτου αυτοδύναμου κυκλώματος 2R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής (2R BMR), η λειτουργία του οποίου βασίζεται αποκλειστικά στη χρήση ενός ανισοζυγούς διακόπτη MZI, ικανού να λειτουργεί για ασύγχρονα πακέτα μεταβλητού μήκους σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s και δυναμικό εύρος στη στάθμη ισχύος τους ίση με 9 dB. Η έρευνα επίσης πρότεινε ένα τρόπο να μειωθεί η πολυπλοκότητα και το κόστος ενός δικτύου εκρηκτικής ροής, με την τοποθέτηση των προτεινόμενων 2R BMR αναγεννητών σε κατάλληλα επιλεγμένους ενδιάμεσους κόμβους. Με τη χρήση διάταξης ανατροφοδοτούμενου βρόχου, έγινε δυνατή για πρώτη φορά η πειραματική εξομοίωση της δικτυακής μετάδοσης δεδομένων σ' ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής, με χρήση των προτεινόμενων 2R BMR σε διαδοχικούς κόμβους. Το πείραμα ανέδειξε την ικανότητα διαδοχικής σύνδεσης έξι παρόμοιων οπτικών πυλών, αναδεικνύοντας ότι το σενάριο δικτυακής χρήσης τους με στόχο την σημαντική εξοικονόμηση πόρων μπορεί να γίνει πραγματικότητα. Τέλος, στα πλαίσια του σχεδιασμού και υλοποίησης πρωτότυπων οπτικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας με αποκλειστική χρήση πολλαπλών συμβολομετρικών πυλών, η παρούσα διατριβή πρότεινε σαν παράδειγμα απαιτητικού κυκλώματος με λειτουργία-κλειδί για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα ένα σύστημα υποδοχής στα δίκτυα εκρηκτικής ροής (OBS), μιας και 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. Κατασκευάστηκε ο πρώτος 3R Αναγεννητής Δεδομένων Εκρηκτικής ικανός να λειτουργεί στα 40Gb/s με ασύγχρονα και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος. Το κύκλωμα χρησιμοποίησε τέσσερα διαδοχικά υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα Mach-Zehnder, καθένα από τα οποία εκτελούσε μια διαφορετική μη γραμμική λειτουργία.

Λέξεις - Κλειδιά

ασύγχρονα δίκτυα, οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, οπτικά δίκτυα μεταγωγής ετικέτας, οπτικά δίκτυα εκρηκτικής ροής. οπτική επεξεργασία σήματος, κύκλωμα ψαλιδισμού, ανάκτηση ρολογιού, συγχρονισμός, ανάκτηση δεδομένων, 2R αναγέννηση δεδομένων εκρηκτικής ροής, 3R αναγέννηση δεδομένων, λήψη δεδομένων, οπτικός συμβολομετρικός διακόπτης, συμβολόμετρο Mach-Zehnder, Μη Γραμμικό Συμβολόμετρο Υπερυψηλών Ταχυτήτων UNI, ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής SOA, φίλτρο Fabry-Perot, οπτική ολοκλήρωση, μονολιθική ολοκλήρωση, υβριδική ολοκλήρωση

Abstract

This Ph.D. thesis was carried out during the period 2002-2008 at the Photonics Communications Research Laboratory, School of Electrical & Computer Engineering, National Technical University of Athens, under the supervision of Professor Hercules Avramopoulos. The main subject of the present Ph.D. is the design and implementation of novel, complex and powerful optical sub-systems capable at performing demanding applications for the nextgeneration optical node architectures. The thesis identifies the capability of interferometric optical gates to perform all basic functionalities of optical signal processing, including Boolean logic, multiplexing and demultiplexing, wavelength conversion and regeneration. Taking into account the remarkable advance in hybrid and monolithic integration for optical logic gates, offering performance and cost advantages in the optical systems implementation, the thesis considers the integrated interferometric optical gates as the perfect candidate for the equivalent of the electronic transistor. As such, they are treated as the fundamental building blocks in order to build larger scale optical sub-systems with enhanced operational functionalities. The proposed optical sub-systems of this thesis are completely based on integrated interferometric optical gates and are demonstrated to perform demanding network-key applications, such as 3R burst mode regeneration, thus making a first step towards optical VLSI. The thesis discusses the influence of designing complex optical systems based only on integrated optical gates to the progress of optical integration technology and reports the advancements on integrating multi-element gates on a single chip.

Within this context, the present Ph.D. thesis is divided in three major sections: it first explores the operational capabilities of the optical interferometric gates by simulating them in demanding functions, such as the Boolean XOR and the 2R regeneration. To do this, a mathematical model of the Mach-Zehnder interferometer using semiconductor optical amplifiers is deployed. Simulation results allow for properly choosing the optimum set of parameters for operational speeds at 40 Gb/s and beyond. The second section focuses on expanding the functionality potential of optical logic gates, by investigating the operational features of a SOA-based Mach-Zehnder Interferometer (SOA-MZI) with unequal splitting ratio couplers, configured to operate as a self-switch. The scheme is found to operate as a hard-limiter, suitable for implementing a novel 2R burst mode regenerator (2R BMR) using a single integrated optical gate. The circuit is capable of operating error-free with 40 Gb/s variable length, asynchronous optical data packets that exhibit up to 9 dB packet-to-packet power variation. Moreover, a network scenario is deployed as a straightforward way to reduce the OBS network complexity and cost by using a number of consecutive 2R BMRs for burst power equalization, before full 3R burst mode regeneration is required. Such concept will only be feasible if 2R BMRs can be shown to be capable of successively regenerating bursts error-free. The thesis demonstrates a first attempt to examine the number of successive, error-free regenerations that can be performed with the single MZI, 2R BMR using a loop experiment. The results obtained for 10 Gb/s 2¹⁵-1 PRBS data streams with RZ format of 8ps pulsewidth, report that error-free regeneration was possible even after six recirculations.

The third section involves the demonstration of a novel, complex and powerful optical sub-system capable at performing a demanding application, as well as the advancements of optical integration technology. The optical packet and burst switching have been introduced as the most competent technologies for third-generation optical networks, while the key element for the realization of burst switched networks is the Burst Mode Receivers. Within this context, the thesis demonstrates the first all-optical 3R Burst Mode Receiver operating error-free with 40Gb/s variable length, asynchronous optical data packets that exhibit up to 9 dB packet-to-packet power variation. The circuit is completely based upon hybridly integrated Mach-Zehnder Interferometric (MZI) switches as it employs four cascaded MZIs, each one performing a different functionality. This section also describes the integration process of the first quadruple SOA-MZI integrated chip, containing four integrated mach-Zehnder interferometers as well as the integration of the first 3R BMR sub-system on a single chip.

Keywords

asynchronous networks, all-optical packet switched networks, optical burst switching networks, all-optical signal processing, hard-limiter circuit, clock recovery, synchronization, Clock-and-Data Recovery, 2R burst mode regeneration, 3R regeneration, data reception, optical interferometric switch, Mach-Zehnder Interferometer, Ultrafast Non-linear Interferometer (UNI), Semiconductor Optical Amplifier (SOA), Fabry-Perot, optical integration, optical hybrid integration, optical monolithic integration.

Αντί προλόγου

Η εκπόνηση της παρούσας διατριβής έλαβε χώρα κατά την περίοδο 2002-2008 στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου υπό την επίβλεψη του Καθηγητή και Διευθυντή του Εργαστηρίου κ. Ηρακλή Αβραμόπουλου.

Μ' αρέσει να σκέφτομαι την εξάχρονη διαδρομή της διδακτορικής διατριβής μου σαν ταξίδι. Και όπως συμβαίνει με τα καλά ταξίδια, σημασία δεν είχε η Ιθάκη του αλλά ο δρόμος του. Όλα είναι δρόμος. Αυτός ορίζεται από το μέσον και τους ανθρώπους που συναντάς στην πορεία του. Γιατί ό,τι κάνεις, πρέπει να το κάνεις με την καρδία σου. Και δεν ήμουν μόνος στην προσπάθεια. Παρά το γεγονός ότι θα μπορούσα να κάνω πολλούς παραλληλισμούς αυτού του ταξιδιού με την Οδύσσεια, θα σταθώ μόνο στο κοινό τους μέσον, το καράβι. Και τι καράβι, κουρσάρικο, με παντιέρα μαύρη, πειρατική, φερμένη λάβαρο από το Σαν Φρατζίσκο, και μ' ένα λογότυπο να γράφει με κεφαλαία 'COMMITMENT ΤΟ EXCELLENCE'. Αυτή είναι η σημαία που κρέμεται ακόμα και σήμερα στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Λίγα λόγια λοιπόν θέλω να πω για τις εμπειρίες του ταξιδιού μου με αυτό το κουρσάρικο.

Τα καράβια, όπως όλα τα πράγματα, είναι άψυχα. Είναι οι άνθρωποι που τα κυβερνούν αυτοί που τα ζωντανεύουν, τους δίνουν ψυχή, και με τη σειρά τους σου γεμίζουν την καρδιά. Πρώτος απ' όλους ο καπετάνιος. Σ' ένα πειρατικό δεν θα μπορούσε να σταθεί αφεντικό ένας άνθρωπος άνευρος, που λατρεύει τους τύπους. Το κουρσάρικο θέλει καπετάνιο σαν τον Καθηγητή μου, κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο, άνθρωπο μάλλον αυστηρό, δύσκολο, αλλά με βαθύ όραμα και περίσσιο πείσμα. Μπαρουτοκαπνισμένος. Ακριβώς όπως μου αρέσει. Πως αλλιώς θα εκμεταλλευόταν τη δυναμική των νέων για να εμπνεύσει, να δημιουργήσει κάτι σπουδαίο, πέρα από τα καθιερωμένα? Δεν θα ξεχάσω ποτέ τη μέρα, σ' ένα σημείο καμπής του εργαστηρίου, που μας μάζεψε όλους για να μας πει επί λέξει: 'ή εγκαταλείπουμε τώρα όλοι το καράβι, ή μένουμε πάνω του και είτε το σώζουμε είτε βουλιάζουμε μαζί του'. Δεν έχω ξαναδεί τα μάτια ανθρώπων να λάμπουν τόσο. Όλοι μαζί, χωρίς δεύτερη σκέψη, τρέξαμε πίσω στο εργαστήριο για να γίνει σταδιακά αυτό που είναι σήμερα. Κύριε Καθηγητά, σας ευχαριστώ θερμά που με διαμόρφωσαν οριστικά και θα με συνοδεύουν για πάντα.

Όσο για το πλήρωμα, σωστοί πειρατές. Με πιο χαρακτηριστική φιγούρα τον άνθρωπο με το (τότε) μακρύ μαλλί και το πάντα στραβό τσιγάρο, Νίκο Πλέρο. Ο Νίκος υπήρξε για μένα ο Δάσκαλος, όχι γιατί κοντά του μυήθηκα στα άδυτα μυστικά του SOA, αλλά γιατί με ήθος ακέραιο και ύφος λίγο επαρχιώτικο αλλά ουσιαστικό, το παράδειγμα του με βοήθησε να γίνω (καλύτερος) άνθρωπος. Σε προσωπικό επίπεδο, η ανιδιοτελής φιλία του με στήριξε στις δύσκολες στιγμές και νιώθω βαθιά την ανάγκη να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου. Στον αντίποδα, η πιο ξωτική μορφή του εργαστηρίου, ο 'διπλοπύρηνος' Κωσταντίνος Ο. Γιαννόπουλος, με τη βαθύτητα της επιστημονικής του γνώσης, με βοήθησε καθοριστικά στην επιστημονική μου εξέλιξη. Η οξυδέρκεια του και η απλότητα του στην προσέγγιση σύνθετων

προβλημάτων, μου έδωσε επίσης μια άλλη οπτική γωνία και κατανόηση του κόσμου που μας περιβάλλει. Τον ευχαριστώ θερμά για τη συμβολή του στην καθαρότητα της σκέψης μου.

Για τους ανθρώπους της γενιάς μου Λεόντιο Σταμπουλίδη, Ευστράτιο Κεχαγιά, Κωσταντίνο Βυρσωκινό, Δημήτρη Τσιώκο αλλά και τον βενιαμίν της παρέας, το χρυσό παιδί Παρασκευά Μπακόπουλο, έχω μόνο να πω ότι τους νιώθω σαν αδέρφια μου. Πώς αλλιώς να περιγράψω τους ανθρώπους με τους οποίους ξενύχτησα ατελείωτες ώρες πάνω στους εργαστηριακούς πάγκους, που αναλωθήκαμε σε εξοντωτικές επιστημονικές συζητήσεις μέχρι τις πρώτες πρωινές ώρες, που μοιραστήκαμε κάθε στιγμή της καθημερινότητας μας? Γιατί να ξεχάσω, στα πρώτα εκείνα πέτρινα χρόνια, την υπαρκτή κομμούνα, όπου όλοι μοιραζόμασταν από κοινού τα χαρτζιλίκια μας? Το ταξίδι μας για το συνέδριο στο Ρίμινι, που έγινε με πλοίο για να μπορέσουμε να πάμε όλοι. Τον ύπνο στο κατάστρωμα του πλοίου εκείνου, με τη βροχή και τα κοστούμια μας κρεμασμένα από τα υπόστεγα της κουπαστής. Αυτό είναι πειρατεία. Μαζί πιστέψαμε σε όνειρα, μαζί γαλουχηθήκαμε σαν επιστήμονες. Σας ευχαριστώ από καρδιάς, ήταν τιμή μου να συνταξιδέψω μαζί σας.

Ωστόσο θαρρώ ήταν οι παλιότεροι που φρόντισαν ώστε το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών να λειτουργεί κάτω από τους κώδικες μιας ομάδας με αυταπάρνηση και σκληρή προσπάθεια. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους Χρήστο Μπίντζα και Γιώργο Θεοφιλόπουλο, οι οποίοι στα πρώτα βήματα μου και μετά το τότε τελετουργικό/εξέταση του βαπτίσματος πυρός με ρακή μέχρι τελικής πτώσης, υπήρξαν οι πρώτοι οδηγοί μου στην απόκτηση επιστημονικής γνώσης αλλά και στην εμπειρία της εργαστηριακής λειτουργίας. Ακόμα περισσότερο, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον παλαιότερο όλων μας, τον γκουρού Θάνο Παπακυριακόπουλο, με τον οποίο είχα την τύχη να συνεργαστώ και να τονίσω ότι παρά το γεγονός ότι ήταν ο πρώτος διδάκτορας του Ε.Φ.Ε, εξακολουθεί να προσφέρει την πολύτιμη βοήθεια του στο Εργαστήριο. Τέλος, μαζί με τις ευχαριστίες μου στη νεότερη γενιά των Δημήτρη Αποστολόπουλου, Δημήτρη Πετραντωνάκη, Παναγιώτη Ζακυνθινού και Όλγας Ζουραράκη για την άριστη συνεργασία μας, θα ήθελα να τους ευχηθώ καλή σταδιοδρομία στη μετέπειτα πορεία τους, με ανάλογες συγκινήσεις. Τα ίδια εύχομαι και στους πολλά υποσχόμενους Χρήστο Κουλουμέντα και Χρήστο Σταματιάδη, που βρίσκονται στην αρχή της πλεύσης τους με το κουρσάρικο. Μαζί τους θέλω να ευχαριστήσω τον Χρήστο Τσεκρέκο, για την άριστη συνεργασία και τη βοήθεια που μου παρείχε όταν επέβλεπα τη διπλωματική εργασία του.

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να σταθώ λίγο έξω από τον στενό εργαστηριακό κύκλο και να ευχαριστήσω τους φίλους που βρέθηκαν κοντά μου στο ταξίδι αυτό, και με τον τρόπο τους ο καθένας το επηρέασε. Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συμπάσχοντες στα γύρω labs Γιώργο Ευαγγελόπουλο, Βασίλη Πιτσικάλη, Γιάννη Βεργινάδη και Γιώργο Πετρόπουλο καθώς και τον φίλο Κώστα Χριστοδουλόπουλο από το Πανεπιστήμιο της Πάτρας, τον οποίο ωστόσο πάντοτε θεωρούσα μέλος του Ε.Φ.Ε. Τέλος, τους φίλους Γιάννη Ευαγγελόπουλο, Μανώλη Λευκίδη, Μαρία και Παυλήνα Αποστολίδου, Δημήτρη και Πάνο Μπρέντα και τον Απόστολο Νικολαΐδη. Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω ακόμα στη γλυκιά μου Θεοδοσία Κωστάκη, χωρίς την πολύτιμη συμπαράσταση και υπομονή της οποίας μάλλον δεν θα είχε αίσιο τέλος η παρούσα διατριβή. Θεοδοσία, πάρα πολύ. Όλα τα ευχαριστώ του κόσμου δεν είναι αρκετά για τους γονείς μου, Θεόδωρο και Κατερίνα. Στη μανούλα μου, που δεν μπόρεσε να είναι εδώ σήμερα, μια συγγνώμη που δεν πρόλαβα να της πω και να της δείξω την άπειρη αγάπη μου, την αναγνώριση μου και την ευγνωμοσύνη μου για όσα αθόρυβα και ταπεινά έκανε πάντα για μένα. Ελπίζω η καρδιά μου ν' ακούγεται μέχρι εκεί ψηλά, γιατί ό,τι κάνω το κάνω γι' Αυτήν. Στον πατέρα μου, βράχο, που στάθηκε το αποκούμπι μου όταν έχανα τη γη κάτω από τα πόδια μου. Είναι βαθιά η αγάπη μου κι εκτίμηση μου στο Πρόσωπο του. Τον ευχαριστώ για την αμέριστη συμπαράσταση του στις επιλογές μου, την κατανόηση και την υπομονή του. Τη στήριξη του όχι με λόγια, παρά με πράξεις. Πατέρα, θέλω να ξέρεις ότι όλα όσα μου λες τ' ακούω και τα βλέπω. Εσύ μ' ακόνισες, να είναι η κρίση μου αιχμηρή. Από μικρό παιδί, που στεκόμουν ακόμα όρθιο στο αμάξι και συ με έπαιζες, ρωτώντας με σε πόσο χρόνο θα φτάναμε για δεδομένη απόσταση και ταχύτητα. Εσύ μ' έχεις πλάσει. Σ' ευχαριστώ. Τέλος, ένα αδερφικό φιλί χρωστώ στα δύο μου αδέρφια, Γεωργία και Πάνο, δείγμα της αγάπης μου και της χαράς μου που ήταν πάντα στο πλάι μου. Στις σκοτεινές μου στιγμές, πάντα ανέτρεχα στην εικόνα τους για να ζεστάνει η καρδία μου και να χαμογελάσουν τα χείλη μου.

Με τιμή, Γιώργος Θ. Κανέλλος



"ὁ ἀνεξἑταστος βίος οὐ βιωτὸς ἀνθρώπῳ" (Unexamined life is not worth living) Σωκράτης

"A man is but the product of his thoughts. What he thinks, he becomes." Mahatma Gandhi

> "I want to know how God created this world. I want to know his thoughts. The rest are... details." Albert Einstein

> > Στη μητέρα μου και φύλακα άγγελο μου, Κατερίνα

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΣΚΟΠΟΣ ΤΗΣ ΕΡΕΥΝΑΣ	19
1.1 Егдагагн	
1.2 ΣΥΓΧΡΟΝΕΣ ΑΠΑΙΤΉΣΕΙΣ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΌΤΗΤΑΣ	
1.3 ΕΞΕΛΙΞΗ ΚΑΙ ΠΡΟΚΛΉΣΕΙΣ ΤΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ	
1.3.1. WDM δίκτυα δεύτερης γενιάς	
1.3.2. Οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς: Αμιγώς Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων	
(All-Optical Packet Switched Networks)	
1.3.3 Κόμβοι οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς	
1.4. Οπτική Ολοκλήρωση	
1.4.1. Το παράδειγμα της ηλεκτρονικής	
1.5 Σκοπός της έρευνας και δομή διατριβής	
1.5.1 Σκοπός της έρευνας	
1.5.2 Δομή της διατριβής	
Αναφομές	

$KE\Phi A \Lambda A IO \ 2: \ HMIA \Gamma \Omega \Gamma IMO \Sigma \ O \Pi T IKO \Sigma \ ENI \Sigma X \Upsilon T H \Sigma \ (SEMICONDUCTOR$

OPTICAL AMPLIFIER-SOA)	49
2.1 Εισαγωγή	
2.2 Περιγραφή του Ημιαγωγιμου Οπτικού Ενισχύτη	
2.2.1 Αρχή Λειτουργίας - Βασικά χαρακτηριστικά SOA	
Κορεσμός του SOA από βραχύ οπτικό παλμό	60
Χρονική σταθερά ανάκαμψης φορέων	
2.2.2. Χαρακτηριστικά των SOA της διατριβής	
2.3 Μαθηματικό μοντελό για τον ημιαγωγιμό οπτικό ενισχύτη	
2.3.1 Περιγραφή του συστήματος εξισώσεων	68
2.3.2 Αριθμητική επίλυση του μαθηματικού μοντέλου	
2.3.3 Εξομοίωση της λειτουργίας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή και αποτελέσματα	
2.4 Μη γραμμική λειτουργία κερδούς του ενισχύτη	
2.4.1 Θεωρητική ανάλυση της εξίσωσης ισχύος από τον SOA	
2.5. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΉ ΕΠΑΛΉΘΕΥΣΗ ΕΞΙΣΩΣΗΣ ΙΣΧΎΟΣ ΜΕ SOA	
Αναφομές	

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΕΣ ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΣΤΑ	
ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΟΠΤΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ	101
3.1 Eisaгqгн	101
3.2 Οπτικές Συμβολομετρικές Διατάξεις	107
3.2.1. Αρχή λειτουργίας του συμβολομέτρου Mach-Zehnder	110
3.2.2. Υβριδική Ολοκλήρωση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder	114
3.3. ΕΞΟΜΟΊΩΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΊΑΣ ΤΟΥ ΣΥΜΒΟΛΌΜΕΤΡΟΥ MACH-ZEHNDER	117
3.3.1. Εξομοίωση της λειτουργίας της αμιγώς οπτικής λογικής πύλης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Ή (XOR)	119
3.3.2 Παραμόρφωση των παλμών κατά τη διάδοσή τους από την οπτική πύλη Mach-Zehnder	130
3.3.3 Συμπεράσματα εξομοίωσης της ψηφιακής λειτουργίας της πύλης	135
3.4. 2R Anagennetme me xpher Symbolometroy Mach-Zehnder	
3.4.1 Εξομοίωση της λειτουργίας 2R αναγέννησης στα 40 Gb/s	141
3.5 Пеіраматік'ң улопоїнън 2R алагеллнънъ 5та 40 Gb/s	
3.5.1 Πειραματικά αποτελέσματα	154
ΑΝΑΦΟΡΈΣ	156

$KE\Phi A \Lambda AIO 4: \ ANISOZYTEIS \ SYMBO \Lambda OMETPIKES \ \Delta IATA \Xi EIS \ KAI \ 2R$

ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΕΚΡΗΚΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ	161
4.1. Εισαγογή	161
4.2. 2R Αναγεννήτες Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής	166
4.2.1 2R Αναγέννηση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής με χρήση Ανισοζυγούς Διακόπτη Mach-Zehnder	168
4.3.ΣΥΝΆΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΆΣ ΙΣΧΎΟΣ ΤΟΥ ΑΝΙΣΟΖΥΓΟΎΣ ΔΙΑΚΌΠΤΗ MACH-ZEHNDER	170
4.3.1. Συνάρτηση μεταφοράς του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού στο πεδίο της συχνότητας	178
4.4. 2R Αναγεννήστη Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 40Gb/s	185
4.4.1. Πειραματική διάταξη	186
4.4.2. Κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής	192
4.4.3. Αποπολυπλεξία και Διαγνωστικά	195
4.4.4. Πειραματικά αποτελέσματα	196
Αναφομές	206

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: 3R ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΕΚΡΗΚΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ	209
5.1. Εισαγογή	209
5.2. Αρχή λειτουργίας 3R οπτικών Αναγεννητών Δεδομενών Εκρηκτικής Ροής	216
5.2.1.Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων	218
5.2.2 Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων: το φίλτρο Fabry-Perot ακολουθούμενο από ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού	221
Το φίλτρο Fabry-Perot	221
5.2.3 Η πύλη απόφασης	225
5.3. 3R Αναγεννήση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s	227
5.3.1 Το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλών ταχυτήτων (Ultrafast Nonlinear Interferpmeter – UNI)	228
5.3.2 Αρχή λειτουργίας του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s	230
5.3.3 Εξομοίωση τη λειτουργίας του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s	231
5.3.4. Πειραματική υλοποίηση του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s	233
5.3.5. Πειραματικά αποτελέσματα του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s	237
5.4. 3R Anagennets Delomenon Ekpektikes Pohe Sta 40Gb/s (3R BMR)	243
5.4.1.Αρχιτεκτονική του κυκλώματος 3R αναγέννησης εκρηκτικής ροής	243
5.4.2.Πειραματική Διάταξη	246
5.5.3.Πειραματικά Αποτελέσματα	251
5.5.Υ ΛΟΠΟΊΗΣΗ ΤΟΥ 3R ΔΈΚΤΗ ΕΚΡΗΚΤΙΚΉΣ ΡΟΉΣ ΣΤΑ 40 GB/S Σ΄ ΈΝΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΈΝΟ ΠΛΙΝΘΊΟ	256
5.5.1 Υβριδική ολοκλήρωση πολλαπλών συμβολομέτρων Mach-Zehnder	256
5.5.2.Υλοποίηση του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s σ' ένα ολοκληρωμένο πλινθίο	257
5.5.3. Κατασκευή του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s	260
5.6 Πολύ-κυματικές (WDM) εφαρμογές με χρήση ολοκληρωμένων πολλαπλών στοιχείων σε ένα πλινθίο	263
ΑΝΑΦΟΡΈΣ	266

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΔΙΚΤΥΑΚΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΕΚΡΗΚΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ ΜΕ

ΧΡΗΣΗ ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΩΝ	271
6.1 Егдагагн	
6.2 Ο επανατροφοδοτούμενος βρόχος οπτικών ίνων	
6.2.1 Κατασκευή του επανατροφοδοτούμενου βρόχου	
6.2.2. Συγχρονισμός των σημάτων	
6.3. Μεταδόση δεδομένων σε δικτύο Εκρηκτικής Ροής	

6.4 Εξομοιώστη του δικτύου με χρήση του επανατροφοδοτούμενου βρόχου	286
6.4.1.Πειραματική Υλοποίηση	289
6.4.2. Πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης δεδομένων εκρηκτικής ροής	294
ΑΝΑΦΟΡΈΣ	306

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 Π	ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΕΡΑΙΤΕΡΟ ΕΡΕΥΝΑ	309
7.1 Σύνοψη απότε	Δενμάτων	309
7.1.1 Θεωρη συμβα	τική ανάλυση και μαθηματική μοντελοποίηση των οπτικών ολομετοικών διατάξεων	
7.1.2 Αναζή διατά	τηση καινοτόμων λειτουργιών των οπτικών συμβολομετρικών ξεων	
7.1.3 Σχεδια κλίμα	΄ σμός και υλοποίηση πρωτότυπων οπτικών κυκλωμάτων μεγάλης κας με αποκλειστική χρήση πολλαπλών συμβολομετρικών πυλών	
7.2. ΠΡΟΤΆΣΕΙΣ ΓΙΑ	ΠΕΡΑΙΤΈΡΩ ΈΡΕΥΝΑ	
7.2.1 Διεύρυ διατά	νση των θεωρητικών εργαλείων μελέτης οπτικών συμβολομετρικών ξεων	
7.2.2 Σχεδια επεξεμ	σμός και ανάπτυξη νέων, περισσότερο σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων 5γασίας	
ΑΝΑΦΟΡΈΣ		
ПАРАРТНМА А		319
ПАРАРТНМА В		341

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή και σκοπός της έρευνας

1.1 Εισαγωγή

Η αύξηση της ζήτησης για εύρος ζώνης τα επόμενα δέκα χρόνια θα επηρεάσει σημαντικά τη βιωσιμότητα των σημερινών τηλεπικοινωνιακών δικτύων που βασίζονται σε συμβατικές αρχιτεκτονικές, συμπεριλαμβανομένων και των πιο μοντέρνων τεχνολογιών όπως το Ethernet [1.1]. Η ραγδαία ανάπτυξη μιας πληθώρας ανθρωποκεντρικών δραστηριοτήτων με χρήση διαδικτυακών εφαρμογών έχει άμεση επίδραση την κατακόρυφη αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, με ρυθμούς που υπαγορεύουν ότι η βασισμένη σε χαλκό τεχνολογία πρόσβασης DSL [1.2] θα έχει σύντομα φτάσει τα όρια της. Τα παραπάνω συνηγορούν στην επέκταση της οπτικής τεχνολογίας από τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος που χρησιμοποιούνται σήμερα στα οπτικά δίκτυα κορμού με μεταγωγή πακέτου, και στην ανάδειξη των οπτικών τεχνολογιών στα δίκτυα πρόσβασης [1.3] όπως το Fiber To The Home – FTTH [1.4] ως μαζική λύση στην τηλεπικοινωνιακή αγορά του τελικού χρήστη. Η εξέλιξη αυτή εντείνει τις απαιτήσεις σε τεχνολογία ολοκληρωμένων οπτικών συστημάτων με αυξημένη λειτουργικότητα και ελκυστικά χαρακτηριστικά επιχειρησιακής δράσης, όπως μικρή κατανάλωση ισχύος και φυσικού χώρου, διατηρώντας ταυτόχρονα το κόστος σε ανταγωνιστικά επίπεδα.

Η παρούσα διατριβή επικεντρώνεται στην ανάδειξη και υλοποίηση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων που επιτελούν απαιτητικές λειτουργίες-κλειδιά επεξεργασίας σήματος για τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα. Η σχεδίαση τους εκμεταλλεύεται πλήρως τις πλέον πρόσφατες καινοτομίες στον τομέα της οπτικής ολοκλήρωσης, επιτυγχάνοντας για πρώτη φορά τη βιώσιμη υλοποίηση κεντρικών αμιγώς οπτικών λειτουργιών με ιδιαίτερα θελκτικά χαρακτηριστικά. Επιπλέον, αναγνωρίζοντας την ανάπτυξη της τεχνολογίας οπτικής ολοκλήρωσης ως μονόδρομο για τη μετάβαση στα οπτικά δίκτυα επόμενης γενιάς, η σχεδίαση των προτεινόμενων οπτικών υποσυστημάτων γίνεται με γνώμονα την αποκλειστική χρήση πανομοιότυπων συμβολομετρικών δομικών μονάδων ικανών να επιτελούν τις στοιχειώδεις λογικές λειτουργίες. Η διαδικασία παρακολουθεί το παράδειγμα εξέλιξης της ηλεκτρονικής εδώ και 50 χρόνια, που αναγνώρισε τα τρανζίστορ ως βασικές λογικές μονάδες και προώθησε την ολοκλήρωση τους σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερους αριθμούς σ' ένα και μόνο πλινθίο. Κατ' αντιστοιχία επομένως της ηλεκτρονικής τεχνολογίας, η ερευνητική προσπάθεια της παρούσας διατριβής αποτελεί ίσως ένα από τα πρώτα βήματα στο δρόμο για το οπτικό VLSI.

1.2 Σύγχρονες απαιτήσεις ευρυζωνικότητας

Ιστορικά, όταν πρωτοεμφανίστηκε η αγορά των υπηρεσιών μετάδοσης ψηφιακών δεδομένων, η χρήση του εύρους ζώνης περιοριζόταν αφενός από την τεχνολογία των modem που επέτρεπε την εκμετάλλευση μόνο των τηλεφωνικών γραμμών, με εύρος ζώνης στα 4 kHz, και αφετέρου από τη λογική της χρονοχρέωση της χρήσης του πελάτη. Την περίοδο εκείνη η μέση χρήση αντιστοιχούσε σε μερικές δεκάδες λεπτά της ώρας ανά μέρα και ο μέσος ρυθμός μετάδοσης ήταν της τάξης των δεκάδων kb/s (~10kb/s) [1.5].



Σχήμα 1.1: Χρήστες Διαδικτύου ανά 100 κατοίκους για α) τις αναπτυγμένες χώρες β) τις αναπτυσσόμενες χώρες γ) παγκόσμια

Η μετάβαση στα ευρυζωνικά δίκτυα ADSL άλλαξε ριζικά τη μορφή του τρόπου χρήσης του διαδικτύου, όχι μόνο με την παροχή των υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης στα ~500kb/s, αλλά κυρίως με τη μετατροπή του τρόπου χρέωσης σε πάγια μηνιαία πληρωμή. Αρχικά οι δυο αυτοί παράγοντες επέτρεψαν την εμφάνιση ελάχιστων χρηστών βαριάς κυκλοφορίας, κυρίως με εφαρμογές διανομής περιεχομένου σε βάση αμοιβαιότητας (peer-to-peer), που καταλάμβαναν πλήρως τους πόρους του δικτύου, σε αντίθεση με την πλειονότητα των χρηστών που δεν εκμεταλλεύονταν όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Ωστόσο, μέχρι το τέλος του 2006 η μέση χρήση εύρους ζώνης σε συνθήκες φόρτου για τους Ευρωπαίους χειριστές είχε πλέον ανέλθει σε ~28kb/s ανά χρήστη [1.5]. Ο όγκος αυτός αντιστοιχούσε σε αύξηση της κίνησης κατά δύο με τρείς φορές της κίνησης της περιόδου του στενού εύρους ζώνης, με ταυτόχρονη αύξηση της χωρητικότητας των δικτύων πρόσβασης κατά τουλάχιστον μια τάξη μεγέθους.

Σήμερα η ψηφιακή σύγκλιση αποτελεί πλέον πραγματικότητα και το Ίντερνετ είναι ουσιώδες εργαλείο στην οικονομία και την καθημερινή ζωή μας. Οι ευρυζωνικές συνδέσεις καθίστανται ο συνήθης τρόπος συνδετικότητας. Η ευρωπαϊκή ευρυζωνική αγορά αναπτύσσεται με ταχείς ρυθμούς και ήδη ξεπερνά την αντίστοιχη των Ηνωμένων Πολιτειών. Ο βαθμός διείσδυσης έφθασε τον Ιανουάριο του 2008 σε ποσοστό 20% του πληθυσμού, που αντιστοιχεί σε τριπλάσια αύξηση ύστερα από την διεύρυνση του 2004 · η Δανία, η Φινλανδία και οι Κάτω Χώρες προηγούνται σε παγκόσμια κλίμακα. Αυξάνονται οι απαιτήσεις ευρυζωνικότητας και, μολονότι οι ταχύτητες αναπτύσσονται όπως και οι αντίστοιχες στις ΗΠΑ, η μετάβαση σε ευρυζωνικές συνδέσεις υψηλής ταχύτητας στην ΕΕ είναι βραδυκίνητη [1.6].



Ποσοστό ευρυζωνικής διείσδυσης στην ΕΕ (Ιανουάριος 2008)

Ο ρυθμός ανάπτυξης της δικτυακής κίνησης αναμένεται να αυξηθεί ακόμα περισσότερο με την έλευση νέων τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών που αφορούν τόσο την επιστημονική κοινότητα, όπως τα δίκτυα κατανεμημένης εργασίας (grid computing), όσο και τομείς της καθημερινής ζωής όπως η τηλε-ιατρική, η τελε-εργασία, το τηλεεμπόριο και γενικότερα κάθε μορφής τηλε-υπηρεσία. Παράλληλα οι ταχύτατα ανερχόμενες ηλεκτρονικές υπηρεσίες πολυμέσων με τη μετάδοση ήχου και εικόνας δημιουργούν μια εντελώς καινούρια ομάδα υπηρεσιών. Απαιτητικές λειτουργίες όπως η εκπομπή εικόνας υψηλής ευκρίνειας σε πολλαπλούς χρήστες ταυτόχρονα (HDTV) [1.7] θα αυξήσουν σημαντικά τη ζήτηση σε εύρος ζώνης. Τα επίπεδα της ζήτησης μπορούν να οδηγήσουν σε αύξηση του εύρους ζώνης κατά μια ή δυο τάξεις μεγέθους τα επόμενα 10 χρόνια.

Η κλιμάκωση (scaling) της τεχνολογίας DSL, με τη σημερινή ιεραρχική δομή της αρχιτεκτονικής δικτύου, δεν θα μπορεί να ανταπεξέλθει ικανοποιητικά τόσο σε φυσικό επίπεδο όσο και σαν οικονομικό μεγέθος [1.8],[1.9]. Η στροφή σε οπτικές τεχνολογίες και η επέκτασή τους, όπως η οπτική-ίνα στο-σπίτι Fiber To The Home – FTTH [1.10], θα δώσουν διέξοδο στη ζήτηση, προκαλώντας μάλιστα νέα αύξηση σε ζήτηση εύρους ζώνης. Το Σχήμα 1.3 παρουσιάζει μια μελέτη πρόβλεψης της αύξησης της κίνησης του διαδικτύου [1.11], θεωρώντας τρία πιθανά σενάρια. Το αισιόδοξο σενάριο έχει υποθέσει ότι το 50% των ευρυζωνικών συνδέσεων μέχρι το 2020 θα είναι τύπου FTTH, ενώ για τα άλλα δυο σενάρια το αντίστοιχο ποσοστό είναι 25% και 10%.



Σχήμα 1.3: Μελέτη πρόβλεψης της αύξησης της κίνησης του διαδικτύου για α) Αισιόδοξο σενάριο με 50% των ευρυζωνικών συνδέσεων μέχρι το 2020 θα είναι τύπου FTTH β) μεσαίο σενάριο με ποσοστό 25% γ) απαισιόδοξο σενάριο με αντίστοιχο ποσοστό 10%.

1.3 Εξέλιξη και προκλήσεις των σύγχρονων οπτικών δικτύων

Η προηγούμενη συζήτηση αποκάλυψε την επικείμενη δραματική αύξηση του εύρους ζώνης λόγω των νέων υπηρεσιών που αναπτύσσονται. Στην προσπάθεια των χειριστών δικτύων (network operators) να ανταποκριθούν με νέες οικονομικά ανταγωνιστικές λύσεις στην ανάγκη για κλιμάκωση των δικτύων, η έρευνα έχει στραφεί στην ανάπτυξη νέων προτύπων οπτικών δικτύων κορμού. Ο στόχος των

προτεινόμενων αρχιτεκτονικών οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς αποσκοπεί στη μεγιστοποίηση της χρήσης του διαθέσιμού εύρους ζώνης της οπτικής ίνας, με παράλληλη απλοποίηση της δομής των ενδιάμεσων και τερματικών κόμβων. Η πρόκληση των νέων αρχιτεκτονικών βρίσκεται στην αντικατάσταση των ακριβών ηλεκτρονικών συστημάτων επεξεργασίας που απαιτούνται στα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς με αντίστοιχα απλά αμιγώς οπτικά συστήματα[1.8], [1.9].

1.3.1. WDM δίκτυα δεύτερης γενιάς

Σήμερα ο βασικός τύπος εγκατεστημένων δικτύων είναι τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος [1.11] που είναι ιδανικά για συνεχή τηλεπικοινωνιακή κίνηση από την στιγμή που θα ξεκινήσει μία σύνδεση. Χαρακτηριστικό παράδειγμα μεταγωγής κυκλώματος είναι τα οπτικά δίκτυα πρώτης γενιάς, όπως το Σύγχρονο Οπτικό Δίκτυο (Synchronous Optical NETwork-SONET) και το SDH [1.11], τα οποία σχηματίζουν τον κορμό της τηλεπικοινωνιακής υποδομής στη Βόρεια Αμερική, την Ασία και την Ευρώπη. Τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς χρησιμοποιούν την τεχνική πολυπλεξίας (Wavelength Division Multiplexing-WDM) [1.11]-[1.17] και βασίζονται επίσης στη μεταγωγή κυκλώματος.

Για την αξιοποίηση της τεράστιας χωρητικότητας των οπτικών ινών και τη βέλτιστη εκμετάλλευση αυτής, αναπτύχθηκαν δυο τεχνικές οπτικής πολυπλεξίας: η πολυπλεξία κατά μήκος κύματος WDM και η οπτική πολυπλεξία δεδομένων στο πεδίο του χρόνου (Optical Time Division Multiplexing-OTDM) [1.18],[1.19]. Στα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς είναι δυνατή η χρήση και των δύο ειδών πολυπλεξίας με τα σημερινά όμως δίκτυα να περιορίζονται στην πολυπλεξία WDM [1.11]. Η αρχιτεκτονική των WDM οπτικών δικτύων δεύτερης γενιάς φαίνεται στο σχήμα 1.8 και υλοποιείται με χρήση οπτικών τερματικών γραμμής (OLT), οπτικών πολυπλεκτών προσθήκης/ αφαίρεσης δεδομένων (optical add/drop multiplexer-OADM) και οπτικών στοιχείων διασύνδεσης (optical cross-connect-OXC).



Σχήμα 1.4: Α)Τα βασικά δομικά τμήματα και η διασύνδεση αυτών στα WDM οπτικά δίκτυα δεύτερης γενίας. B)GRNET: σύνδεση με Πανευρωπαικό δίκτυο GEANT, αναβαθμίστηκε το 2006 σε 2x10Gbps. Το GRNET2 αποτελείται από WDM τεχνολογία και όλοι οι κόμβοι συνδέονται σε ρυθμούς 1-2,5 Gbps.

Τα WDM οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς παρέχουν συνδέσεις μήκους κύματος μεταξύ των τερματικών, και για το λόγο αυτό αποκαλούνται και δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος (wavelength-routed networks). Κατά συνέπεια οι συνδέσεις μεταξύ των τερματικών γραμμής είναι υψηλής χωρητικότητας και παρέχονται σε σταθερή βάση. Εφόσον όμως οι συνδέσεις μήκους κύματος στα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς παραμένουν στατικές αφού εδραιωθούν, διατηρούν τα χαρακτηριστικά της τεχνικής μεταγωγής κυκλώματος (circuit switching). Για το λόγο αυτό, τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς δεύτερης γενιάς βρίσκουν κυρίως εφαρμογή στα δίκτυα ευρείας περιοχής (WANs), στα οποία η τηλεπικοινωνιακή κίνηση συναθροίζεται σε οντότητες δεδομένων μεγάλου μεγέθους, χρησιμοποιώντας υψηλής χωρητικότητας στατικές συνδέσεις μηκών κύματος για τη διασύνδεσή τους [1.20].



Σχήμα 1.5: α) Υπάρχουσα κατάσταση διαστρωμάτωσης των δικτύων β) Διαστρωμάτωση των δικτύων στο εγγύς μέλλον, με κυριαρχία της IP μορφής δεδομένων.

Ωστόσο, τα ψηφιακά δεδομένα που μεταδίδονται σήμερα τείνουν να είναι όλο και περισσότερο της μορφής IP/MPLS [1.1], και καθώς οι χειριστές δικτύων συγκλίνουν τις τοπολογίες δικτύων ώστε να υπάρχει ομοιογένεια ανάμεσα στις υπηρεσίες για τις επιχειρήσεις και τα νοικοκυριά (Σχήμα 1.5), η συνολική κίνηση δεδομένων τείνει να μετατραπεί εξολοκλήρου σε πρωτόκολλο Διαδικτύου (Internet protocol-IP) [1.21],[1.22]. Στην περίπτωση όμως που η τηλεπικοινωνιακή κίνηση χαρακτηρίζεται από "εκρηκτικότητα" (burstiness), όπως είναι η IP κίνηση του διαδικτύου, η χρήση της μεταγωγής κυκλώματος καθίσταται αναποτελεσματική.

Στο Σχήμα 1.6α απεικονίζεται ένας κόμβος της υπάρχουσας τεχνολογία IP over WDM, που αποτελεί το συνδυασμό της WDM τεχνολογίας ελεγχόμενη από ηλεκτρονικούς δρομολογητές IP κίνησης (IP router). Στα δίκτυα αυτά, όλα τα κανάλια της WDM γραμμής πρέπει να μετατραπούν σε ηλεκτρικά σήματα για και να τερματιστούν στην είσοδο κάθε κόμβου. Η συνολική χωρητικότητα μιας σύνδεσης (link) δρομολογείται κατάλληλα για κάθε πακέτο ξεχωριστά, βασισμένη στις επικεφαλίδες (header) των πακέτων. Ωστόσο, στα IP δίκτυα, τα περισσότερα πακέτα απλώς διέρχονται από τον κόμβο και μόνο ένα μικρό τμήμα της συνολικής κίνησης πρέπει να τερματιστεί στον κόμβο. Επομένως, αν η κίνηση των διερχόμενων πακέτων μπορούσε να αποφύγει την οπτο-ηλεκτρονική μετατροπή και την ανά πακέτο επεξεργασία, τότε η απόδοση του κόμβου θα αυξανόταν σημαντικά. Το παράδειγμα υποδηλώνει ότι τα WDM δίκτυα δεύτερης γενιάς υποφέρουν από αχρείαστη πολυπλοκότητα μειώνοντας μάλιστα την αποδοτικότητα, καθώς υπηρεσίες όπως το Ethernet, όταν μεταφέρονται από WDM δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος, απαιτούν διάφορους τύπους ακριβού εξοπλισμού για τη μετατροπή και δρομολόγηση της μη συμβατής με την τεχνολογία SONET/SDH κίνησης (Σχήμα 1.5α). Συνεπώς τα πολλαπλά επίπεδα μεταγωγής οδηγούν σε πλεονάζοντα έξοδα και αύξηση της επιχειρησιακής πολυπλοκότητας. Επιπλέον, τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς ως έχουν δεν παρέχουν τη δυνατότητα για χειρισμό οντοτήτων δεδομένων μικρού μεγέθους (granularity), αν και αυτή η δυνατότητα θα ανήκει σίγουρα στις βασικές απαιτήσεις των χρηστών από τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα. Αρκεί να αναλογιστεί κανείς ότι το 50% των IP πακέτων αυτή τη στιγμή έχουν μέγεθος μικρότερο από 522 bytes και ότι το μέγεθος του 50% αυτών των πακέτων κυμαίνεται μεταξύ 40-44 bytes [1.23].





Σχήμα 1.6: α) κόμβος της υπάρχουσας τεχνολογίας IP over WDM, β) μελλοντικός φωτονικός κόμβος οπτικής μεταγωγής πακέτου.

Η απάντηση στα προβλήματα της δεύτερης γενιάς οπτικών δικτύων βρίσκεται στην υιοθέτηση της τεχνική της οπτικής μεταγωγής πακέτου [1.20] η οποία θα επιτυγχάνει τη δρομολόγηση των πακέτων στα διάφορα μήκη κύματος απευθείας στο οπτικό επίπεδο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6β, εξαλείφοντας τη συμφόρηση από τους κόμβους δρομολόγησης. Η υψηλής ταχύτητας οπτική επεξεργασία μειώνει τις ανάγκες για σειριακή-σε-παράλληλη μετατροπή των δεδομένων και την ηλεκτρονική επεξεργασία, ενώ προσφέρει αποδοτικότερη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης μίας οπτικής τηλεπικοινωνιακής ζεύξης. Ο βασικός στόχος των οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς με τη χρήση μεταγωγής πακέτου είναι η αποδοτική εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης της οπτικής ίνας, υπό την έννοια της παροχής συνδέσεων υψηλής χωρητικότητας μόνο κατά το χρονικό διάστημα, για το οποίο οι συνδέσεις αυτές είναι ενεργές [1.11].

1.3.2. Οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς: Αμιγώς Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων (All-Optical Packet Switched Networks)

Για την επίτευξη της παροχής εύρους ζώνης κατ' απαίτηση τα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς χρησιμοποιούν την τεχνική μεταγωγής πακέτου, η οποία ήδη λειτουργεί με αποδοτικό τρόπο στα ηλεκτρονικά δίκτυα. Ο όρος οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς είναι, επομένως, ταυτόσημος με τον όρο οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων (All-Optical Packet Switched Networks - OPS) [1.11].

Στα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων η πληροφορία αποστέλλεται με τη μορφή οπτικών πακέτων δεδομένων και όχι με τη μορφή μεγάλου μεγέθους συνεχών ροών δεδομένων. Το κάθε πακέτο δεδομένων αποτελείται από το πεδίο της επικεφαλίδας (header), το οποίου το περιεχόμενο καθορίζει τον προορισμό του πακέτου μέσα στο δίκτυο, από το πεδίο του φορτίου (payload), το περιεχόμενο του οποίου είναι τα χρήσιμα δεδομένα προς μετάδοση, και από την προστατευτική ζώνη δυφίων (guardband), η οποία περιέχει τον απαραίτητο αριθμό βοηθητικών δυφίων για την υποστήριξη των διαφόρων λειτουργικών διαδικασιών του δικτύου. Τα βασικά

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

Τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων διακρίνονται σε κατηγορίες ανάλογα με το μέγεθος των πακέτων δεδομένων, που μπορεί να είναι σταθερό (fixed length) ή μεταβλητό (variable length), και το είδος της κίνησης και της μεταγωγής [1.24], που μπορεί να είναι σύγχρονη (slotted ή synchronous networks) ή ασύγχρονη (unslotted ή asynchronous networks). Τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων προσφέρουν μια σειρά από πλεονεκτήματα, αφού είναι εφικτή η επεξεργασία δεδομένων μικρού μεγέθους (granularity) και η δέσμευση εύρους ζώνης κατ' απαίτηση (bandwidth-use on demand). Επίσης, τα δίκτυα αυτά περισσότερο ευέλικτα (flexibility), υπό την έννοια ότι προσαρμόζονται σχετικά εύκολα στα συνεχώς εξελισσόμενα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα,

αφού μπορούν να παρέχουν ταυτόχρονα πολλαπλές υπηρεσίες ενώ είναι διαφανή στο είδος της εισερχόμενης πληροφορίας (data-format transparency), καθώς διαχειρίζονται εξίσου επιτυχώς σύγχρονες ή ασύγχρονες ροές πακέτων δεδομένων με σταθερό ή μεταβλητό μέγεθος πακέτων και συνεχείς ροές δεδομένων.

Για την υλοποίηση των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων υπάρχουν, όμως, ορισμένοι σημαντικοί ανασταλτικοί παράγοντες, οι οποίοι συνιστούν βασικούς περιορισμούς. Οι παράγοντες αυτοί είναι[1.20]:α) η δρομολόγηση των πακέτων με βάση τον τελικό τους προορισμό με αποτέλεσμα να δημιουργούνται πίνακες δρομολόγησης (routing look-up tables) υπερβολικά μεγάλου μεγέθους, ιδιαίτερα στα IP δίκτυα, και να αυξάνει δραματικά η πολυπλοκότητα της δρομολόγησης. β) η μέχρι στιγμής αδυναμία των οπτικών κυκλωμάτων να παρέχουν αξιόπιστη καταχώρηση και αποθήκευση δεδομένων (buffering) [1.25], [1.26], ανταγωνιστική της ηλεκτρονικής μνήμης τυχαίας προσπέλασης (Random Access Memory - RAM), ώστε να αποφεύγονται οι συγκρούσεις των πακέτων.



Σχήμα 1.7: Τοπολογία οπτικών δικτύων μεταγωγής ετικέτας. Η ετικέτα προσκολλάται στο πακέτο στον κόμβο εισόδου, αλλάζει από κόμβο σε κόμβο ανάλογα με τον πίνακα δρομολόγησης και αφαιρείται στον κόμβο εξόδου

Ο πρώτος από τους δύο περιορισμούς αίρεται με την υιοθέτηση του πρωτοκόλλου MPLS (Multi-Protocol Label Switching) [1.27], το οποίο προτείνει την προώθηση των δεδομένων με χρήση αλγορίθμων απευθείας σύγκρισης, και την υλοποίηση αντίστοιχων οπτικών δικτύων μεταγωγής ετικέτας (All-Optical Label Switched Networks - AOLS) [1.28]. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7, σε κάθε πακέτο του AOLS δικτύου εισάγεται μία επιπλέον ετικέτα με μικρότερο μέγεθος από την επικεφαλίδα και η δρομολόγηση του πακέτου γίνεται πλέον με βάση το περιεχόμενο της ετικέτας και όχι της επικεφαλίδας. Μόνο η μικρού μεγέθους ετικέτα χρησιμοποιείται για τη δρομολόγηση του πακέτου, ενώ το μήκος κύματος του πακέτου χρησιμοποιείται μόνο για την προώθηση αυτού [1.20].

Κατά συνέπεια, οι πίνακες δρομολόγησης απλουστεύονται σε σημαντικό βαθμό, η διαδικασία της δρομολόγησης είναι λιγότερο πολύπλοκη λόγω του μικρότερου μεγέθους της ετικέτας.

Για την αντιμετώπιση του δεύτερου περιοριστικού παράγοντα έχουν προταθεί τα οπτικά δίκτυα πακέτων εκρηκτικής ροής (Optical Burst-Switched Networks - OBS) [1.29], [1.31]. Σε αυτά τα δίκτυα, πολλαπλά πακέτα IP συναθροίζονται σε μία μεγαλύτερου μεγέθους οντότητα δεδομένων (burst), η οποία αποστέλλεται στη συνέχεια στο δίκτυο. Το απαιτούμενο εύρος ζώνης για τη μετάδοση αυτού του σήματος δεσμεύεται εκ των προτέρων στο δίκτυο με τη βοήθεια ενός επιπλέον σήματος ελέγχουκαθορισμού της διαδρομής (control set-up signal), το οποίο αποστέλλεται πριν το burst στο δίκτυο. Κατά συνέπεια, κάθε κόμβος στη διαδρομή του burst ενημερώνεται για την επιθυμητή διαδρομή του burst πριν αυτό φτάσει στον κόμβο, οπότε αποφεύγεται η χρήση καταχωρητών και στοιχείων αποθήκευσης της πληροφορίας για την πρόληψη των συγκρούσεων. Αυτός είναι ο βασικότερος λόγος για τον οποίο εισήχθησαν τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων εκρηκτικής ροής. Η πιο σημαντική διαφορά στη δομή των δεδομένων σε αυτά τα δίκτυα συγκριτικά με τη δομή δεδομένων στα δίκτυα μεταγωγής πακέτων είναι ότι τα πακέτα έχουν σίγουρα μεταβλητό και μεγαλύτερο μέγεθος ενώ τα πακέτα μπορεί να αποκλίνουν σημαντικά σε ισχείς.



Σχήμα 1.8: Εξέλιξη των οπτικών δικτύων ανάλογη με την πρόοδο στις μεθόδους ελέγχου του οπτικού μονοπατιού.

Το εικονικό διάγραμμα του Σχήματος 1.8 αναπαριστά σχηματικά την πορεία των οπτικών δικτύων τα τελευταία 20 χρόνια, με τη μετάβαση από τις peer to peer WDM γραμμές πρόσβασης, στα δίκτυα δακτυλίου WDM (ring networks) και από τα πρώτα

δίκτυα WDM βρόχου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Κάθε δίκτυο χαρακτηρίζεται από το επίπεδο πολυπλοκότητας των κόμβων του και των λειτουργιών μπορούσε να επιτελέσει. Στις απλές που γραμμές μεταφοράς του 1990 χρησιμοποιούνταν απλοί επαναλήπτες (repeaters), αποτελούμενοι από ενισχυτές ερβίου EDFA, οι οποίοι τοποθετούνταν ανά τακτές αποστάσεις μετάδοσης για την επανενίσχυση των οπτικών σημάτων. Στα μετέπειτα WDM δίκτυα, τα βασικά δομικά συστήματα τους ήταν τα οπτικά τερματικά γραμμής (optical line terminal-OLT), οι οπτικοί πολυπλέκτες προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (optical add/drop multiplexer-OADM) και τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (optical cross-connect-OXC). Ακολουθεί η περιγραφή της δομικής κατασκευής και η ανάλυση των βασικών λειτουργιών που πρέπει να επιτελούν οι σύγχρονοι φωτονικοί κόμβοι, ώστε τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα μεταγωγής ετικέτας που προαναφέραμε να αποτελέσουν πραγματικότητα.

1.3.3 Κόμβοι οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς

Η γενική μορφή της τεχνολογίας που έχει προταθεί μέχρι στιγμής για την υλοποίηση των απαραίτητων δομικών συστημάτων δρομολόγησης και μεταγωγής στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, φαίνεται στο Σχήμα 1.9. Συγκεκριμένα, το γενικό μοντέλο οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων του Σχήματος 1.9α πρέπει να επιτελεί τις λειτουργικές διεργασίες που αποτυπώνονται στο δομικό διάγραμμα του Σχήμα 1.9β, οι σημαντικότερες από τις οποίες χωρίζονται με τη τους σειρά στην αναγέννηση (regeneration) και συγχρονισμό (synchronization) των δεδομένων κατά την είσοδο, και τη δρομολόγηση (routing), την προώθηση (forwarding), τη μεταγωγή (switching) και την πολυπλεξία (multiplexing) [1.32].



Σχήμα 1.9: α) Δομή μελλοντικού κόμβου οπτικής μεταγωγής ετικέτας β) σχηματικό διάγραμμα των λειτουργιών που πρέπει να επιτελούνται.

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

- Η προώθηση (forwarding) των πακέτων είναι ίσως η πιο πολύπλοκη λειτουργία σε έναν κόμβο μεταγωγής πακέτων. Η επικεφαλίδα κάθε εισερχόμενου πακέτου στον κόμβο διαχωρίζεται από το φορτίο του πακέτου και οδηγείται στον κύριο επεξεργαστή του κόμβου. Ο επεξεργαστής αυτός συγκρίνει την επικεφαλίδα με τα περιεχόμενα του πίνακα δρομολόγησης και αναγνωρίζει τον επιθυμητό προορισμό του πακέτου, οπότε στη συνέχεια παράγει ένα κατάλληλο σήμα ελέγχου για τον καθορισμό της κατάστασης μεταγωγής του οπτικού μεταγωγέα. Επιπλέον, παράγει επίσης τη νέα επικεφαλίδα του πακέτου, η οποία επανεισάγεται στο πακέτο για τη σηματοδότηση του επόμενου προορισμού του στο δίκτυο.
- Η μεταγωγή (switching) είναι η ουσιαστική διαδικασία οδήγησης του εισερχόμενου πακέτου στην καθορισμένη από τη διαδικασία προώθησης έξοδο του κόμβου. Η λειτουργία αυτή επιτελείται από τον πίνακα μεταγωγής, ο οποίος ουσιαστικά αποτελείται από συστοιχίες κατάλληλα συνδεδεμένων μεμονωμένων οπτικών διακοπτών.
- Η πολυπλεξία (multiplexing) επιτελείται αφενός για την αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης και αφετέρου για την προσθήκη/αφαίρεση ροών δεδομένων (add/drop). Η λειτουργία αυτή ακολουθείται από μία ανάλογη διαδικασία αποπολυπλεξίας των δεδομένων, η οποία είναι η ακριβώς αντίστροφη διαδικασία.
- Ο συγχρονισμός (synchronization) είναι αφενός η διάταξη των εισερχόμενων δεδομένων ώστε αυτά να ευθυγραμμίζονται χρονικά με ένα τοπικό σήμα ρολογιού (συγχρονισμός δυφίου), όσο αφετέρου η χρονική ευθυγράμμιση μεταξύ των πακέτων, που εισέρχονται στον κόμβο από διαφορετικές εισόδους του.
- Η αναγέννηση (regeneration) αφορά στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος δεδομένων κατά την υποδοχή και πριν αυτό εξέλθει του κόμβου και συνεχίσει τη διαδρομή του στο δίκτυο, ώστε να αποφευχθεί η μη αντιστρεπτή παραμόρφωση των χαρακτηριστικών του σήματος και η τελική λήψη λανθασμένης πληροφορίας. Η 3R αναγέννηση περιλαμβάνει τρεις λειτουργίες: τον επανασυγχρονισμό (Re-timing) των δυφίων του σήματος, την αναμόρφωση του σχήματος των παλμών του (Re-shaping), και την επανενίσχυση (Re-amplifying) του σήματος. Για τον επανασυγχρονισμό του σήματος απαιτείται ξανά η ανάκτηση ενός υψηλής ποιότητας σήματος ρολογιού σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου. Η ορθή λήψη και αναγέννηση δεδομένων εκρηκτικής ροής αποτελεί σήμερα κεντρικό βήμα για την υλοποίηση των δικτύων εκρηκτικής ροής, καθώς οι δέκτες αυτοί είναι επιφορτισμένοι με τη μετατροπή του σήματος εκρηκτικής ροής σε μορφή επεξεργάσιμη από τα υπόλοιπα οπτικά συστήματα. Η κατασκευή διάφορων τύπων αναγεννητικών μονάδων θα αποτελέσει το αντικείμενο της έρευνας στην παρούσα διδακτορική διατριβή.

Τα κυκλώματα που θα υλοποιούν τις παραπάνω λειτουργίες και θα ενσωματωθούν στους κόμβους των μελλοντικών δικτύων καλούνται να επιδεικνύουν τα ακόλουθα λειτουργικά και επιχειρησιακά χαρακτηριστικά: α) χαμηλή κατανάλωση ισχύος και φυσικού χώρου, β) υψηλή ταχύτητα λειτουργίας γ) σταθερότητα στη λειτουργία τους και δ) διαφάνεια στο είδος πληροφορίας και το ρυθμό μετάδοσης.

1.4. Οπτική Ολοκλήρωση

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.).



Σχήμα 1.10: Οπτική ολοκλήρωση: διακριτά οπτικά στοιχεία και διασυνδέσεις ενοποιούνται σε ένα πλινθίο.

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 [1.33] και υβριδική τεχνική ολοκλήρωσης [1.34]. 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) [1.35] και έχει τη δυνατότητα να υποστηρίζει ενεργά υλικά πάνω σε μια πλατφόρμα SiO₂, όπου χαράζονται τα παθητικά στοιχεία και οι κυματοδηγοί. Μέχρι στιγμής με τη μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης έχει κατασκευαστεί μια πληθώρα οπτικών στοιχείων [1.36]-[1.43] 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 κοστους του ολοκληρωμένου ανά μονάδα επιφάνειας. Ωστόσο, η τεχνική είναι πολύ χρήσιμη όταν χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με την τεχνική μονολιθικής ολοκλήρωσης για να παράγουν από κοινού πρωτότυπα οπτικά πλινθία που περιέχουν μεγάλης κλίμακας οπτικές διατάξεις με ενισχυμένες επιχειρησιακές δυνατότητες.

Στον αντίποδα της τεχνικής συναρμολόγησης οπτικών στοιχείων, βρίσκεται η μονολιθική τεχνολογία ολοκλήρωσης, η οποία αποσκοπεί στη χάραξη και υλοποίηση όλων των στοιχείων μια πλήρους οπτικής διάταξης σ' ένα υπόστρωμα που αποτελείται από ένα και μόνο υλικό (InP). Η ομοιομορφία του υλικού δίνει το πλεονέκτημα καλύτερης διασυνδεδιμότητας των στοιχείων και εγγυάται μεγαλύτερη απόδοση (yield) ολοκλήρωσης κατά την κατασκευή μεγάλων οπτικών πλινθίων με περισσότερα στοιχεία. Η μονολιθική ολοκλήρωση έχει μέχρι στιγμής να επιδείξει σημαντικά κατορθώματα στην υλοποίηση υψίσυχνων (>40 GHz) [1.45]-[1.49]ολοκληρωμένων στοιχείων με μεγάλο εύρος βασικών αλλά αναγκαίων λειτουργιών-κλειδιά για τα σύγχρονα δίκτυα, όπως εξελιγμένων πολυκυματικών πομποδεκτών και κυκλωμάτων οπτικής επεξεργασίας σήματος [1.50]-[1.58]. Ιδιαίτερη αναφορά αξίζει το επίτευγμα της εταιρίας Infinera [1.33], η οποία σήμερα κρατά το ρεκόρ των οπτικών στοιχείων που έχουν ολοκληρωθεί μονολιθικά σ' ένα μόνο πλινθίο. Πρόκειται, όπως εικονίζεται στο Σχήμα 1.11, για έναν πολυκυματικό πομπό που απαρτίζεται από 10 κανάλια, καθένα από τα οποία έχει τη δυνατότητα παραγωγής διαμορφωμένου οπτικού σήματος 10 Gb/s. Το πλινθίο περιέχει μονολιθικά ολοκληρωμένα 41 οπτικά στοιχεία, με κάθε κανάλι να απαρτίζεται από μια πηγή διοδικού laser DFB, έναν μεταβλητό εξασθενητή (variable attenuator), έναν απομονωτή (isolator) και έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή. Συνολικά το ολοκληρωμένο έχει τη δυνατότητα να παράγει οπτικά δεδομένα σε ρυθμό 100 Gb/s. Παρόμοια έχει ολοκληρωθεί ο αντίστοιχος πολυκυματικός δέκτης στα 10x10 Gb/s (Σχήμα 1.11β) που περιέχει 21 οπτικά στοιχεία.



Σχήμα 1.11: Μονολιθική ολοκλήρωση του πομπού και δέκτη της Infinera με 41 και 21 οπτικά στοιχεία ολοκληρωμένα στα δυο πλινθία αντίστοιχα.

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

Μέχρι στιγμής, τόσο η υβριδική όσο και η μονολιθική ολοκλήρωση έχουν εφαρμοστεί στην κατασκευή οπτικών διατάξεων που καλύπτουν ένα μέρος της οπτικής επεξεργασίας σήματος και απευθύνονται κυρίως σε εφαρμογές μεταβολής των χαρακτηριστικών του σήματος (signal conditioning applications), όπως είναι η μετατροπή μήκους κύματος [1.62], [1.72], και η 2/3R [1.60],[1.61],[1.66] αναγέννηση. Επιπλέον, ολοκληρωμένα στοιχεία έχουν χρησιμοποιηθεί στην κατασκευή γρήγορων διαμορφωτών και από/πολυπλεκτών [1.63],[1.64],[1.67][1.74],[1.75].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.

1.4.1. Το παράδειγμα της ηλεκτρονικής

Χωρίς αμφιβολία, μια από τις μεγαλύτερες καινοτομίες του 20ου αιώνα ήταν η εφεύρεση των ηλεκτρονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (integrated circuits - IC). Από τις ρίζες τους στα εργαστήρια των Fairchild Semiconductor και Texas Instruments όπου οι πρωτοπόροι Robert Noyce, Gordon Moore και Jack Kilby ολοκλήρωσαν το πρώτο τρανζίστορ (Σχήμα 1.12) σε πυρίτιο [1.76], η τεχνολογία αποκάλυψε τα πλεονεκτήματα της απέναντι στα διακριτά, μονής χρηστικότητας (single-function) ηλεκτρονικά στοιχεία που ήταν διαθέσιμα την εποχή εκείνη. Έκτοτε η βιομηχανία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων εξελίχθηκε σε μια υπόθεση πολύ-δισεκατομμυρίων δολαρίων (multi \$100 billion) και στην ψηφιακή επανάσταση του αιώνα που μας πέρασε στη μετάλλαξη του κόσμου σε κοινωνία της πληροφορίας.



1960



2008 10⁹ ολοκληρωμένα transistors

1950 Πρώτο ολοκληρωμένο transistor

10< ολοκληρωμένα transistors

Σχήμα 1.12: Μισός αιώνας εξέλιξης των ηλεκτρονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων οδήγησαν στα 10° ολοκληρωμένα τρανζίστορ.

Η εξέλιξη των ηλεκτρονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πηγάζει από τη δυνατότητα της μονολιθικής τεχνολογίας να ολοκληρώνει συνεχώς μεγαλύτερους αριθμούς από τρανζίστορ σ' ένα μόνο πλινθίο. Το Σχήμα 1.12 απεικονίζει φωτογραφικά την ιστορική πρόοδο στην κατασκευή των πλινθίων, η οποία αποτυπώνεται γλαφυρά και μέσα από το Νόμο του Moore [1.77], που προέβλεπε την εκθετική αύξηση του αριθμού των τρανζίστορ σ' ένα ολοκληρωμένο σε σχέση με το χρόνο. Ο σήμερα διάσημος νόμος και οι προβλέψεις του επιβεβαιώθηκαν από την ιστορία και την πραγματική αύξηση του αριθμού των πυλών (Σχήμα 1.13), γενικεύοντας τα αποτελέσματα του για παράλληλη εκθετική μείωση του κόστους, της κατανάλωσης ισχύος και χώρου και της αυξημένης αξιοπιστίας.

Αναζητώντας το μηχανισμό που οδήγησε στην εκρηκτική αύξηση του αριθμού των τρανζίστορ σ' ένα πλινθίο, καταλήγουμε σε πέντε βασικά βήματα. Μάλιστα, ο εκθετικός

ρυθμός αύξησης υπονοεί και την ύπαρξη ενός μηχανισμού ανατροφοδότησης (feedback) ανάμεσα στα βήματα, που επιτάχυνε σημαντικά τις διαδικασίες:



Σχήμα 1.13: Πραγματική αύξηση του αριθμού τρανζίστορ ανά πλινθίο που ακολουθούν τον Νόμο του Moore.

- Βήμα.1: Αναγνώριση του τρανζίστορ ως μονάδα επεξεργασίας γενικής χρήσεως: Το τρανζίστορ είναι ικανό να επιτελεί όλες τις βασικές λειτουργίες που απαιτούνται στην επεξεργασίας σήματος. Στην περίπτωση μάλιστα της ψηφιακής επεξεργασίας, με τη συνδρομή της άλγεβρας Boole [1.78], η υλοποίηση όλων των ψηφιακών κυκλωμάτων μπορεί να βασιστεί στη χρήση ενός μόνο τύπου ψηφιακής πύλης, της NAND, που υλοποιείται με ένα τρανζίστορ. Το τρανζίστορ ικανοποιεί τη βασική απαίτηση της πολυχρηστικότητας.
- Βήμα.2: Αναγνώριση του τρανζίστορ ως η βασική δομική μονάδα στην κατασκευή όλων των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων: Η γενίκευση της χρήσης του τρανζίστορ επιτυγχάνεται με το σχεδιασμό όλων των κυκλωμάτων επεξεργασίας σήματος αποκλειστικά με τρανζίστορ.
- Βήμα.3: Αύξηση της ζήτησης και κλίμακας ολοκλήρωσης: Ο αποκλειστικός σχεδιασμός όλων των κυκλωμάτων με βάση τα τρανζίστορ, αυξάνει κάθετα τη ζήτηση τους. Η έρευνα στρέφεται προς την ανάγκη ολοκλήρωσής τους σε μεγαλύτερες πυκνότητες σ' ένα πλινθίο.
 - Βήμα.4: Μείωση του κόστους ανά τρανζίστορ: Η μαζική ολοκλήρωση των τρανζίστορ σ' ένα πλινθίο μειώνει εκθετικά το κόστος τους, καθώς αυτό απορρέει από τη συνολική διαδικασία κατασκευής και συσκευασίας του πλινθίου και δεν εξαρτάται από τον αριθμό των τρανζίστορ που περιέχει.
- Βήμα.5: Σχεδιασμός μεγαλύτερων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων επεξεργασίας σήματος: Η μείωση του κόστους ανά μονάδα τρανζίστορ ελευθερώνει τους

σχεδιαστές ηλεκτρονικών συστημάτων από τον περιορισμό της ελαχιστοποίησης των απαιτούμενων πυλών ανά κύκλωμα. Τα φθηνά τρανζίστορ ανοίγουν το δρόμο για υλοποίηση μεγαλύτερης κλίμακας ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

Ο σχεδιασμός ολοένα μεγαλύτερων ηλεκτρονικών συστημάτων επεξεργασίας (βήμα 5) έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της ζήτησης σε τρανζίστορ, οδηγώντας τη διαδικασία ξανά στο βήμα 3. Αυτός ο μηχανισμός ανατροφοδότησης (feedback) της εξέλιξης της ηλεκτρονικής οδήγησε στα εκπληκτικά σημερινά ολοκληρωμένα κυκλώματα με 10⁹ τρανζίστορ και στη δυνατότητα καθενός να έχει στην κατοχή του έναν προσωπικό υπολογιστή του οποίου η επεξεργαστική δύναμη είναι μεγαλύτερη από τη συνολική δύναμη όλων των υπολογιστών της NASA, την εποχή που εκτοξεύονταν οι πρώτοι πύραυλοι στο φεγγάρι [1.79].

1.5 Σκοπός της έρευνας και δομή διατριβής

Το παράδειγμα της ηλεκτρονικής υποδεικνύει ότι η εξέλιξη της τεχνολογίας οπτικής ολοκλήρωσης και η σχεδίαση δυνατών οπτικών συστημάτων μπορεί να δεχτεί μεγάλη ώθηση με την αναγνώριση των κατάλληλων οπτικών διατάξεων που θα λειτουργούν ως δομικές μονάδες ικανές να επιτελούν τις στοιχειώδεις λογικές λειτουργίες, ενώ θα είναι δυνατή η ολοκλήρωση τους. Η αναζήτηση της οπτικής διάταξης, αντίστοιχη του ηλεκτρονικού τρανζίστορ, συγκλίνει τα τελευταία χρόνια προς τις οπτικές συμβολομετρικές πύλες, εξαιτίας της εφαρμογής τους σε ένα μεγάλο εύρος οπτικών λειτουργικών διαδικασιών με εντυπωσιακά αποτελέσματα και της προόδου στην ολοκλήρωση τους. Πράγματι, η χρήση συμβολομετρικών διακοπτών με ημιαγώγιμους ενισχυτές έχει ήδη στο ενεργητικό της την επιτυχή επίδειξη διατάξεων αποπολυπλεξίας (demultiplexing) οπτικού σήματος [1.80]-[1.83], σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι και 320 Gb/s, οπτικής 3R αναγέννησης (regeneration) και μετατροπής μήκους κύματος (wavelength conversion) [1.84]-[1.90] μέχρι και στα 160 Gb/s. Εντυπωσιακοί είναι, επίσης, οι ρυθμοί μετάδοσης, που έχουν επιτευχθεί με χρήση οπτικών πυλών σε διατάξεις Boolean λογικής [1.94]-[1.97]. Επιπλέον, με χρήση μίας και μοναδικής οπτικής πύλης έχει υλοποιηθεί στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών ο αμιγώς οπτικός διακόπτης μεταγωγής/διέλευσης(Exchange/Bypass switch) στα 40 Gb/s [1.98], ο οποίος στην ηλεκτρονική του εκδοχή απαιτεί τη χρήση 6 ηλεκτρονικών πυλών. Εκτός από τη χρήση μεμονωμένων πυλών με στόχο την υλοποίηση βασικών μεν αλλά σχετικά απλών λειτουργιών, τα τελευταία χρόνια έχει επιδειχθεί μια σειρά από κυκλώματα που χρησιμοποιούν περισσότερες από μια οπτικές πύλες, αυξάνοντας σημαντικά τις λειτουργικές δυνατότητες των κυκλωμάτων. Τέτοια παραδείγματα μπορούν να αναζητηθούν στα κυκλώματα εξαγωγής επικεφαλίδας [1.99] των πακέτων δεδομένων ενός δικτύου, στην υλοποίηση ενός οπτικού ημιαθροιστή (Half-Adder) [1.100], ακόμα και στην πραγματοποίηση των πρώτων οπτικών flip-flops [1.91]-[1.93].
Η πληθώρα εφαρμογών των οπτικών διακοπτών στην επεξεργασία σήματος, με εντυπωσιακά υψηλές ταχύτητες λειτουργίας, σε συνδυασμό με τις προοπτικές ολοκλήρωσης τους, οδηγεί εύλογα στο συμπέρασμα ότι οι συμβολομετρικοί διακόπτες μπορούν να αποτελέσουν το κατεξοχήν ανάλογο του ηλεκτρονικού τρανζίστορ στο χώρο των οπτικών συστημάτων. Το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών αποτέλεσε από τους πρωτοπόρους στη σχεδίαση πολύπλοκων κυκλωμάτων με βασισμένων σε οπτικές πύλες. Το 2004, πρωτοστατώντας σε παγκόσμια κλίμακα στην ανάδειξη της παραπάνω συλλογιστικής και παρακολουθώντας το παράδειγμα της ηλεκτρονικής, πρότεινε μέσω του Ευρωπαϊκού Προγράμματος EU-IST- MUFINS, τη διεύρυνση της χρήσης των οπτικών πυλών και την ολοκλήρωση πολλαπλών τέτοιων στοιχείων σε ένα πλινθίο.

1.5.1 Σκοπός της έρευνας

Στα πλαίσια της συνολικής αυτής προσπάθειας και αναγνωρίζοντας τη σημασία των οπτικών πυλών Mach-Zehnder για την περαιτέρω ανάπτυξη της φωτονικής τεχνολογίας, η έρευνα της παρούσας διδακτορικής διατριβής επικεντρώνεται στη διεξοδική μελέτη των οπτικών πυλών και στην ανάδειξη τους στην υλοποίηση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων που επιτελούν απαιτητικές λειτουργίες-κλειδιά επεξεργασίας σήματος για τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα. Η σχεδίαση των συστημάτων μεγάλης κλίμακας γίνεται με γνώμονα την αποκλειστική χρήση των πανομοιότυπων συμβολομετρικών δομικών μονάδων, που είναι ικανές να επιτελούν όλες τις στοιχειώδεις λογικές λειτουργίες. Με τον τρόπο αυτό τα προτεινόμενα συστήματα εκμεταλλεύονται πλήρως τις πρόσφατες καινοτομίες στον τομέα της οπτικής ολοκλήρωσης και προάγουν την περαιτέρω ανάπτυξή της. Ειδικότερα η έρευνα οργανώνεται γύρω από τρείς κεντρικούς άξονες:

- Α. Τη θεωρητική ανάλυση και μαθηματική μοντελοποίηση των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων και των ενεργών δομικών τους στοιχείων, των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών. Έχοντας αναγνωρίσει τα Mach-Zehnder ως τις βασικές μονάδες επεξεργασίας, η έρευνα στοχεύει στη διεξοδική μελέτη των παραμέτρων λειτουργίας τους, την εύρεση των ορίων των επιδόσεων τους και την εξεύρεση των βέλτιστων συνθηκών λειτουργίας ανάλογα με την εφαρμογή. Στον άξονα αυτό επιτεύχθηκαν:
 - Η μαθηματική επίλυση των εξισώσεων ροής του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή (SOA) και η μοντελοποίηση της λειτουργίας του στοιχείου.
 - Η θεωρητική μελέτη της μη γραμμικής συμπεριφοράς του SOA και η εξαγωγή της αναλυτικής σχέσης της συνάρτησης μεταφοράς του.
 - Η ανάπτυξη προγράμματος εξομοίωσης των συμβολόμετρων Mach-Zehnder με χρήση του μοντέλου των ημιαγώγιμων ενισχυτών.

Η εξομοίωση της λειτουργίας ψηφιακών πράξεων (XOR) και αναγέννησης δεδομένων (2R αναγέννηση) με χρήση συμβολόμετρων Mach-Zehnder. Εξεύρεση των βέλτιστων συνθηκών λειτουργίας των κεντρικών αυτών εφαρμογών.

B. Την αναζήτηση καινοτόμων λειτουργιών των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων. Η επέκταση των δυνατοτήτων τους μπορεί να επέλθει με τροποποίηση της μη γραμμικής συμπεριφοράς τους και τον εκφυλισμό της συνάρτησης μεταφοράς τους. Η ριζική μεταβολή της συμπεριφοράς τους προεκτείνει το εύρος των εφαρμογών των οπτικών πυλών και ενισχύει τις επιχειρησιακές τους δυνατότητες. Στον άξονα αυτό εντάσσονται:

- Η θεωρητική μελέτη του ανισοζυγή διακόπτη τύπου Mach-Zehnder
 ως ψαλιδιστής καθώς και η εξαγωγή της αναλυτικής έκφρασης της
 μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του.
- Η υλοποίηση ενός πρωτότυπου 2R Αναγεννητή Δεδομένων
 Εκρηκτικής Ροής, βασισμένου στην αποκλειστική χρήση ενός
 ανισοζυγή διακόπτη Mach-Zehnder.
- Η πειραματική εξομοίωση της δικτυακής μετάδοσης δεδομένων σ'
 ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής, με χρήση των προτεινόμενων 2R
 Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής σε διαδοχικούς κόμβους.
 Το πείραμα μελετά την ικανότητα διαδοχικής σύνδεσης παρόμοιων
 οπτικών πυλών και αναδεικνύει ένα σενάριο δικτυακής χρήσης τους
 με σημαντική εξοικονόμηση πόρων.
- Γ. Το σχεδιασμό και υλοποίηση πρωτότυπων οπτικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας με αποκλειστική χρήση πολλαπλών συμβολομετρικών πυλών, τα οποία επιδεικνύουν ενισχυμένη λειτουργική δράση και απαντούν στις προκλήσεις και τις ανάγκες των σύγχρονων οπτικών δικτύων. Στον άξονα αυτό βρίσκουν εφαρμογή όλα τα αποτελέσματα που αποκτήθηκαν στη διδακτορική έρευνα και ενοποιούνται για να κάνουν πραγματικότητα το μεγαλύτερο οπτικό κύκλωμα επεξεργασίας σήματος που έχει υλοποιηθεί μέχρι σήμερα με χρήση οπτικών πυλών:
 - Εξομοιώθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος εξομοίωσης συμβολομέτρων Mach-Zehnder, η σύνδεση και λειτουργία τριών οπτικών πυλών που πραγματοποιούν έναν 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής σε ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s.
 - Ελέγχθηκε η ορθότητα λειτουργίας του 3R Αναγεννητή Δεδομένων
 Εκρηκτικής Ροής σε ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s, με οπτική διάταξη
 που κατασκευάστηκε με πύλες από διακριτά στοιχεία.

Κατασκευάστηκε ο πρώτος 3R Αναγεννητής Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s με χρήση τεσσάρων ολοκληρωμένων οπτικών πυλών Mach-Zehnder [1.101]. Η λειτουργία του κρίθηκε ιδιαιτέρως επιτυχής.

1.5.2 Δομή της διατριβής

Με βάση τους παραπάνω κεντρικούς άξονες, η αναλυτική δομή της διδακτορικής διατριβής οργανώνεται στα εξής κεφάλαια:

Κεφάλαιο 2: ασχολείται με τη θεωρητική και πειραματική ανάλυση των χαρακτηριστικών του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή. Αναπτύσσεται αρχικά ένα μαθηματικό μοντέλο που προσομοιώνει τη λειτουργία του ενισχυτή και στη συνέχεια, επιχειρείται η θεωρητική περιγραφή της μη γραμμικής λειτουργίας του, η οποία επιδεικνύεται πειραματικά υλοποιώντας μια εφαρμογή εξίσωσης πακέτων δεδομένων με άνισες στάθμες ισχύος. Συγκεκριμένα, στην ενότητα 2.2 επιχειρείται μια συνοπτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας και των χαρακτηριστικών των οπτικών ημιαγώγιμων ενισχυτών. Ακολουθεί στην ενότητα 2.3 η μαθηματική μοντελοποίηση της λειτουργίας του ημιαγώγιμου ενισχυτή, με βάση τις εξισώσεις ροής του στοιχείου. Παρατίθενται τα αποτελέσματα της εξομοίωσης, αναλύονται και συγκρίνονται με τα πειραματικά δεδομένα. Στην ενότητα 2.4 αποτυπώνεται η θεωρητική μελέτη της μη γραμμικής συμπεριφοράς του στοιχείου και η εξαγωγή της αναλυτικής σχέσης της συνάρτησης μεταφοράς του. Τέλος, στην ενότητα 2.5 παρατίθεται μια εφαρμογή της μη γραμμικής λειτουργίας του κέρδους του ενισχυτή, όπου πακέτα οπτικών δεδομένων με ανισοϋψείς στάθμες ισχύος εξισώνονται.

Κεφάλαιο 3: Αναλύονται διεξοδικά οι ολοκληρωμένες συμβολομετρικές διατάξεις, εφόσον όπως είδαμε αποτελούν νευραλγικής σημασίας διατάξεις στην περαιτέρω ανάπτυξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και την εδραίωση της φωτονική τεχνολογίας ως μια βιώσιμη λύση στις απαιτητικές εφαρμογές των σύγχρονων δικτύων. Συγκεκριμένα, στην ενότητα 3.2 παρατίθεται η αναλυτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας των συμβολομέτρων Mach-Zehnder με SOAs σαν μη γραμμικά μέσα, ενώ στη συνέχεια περιγράφεται η διαδικασία της υβριδικής ολοκλήρωσης τους, αφού στα πλαίσια της έρευνας χρησιμοποιήθηκαν υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα της εταιρίας CIP. Στην ενότητα 3.3 αναπτύσσεται το πρόγραμμα εξομοίωσης για τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder κάνοντας χρήση του μοντέλου των ημιαγώγιμων ενισχυτών του Κεφαλαίου 2, που θα μας βοηθήσει να διεισδύσουμε στα φαινόμενα που διέπουν τη λειτουργίας του και να εξάγουμε χρήσιμες πληροφορίες που βελτιστοποιούν τη συμπεριφορά του. Για να το επιτύχουμε, επιλέγουμε να προσομοιώσουμε την απαιτητική λειτουργία της ψηφιακής πράξης XOR, η οποία εκμεταλλεύεται στο έπακρο όλες τις εισόδους και τα σήματα ελέγχου του συμβολομέτρου. Στην ενότητα 3.4 δίνεται η αρχή λειτουργίας της πύλης σαν 2R αναγεννητής, με ρύθμιση του συμβολομέτρου να λειτουργεί ως ψαλιδιστής και εξομοιώνεται η λειτουργία του με χρήση του μοντέλου.

Τέλος, στην ενότητα 3.5 παρατίθενται πειραματικά αποτελέσματα που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία της πύλης ως 2R αναγεννητής στα 40 Gb/s.

Κεφάλαιο 4: Αναδεικνύει μια καινοτόμα λειτουργία των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων, τη λειτουργία ψαλιδισμού χωρίς χρήση εξωτερικών πηγών laser. Συγκεκριμένα, στην ενότητα 4.1 επιχειρείται μια συνοπτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας των κυκλωμάτων εξίσωσης ισχύος, που συνάγεται στα κυκλώματα ψαλιδισμού και μη γραμμικής ενίσχυσης. Στην ενότητα 4.2 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του προτεινόμενου 2R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής και αναλύονται οι λόγοι που προτιμάται από άλλα κυκλώματα ψαλιδισμού για την επιτέλεση της συγκεκριμένης λειτουργίας. Στην ενότητα 4.3 αποτυπώνεται η θεωρητική μελέτη του 2R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής, βασισμένη στον ανισοζυγή διακόπτη τύπου Mach-Zehnder. Η μελέτη εστιάζει στην εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος του ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder, όπου και αποδεικνύεται ότι ο διακόπτης λειτουργεί ως κύκλωμα ψαλιδισμού. Στην ίδια ενότητα γίνεται αναλυτική θεωρητική εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του κορεσμένου ανισοζυγούς διακόπτη στο πεδίο της συχνότητας. Ακολούθως, το κύκλωμα αξιολογείται πειραματικά με είσοδο ασύγχρονων οπτικών πακέτων διαφορετικού μήκους και έντασης σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.

Κεφάλαιο 5: Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζουμε το κύκλωμα 3R αναγέννησης δεδομένων ασύγχρονης ροής με χρήση συμβολομετρικών διακοπτών, καθώς και το συνδυασμό του με το κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής του κεφαλαίου 4, για την κατασκευή του πρώτου αμιγώς-οπτικού κυκλώματος 3R λήψης δεδομένων εκρηκτικής ροής. Ο 3R BMR λειτουργεί με 40Gb/s με ασύγχρονες και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το κύκλωμα είναι εξολοκλήρου βασισμένο σε εμπορικά διαθέσιμα, υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα Mach-Zehnder με οπτικό ενισχυτή ημιαγωγών SOA-MZI. Αποτελείται από τέσσερα διαδοχικά SOA-MZIs καθένα από τα οποία εκτελεί μια διαφορετική λειτουργία. Το πρώτο SOA-MZI διαμορφώνεται ώστε να λειτουργεί ως αυτομεταγωγέας και εκτελεί την 2R εκρηκτικής ροής λήψη. Τρία ακόμα SOA-MZIs που το καθένα πραγματοποιεί μια διαφορετική λειτουργία, συγκεντρώνονται για να πραγματοποιήσουν έναν 3R αναγεννητή. Ειδικότερα, το πρώτο SOA-MZI λειτουργεί ως μετατροπέας μήκους κύματος, ενώ τα εναπομείναντα δύο SOA-MZIs με την ενίσχυση ενός φίλτρου Fabry - Perot εκτελεί την ανάκτηση του χρονισμού του ρολογιού και την αναγέννηση των δεδομένων. Το προτεινόμενο 3R κύκλωμα BMR παρουσιάζει μια δυναμική περιοχή 9 dB όσον αφορά την ισχύ εισόδου, έχει χρόνο κλειδώματος μόνο 5 bit και απαιτεί μια ζώνη ασφαλείας των 350 ps μεταξύ των πακέτων. Δεν απαιτεί κανένα στάδιο μετατροπής ΟΕΟ και υψηλή ταχύτητα ηλεκτρονικής επεξεργασίας και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως τελικός δέκτης σε δίκτυα μεταγωγέων υψηλής ταχύτητας, οπτικής εκρηκτικής ροής πακέτων.

Η παράγραφος 5.2 παρουσιάζει την Αρχή λειτουργίας 3R οπτικών Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής με το συνδυασμό του 2R δέκτη εκρηκτικής ροής του Κεφαλαίου 4 και μιας διάταξης 3R αναγέννησης. Αναλύεται το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων και η πύλη απόφασης. Η παράγραφος 5.3 περιγράφει την θεωρητική ανάλυση και πειραματική υλοποίηση του πρώτου 3R δέκτη εκρηκτικής ροής με συμβολομετρικές διατάξεις, ο οποίος λειτούργησε στα 10 Gb/s. Στην παράγραφο 5.4 παρουσιάζεται η ένωση τεσσάρων SOA-MZIs, κάθε ένα από τα οποία εκτελεί μια διαφορετική λειτουργία, προκειμένου να παρουσιαστεί ένας πλήρως-οπτικός 3R αναγεννητής πακέτων στα 40 Gb/s. Επιπλέον παρουσιάζεται ο συνδυασμός του 2R BMR και του 3R αναγεννητή για την κατασκευή του πρώτου οπτικού συστήματος μεγάλης κλίμακας, ενός πλήρους κυκλώματος 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s. Τέλος, Η παράγραφος V παρουσιάζει την πρόοδο στην ολοκλήρωση οπτικών συμβολομετρικών πυλών και πλήρων οπτικών συστημάτων.

Κεφάλαιο 6: Συνδυάζοντας τη 2R αναγέννηση εκρηκτικής ροής δεδομένων με την πειραματική μέθοδο του επανατροφοδοτούμενου βρόχου, στο Κεφάλαιο 6 επιχειρούμε για πρώτη φορά να προσομοιάσουμε τη μετάδοση δεδομένων εκρηκτικής ροής σ' ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής και να μελετήσουμε τη απόκριση της σειριακής λειτουργίας αυτών των 2R αναγεννητών. Η παράγραφος 6.2 παρουσιάζει τη γενική αρχή λειτουργίας του επανατροφοδοτούμενου βρόχου και περιγράφει αναλυτικά τις γενικές αρχές κατασκευής και συγχρονισμού της. Η παράγραφος 6.3 περιγράφει το σχεδιασμό της εξομοίωσης της μετάδοσης δεδομένων σε Δίκτυο Εκρηκτικής Ροής με τη χρήση του επανατροφοδοτούμενου βρόχου. Τέλος, στην παράγραφο 6.4 και 6.5 παρουσιάζονται η πειραματική υλοποίηση και η ανάλυση των αποτελεσμάτων αντίστοιχα.

Κεφάλαιο 7: συνοψίζονται όλα τα αποτελέσματα της διατριβής, γίνεται μία αποτίμηση αυτών και προτείνονται τα επόμενα βήματα προς την υλοποίηση των οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς.

Παράρτημα A: παρατίθενται οι κώδικες εξομοίωσης του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή και του συμβολομέτρου Mach-Zehnder στη γλώσσα προγραμματισμού C++.

Παράρτημα B: Αναφέρονται οι δημοσιεύσεις σε διεθνή έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και οι παρουσιάσεις σε διεθνή έγκριτα συνέδρια, που πραγματοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια της διατριβής.

Αναφορές

- [1.1] <u>www.ipmplsforum.org</u>
- [1.2] Joseph W. Lechleider <u>High Bit Rate Digital Subscriber Lines: A Review of HDSL Progress</u> *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 9 (6): 769–784. (August 1991).
- [1.3] D B Payne, R P Davey. "The future of fibre access systems", BT Technology Journal Vol.20 No.4 October 2002
- [1.4] David Payne, Russell Davey, David Faulkner and Steve Hornung "Broadband Optical Access Networks and Fiber-to-the-Home: Systems Technologies and Deployment Strategies", Chinlon Lin Chapter 8 "Optical Networks for the Broadband Future", June 2006
- [1.5] <u>http://www.itu.int/ITU-D/ict/statistics/ict/graphs/internet.html</u>
- [1.6] <u>http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=COM:2008:0199:FIN:EL:PDF</u>
- [1.7] http://www.ebu.ch/CMSimages/en/tec_doc_t3299_tcm6-23327.pdf
- [1.8] Jeff Halpern, George Garceau, Sammy Thomas, "Fibre: Revolutionizing the Bell's Telecoms Networks", May 2004, <u>http://www.telcordia.com/products/fttp/bernstein_report.html</u>
- [1.9] P. Warren, J. Davies, D. Brown. "ICT Futures: Delivering Pervasive, Real-time and Secure Services", editors; Chapter 8."The Future All Optical Network – Why we need it and how we get there" Wiley, April 2008, ISBN: 978- 0-47099770-3.
- [1.10] Cisco Systems, "Fiber-to-the-Home Architectures", Technology White Paper, 2007. http://www.cisco.com/

application/pdf/en/us/guest/netsol/ns547/c654/cdccont_0900aecd805df841.pdf

- [1.11] David Payne, "World bandwidth growth over the next decade is itviable?", Institute of Advanced Telecommunications, Swansea University, CIP technologiew white paper, 2008
- [1.12] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.
- [1.13] P. E. Green, Jr., "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, Ed. A. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [1.14] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 2nd Ed., John Wiley & Sons Inc., NY, 1997.
- [1.15] I. P. Kaminow and T. L. Koch, "Optical fiber telecommunications IIIB", Academic Press Inc., NY, 1997.
- [1.16] M. J. O' Mahony, "Optical multiplexing in fiber networks: Progress in WDM and OTDM", IEEE Commun. Mag., vol. 33, No. 12, pp. 82-88, 1995.
- [1.17] P. V. Hatton and F. C. Cheston, III, "WDM deployment in the local exchange network", IEEE Commun. Mag., vol. 36, No. 2, pp. 56-61, 1998.
- [1.18] S. Kawanishi, "Ultrahigh-speed optical time-division multiplexed transmission technology based on optical signal processing", IEEE J. Quantum Electron., vol. 34, No. 11, pp. 2064-2079, 1998.
- [1.19] M. Saruwatari, "All-optical signal processing for terabit/second optical transmission", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, No. 6, pp. 1363-1374, 2000.
- [1.20] Shun Yao et al., "All-optical packet switching for Metropolitan Area Networks: Opportunities and Challenges", IEEE Commun. Mag., Mar. 2001, pp. 142-148
- [1.21] W. R. Stevens, "The Protocols (TCP/IP Illustrated, Volume 1)", Addison-Wesley Pub Co., 1st Edition, 1994.
- [1.22] <u>http://www.networksorcery.com/enp/protocol/ip.htm#Protocol</u>.
- [1.23] D. Blumenthal et al., "All-Optical Label Swapping Networks and Technologies", J. of Lightwave Technology, Vol. 18, No. 12, pp. 2058-2075, Dec. 2000
- [1.24] L. Tancevski et al., "Optical routing of asynchronous, variable length packets", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 18, pp. 2084-2093, October 2000.
- [1.25] A. Jourdan et al., "The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks", IEEE Commun. Mag., vol. 39, pp. 136-141, March 2001.

- [1.26] D.K. Hunter and I. Andonovic, "Approaches to optical internet packet switching", IEEE Comm. Mag., pp. 116-122, Sept. 2000
- [1.27] S. Okamoto, "Future of IP backbone networks comprising hikari (photonic MPLS) routers," 28th European Conf. Optical Commun. (ECOC) 2002, Copenhagen, Denmark, Sept. 2002, 10.2.1.
- [1.28] B. Meagher et al., "Design and Implementation of Ultra-Low Latency Optical Label Switching for Packet-Switched WDM Networks", J. of Lightwave Technol., vol. 18, no. 12, pp. 1978-1987, Dec. 2000
- [1.29] M. Yoo and C. Qiao, "A novel switching paradigm for buffer-less WDM networks", Optical Fiber Communication Conference, 1999, and the International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication. OFC/IOOC '99, Vol. 3, pp. 177-179, Feb. 1999
- [1.30] I. Baldine et al., "JumpStart: a just-in-time signaling architecture for WDM burst-switched networks", IEEE Communications Magazine, Vol. 40, No. 2, pp. 82-89, Feb. 2002
- [1.31] I. Baldine et al., "Just-in-time optical burst switching implementation in the atdnet all-optical networking testbed", IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '03) 2003, Vol. 5, pp. 2777-2781, Dec. 2003
- [1.32] K. Vlachos et al., "Ultrafast time domain technology and its application in all-optical signal processing", J. of Lightwave Technol., vol.21, no.9, pp. 1857-1868, Sept. 2003.
- [1.33] <u>www.infinera.com</u>
- [1.34] <u>www.ciphotonics.com</u>
- [1.35] 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.
- [1.36] 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.
- [1.37] 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.
- [1.38] 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.
- [1.39] 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.
- [1.40] 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.
- [1.41] 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.
- [1.42] J. Sasaki, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, S. Kitamura, M. Yamaguchi, N. Kitamura, T. Shimoda, M. Kitamura, T. Kato and M. Itoh, "Hybrid integrated 4×4 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.
- [1.43] 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.

- [1.44] 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.
- [1.45] B. Lavigne, P. Guerber, P. Brindel, E. Balmefrezol 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.
- [1.46] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Melchior, W. Hunziker, D. Nesset and A. D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gb/s networks," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 23, pp. 2047-2049, Nov. 1999.
- [1.47] 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.
- [1.48] 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.
- [1.49] Monolithic widely-tunable all-optical wavelength converter with spatial filtering of input 10 NRZ and output signals for Gbps operation V.; Coldren, Summers, J.A.; Masanovic, M.L.; Lal, 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

- [1.50] 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.
- [1.51] 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.
- [1.52] 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.
- [1.53] 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.
- [1.54] 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.
- [1.55] B. Lavigne, P. Guerber, P. Brindel, E. Balmefrezol 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.
- [1.56] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Melchior, W. Hunziker, D. Nesset and A. D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gb/s networks," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 23, pp. 2047-2049, Nov. 1999.
- [1.57] 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.
- [1.58] 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.

- [1.59] <u>http://fibers.org/articles/fs/6/5/3/1</u>
- [1.60] 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.
- [1.61] 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.
- [1.62] 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.
- [1.63] 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.
- [1.64] 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.
- [1.65] 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.
- [1.66] 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.
- [1.67] J. Sasaki, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, S. Kitamura, M. Yamaguchi, N. Kitamura, T. Shimoda, M. Kitamura, T. Kato and M. Itoh, "Hybrid integrated 4×4 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.
- [1.68] 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.
- [1.69] H. G. Bach, A. Beling, G. G. Mekonnen and W. Schlaak, "Design and fabrication of 60-Gb/s InP-based monolithic photoreceiver OEICs and modules," *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron.*, Vol. 8, No. 6, pp. 1445 -1450, Nov.-Dec. 2002.
- [1.70] R. Takeyari, K. Watanabe and M. Akashi, "The 40 Gb/s optical transceiver using monolithic InP and SiGe ICs," *in proc. LEOS Annual Meeting 2002*, Vol. 1, pp. 257 -258, Nov. 2002.
- [1.71] 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.
- [1.72] 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.
- [1.73] 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.

- [1.74] 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.
- [1.75] 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.
- [1.76] <u>The Chip that Jack Built</u> (http://www.ti.com/corp/docs/kilbyctr/jackbuilt.shtml), (HTML), Texas Instruments
- [1.77] Moore, Gordon E. (1965). "Cramming more components onto integrated circuits" (PDF) 4. Electronics Magazine. Retrieved on 2006-11-11.
- [1.78] Digital Design, Third Edition, by M. Morris Mano
- [1.79] <u>http://temasekpoly.wordpress.com/2006/09/27/the-1969-nasa-computer-that-brought-man-to-the-moon/</u>
- [1.80] Clausen, A.T.; Siahlo, A.I.; Seoane, J.; Oxenlowe, L.K.; Jeppesen, P.;320 to 10 Gbit/s demultiplexing using a NOLM based on commercially available components Electronics LettersVolume 41, Issue 5, 3 Mar 2005 Page(s):265 – 266
- [1.81] 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 on25-29 March 2007 Page(s):1 – 3
- [1.82] B. S. Robinson et al., "Demultiplexing of 80-Gb/s pulse-position modulated data with an ultrafast nonlinear interferometer", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, No. 2, pp. 206-208, 2002.
- **[1.83]** C. Schubert et al., "Error-free all-optical add-drop multiplexing at 160 Gbit/s", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, pp. PD17.1-PD17.3.
- [1.84] Zuqing Zhu; M. Funabashi; Zhong Pan; L. Paraschis; S.J.B. Yoo "1000 cascaded stages of optical 3R regeneration with SOA-MZI-based clock enhancement to achieve 10-gb/s 125 000-km dispersion uncompensated transmission" Photonics Technology Letters, IEEE Volume 18, Issue 20, Oct. 2006 Page(s):2159 – 2161
- [1.85] Kanellos, G.T.; Petrantonakis, D.; Tsiokos, D.; Bakopoulos, P.; Zakynthinos, P.; Pleros, N.; Apostolopoulos, D.; Maxwell, G.; Poustie, A.; Avramopoulos, H."All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches" Lightwave Technology, Journal of Volume 25, Issue 1, Jan. 2007 Page(s):184 – 192
- [1.86] G. Gavioli et al., "Novel 3R regenerator based on polarization switching in a semiconductor optical amplifier-assisted fiber Sagnac interferometer", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 15, No. 9, pp. 1261-1263, 2003.
- **[1.87]** S. Watanabe et al., "160 Gbit/s optical 3R-regenerator in a fiber transmission experiment", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, pp. PD16.1-PD16.3.
- [1.88] 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.
- [1.89] 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.
- [1.90] O. Leclerc et al., "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond", J. Lightwave Technol., vol. 21, No. 11, pp. 2779-2790, 2003.
- [1.91] Y. Liu et al., "All-optical flip-flop memory based on two coupled polarisation switches", Electron. Lett., vol. 38, No. 16, pp. 904-906, 2002.
- [1.92] H.J.S Dorren et al., "Nonlinear polarization rotation in semiconductor optical amplifiers: theory and application to all-optical flip-flop memories", IEEE J. Quantum. Electron., vol. 39, No. 1, pp. 141-148, 2003.

- [1.93] "Hybrid integrated, all-optical flip-flop memory element for optical packet networks", R. McDougall, Y. Liu, G. Maxwell, M. T. Hill, R. Harmon, S. Zhang, L. Rivers, F.M. Huijskens, A. Poustie and H.J.S. Dorren, paper Th1.4.5, *ECOC2006*, Cannes, France, 2006.
- [1.94] 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, IEEEVolume 18, Issue 8, April 2006 Page(s):917 – 919
- [1.95] Furukawa, H.; Takakura, H.; Kuroda, K.; "A novel optical device with wide-bandwidth wavelength conversion and an optical sampling experiment at 200 Gbit/s" Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions onVolume 50, Issue 3, June 2001 Page(s):801 – 807
- [1.96] Melo, A.M.; Randel, S.; Schares, L.; Petermann, K.; "Analysis of add/drop multiplexing from 160 Gbit/s to 10 Gbit/s and 40 Gbit/s with a modified SOA-MZI gate", Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004. The 17th Annual Meeting of the IEEE volume 2, 7-11 Nov. 2004 Page(s):917 - 918 Vol.2
- [1.97] 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
- [1.98] G. Theophilopoulos et al., "Optically addressable 2 × 2 exchange/bypass packet switch", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, No. 7, pp. 998-1000, 2002.
- [1.99] D. Tsiokos et al., "10-Gb/s all-optical half-adder with interferometric SOA gates", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 16, No. 1, pp. 284-286, 2004.
- [1.100] D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, O. Zouraraki, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "All-Optical Label/Payload Separation at 40 Gb/s" IEEE Photon. Technol. Lett., Vol.18, No. 19, pp. 2023-2026 Oct. 2006
- [1.101] Kanellos, G.T.; Petrantonakis, D.; Tsiokos, D.; Bakopoulos, P.; Zakynthinos, P.; Pleros, N.; Apostolopoulos, D.; Maxwell, G.; Poustie, A.; Avramopoulos, H."All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches" Lightwave Technology, Journal of Volume 25, Issue 1, Jan. 2007 Page(s):184 – 192

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Ημιαγώγιμος Οπτικός Ενισχυτής (Semiconductor Optical Amplifier-SOA)

2.1 Εισαγωγή

Η συνεχώς αυξανόμενη κίνηση των ψηφιακών δεδομένων, κυρίως λόγω της εξάπλωσης των διαδικτυακών εφαρμογών, έχει ανάγει την φωτονική τεχνολογία σε κεντρικό πρωταγωνιστή όσον αφορά την ανάπτυξη των σύγχρονων ενσύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Συγκεκριμένα, με δεδομένες τις δυνατότητες που παρέχουν τα οπτικά συστήματα μετάδοσης, οι ταχύτητες μετάδοσης στα δίκτυα οπτικών ινών έχουν υπερσκελίσει κατά πολύ τις αντίστοιχες των ηλεκτρονικών δικτύων. Οπτικά συστήματα μετάδοσης με πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing - WDM) και ταχύτητα λειτουργίας 10 Gb/s ανά κανάλι είναι ήδη εδώ και αρκετά χρόνια εγκατεστημένα στα δίκτυα κορμού[2.1], [2.2], ενώ παρουσιάστηκαν και τα πρώτα εμπορικά διαθέσιμα συστήματα με δυνατότητα μετάδοσης στα 40 Gb/s ανά κανάλι [2.3].

Χαρακτηριστικό παράδειγμα των δυνατοτήτων των WDM οπτικών δικτύων αποτελούν τα συστήματα μετάδοσης με συνολικό ρυθμό μεταδιδόμενης πληροφορίας μεγαλύτερο των 10 Tb/s, τα οποία έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια σε

εργαστηριακό επίπεδο [2.4]-[2.6]. Αντίστοιχες δυνατότητες εμφανίζουν και οπτικά συστήματα μετάδοσης, που χρησιμοποιούν πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (Optical Time Division Multiplexing), καθώς έχουν να επιδείξουν επιτεύγματα δυσπρόσιτα για τα ηλεκτρονικά δίκτυα, όπως για παράδειγμα τη ρυθμοδότηση ενός καναλιού στα 40 Gb/s [2.7], στα 160 Gb/s [2.8],[2.9], στα 640 Gb/s [2.9], και πιο πρόσφατα ακόμα και στα 1,28 Tb/s[2.11].

Εντούτοις, οι παραπάνω δυνατότητες μετάδοσης οπτικών δεδομένων αποτελούν μόνο μια ένδειξη των δυνατοτήτων της φωτονικής τεχνολογίας. Για την πλήρη εκμετάλλευση της ταχύτητας μετάδοσης οπτικών σημάτων είναι απαραίτητη η ανάπτυξη οπτικών δικτύων που θα έχουν τη δυνατότητα να:

- Προσθέτουν ή αφαιρούν ολόκληρα κανάλια πληροφορίας σε οπτικά συστήματα μετάδοσης με πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (WDM) με δυναμικό έλεγχο της κίνησης δεδομένων
- Επεξεργάζονται δεδομένα σε κάθε κανάλι πληροφορίας με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s, τέσσερις φορές τη σημερινή δυνατότητα των υπαρχόντων συστημάτων
- Υλοποιούν υπηρεσίες υψηλής ποιότητας (όπως HDTV, φωνής και δεδομένων)
 με συστήματα οπτικής πρόσβασης απευθείας στον τελικό χρήστη.

Η υλοποίηση των σύγχρονων δικτύων προϋποθέτει την ύπαρξη υψίρυθμων συστημάτων επεξεργασίας του οπτικού σήματος που θα μπορούν να επιτελούν μια πληθώρα λειτουργιών, ούτως ώστε ο υψηλός ρυθμός μετάδοσης των οπτικών σημάτων σε κάθε κόμβο του δικτύου να μην περιορίζεται από τα χαμηλότερης ταχύτητας συστήματα επεξεργασίας. Προς αυτή την κατεύθυνση, η ψηφιακή επεξεργασία του οπτικού σήματος είναι μάλλον μάταιο να γίνει με ηλεκτρονικά κυκλώματα, καθώς ήδη οι ηλεκτρονικές διατάξεις έχουν προσεγγίσει τα πρακτικά όρια λειτουργίας τους [[2.12]]-[[2.17]], και η οπτο-ηλεκτρο-οπτική μετατροπή (O/E/O conversion) του σήματος αναπόφευκτα μειώνει τις επιδόσεις του δικτύου και προκαλεί συμφόρηση [2.18]-[2.20].

Για τους λόγους αυτούς το ενδιαφέρον έχει πλέον στραφεί στην υλοποίηση κυκλωμάτων ικανών να επιτελούν τις απαραίτητες διεργασίες ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος απευθείας στο οπτικό επίπεδο. Κεντρικό ρόλο στην δημιουργία αμιγώς οπτικών συστημάτων φαίνεται πως κατέχει η εκμετάλλευση των ημιαγώγιμων υλικών μέσω της ανάπτυξης της τεχνολογίας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή (Semiconductor Optical Amplifier – SOA) [2.21], [2.22]. Ο κύριος λόγος για το αυξανόμενο ενδιαφέρον ως προς αυτό το στοιχείο είναι η δυνατότητα του να ενισχύει και να επεξεργάζεται τα οπτικά σήματα ακόμη και σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης [2.23], με σχετικά μικρή κατανάλωση ισχύος. Επιπλέον, καταλαμβάνει ελάχιστο φυσικό χώρο [2.24], καθώς έχει τυπικές διαστάσεις της τάξεως των χιλιοστών (~mm). Στο Σχήμα 2.1 αποτυπώνεται η ολοκληρωμένη ψηφίδα του ενισχυτή και η

συνολική συσκευασία του, υπογραμμίζοντας τις μικρές φυσικές διαστάσεις του στοιχείου.



Σχήμα 2.1: (α) Φωτογραφία της ολοκληρωμένης ψηφίδας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή με φυσικές διαστάσεις 1mm μήκος και (β) πλήρης συσκευασμένος SOA.

Παράλληλα με το χωροταξικό πλεονέκτημα του, ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής (SOA) τροφοδοτείται από μεταλλικές επαφές με σχετικά μικρή τάση και κατανάλωση ρεύματος, γεγονός που αυξάνει σημαντικά τη δυνατότητα αξιοποίησης του σε εμπορικά εφαρμόσιμα οπτικά συστήματα. Σε κάθε περίπτωση, η ολοκλήρωση του στοιχείου σε εξαιρετικά μικρές διαστάσεις δίνει τη δυνατότητα συσκευασίας του με βάση τα προκαθορισμένα βιομηχανικά πρότυπα (όπως η συσκευασία πεταλούδας 14-pin) ή της ενσωμάτωσης του με άλλα στοιχεία σε μεγαλύτερα οπτικά συστήματα [2.25]. Τέλος, ένα επιπρόσθετο συγκριτικό πλεονέκτημα του SOA με άλλες διαθέσιμες τεχνολογίες είναι ότι μπορεί να λειτουργεί σ' ένα μεγάλο εύρος μηκών κύματος που πρακτικά καλύπτει όλο το φάσμα των οπτικών επικοινωνιών από τα 1300nm έως τα 1600nm.

Πέρα από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του, ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής (SOA) παρουσιάζει ένα μεγάλο εύρος εφαρμογών που απορρέουν από τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας του. Ακολουθεί η περιγραφή των κυριοτέρων από αυτά καθώς και ένας πίνακας που συνοψίζει τις εφαρμογές που έχουν επιδειχθεί ανάλογα με το φαινόμενο που εκμεταλλεύονται:

- Κέρδος Οπτικής Ισχύος (Optical gain): Το οπτικό σήμα ενισχύεται καθώς διέρχεται μέσα από τον ενισχυτή λόγω του φαινόμενου της εξαναγκασμένης εκπομπής φωτονίων από τους διεγερμένους φορείς του ενισχυτή στο μήκος κύματος του σήματος εισόδου. Το Κέρδος Οπτικής Ισχύος αναφέρεται στη γραμμική ενίσχυση, όπου το κέρδος του ενισχυτή παραμένει σταθερό. Οι περιοχές λειτουργίας του ενισχυτή που ικανοποιούν την παραπάνω συνθήκη είναι η περιοχή Κέρδους Ασθενούς Σήματος και η περιοχή Κορεσμού. Σήμερα οι εμπορικά διαθέσιμοι SOA επιδεικνύουν πολύ υψηλά κέρδη ισχύος που φτάνουν τα 30 dB [2.26] για τα κέρδη ασθενούς σήματος.
- Ενισχυμένη Αυθόρμητη Εκπομπή (Amplified Spontaneous Emission-ASE):
 Πρόκειται για τη εκπομπή οπτικής ισχύος μεγάλου φασματικού περιεχομένου που οφείλεται στην αυθόρμητη εκπομπή φωτονίων από τους διεγερμένους

φορείς του ενισχυτή. Τα φωτόνια στη συνέχεια ενισχύονται κατά τη διαδοσή τους στο ενεργό μέσο. Το παραγόμενο οπτικό σήμα έχει χαρακτηριστικά θορύβου, καθώς η αυθόρμητη εκπομπή φωτονίων συνεπάγεται τυχαίες φάσεις των φασματικών συνιστωσών.

- Αυτοδιαμόρφωση Κέρδους (Self Gain Modulation SGM): Αναφέρεται στη μη γραμμική ενίσχυση του σήματος, εφόσον το κέρδος του ενισχυτή εξαρτάται από την ισχύ εισόδου του οπτικού σήματος. Το πλάτος της εισερχόμενης οπτικής δέσμης διαμορφώνει αντίστοιχα το κέρδος του ενισχυτή και το σήμα εξόδου ακολουθεί αυτή τη διαμόρφωση.
- Ετεροδιαμόρφωση Κέρδους (Cross Gain Modulation XGM): Είναι η διαμόρφωση κέρδους που προκαλεί ένα ισχυρό οπτικό σήμα σε όλες τις άλλες οπτικές δέσμες που διαδίδονται ταυτόχρονα στον ενισχυτή. Το φαινόμενο επιτρέπει την αλληλεπίδραση δύο ή περισσοτέρων σημάτων με τρόπο ώστε το πλάτος ενός σήματος να ελέγχεται από άλλα σήματα. Τα φαινόμενα διαμόρφωσης κέρδους μπορούν να έχουν χρόνους απόκρισης της τάξεως μερικών picosecond.
- Αυτοδιαμόρφωση Φάσης (Self Phase Modulation SPM): Ο δείκτης διάθλασης του ημιαγώγιμου υλικού του ενισχυτή εξαρτάται από την ισχύ του σήματος εισόδου. Καθώς το σήμα διαδίδεται μέσα στον ενισχυτή η φάση του διαμορφώνεται ανάλογα με την αλλαγή που έχει επιφέρει η ισχύς του σήματος στον δείκτη διάθλασης. Το φαινόμενο επίσης προκαλεί τη φασματική διεύρυνση του σήματος.
- Ετεροδιαμόρφωση Φάσης (Cross Phase Modulation XPM): Η φάση ενός ή περισσοτέρων οπτικών δεσμών καθορίζεται από την ισχύ ενός άλλου οπτικού σήματος καθώς αυτά διαδίδονται μέσα στον ενισχυτή. Όπως και στην περίπτωση της Ετεροδιαμόρφωσης Κέρδους, το φαινόμενο επιτρέπει την αλληλεπίδραση δύο ή περισσοτέρων σημάτων. Η μεταβολή της φάσης ενός σήματος αποκτά ιδιαίτερη σημασία σε συμβολομετρικές διατάξεις ενώ η πολύ γρήγορη χρονική απόκριση του φαινόμενου το καθιστά εξαιρετικά σημαντικό σε εφαρμογές με δεδομένα υπερ-υψηλών ρυθμών μετάδοσης [2.28].
- Μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four Wave Mixing FWM): Είναι το φαινόμενο κατά το οποίο η αλληλεπίδραση δύο ή περισσοτέρων οπτικών δεσμών που μεταδίδονται ταυτόχρονα σ' ένα SOA προκαλεί τη δημιουργία νέων δεσμών σε διαφορετικά μήκη κύματος.
- Στροφή πόλωσης (Polarization Rotation): Φαινόμενα διποθλαστικότητας που εξαρτώνται από ισχύ του σήματος εισόδου προκαλούν τη στροφή του διανύσματος πόλωσης του σήματος στην έξοδο του ενισχυτή.

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί πως ανάλογα με τη χρήση που προορίζονται οι ενισχυτές SOA, μπορεί να ελέγχεται η παραμετροποίηση τους για την επίτευξη της βέλτιστης λειτουργίας τους. Παρακάτω αναφέρονται οι βασικότερες χρήσεις των ημιαγώγιμων ενισχυτών σε μια απόπειρα να αναδειχθεί η πληθώρα των εφαρμογών τους σε λειτουργίες-κλειδιά για τις οπτικές επικοινωνίες. Ταυτόχρονα επιχειρείται μια πιο λεπτομερής αναφορά στα χαρακτηριστικά που χρειάζεται να βελτιστοποιηθούν ανάλογα με την εφαρμογή.

Γραμμική Ενίσχυση: Οι SOA χρησιμοποιούνται σαν διακριτά, αυτόνομα και συμπαγή στοιχεία στα υπάρχοντα οπτικά δίκτυα ως ενισχυτές αποκατάστασης ισχύος (booster amplifier) [2.29], ενισχυτές γραμμής (in-line amplifier) [2.30] καθώς επίσης και σαν προενισχυτές στο εσωτερικό ενός οπτικού κόμβου (in-node preamplifier) [2.30]. Η λειτουργία τους μπορεί να αφορά την ενίσχυση ενός μόνο μήκους κύματος (singlechannel operation) ή ταυτόχρονη πολυκυματική ενίσχυση για εφαρμογή σε WDM δίκτυα. Τέλος, οι ημιαγώγιμοι ενισχυτές μπορούν να χρησιμοποιούνται σαν προενισχυτές στη θέση φωτοδιόδων χιονοστοιβάδας (avalanche photodiodes) για την επίτευξη καλύτερης ευαισθησίας σε οπτικούς δέκτες με ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους από 40 Gb/s.

Ο γραμμικός SOA βελτιστοποιείται ώστε να επιτυγχάνεται ευρυζωνική ενίσχυση του οπτικού σήματος με το χαμηλότερο δυνατό σηματοθορυβικό λόγο, ενώ η εξάρτηση του κέρδους του από την πόλωση του οπτικού σήματος περιορίζεται σε λιγότερο από 1 dB για το οπτικό φάσμα C (C-band) [2.26]. Οι παράμετροι αυτές είναι εξαιρετικά σημαντικές σε METRO WDM δίκτυα (<200 Km), όπου επιπλέον οπτικό κέρδος χρειάζεται για να συμψηφίσει τις απώλειες μετάδοσης ή τις απώλειες από τα οπτικά στοιχεία, όπως οι πολυπλέκτες πρόσθεσης-αφαίρεσης (add-drop multiplexers - OADM).

Συστοιχίες Διακοπτών: Τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (Optical cross-connects - OXCs) αποτελούν κύρια εφαρμογή των SOA, αφού οι υψηλής χωρητικότητας δρομολογητές (routers) των WDM δικτύων στους οποίους χρησιμοποιούνται, πρέπει να επιτελούν υψίρυθμη μεταγωγή πακέτων δεδομένων καθώς και μετατροπή του μήκους κύματος για την αποφυγή σύγκρουσης των πακέτων πληροφορίας. Στην περίπτωση αυτή, οι διατεταγμένοι σε σειρές SOA είναι ιδανική λύση για γρήγορη μεταγωγή των WDM δεδομένων.

Για την επίτευξη της συγκεκριμένης λειτουργίας, χρησιμοποιούνται μονολιθικά ολοκληρωμένες σειρές από ενισχυτές SOA, όπου κάθε ενισχυτής τροφοδοτείται από ρεύμα [2.31]. Όταν το ρεύμα είναι στο επιθυμητό επίπεδο, το σήμα μεταδίδεται ενισχυμένο. Όταν πάλι το ρεύμα τροφοδοσίας βρίσκεται κάτω από ένα συγκεκριμένο επίπεδο, η διάταξη δεν επιτρέπει τη διέλευση του φωτός από τον ενισχυτή, λειτουργώντας σαν διακόπτης για το συγκεκριμένο μήκος κύματος.

Γρήγορες Ψηφιακές Πύλες: Μια από τις βασικότερες χρήσεις των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών είναι η χρήση τους σε συμβολομετρικές διατάξεις, οι οποίες μπορούν να μετατρέπουν τη διαμόρφωση φάσης ενός σήματος σε διαμόρφωση πλάτους, ελέγχοντας παράλληλα τη θύρα εξόδου του σήματος. Ο συνδυασμός του φαινόμενου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης των SOA και της συμβολομετρικής συνάρτησης μεταφοράς οδηγεί στη δημιουργία αμιγώς οπτικών ψηφιακών πυλών ικανών να λειτουργούν σε υπερ-υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Συγκεκριμένα, θεωρώντας δύο ψηφιακά διαμορφωμένα οπτικά σήματα σαν είσοδο στους SOA, επιτυγχάνεται η διαμόρφωση της φάσης του ενός σήματος με βάση το δεύτερο σήμα. Ο έλεγχος της φάσης αποτυπώνεται σε έλεγχο του πλάτους της εξόδου του δεύτερου σήματος.

Η παραπάνω διαδικασία με κατάλληλες ρυθμίσεις μπορεί να οδηγήσει στην εκτέλεση των ψηφιακών πράξεων AND, OR, XOR ανάμεσα στα δύο σήματα εισόδου, με τη χρήση μόνο μιας συμβολομετικής διάταξης με ενεργά στοιχεία τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές. Η σημασία του παραπάνω γεγονότος υπογραμμίζεται αν λάβουμε υπόψη ότι στην ηλεκτρονική το βασικό δομικό στοιχείο που επιτελεί τις αντίστοιχες ψηφιακές πράξεις είναι το τρανζίστορ. Επομένως, υπάρχει εμφανής αντιστοιχία ανάμεσα στις συμβολομετρικές διατάξεις με βάση τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές και του ηλεκτρονικού τρανζίστορ. Το γεγονός μάλιστα ότι ορισμένοι τύποι συμβολομέτρων έχουν ήδη ολοκληρωθεί μονολιθικά [2.32], υποδεικνύει ότι τέτοια στοιχεία θα μπορούσαν να αποτελέσουν τα βασικά δομικά στοιχεία για την υλοποίηση όλων των εφαρμογών αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος των σύγχρονων οπτικών δικτύων.

Μετατροπή μήκους κύματος και αναγέννηση: Τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα απαιτούν δυνατότητες μετατροπής μήκους κύματος και αμιγώς οπτικής αναγέννησης. Η μετατροπή του μήκους κύματος των υψίρυθμων σημάτων πληροφορίας μπορεί να επιτευχθεί μέσω της χρήσης του φαινομένου ετεροδιαμόρφωσης φάσης σε ημιαγώγιμους ενισχυτές που βρίσκονται ενσωματωμένοι σε συμβολομετρικές διατάξεις. Το διαμορφωμένο σήμα, που βρίσκεται σε μήκος κύματος λω διαμορφώνει την πυκνότητα φορέων (carrier density) του ενισχυτή SOA βάσει του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (cross-gain modulation - XGM). Το φαινόμενο προκαλεί διαμόρφωση του συντελεστή διάθλασης του υλικού του ενισχυτή, διαμορφώνοντας με τον τρόπο αυτό τη φάση ενός δεύτερου εισερχόμενου μήκους κύματος λε σταθερής έντασης (continuous wave). Η συμβολομετρική διάταξη αναλαμβάνει τη μετατροπή της διαμόρφωσης φάσης σε διαμόρφωση πλάτους. Η διαδικασία επιτρέπει τη μετατροπή μήκους κύματος σε υψίρυθμα σήματα μετάδοσης έως 320 Gb/s εκμεταλλευόμενη την πολύ γρήγορη απόκριση του φαινομένου ετεροδιαμόρφωσης φάσης, με ευαισθησία στην ισχύ του σήματος εισόδου έως -10 dBm και ποινή οπτικής ισχύος λιγότερη από 1 dB.

Η μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μετατροπή του μήκους κύματος τόσο σε υψηλότερα μήκη κύματος όσο και σε χαμηλότερα, για όλο το εύρος της C-band. Το βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου στην περίπτωση που η συμβολομετρική διάταξη είναι τύπου Mach-Zehnder είναι ότι η μη γραμμική απόκριση των ενισχυτών μπορεί να οδηγήσει στην αύξηση του λόγου αντίθεσης μετά τη μετατροπή του μήκους κύματος του σήματος, γεγονός που αντιστοιχεί σε 2R αναγέννηση του σήματος. Εάν επιπλέον ενσωματώσουμε στη συμβολομετρική διάταξη Mach-Zehnder μια δεύτερη πανομοιότυπη, τότε είναι δυνατή η επίτευξη πλήρους 3R αναγέννησης του σήματος. Στην περίπτωση αυτή, το πρώτο στάδιο χρησιμοποιείται για την επίτευξη της αναμόρφωσης (reshaping) και επαναχρονισμού (retiming), ενώ το δεύτερο στάδιο επιτυγχάνει την πλήρη αντιστάθμιση του τριβιλίσματος φάσης (chirp) των δεδομένων στην έξοδο, ώστε να καταστούν κατάλληλα προς μετάδοση ακόμη και για ζεύξεις με υψηλό δείκτη διασποράς. Με διαφορική ρύθμιση της λειτουργίας των ενισχυτών στις συμβολομετρικές διατάξεις μπορεί να επιτευχθεί ικανοποιητική λειτουργία της 3R αναγέννησης σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι και 40 Gb/s.

Επιλογέας μήκους κύματος και αναστροφή φάσματος: Διατάξεις βασισμένες σε ημιαγώγιμους ενισχυτές μπορούν να εκτελούν λειτουργίες όπως η επιλογή συγκεκριμένου μήκους κύματος και αναστροφή του φάσματος στου σήματος εισόδου. Επιλογείς μήκους κύματος έχουν υλοποιηθεί με τη χρήση δύο πυλών SOA τοποθετημένοι ανάμεσα σε δύο αποπολυπλέκτες μήκους κύματος (phased array wavelength demultiplexers). Η διάταξη επιτυγχάνει επιλογή μήκους κύματος με διακριτική ικανότητα χρονικής επιλογής του μήκους κύματος της τάξεως των nanosecond.

Από την άλλη μεριά, η αναστροφή του φάσματος είναι μια κατοπτρική διαδικασία στο φάσμα του σήματος εισόδου, ανάμεσα στις υψηλές και χαμηλές συχνότητες του σήματος οι οποίες αντιστρέφονται. Η διαδικασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αντιστάθμιση των φαινομένων διασποράς και υλοποιείται χρησιμοποιώντας το φαινόμενο της σύζευξης οπτικής φάσης (optical phase conjugation - OPC) σ' έναν ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή SOA για συστήματα μετάδοσης σε υψίρυθμα δίκτυα με μονορυθμικές ίνες. Η προσέγγιση επιτρέπει τη λειτουργία του συστήματος ακόμη και σε συνθήκες υψηλής χρωματικής διασποράς.

Το φαινόμενο της σύζευξης οπτικής φάσης (optical phase conjugation - OPC) πραγματοποιείται με τη διέγερση του φαινομένου της μίξης τεσσάρων φωτονίων (FWM) σε μακρείς SOA (μήκους 1200 μm), οι οποίοι έχουν βελτιστοποιηθεί ώστε να επιδεικνύουν υψηλό παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor, Γ 0.6). Ο SOA, τοποθετημένος στο χωρικό μέσον της ζεύξης, επιτελεί πλήρως το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων και συνεπώς τη σύζευξη οπτικής φάσης, αναστρέφοντας το φάσμα του σήματος στην έξοδο του. Το σήμα

αναγεννάται κατά τη μετάδοση του στο δεύτερο μισό της ζεύξης, επιτρέποντας με τον τρόπο αυτό τη μετάδοση του σήματος σε μεγάλες αποστάσεις.

Ο πίνακας 2.1. είναι μια απόπειρα να συνοψίσει τις βασικότερες εφαρμογές οπτικής επεξεργασίας σήματος με τη χρήση ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών που αναφέρθηκαν παραπάνω, παραθέτοντας ταυτόχρονα και την καλύτερη δυνατή επίδοση μέχρι σήμερα, ώστε να αναδειχθεί η νευραλγική σημασία που κατέχουν οι SOA στις σύγχρονες οπτικές επικοινωνίες.

_Φαινόμενο	Λειτουργία	Επιδόσεις	Αναφορές
Κέρδος	Ενίσχυση γραμμής	320Gb/s	[2.29]
		(32x10),	
		160km	
	Προενίσχυση	40Gb/s	[2.30]
	Πηγή CW	50 λ	[2.36]
ASE	Πηγή με ευρύ φάσμα (Broadband light source- SLED)		[2.37]
SPM	Διαμόρφωση κυματομορφής	10Gb/s	[2.38]
	Αναίρεση τριβιλίσματος (chirp)	10Gb/s	[2.39]
XGM	Αλλαγή μήκους κύματος	160Gb/s	[2.49]
	Ανάκτηση ρολογιού	30Gb/s	[2.53]
	Αναγνώριση δεδομένων	40Gb/s	[2.52]
FWM	Οπτική δειγματοληψία	1.4ps ανάλυση	[2.54]
	Αντιστροφή φάσματος	80Gb/s, 208km	[2.50]
	(Spectral inversion)		
	Αλλαγή μήκους κύματος	200Gb/s	[2.48]
	Οπτική δειγματοληψία	200Gb/s	[2.48]
XPM	Από/Πολύ-Πλεξία	320Gb/s	[2.41]
	Αναγέννηση	1000 hops-	[2.46]
		10Gb/s	
		40Gb/s BMR	[2.47]
	Add-Drop Πολυπλεξία	160Gb/s	[2.44]
	Πύλη XOR	160Gb/s	[2.45]
	Πύλη OR, AND, NOR, NOT	40Gb/s	[2.42]
	Οπτική δειγματοληψία	200Gb/s	[2.43]
	Αλλαγή μήκους κύματος	320Gb/s	[2.41]
	Ανάκτηση ρολογιού	320Gb/s	[2.40]

Πίνακας 2.1. Σύνοψη των κυριότερων λειτουργιών της ψηφιακής επεξεργασίας οπτικού σήματος χρησιμοποιώντας SOAs και οι αντίστοιχες καλύτερες επιδοσεις τους.

Η παράθεση και ανάλυση των τεχνικών και επιχειρησιακών χαρακτηριστικών των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών αποσκοπούσε στην ανάδειξη των επιχειρησιακών δυνατοτήτων τους. Λαμβάνοντας μάλιστα υπόψη τα κατασκευαστικά πλεονεκτήματα των στοιχείων αυτών, όπως η δυνατότητα ολοκλήρωσης τους που μικραίνει σημαντικά τις διαστάσεις τους ενώ αυξάνει τη δυνατότητα μαζικής παραγωγής τους, σε

συνδυασμό με τη μικρή κατανάλωση ισχύος, καθιστούν σαφή τη σημασία τους για την περαιτέρω ανάπτυξη της φωτονικής τεχνολογίας

Στα πλαίσια της παραπάνω συλλογιστικής, ένα μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής αφιερώθηκε στη διεξοδική θεωρητική και πειραματική μελέτη του στοιχείου, με στόχο να περιγραφεί αναλυτικά και συστηματικά η λειτουργία του και να αναδειχθούν νέες εφαρμογές τους. Για το λόγο αυτό στο παρών κεφάλαιο, που ασχολείται με τη θεωρητική και πειραματική ανάλυση των χαρακτηριστικών του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή, αναπτύσσεται αρχικά ένα μαθηματικό μοντέλο που προσομοιώνει τη λειτουργία του ενισχυτή. Στη συνέχεια, επιχειρείται η θεωρητική περιγραφή της μη γραμμικής λειτουργίας του που επιδεικνύεται πειραματικά υλοποιώντας μια εφαρμογή εξίσωσης πακέτων δεδομένων με άνισες στάθμες ισχύος. Συγκεκριμένα: Στην ενότητα 2.2 επιχειρείται μια συνοπτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας και των χαρακτηριστικών των οπτικών ημιαγώγιμων ενισχυτών. Ακολουθεί στην ενότητα 2.3 η μαθηματική μοντελοποίηση της λειτουργίας του ημιαγώγιμου ενισχυτή, με βάση τις εξισώσεις ροής του στοιχείου. Παρατίθενται τα αποτελέσματα της εξομοίωσης, αναλύονται και συγκρίνονται με τα πειραματικά δεδομένα. Στην ενότητα 2.4, κατόπιν αποτυπώνεται η θεωρητική μελέτη της μη γραμμικής συμπεριφοράς του στοιχείου και η εξαγωγή της αναλυτικής σχέσης της συνάρτησης μεταφοράς του. Τέλος, στην ενότητα 2.5 παρατίθεται μια εφαρμογή της μη γραμμικής λειτουργίας του κέρδους του ενισχυτή, όπου πακέτα οπτικών δεδομένων με ανισουψείς στάθμες ισχύος εξισώνονται.

2.2 Περιγραφή του Ημιαγώγιμου Οπτικού Ενισχυτή

Στο Σχήμα 2.2 φαίνεται η γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού, στον οποίο οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής είναι (πλάτος × πάχος × μήκος) = (w×d×L). Οι ανακλαστικότητες των τερματικών επιφανειών εισόδου και εξόδου συμβολίζονται με R1 και R2.



Σχήμα2.2. Γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού.

Ανάλογα με την τιμή των ανακλαστικοτήτων ο ενισχυτής καθορίζεται ως Fabry-Perot ή οδεύοντος κύματος. Οι SOA γενικά έχουν παρόμοια δομή με τα ημιαγώγιμα laser [2.55]. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, αποτελούνται από μία διπλή ετεροένωση (double heterojunction) ενός p- και n- στρώματος εκατέρωθεν της ενεργού περιοχής. Η επιλογή ετεροδομής για την κατασκευή των SOA είναι απαραίτητη, για να διατηρηθεί το πάχος της ενεργού περιοχής αρκετά μικρό, και παράλληλα να γίνεται η επανένωση των φορέων μέσα στην ενεργό περιοχή, αποφεύγοντας διάχυση τους εκτός αυτής. Επιπλέον, η χρήση διπλών ετεροενώσεων θεωρείται εξίσου αναγκαία, ώστε να διασφαλίζεται η κυματοδήγηση στην ενεργό περιοχή. Για το σκοπό αυτό το υλικό της ενεργού περιοχής επιλέγεται στοχεύοντας να έχει λίγο μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης από τα υλικά των γύρω υποστρωμάτων. Έτσι, τόσο η κυματοδήγηση του σήματος προς ενίσχυση, όσο και η επανένωση των φορέων του ενισχυτή γίνονται μέσα στα όρια της ενεργού περιοχής. Τα τετραεδρικά μείγματα δύο στοιχείων της ομάδας ΙΙΙ και δύο της ομάδας V μπορούν προσφέρουν τις επιθυμητές ιδιότητες για την κατασκευή των SOA. Η δομή που χρησιμοποιείται κατά κόρον είναι $(In_{1-x}Ga_x)$ $(As_{1-y}P_y)$, της οποίας το ενεργειακό διάκενο μεταβάλλεται μεταξύ 0.36 eV (InAs) και 2.26 eV (GaP), καθώς οι παράμετροι x και γ μεταβάλλονται στο διάστημα [0, 1]. Στην περίπτωση αυτή καθίσταται δυνατή η οπτική ενίσχυση μηκών κύματος μεταξύ των 950 nm και 1800 nm, δηλαδή καλύπτεται όλο το φάσμα εκπομπής τηλεπικοινωνιακού ενδιαφέροντος.

2.2.1 Αρχή Λειτουργίας - Βασικά χαρακτηριστικά SOA

Η αρχή λειτουργίας ενός SOA βασίζεται στη θεωρία επανασύνδεσης ηλεκτρονίων και οπών στην ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Σύμφωνα με τη θεωρία αυτή, θερμικές, ηλεκτρικές ή οπτικές διεγέρσεις των ηλεκτρονίων από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας συντελούν στη δημιουργία ζευγών ηλεκτρονίων και οπών στην ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Η διαδικασία αυτή καλείται αναστροφή πληθυσμού. Το κάθε ζεύγος ηλεκτρονίου και οπής ονομάζεται φορέας. Η αντίστροφη διαδικασία της επανασύνδεσης ηλεκτρονίων και οπών μπορεί να είναι μη ακτινοβολούσα (δημιουργία φωτονίου). Η ακτινοβολούσα επανασύνδεση Auger) ή ακτινοβολούσα (δημιουργία φωτονίου). Η ακτινοβολούσα επανασύνδεση συνίσταται στην αυθόρμητη αποδιέγερση των ηλεκτρονίων ή στην εξαναγκασμένη αποδιέγερση των φορέων λόγω εισερχόμενου φωτονίου. Η πρώτη διαδικασία προκαλεί την αυθόρμητη εκπομπή φωτός, ενώ η δεύτερη προκαλεί την εξαναγκασμένη εκπομπή φωτός. Η εξαναγκασμένη εκπομπή φωτός παράγει φωτόνια, τα οποία έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά με τα εισερχόμενα φωτόνια, και είναι η διαδικασία, που αξιοποιείται για τη λειτουργία του SOA ως ενισχυτή.

Ενίσχυση του εισερχομένου οπτικού σήματος μπορεί να επιτευχθεί αν ο ρυθμός εξαναγκασμένης εκπομπής υπερτερεί του ρυθμού απορρόφησης. Συνήθης τρόπος για την απαιτούμενη αναστροφή πληθυσμού είναι η ηλεκτρική διέγερση, δηλαδή η έγχυση ηλεκτρικού ρεύματος στην ενεργό περιοχή. Βέβαια, η αυθόρμητη και η εξαναγκασμένη εκπομπή δρουν αντίθετα με την έγχυση φορέων, αφού μειώνουν την συγκέντρωση των φορέων στη ζώνη αγωγιμότητας (πυκνότητα φορέων Ν). Η σύνδεση των πιο πάνω διαδικασιών περιγράφεται από την εξίσωση ροής, η οποία εκφράζει τη μεταβολή της πυκνότητας των φορέων στο χωρικό σημείο z, κατά μήκος του διαμήκους άξονα του ενισχυτή και κατά τη χρονική στιγμή t:

$$\frac{\mathrm{dN}(z,t)}{\mathrm{dt}} = \frac{\mathrm{I}}{\mathrm{eV}} - \frac{N(z,t)}{\tau_c} - \frac{\Gamma \cdot \mathbf{g} \cdot [N(z,t) - N_T] \cdot P(z,t)}{A\hbar\omega_0}$$
(2.1)

Στην προηγούμενη σχέση, Iείναι το ρεύμα έγχυσης, e το φορτίο ηλεκτρονίου, V ο όγκος της ενεργού περιοχής, τ_c ο χρόνος ζωής των φορέων, Γ ο οπτικός παράγοντας σύμπτυξης οπτικής ισχύος (optical confinement factor), g ο παράγοντας κέρδους, N_T η πυκνότητα των φορέων στην περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή, A το εμβαδό διατομής της ενεργούς περιοχής του ημιαγωγού, \hbar η σταθερά Planck, ω_0 η φέρουσα συχνότητα του εισερχόμενου οπτικού πεδίου, και P(z,t) η ισχύς του εισερχόμενου οπτικού πεδίου, και P(z,t) η ισχύς του εισερχόμενου οπτικού σήματος. Ο πρώτος όρος του δεξιού σκέλους της σχέσης, I'_{eV} , αποδίδει τη διέγερση φορέων λόγω έγχυσης ρεύματος, ενώ ο δεύτερος και τρίτος όρος αποδίδουν την αποδιέγερση και, επομένως, τη μείωση των φορέων λόγω της αυθόρμητης και της εξαναγκασμένης επανασύνδεσης, αντίστοιχα.

Ακόρεστη περιοχή λειτουργίας SOA-Κέρδος ασθενούς σήματος (Small signal gain)

Η διάδοση ενός οπτικού σήματος κατά τη διεύθυνση του z-άξονα (διαμήκης άξονας) του ημιαγωγού περιγράφεται από τη σχέση:

$$\frac{\mathrm{dP}(z,t)}{\mathrm{d}z} = \left[\Gamma \cdot g \cdot \left[N(z,t) - N_T\right] - a_s\right] \cdot P(z,t)$$
(2.2)

Η σταθερά as εκφράζει τις εσωτερικές απώλειες ισχύος του ενισχυτή λόγω σκέδασης του κυματοδηγούμενου πεδίου. Οι εξισώσεις (2.1) και (2.2) αποτελούν τις δύο κλασσικές εξισώσεις ροής του ενισχυτή. Στις δύο εξισώσεις ροής αγνοούνται τα ενδοζωνικά φαινόμενα (intraband effects) των φορέων, όπως δημιουργία φασματικής οπής (spectral hole burning), θέρμανση φορέων (carrier heating) και απορρόφηση ελεύθερων φορέωναπορρόφηση δύο φωτονίων (free carrier absorption – two photon absorption). Αυτά τα ενδοζωνικά φαινόμενα έχουν πολύ μικρούς χαρακτηριστικούς χρόνους απόκρισης, που κυμαίνονται από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες fsec [2.56]-[2.58]. Αποτέλεσμα των μικρών χρονικών σταθερών απόκρισης αυτών των φαινομένων στην περίπτωση των οπτικών σημάτων διάρκειας μερικών psec είναι τα ενδοζωνικά φαινόμενα να επέρχονται σε σταθερή κατάσταση και να μην επηρεάζουν την απόκριση του ενισχυτή [2.59].

Το κέρδος ενίσχυσης ενός SOA, θεωρώντας την περίπτωση ενίσχυσης οπτικού σήματος συνεχούς (CW) κύματος, ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εξόδου από τον ενισχυτή προς την ισχύ εισόδου σε αυτόν. Αν θεωρήσουμε την ισχύ εισόδου ίση με $P(0) = P_{in}$ και την ισχύ εξόδου ίση με $P(L) = P_{out}$, όπου L το μήκος του κυματοδηγού, το κέρδος περιγράφεται από την σχέση

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P(L)}{P(0)}$$
(2.3)

Για τον αναλυτικό υπολογισμό του κέρδους του ημιαγωγού θα πρέπει να εξετάσουμε δύο διαφορετικές περιπτώσεις, ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας του SOA. Έτσι αναφερόμαστε στην ακόρεστη (unsaturated) και στην κορεσμένη (saturated) περιοχή, όπου έχουμε αντίστοιχα το κέρδος ασθενούς σήματος (small signal gain) και το κορεσμένο κέρδος (saturated gain) του ενισχυτή.

Το κέρδος ασθενούς σήματος του ενισχυτή είναι το κέρδος, που αποδίδει ο SOA, όταν το εισερχόμενο οπτικό σήμα έχει πολύ μικρή οπτική ισχύ. Στην περίπτωση αυτή, η πυκνότητα φορέων N(z,t) καθίσταται ανεξάρτητη από τη χωρική μεταβλητή z, αφού η μικρή ισχύς του οπτικού σήματος εισόδου θεωρούμε ότι δεν επηρεάζει τη συμπεριφορά του ενισχυτή. Θέτοντας στη σχέση (2.1) $P(z,t) \cong 0$, η πυκνότητα φορέων στη μόνιμη κατάσταση βρίσκεται ότι είναι ίση με $N_{ss} = \frac{I \cdot \tau_c}{eV}$ [2.59].

Ορίζουμε το κέρδος ασθενούς σήματος ως

$$G_0 = \frac{P(L,t)}{P(0,t)} = \exp\left[\Gamma \cdot \mathbf{g} \cdot \left[N_{ss} - N_T\right] \cdot L - \mathbf{a}_s \cdot L\right]$$
(2.4)

Επιπλέον, ορίζουμε το συνολικό αριθμό φορέων ανά διατομή, που είναι διαθέσιμοι προς ενίσχυση [2.60]

$$N_{tot}(t) = \int_{z=0}^{z=L} [N(z, t) - N_T] \cdot dz$$
(2.5)

Με ολοκλήρωση της σχέσης (2.2) και αντικαθιστώντας το συνολικό αριθμό φορέων από την σχέση (2.5), προκύπτει ότι το κέρδος του ενισχυτή σε κάθε χρονική στιγμή δίνεται από την σχέση

$$G(t) = \exp\left[\Gamma \cdot \mathbf{g} \cdot N_{tot}(t) - \mathbf{a}_{s} \cdot L\right]$$
(2.6)

Κορεσμός του SOA από βραχύ οπτικό παλμό

Θεωρούμε ότι ο ενισχυτής δέχεται ως είσοδο στενό οπτικό παλμό μη μηδενικής ισχύος, ενώ λειτουργεί στην περιοχή ασθενούς σήματος. Σε αυτήν την περίπτωση το κυρίαρχο φαινόμενο, για όση χρονική διάρκεια διαδίδεται ο παλμός μέσα από τον ενισχυτή, είναι η αποδιέγερση των φορέων λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής, δεδομένου ότι στο μικρό αυτό χρονικό διάστημα, που χρειάζεται για να διαδοθεί ο παλμός μέσα από το SOA, η διέγερση φορέων λόγω έγχυσης ρεύματος και η αυθόρμητη εκπομπή φορέων συμβάλλουν σε πολύ μικρό βαθμό στη μεταβολή της πυκνότητας φορέων. Κατά συνέπεια, αγνοούμε τους δύο πρώτους όρους του δεξιού σκέλους της σχέσης (2.1). Με ολοκλήρωση της σχέσης (2.1) έχουμε

$$\frac{d}{dt}N_{tot}(t) = -\frac{1}{h\omega_0 A} \int_{z=0}^{z=L} P(z,t) \cdot \Gamma \cdot g \cdot [N(z,t) - N_T] \cdot dz$$

$$\stackrel{(2)}{\longrightarrow} \frac{d}{dt} N_{tot}(t) = -\frac{1}{h\omega_0 A} \int_{z=0}^{z=L} \frac{\partial P(z,t)}{\partial z} dz = -\frac{1}{h\omega_0 A} \left[P(L,t) - P(0,t) \right]$$

Από την σχέση (2.3) όμως έχουμε

$$G(t) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \Longrightarrow P(L, t) = G(t) \cdot P(0, t)$$

Επομένως

$$\frac{d}{dt}N_{tot}(t) = -\frac{1}{h\omega_0 A}P(0,t)[G(t)-1] \xrightarrow{\Gamma \cdot g}$$

$$\frac{\Gamma \cdot g}{G(t)-1}\frac{d}{dt}N_{tot}(t) = -\frac{\Gamma \cdot g}{h\omega_0 A}P(0,t)$$
(2.7)

Παραγωγίζοντας την σχέση (2.6) βρίσκουμε ότι

$$\frac{dG(t)}{dt} = \Gamma \cdot g \cdot \frac{dN_{tot}(t)}{dt} \cdot G(t) \Longrightarrow$$
$$\frac{\Gamma \cdot g}{G(t) - 1} \frac{dN_{tot}(t)}{dt} = \frac{1}{G(t) - 1} \frac{dG(t)}{dt} \frac{1}{G(t)}$$

Με αντικατάσταση της παραπάνω σχέσης στην σχέση (2.7) και λύνοντας ως προς G(t), βρίσκουμε ότι το κέρδος κορεσμού του SOA από βραχύ οπτικό παλμό προκύπτει από την έκφραση:

$$G(t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{G_0}\right) \cdot \exp\left(-\frac{U_{in}(t)}{U_{sat}}\right)\right]^{-1}$$
(2.8)

Στην παραπάνω σχέση, U_{in}(t) είναι η ενέργεια του παλμού, που βρίσκεται μέσα στον ενισχυτή τη χρονική στιγμή t. Αν θεωρήσουμε ως χρονική στιγμή 0 τη στιγμή, που ο παλμός με κυματομορφή ισχύος P_{in}(t) αρχίζει να εισέρχεται στο SOA, τότε η U_{in}(t) εκφράζεται ως $U_{in}(t) = \int_{0}^{t} P_{in}(t')dt'$. Η παράμετρος U_{sat}, κατά αντιστοιχία με την P_{sat}, είναι η ενέργεια κορεσμού του SOA και σχετίζεται με την P_{sat} μέσω της σχέσης $U_{sat} = P_{sat} \cdot \tau_c$ [2.60]. Η σχέση (2.8) δείχνει ότι το κέρδος του ημιαγωγού μειώνεται, για όσο χρονικό διάστημα διαρκεί η διάδοση του στενού παλμού μέσα από τον ημιαγωγό.

Επομένως, ο χρόνος κορεσμού του SOA μπορεί να είναι αρκετά μικρός και να μην υπερβαίνει τα μερικά psec.

Χρονική σταθερά ανάκαμψης φορέων

Αμέσως μετά την έξοδο του στενού οπτικού παλμού από τον ενισχυτή, το κέρδος του ενισχυτή αρχίζει να ανακάμπτει, λόγω της διέγερσης φορέων από την έγχυση ρεύματος προς την αρχική του τιμή, η οποία στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι η τιμή του κέρδους ασθενούς σήματος. Ως χρόνος ανάκαμψης του κέρδους του ενισχυτή ορίζεται το χρονικό διάστημα, που απαιτείται για να ανακάμψει το κέρδος από το 10% στο 90% της μέγιστης τιμής του G₀. Κατά την χρονική περίοδο της ανάκαμψης του κέρδους δεν υπάρχει οπτικό σήμα μέσα στο SOA, οπότε στη σχέση (2.1) μπορούμε να αγνοήσουμε τον τρίτο όρο του δεξιού σκέλους, ο οποίος είναι ο όρος εξαναγκασμένης εκπομπής. Από την σχέση (2.1) λοιπόν και λύνοντας τη διαφορική εξίσωση ως πρός G(t), προκύπτει η έκφραση του κέρδους για τη χρονική διάρκεια της ανάκαμψης, η οποία δίνεται από τη σχέση [2.60]:

$$G(t) = G_0 \cdot \left[\frac{G(t_s)}{G_0}\right]^{\exp\left[-(t-t_s)/\tau_c\right]}, t \ge t_s$$
(2.9)

Με βάση αυτή την αναλυτική έκφραση ανάκαμψης του κέρδους, προκύπτει ότι η χρονική σταθερά ανάκαμψης από το 10% στο 90% του G₀ συνδέεται με το χρόνο ζωής των φορέων μέσω της σχέσης $\tau_r = \tau_c \cdot \ln\left(\frac{\ln 0.1}{\ln 0.9}\right) \cong 3.13 \cdot \tau_c$. Τυπικές τιμές χρονικών σταθερών ανάκαμψης κέρδους για τους ημιαγωγούς είναι από μερικές δεκάδες ως μερικές εκατοντάδες psec [2.61]-[2.63].



Σχήμα 2.3 (α) Στενός οπτικός παλμός Gauss. (b) Κορεσμός κέρδους από στενό οπτικό παλμό και ανάκαμψη του κέρδους ενός SOA. Χρόνος ανάκαμψης:100ps.

Η συμπεριφορά του κέρδους ενός ενισχυτή, κατά τον κορεσμό του από στενό οπτικό παλμό και κατά την ανάκαμψή του μέχρι την αρχική του κατάσταση, αποδίδεται γραφικά στο Σχήμα 2.3. Η χρονική σταθερά ανάκαμψης του SOA είναι πολύ σημαντική παράμετρος για τη χρήση του ενισχυτή σε οπτικές μεταγωγικές διατάξεις, καθώς αυτή καθορίζει τη μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας του ενισχυτή. Για αύξηση της ταχύτητας λειτουργίας, είναι απαραίτητη η μείωση του χρόνου ανάκαμψης. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με διάφορες τεχνικές επιτάχυνσης της χρονικής απόκρισης, όπως είναι η εφαρμογή ισχυρού CW σήματος στον ενισχυτή, με μήκος κύματος του σήματος στην περιοχή κέρδους [2.64], [2.65], ή στην περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή [2.66],[2.67].

Δείκτης διάθλασης οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο SOA είναι ένα μη γραμμικό στοιχείο, το οποίο προκαλεί στροφή φάσης στα σήματα που διαδίδονται σε αυτόν. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή, που οδηγεί σε μεταβολή του δείκτη διάθλασης του ημιαγωγού, ο οποίος εξαρτάται από τη συγκέντρωση φορέων μέσα στον ενισχυτή.

Ο δείκτης διάθλασης των SOA είναι ένα μιγαδικό μέγεθος, του οποίου το πραγματικό μέρος περιγράφει την συμπεριφορά της φάσης του εισερχόμενου οπτικού πεδίου, ενώ το φανταστικό του μέρος περιγράφει το κέρδος του υλικού:

$$\underline{n} = n' - jn'' \tag{2.15}$$

Έτσι, το πλάτος και η φάση ενός οπτικού πεδίου αφού διαδοθεί μέσα από τον ενισχυτή, περιγράφεται ως

$$\frac{\underline{E_{out}}}{\underline{E_{in}}} = \exp\left(-j\frac{2\pi\underline{n}L}{\lambda}\right) = \exp\left(-j\frac{2\pi\underline{n}'L}{\lambda}\right) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi\underline{n}'L}{\lambda}\right) = e^{-j\Delta\varphi} \cdot \sqrt{G} \quad (2.16)$$

όπου φ η μη γραμμική στροφή φάσης, G το κέρδος ισχύος του υλικού, L το μήκος του μέσου και λ το μήκος κύματος του φωτός. Η παράμετρος, που συσχετίζει τη μεταβολή στη φάση με το κέρδος του υλικού, είναι ο παράγοντας επαύξησης ή διεύρυνσης φασματικής γραμμής-α (linewidth enhancement factor) [56], και ισχύει:

$$\frac{dn'}{dN} = \alpha \frac{dn''}{dN} \tag{2.17}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι η στροφή φάσης και το κέρδος ισχύος του ενισχυτή συνδέονται με τη σχέση

$$\varphi(t) = -\frac{\alpha}{2} \ln G(t) + \varphi_{in}$$
(2.18)

Αποτέλεσμα της εξάρτησης της φάσης του πεδίου από το κέρδος, όταν το πεδίο, που διαδίδεται, είναι ένας στενός οπτικός παλμός, είναι η εμφάνιση *ολίσθησης* συχνότητας (chirp), κατά μήκος του παλμού [2.61],[2.59]. Η μη γραμμική απόκριση κέρδους του ενισχυτή, κατά τον κορεσμό του, έχει ως αποτέλεσμα το προπορευόμενο χρονικά τμήμα του παλμού να αντιλαμβάνεται μεγαλύτερο κέρδος από το πίσω τμήμα του παλμού. Κατά συνέπεια, κάθε χρονικό τμήμα του παλμού αποκτά διαφορετική φάση, κατά τη διάδοσή του, και αντιλαμβάνεται διαφορετική συχνότητα ως φέρουσα. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας, είναι η αλλοίωση του Σχήματος του παλμού, όπως επίσης και η αλλοίωση του φασματικού του περιεχομένου, το οποίο, μάλιστα, διευρύνεται. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται αυτοδιαμόρφωση φάσης (Self-Phase Modulation) [2.59].

Αν ο ενισχυτής χρησιμοποιήθει ως μη γραμμικό μέσο ενός συμβολόμετρου και θεωρήσουμε ότι G1, G2 είναι τα κέρδη που «βλέπουν» τα δύο σήματα στους οπτικούς δρόμους του συμβολόμετρου, η διαφορά φάσης θα δίνεται από την σχέση

$$\Delta \varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = -\frac{\alpha}{2} \ln \left(\frac{G_1}{G_2}\right)$$
(2.19)

2.2.2. Χαρακτηριστικά των SOA της διατριβής

Στο πλαίσιο της διατριβής αυτής, χρησιμοποιήθηκαν δύο είδη οπτικών ενισχυτών οδεύοντος κύματος που σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν από δύο διαφορετικούς κατασκευαστές, το Πολυτεχνείο της Ζυρίχης (ETHZ) και την βρετανική εταιρεία ανάπτυξης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ημιαγωγού Centre for Integrated Photonics - CIP. Οι SOA της πρώτης κατηγορίας χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή των οπτικών πυλών UNI (Κεφάλαιο 5), αλλά και ως ανεξάρτητα στοιχεία στα πειράματα. Οι SOA της δεύτερης εταιρείας χρησιμοποιήθηκαν ως τα μη γραμμικά μέσα στα ολοκληρωμένα Mach-Zehnder.

Συμπαγείς SOA – ΕΤΗΖ

Όλοι οι ημιαγωγοί που χρησιμοποιήθηκαν, έχουν την ίδια δομή, με μόνη διαφοροποίηση στο μήκος της ενεργού περιοχής. Το υλικό, από το οποίο είναι κατασκευασμένη η ενεργός περιοχή, είναι InGaAsP/InP, και ο χρησιμοποιούμενος κυματοδηγός είναι συμπαγής (bulk) και αυλακωτός (ridge). Η αυλακωτή δομή του κυματοδηγού περιορίζει το φως στην συμπαγή ενεργό περιοχή. Το αυλάκι του κυματοδηγού έχει πλάτος 3 μm, η ενεργός περιοχή έχει πάχος 240 nm και το μήκος της μεταβάλλεται από 500-1500 μm.

Το στρώμα της ενεργού περιοχής τοποθετείται ανάμεσα από ένα στρώμα μανδύα InP p-τύπου και ένα υπόστρωμα n-τύπου από το ίδιο υλικό με ένα βήμα επίταξης. Για την ελαχιστοποίηση των ανακλάσεων στις τερματικές όψεις, ο κυματοδηγός τοποθετείται υπό γωνία ~10° ως προς αυτές και χρησιμοποιούνται, επιπλέον, δύο στρώματα αντιανακλαστικής επένδυσης (SiO/Al2O3) πάνω σε αυτές, ώστε η κυμάτωση να είναι η μικρότερη δυνατή.

Στο Σχήμα 2.4 (α) φαίνεται μια ανοικτή συσκευασία ενός τυπικού SOA, στην οποία διακρίνεται το πλινθίο του ενισχυτή και οι ηλεκτρικές συγκολλήσεις για την παροχή του ρεύματος άντλησης και τον έλεγχο της θερμοκρασίας. Στο Σχήμα 2.4(β)

φαίνεται σε ανοιγμένη κλίμακα το πλινθίο με τον κεκλιμένο ημιαγωγό και τις προσαρτώμενες ίνες, ενώ στο Σχήμα 2.4 (γ) φαίνεται η συνολική συσκευασία του SOA, όπως χρησιμοποιήθηκε στα πειράματα στο εργαστήριο.



Σχήμα 2.4: (α) Φωτογραφία ανοικτής συσκευασίας ενός SOA, στην οποία διακρίνονται οι ηλεκτρικές συνδέσεις για την τροφοδοσία αυτού, (β) Ανηγμένη κλίμακα του πλινθίου του ημιαγωγού μη την ίνα προσάρτησης και (γ) Συνολική συσκευασία SOA τοποθετημένη πάνω σε ειδική ψήκτρα για διατήρηση χαμηλής θερμοκρασίας.

Τα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά των συμπαγών ενισχυτών του ΕΤΗ απεικονίζονται στο Σχήμα 2.5, όπως αυτά μετρήθηκαν στο εργαστήριο φωτονικών Επικοινωνιών. Συγκεκριμένα, το Σχήμα 2.5(α) εμφανίζει το οπτικό φάσμα της ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής του SOA μήκους 1.5 mm για διάφορες τιμές του ρεύματος έγχυσης, όπως απεικονίζεται σε οπτικό ψηφιακό αναλυτή φάσματος. Το εύρος ημίσειας ισχύος του φάσματος είναι 25 nm (~3.125 THz) για το μέγιστο ρεύμα άντλησης 750 mA. Επίσης, το μήκος κύματος μέγιστου κέρδους (προσεγγιστικά μέγιστη τιμή ASE), μεταβάλλεται με το ρεύμα έγχυσης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι με την αύξηση του ρεύματος διεγείρονται περισσότεροι φορείς από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας. Έτσι οι φορείς τείνουν να μεταβιβαστούν σε ζώνες με μεγαλύτερο ενεργειακό διάκενο, που αντιστοιχούν σε μικρότερα μήκη κύματος. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι για ρεύμα έγχυσης 200 mA, το μήκος κύματος κορυφής είναι 1559 nm, ενώ η τιμή αυτή μειώνεται στα 1555 nm, όταν το ρεύμα γίνει 300 mA.



Σχήμα 2.5: (a)Το οπτικό φάσμα της ASE του SOA μήκους 1.5 mm για διάφορες τιμές του ρεύματος έγχυσης. Η κλίμακα ισχύος είναι 5dB/div. και η κλίμακα μήκους κύματος 13 nm/div (b): Μεταβολή του κέρδους του SOA συναρτήσει της ισχύος εξόδου για ρεύμα έγχυσης 750 mA και θερμοκρασία 20°C. (c) Το κανονικοποιημένο κέρδος διαφόρων SOA για μέγιστο ρεύμα έγχυσης συναρτήσει του χρόνου.

Στο Σχήμα 2.5(β) φαίνεται ότι το κέρδος ασθενούς σήματος είναι 30.9 dB και η ισχύς κορεσμού, που ορίζεται ως η ισχύς εξόδου, για την οποία το κέρδος είναι 3 dB πιο κάτω από το μη κορεσμένο κέρδος, είναι 9.7 dBm. Επίσης παρατηρείται σημαντική μείωση της απολαβής για ισχύ εισόδου μεγαλύτερη από 10 dBm, για την οποία ο ενισχυτής βρίσκεται στον κόρο, και άρα σχεδόν ανεξάρτητα από το ρεύμα άντλησης, η απολαβή είναι πολύ μικρή. Για τον προσδιορισμό της ανάκτησης απολαβής, χρησιμοποιήθηκε η πειραματική διάταξη που βασίζεται στις μετρήσεις άντλησηςκαταγραφής (pump-probe measurements). Τέτοιου είδους μετρήσεις χρησιμοποιούνται ευρύτατα για την καταγραφή όλων των μη γραμμικών μηχανισμών μέσα στο SOA [2.68]-[2.70]. Για την υλοποίησή τους χρησιμοποιούνται δύο οπτικά σήματα. Το σήμα άντλησης, στην ουσία, διεγείρει τα φαινόμενα μέσα στον ημιαγωγό, ενώ οι μεταβολές λόγω των φαινομένων αυτών, καταγράφονται από το σήμα καταγραφής. Με βάση τα παραπάνω, το Σχήμα 2.5 (γ) δείχνει την μετάδοση του probe, η οποία είναι απευθείας ανάλογη του κέρδους του SOA, συναρτήσει του χρόνου. Από το σχήμα αυτό φαίνεται ότι όταν ο παλμός φτάνει στον SOA, το κέρδος που βλέπει το probe υφίσταται μια ταχεία μείωση ακολουθούμενη από αργή ανάκτηση, ανάλογη με τη θεωρητική ανάλυση της παραγράφου 2.3. Επίσης από το ίδιο σχήμα φαίνεται ότι ο χρόνος ανάκτησης του ημιαγωγού είναι 80 psec για ρεύμα οδήγησης 750mA. Στο Σχήμα 2.5(γ) φαίνεται η εξάρτηση του χρόνου ανάκτησης από το ρεύμα έγχυσης του SOA. Στο ίδιο γράφημα δείχνονται επίσης οι αντίστοιχες τιμές για ημιαγωγούς μήκους 0.5 mm, 1 mm και 1,5 mm.

Ολοκληρωμένοι SOA- CIP

Το υλικό από το οποίο είναι κατασκευασμένη η ενεργός περιοχή τους είναι InGaAsP/InP ενώ ο χρησιμοποιούμενος κυματοδηγός έχει κατασκευαστεί με κβαντικά





φρεάτια (multi-quantum well structure – MQW-SOA) [2.71]. Η δομή MQW του κυματοδηγού περιορίζει καλύτερα το φως στην ενεργό περιοχή και παράλληλα ενισχύει την επίδραση των μη-γραμμικών φαινομένων σε αυτό. Λόγω αυτών των

πλεονεκτημάτων, η MQW δομή έχει πλέον αρχίσει να επικρατεί για την κατασκευή συσκευών SOA.

Τα κύρια χαρακτηριστικά των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών της CIP αποτυπώνονται στις καμπύλες του Σχήματος 2.6, όπως αυτές παραχωρήθηκαν από την κατασκευάστρια εταιρεία. Ειδικότερα, η καμπύλη του Σχήματος 2.6(α) εκφράζει τις εργαστηριακές τιμές του χρόνου ανάκαμψης κέρδους των ενισχυτών, που είναι μικρότερος από 25 ps, αποδεικνύοντας την ικανότητα των ενεργών αυτών στοιχείων να λειτουργήσουν σε ρυθμοδότηση δεδομένων μεγαλύτερη από 40 Gb/s. Στο Σχήμα 2.6(β) φαίνεται η καμπύλη κέρδους των ενισχυτών σε σχέση με το μήκος κύματος, απ' όπου προκύπτει ότι επιδεικνύουν 30 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 300 mA. Επιπλέον οι συγκεκριμένοι SOA είχαν κέρδος κορεσμού Psat ίσο με 9,1 dB, πολύ μικρή πολωτική εξάρτηση του κέρδους (PGD) μικρότερη του 1 dB και σηματοθορυβικό λόγο (NF) ίσο με 7,6 dB, για μήκος κύματος 1550 nm.

2.3 Μαθηματικό μοντέλο για τον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή

Η ενότητα αυτή είναι αφιερωμένη στη μαθηματική περιγραφή του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή και την ανάπτυξη ενός υπολογιστικού μοντέλου για την αριθμητική επίλυση των εξισώσεων που προσδιορίζουν τη λειτουργία του.

Η ενότητα χωρίζεται σε τρία τμήματα: Αρχικά σκιαγραφείται το σύστημα των εξισώσεων το οποίο περιγράφει τη διάδοση της ηλεκτρομαγνητικής ισχύος από τον ενισχυτή καθώς και τη μεταβολή του κέρδους του. Στη συνέχεια προτείνεται μια αριθμητική διαδικασία για την επίλυση του συστήματος αυτού. Στο τελευταίο μέρος του κεφαλαίου αυτού με τη βοήθεια του της αριθμητικής διαδικασίας εξομοιώνεται η λειτουργία του ενισχυτή και εξάγονται ορισμένα χρήσιμα αποτελέσματα με στόχο την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του καθώς και του τρόπου με τον οποίο επιδρούν σε αυτή οι διάφορες παράμετροι. Απώτερος στόχος του μοντέλου εξομοίωσης που αποτυπώνεται στην ενότητα αυτή είναι η χρήση του σ' ένα πλήρες υπολογιστικό πρόγραμμα ικανό να εξομοιώνει τη λειτουργία συμβολομετρικών διατάξεων.

Στο σημείο αυτό πρέπει να επισημάνουμε ότι το μοντέλο αποσκοπεί στη μελέτη των βασικών χαρακτηριστικών λειτουργίας του ενισχυτή που περιγράφουν μακροσκοπικά τη συμπεριφορά του, όπως είναι το κέρδος και η στροφή φάσης που εισάγει σ' ένα εισερχόμενο οπτικό σήμα. Ένα τέτοιο περιεκτικό μαθηματικό σύστημα εξισώσεων ροής του ενισχυτή, που ορίζει απευθείας τις μεταβολές ισχύος και φάσης του διαδιδόμενου οπτικού σήματος, αποτελεί το μοντέλο των Tang και Shore [2.73] που χρησιμοποιήσαμε [2.74], [2.75]. Η σημαντικότερη διαφορά του συγκεκριμένου μοντέλου σε σχέση με άλλα αντίστοιχα της βιβλιογραφίας, είναι ότι δεν θεωρεί τον ενισχυτή σημειακό αλλά υπολογίζει χωρικά (κατά μήκος του άξονα διάδοσης) τον τρόπο με τον οποίο το οπτικό σήμα κυματοδηγείται μέσα στον ενισχυτή.

Το χαρακτηριστικό αυτό του μαθηματικού μοντέλου προσδίδει μεγάλη ευελιξία και ακρίβεια στους υπολογισμούς, ακόμη και για τις περιπτώσεις όπου είναι αναγκαίο να παρατηρηθούν φαινόμενα πολύ γρήγορης απόκρισης για μεγάλες ισχείς του σήματος εισόδου. Το γεγονός αυτό το καθιστά ιδανικό για το είδος των σημάτων που θέλουμε να εξετάσουμε, δηλαδή πολύ ισχυρούς παλμούς (μεγάλη ισχύ κορυφής) με πολύ στενό χρονικό εύρος (διάρκειας της τάξεως των picosecond), για πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ωστόσο, παρά το γεγονός ότι το μοντέλο μπορεί να συμπεριλαμβάνει ακόμα και τα πιο μη γραμμικά φαινόμενα που εμφανίζονται σε ακραίες συνθήκες, κατά την ανάπτυξη του τελικού συστήματος εξισώσεων που θα επιλυθεί γίνονται κάποιες παραδοχές για χάρη της απλοποίησης της υπολογιστικής διαδικασίας. Οι παραδοχές αυτές δεν αλλοιώνουν τα ποιοτικά χαρακτηριστικά της λύσης και περιγράφονται αναλυτικά στις επόμενες παραγράφους. Η μόνη αυθαίρετη παραδοχή είναι η αγνόηση του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής (ASE) η οποία πολυπλέκει υπερβολικά τη επίλυση του μοντέλου, αυξάνοντας ωστόσο ελάχιστα την ακρίβεια των υπολογισμών. Τούτο είναι ακόμη λιγότερο σημαντικό στις περιπτώσεις που μας ενδιαφέρει, δηλαδή για σήματα εισόδου μεγάλης ισχύος, όπου ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής είναι αμελητέος.

2.3.1 Περιγραφή του συστήματος εξισώσεων

Το μοντέλο που ακολουθεί υποθέτει ότι ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής είναι ένας ιδανικός ενισχυτής οδεύοντος κύματος, δηλαδή δεν πραγματοποιείται καμία ταλάντωση της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας στην κοιλότητα Fabry-Perot. Θεωρούμε δύο διαφορετικά σήματα εισόδου, το σήμα ελέγχου και το σήμα εισόδου που βρίσκονται σε διαφορετικό μήκος κύματος, ώστε να μην υπάρχουν φαινόμενα συμβολής. Η υπόθεση δύο διαφορετικών σημάτων ενδιαφέρει την περίπτωση χρήσης του ενισχυτή σε συμβολομετρικές διατάξεις. Κύριο χαρακτηριστικό του μοντέλου είναι ότι η ισχύς του σήματος ελέγχου κι αυτή του σήματος εισόδου λαμβάνονται ισότιμα υπόψη ως προς την επίδραση που έχουν, δεν λαμβάνεται δηλαδή υπόψη η διαφορά στο μήκος κύματος τους. Όπως είδαμε και σε προηγούμενες ενότητες, το μήκος κύματος επηρεάζει το κέρδος απολαβής, το οποίο ωστόσο αντισταθμίζεται με αύξηση της ισχύος εισόδου. Ξεκινώντας λοιπόν από την εξίσωση κυματοδήγησης στον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή και την εξίσωση ροής των φορέων στην ενεργό του περιοχή, προκύπτει το ακόλουθο σύστημα μη γραμμικών διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης [2.72].

$$\frac{\partial P_{c}(z,t)}{\partial z} = \frac{g_{c}(z,t)}{1 + \varepsilon \left[P_{c}(z,t) + P_{s}(z,t)\right]} P_{c}(z,t) - \alpha_{int}P_{c}(z,t)$$
(2.20 α)

$$\frac{\partial \varphi_{c}(z,t)}{\partial z} = -\frac{1}{2} \alpha_{N} g_{c}(z,t)$$
(2.20β)

$$\frac{\partial g_{c}(z,t)}{\partial t} = \frac{g_{sc} - g_{c}(z,t)}{\tau_{s}} - \frac{1}{E_{satc}} \frac{g_{c}(z,t) \left[P_{c}(z,t) + P_{s}(z,t)\right]}{1 + \varepsilon \left[P_{c}(z,t) + P_{s}(z,t)\right]}$$
(2.20 γ)

$$\frac{\partial P_{s}(z,t)}{\partial z} = \frac{g_{s}(z,t)}{1 + \varepsilon \left[P_{c}(z,t) + P_{s}(z,t)\right]} P_{s}(z,t) - \alpha_{int}P_{s}(z,t)$$
(2.208)

$$\frac{\partial \varphi_{s}(z,t)}{\partial z} = -\frac{1}{2} \alpha_{N} g_{s}(z,t)$$
(2.20 ϵ)

$$\frac{\partial g_{s}(z,t)}{\partial t} = \frac{g_{ss} - g_{s}(z,t)}{\tau_{s}} - \frac{1}{E_{sats}} \frac{g_{s} \left[P_{c}(z,t) + P_{s}(z,t) \right]}{1 + \varepsilon \left[P_{c}(z,t) + P_{s}(z,t) \right]}$$
(2.20or)

Στις παραπάνω εξισώσεις τα μεγέθη που αφορούν το σήμα ελέγχου προσδιορίζονται με το δείκτη 'c' και τα μεγέθη που αναφέρονται στο σήμα εισόδου με το δείκτη 's'. Οι εξισώσεις (2.20α), (2.20β), (2.20δ) και (2.20ε) προκύπτουν από την εξίσωση κυματοδήγησης ενώ οι εξισώσεις (2.20γ) και (2.20στ) από την εξίσωση ροής των φορέων. Η χωρική ανεξάρτητη μεταβλητή z μεταβάλλεται στο διάστημα [0,L] όπου L το μήκος του ενισχυτή και η χρονική ανεξάρτητη μεταβλητή t μεταβάλλεται στο [0,T] όπου T η χρονική διάρκεια των σημάτων ελέγχου και εισόδου. Πρέπει να σημειωθεί ότι η μεταβλητή t δεν εκφράζει κάποια χρονική εξέλιξη, δηλαδή το χρονικό διάστημα από κάποιο συγκεκριμένο χρονικό σημείο t=0, αλλά κάποιο χρονικό σημείο στη διάρκεια των σημάτων. Στην περίπτωση της εφαρμογής της λογικής πύλης ως σήματα χρησιμοποιούνται παλμοσειρές Gauss. Έτσι $T = N \cdot T_{per}$ όπου T_{per} το χρονικό διάστημα

Οι μεταβλητές και οι παράμετροι που εμφανίζονται στο σύστημα (2.20) είναι οι εξής:

- P(z,t) : η διαδιδόμενη οπτική ισχύς
- φ(z,t) : η μη γραμμική στροφή φάσης που προκαλείται στο σήμα από τον ενισχυτή
- g(z,t) : ο συντελεστής κέρδους
- $τ_s$: ο χρόνος επανασύνδεσης των φορέων (carrier lifetime)
- α_{int} : οι εσωτερικές γραμμικές απώλειες κυματοδήγησης (internal linear losses)
- α_N : ο συντελεστής επαύξησης γραμμής λόγω αναστροφής των φορέων (traditional linewidth enhancement factor)
- ε : ο παράγοντας μη γραμμικής συμπίεσης του κέρδους. Ισχύει $ε = ε_{CH} + ε_{SHB}$, όπου $ε_{CH}$ ο παράγοντας μη γραμμικής συμπίεσης του κέρδους λόγω του μηχανισμού της θέρμανσης φορέων (Carrier Heating-CH) και $ε_{SHB}$ ο αντίστοιχος παράγοντας λόγω του μηχανισμού της δημιουργίας φασματικής οπής (Spectral-Hole Burning-SHB)

E_{sate}, E_{sate}: οι ενέργειες κορεσμού κέρδους (gain saturation energy) για το σήμα ελέγχου και εισόδου. Οι ενέργειες κορεσμού του κέρδους ορίζονται ως εξής:

$$E_{satc} = \frac{hf_c\sigma}{\alpha_c} \kappa \alpha i \ E_{sats} = \frac{hf_s\sigma}{\alpha_s}$$

όπου **f** είναι η συχνότητα του σήματος και **a** είναι ένας παράγοντας που εξαρτάται από το μήκος κύματος, με συνέπεια το κέρδος να εξαρτάται από το μήκος κύματος. Αναφέρεται κι ως διαφορικό κέρδος (differential gain). Η παράμετρος σ είναι η ενεργός διατομή τρόπου για την οποία ισχύει

$$\sigma = \frac{A}{\Gamma}$$

όπου **A** το εμβαδόν της εγκάρσιας διατομής της ενεργού περιοχής και **Γ** ο παράγοντας σύμπτυξης. Ο παράγοντας αυτός εκφράζει το ποσοστό της οπτικής ισχύος που δεν διαχέεται εκτός της ενεργού περιοχής του ενισχυτή. Τέλος, **h** είναι η σταθερά του Planck, δηλαδή $h = 6.63 \cdot 10^{-34} J \cdot sec$

• g_{sc}, g_{ss} : οι συντελεστές κέρδους ασθενούς σήματος (small signal gain coefficients). Οι τιμές αυτές δίδονται από τις παρακάτω σχέσεις

$$g_{ss} = \Gamma \alpha_s N_0 \left(\frac{I\tau_s}{eVN_0} - 1 \right) \kappa \alpha i \ g_{sc} = \Gamma \alpha_c N_0 \left(\frac{I\tau_s}{eVN_0} - 1 \right)$$

όπου N_0 η πυκνότητα των φορέων στην περιοχή διαφάνειας, δηλαδή εκεί που το κέρδος του ενισχυτή ισούται με τη μονάδα. Πρέπει να αναφερθεί ότι ο παράγοντας αυτός παρουσιάζει, εν γένει, εξάρτηση από το μήκος κύματος (λ). Επειδή όμως η εξάρτηση αυτή δεν είναι πολύ ισχυρή, χρησιμοποιείται η προσέγγιση $N_{0s}(\lambda) = N_{0c}(\lambda) = N_0$. Επιπλέον I είναι το ρεύμα έκχυσης και **e** το φορτίο του ηλεκτρονίου, δηλαδή $e = 1.602 \cdot 10^{-19} \, {\rm Cb}$, ενώ V ο όγκος της ενεργού περιοχής του ενισχυτή.

Οι εξισώσεις (2.20α) και (2.20δ) του παραπάνω συστήματος περιγράφουν τη διάδοση της οπτικής ισχύος των σημάτων ελέγχου και εισόδου κατά μήκος του διαμήκη άξονα του ενισχυτή (z-άξονας). Ο πρώτος όρος του δεξιού μέλους των εξισώσεων αυτών εκφράζει την αύξηση της οπτικής ισχύος λόγω ενίσχυσης. Η ενισχυτική διαδικασία εκφράζεται από το συντελεστή κέρδους g. Αντίθετα ο δεύτερος όρος του δεξιού μέλους των εξισώσεων εκφράζει τη μείωση της οπτικής ισχύος λόγω των απωλειών κυματοδήγησης (α_{int}). Στην περίπτωση που οι απώλειες υπερισχύουν της ενίσχυσης του σήματος ο ενισχυτής λειτουργεί ως εξασθενητής. Τότε το συνολικό κέρδος του ενισχυτή στην περίπτωση αυτή είναι μικρότερο της μονάδας. Αν ο συντελεστής απωλειών ισούται με μηδέν, $\alpha_{int} = 0$, η ελάχιστη τιμή που μπορεί να πάρει το κέρδος είναι η μονάδα δηλαδή ο ενισχυτής θα λειτουργεί ως διαφανές μέσο.

Από την εξίσωση (2.20δ) μπορεί να υπολογιστεί το κέρδος ισχύος που «βλέπει» το σήμα εισόδου ως εξής:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{s}}{\partial z} &= \frac{g_{s}}{1 + \varepsilon (P_{c} + P_{s})} P_{s} - \alpha_{int} P_{s} \Longrightarrow \\ \frac{\partial P_{s}}{\partial z} &= \frac{g_{s}}{1 + \varepsilon (P_{c} + P_{s})} - \alpha_{int} \Longrightarrow \\ \int_{z_{1}}^{z_{2}} \frac{\partial P_{s}}{\partial z} dz &= \int_{z_{1}}^{z_{2}} \left[\frac{g_{s}}{1 + \varepsilon (P_{c} + P_{s})} - \alpha_{int} \right] dz \Longrightarrow \\ \ln \left[\frac{P_{s}(z_{2}, t)}{P_{s}(z_{1}, t)} \right] &= \int_{z_{1}}^{z_{2}} \left[\frac{g_{s}}{1 + \varepsilon (P_{c} + P_{s})} - \alpha_{int} \right] dz \Longrightarrow \\ \ln \left[G_{12}(t) \right] &= \int_{z_{1}}^{z_{2}} \left[\frac{g_{s}}{1 + \varepsilon (P_{c} + P_{s})} - \alpha_{int} \right] dz \Longrightarrow \\ G_{12}(t) &= e^{\int_{z_{1}}^{z_{2}} \left[\frac{g_{s}}{1 + \varepsilon (P_{c} + P_{s})} \right] dz} \cdot e^{-\alpha_{int}(z_{2} - z_{1})} \end{aligned}$$

Η τελευταία σχέση δίνει το κέρδος του ενισχυτή αναφορικά με το σήμα εισόδου μεταξύ των σημείων z_1 , z_2 του ενισχυτή. Αν $z_1 = 0$ και $z_2 = L$, προκύπτει το συνολικό κέρδος ισχύος του ενισχυτή που είναι

$$G(t) = e^{\int_{0}^{L} \left[\frac{g_{s}}{1+\varepsilon(P_{c}+P_{s})}\right]dz} \cdot e^{-\alpha_{int}L}$$
(2.21)

 $O \text{ for } \int_{0}^{L} \left[\frac{g_{s}}{1 + \epsilon \left(P_{c} + P_{s}\right)} \right] dz \text{ einal paint of the set of } \left(P_{c} > 0, P_{s} > 0 \text{ rad } g_{s} > 0 \text{ rad} \right)$

βάση τα αποτελέσματα της παραγράφου 2.3), οπότε γίνεται φανερό πως αν $\alpha_{int} = 0$, τότε $G(t) \ge 1$.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής χρησιμοποιείται λόγω της μη γραμμικής στροφής φάσης που προκαλεί στα σήματα που διαδίδονται σε αυτόν. Η ιδιότητα αυτή εκφράζεται από της σχέσεις (2.20β) και (2.20ε). Άμεσου ενδιαφέροντος είναι η σχέση (2.20ε) και όχι η (2.20β) αφού, όπως θα δούμε στην ανάλυση των συμβολομετρικών διατάξεων, ενδιαφέρει η διαφορά φάσης που υπεισέρχεται φάσεις των συνιστωσών του σήματος εισόδου και όχι στων παλμών ελέγχου.

Με τη διαδικασία που ακολουθεί εξάγεται μια σχέση που συνδέει τη διαφορική στροφή φάσης που υπεισέρχεται σα συνάρτηση των αντίστοιχων κέρδών ισχύος G_1 και G_2 .

Έστω \mathbf{E}_{in} η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου ενός σήματος που εισέρχεται στον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή και \mathbf{E}_{out} η ένταση του ηλεκτρικού του πεδίου όταν εξέρχεται από τον ενισχυτή. Αν $\mathbf{n} = \mathbf{n'} - \mathbf{jn''}$ είναι ο μιγαδικός δείκτης διάθλασης του ημιαγώγιμου υλικού του ενισχυτή, ισχύει

$$\frac{\mathbf{E}_{out}}{\mathbf{E}_{in}} = e^{-j\frac{2\pi\mathbf{n}L}{\lambda}} \Longrightarrow$$
$$\frac{\mathbf{E}_{out}}{\mathbf{E}_{in}} = e^{-j\frac{2\pi\mathbf{n}'L}{\lambda}} \cdot e^{-\frac{2\pi\mathbf{n}''L}{\lambda}} \Longrightarrow$$
$$\frac{\mathbf{E}_{out}}{\mathbf{E}_{in}} = e^{-j\phi} \cdot \sqrt{G}$$

Στην τελευταία σχέση $\varphi = \frac{2\pi n'L}{\lambda}$ είναι η μη γραμμική στροφή φάσης και $G = e^{-\frac{4\pi n'L}{\lambda}}$ το κέρδος ισχύος.

Το πραγματικό (n') και το φανταστικό (n") μέρος του δείκτη διάθλασης εξαρτώνται από την πυκνότητα Ν των φορέων στην ενεργό περιοχή. Συνήθως συνδέονται μέσω του συντελεστή επαύξησης γραμμής λόγω αναστροφής (α_N) των φορέων ως εξής:

$$\frac{dn'}{dN} = \alpha_{\rm N} \frac{dn''}{dN}$$

Όπως όμως φάνηκε από τα παραπάνω η στροφή φάσης φ συνδέεται με το πραγματικό μέρος του δείκτη διάθλασης και το κέρδος ισχύος με το φανταστικό. Συγκεκριμένα ισχύουν οι σχέσεις

$$n' = \frac{\lambda \phi}{2\pi L}$$
 και $n'' = -\frac{\lambda \ln G}{4\pi L}$

Από τις τρεις τελευταίες σχέσεις προκύπτει η σχέση με την οποία συνδέονται η στροφή φάσης και το κέρδος ισχύος.

$$\frac{d(n' - \alpha_{N}n'')}{dN} = 0 \Longrightarrow$$
$$n' - \alpha_{N}n'' = C \Longrightarrow$$
$$\phi + \frac{\alpha_{N}}{2}\ln G = \frac{C\pi L}{\lambda} \Longrightarrow$$
$$\phi = -\frac{\alpha_{N}}{2}\ln G + K$$

όπου $K = \frac{C\pi L}{\lambda}$ η φάση του σήματος στην αρχή του ενισχυτή και C η αντίστοιχη

σταθερά.
Αν λοιπόν G_1 , G_2 είναι τα κέρδη που «βλέπουν» τα δύο σήματα στους δύο οπτικούς δρόμους ενός συμβολόμετρου, η διαφορά φάσης $φ_2 - φ_1$ δίδεται από τη σχέση

$$\varphi_2 - \varphi_1 = -\frac{\alpha_N}{2} \ln\left(\frac{G_2}{G_1}\right)$$
(2.22)

Για την εξαγωγή της τελευταίας σχέσης θεωρήθηκε ότι οι αρχικές φάσεις των δύο σημάτων είναι ίσες, δηλαδή $\frac{C_1 \pi L}{\lambda} = \frac{C_2 \pi L}{\lambda}$. Πράγματι τα δύο σήματα αποτελούν τις δύο συνιστώσες του αρχικού σήματος εισόδου του συμβολόμετρου και έτσι έχουν την ίδια αρχική φάση – η διαφορά φάσης από το συζεύκτη εισόδου που μπορεί να υπάρχει αναιρείται από το συζεύκτη εξόδου κι έτσι δε λαμβάνεται υπόψη.

Έχει ενδιαφέρον να προσδιοριστεί ο λόγος των κερδών ισχύος που αντιστοιχεί στη διαφορική στροφή φάσης π ακτίνια, καθώς όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο αυτή η τιμή της διαφορικής στροφής φάσης οδηγεί στη βέλτιστη μεταγωγή του σήματος στη θύρα μεταγωγής ενός συμβολομέτρου. Επομένως:

$$\phi_2 - \phi_1 = -\frac{\alpha_N}{2} \ln\left(\frac{G_2}{G_1}\right) = \pi \Longrightarrow$$
$$\frac{G_2}{G_1} = e^{-\frac{2\pi}{\alpha_N}}$$

Για $\alpha_{\rm N} = 6$, μια συνηθισμένη τιμή που θα χρησιμοποιηθεί και στην εξομοίωση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder, έπεται ότι $\frac{G_2}{G_1} = 0.351$, δηλαδή τα δύο κέρδη ισχύος έχουν μια σχέση 1:3 περίπου.

Ο λόγος που τα δύο σήματα βλέπουν διαφορετικό κέρδος είναι ο διαφορετικός κορεσμός του ενισχυτή. Με τον όρο κορεσμός του ενισχυτή εννοείται η μείωση του κέρδους ισχύος από μια αρχική τιμή G_s , η οποία ονομάζεται κέρδος ισχύος ασθενούς σήματος και αντιστοιχεί στην τιμή ασθενούς σήματος του συντελεστή ισχύος. Η μείωση αυτή του κέρδους γίνεται εντονότερη καθώς αυξάνει η ισχύς που κυματοδηγείται στον ενισχυτή. Όπως φαίνεται από τη σχέση (2.21) η ελάχιστη τιμή που μπορεί να έχει το κέρδος ισχύος καθορίζεται από τις απώλειες και είναι $e^{-\alpha_{int}L}$. Αυτό θα συμβεί όταν η συνολική ισχύς στον ενισχυτή $(P_c + P_s)$ είναι πάρα πολύ μεγάλη οπότε

$$\int_{0}^{L} \left[\frac{g_{s}}{1 + \epsilon \left(P_{c} + P_{s}\right)} \right] dz \to 0 \quad \text{ki epsilon} \quad e^{\int_{0}^{L} \left[\frac{g_{s}}{1 + \epsilon \left(P_{c} + P_{s}\right)} \right] dz} \to 1. \quad \Delta \text{obsures otherwise} \quad \delta \text{times for a simple standard}$$

συμβολόμετρο οι δύο συνιστώσες του σήματος εισόδου έχουν την ίδια ισχύ, ο διαφορετικός κορεσμός του ενισχυτή στους δύο οπτικούς δρόμους εξαρτάται από τα

δύο σήματα ελέγχου. Γίνεται συνεπώς φανερός ο ρόλος του σήματος ελέγχου με τη βοήθεια του οποίου επιτυγχάνεται η λειτουργία των συμβολόμετρων ως οπτικών διακοπτών.

Μέχρι τώρα δεν έγινε αναφορά στις εξισώσεις (2.20γ) και (2.20στ). Οι εξισώσεις αυτές, σε αντίθεση με τις (2.20α), (2.20β), (2.20δ) και (2.20ε), εκφράζουν μια χρονική μεταβολή και συγκεκριμένα αυτή του συντελεστή κέρδους. Όπως φαίνεται ο συντελεστής κέρδους εξαρτάται από τη συνολική ισχύ που κυματοδηγείται καθώς και από τα μεγέθη τ_s και E_{sat} . Από τη σχέση (2.21) προκύπτει ότι ο συντελεστής κέρδους είναι καθοριστικός παράγοντας για τη διαμόρφωση του κέρδους ισχύος. Είναι αξιοσημείωτο ότι οι εξισώσεις (2.20γ) και (2.20στ) διαφέρουν μόνο ως προς τον συντελεστή κέρδους ασθενούς σήματος. Επιπλέον οι ισχείς P_c και P_s εμφανίζονται μόνο ως άθροισμα. Επομένως το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος (2.20) χειρίζεται ισότιμα τα σήματα ελέγχου και εισόδου ως προς τον κορεσμό του κέρδους που προκαλούν. Συνεπώς δεν ακολουθείται η αρκετά συνηθισμένη προσέγγιση ότι το σήμα ελέγχου είναι πάρα πολύ πιο ισχυρό από το σήμα εισόδου με αποτέλεσμα ο κορεσμός του κέρδους να οφείλεται αποκλειστικά στο πρώτο [2.73].

Το παραπάνω μοντέλο περιγράφει αρκετά αναλυτικά τη λειτουργία του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή. Ωστόσο έχουν παραληφθεί ορισμένα φαινόμενα και μηχανισμοί που θα αύξαναν την πολυπλοκότητά του. Συγκεκριμένα έχουν αμεληθεί η απορρόφηση δύο φωτονίων (Two Photon Absorption-TPA), η απορρόφηση ελεύθερων φορέων (Free Carrier Absorption-FCA) καθώς και η μη γραμμική διάθλαση υπερύψηλης ταχύτητας (Ultrafast Nonlinear Refraction-UNR), επειδή το χρονικό εύρος των παλμών του σήματος ελέγχου όπως και των παλμών του σήματος εισόδου είναι της τάξεως των psec (10-12). Η επίδραση των μηχανισμών αυτών γίνεται έντονη για αρκετά στενότερους παλμούς κι έτσι η παράληψή τους δεν προκαλεί κάποιο σημαντικό σφάλμα. Μία ακόμη απλοποίηση γίνεται θεωρώντας ότι η διαφορά μεταξύ των φερουσών συχνοτήτων του σήματος ελέγχου και του σήματος εισόδου είναι μεγαλύτερη από 1THz. Η θεώρηση αυτή δίνει τη δυνατότητα στο μαθηματικό μοντέλο να μη συμπεριλαμβάνει το χρονικό φράγμα μεταγωγής (temporal gratings). Επιπλέον δε λαμβάνεται υπόψη η ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή (Amplified Spontaneous Emission-ASE). Το φαινόμενο αυτό έχει ως συνέπεια την ύπαρξη ενός θορύβου ευρέως φάσματος, που σίγουρα δυσχεραίνει τη λειτουργία του ενισχυτή, γίνεται όμως αμελητέα στην περίπτωση ισχυρών σημάτων εισόδου.

Το σύστημα (2.20) όπως αναφέρθηκε μέχρι το σημείο αυτό δεν αποτελεί ένα πλήρες πρόβλημα ώστε να αναζητηθεί η λύση του. Συγκεκριμένα δεν έχουν δοθεί οι συνοριακές συνθήκες του προβλήματος. Οι συνθήκες αυτές είναι οι ακόλουθες:

$$g_{c}(z,0) = g_{sc} \text{ kal } g_{s}(z,0) = g_{ss}, \quad \forall z \in [0,L]$$
 (2.23a)

$$P_{c}(0,t) = \operatorname{Seq}\left[t(\operatorname{div})T_{\operatorname{per}}\right]C_{c}e^{-\left(\frac{t-\left[t(\operatorname{div})T_{\operatorname{per}}\right]T_{\operatorname{per}}-n_{t}}{t_{0c}}\right)^{2}}$$

$$\kappa\alpha\iota P_{s}(0,t) = C_{s}e^{-\left(\frac{t-\left[t(\operatorname{div})T_{\operatorname{per}}\right]T_{\operatorname{per}}-n_{t}}{t_{0s}}\right)^{2}}, \quad \forall t \in [0, N \cdot T_{\operatorname{per}}]$$

$$(2.23\beta)$$

Η πρώτη συνοριακή συνθήκη δηλώνει ότι η αρχή του πρώτου παλμού της κάθε παλμοσειράς (t=0) καθώς διέρχεται από τον ενισχυτή «βλέπει» σε κάθε σημείο του ενισχυτή συντελεστή κέρδους ίσο με την τιμή ασθενούς σήματος και επομένως κέρδος ισχύος ίσο με το κέρδος ισχύος ασθενούς σήματος. Πράγματι στην περίπτωση αυτή το κέρδος του ενισχυτή δεν έχει κορεστεί κι έτσι έχει την αρχική του τιμή.

Η δεύτερη συνοριακή συνθήκη εκφράζει το γεγονός ότι το σήμα που φτάνει στην αρχή του ενισχυτή (z=0) αποτελεί μία σειρά από παλμούς Gauss. Το χρονικό εύρος των παλμών για την περίπτωση του σήματος ελέγχου είναι t_{0c} και για την περίπτωση του σήματος εισόδου t_{0s} . Το εύρος t_0 ενός παλμού Gauss και το εύρος ημίσειας ισχύος $T_{\rm FWHM}$ συνδέονται με τη σχέση $T_{\rm FWHM} = 2t_0 \sqrt{\ln 2}$ [2.74]. Οι σταθερές C_c , C_s είναι οι μέγιστες τιμές (peak values) των ισχύων των παλμών ελέγχου και εισόδου αντίστοιχα. Ο πίνακας Seq είναι ένας μονοδιάστατος πίνακας που περιέχει Ν στοιχεία. Τα στοιχεία αυτά έχουν τιμή είτε 0 είτε 1, πρόκειται δηλαδή για τα δυαδικά ψηφία που εκφράζουν οι παλμοί ελέγχου. Για την παλμοσειρά του σήματος εισόδου δεν χρησιμοποιείται αντίστοιχος όρος αφού πρόκειται για μια ακολουθία διαδοχικών 1. Ο συμβολισμός $t(div)T_{per}$ δηλώνει το ακέραιο μέρος του πηλίκου $\frac{t}{T_{per}}$ και η σταθερά n_t

ολόκληρη στο διάστημα [0, $\mathrm{N} \cdot \mathrm{T_{per}}$].

Μετά την παρουσίαση του συστήματος (2.20) και των συνοριακών συνθηκών (2.23) στην παράγραφο που ακολουθεί προτείνεται μία μέθοδος για την επίλυσή του.

2.3.2 Αριθμητική επίλυση του μαθηματικού μοντέλου

Οι εξισώσεις (2.20) συνιστούν ένα μη γραμμικό σύστημα μερικών διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης και μαζί με τις συνθήκες (2.23) αποτελούν ένα πρόβλημα συνοριακών τιμών. Για τον υπολογισμό των ισχύων εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder απαιτείται η γνώση των συναρτήσεων P_s και φ_s σε κάθε βραχίονα. Το κέρδος ισχύος G που εμφανίζεται στην εξίσωση (2.3) ισούται με το λόγο $\frac{P_s(L,t)}{P_s(0,t)}$. Για τον υπολογισμό όμως των συναρτήσεων P_s και φ_s απαιτείται η λύση του συστήματος των εξισώσεων (2.20α), (2.20γ), (2.20δ), (2.20ε) και (2.20στ). Η συνάρτηση φ_c - εξίσωση (2.20β) - δεν παρουσιάζει άμεσο ενδιαφέρον για τις συμβολομετρικές διατάξεις.

Το σύστημα αυτό δεν μπορεί να λυθεί αναλυτικά (λύση κλειστής μορφής), αλλά μπορεί να αντιμετωπιστεί αριθμητικά. Για την αριθμητική επίλυση επιλέχθηκε η μέθοδος Euler [2.77],[2.78], λόγω της απλότητάς της. Πρόκειται για τη μέθοδο Taylor τάξης q=1. Αντί της μεθόδου Euler θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν άλλες μέθοδοι, όπως η μέθοδος Runge-Kutta.

Η χωρική μεταβλητή z μεταβάλλεται στο διάστημα [0,L], όπου L το μήκος του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή, και η χρονική μεταβλητή t μεταβάλλεται στο [0, N \cdot T_{per}], όπου T_{per} το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών (περίοδος παλμού) και N ο αριθμός των παλμών που θεωρείται για την εξομοίωση. Για παράδειγμα αν το σύστημα επεξεργάζεται παλμούς με ρυθμό 10 Gbits/sec το χρονικό διάστημα T_{per} είναι T_{per} =100 psec, ενώ σε ρυθμό των 40 Gbits/sec αντιστοιχεί T_{per} =25 psec.

Με βάση τη μέθοδο Euler, επιλέγονται m+1 ισαπέχοντα σημεία του διας τηματος [0,L] και N·per+1 ισαπέχοντα σημεία του $[0, N \cdot T_{per}]$ με τον ακόλουθο τρόπο:

$$\{z_k\}_{k=0}^m \ \mu\epsilon \ z_k = k\Delta z , \text{ for all } \Delta z = \frac{L}{m}$$

$$\{t_n\}_{n=0}^{N \cdot per} \ \mu\epsilon \ t_n = n\Delta t , \text{ for all } \Delta t = \frac{T_{per}}{per}$$

Η παραπάνω διακριτοποίηση των ανεξάρτητων μεταβλητών z και t έχει την εξής φυσική σημασία. Στην ουσία ο ενισχυτής και οι παλμοί διαιρούνται σε μικρά χωρικά και χρονικά τμήματα αντίστοιχα. Έτσι το σημείο (z_k, t_n) αναφέρεται στο χωρικό σημείο z_k του ενισχυτή και στο χρονικό σημείο t_n της παλμοσειράς.

Στη συνέχεια κατασκευάζεται επαναληπτικά μια ακολουθία προσεγγιστικών τιμών των συναρτήσεων. Αν για παράδειγμα $g(z_k, t_n)$ είναι η ακριβής λύση της συναρτήσεως του συντελεστή κέρδους στο σημείο (z_k, t_n) , αυτή προσεγγίζεται από την τιμή $g_{k,n}$. Η τιμή $g(z_k, t_n)$, και επομένως προσεγγιστικά κι η τιμή $g_{k,n}$, εκφράζει το συντελεστή κέρδους που «βλέπει» στη θέση z_k του ενισχυτή το χρονικό σημείο t_n της παλμοσειράς. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι, ομοίως με τη συνεχή ανεξάρτητη μεταβλητή t, η ακολουθία $\{t_n\}_{n=0}^{N-per}$ δεν εκφράζει κάποια χρονική εξέλιξη, αλλά τον χρονικό τεμαχισμό της παλμοσειράς εισόδου. Για παράδειγμα το $g(z_m, t_0)$ εκφράζει το συντελεστή κέρδους που «βλέπει» το πρώτο χρονικό σημείο της παλμοσειράς στην έξοδο του ενισχυτή τι στιγμή t=0.

Το σύνολο των επαναληπτικών εξισώσεων από τις οποίες προκύπτουν οι ακολουθίες των προσεγγιστικών τιμών των συναρτήσεων είναι το ακόλουθο:

$$P_{c_{j,i+1}} = P_{c_{j,i}} + \Delta z \left(\frac{g_{c_{j,i}} P_{c_{j,i}}}{1 + \varepsilon (P_{c_{j,i}} + P_{s_{j,i}})} - \alpha_{int} P_{c_{j,i}} \right)$$
(2.24 α)

$$g_{c_{j+i,i}} = g_{c_{j,i}} + \Delta t \left[\frac{g_{sc} - g_{c_{j,i}}}{\tau_s} - \frac{1}{E_{satc}} \frac{g_{c_{j,i}} \left(P_{c_{j,i}} + P_{s_{j,i}} \right)}{1 + \varepsilon \left(P_{c_{j,i}} + P_{s_{j,i}} \right)} \right]$$
(2.24β)

$$P_{s_{j,i+1}} = P_{s_{j,i}} + \Delta z \left(\frac{g_{s_{j,i}} P_{s_{j,i}}}{1 + \epsilon (P_{c_{j,i}} + P_{s_{j,i}})} - \alpha_{int} P_{s_{j,i}} \right)$$
(2.248)

$$g_{s_{j+i,i}} = g_{s_{j,i}} + \Delta t \left[\frac{g_{ss} - g_{s_{j,i}}}{\tau_{s}} - \frac{1}{E_{sats}} \frac{g_{s_{j,i}} \left(P_{s_{j,i}} + P_{c_{j,i}}\right)}{1 + \epsilon \left(P_{s_{j,i}} + P_{c_{j,i}}\right)} \right]$$
(2.24 ϵ)

$$\varphi_{\mathbf{s}_{j+i,i}} = \varphi_{\mathbf{s}_{j,i}} + \Delta z \left(-\frac{1}{2} \alpha_{\mathbf{N}} \mathbf{g}_{\mathbf{s}_{j,i}} \right)$$
(2.24 $\sigma\tau$)

Οι δείκτες j και i αναφέρονται στα χρονικά και χωρικά σημεία αντίστοιχα. Η αρίθμηση των επαναληπτικών εξισώσεων έγινε σε αντιστοιχία με τις εξισώσεις του συστήματος (2.20).

Με τη βοήθεια του προγράμματος εξομοίωσης μπορεί να υλοποιηθεί η παραπάνω επαναληπτική διαδικασία. Τα αποτελέσματα εμπεριέχονται σε πίνακες της ακόλουθης μορφής,

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} P_{00} & \dots & P_{0m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{p0} & \dots & P_{pm} \end{pmatrix}, \ \mathbf{\phi} = \begin{pmatrix} \phi_{00} & \dots & \phi_{0m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_{p0} & \dots & \phi_{pm} \end{pmatrix} \kappa \alpha \mathbf{i} \ \mathbf{g} = \begin{pmatrix} g_{00} & \dots & g_{0m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{p0} & \dots & g_{pm} \end{pmatrix}$$

για την ισχύ, τη στροφή φάσης και το συντελεστή κέρδους αντίστοιχα. Οι γραμμές των παραπάνω πινάκων αναφέρονται στα χρονικά σημεία της παλμοσειράς και οι στήλες στα χωρικά σημεία του ενισχυτή. Με βάση τις συνοριακές συνθήκες, είναι γνωστή η πρώτη στήλη των πινάκων **P** και **φ** καθώς κι η πρώτη γραμμή του πίνακα **g**. Συγκεκριμένα στην περίπτωση των παλμών ελέγχου, η πρώτη στήλη του πίνακα **P** καθορίζεται δειγματοληπτώντας την παλμοσειρά ελέγχου, τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα **φ** είναι ίσα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης γραμμής του πίνακα **g** ισούνται με g_{sc}. Ομοίως για τους παλμούς του σήματος εισόδου η πρώτη στήλη του πίνακα **g** ισούνται με g_{ss}. Από τις επαναληπτώντας την παλμοσειρά εισόδου, τα αντίστοιχα στοιχεία του πίνακα **φ** είναι ίσα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα **g** ισούνται με g_{ss}. Από τις επαναληπτώντας την παλμοσειρά εισόδου, τα ωντίστοιχα στοιχεία του πίνακα **φ** είναι ότα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα του πίνακα **φ** είναι ότα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα του πίνακα **φ** είναι ότα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα στοιχεία του πίνακα **φ** είναι ότα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα **g** ισούνται με **g**_{ss}. Από τις επαναληπτώντας την παλμοσειρά εισόδου, τα αντίστοιχα στοιχεία του πίνακα **φ** είναι ίσα με μηδέν και τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα **g** ισούνται με **g**_{ss}. Από τις επαναληπτικές εξισώσεις φαίνεται ότι ο πίνακας **φ** μπορεί να υπολογιστεί μετά των υπολογισμό των πινάκων **P** και **g**, αφού ο υπολογισμός των δύο τελευταίων δεν προϋποθέτει τη γνώση στοιχείων του πίνακα **φ**. Οι πίνακες **P**, **g** μπορούν να πάρουν και τη μορφή ενός «διπλού» πίνακα, όπως φαίνεται παρακάτω

$$\mathbf{P}\mathbf{g}_{s} = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_{00} & \mathbf{g}_{ss} & \dots & \mathbf{P}_{0m} & \mathbf{g}_{ss} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{P}_{p0} & \mathbf{g}_{p0} & \dots & \mathbf{P}_{pm} & \mathbf{g}_{pm} \end{pmatrix} \kappa \alpha \mathbf{r} \mathbf{P}\mathbf{g}_{c} = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_{00} & \mathbf{g}_{sc} & \dots & \mathbf{P}_{0m} & \mathbf{g}_{sc} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{P}_{p0} & \mathbf{g}_{p0} & \dots & \mathbf{P}_{pm} & \mathbf{g}_{pm} \end{pmatrix}$$

για τους παλμούς εισόδου και ελέγχου αντίστοιχα.

Έστω ότι η επαναληπτική διαδικασία πραγματοποιείται με τον ακόλουθο τρόπο όπου p=N·per.

για j=0 έως και p για i=0 έως και m { αν i+1≤m υπολογισμός του $P_{c_{j,i+1}}$ αν i+1≤m υπολογισμός του $P_{s_{j,i+1}}$ αν j+1≤p υπολογισμός του $G_{c_{i+1,j}}$ αν j+1≤p υπολογισμός του $G_{s_{i+1,j}}$ αύξηση του i κατά 1 }

αύξηση του j κατά 1

Οι δύο προϋποθέσεις (i+1≤m) και (j+1≤p) χρησιμοποιούνται αφού σε αντίθετη περίπτωση θα δημιουργούταν μία επιπλέον στήλη και μία επιπλέον γραμμή στους πίνακες **P** και **g** αντίστοιχα. Αυτός ο τρόπος υλοποίησης της επαναληπτικής διαδικασίας αντιστοιχεί στην εξής εποπτική διαδικασία υπολογισμού των στοιχείων των πινάκων **P** και **g**. Γνωρίζοντας ένα «διπλό» στοιχείο του πίνακα **Pg** μπορεί να υπολογιστεί το στοιχείο του πίνακα **P** που ανήκει στην ίδια στήλη και στην επόμενη στήλη, καθώς και το στοιχείο του πίνακα **g** που ανήκει στην ίδια στήλη και στην επόμενη γραμμή. Ο υπολογισμός των στοιχείων γίνεται ανά γραμμές. Για κάθε j δηλαδή υπολογίζονται τα στοιχεία της γραμμής j του πίνακα **P** και τα στοιχεία της γραμμής j

Έχοντας υπολογίσει τους πίνακες P και g, μπορεί να υπολογιστεί κι ο πίνακας $\mathbf{\phi}_{\rm s}$ με την ακόλουθη διαδικασία.

για j=0 έως και p για i=0 έως και m-1 { υπολογισμός του $φ_{s_{j,i+1}}$ αύξηση του i κατά 1 }

αύξηση του j κατά 1

Η μέγιστη τιμή του i είναι m-1 ώστε να αποφευχθεί, όπως και προηγουμένως, ο υπολογισμός μιας επιπλέον στήλης. Με τον ίδιο ακριβώς τρόπο γίνεται κι ο υπολογισμός του πίνακα **φ**_c, ο οποίος, όπως προαναφέρθηκε, δεν παρουσιάζει άμεσο ενδιαφέρον.

Ο αρχικός στόχος για την επίλυση του συστήματος (2.20) είναι ο υπολογισμός των δύο εξόδων του συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Με βάση τα παραπάνω μπορεί να

υπολογιστεί η διαφορική στροφή φάσης Δφ. Επιπλέον όμως απαιτείται κι ο υπολογισμός των κερδών G. Τα κέρδη G υπολογίζονται ως εξής:

για j=0 έως και p {

$$G_{s_j} = \frac{P_{s_{j,m}}}{P_{s_{j,0}}}$$

αύξηση του j κατά 1

}

δηλαδή το κέρδος προκύπτει από το λόγο των στοιχείων της τελευταίας στήλης προς τα στοιχεία της πρώτης στήλης του πίνακα $\mathbf{P}_{\rm s}$.

Με τη διαδικασία που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο αυτό μπορούν να προκύψουν ορισμένα χρήσιμα αποτελέσματα που αφορούν τη λειτουργία του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή. Τα αποτελέσματα αυτά παρατίθενται στην επόμενη παράγραφο.

2.3.3 Εξομοίωση της λειτουργίας του ημιαγώγιμου οππικού ενισχυτή και αποτελέσματα

Η αριθμητική διαδικασία που παρουσιάστηκε για την επίλυση του συστήματος (2.20) με τις συνοριακές συνθήκες (2.23) υλοποιείται στον κώδικα εξομοίωσης. Συγκεκριμένα αποτελεί το βασικό μέρος της συνάρτησης MachZehnder του προγράμματος optical_gate.cpp (βλ. Παράρτημα Α). Στην παρούσα παράγραφο εξομοιώνεται η λειτουργία του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή για την περίπτωση που διέρχεται ένας παλμός Gauss από αυτόν, οπότε προκύπτουν ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα για τη λειτουργία του και τον τρόπο με τον οποίο επηρεάζεται από διάφορες παραμέτρους.Θεωρείται παλμός Gauss που εισέρχεται στον ενισχυτή και εικονίζεται στο Σχήμα 2.7. Συγκεκριμένα, στον οριζόντιο άξονα παριστάνεται η χρονική



Σχήμα 2.7: Παλμός εισόδου Gauss με χρονικό εύρος $T_{FWHM} = 7psec$

Οι τιμές που χρησιμοποιούνται στην παράγραφο αυτή για τις παραμέτρους που αφορούν τον παλμό και τον ενισχυτή συνοψίζονται στον Πίνακα 2.2. Στην περίπτωση

Παλμός Gauss	
Χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος (Τ _{FWHM})	7 psec
Ενέργεια του παλμού	10 fJ
Ημιαγώγιμος Οπτικός Ενισχυτής	
Μήκος (L)	1500 μm
Συντελεστής επαύξησης γραμμής $\left(lpha_{_{ m N}} ight)$	6
Παράγοντας μη γραμμικής συμπίεσης του κέρδους (ε)	$0.2 \ W^{-1}$
Χρόνος επανασύνδεσης των φορέων $\left(au_{_{ m s}} ight)$	20 psec
Ενέργεια κορεσμού κέρδους (E _{sat})	1000 fJ
Συντελεστές κέρδους ασθενούς σήματος $\left(g_{\mathrm{s}} ight)$	5900 m ⁻¹
Εσωτερικές γραμμικές απώλειες $\left(lpha_{_{ m int}} ight)$	$2000 m^{-1}$

που για κάποια παράμετρο χρησιμοποιηθεί και μια διαφορετική τιμή θα γίνεται ειδική αναφορά στο κείμενο ή σε κάποια γραφική παράσταση.

Πίνακας 2.2: Παράμετροι εξομοίωσης του Ημιαγώγιμου Οπτικού Ενισχυτή

Η χρονική μεταβολή του συντελεστή κέρδους και του κέρδους ισχύος παρουσιάζεται στα Σχήματα 2.8 και 2.9 αντίστοιχα. Κάθε ένα από τα δύο Σχήματα αποτελείται από δύο καμπύλες. Η συνεχής καμπύλη αντιστοιχεί σε παλμό ενέργειας 5 fJ και η καμπύλη με τις κουκίδες σε παλμό ενέργειας 10 fJ. Το χρονικό εύρος του παλμού είναι το ίδιο κι αυτό που αλλάζει είναι η μέγιστη τιμή της ισχύος του. Ο συντελεστής κέρδους και το κέρδος ισχύος ακολουθούν την ίδια, ποιοτικά, μεταβολή. Αρχικά ξεκινούν από μία μέγιστη τιμή, ίση με την αντίστοιχη τιμή ασθενούς σήματος. Καθώς ο παλμός εισέρχεται στον ενισχυτή η τιμή τους μειώνεται και γίνεται ελάχιστη τη στιγμή που όλη η ενέργεια του παλμού έχει εισέλθει στον ενισχυτή. Όσο μεγαλύτερη είναι η ενέργεια του παλμού έχει εισέλθει στον ενισχυτή. Στη συνέχεια τόσο το κέρδος ισχύος όσο κι ο συντελεστής κέρδους αρχίζουν να ανακάμπτουν.



Σχήμα 2.8 Χρονική μεταβολή του συντελεστή κέρδους για δύο διαφορετικές τιμές της ενέργειας του παλμού εισόδου. Συγκεκριμένα το εύρος του παλμού είναι σταθερό και αλλάζει η μέγιστη τιμή της ισχύος του.



Σχήμα 2.9 Χρονική μεταβολή του κέρδους ισχύος για δύο διαφορετικές τιμές της ενέργειας του παλμού εισόδου. Συγκεκριμένα το εύρος του παλμού είναι σταθερό και αλλάζει η μέγιστη τιμή της ισχύος του.

Στην περίπτωση που οι δύο παλμοί έχουν διαφορετικό χρονικό εύρος, τότε η χρονική στιγμή στην οποία το κέρδος και ο συντελεστής κέρδους γίνονται ελάχιστα θα ήταν διαφορετική για κάθε παλμό, αφού στην περίπτωση του μεγαλύτερου χρονικά παλμού θα απαιτούταν περισσότερος χρόνος για να εισέλθει όλη η ενέργειά του στον ενισχυτή. Με μια προσεκτικότερη παρατήρηση των σχημάτων 2.8, 2.9 σε σχέση με το Σχήμα 2.7, προκύπτει ότι το κέρδος γίνεται ελάχιστο λίγο πριν εισέλθει το τελικό τμήμα του παλμού στον ενισχυτή. Λαμβάνοντας υπόψη ότι το μήκος του ενισχυτή είναι L=1.5mm καθώς και ότι το ημιαγώγιμο υλικό από το οποίο αποτελείται παρουσιάζει δείκτη διάθλασης n=3.56 [2.72] προκύπτει ότι ο χρόνος διάδοσης της ηλεκτρομαγνητικής

ισχύος κατά μήκος του ενισχυτή είναι $\frac{1.5 \cdot 10^{-3} \text{m}}{\frac{3}{3.56} \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}} = 1.78 \cdot 10^{-11} \text{sec} = 17.8 \text{psec}. \text{ Me}$

βάση το Σχήμα 2.8 ο χρόνος που απαιτείται για να εισέλθει ολόκληρος ο παλμός στον ενισχυτή είναι περίπου 20 psec. Συνεπώς ποτέ η ενέργειά του δε θα βρίσκεται ολόκληρη μέσα στον ενισχυτή. Απλώς για κάποια χρονική περίοδο η τιμή της ενέργειάς του, που θα βρίσκεται μέσα στον ενισχυτή, θα έχει μέγιστη τιμή. Τότε θα παρουσιάζεται και η ελάχιστη τιμή του κέρδους. Το ελάχιστο αυτό εμφανίζεται λίγο πριν από τη στιγμή κατά την οποία και το τελευταίο τμήμα του παλμού θα έχει εισέλθει στον ενισχυτή. Προφανώς, όσο μεγαλύτερο είναι το χρονικό εύρος του παλμού τόσο πιο έντονο θα είναι το φαινόμενο αυτό.

Επειδή όπως έγινε φανερό η μεταβολή του συντελεστή κέρδους είναι ποιοτικά η ίδια με αυτή του κέρδους ισχύος, στα διαγράμματα που ακολουθούν θα παρουσιάζεται μόνο η μεταβολή του κέρδους ισχύος. Μία παράμετρος η οποία επιδρά στη διαμόρφωση του κέρδους και της οποίας η τιμή μεταβάλλεται εύκολα μέσω του ρεύματος έκχυσης είναι το κέρδος ασθενούς σήματος (g_s) . Στο διάγραμμα 2.10 παρουσιάζεται η καμπύλη του κέρδους για $g_s = 5900m^{-1}$ και $g_s = 6800m^{-1}$. Η πρώτη τιμή αντιστοιχεί σε κέρδος ισχύος ασθενούς σήματος ίσο με 24.3 dB, ενώ η δεύτερη σε αντίστοιχο κέρδος 30.2 dB. Στην περίπτωση της μεγαλύτερης τιμής του κέρδους ασθενούς σήματος ο παλμός έχει πολύ πιο δραστική επίδραση στον κορεσμό του κέρδους. Με άλλα λόγια, για μεγαλύτερα κέρδη ασθενούς σήματος χρησιμοποιώντας παλμό συγκεκριμένης ενέργειας μπορεί να επιτευχθεί πολύ μεγαλύτερη μεταβολή στο κέρδος του ενισχυτή.



Σχήμα 2.10 Χρονική μεταβολή του κέρδους ισχύος για δύο διαφορετικές τιμές του κέρδους ασθενούς σήματος.



Σχήμα 2.11 Χρονική μεταβολή του κέρδους ισχύος για δύο διαφορετικές τιμές της ενέργειας κορεσμού.

Άλλη μία παράμετρος της οποίας η τιμή είναι καθοριστική για τον κορεσμό του κέρδους είναι η ενέργεια κορεσμού (E_{sat}). Η τιμή της βέβαια δε μπορεί να μεταβληθεί με τη ίδια ευκολία όπως στην περίπτωση του κέρδους ασθενούς σήματος. Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.11 παρουσιάζεται το κέρδος ισχύος για δύο διαφορετικές τιμές της ενέργειας κορεσμού. Είναι προφανές ότι όσο μικρότερη είναι η ενέργεια κορεσμού τόσο πιο εύκολα κορένεται το κέρδος του ενισχυτή. Συνεπώς, η ενέργεια κορεσμού συνιστά ένα μέτρο για την ευκολία με την οποία μπορεί να κορεστεί το κέρδος ενός συγκεκριμένου ενισχυτή.

Έχουμε ήδη αναφερθεί στη σημασία του χρόνου ανάκαμψης του κέρδους του ενισχυτή, που στην πραγματικότητα εκφράζει το χρόνο αποκρισής του και καθορίζει το

ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων στον οποίο μπορεί να ανταποκριθεί ο ενισχυτής. Η βασική παράμετρος από την οποία εξαρτάται ο χρόνος ανάκαμψης του κέρδους είναι ο χρόνος επανασύνδεσης των φορέων (τ_s). Στο Σχήμα 2.12 απεικονίζεται η εξάρτηση αυτή. Συγκεκριμένα όσο μεγαλύτερος είναι ο χρόνος επανασύνδεσης των φορέων τόσο πιο αργά ανακάμπτει το κέρδος του ενισχυτή. Από το γράφημα προκύπτει ένα πολύ ενδιαφέρον συμπέρασμα για την περίπτωση που το κέρδος δεν έχει ανακάμψει πλήρως μέχρι τη στιγμή που ο επόμενος κατά σειρά διέλευσης παλμός φτάνει στον ενισχυτή. Ο παλμός αυτός «βλέπει» αρχικό κέρδος διαφορετικό του κέρδους ασθενούς σήματος, και συγκεκριμένα μικρότερο. Το αποτέλεσμα είναι ισοϋψείς παλμοί στην είσοδο του ενισχυτή να εμφανίζουν διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο του, καθώς απολαμβάνουν διαφορετικό κέρδος κατά τη διέλευσή τους από τον ενισχυτή. Το φαινόμενο καλείται Linear Patterning Effect [2.82] και γίνεται τόσο πιο έντονο όσο ο χρόνος ανάκαμψης του ενισχυτή είναι μεγαλώνει σε σχέση με την περίοδο της παλμοσειράς. Αναλυτική μελέτη για το φαινόμενο παρατίθενται σε επόμενες παραγράφους.



Σχήμα 2.12 Χρονική μεταβολή του κέρδους ισχύος για δύο διαφορετικές τιμές του χρόνου επανασύνδεσης των φορέων.

Μέχρι το σημείο αυτό έγινε αναφορά στην καμπύλη του κέρδους του ενισχυτή. Όπως όμως αναφέρθηκε και στο πρώτο κεφάλαιο, ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής χρησιμοποιείται στα συμβολόμετρα κυρίως λόγω της μη γραμμικής στροφής φάσης που προκαλεί. Αυτή η μη γραμμική στροφή φάσης περιγράφεται από την εξίσωση (2.20ε) και εικονίζεται στο διάγραμμα του Σχήματος 2.13 για δύο διαφορετικές τιμές του συντελεστή επαύξησης γραμμής (α_N).

Αρχικά η φάση έχει μία τιμή η οποία αντιστοιχεί στο κέρδος ασθενούς σήματος. Καθώς αυξάνει η ενέργεια του παλμού που εισέρχεται στον ενισχυτή η τιμή της φάσης μεγαλώνει και φτάνει σε κάποιο μέγιστο. Στη συνέχεια καθώς η ενέργεια του παλμού αρχίζει να εξέρχεται από τον ενισχυτή, η φάση μειώνεται και τελικά αποκτά την τιμή που αντιστοιχεί στο κέρδος ασθενούς σήματος. Συνεπώς όπως εξάλλου είναι αναμενόμενο από την εξίσωση (2.20ε), η χρονική μεταβολή της στροφής φάσης είναι αντίστοιχη με αυτή του συντελεστή κέρδους. Για μεγαλύτερες τιμές του συντελεστή επαύξησης γραμμής η απόλυτη τιμή της φάσης είναι μεγαλύτερη και επιπλέον αυξάνει η διαφορά μεταξύ της μέγιστης τιμής της φάσης και της τιμής που αντιστοιχεί στο κέρδος ασθενούς σήματος, κάτι το οποίο έχει ιδιαίτερη σημασία στη λειτουργία των συμβολόμετρων. Στην περίπτωση των συμβολόμετρων δεν ενδιαφέρει η απόλυτη τιμή της φάσης, αλλά η διαφορά στη στροφή της φάσης μεταξύ των σημάτων των δύο οπτικών δρόμων. Με βάση το Σχήμα 2.13 προκύπτει ότι όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του συντελεστή επαύξησης γραμμής τόσο λιγότερη ενέργεια παλμού ελέγχου απαιτείται για την επίτευξη κάποιας δεδομένης διαφορικής στροφής φάσης.



Σχήμα 2.13 Χρονική μεταβολή της στροφής στη φάση του σήματος για δύο διαφορετικές τιμές του συντελεστή επαύξησης γραμμής.

2.4 Μη γραμμική λειτουργία κέρδους του ενισχυτή

Μια ενδιαφέρουσα λειτουργία του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή είναι η δυνατότητα της εξίσωσης ισχύος του εισερχόμενου σήματος, που βασίζεται στη μη γραμμική ενίσχυση και στην εκμετάλλευση της μεταβολής του κέρδους του ενεργού μέσου όταν αυτό λειτουργεί σε κατάσταση ήπιου κορεσμού. Με τον τρόπο αυτό, το χαμηλής στάθμης ισχύος εισερχόμενο σήμα απολαμβάνει μεγαλύτερο κέρδος από το ισχυρότερο εισερχόμενο σήμα, εφόσον αυτό έχει κορέσει το κέρδος του ενισχυτή σε χαμηλότερα επίπεδα, ώστε το γινόμενο τελικά της αρχικής τους ισχύος με το εκάστοτε κέρδος να είναι ίδιο, επιτυγχάνοντας ισοστάθμιση του πλάτους τους στην έξοδο. Η γενική αρχή της λειτουργίας τη μη γραμμικής ενίσχυσης φαίνεται στο Σχήμα 2.14.

Όπως είδαμε και σε προηγούμενη ενότητα, το κέρδος απλής διέλευσης γενικά γράφεται Gss=exp[(Γg-α)L] συναρτήσει της καθαρής απολαβής. Καθώς αυξάνει η οπτική ισχύς, η ενεργός περιοχή εξαντλείται από φορείς με αποτέλεσμα το διαθέσιμο κέρδος να μειώνεται. Ισχύς κορεσμού Psat θεωρείται η ισχύς που υποβιβάζει την απολαβή ανά μονάδα μήκους g κατά ένα παράγοντα 2. Αυτό συμβαίνει, γιατί η άντληση μέσω της έκχυσης ρεύματος δεν προλαβαίνει να επαναδιεγείρει τους απαιτούμενους φορείς για ενίσχυση των φωτονίων. Η ενεργός περιοχή αποκτά τελικά το "full gain" έπειτα από χρόνο τ_e, που ονομάζεται χρόνος ανάκτησης κέρδους και σχετίζεται με το χρόνο ζωής

των φορέων. Η απολαβή σε οποιαδήποτε σημείο της ενεργού περιοχής συναρτήσει της ισχύος και της διαμήκους συνιστώσας είναι:

$$g(P,z) = \frac{g_o}{1 + P(z)/P_{sat}}$$

Ρ είναι η οπτική ισχύς ανά μονάδα επιφανείας και g₀ η απολαβή ανά μονάδα μήκους απουσία φωτεινής ισχύος. Στους ενισχυτές οδεύοντος κύματος προφανώς ισχύει G₈₈=G αφού το σήμα μια φορά διέρχεται μέσα από την ενεργό περιοχή. Και πάλι όμως η απολαβή ανά μονάδα μήκους εξαρτάται από την οπτική ισχύ και από την απόσταση z. Υποθέτοντας ακόμα μηδενικές ανακλαστικότητες καθώς και Γ=1, α=0 τότε η εξίσωση 2.36 γίνεται:

$$\frac{dP(z)}{dz} = g(z)P(z) = \frac{P(z) \cdot g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}}$$
(2.40)

από την οποία έχουμε :

$$g_o L = \left[\ln \left(P(z) \right) + \frac{P(z)}{P_{sat}} \right]_{P_{int}}^{P_{out}}$$

Ορίζουμε ακόμα απολαβή απουσία ισχύος εισόδου ή αλλιώς full gain G₀=exp[g₀L], αφού Γ=1 και α=0, οπότε το κέρδος απολαβής όλης της διάταξης είναι G=P₀ut/Pin \Box

$$G = 1 + \frac{P_{sat}}{P_{in}} \ln \left[\frac{G_o}{G} \right] \qquad \qquad \dot{\eta} \qquad \qquad \frac{P_{in}}{P_{sat}} = \frac{\ln \left[\frac{G_o}{G} \right]}{G - 1}$$

Στο παρακάτω Σχήμα (Σχήμα 2.14 (α))φαίνεται η υπερβατική σχέση για το κέρδος συναρτήσει της ισχύος εισόδου, όπως αυτή προκύπτει από τις παραπάνω σχέσεις, καθώς και το γινόμενο της ισχύος εισόδου με το κέρδος που δίνει τη συνολική ισχύ εξόδου από τον ενισχυτή (Σχήμα 2.14 (β)).



Σχήμα 2.14. (α) Καμπύλη κέρδους του SOA σε σχέση με την ισχύ εισόδου (β) συνάρτηση μεταφοράς του SOA

Όπως έχει αναφερθεί και νωρίτερα, η λειτουργία του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή χωρίζεται σε τρείς διακριτές περιοχές όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.14: την περιοχή (Ι) του κέρδους ασθενούς σήματος, όπου ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά, την περιοχή (ΙΙ) του ήπιου κορεσμού και την περιοχή (ΙΙΙ) που αποτελεί την περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή, όπου η δυνατότητα περαιτέρω ενίσχυσης έχει εξαντληθεί με αποτέλεσμα ο ενισχυτής να δίνει σταθερά τη μέγιστη ισχύ εξόδου, ανεξάρτητα από την ισχύ εισόδου. Η τρίτη περιοχή ενδιαφέρει τα φαινόμενα ψαλιδισμού και η λειτουργία της θα περιγραφεί αναλυτικά σε επόμενο κεφάλαιο.

Στην περίπτωση της μη γραμμικής ενίσχυσης μας ενδιαφέρει η λειτουργία του ενισχυτή στη δεύτερη περιοχή κατά την οποία το κέρδος του μειώνεται γραμμικά έως ότου φτάσει στο σημείο διαφάνειας. Η εισερχόμενη ισχύς στον ενισχυτή που βρίσκεται σε αυτήν την περιοχή, ενισχύεται με διαφορετικό κέρδος λόγω του κορεσμού με τέτοιον τρόπο ώστε το γινόμενο Gsoa*Pin να είναι περίπου σταθερό, επιτυγχάνοντας έτσι αντιστάθμιση των μεταβολών της ισχύος εισόδου στην έξοδο. Ο βαθμός ισοστάθμισης καθορίζεται από την κλίση της καμπύλης κέρδους στη δεύτερη περιοχή του ενισχυτή, όπως άλλωστε φαίνεται και από το Σχήμα 2.14(α), και εξαρτάται από τα τεχνικά και κατασκευαστικά του χαρακτηριστικά που ορίζουν το αρχικό κέρδος Go.

2.4.1 Θεωρητική ανάλυση της εξίσωσης ισχύος από τον SOA

Στην ενότητα αυτή θα επιχειρηθεί να δοθεί η θεωρητική ανάλυση της εξίσωσης ισχύος στον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή μέσω της εύρεσης του AMR (Amplitude Modulation Reduction) που καλείται δείκτης μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους και περιγράφει τη μείωση της διακύμανσης στην εισερχόμενη στάθμη ισχύος. Η καμπύλη AMR θα μας βοηθήσει να αποτιμήσουμε ποιοτικά και ποσοτικά τις δυνατότητες εξίσωσης ισχύος του SOA.



Σχήμα 2.15: Ενδεικτική παλμική ακολουθία σήματος ελέγχου στο διακόπτη. Τ: περίοδος δυφίων (bit period) P₀: μέση ισχύς κορυφής, Ω: συχνότητα αργής διαμόρφωσης πλάτους, και m: δείκτης βάθους διαμόρφωσης

Για την εξαγωγή της καμπύλης AMR του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή στο πεδίο της συχνότητας, θεωρούμε αρχικά ως σήμα εισόδου στον ενισχυτή μια ακολουθία παλμών δεδομένων τύπου επιστροφής στο μηδέν (RZ format) με έντονη διαμόρφωση μεταξύ των κορυφών των παλμών, όπου το πλάτος κορυφής του k-οστού παλμού μπορεί να εκφραστεί από τη σχέση

$$P_p^k = P_0 [1 + m \cdot \cos(\Omega \cdot k \cdot T)]$$
(2.25)

όπου Τ είναι η περίοδος δυφίου (bit period) του σήματος, P₀ είναι η μέση ισχύς κορυφής της παλμοσειράς, Ω είναι η συχνότητα της συνιστώσας, που ευθύνεται για τη διαμόρφωση πλάτους της ακολουθίας, και m είναι ο δείκτης βάθους διαμόρφωσης. Η γραφική αναπαράσταση των μεγεθών, που υπεισέρχονται στην (2.25), δίνεται στο Σχήμα 2.15. Για την ανάλυση μας θεωρήθηκε παλμικό σήμα, ώστε το βάθος διαμόρφωσης να περιγράφεται από διακριτές τιμές. Το σχήμα ωστόσο των παλμών δεν ενδιαφέρει, καθώς υπεισέρχεται στη γενική μεταβλητή P₀. Ως εκ τούτου, η ανάλυση ισχύει για κάθε είδους παλμικό σήμα και γενικεύεται ακόμη και για ολόκληρα πακέτα δεδομένων. Στην περίπτωση αυτή η παρακάτω παλμική ανάλυση με παλμικό σήμα, όταν ο k-οστός παλμός εισόδου εισέλθει στον ενισχυτή, το κέρδος του SOA διαμορφώνεται ως συνάρτηση της ενέργειας U_{in} του παλμού με βάση τη σχέση (2.26)

$$G(t) = \frac{1}{1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{U_{in}}{U_{sat}})}$$
(2.26)

όπου U_{sat} είναι η ενέργεια κορεσμού του SOA και G₀ το κέρδος μικρού σήματος του SOA. Όπως έχει υποτεθεί από την αρχή αυτής της ανάλυσης, η χρονική στιγμή t_s ταυτίζεται με τη χρονική στιγμή, που το σύνολο της ενέργειας του παλμού έχει εισέλθει στον ενισχυτή. Το U_{in} ορίζεται από τη σχέση:

$$U_{in} = \int P_{in}dt = P_p(1 + \cos\Omega kt)\int Adt = P_p(1 + \cos\Omega kt)A$$
(2.27)

Η σταθερή παράμετρος Α καθορίζεται από το σχήμα του παλμού: θεωρώντας χωρικά συγκεντρωμένο ενισχυτή, κατά τη χρονική στιγμή t_s η οποία όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, είναι η χρονική στιγμή κατά την οποία το σύνολο της ενέργειας του παλμού έχει ήδη εισχωρήσει στον ενισχυτή, ο παλμός αρχίζει να εξέρχεται του ημιαγωγού. Η παραπάνω συνθήκη επιτρέπει την αντικατάσταση του χρονικού ολοκληρώματος που περιγράφει το σχήμα του παλμού με μια σταθερή τιμή A, οπότε η συνολική ενέργεια του παλμού, που βρίσκεται μες στον ημιαγωγό, είναι $U_{in} = P_p \cdot A$.

Με βάση τα παραπάνω, η σχέση που αποδίδει πλήρως την ισχύ κορυφής του kοστού παλμού στην έξοδο, δίνεται από τη σχέση:

$$P_{o/p} = \left[1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_p(1 + \cos\Omega kt)A}{U_{sat}})\right]^{-1} P_p(1 + \cos\Omega kt)$$
(2.28)

Για να ισχύει η σχέση 2.26 για κάθε παλμό της ακολουθίας του σήματος εισόδου, πρέπει το κέρδος του ενισχυτή, μετά την έξοδο κάθε παλμού, να επανέρχεται στην αρχική του τιμή G₀ πριν τη χρονική στιγμή εισόδου του επόμενου παλμού εισόδου. Αυτό συμβαίνει, όταν η εξαναγκασμένη χρονική σταθερά επανασύνδεσης τ_e των φορέων του ημιαγωγού είναι μικρότερη από την περίοδο T της ακολουθίας του σήματος εισόδου. Η συνθήκη τ_e<T αποτελεί μια ρεαλιστική παραδοχή για τη λειτουργία των οπτικών διακοπτών με SOA, ακόμα και όταν ο ρυθμός μετάδοσης του σήματος εισόδου υπερβαίνει τα 40 Gb/s, καθώς η τεχνολογία των ημιαγωγών έχει σημειώσει σημαντικές προόδους και έχει να επιδείξει τυπικές τιμές σταθεράς χρόνου ζωής των φορέων του ημιαγωγού γύρω στα 25 psec [2.79],[2.80].

Αναπτύσσοντας τη σχέση 2.26 σε σειρά Taylor μέχρι τον όρο πρώτης τάξης γύρω από το σημείο m=0, το αποτέλεσμα, που προκύπτει μετά από μερικούς απλούς μαθηματικούς υπολογισμούς, δίνει την κορυφή του παλμού εξόδου σαν ένα άθροισμα μιας dc συνιστώσας και μιας συνιστώσας ταλάντωσης στο Ω:

 $P_{S}^{\max} = P(0) + P(\Omega) \Longrightarrow P_{o/p}(m) = P_{o/p} \mid_{m=0} + \frac{\partial P_{o/p}}{\partial m} \mid_{m=0} m$

$$\Rightarrow P_{o/p}(m) = \frac{P_p}{1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})} + \{\frac{P_p}{1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})} - \frac{P_p(1 - \frac{1}{G_0})\frac{P_pA}{U_{sat}}\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})}{[1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})]^2}\}m\cos\Omega t$$

Στο παραπάνω ανάπτυγμα ο όρος $\frac{P_p}{1 - (1 - \frac{1}{G_p}) \exp(-\frac{P_p A}{U_{-r}})}$ αποτελεί τη dc συνιστώσα,

ενώ ο όρος
$$\frac{P_p}{1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})} - \frac{P_p(1 - \frac{1}{G_0})\frac{P_pA}{U_{sat}}\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})}{[1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_pA}{U_{sat}})]^2}$$
αποτελεί την ac

συνιστώσα στο mcosΩkt.

Για τον υπολογισμό του δείκτη βάθους διαμόρφωσης των κορυφών των παλμών εξόδου του διακόπτη, η σχέση 2.26 πρέπει να γραφεί στη μορφή

$$P_S^{\max} = 1 + m_{o/p} \cdot \cos(\Omega \cdot k \cdot T) = 1 + \frac{P(\Omega)}{P(0)}$$
(2.29)

Με διαίρεση του πλάτους της συνιστώσας στη συχνότητα Ω, προς το πλάτος της dc συνιστώσας, ο συντελεστής του συνημιτονοειδούς όρου που προκύπτει, είναι ο δείκτης βάθους διαμόρφωσης των κορυφών των παλμών εξόδου $m_{o/p} = \frac{ac(component)}{dc(component)}, και δίνεται από τη σχέση:$

$$\frac{m_{o/p}}{m} = \frac{1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_p A}{U_{sat}}) - (1 - \frac{1}{G_0})\frac{P_p A}{U_{sat}}\exp(-\frac{P_p A}{U_{sat}})}{1 - (1 - \frac{1}{G_0})\exp(-\frac{P_p A}{U_{sat}})}$$
(2.30)

Η σχέση 2.30 αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς του SOA στο πεδίο της συχνότητας, καθώς εκφράζει το πλάτος κάθε φασματικής συνιστώσας στη συχνότητα Ω, που επιδρά στη διαμόρφωση πλάτους της παλμοσειράς στην έξοδο του ενισχυτή, σε συνάρτηση του πλάτους m της αντίστοιχης συνιστώσας της παλμοσειράς εισόδου. Η σχέση 2.30 δείχνει ότι το πλάτους εξόδου κάθε φασματικής συνιστώσας Ω εξαρτάται απολύτως γραμμικά από το αντίστοιχο πλάτος εισόδου της συνιστώσας, ενώ ο γραμμικός παράγοντας που συνδέει αυτά τα δύο μεγέθη, εξαρτάται μόνο από το αρχικό κέρδος G₀ και την ενέργεια κορεσμού U_{sat} του ενισχυτή, δύο λειτουργικά χαρακτηριστικά που εξαρτώνται μόνο από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του ενισχυτή είναι πάντα μικρότερη της μονάδας, που σημαίνει ότι η διαμόρφωση πλάτους της παλμοσειράς στην έξοδο του ενισχυτή είναι πάντα μικρότερη από τη διαμόρφωση πλάτους στην είσοδο.

Η μείωση σε λογαριθμική κλίμακα (dB) της διαμόρφωσης πλάτους της παλμοσειράς ελέγχου στην έξοδο του διακόπτη υπολογίζεται με τη βοήθεια της σχέσης

$$AMR = 10 \cdot \log \left| m_{o/p} / m \right| \tag{2.31},$$

και μας δίνει το AMR (Amplitude Modulation Reduction), το δείκτη μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους. Στη σχέση 2.31 υπολογίζεται η απόλυτη τιμή του λόγου των δύο δεικτών βάθους διαμόρφωσης, καθώς το πρόσημο αυτού του λόγου δεν έχει ουσιαστική σημασία.



Σχήμα 2.16: Μείωση του βάθους διαμόρφωσης πλάτους σε σχέση με την κανονικοποιημένη ισχύ εισόδου (α)για κλίμακα του Uin/Usat με βήμα 0,1 (β) για κλίμακα του Uin/Usat με βήμα 0,02

Στο Σχήμα 2.16(a) παρατίθεται η γραφική αναπαράσταση της σχέσης 2.31 ως προς τη μεταβλητή μέσης κανονικοποιημένης ενέργειας εισόδου Uin/Usat, για αρχικό κέρδος του ενισχυτή Go=30dB. Το Usat έχει ληφθεί ίσο με 1000fJ. Στο Σχήμα 2.16(b) παρατίθεται η ίδια καμπύλη με μικρότερο βήμα για τη μέση ενέργεια εισόδου, που εστιάζει στο ελάχιστο σημείο της καμπύλης.

Από τα παραπάνω σχήματα φαίνεται αμέσως ότι ο δείκτης μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους AMR είναι πάντα αρνητικός, το οποίο σημαίνει ότι η διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο είναι πάντα μικρότερη από τη διαμόρφωση πλάτους στην είσοδο, όπως ήταν αναμενόμενο. Δύο παρατηρήσεις αφορούν τις δύο σημαντικές παραμέτρους κατά την διαδικασία της εξίσωσης ισχύος:

- Το μέγιστο δυναμικό εύρος της εξίσωσης ισχύος του ενισχυτή βρίσκεται ότι είναι 14 dB, για κέρδος ασθενούς σήματος του ενισχυτή ίσο με 30 dB. Μεγαλύτερο βάθος της μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους μπορεί να επιτευχθεί για υψηλότερες τιμές κέρδους ασθενούς σήματος του ενισχυτή. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής είναι σε θέση να αντισταθμίζει διακυμάνσεις στη στάθμη ισχύος του σήματος εισόδου της τάξεως των 14 dB. Το σήμα εισόδου μπορεί να είναι διακριτοί παλμοί με ανισοϋψή πλάτη, των οποίων ωστόσο η ρυθμοδότηση διατηρείται μικρότερη από το ρυθμό που καθορίζει η εξαναγκασμένη χρονική σταθερά επανασύνδεσης τε των φορέων του ημιαγωγού. Όπως προαναφέραμε πρακτικά ισχύει για παλμικά σήματα με ρυθμούς μετάδοσης εως 40 Gb/s. Το σήμα εισόδου ωστόσο μπορεί να είναι σποιουδήποτε μεγέθους, αρκεί πάλι η ρυθμοδότηση των δεδομένων που περιέχουν να είναι μικρότερη από 40 Gb/s.
- Η δεύτερη παρατήρηση αφορά το δυναμικό εύρος λειτουργίας της εξίσωσης ισχύος, σε σχέση με τη μέση ενέργεια του σήματος εισόδου. Το Σχήμα 2.15(α), περιγράφοντας τη μέση ενέργεια του σήματος εισόδου σε γραμμική κλίμακα, οδηγεί παραπλανητικά στο συμπέρασμα ότι η περιοχή στην οποία φαίνεται να επιτυγχάνεται το βέλτιστο αποτέλεσμα είναι εξαιρετικά μικρή. Ωστόσο, στο Σχήμα 2.15(β) όπου αναπαρίσταται η ίδια καμπύλη με μεγαλύτερη ανάλυση στο σημείο κορυφής, διαπιστώνουμε ότι το εύρος της μέσης ενέργειας του σήματος εισόδου για το οποίο επιτυγχάνουμε τη βέλτιστη απόδοση είναι περίπου 6dB. Το γεγονός αυτό παραπέμπει στο εύρος ισχύος όπου η κλίση της καμπύλης του κέρδους παραμένει απολύτως γραμμικά φθίνουσα, στην περιοχή (ΙΙ) του ήπιου κορεσμού του ενισχυτή. Το εύρος της μέσης τιμής ισχύος στο οποίο ο ενισχυτής λειτουργεί στο βέλτιστο σημείο είναι ένας σημαντικός λειτουργικός παράγοντας που μπορεί να απλουστεύσει σημαντικά το σχεδιασμό οπτικών υποσυστημάτων που προορίζονται για χρήση σε σύγχρονα οπτικά δίκτυα, καθώς διευρύνει τα όρια ανοχής στην εισερχόμενη ισχύ των σημάτων.

2.5. Πειραματική επαλήθευση εξίσωσης ισχύος με SOA

Στην ενότητα αυτή περιγράφονται η πειραματική υλοποίηση και ο πειραματικός χαρακτηρισμός της λειτουργίας εξίσωσης της στάθμης ισχύος ανισοϋψών πακέτων δεδομένων με τη βοήθεια ενός ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή που λειτουργεί στην περιοχή ήπιου κορεσμού. Το κύκλωμα αποτελεί μέρος ενός μεγαλύτερου οπτικού συστήματος, που καλείται Δέκτης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής [2.81] και προορίζεται για τη λήψη και αναγέννηση δεδομένων σε δίκτυα εκρηκτικής ροής. Ολόκληρο το αμιγώς αυτό σύστημα καθώς και η τοπολογία των δικτύων για τα οποία προορίζεται περιγράφεται στο 5° Κεφάλαιο της παρούσας διατριβής. Στο σημείο αυτό θα εξετάσουμε μόνο το πρώτο τμήμα του κυκλώματος που απευθύνεται στην πολύ σημαντική λειτουργία της εξίσωσης ισχύος των πακέτων δεδομένων. Ο ρυθμός μετάδοσης τους επιλέχθηκε να είναι 10Gb/s. Για τους στόχους της συγκεκριμένης πειραματικής διαδικασίας απαιτείται η υλοποίηση γεννήτριας οπτικών δεδομένων τύπου πακέτων με ασύγχρονη κίνηση.

Στο Σχήμα 2.17 απεικονίζεται η πειραματική διάταξη, που χωρίζεται στο τμήμα δημιουργίας των ανισοϋψών ασύγχρονων πακέτων και στο τμήμα εξίσωσης πακέτων που απαρτίζεται από τον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή και τα διαγνωστικά.



Σχήμα 2.17 Πειραματική διάταξη του κυκλώματος εξίσωσης πακέτων δεδομένων με ανισουψείς στάθμες ισχύος.

Γεννήτρια Ανισοϋψών Πακέτων

Η γεννήτρια του σήματος εισόδου περιλαμβάνει μια διοδική πηγή laser κατανεμημένης ανάδρασης (LD1- DFB laser), η οποία λειτουργεί με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής (gain switching) (Παράρτημα A). Η πηγή LD1 εκπέμπει στο μήκος κύματος 1549,2 nm και οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια αρμονικών σημάτων στη συχνότητα 9,95328 GHz, οπότε παράγει στην έξοδό της ένα οπτικό σήμα ρολογιού στην αυτή συχνότητα με οπτικούς παλμούς τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (Return-to-Zero - RZ) και σχήματος Gauss (Παράρτημα A). Αυτό το σήμα συμπιέζεται γραμμικά, στη συνέχεια, μέσα σε 540 μέτρα ίνας αρνητικής διασποράς (Dispersion

Compensation Fiber-DCF), η οποία έχει παράμετρο διασποράς D=-93,6 ps/nm/km. Στην έξοδο της ίνας αυτής το χρονικό εύρος των παλμών Gauss είναι ίσο με 9 ps. Το πλάτος του παραγόμενου παλμού Gauss είναι ικανοποιητικό για ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 10GB/s.

Η παραγόμενη παλμοσειρά των 9,95328 GHz με 9 ps εύρος παλμού διαμορφώνεται, στη συνέχεια, εξωτερικά (external modulation) με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD1) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator), ο οποίος οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια 2⁷-1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence Generator – PRBS Generator) με συχνότητα 9,95328 Gb/s.



Σχήμα 2.18Τυπικό ίχνος παλμογράφου των πακέτων δεδομένων στα 10 Gb/s με μήκος 4 ns (40 bit) και απόσταση 9 ns.

Το παραγόμενο ψηφιακό σήμα δεδομένων ενισχύεται σε έναν ενισχυτή ίνας ερβίου και εισέρχεται σ' έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή πλάτους (MOD2) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator), ο οποίος οδηγείται από ηλεκτρικούς παλμούς ορισμένης χρονικής διάρκειας και περιόδου, που παρέχονται από μια ηλεκτρική παλμογεννήτρια (pulse generator). Κατά αυτόν τον τρόπο, στην έξοδο του διαμορφωτή λαμβάνονται σύγχρονα οπτικά πακέτα, των οποίων το χρονικό εύρος και η περίοδος καθορίζονται από το χρονικό εύρος και την περίοδο των ηλεκτρικών παλμών, που παράγει η παλμογεννήτρια, ενώ το περιεχόμενό τους συνίσταται από χρονικά τμήματα της συνεχούς ροής οπτικής ψευδοτυχαίας ακολουθίας δεδομένων στα 9,95328 Gb/s. Ωστόσο, επειδή τα πακέτα πρόκειται να πολυπλεχθούν στη γεννήτρια ασύγχρονη ροής, η επιλογή του μήκους των πακέτων καθώς και η απόσταση μεταξύ τους δεν είναι ελεύθερες μεταβλητές. Τα δύο παραπάνω μεγέθη καθορίστηκαν να είναι 4ns για το μήκος των πακέτων και 9ns η απόσταση μεταξύ τους, ώστε μετά την πολυσγράφου για το σήμα αυτό φαίνεται στο Σχήμα 2.18.

Το σήμα αυτό, με κατάλληλα κενά ανάμεσα στα δύο πακέτα εισάγεται στο στάδιο μετατροπής των σύγχρονων πακέτων σε ασύγχρονα. Το στάδιο αυτό αποτελείται από έναν 3 dB οπτικό συζεύκτη, του οποίου οι δύο έξοδοι συνδέονται με τις δύο εισόδους

ενός δεύτερου 3 dB οπτικού συζεύκτη, σχηματίζοντας κατά αυτόν τον τρόπο δύο βραχίονες, οι οποίοι αντιστοιχούν σε διαφορετικούς οπτικούς δρόμους. Ένα επεξηγηματικό διάγραμμα για τη λειτουργία αυτού του σταδίου δίνεται στο Σχήμα 2.19.



Σχήμα 2.19: Δομικό διάγραμμα και αρχή λειτουργίας του σταδίου μετατροπής σύγχρονων σε ασύγχρονα πακέτα.

Τα δύο σήματα επανενώνονται στο δεύτερο συζεύκτη, η μία έξοδος του οποίου συνδέεται με έναν πολωτικό διαχωριστή δέσμης (Polarization Beam Splitter - PBS). Οι δύο βραχίονες έχουν διαφορετικό μήκος για να αντιστοιχούν σε διαφορετικούς οπτικούς δρόμους και να εισάγουν διαφορετική φάση στα δύο διαδιδόμενα σήματα, και μάλιστα σχεδιάζονται έτσι, ώστε κατά την επανένωση των σημάτων να αποφεύγεται η επικάλυψη των οπτικών πακέτων, που διαδίδονται σε κάθε βραχίονα. Κατά αυτόν τον τρόπο στην έξοδο του δεύτερου οπτικού συζεύκτη τα σύγχρονα οπτικά πακέτα έχουν μετατραπεί σε ασύγχρονα. Για να παρέχεται η δυνατότητα μεταβολής της σχέσης φάσης μεταξύ των ασύγχρονων πακέτων κάθε βραχίονας περιλαμβάνει, επιπλέον, ένα οπτικό στοιχείο χρονικής γραμμής καθυστέρησης (Optical Delay Line – ODL1) με δυνατότητα μεταβολής της χρονικής καθυστέρησης από 0 ως 300 psec για το ODL, η οποία αντιστοιχεί σε μεταβολή κατά περίπου 3 bit για τη συχνότητα των 9,95328 Gb/s.

Σε κάθε βραχίονα υπάρχει, επίσης, ένας μεταβλητός οπτικός εξασθενητής για τον καθορισμό της στάθμης ισχύος των δύο σημάτων πριν ενωθούν στο δεύτερο 3 dB οπτικό συζεύκτη του σταδίου. Ο εξασθενητής ισχύος δίνει τη δυνατότητα τα ζεύγη των πακέτων που πρόκειται να πολυπλεχθούν να έχουν διαφορετική στάθμη ισχύος. Τέλος, οι ελεγκτές πόλωσης σε κάθε βραχίονα σε συνδυασμό με τον πολωτικό διαχωριστή δέσμης PBS στην έξοδο του σταδίου μετατροπής των σύγχρονων σε ασύγχρονα πακέτα χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό και τον έλεγχο της πολωτικής κατάστασης των σημάτων των δύο βραχιόνων, ούτως ώστε τα ασύγχρονα πακέτα στην έξοδο του σταδίου μεισέλθουν στο κύκλωμα αναγέννησης. Η πόλωση των πεδίων των δύο σημάτων στον ίδιο άξονα είναι απαραίτητη για τη λειτουργία του κυκλώματος λόγω της πολωτικής ευαισθησίας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή.Μια τυπική ακολουθία ανισοϋψών πακέτων στα 9,95328 Gb/s, όπως αυτή προκύπτει στην έξοδο του ΡΒS του σταδίου μετατροπής των σύγχρονων σε ασύγχρονων σε ασύγχρονων σε ασύγχρονων σε ασύγχρονων σε ασύγχρονων στο διαφορισμό και του κυκλώματος λόγω της πολωτικής ευαισθησίας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή.Μια τυπική ακολουθία ανισοϋψών



Σχήμα 2.20 Τυπικό ίχνος παλμογράφου των παραγόμενων ανισοϋψών πακέτων δεδομένων

Για τη διάταξη εξίσωσης των πακέτων χρησιμοποιήθηκε ένας SOA κατασκευασμένος από το Πολυτεχνείο της Ζυρίχης (ETHZ), ο οποίος ήταν ένας συμπαγής αυλακωτός InGaAsP/InP κυματοδηγός μήκους 1,5 mm, με 31 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm και 28 dB κέρδος στα 1545 nm, 3 dB αξονική διαφορά κέρδους, και 100 psec χρόνο ανάκτησης κέρδους για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 750 mA. Πλαισιώθηκε από δύο απομονωτές, ώστε να αποφευχθούν πιθανές ανακλάσεις μέσα στον ενισχυτή ενώ ένας ελεγκτής πόλωσης στην έξοδο του PBS χρησιμοποιήθηκε για να ελέγχει την πόλωση του εισερχόμενου σήματος στον ενισχυτή.

Πειραματικά αποτελέσματα

Το Σχήμα 2.21 αναπαριστά τα αποτελέσματα του πειράματος που ελήφθησαν με τη βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου. Στη αριστερή μεριά του σχήματος εμφανίζεται το ίχνος της παλμοσειράς των πακέτων για την περίπτωση του σήματος εισόδου και της εξόδου από το στάδιο εξίσωσης ισχύος. Στη δεξιά μεριά του σχήματος φαίνονται τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού.



Σχήμα 2.21: Ίχνη Παλμογράφου και διαγράμματα ματιού για α) είσοδο και β) έξοδο SOA με 16 dB διαμόρφωση στάθμης ισχύος πακέτων

Για την πειραματική επαλήθευση της λειτουργίας εξίσωσης της στάθμης ισχύος πακέτων δεδομένων, δημιουργήθηκε ένα σήμα όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.21, αποτελούμενο από ασύγχρονα πακέτα δεδομένων, μήκους 40 bit το καθένα σε ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s, ενώ οι αποστάσεις από πακέτο σε πακέτο ήταν 2,4ns και 2,6ns αντίστοιχα. Η διαφορά στη στάθμη ισχύος των πακέτων μπορούσε να μεταβάλλεται και οι επιδόσεις του κυκλώματος μελετήθηκαν για διάφορες τιμές. Στο σχήμα αποτυπώνεται η διαφορά των 16 dB, που ήταν και η μέγιστη δυνατή για την επιτυχή λειτουργία του κυκλώματος. Η εντυπωσιακή αυτή διαφορά στη στάθμη ισχύος των πακέτα, μετρήθηκε και βρέθηκε ίσος με 18 dB. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι τα εξασθενημένα πακέτα βρίσκονταν οριακά ψηλότερα κατά 2 dB από τη στάθμη του θεωρούμενου μηδέν.

Στο Σχήμα 2.21β προβάλλεται η λειτουργία της εξίσωσης ισχύος με τον ενισχυτή ορισμένο να λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού, εφόσον η εισερχόμενη μέση ισχύς του σήματος εισόδου στον ενισχυτή είχε ρυθμιστεί στα 1mW. Αναφορικά με το συγκεκριμένο πείραμα, οφείλουμε να παρατηρήσουμε την πλήρη αναίρεση της διαφοράς στη στάθμη ισχύος των πακέτων, καθώς επίσης και τη μερική εξίσωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών, όπως φαίνεται στο αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Μια δεύτερη παρατήρηση αφορά στο σχήμα των παλμών των ισχυρών πακέτων, όπου γίνεται εμφανές στο διάγραμμα ματιού η αλλοίωση του σχήματος των παλμών που ανήκουν στα ενισχυμένα πακέτα, με ψαλιδισμό της κορυφής τους και διεύρυνση του πλάτους των παλμών. Το πειραματικό αυτό αποτέλεσμα αποκαλύπτει πως η εφαρμογή ενός δυναμικού εύρους διαμόρφωσης του πλάτους των πακέτων μεγαλύτερη από τη θεωρητικά προβλεπόμενη τιμή των 14 dB, όπως στην συγκεκριμένη περίπτωση των 16 dB, αναπόφευκτα επηρεάζει τα ισχυρά πακέτα να οδηγούν τον ενισχυτή σε λειτουργία στην περιοχή διαφάνειας του. Μια τρίτη παρατήρηση αφορά στο γεγονός ότι το διάγραμμα ματιού της εξόδου του ενισχυτή εμφανίζεται πιο κλειστό από το σήμα εισόδου, γεγονός που με τη σειρά του υποδηλώνει αλλοίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος. Ωστόσο το αποτέλεσμα αυτό δεν αποτελεί έκπληξη, καθώς ο ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής αποτελεί ενεργό στοιχείο και επομένως αναμένουμε την αλλοίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος που τον διαπερνά. Η αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού είναι θέμα που πραγματεύεται σε επόμενα κεφάλαια.

Αναφορές

- [2.1] <u>http://smw3cbp.francetelecom.com/smw3/index.htm</u>.
- [2.2] <u>http://www.alcatel.com/submarine/refs/cibles/pacn/flagp.htm</u> <u>http://www.alcatel.com/submarine/refs/cibles/atln/flag.htm</u>.
- [2.3] http://www.siemens.com/index.jsp?sdc_p=c168suo232563pnflm&sdc_sid=10053101340&
- [2.4] K. Fukuchi et al., "10.92 Tbps (273x40 Gbps) triple-band/ultra-dense WDM opticalrepeatered transmission experiment", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2001, Anaheim, CA, USA, PD24.
- [2.5] Y. Frignac et al., "Transmission of 256 wavelength-division and polarization-divisionmultiplexed channels at 42.7 Gb/s (10.2 Tb/s capacity) over 3x100 km of TeraLight[™] fiber", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2002, Anaheim, CA, USA, pp. FC5.1-FC5.3.
- [2.6] K. Fukuchi, "Wideband and ultra-dense WDM transmission technologies toward over 10-Tb/s capacity", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2002, Anaheim, CA, USA, pp. 558-559.
- [2.7] Jin-Xing Cai et al., "Long-haul 40 Gb/s DWDM transmission with aggregate capacities exceeding 1 Tb/s", J. Lightwave Technol., vol. 20, No. 12, pp. 2247-2258, 2002.
- [2.8] T. Ohara et al., "160-Gb/s OTDM Transmission Using Integrated All-Optical MUX/DEMUX with All-Channel Modulation and Demultiplexing", IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 16, No. 2, pp. 650-652, 2004.
- [2.9] L. J. Richardson et al., "Trans-oceanic 160-Gb/s single-channel transmission using shortperiod dispersion management", IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 13, No. 3, pp. 209-211, 2001.
- [2.10] T. Yamamoto et al., "640-Gbit/s optical TDM transmission over 92 km through a dispersion-managed fiber consisting of single-mode fiber and 'reverse dispersion fiber'", IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 12, No. 3, pp. 353-355, 2000.
- [2.11] M. Nakazawa et al., "1.28 Tbit/s-70km OTDM transmission using third- and fourth-order simultaneous dispersion compensation with a phase modulator", Electron. Lett., vol. 36, No. 24, pp. 2027-2029, 2000.
- [2.12] C. Bintjas et al., "System perspective for all-optical switching", IEEE/LEOS Newsletter, vol. 16, No. 5, pp. 19-21, October 2002.
- [2.13] D. J. Blumenthal et al., "Optical signal processing for optical packet switching networks", IEEE Commun. Mag., vol. 41. No. 2, pp. S23-S29, 2003.
- [2.14] J. D. Ralston et al., "The role of electronic modulation and signal processing in next generation fiber transport", presented at the 15th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society 2002 (LEOS 2002), vol. 2, pp. 432-433.
- [2.15] S. Kawanishi, "Ultrahigh-speed optical time-division-multiplexed transmission technology based on optical signal processing", IEEE J. Quantum Electron., vol. 34, No. 11, pp. 2064-2079, 1998.
- [2.16] M. Saruwatari, "All-optical signal processing for terabit/second optical transmission", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, No. 6, pp. 1363-1374, 2000.
- [2.17] M. Yoneyama et al., "Fully electrical 40-Gb/s TDM system prototype based on InP HEMT digital IC technologies", J. Lightwave Technol., vol. 18, No. 1, pp. 34-43, 2000.
- [2.19] P. Green, "Progress in optical networking", IEEE Commun. Mag., vol. 39. No. 1, pp. 54-61, 2001.
- [2.20] A. E. Willner et al., "All-optical address recognition for optically-assisted routing in next-generation optical networks", IEEE Commun. Mag., vol. 41. No. 5, pp. S38-S44, 2003.
- [2.21] "Semiconductor Optical Amplifiers for WDM Applications" http://www.ciphotonics.com/PDFs_8July06/Semicond_Op_Amp_in_WDMenvv3.pdf

- [2.22] A. Borghesani, P. Cannard, C. Ford, L. Johnston, T. Kerr, P. Kingham, I Lealman, R. Moore, A. Poustie, L. Rivers, D.W. Smith, R. Wyatt, "Applications of Semiconductor Optical Amplifiers in WDM-PON", NOC 2006, invited paper, p.266.
- [2.23] A.D. Ellis, A.E. Kelly, D. Nesset, D. Pitcher, D.G. Moodie, R. Kashyap "Error free 100 Gbit/s wavelength conversion using grating assisted cross-gain modulation in 2mm long semiconductor amplifier", , Electron. Lett., 34, p.1958 (1998).
- [2.24] Maxwell, A. Poustie, C. Ford, M. Harlow, P. Townley, M. Nield, I. Lealman, S. Oliver, L. Rivers, R. Waller, "Hybrid integration of monolithic semiconductor optical amplifier arrays using passive assembly", G., 55th ECTC, p.1349, 2005.
- [2.25] K. Bergman, "*Photonic networks for intra-chip, inter-chip, and box-to-box interconnects in high-performance computing*", *ECOC2006*, paper Tu1.2.1.
- [2.26] http://www.ciphotonics.com/cip_semiconductor.htm
- [2.27] Yazaki, T. Inohara, R. Nishimura, K. Usami, M. "Experimental demonstration of Gbit/s wavelength conversion based on cross gain modulation in cascaded semiconductor optical amplifiers", International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, 2004. 16th IPRM. 2004, 31 May-4 June 2004 Page(s):241 - 244
- [2.28] R. P. Webb, R. J. Manning, G. D. Maxwell and A. J. Poustie, "40 Gbit/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach-Zehnder interferometer", Electron. Lett., 39, p.79 (2003).
- [2.29] L. H. Spiekman, A. H. Gnauck, J. M. Wiesenfeld, and L. D. Garrett, "DWDM transmission of thirty two 10 Gbit/s channels through 160 km link using semiconductor optical amplifers," Electron. Lett., vol. 36, no. 12, pp. 1046 1047, June 2000.
- [2.30] G. van den Hoven, "Application of semiconductor optical amplifers," in ECOC '98, Madrid, Sept. 1998, vol. 2, pp. 56.
- [2.31] Byung Sup Rho; Jung Woon Lim "Multichip Integration on a PLC Platform for 16 × 16 Optical Switch Module Using Passive Alignment Technique"Advanced Packaging, IEEE Transactions on [see also Components, Packaging and Manufacturing Technology, Part B: Advanced Packaging, IEEE Transactions on]Volume 30, Issue 3, Aug. 2007 Page(s):457 – 461
- [2.32] "WDM enabled, 40Gb/s Hybrid Integrated All-optical Regenerator", G. Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie, F. Gunning, X. Yang, A. Ellis, R. Webb and R. Manning, ECOC2005, paper Th4.2.2.
- [2.33] K. E. Stubkjaer, "Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, No. 6, pp. 1428-1435, 2000
- [2.34] J. Yu, X. Zheng, and P. Jeppesen, _80 Gbit/s OTDM signal amplification in SOA and improvement of IPDR by shifting optical filter in wavelength," Electron. Lett., vol. 37, no. 7, pp. 445_446, Mar. 2001.
- [2.35] B. Mason, et al. "40 Gb/s photonics integrated receiver with -17dBm sensitivity," in OFC '02, Anaheim, Mar. 2002, Postdeadline Paper FB10.
- [2.36] N. Pleros, C. Bintjas, M. Kalyvas, G. Theophilopoulos, K. Vlachos, and H. Avramopoulos, "50 channel and 50 GHz multiwavelength laser source," in ECOC '01, Amsterdam, Oct. 2001, vol. 3, pp. 410_411.
- [2.37] P. P. Iannone, K. C. Reichman, and N. J. Frigo, "Broadcast digital video delivered over WDM passive optical networks," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 7, pp. 930_932, July 1996.
- [2.38] T. Watanabe, H. Yasaka, N. Sakaida, and M. Koga, "Waveform shaping of chirp-controlled signal by semiconductor optical ampli_er using Mach-Zehnder frequency discriminator," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, no. 10, pp. 1422_1424, Oct. 1998.
- [2.39] T. Watanabe, N. Sakaida, H. Yasaka, F. Kano, and M. Koga, _Transmission performance of chirp-controlled signal by using semiconductor optical amplifier," J. Lightwave Technol., vol. 18, no. 8, pp. 1069_1077, Aug. 2000.

- [2.40] 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
- [2.41] 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 on25-29 March 2007 Page(s):1 3
- [2.42] 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, IEEEVolume 18, Issue 8, April 2006 Page(s):917 – 919
- [2.43] Furukawa, H.; Takakura, H.; Kuroda, K.; "A novel optical device with wide-bandwidth wavelength conversion and an optical sampling experiment at 200 Gbit/s" Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions onVolume 50, Issue 3, June 2001 Page(s):801 – 807
- [2.44] Melo, A.M.; Randel, S.; Schares, L.; Petermann, K.; "Analysis of add/drop multiplexing from 160 Gbit/s to 10 Gbit/s and 40 Gbit/s with a modified SOA-MZI gate", Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004. The 17th Annual Meeting of the IEEE volume 2, 7-11 Nov. 2004 Page(s):917 - 918 Vol.2
- [2.45] 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
- [2.46] Zuqing Zhu; M. Funabashi; Zhong Pan; L. Paraschis; S.J.B. Yoo "1000 cascaded stages of optical 3R regeneration with SOA-MZI-based clock enhancement to achieve 10-gb/s 125 000-km dispersion uncompensated transmission" Photonics Technology Letters, IEEE Volume 18, Issue 20, Oct. 2006 Page(s):2159 – 2161
- [2.47] Kanellos, G.T.; Petrantonakis, D.; Tsiokos, D.; Bakopoulos, P.; Zakynthinos, P.; Pleros, N.; Apostolopoulos, D.; Maxwell, G.; Poustie, A.; Avramopoulos, H."All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches" Lightwave Technology, Journal of Volume 25, Issue 1, Jan. 2007 Page(s):184 – 192
- [2.48] Furukawa, H.; Takakura, H.; Kuroda, K.; "A novel optical device with wide-bandwidth wavelength conversion and an optical sampling experiment at 200 Gbit/s" Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Volume 50, Issue 3, June 2001 Page(s):801 – 807
- [2.49] Zhonggui Li; Yong Liu; Vazquez, J.M.; Tangdiongga, E.; Shaoxian Zhang; Khoe, G.D.; Dorren, H.J.S.; Lenstra, D.; "Towards Terabit/s wavelength conversion with a single semiconductor optical amplifier and an optical bandpass filter" Lasers and Electro-Optics, 2007 and the International Quantum Electronics Conference. CLEOE-IQEC 2007. European Conference on17-22 June 2007 Page(s):1 – 1
- [2.50] J. Inoue, H. Sotobayashi, W. Chujo, and H. Kawaguchi, _80-Gbit/s carriersuppressed RZ signal transmission over 208-km standard _ber using an optical phase conjugator,_ in OECC `02, Yokohama, July 2002, paper 9B1-3, pp. 22_23.
- [2.51] D. J. Blumenthal, A. Carena, L. Rau, V. Curri, and S. Humphries, _Alloptical label swapping with wavelength conversion for WDM-IP networks with subcarrier multiplexed addressing,_ IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, no. 11, pp. 1497_1499, Nov. 1999.
- [2.52] P. Petruzzi, C. J. K. Richardson, M. Van Leeuwen, N. Moulton, M. Dagenais, and J. Goldhar, _Optical pattern recognition by use of a segmented semiconductor optical ampli_er,_ Opt. Lett., vol. 26, no. 16, pp. 1248_1250, Aug. 2001.
- [2.53] K. Vlachos, G. Theophilopoulos, A. Hatziefremidis, and H. Avramopoulos, _30 Gb/s alloptical clock recovery circuit,_ IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 12, no. 6, pp. 705_707, June 2000.

- [2.54] S. Diez, C. Schmidt, et al "Simultaneous sampling of optical pulse intensities and wavelengths by four-wave mixing in a semiconductor optical ampli_er," Appl. Phys. Lett., vol. 73, no. 26, pp. 3821_3823, Dec. 1998.
- [2.55] W. W. Chow and S. W. Koch, *Semiconductor-Laser Fundamentals*, Springer, Berlin (1999)
- [2.56] M. J. Adams et al., "Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers", Opt. Quantum Electron., vol. 27, No. 1, pp. 1-13, 1995.
- [2.57] J. L. Oudar et al., "Subpicosecond spectral hole burning due to non-thermalized photoexcited carriers in GaAs", Phys. Rev. Lett., vol. 55, No. 19, pp. 2074-2077, 1985.
- [2.58] K. L. Hall et al., "Sub-picosecond gain and index nonlinearities in InGaAsP diode lasers", Opt. Commun., vol. 111, No. 5-6, pp. 589-612, 1994.
- [2.59] G. P. Agrawal et al., "Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers", IEEE J. Quantum Electron., vol. 25, No. 11, pp. 2297-2306, 1989.
- [2.60] M. Eiselt et al., "SLALOM: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror", J. Lightwave Technol., vol. 13, No. 10, pp. 2099-2112, 1995.
- [2.61] G. Guekos, "Photonic devices for telecommunications: How to model and measure", Springer-Verlag, Berlin, 1999.
- [2.62] G. Eisenstein et al., "Gain recovery time of traveling-wave semiconductor optical amplifiers", Appl. Phys. Lett., vol. 54, No. 5, pp. 454-456, 1989.
- [2.63] F. Girardin et al., "Gain recovery of bulk semiconductor optical amplifiers", IEEE Photon. Technol. Lett., vol.10, No. 6, pp. 784-786, 1998.
- [2.64] R. J. Manning et al., "Three-Wavelength device for all-optical signal-processing", Opt. Lett., vol. 19, No. 12, pp. 889-891, 1994.
- [2.65] R. J. Manning et al., "Enhanced recovery rates in semiconductor-laser amplifiers using optical-pumping", Electron. Lett., vol. 30, No. 10, pp. 787-788, 1994.
- [2.66] M. Usami et al., "Mechanism for reducing recovery time of optical nonlinearity in semiconductor laser amplifier", Appl. Phys. Lett., vol. 72, No. 21, pp. 2657-2659, 1998.
- [2.67] J. L. Pleumeekers et al, "Acceleration of gain recovery in semiconductor optical amplifiers by optical injection near transparency wavelength", IEEE Photon. Technol., vol. 14, pp. 12–14, Jan. 2002.
- [2.68] F. Girardin, J. Eckner, G. Guekos, R. Dall'Ara, A. Mecozzi, A. D' Ottavi, F. Mertelli, S. Scotti and P. Spano, "Low noise and very high efficiency four-wave mixing in 1,5 mm long semiconductor optical amplifiers", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, No. 6, pp. 746-748, 1997.
- [2.69] S. Diez, "All-optical signal processing by gain-transparent semiconductor switches", PhD Dissertation, Technischen Universität Berlin, 2000.
- [2.70] K. L. Hall, G. Lenz, A. M. Darwish and E. P. Ippen, "Sub-picosecond gain and index nonlinearities in InGaAsP diode lasers", Opt. Commun., vol. 111, No. 5-6, pp. 589-612, 1994.
- [2.71] K. Morito, S. Tanaka, S. Tomabechi, A. Kuramata, "A broad-band MQW semiconductor optical amplifier with high saturation output power and low noise figure", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 17, No. 5, pp. 974 -976, 2005.
- [2.72] R. Gutiérrez-Castrejón, Laurent Schares, Lorenzo Occhi and George Guekos, "Modeling and Measurement of Longitudinal Gain Dynamics in Saturated Semiconductor Optical Amplifiers of Different Length", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 36, No. 12, pp. 1476-1484, Dec. 2000
- [2.73] J. M. Tang and K. A. Shore, "Analysis of the Characteristics of TOAD's Subject to Frequency-Detuned Control and Signal Picosecond Pulses", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 35, No. 11, pp. 1704-1712, Nov. 1999
- [2.74] Houbavlis, T., Zoiros, K.E., Kanellos, G., "Design rules for implementation of 10-Gb/s alloptical Boolean XOR gate using semiconductor optical-amplifier-based Mach-Zehnder interferometer", 2004 Optical Engineering 43 (6), pp. 1334-1340

- [2.75] Houbavlis, T., Zoiros, K.E., Kanellos, G.T, Tsekrekos, C, ".Performance analysis of ultrafast all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer",Optics Communications, Volume 232, Issues 1-6, 1 March 2004, Pages 179-199
- [2.76] Η. Αβραμόπουλος, Φωτονική Τεχνολογία για Τηλεπικοινωνίες, Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [2.77] Α. Μπακόπουλος και Ι. Χρυσοβέργης, Εισαγωγή στην Αριθμητική Ανάλυση, Εκδόσεις Συμεών
- [2.78] G. D. Smith, Numerical Solutions of Partial Differential Equations, Oxford University Press, NY, 1960
- [2.79] T. Akiyama et al., "Nonlinear gain dynamics in quantum-dot optical amplifiers and its application to optical communication devices," IEEE J. Quantum Electron., vol. 37, No. 8, pp. 1059–1065, 2001.
- [2.80] O. Qasaimeh, "Optical gain and saturation characteristics of quantum-dot semiconductor optical amplifiers," IEEE J. Quantum Electron. vol. 39, No. 6, pp. 793-798, 2003.
- [2.81] E. Kehayas, G. T. Kanellos, L. Stampoulidis, P. Bakopoulos, N. Pleros, G. Guekos and H.Avramopoulos, "All-Optical Burst-Mode Receiver at 10 Gb/s", presented at ECOC 2004, Tech. Dig. Tu. 1.5.4, Stockholm, Sweden, 2004
- [2.82] M. L. Nielsen, J. Mørk, J. Sakaguchi, R. Suzuki, and Y. Ueno, "Reduction of nonlinear patterning effects in SOAbased all-optical switches using optical filtering" Proceedings in OFC 2005, paper OThE7, Anaheim, (2005)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Ολοκληρωμένες Συμβολομετρικές Διατάξεις Στα Σύγχρονα Οπτικά Δίκτυα

3.1 Εισαγωγή

Η εποχή μας είναι μάρτυρας της ψηφιακής επανάστασης, όπου κάθε είδους δεδομένα της ανθρώπινης δραστηριότητας κωδικοποιούνται και επεξεργάζονται σε ψηφιακή μορφή, μεταλλάσσοντας την οργάνωση του κόσμου μας σε κοινωνία της πληροφορίας. Ωστόσο, η ανάπτυξη της ψηφιακής τεχνολογίας έγινε δυνατή με τη δημιουργία της βασικής ψηφιακής λογικής μονάδας, του τρανζίστορ [3.1], η οποία συνδυασμένη σε μεγάλες ποσότητες έδωσε τη δυνατότητα για πολύπλοκη και πολυμορφική ψηφιακή επεξεργασία κάθε είδους δεδομένων. Οι λογικές αυτές μονάδες, τα τρανζίστορ, λειτουργούν σαν στοιχεία απόφασης (decision elements) ανάμεσα σε δυο ψηφιακά σήματα όπου με κατάλληλες ρυθμίσεις, διακρίνουν ανάλογα με τα εισερχόμενα δυφία (bits) των σημάτων αν τα δυφία εξόδου είναι της μορφής '1' (άσσου) ή '0' (μηδέν), επιτελώντας με αυτό τον τρόπο τις στοιχειώδεις ψηφιακές πράξεις. Τα πρώτα ολοκληρωμένα τρανζίστορ έκαναν την εμφάνιση τους το 1950 [3.2], και έκτοτε οι ανάγκες για πρόοδο της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος οδήγησαν στην εκθετική

αύξηση του αριθμού των τρανζίστορ στις ολοκληρωμένες ψηφίδες. Σήμερα, ο αριθμός των τρανζίστορ σε μια και μόνο ολοκληρωμένη ψηφίδα είναι της τάξεως 10⁹ [3.3].

Σε μια προσπάθεια της επιστημονικής κοινότητας να αναπτύξει περαιτέρω την ψηφιακή επεξεργασία σημάτων, στράφηκε στην εκμετάλλευση του οπτικού φάσματος με σκοπό την αύξηση της ταχύτητας ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος. Το κλειδί για την επίτευξη αυτού του στόχου ήταν η ανάπτυξη μη γραμμικών οπτικών υλικών, ώστε να επιτραπεί η αλληλεπίδραση μεταξύ διαφορετικών οπτικών δεσμών. Ανάμεσα στα ποικίλα υλικά που ανακαλύφθηκαν, επικράτησε η χρήση του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή (Semiconductor Optical Amplifiers - SOA). Η χρήση τους μάλιστα σε οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις (optical interferometers) το 1980 [3.4] κατέστησε δυνατή την υλοποίηση των πρώτων οπτικών ψηφιακών πυλών, οι οποίες απέδειξαν ότι μπορούν να προσφέρουν πλεονεκτήματα στην ταχύτητα λειτουργίας, στη δυνατότητα υλοποίησης Boolean λογικής, καθώς και σε ένα ευρύτερο φάσμα εφαρμογών. Σήμερα οι οπτικές συμβολομετρικές πύλες έχουν υιοθετηθεί ως οι κύριες διατάξεις οπτικών διακοπτών και ως τα βασικά δομικά στοιχεία μεταγωγής της φωτονικής τεχνολογίας [3.5]. Η λειτουργία αυτών των οπτικών πυλών βασίζεται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross-Phase Modulation - XPM) μέσα στους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές, το οποίο εκμεταλλεύεται την ισχυρή μη γραμμικότητα των ημιαγωγών και την ταχύτατη χρονική απόκριση αυτής. Αυτά τα δύο χαρακτηριστικά προσδίδουν στις οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις τη δυνατότητα για λειτουργία τους με χαμηλές ενέργειες μεταγωγής (της τάξης μερικών fJ), και σε υψηλές ταχύτητες μετάδοσης, παρέχοντας σαφές πλεονέκτημα έναντι των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

Ενδεικτικό των παραπάνω είναι η εφαρμογή των οπτικών συμβολομετρικών πυλών, τα τελευταία χρόνια, σε μια σειρά λειτουργικών διαδικασιών με εντυπωσιακά αποτελέσματα, τουλάχιστον από πλευράς ταχύτητας λειτουργίας. Η χρήση συμβολομετρικών διακοπτών με ημιαγώγιμους ενισχυτές έχει ήδη στο ενεργητικό της την επιτυχή επίδειξη διατάξεων αποπολυπλεξίας (demultiplexing) οπτικού σήματος [3.9]-[3.12]σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι και 320 Gb/s, οπτικής 3R αναγέννησης (regeneration) και μετατροπής μήκους κύματος (wavelength conversion) [3.13]-[3.19] μέχρι και στα 160 Gb/s. Εντυπωσιακοί είναι, επίσης, οι ρυθμοί μετάδοσης, που έχουν επιτευχθεί με χρήση οπτικών πυλών σε διατάξεις αποθήκευσης της οπτικής πληροφορίας [3.33]-[3.35] και σε οπτικά κυκλώματα Boolean λογικής [3.25]-[3.28]. Επιπλέον, οι οπτικές πύλες παρέχουν τα περιθώρια για υλοποίηση συστημάτων με πολλές φορές μεγαλύτερη λειτουργικότητα και καλύτερη απόδοση από τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά και η αξιοποίηση της λειτουργικότητας των οπτικών πυλών μπορεί να επιφέρει σημαντικά οφέλη στην πρόοδο της φωτονικής επεξεργασίας σήματος. Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνεται από πρόσφατα ερευνητικά αποτελέσματα, όπως είναι, για παράδειγμα, ο αμιγώς οπτικός διακόπτης μεταγωγής/διέλευσης (Exchange/Bypass switch) στα 40 Gb/s [3.31], ο οποίος έχει υλοποιηθεί στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών και βασίζεται στη χρήση μίας και μοναδικής οπτικής πύλης, ενώ το ηλεκτρονικό κύκλωμα, που επιτελεί την αντίστοιχη λειτουργία, απαιτεί τη χρήση 6 ηλεκτρονικών πυλών.

Εκτός από τη χρήση μεμονωμένων πυλών με στόχο την υλοποίηση βασικών μεν αλλά σχετικά απλών λειτουργιών, τα τελευταία χρόνια έχει επιδειχθεί μια σειρά από κυκλώματα που χρησιμοποιούν περισσότερες από μια οπτικές πύλες, αυξάνοντας σημαντικά τις λειτουργικές δυνατότητες των κυκλωμάτων. Τέτοια παραδείγματα μπορούν να αναζητηθούν στα κυκλώματα εξαγωγής επικεφαλίδας [3.44] των πακέτων δεδομένων ενός δικτύου, στην υλοποίηση ενός οπτικού ημιαθροιστή (Half-Adder) [3.32]. Άλλο χαρακτηριστικό παράδειγμα των λειτουργικών δυνατοτήτων κυκλωμάτων με περισσότερες από μια οπτικές πύλες αποτελούν τα οπτικά flip-flops, τα οποία παρουσιάστηκαν πρώτη φορά πριν από μόλις τέσσερα χρόνια [3.33]-[3.35]. Αυτή η πληθώρα εφαρμογών των οπτικών διακοπτών στην επεξεργασία σήματος σε εντυπωσιακά υψηλές ταχύτητες λειτουργίας οδηγεί, εύλογα, στο συμπέρασμα, ότι οι συμβολομετρικοί διακόπτες αποτελούν το κατεξοχήν ανάλογο του ηλεκτρονικού τρανζίστορ στο χώρο των οπτικών συστημάτων.

Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό που κάνει τις οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις ιδιαίτερα θελκτικές στην ανάπτυξη αμιγώς οπτικών συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας, είναι η δυνατότητα ολοκλήρωσης αυτών των διακοπτών σε συμπαγείς συσκευασίες [3.36]. Τα πλεονεκτήματα της ολοκλήρωσης συνοψίζονται στη μείωση των φυσικών διαστάσεων, στην αύξηση της πολυπλοκότητας των κυκλωμάτων και στη σημαντική μείωση του κόστους παραγωγής τους. Πράγματι, παρέχοντας τη δυνατότητα για διαδοχική σύνδεση πολλαπλών διακοπτών, με απουσία εξεζητημένων εξωτερικών συνδέσεων, και την υλοποίηση σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων επεξεργασίας, μπορούν να υλοποιηθούν πολύπλοκες διατάξεις με εφαρμογές σε μια πληθώρα δικτυακών λειτουργιών. Η αυξημένη χρήση τέτοιων δομικών στοιχείων σε μια σειρά από εφαρμογές αυξάνει τη ζήτηση τους, οπότε η ολοκλήρωση τους σε μεγάλους αριθμούς έχει ως άμεση συνέπεια τη δραματική μείωση του κόστους τους.

Δυο κύριες μέθοδοι ολοκλήρωσης των συμβολομετρικών στοιχείων έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια, καθεμιά με διαφορετικό σκεπτικό και χαρακτηριστικά, που ωστόσο μέχρι στιγμής αλληλοσυμπληρώνονται. Η πρώτη αφορά στη μονολιθική ολοκλήρωση των στοιχείων [3.37]. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, χρησιμοποιείται ένα και μόνο είδος υλικού, το InP, για να κατασκευαστούν όλα τα στοιχεία του συμβολομέτρου σ' ένα κοινό υπόστρωμα. Η ομοιομορφία του υλικού στην τεχνική αυτή εγγυάται καλύτερη ποιότητα διασυνδέσεων ανάμεσα στα επιμέρους στοιχεία του συμβολομέτρου και προοπτική για σχεδιασμό μεγάλης κλίμακας διατάξεων. Μέχρι σήμερα, έχει επιδειχθεί η επιτυχής μονολιθική ολοκλήρωση του συμβολομετρικού διακόπτη Mach-Zehnder μαζί με κάποια βοηθητικά στοιχεία [3.38]-[3.42], ενώ η μεγαλύτερη παρόμοια ολοκλήρωση αφορά, την ενσωμάτωση ενός laser DFB, σε μια μόνο ψηφίδα, ικανό να επιτελεί τη λειτουργία του μετατροπέα μήκους κύματος [3.43]. Πρέπει να σημειωθεί ότι η μονολιθική ολοκλήρωση οπτικών στοιχείων έχει μεγάλο κόστος παραγωγής του πρωτότυπου, η οποία όμως μπορεί να αντισταθμιστεί μόνο με τη δυνητική ολοκλήρωση του σε μεγάλους αριθμούς. Το τελευταίο καθίσταται εφικτό από τη χρησιμοποίηση κοινού υποστρώματος.

Η δεύτερη μέθοδος αφορά την υβριδική ολοκλήρωση των συμβολομετρικών διατάξεων. Πρόκειται για την προσέγγιση που αποσκοπεί στην παθητική συναρμολόγηση των διάφορων στοιχείων που απαρτίζουν το συμβολόμετρο, καθένα κατασκευασμένο με τα βέλτιστα για τη λειτουργία του υλικά, σε μια κοινή πλατφόρμα. Η τεχνική ονομάζεται Planar Lightwave Circuits (PLC) [3.45] και έχει τη δυνατότητα να υποστηρίζει ενεργά υλικά πάνω σε μια πλατφόρμα SiO2, όπου χαράζονται τα παθητικά στοιχεία και οι κυματοδηγοί. Μέχρι στιγμής με τη μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης κατασκευαστεί πληθώρα οπτικών στοιχείων [3.46]-[3.49], έχει μια συμπεριλαμβανομένων και διατάξεων που απαρτίζονται από οπτικούς συμβολομετρικούς διακόπτες [3.50]-[3.53].



Σχήμα 3.1: Φωτογραφία ενός α) μονολιθικά και β) υβριδικά ολοκληρωμένου συμβολομέτρου τύπου Mach-Zehnder

Πλεονέκτημα της μεθόδου αποτελεί η ευκολία στην κατασκευή ενός μεμονωμένου στοιχείου, καθώς κάθε τμήμα του κατασκευάζεται ξεχωριστά και συναρμολογείται στη συνέχεια. Ωστόσο, η μέθοδος έχει μικρό βαθμό απόδοσης, καθώς κάθε στοιχείο πρέπει να συναρμολογηθεί ξεχωριστά από τα υπόλοιπα, χάνοντας συγκριτικά με την μονολιθική μέθοδο το πλεονέκτημα της ομοιόμορφης ολοκλήρωσης. Επιπλέον, δεν είναι εύκολη η κατασκευή μεγάλων διατάξεων, δεδομένης της αύξησης της πολυπλοκότητας συναρμολόγησης. Επομένως, η τεχνική αυτή είναι κυρίως κατάλληλη στην ολοκλήρωση πρωτότυπων διατάξεων, ή σε συνδυασμό με τη μονολιθική ολοκλήρωση που θα προμηθεύει τα ήδη ολοκληρωμένα ενεργά στοιχεία, στην κατασκευή μεγαλύτερων κυκλωμάτων.

Η αμιγώς οπτική επεξεργασία δεδομένων παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για χρήση σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, εφόσον είναι δυνατό να εκμεταλλευτούν στο έπακρο τα πλεονεκτήματα της αμιγώς οπτικής επεξεργασίας, όπως αυτό της ταχύτητας επεξεργασίας, της κατανάλωσης ισχύος και του μειωμένου κόστους. Τα σημερινά δίκτυα επεξεργάζονται τα οπτικά ψηφιακά σήματα εξ ολοκλήρου στο ηλεκτρονικό επίπεδο. Παράλληλα, για την κάλυψη των απαιτήσεων σε εύρος ζώνης οι πάροχοι των τηλεπικοινωνιακών δικτύων αρχίζουν να αναπτύσσουν εμπορικά διαθέσιμα συστήματα με ρυθμοδότηση των δεδομένων στα δίκτυα κορμού που αρχίζει να μεταπηδά στα 40 Gb/s ανά κανάλι (μήκος κύματος) [3.54]-[3.55]. Στους ρυθμούς αυτούς, τα φθηνά ηλεκτρονικά ολοκληρωμένα της τεχνολογίας CMOS φτάνουν στο όριο λειτουργίας τους, κάνοντας αναγκαία τη χρήση εξειδικευμένων μικροκυματικών κυκλωμάτων [3.56]. Τα μικροκυματικά σήματα όμως απαιτούν μεγάλες ισχείς για τη μετάδοση τους ενώ παράλληλα αυξάνουν το συνολικό κόστος των διατάξεων. Για παράδειγμα, σύγχρονα ηλεκτρονικά κυκλώματα για την υποδοχή, επεξεργασία και αναμετάδοση οπτικών σημάτων στα 40 Gb/s (όπως είναι το ικρίωμα ενός IP δρομολογητή) χρειάζεται 10 KW ισχύος, με αντίστοιχη ισχύ για την ψύξη του συστήματος [3.56].

Αντίθετα, με την χρήση ολοκληρωμένων οπτικών διατάξεων γίνεται δυνατή η απευθείας επεξεργασία του σήματος στα 40 Gb/s με κατανάλωση ισχύος της τάξεως των Watt, τουλάχιστον μια τάξη μεγέθους λιγότερη από την ισχύ που χρειάζονται οι ηλεκτρονικές διατάξεις για την αντίστοιχη επεξεργασία. Οι λειτουργίες στις οποίες τα οπτικά συστήματα εμφανίζουν άμεσα τα πλεονεκτήματα τους σε σχέση με τα ηλεκτρονικά είναι κυρίως οι μορφές επεξεργασίας του σήματος που μπορούν να επιτελούνται απευθείας στη γραμμή μετάδοσης των δεδομένων, όπως η μετατροπή του μήκους κύματος και η αναγέννηση των ψηφιακών δεδομένων. Με βάση αυτή τη συλλογιστική, στις σημερινές συνθήκες η αμιγώς οπτική επεξεργασία του σήματος δεν προτείνεται αναγκαστικά σαν εναλλακτική για όλες τις ηλεκτρονικές εφαρμογές, αλλά σε επιμέρους τμήματα της επεξεργασίας όπου μπορούν να αυξήσουν σημαντικά την αποτελεσματικότητα, την χωρητικότητα και την κλιμάκωση της τοπολογίας του δικτύου.

Πράγματι, κατά τη μετάδοση οπτικών δεδομένων σε ρυθμούς των 40 Gb/s, οι αλλοιώσεις του σήματος λόγω συσσώρευσης θορύβου, διασποράς (χρωματικής και πολωτικής) και μη γραμμικοτήτων των οπτικών ινών είναι δύσκολο να αναιρεθούν με κλασσικά ηλεκτρονικά μέσα. Η μετάδοση τέτοιων σημάτων απαιτεί επομένως είτε τα δεδομένα να μεταδίδονται με υψηλό σηματοθορυβικό λόγο και οι δέκτες να έχουν μεγάλη ευαισθησία, είτε να υπάρχει δυνατότητα οπτικής αναγέννησης των σημάτων που θα αμβλύνουν τις φθορές τους. Η αναγέννηση του σήματος είναι μια διαδικασία που επιτρέπει την αναίρεση του θορύβου και την επανόρθωση του σήματος ώστε να καταστεί κατάλληλο για περαιτέρω μετάδοση. Ως 1R περιγράφεται η διαδικασία ενίσχυσης του σήματος, που καλύπτεται επαρκώς από τους ενισχυτές ίνας ερβίου (EDFA). Εντούτοις, για την ορθή μετάδοση δεδομένων σε δίκτυα με κλιμακούμενο μέγεθος, είναι απαραίτητη η 2R/3R αναγέννηση του σήματος, ώστε οι συσωρευτικές αλλοιώσεις των σημάτων να μην οδηγήσουν την ποιότητα των δεδομένων εκτός των ανεκτών ορίων στο τέλος του συστήματος.

Η σημερινή βιομηχανική λύση για αναγεννητικές διατάξεις σε συστήματα μετάδοσης των 10 Gb/s γίνεται με χρήση οπτικο-ηλεκτονικο-οπτική μετατροπή (ΟΕΟ) του σήματος, όπου τα σήματα αναγνωρίζονται και αναμορφώνονται ηλεκτρονικά για να αποσταλούν πάλι οπτικά σε νέο μήκος κύματος. Αν και η λύση αυτή είναι βιώσιμη για αυτούς τους ρυθμούς μετάδοσης, το κόστος είναι ήδη υψηλό (~\$5K-\$10K για κάθε

κανάλι) και η κατανάλωση ισχύος είναι σημαντική (~60 W για κάθε κανάλι) [3.56]. Ωστόσο, σε ρυθμούς μετάδοσης των 40 Gb/s οι λύσεις αυτές δεν είναι βιώσιμες, αφού η πολυπλοκότητα τους αυξάνει εκθετικά.

Η αναγκαιότητα να βρεθεί λύση για την απαιτητική λειτουργία της 2R/3R αναγέννησης στα 40 Gb/s οδήγησε προσφάτως στην επίδειξη ευέλικτων τεχνικών λύσεων αμιγώς στο οπτικό επίπεδο, από τις οποίες ξεχωρίζει και η προσπάθεια του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών [3.57]-[3.60], που είχε άλλωστε πρωτοστατήσει στην επίδειξη παρόμοιων λύσεων για ρυθμούς μετάδοσης στα 10 Gb/s [3.61]. Οι αμιγώς οπτικές λύσεις που προτάθηκαν αναιρούν τις μεγάλες επιβαρύνσεις των οπτικο-ηλεκτονικο-οπτικών μετατροπών του σήματος και την ανάγκη για πολύπλοκα μικροκυματικά κυκλώματα. Επιπλέον το μεγάλο εύρος φάσματος της λειτουργίας τους τα καθιστά ανεξάρτητα του ρυθμού μετάδοσης, επιτρέποντας με το ίδιο στοιχείο την λειτουργία σε ρυθμούς μετάδοσης από 2,5 Gb/s εως 40 Gb/s.

Η κύρια τεχνική για αμιγώς οπτική 2R αναγέννηση βασίζεται στην αποκλειστική χρήση συμβολομετρικών διατάξεων που χρησιμοποιούν τον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή (SOA) σαν το ενεργό μη γραμμικό μέσο. Οι SOAs είναι ιδανική λύση για τη μη γραμμική λειτουργία της αναγέννησης καθώς, όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, επιδεικνύουν μεγάλο οπτικό κέρδος (>30 dB στα 1550 nm), μικρό μέγεθος (<2mm), απαιτούν πολύ μικρή ενέργεια μεταγωγής (<100fJ), είναι σχετικά ανεξάρτητοι στην πόλωση (<0.5dB) και ενσωματώνονται στις με μικρές οπτικές απώλειες στις ολοκληρωμένες συμβολομετρικές διατάξεις [3.62]. Στην πραγματικότητα η λειτουργία της πύλης σαν 2R αναγεννητής βασίζεται στη ρύθμιση των παραμέτρων της ώστε να συμπεριφέρεται σαν ψαλιδιστής [3.63]. Το κύκλωμα του ψαλιδισμού βασίζεται στη λειτουργία του οπτικού ενεργού στοιχείου μεταγωγής, το οποίο είναι η οπτική πύλη, στην περιοχή έντονου κορεσμού, αξιοποιώντας το γεγονός, ότι όλα τα ενεργά κυκλώματα αδυνατούν να παρέχουν ισχύ μεγαλύτερη από ένα συγκεκριμένο, ανώτατο όριο. Με αυτόν τον τρόπο, τα κυκλώματα ψαλιδισμού περιορίζουν την έξοδο σε ένα μια ανώτατη στάθμη ισχύος ανεξάρτητα από τη στάθμη ισχύος του σήματος εισόδου, αρκεί η ισχύς του σήματος εισόδου να υπερβαίνει ένα συγκεκριμένο κατώφλι. Ο κορεσμός των οπτικών πυλών με ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή επιτυγχάνεται εύκολα με την εφαρμογή ενός ισχυρού σήματος συνεχούς κύματος CW (continuous wave) στην είσοδο του διακόπτη.

Οι ενότητες που ακολουθούν αναλύουν διεξοδικά τις ολοκληρωμένες συμβολομετρικές διατάξεις, εφόσον όπως είδαμε αποτελούν νευραλγικής σημασίας διατάξεις στην περαιτέρω ανάπτυξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και την εδραίωση της φωτονικήw τεχνολογίας ως μια βιώσιμη λύση στις απαιτητικές εφαρμογές των σύγχρονων δικτύων. Συγκεκριμένα, στην ενότητα 3.2 παρατίθεται η αναλυτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας των συμβολομέτρων Mach-Zehnder με SOAs σαν μη γραμμικά μέσα, ενώ στη συνέχεια περιγράφεται η διαδικασία της υβριδικής

ολοκλήρωσης τους, αφού στα πλαίσια της έρευνας χρησιμοποιήθηκαν υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα της εταιρίας CIP. Στην ενότητα 3.3 αναπτύσσεται το πρόγραμμα εξομοίωσης για τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder κάνοντας χρήση του μοντέλου των ημιαγώγιμων ενισχυτών του προηγούμενου Κεφαλαίου, που θα μας βοηθήσει να διεισδύσουμε στα φαινόμενα που διέπουν τη λειτουργία τουν και να εξάγουμε χρήσιμες πληροφορίες που βελτιστοποιούν τη συμπεριφορά του. Για να το επιτύχουμε, επιλέγουμε να προσομοιώσουμε την απαιτητική λειτουργία της ψηφιακής πράξης XOR, η οποία εκμεταλλεύεται στο έπακρο όλες τις εισόδους και τα σήματα ελέγχου του συμβολομέτρου. Στην ενότητα 3.4 δίνεται η αρχή λειτουργίας της πύλης σαν 2R αναγεννητής, με ρύθμιση του συμβολομέτρου να λειτουργεί ως ψαλιδιστής και εξομοιώνεται η λειτουργία του με χρήση του μοντέλου. Τέλος, στην ενότητα 3.5 παρατίθενται πειραματικά αποτελέσματα που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία της πύλης ως 2R αναγεννητής στα 40 Gb/s.

3.2 Οπτικές Συμβολομετρικές Διατάξεις

Η αρχή λειτουργίας ενός οπτικού συμβολομέτρου στη γενική του μορφή εικονίζεται στο Σχήμα 3.2 και προβλέπει αρχικά τον διαχωρισμό ενός εισερχόμενου σήματος σε δυο όμοιες συνιστώσες του. Ο διαχωρισμός μπορεί να είναι είτε χωρικός (συμβολόμετρο Mach-Zehnder), είτε πολωτικός (συμβολόμετρο ταχυτήτων UNI (Ultrafast Non-linear Interferometer[3.64], [3.65]), είτε με συνδεσμολογία κλειστού βρόχου (Nonlinear Optical Loop Mirror-NOLM [3.66], Semiconductor Laser Amplifier Loop Mirror-SLALOM[3.68], A terahertz optical asymmetric demultiplexer TOAD [3.67]). Μετά το διαχωρισμό και σ' ένα δεύτερο στάδιο, στόχος των συμβολομετρικών διατάξεων είναι η εξαρτημένη μεταβολή της φάσης της μιας από τις δυο συνιστώσες, που προκαλείται από ένα δεύτερο σήμα που καλείται σήμα ελέγχου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2. Στο τελικό στάδιο, οι δυο συνιστώσες αναγκάζονται να συμβάλλουν. Εάν η φάση και των δυο συνιστωσών έχει παραμείνει αμετάβλητη, τότε αυτές συμβάλλουν προσθετικά και το σήμα εισόδου ανακτάται στην ορθή έξοδο, που καλείται θύρα μημεταγωγής.



Σχήμα 3.2: Γενική αρχή λειτουργίας ενός οπτικού συμβολομέτρου.

Αν, ωστόσο, το σήμα ελέγχου έχει μεταβάλλει κατάλληλα τη φάση της μιας συνιστώσας, τότε αυτές συμβάλλουν πλήρως αναιρετικά και το σήμα εισόδου απουσιάζει πλήρως από τη θύρα μη-μεταγωγής και οδηγείται στη συμπληρωματική θύρα, που καλείται θύρα μεταγωγής.

Για την επίτευξη μεταγωγής πρέπει τουλάχιστον στον ένα από τους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου να υπάρχει ένα μη γραμμικό μέσο, του οποίου ο δείκτης διάθλασης να μεταβάλλεται μη γραμμικά με την προσπίπτουσα οπτική ισχύ μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross-Phase Modulation - XPM). Στην περίπτωση αυτή η φάση της μιας συνιστώσας του σήματος εισόδου μεταβάλλεται ανάλογα με την ισχύ του σήματος ελέγχου. Ο δεύτερος βραχίονας στην απλουστευμένη αυτή θεώρηση του Σχήματος 3.2 αρκεί να έχει τέλεια γραμμική συμπεριφορά. Τα τελευταία χρόνια, η έρευνα στον τομέα της οπτικής μεταγωγής έχει εστιαστεί στην χρήση οπτικών ενισχυτών ημιαγωγού (SOA) σαν ενεργά στοιχεία λόγω της ισχυρής μη γραμμικότητάς τους και του μικρού και συμπαγούς μεγέθους αυτών [3.69].

Η διέγερση της μη γραμμικότητας του μέσου επιτυγχάνεται με την εισαγωγή ενός ισχυρού οπτικού σήματος ελέγχου, και η προκαλούμενη μεταβολή του δείκτη διάθλασης του μη γραμμικού μέσου γίνεται αντιληπτή από το ασθενούς ισχύος σήμα εισόδου ως μια αλλαγή στη φάση του. Αποτέλεσμα αυτού είναι να φτάνουν οι δύο συνιστώσες του σήματος ρολογιού στην έξοδο με διαφορετική μεταξύ τους φάση, οπότε η συμβολή τους μετατρέπει τη διαφορά φάσης σε μεταβολή πλάτους, αλλάζοντας το συσχετισμό οπτικής ισχύος στις δύο θύρες εξόδου του διακόπτη. Στην περίπτωση, που η μεταβολή στη φάση είναι ίση με π, το σύνολο της οπτικής ισχύος εξέρχεται από τη δεύτερη θύρα του διακόπτη, πλέον και η πύλη είναι σε κατάσταση μεταγωγής. Η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης του μη γραμμικού υλικού από την ένταση της προσπίπτουσας οπτικής ακτινοβολίας δίδεται από την έκφραση [3.70]:

$$n = n_0 + n_2 I_c (3.1),$$

όπου n_0 είναι ο γραμμικός δείκτης διάθλασης του χρησιμοποιούμενου υλικού, n_2 είναι ο μη γραμμικός δείκτης διάθλασης αυτού, και I_c η ένταση του προσπίπτοντος φωτός. Αν οι οπτικοί συζεύκτες εισόδου και εξόδου έχουν λόγο σύζευξης 50:50, η ένταση του σήματος εξόδου I_{out} στη δεύτερη θύρα εξόδου του διακόπτη σχετίζεται με την ένταση εισόδου I_{in} μέσω της σχέσης [3.71]-[3.73]:

$$I_{out} = I_{in} \left(\cos \left[\frac{\left(\phi_1 + \Delta \phi_{nl} \right)}{2} \right] \right)^2$$
(3.2),

όπου ϕ_1 είναι η αρχική διαφορά φάσης μεταξύ των δύο βραχιόνων του συμβολόμετρου και $\Delta \phi_{nl} = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) n_2 L I_c$ είναι η διαφορά φάσης, που προκαλείται από το σήμα ελέγχου με ένταση I_c . Στην έκφραση αυτή, L είναι το μήκος αλληλεπίδρασης των
παλμών σήματος και ελέγχου μέσα στο μη γραμμικό μέσο και λ είναι το μήκος κύματος του φωτός.

Η έκφραση 3.2 σε συνδυασμό με την τελευταία σχέση, που συνδέει τη διαφορά φάσης Δφⁿ¹ με την ένταση I_c του σήματος ελέγχου, αποτελεί και τη συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του διακόπτη, η οποία προκύπτει να έχει μια καθαρά συνημιτονοειδή μορφή. Αυτή απεικονίζεται σχηματικά για δυο περιόδους στο Σχήμα. 3.3, όπου έχουμε θεωρήσει ότι το $φ_1$ είναι ίσο με μηδέν, ενώ στο τμήμα της πρώτης περιόδου της συνάρτησης μεταφοράς αναπαριστώνται τα επιθυμητά όρια για βέλτιστη λειτουργία του διακόπτη. Συγκεκριμένα, με τη διακεκομμένη γραμμή οι σκιασμένες περιοχές δείχνουν τις περιοχές όπου επιδιώκεται να λειτουργεί ο διακόπτης για λογικές εισόδους '0' και '1', αντίστοιχα.



Σχήμα 3.3: Συνάρτηση μεταφοράς ενός οπτικού συμβολομετρικού διακόπτη και επιθυμητά όρια για βέλτιστη μεταγωγική λειτουργία του διακόπτη.

Για την επίτευξη αμιγώς οπτικής μεταγωγής, δηλαδή αλλαγής της μετάδοσης του συμβολομέτρου από ένα μέγιστο σε ένα ελάχιστο και αντίστροφα, απαιτείται ολίσθηση φάσης στο μη γραμμικό υλικό ίση με π. Η ένταση κορυφής των παλμών του σήματος ελέγχου, που απαιτείται για την επίτευξη της ολίσθησης αυτής, είναι [3.73]:

$$I_{c} = \frac{\lambda}{2n_{2}L}$$
(3.3)

Στις περισσότερες παρουσιάσεις οπτικών διακοπτών των τελευταίων χρόνων, προτείνονται συμβολομετρικές διατάξεις, οι οποίες εμπεριέχουν ημιαγώγιμα υλικά με μηγραμμικότητες φάσης, κέρδους, ή συνδυασμό και των δύο. Ο συνδυασμός τέτοιων μη γραμμικοτήτων με τη συμβολομετρική συνδεσμολογία του διακόπτη εξασφαλίζει μεταγωγή σε υψηλές ταχύτητες ρυθμοδότησης και υψηλής ποιότητας χαρακτηριστικών, τα οποία δεν μπορούν να παρέχουν τα μη γραμμικά υλικά από μόνα τους. Πρέπει να σημειωθεί, όμως, ότι τα διαφορικά κέρδη μεταξύ των βραχιόνων του συμβολομέτρου οδηγούν σε μειωμένη τιμή του λόγου αντίθεσης (contrast ή extinction ratio) στην έξοδο, αφού τέλεια αναιρετική συμβολή στην έξοδό του είναι αδύνατη. Θεωρώντας μοναδιαίο πεδιακό κέρδος στον ένα βραχίονα και κέρδος τιμής g στον άλλο, η σχέση 3.2 μεταξύ της έντασης του σήματος εξόδου Iout και της έντασης εισόδου Iin γίνεται:

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{4} \left[1 + g^2 + 2g \cos(\Delta \phi) \right]$$
(3.4),

όπου Δφ είναι, τώρα, η επιπρόσθετη ολίσθηση φάσης μεταξύ κάθε βραχίονα του συμβολομέτρου. Η παραπάνω σχέση παρουσιάζει ελάχιστο για ολίσθηση φάσης $\Delta \varphi = \pi$, και η ελάχιστη αυτή τιμή είναι $\frac{1}{4} (1 - g)^2$.

3.2.1. Αρχή λειτουργίας του συμβολομέτρου Mach-Zehnder

Η δομή ενός διακόπτη τύπου Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Interferometer -MZI) με ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή (SOA) φαίνεται στο Σχήμα 3.4, όπου εύκολα διαπιστώνεται ότι έχει πολλές ομοιότητες με τη γενική μορφή ενός συμβολομετρικού διακόπτη, όπως αυτός παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3.2, αφού χρησιμοποιεί δύο βραχίονες – οπτικούς δρόμους. Η βασική διαφορά σε σχέση με το διακόπτη του Σχήματος 3.2 είναι ότι το MZI έχει έναν SOA τοποθετημένο σε κάθε βραχίονα. Το σήμα εισόδου εισέρχεται στο διακόπτη και διαχωρίζεται σε δύο ίσες συνιστώσες με τη βοήθεια ενός 3 dB οπτικού συζεύκτη. Κάθε συνιστώσα διαδίδεται μέσα από τον αντίστοιχο βραχίονα με τον ενισχυτή, και στην έξοδο του διακόπτη οι δύο συνιστώσες επανενώνονται και συμβάλλουν με τη βοήθεια ενός δεύτερου 3 dB οπτικού συζεύκτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι δύο οπτικοί 3 dB συζεύκτες, εκτός του διαχωρισμού της οπτικής δέσμης σε δύο συνιστώσες ίδιας ισχύος, εισάγουν και μια διαφορά φάσης ίση με π/2 μεταξύ των δύο συνιστωσών, που εμφανίζονται στην έξοδό του.



Σχήμα 3.4: Ο διακόπτης Mach-Zehnder σε κατάσταση (α) μη μεταγωγής και (β) μεταγωγής.

Το σήμα ελέγχου εισάγεται στο διακόπτη και, συγκεκριμένα, στο SOA του πάνω βραχίονα, μέσω ενός επιπλέον οπτικού συζεύκτη, ο οποίος είναι τοποθετημένος στον πάνω βραχίονα, ακριβώς πριν τον ημιαγωγό. Αποτέλεσμα αυτού είναι το σήμα ελέγχου να επιδρά μόνο στη μία από τις δύο χωρικές συνιστώσες του σήματος εισόδου.

Η λειτουργία του διακόπτη βασίζεται στον πρώτο συμβολομετρικό διακόπτη τύπου Mach-Zehnder, που προτάθηκε για αμιγώς οπτική μεταγωγή [3.4]. Στο Σχήμα 3.4(α) περιγράφεται η λειτουργία του σε κατάσταση μη μεταγωγής ή αλλιώς στην κατάσταση OFF, απουσία, δηλαδή, σήματος ελέγχου. Το σήμα ρολογιού διασπάται στο συζεύκτη εισόδου σε δύο πεδία, τα οποία αποκτούν διαφορά φάσης π/2 μεταξύ τους, διαδίδονται μέσα από τους δυο βραχίονες με τους αντίστοιχους SOAs, και φτάνουν στις εισόδους του συζεύκτη εξόδου έχοντας την ίδια ακριβώς σχέση φάσης, π/2. Στο συζεύκτη εξόδου επανεισάγεται ολίσθηση φάσης κατά π/2 μεταξύ των οπτικών δεσμών, αλλά κατά αντίθετο τρόπο από ότι στο συζεύκτη εισόδου, με αποτέλεσμα στη μια θύρα εξόδου του διακόπτη να υπάρχει διαφορά φάσης π μεταξύ των δύο συνιστωσών, και επομένως πλήρως αναιρετική συμβολή, ενώ στην άλλη θύρα εξόδου η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο συνιστωσών είναι 0, οπότε η συμβολή είναι πλήρως προσθετική. Το σύνολο, λοιπόν, του σήματος εισόδου εξέρχεται από τη θύρα, στην οποία γίνεται πλήρως προσθετική συμβολή και η οποία ονομάζεται θύρα μη μεταγωγής (Unswitchedport), ενώ η άλλη θύρα, στην οποία γίνεται πλήρως αναιρετική συμβολή, αποδίδει μηδενική οπτική ισχύ.

Ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση μεταγωγής, όταν εισέρχεται οπτικός παλμός σήματος ελέγχου στον ένα από τους δύο βραχίονες, και η κατάσταση αυτή περιγράφεται στο Σχήμα 3.4(β). Οι δύο συνιστώσες του σήματος εισόδου φτάνουν στους αντίστοιχους SOAs με τον ίδιο ακριβώς τρόπο, όπως περιγράφηκε στην κατάσταση μη μεταγωγής του συμβολομέτρου. Εκεί, η συνιστώσα που διαδίδεται μέσα από τον ημιαγωγό που δεν δέχεται σήμα ελέγχου, θεωρητικά διατηρεί την αρχική της φάση, η δεύτερη συνιστώσα όμως «συνταξιδεύει» μες στο SOA με τον ισχυρό παλμό ελέγχου, με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται ο δείκτης διάθλασης του ενισχυτή. Αποτέλεσμα της μεταβολής του δείκτη διάθλασης του ενισχυτή είναι η ολίσθηση τη φάσης της συνιστώσας του σήματος ρολογιού στην έξοδο του SOA κατά π, σε σχέση με τη φάση της ίδιας συνιστώσας στην είσοδο, λόγω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM). Έτσι, στο συζεύκτη εξόδου οι δύο οπτικές δέσμες του σήματος ρολογιού συμβάλλουν με μια σχετική διαφορά φάσης π, συγκριτικά με την κατάσταση μη μεταγωγής, οπότε στη θύρα μη μεταγωγής η συμβολή είναι τώρα πλήρως αναιρετική, ενώ στην άλλη θύρα είναι πλήρως προσθετική. Κατά συνέπεια, όλο το σήμα ρολογιού εξέρχεται τώρα από τη δεύτερη θύρα εξόδου, η οποία και ονομάζεται θύρα μεταγωγής (Switch-port), και ο διακόπτης άλλαξε κατάσταση και βρίσκεται, πλέον, σε κατάσταση μεταγωγής, ή αλλιώς στην κατάσταση ΟΝ.

Λόγω της ομόρροπης διάδοσης των σημάτων ελέγχου και εισόδου θα εμφανίζεται, προφανώς, στην έξοδο του διακόπτη και ένα ανεπιθύμητο ποσοστό του σήματος ελέγχου. Για το διαχωρισμό των δύο σημάτων και την απομόνωση του σήματος εισόδου έχουν προταθεί διάφορες λύσεις [3.78]-[3.80] που αφορούν κυρίως στη χρήση διαφορετικών μηκών κύματος για τα δύο σήματα σε συνδυασμό με τη χρήση οπτικού φίλτρου, επιλεκτικού ως προς το μήκος κύματος, στην έξοδο της διάταξης. Τέλος, μια ευρέως διαδεδομένη λύση είναι η αλλαγή της γεωμετρίας του διακόπτη σε αντίρροπη συνδεσμολογία, όπου το σήμα ελέγχου διαδίδεται μες στο SOA σε αντίθετη κατεύθυνση από αυτήν του σήματος εισόδου. Αναφορικά με το Σχήμα 3.4 η αντίρροπη συνδεσμολογία θα μπορούσε να υλοποιηθεί τοποθετώντας τον 3 dB συζεύκτη εισαγωγής του σήματος ελέγχου από τη μεριά της εξόδου του ημιαγωγού, οπότε το σήμα ελέγχου θα είχε κατεύθυνση από την έξοδο προς την είσοδο του διακόπτη. Κατά αυτόν τον τρόπο δεν απαιτείται διαχωρισμός των δύο σημάτων στην έξοδο του διακόπτη, και αποφεύγεται η χρήση επιπρόσθετου οπτικού στοιχείου.

Το γεγονός, ότι η λειτουργία του διακόπτη Mach-Zehnder βασίζεται στο χωρικό διαχωρισμό του σήματος εισόδου με απαίτηση χρήσης δύο ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών, αποτελεί ταυτόχρονα μειονέκτημα και πλεονέκτημα της διάταξης. 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 αντίθεσης στην έξοδο. Εύλογα, επομένως, συγκριτικά πάλι με τα συμβολόμετρα μονού βραχίονα και τα συμβολόμετρα κλειστού βρόχου ο διακόπτης Mach-Zehnder έχει μεγαλύτερο βαθμό δυσκολίας στη ρύθμισή του και στην αρχικοποίησή 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) [3.81], 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.

• Συνάρτηση μεταφοράς του συμβολομέτρου Mach-Zehnder

Για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς, θεωρούμε ως σήμα εισόδου το οπτικό σήμα που δίνεται από τη σχέση:

$$\vec{E}_{in} = E_{in} e^{-j\omega t} \hat{p}$$
(3.5),

όπου E_{in} περιγράφει τη μορφή του πεδίου και p̂ είναι το διάνυσμα του. Στην ανάλυση, που ακολουθεί, θεωρούμε ότι τα πεδία είναι γραμμικά πολωμένα και διατηρούν σταθερή την πόλωση καθόλη τη διάρκεια διάδοσής τους μέσα από το διακόπτη. Στην έξοδο του 3 dB οπτικού συζεύκτη εισόδου η οπτική ισχύς του σήματος έχει διαχωριστεί σε δύο ίσες συνιστώσες, όπου το πεδίο της κάθε μιας δίνεται από τις εκφράσεις:

(3.6)
$$E_{1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} e^{-j\omega t}$$
$$E_{2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}$$

Μετά τη διάδοση καθεμιάς από τις παραπάνω συνιστώσες μέσα από τους ενισχυτές, οι εκφράσεις που τις περιγράφουν δίνονται από τις σχέσεις

$$E_{1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_{1}} E_{in} e^{-j(\omega t + \varphi_{1})}$$
$$E_{2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_{2}} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{2}\right)}$$

αντιστοίχως, όπου $G_1 = G_1(t)$, $G_2 = G_2(t)$ τα αντίστοιχα κέρδη ισχύος των ενισχυτών και $\varphi_1 = \varphi_1(t)$, $\varphi_2 = \varphi_2(t)$ οι αντίστοιχες στροφές φάσης συναρτήσει του χρόνου.

Μετά το συζεύκτη εξόδου,τα δύο σήματα στις θύρες εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder είναι τα

$$E_{tran}(t) = \frac{1}{2}\sqrt{G_1}E_{in}e^{-j(\omega t + \varphi_1)} + \frac{1}{2}\sqrt{G_2}E_{in}e^{-j(\omega t + \pi + \varphi_2)}$$

$$E_{refl}(t) = \frac{1}{2}\sqrt{G_1}E_{in}e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_1\right)} + \frac{1}{2}\sqrt{G_2}E_{in}e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)}$$
(3.8)

Από τις σχέσεις 3.8 προκύπτει η ισχύς για τη θύρα μεταγωγής και θύρα μη-μεταγωγής [26]

$$P_{tran}(t) = E_{tran}(t)E_{tran}^{*}(t) \Rightarrow$$

$$P_{tran}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^{2}\left(G_{1} + G_{2} - 2\sqrt{G_{1}}\sqrt{G_{2}}\cos(\Delta\varphi)\right)$$
(3.9)

Η ισχύς στην θύρα ανάκλασης είναι :

$$P_{refl}(t) = E_{refl}(t)E_{refl}^{*}(t) \Longrightarrow$$

(3.7)

(3.10)
$$P_{refl}(t) = \frac{1}{4} E_{in}^{2} \left(G_{1} + G_{2} + 2\sqrt{G_{1}} \sqrt{G_{2}} \cos(\Delta \varphi) \right)$$

όπου $P_{in} = E_{in}^2$, $\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1$. Στη γενική περίπτωση, τα κέρδη G_x και G_y και οι φάσεις φ_x και φ_y είναι συναρτήσεις του χρόνου. Στη συγκεκριμένη συνδεσμολογία, που χρησιμοποιούμε, μόνο το κέρδος G_x και η φάση φ_x του πάνω ενισχυτή εμφανίζουν εξάρτηση από το χρόνο, ενώ το κέρδος G_y και η φάση φ_y του κάτω ενισχυτή είναι σταθερές, χρονικά, συναρτήσεις, εφόσον μόνο στον ενισχυτή του πάνω βραχίονα επιτρέπεται η εισαγωγή ισχυρού παλμού ελέγχου, και, επιπλέον, το σήμα εισόδου είναι πολύ ασθενές και δεν επηρεάζει το κέρδος του ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα, η χρονική εξάρτηση του κέρδους G_x και της φάσης φ_x του ενισχυτή του πάνω βραχίονα, αν θεωρηθεί ότι στον ενισχυτή εισέρχεται βραχύς οπτικός παλμός ελέγχου ισχύος κορυφής P_p και κυματομορφής ισχύος α(t), δίνεται από τις εκφράσεις [3.68]:

$$G_{x}(t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{G_{0}}\right) \exp\left(-\int_{-\infty}^{t} P_{in}(t')dt' / U_{sat}\right)\right]^{-1} = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{G_{0}}\right) \exp\left(-P_{p}\int_{-\infty}^{t} a(t')dt' / U_{sat}\right)\right]^{-1}$$
(3.11)

και

$$\varphi_x(t) = -\frac{\alpha}{2} \ln[G_x(t)]$$

(3.12),

όπου G₀ το κέρδος ασθενούς σήματος του SOA, U_{sat} η χαρακτηριστική παράμετρος της ενέργειας κορεσμού του SOA, και α ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor) του SOA.

3.2.2. Υβριδική Ολοκλήρωση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder

Ο διακόπτης Mach-Zehnder είναι ο πρώτος, και μέχρι πριν λίγο καιρό ήταν και ο μοναδικός μεταξύ των οπτικών διακοπτών, που είχε ολοκληρωθεί σε ένα και μόνο πλινθίο. Πλέον είναι εμπορικά διαθέσιμος[3.36], κυρίως για εφαρμογές μετατροπής μήκους κύματος και αναγέννησης. Η δυνατότητα ολοκλήρωσης είναι ένα ιδιαίτερα σημαντικό πλεονέκτημα της διάταξης του MZI, καθώς βελτιώνει τη σταθερότητα, διευκολύνει τη χρήση του, και επιτρέπει, θεωρητικά, την κατασκευή πιο πολύπλοκων διατάξεων με χρήση πολλαπλών πυλών. Στην παρούσα διδακτορική διατριβή χρησιμοποιήθηκαν οι υβριδικά ολοκληρωμένοι συμβολομετρικοί διακόπτες που κατασκεύασε η εταιρία Centre for Integrated Photonics, στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού Ερευνητικού Προγράμματος EU-IST-MUFINS [3.82]. Αντικείμενο του προγράμματος ήταν εξέλιξη της τεχνολογίας ολοκλήρωσης των οπτικών συμβολομετρικών διακοπτών,

των τετραπλών πυλών θα δοθεί στο Κεφάλαιο 5, όπου θα επιδειχθεί και η χρήση του σε μια εφαρμογή που απαιτεί τέσσερις οπτικές πύλες. Στην παρούσα ενότητα αναπτύσσεται η μέθοδος της υβριδικής ολοκλήρωσης ενός συμβολομετρικού διακόπτη Mach-Zehnder με ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές SOA για το μη γραμμικό μέσο.



Σχήμα 3.5: Σχηματικό διάγραμμα της μητρικής πλακέτας του υβριδικά ολοκληρωμένου Mach Zehnder

Όπως αναφέραμε και στην εισαγωγή του Κεφαλαίου, η υβριδική ολοκλήρωση αφορά την παθητική συναρμολόγηση των διάφορων στοιχείων που απαρτίζουν το συμβολόμετρο, καθένα κατασκευασμένο με τα βέλτιστα για τη λειτουργία του υλικά, σε μια κοινή πλατφόρμα, που ονομάζεται μητρική πλατφόρμα. Η διαδικασία είναι αντίστοιχη με την κατασκευή των ηλεκτρονικών πλακετών PCB, όπου σε μια κοινή πλατφόρμα συναρμολογούνται ποικίλα ηλεκτρονικά στοιχεία, όπως ολοκληρωμένες ψηφίδες, αντιστάσεις, πυκνωτές, καλώδια διασύνδεσης και άλλα. Ο υβριδικά ολοκληρωμένος συμβολομετρικός διακόπτης SOA-MZI [3.62] αποτελείται από δύο βασικά δομικά στοιχεία, τη «μητρική πλακέτα» (motherboard) και τη δευτερεύουσα πλακέτα (daughterboard), η οποία περιέχει τους ημιαγώγιμους ενισχυτές και τις κατάλληλες ηλεκτρικές επαφές. Το σχεδιάγραμμα ενός τέτοιου ολοκληρωμένου διακόπτη φαίνεται στο Σχήμα 3.5, όπου διακρίνονται οι SOA πάνω στη δευτερεύουσα πλακέτα, οι ηλεκτρικές επαφές, οι κυματοδηγοί της μητρικής πλακέτας και τέλος οι ενώσεις των οπτικών ινών με τους κυματοδηγους.



Σχήμα 3.6: Διαδικασία υβριδικής ολοκλήρωσης οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων

Η συνολική διαδικασία συναρμολόγησης του άνωθεν εικονιζόμενου υβριδικά ολοκληρωμένου διακόπτη Mach-Zehnder, η οποία χωρίζεται σε τέσσερα διακριτά βήματα:

- Ανάπτυξη των ενεργών ημιαγώγιμων στοιχείων (SOA)
- Ανάπτυξη της δευτερεύουσας πλακέτας συναρμολόγησης που θα υποδεχθεί τα ενεργά στοιχεία. Προσαρμογή των ενεργών στοιχείων.
- Ανάπτυξη της μητρικής πλακέτας με τους κυματοδηγούς και κατάλληλη οπή για να υποδεχθεί τη δευτερεύουσα πλακέτα.
- Προσαρμογή των φακοποιημένων οπτικών ινών στη μητρική πλακέτα.

Το Σχήμα 3.6 απεικονίζει τη διαδικασία ολοκλήρωσης του Mach Zehnder. Οι SOA, αφού κατασκευαστούν σε μορφή συστοιχιών σε πλατφόρμες από GaAs/InP και κοπούν σε ζεύγη, τους τοποθετούνται αντι-ανακλαστικές επιστρώσεις (anti-reflectioncoating), για να αποφευχθούν πιθανές ανακλάσεις μέσα στην τελική συσκευή.



Σχήμα 3.7: α)Συστοιχία δυό μονολιθικά ολοκληρωμένων SOA β) Δευτερύουσα Πλακέτα γ) Μητρική Πλακέτα δ) Τριγωνική κεφαλή επαφής οπτικών ινών

Η ψηφίδα με το ζεύγος των SOA κατόπιν τοποθετείται στην κατάλληλα διαμορφωμένη για την υποδοχή τους δευτερεύουσα πλακέτα με τη μέθοδο flip-chip. Η

πλακέτα αυτή, που εικονίζεται στο Σχήμα 3.7 είναι κατασκευασμένη από πιρύτιο-Si, διαθέτει κατάλληλες εγκοπές για την ορθή ευθυγράμμιση της με τη μητρική πλακέτα, ενώ σ' αυτή είναι ενσωματωμένες και οι ηλεκτρικές επαφές με τις οποίες διοχετεύεται ηλεκτρικό ρεύμα στους ενισχυτές. Στο τρίτο στάδιο της συναρμολόγησης η δευτερεύουσα πλακέτα τοποθετείται πλάι με τη μέθοδο flip-chip στις υποδοχές της μητρικής πλακέτας, η οποία είναι ένα επίπεδο φωτο-κυματικό κύκλωμα (planar lightwave circuit - PLC) [3.62] στο οποίο έχουν χαραχθεί οι κυματοδηγοί και οι συζεύκτες που σχηματίζουν το συμβολόμετρο. Οι κυματοδηγοί αποτελούνται από SiO2, που βρίσκεται μέσα σε υπόστρωμα πυριτίου –Si, (silica on silicon). Τέλος, η σύνδεση των κυματοδηγών της μητρικής πλατφόρμας με τις οπτικές ίνες επιτυγχάνεται με τη χρήση συστήματος «silicon arrowhead», το οποίο είναι ένα κομμάτι πυριτίου σε σχήμα βέλους στο οποίο έχουν προσαρμοστεί οι οπτικές ίνες, και με συναρμολόγηση ακριβείας τοποθετείται στις κατάλληλα διαμορφωμένες υποδοχές της μητρικής πλακέτας. Το υβριδικά ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder συσκευάζεται τελικά με την τοποθέτηση θερμο-οπτικών στοιχείων αλλαγής φάσης σε συμπαγή συσκευασία, όπως εικονίζεται στο σχήμα 3.8.



SMA Επαφές Ρεύματος Ενισχυτών

3.3. Εξομοίωση της λειτουργίας του συμβολόμετρου Mach-Zehnder

Με βάση το μοντέλο του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή (SOA) που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 2, αναπτύσσεται το πλήρες μοντέλο εξομοίωσης της λειτουργίας των συμβολομετρικών διακοπτών Mach-Zehnder. Το μοντέλο του SOA γυρίζει σαν εξόδους του το κέρδος και τη φάση του ενισχυτή GP(j) και fs(j), σαν συνάρτηση του βηματικού χρόνου $t = k^*j$ (k είναι η παράμετρος δειγματοληψίας). Επομένως, με χρήση του μοντέλου του ενισχυτή δυο φορές για κάθε έναν ενισχυτή του MZI, η έξοδος των θυρών μεταγωγής και ανάκλασης του συμβολομέτρου εκφράζονται σαν συναρτήσεις του βηματικού χρόνου j με βάσει τις συναρτήσεις μεταφοράς των σχέσεων (3.9), (3.10) ως:

Σχήμα 3.8: Τελική συσκευασία ολοκληρωμένου συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Διακρίνονται οι επαφές ρυθμιστών φάσης, thermistor και τροφοδοσίας των ενισχυτών

Για τη θύρα μεταγωγής:

FOut1[j]=0.25*(GPs1[j]+GPs2[j]2*sqrt(GPs1[j]*GPs2[j])*cos(Dfs[j]))*2*Ps1[j*(m+ 1)];

Για τη θύρα μη-μεταγωγής:

FOut2[j]=0.25*(GPs1[j]+GPs2[j]+2*sqrt(GPs1[j]*GPs2[j])*cos(Dfs[j]))*2*Ps1[j*(m +1)];

Όπου Dfs[j] προσδιορίζει τη διαφορά φάσης ανάμεσα στα σήματα των δυο ενισχυτών και δίνεται από:

Dfs[j]=fs2[j*(m+1)+m]-fs1[j*(m+1)+m];

Ο συνολικός κώδικας που αναπτύχθηκε και υπάρχει εξολοκλήρου στο Παράρτημα 1, εμπλουτίστηκε ώστε να παρέχει όχι μόνο ως εξόδους το κέρδος και τη φάση καθενός ενισχυτή καθώς και τις συνολικές εξόδους του MZI, αλλά να παρέχει και ανάλυση για τα δυο κύρια χαρακτηριστικά λειτουργίας του συμβολομέτρου αναφορικά με την ποιότητα μεταγωγής των αμιγώς οπτικών διακοπτών. Αυτά είναι ο λόγος αντίθεσης και η διαμόρφωση πλάτους των παλμών εξόδου, που αναλύονται στη συνέχεια, και μας δίνουν την ευκαιρία να αξιολογήσουμε τη λειτουργία της πύλης για διάφορες παραμέτρους με αυστηρά επιστημονικά κριτήρια.

Λόγος Αντίθεσης (Contrast Ratio)

Ο λόγος αντίθεσης (Λ.Αντ.) ορίζεται ως εξής:

$$\Lambda.A\nu\tau. = \frac{\overline{P_{tran}^{1}}}{\overline{P_{refl}^{0}}}$$

όπου $\overline{P_{tran}^{1}}$ είναι η μέση τιμή των μέγιστων τιμών (peak value) ισχύος στη θύρα μεταγωγής στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 1 και $\overline{P_{refl}^{0}}$ η μέση τιμή των μέγιστων τιμών (peak value) ισχύος στη θύρα ανάκλασης στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 0.

Μεγαλύτερες τιμές του λόγου αντίθεσης εκφράζουν το γεγονός ότι μεγαλύτερο ποσοστό της ενισχυμένης ενέργειας εισόδου εξέρχεται από την θύρα μεταγωγής και μικρότερο από τη θύρα ανάκλασης. Ο ορισμός του λόγου αντίθεσης δείχνει ότι το ενδιαφέρον εστιάζεται στη μεταγωγή της ενέργειας στη θύρα μεταγωγής. Πράγματι, όπως φάνηκε στην παράγραφο 1.4, τόσο το αποτέλεσμα της λογικής πράξης ΚΑΙ (AND) όσο και αυτό της πράξης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟ Ή (XOR) παρατηρούνται στη θύρα μεταγωγής.

Διαμόρφωση Πλάτους (Amplitude Modulation)

Το κριτήριο της διαμόρφωσης πλάτους (Δ.Π.) εκφράζεται από τον λόγο

$$\Delta.\Pi. = \frac{P_{max}^1}{P_{min}^1}$$

όπου P_{max}^{1} και P_{min}^{1} είναι η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή από τις μέγιστες τιμές (peak value) της ισχύος στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 1, παρατηρούμενες στην ίδια θύρα εξόδου. Το ενδιαφέρον συνήθως εστιάζεται στη θύρα μεταγωγής. Όσο μικρότερος είναι ο λόγος της διαμόρφωσης πλάτους τόσο πιο ισοϋψείς είναι οι παλμοί στις χρονικές περιόδους που αναμένονται λογικά 1, κάτι που γενικά είναι επιθυμητό στην επεξεργασία των οπτικών σημάτων.

Λόγος Απόσβεσης (Extinction Ratio)

Ο λόγος απόσβεσης (Λ.Απ.) ορίζεται ως εξής:

$$\Lambda.A\pi.=\frac{P_{\min}^{1}}{P_{\max}^{0}}$$

όπου P_{max}^0 είναι η μέγιστη τιμή από τις μέγιστες τιμές (peak value) της ισχύος στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 0 και το P_{min}^1 ορίζεται όπως προηγουμένως. Και οι δύο αυτές τιμές της ισχύος παρατηρούνται στην ίδια θύρα εξόδου του συμβολόμετρου. Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, ο λόγος απόσβεσης συνήθως υπολογίζεται για τη θύρα μεταγωγής. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του λόγου απόσβεσης τόσο πιο διακριτά είναι τα λογικά 1 από τα λογικά 0 και συνεπώς τόσο καλύτερη είναι η λειτουργία του οπτικού διακόπτη.

Οι τρεις παραπάνω λόγοι συνήθως εκφράζονται σε dB, δηλαδή

$$\Lambda.A\nu\tau. = 10\log_{10}\frac{\overline{P_{\text{tran}}^1}}{\overline{P_{\text{refl}}^0}}$$
(3.13)

$$\Delta.\Pi. = 10\log_{10}\frac{P_{max}^{l}}{P_{min}^{l}}$$
(3.14)

και

$$\Lambda.A\pi. = 10\log_{10}\frac{P_{\min}^{1}}{P_{\max}^{0}}$$
(3.15)

3.3.1. Εξομοίωση της λειτουργίας της αμιγώς οπτικής λογικής πύλης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ (Η (XOR)

Η πλέον απαιτητική λειτουργία ενός συμβολομετρικού διακόπτη MZI στην υλοποίηση λογικών πράξεων είναι η υλοποίηση της ψηφιακής πράξης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ ή (XOR). Αυτό συμβαίνει γιατί σε αντίθεση με την περίπτωση των άλλων λογικών πράξεων, όπου χρησιμοποιείται μόνο ένα σήμα ελέγχου, για την υλοποίηση της λογικής πύλης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ ή (XOR) γίνεται χρήση δύο σημάτων ελέγχου όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9. Η πράξη ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟ ή (XOR) μεταξύ των σημάτων Α και Β, πραγματοποιείται οδηγώντας τα σήματα αυτά ως σημάτων ελέγχου. Το αποτέλεσμα τους μετάγει ένα τρίτο σήμα, το σήμα εισόδου στο MZI, σε κάποια από

τις δύο εξόδους του συμβολόμετρου. Θεωρείται ότι η παλμοσειρά εισόδου αποτελείται μόνο από συνεχόμενους άσσους, πρόκειται δηλαδή για ένα σήμα ρολογιού.



Σχήμα 3.9: Αρχή λειτουργίας της ψηφιακής πράξης XOR με χρήση συμβολομέτρου Mach-Zehnder

Έστω λοιπόν ότι ο παλμός του σήματος εισόδου αντιστοιχεί σε λογικό 1. Αν οι δύο παλμοί ελέγχου που είναι κατάλληλα χρονισμένοι και αντιστοιχούν στο συγκεκριμένο παλμό εισόδου, έχουν το ίδιο λογικό σημείο, είναι δηλαδή είτε σε λογικό 0 είτε σε λογικό 1, τότε οι και δύο συνιστώσες του σήματος εισόδου στο συμβολόμετρο δέχονται την ίδια μη γραμμική επίδραση από τους ενισχυτές. Συνεπώς πραγματοποιείται μηδενική διαφορική στροφή φάσης και ο παλμός εισόδου μετάγεται στη θύρα ανάκλασης. Εμφανίζεται δηλαδή λογικό 1 στη θύρα ανάκλασης και λογικό 0 στη θύρα μεταγωγής. Αν πάλι, οι δύο παλμοί ελέγχου έχουν διαφορετικό λογικό σημείο, τότε η συνιστώσα του παλμού εισόδου που αντιστοιχεί στο σήμα ελέγχου με μη μηδενικό σημείο (λογικό '1'), υπόκειται σε στροφή φάσης. Επομένως συνολικά οι συνιστώσες του παλμού εισόδου δέχονται διαφορετική μη γραμμική επίδραση από τους ενισχυτές και έτσι παρουσιάζεται διαφορική στροφή φάσης π (ιδανικά), οπότε το σήμα εισόδου μετάγεται στη θύρα μεταγωγής. Στην περίπτωση αυτή λογικό 1 παρουσιάζεται στη θύρα μεταγωγής και λογικό 0 στη θύρα ανάκλασης. Στον πίνακα 3.1 παρουσιάζεται ο πίνακας αληθείας της συγκεκριμένης διαδικασίας, που αντιστοιχεί στην υλοποίηση της ψηφιακής πράξης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ 'Η (XOR).

Παλμός	Παλμός	Παλμός	Θύρα	Θύρα
εισόδου	ελέγχου	ελέγχου	μεταγωγής	ανάκλασης
	A	В		
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	1

Πίνακας 3.1 Πίνακας αληθείας συμβολόμετρου με δύο σήματα ελέγχου και σήμα ρολογιού στην είσοδο.

Από τον παραπάνω πίνακα γίνεται φανερό ότι το αποτέλεσμα των δύο θυρών

εξόδου καθορίζεται από την πράξη ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟ Ή (XOR) μεταξύ των δύο παλμών ελέγχου Α και Β. Επιπλέον η θύρα ανάκλασης είναι η συμπληρωματική της θύρας μεταγωγής.Πρέπει να τονιστεί ότι σε πρακτικές εφαρμογές, στις εξόδους του συμβολόμετρου μετάγεται πάντα κάποια στάθμη ισχύος ακόμη κι όταν αναμένεται λογικό 0. Αυτό οφείλεται κυρίως στο ότι η διαφορική στροφή φάσης – η οποία είναι συνάρτηση του χρόνου – δεν είναι πάντοτε ίση με π ακτίνια όπως επίσης και ότι οι δύο συνιστώσες του παλμού εισόδου «βλέπουν» διαφορετικό κέρδος ανάλογα με τον κορεσμό του ενισχυτή, κάτι που θα αναφερθεί διεξοδικά στο επόμενο κεφάλαιο.

Στη συνέχεια ακολουθούν ορισμένα διαγράμματα, στα οποία φαίνεται αναλυτικά η λειτουργία της πύλης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Ή. Το κέρδος ασθενούς σήματος ισούται με 30.2 dB και η ενέργεια των παλμών ελέγχου είναι 7.5 fJ. Οι παλμοί στην είσοδο του συμβολομέτρου έχουν ενέργεια ίση με 6 fJ, πρόκειται δηλαδή για την περίπτωση μέσου βαθμού κορεσμού.



Σχήμα 3.10 Σήμα εισόδου και σήματα ελέγχου στους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου Mach-Zehnder.



Σχήμα 3.11 Χρονική μεταβολή των κερδών ισχύος στους δύο ενισχυτές του συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Στο διάγραμμα (β) φαίνεται μία λεπτομέρεια του διαγράμματος (α) και συγκεκριμένα οι χρονικές περίοδοι που αντιστοιχούν στους έβδομο και όγδοο κατά σειρά παλμούς. Η καμπύλη με τις κουκίδες αντιστοιχεί στο σήμα που διαδίδεται στον επάνω βραχίονα του συμβολόμετρου Mach-Zehnder.



Σχήμα 3.12 Χρονική μεταβολή της στροφής στη φάση του σήματος εισόδου στις εξόδους των δύο ενισχυτών και η προκύπτουσα διαφορική στροφή φάσης συναρτήσει του χρόνου. Η καμπύλη με τις κουκίδες αντιστοιχεί στο σήμα που διαδίδεται στον επάνω βραχίονα του συμβολόμετρου Mach-Zehnder.



Σχήμα 3.13 Σήματα στις δύο θύρες εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder.

Η πρώτη παρατήρηση αφορά την έξοδο στη θύρα μεταγωγής του συμβολόμετρου (Σχήμα 3.13). Όπως είναι αναμενόμενο η παλμοσειρά εξόδου είναι το αποτέλεσμα της πράξης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟ ή (XOR) μεταξύ των δύο παλμοσειρών ελέγχου. Επιπλέον η ισχύς των παλμών εξόδου είναι ικανοποιητική.

Αντίθετα η παλμοσειρά εξόδου στη θύρα ανάκλασης δεν αντιστοιχεί στο συμπλήρωμα της πράξης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟ ΄Η (XOR). Κατ' αρχήν στις χρονικές περιόδους που αντιστοιχεί λογικό 0 εμφανίζεται μια σημαντική στάθμη ισχύος. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα κέρδη των δύο ενισχυτών είναι διαφορετικά. Πράγματι λογικό 0 αναμένεται στις περιπτώσεις που τα δύο σήματα ελέγχου διαφέρουν. Όταν όμως συμβαίνει κάτι τέτοιο, τότε διαφέρει ο κορεσμός του κέρδους κάθε ενισχυτή και συνεπώς τα κέρδη δεν έχουν την ίδια τιμή. Στην περίπτωση αυτή, όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 2.3.3, υπάρχει πάντοτε ένα ποσοστό ισχύος που εξέρχεται από τη θύρα ανάκλασης το οποίο είναι τουλάχιστον ίσο με $\frac{1}{4} E_{in}^2 \left(G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2}\right)$, όπου E_{in}^2 η ισχύς του παλμού εισόδου και G_1 , G_2 τα κέρδη των δύο ενισχυτών.

Επιπλέον στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 1 η ισχύς των παλμών δεν είναι πάντοτε ίδια. Μια προσεκτικότερη παρατήρηση δείχνει ότι η μέγιστη τιμή της ισχύος των παλμών στις θέσεις αυτές μπορεί να έχει δύο τιμές. Η μεγαλύτερη από τις τιμές αυτές αφορά την περίπτωση που και τα δύο σήματα ελέγχου αντιστοιχούν σε λογικό 0, ενώ η μικρότερη τιμή εμφανίζεται όταν τα δύο σήματα ελέγχου αναπαριστούν λογικό 1. Ο λόγος για τη διαφοροποίηση της εξόδου είναι ο διαφορετικός κορεσμός των ενισχυτών. Στην πρώτη περίπτωση τα κέρδη των ενισχυτών είναι μεγαλύτερα οπότε το σήμα εισόδου ενισχύεται περισσότερο σε σχέση με τη δεύτερη περίπτωση. Στόχος της εξομοίωσης είναι να βρεθεί ένας τρόπος με τον οποίο να βελτιστοποιείται η λειτουργία της πύλης. Η λογική πύλη υλοποιείται με τη βοήθεια του συμβολόμετρου Mach-Zehnder το οποίο αποτελείται από δύο ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές. Οι χαρακτηριστικές παράμετροι των ενισχυτών αυτών συνοψίζονται στον πίνακα 3.2.

Ημιαγώγιμοι Οπτικοί Ενισχυτές	
Μήκος (L)	1500 μm
Συντελεστής επαύξησης γραμμής $\left(lpha _{_{ m N}} ight)$	6
Παράγοντας μη γραμμικής συμπίεσης του κέρδους (ε)	$0.2 \ W^{-1}$
Χρόνος επανασύνδεσης των φορέων (au_{s})	20 psec
Ενέργεια κορεσμού κέρδους $\left(\mathrm{E}_{\mathrm{sat}} ight)$	1000 fJ
Εσωτερικές γραμμικές απώλειες (α _{int})	2000 m ⁻¹

Πίνακας 3.2. Χαρακτηριστικές παράμετροι των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών

Η τιμή του συντελεστή κέρδους ασθενούς σήματος (g_s) εξαρτάται από το ρεύμα έκχυσης και συνεπώς μπορεί να μεταβληθεί πολύ εύκολα. Για το λόγο αυτό θεωρείται ως «ελεύθερη» παράμετρος της οποίας η βέλτιστη περιοχή τιμών θα προσδιοριστεί με βάση τα αποτελέσματα της εξομοίωσης. Συγκεκριμένα οι γραφικές παραστάσεις που ακολουθούν αποτελούνται από τρεις καμπύλες οι οποίες αντιστοιχούν σε συντελεστή κέρδους ασθενούς σήματος ίσο με 5200 m⁻¹, 5900 m⁻¹ και 6800 m⁻¹. Οι τρεις αυτές τιμές αντιστοιχούν σε κέρδος ισχύος ασθενούς σήματος ίσο με 20.4 dB, 24.7 dB και 30.2 dB αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης της λειτουργίας της λογικής πύλης αφορούν ρυθμούς δεδομένων στα 10 Gb/s. Ο κύκλος καθήκοντος (duty cycle) διατηρείται ίδιος και ισούται με 7/100. Έτσι το χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών για ρυθμό δεδομένων στα 10 Gbps είναι 7 psec.

Παρατίθενται αρχικά τρεις ομάδες διαγραμμάτων όπου κάθε ομάδα αντιπροσωπεύει διαφορετικό βαθμό κορεσμού του κέρδους των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών. Η πρώτη ομάδα αναφέρεται σε χαμηλό βαθμό κορεσμού, η δεύτερη σε ένα μέσο βαθμό κορεσμού και η τρίτη σε βαθύ κορεσμό του κέρδους των ενισχυτών. Όπως είναι αναμενόμενο η ενέργεια των παλμών εισόδου ακολουθεί αντίστοιχη μεταβολή με αυτή του βαθμού κορεσμού, δηλαδή είναι μεγαλύτερη για μεγαλύτερο βαθμό κορεσμού. Συγκεκριμένα στα διαγράμματα της πρώτης ομάδας η ενέργεια των παλμών εισόδου είναι 3 fJ και σε αυτά της τρίτης ομάδας είναι 40 fJ.

Χαμηλός βαθμός κορεσμού του κέρδους – Ενέργεια παλμών εισόδου στους ενισχυτές ίση με 0.2 fJ



Σχήμα 3.14 (α) Λόγος αντίθεσης, **(β)** μέση ισχύς παλμών εξόδου στη θύρα μεταγωγής, **(γ)** διαμόρφωση πλάτους στη θύρα μεταγωγής και **(δ)** λόγος απόσβεσης στη θύρα μεταγωγής, ως προς την ενέργεια των παλμών ελέγχου, για χαμηλό βαθμό κορεσμού του κέρδους.

Μέσος βαθμός κορεσμού του κέρδους – Ενέργεια παλμών εισόδου στους ενισχυτές ίση με 3 fJ



Σχήμα 3.15 (α) Λόγος αντίθεσης, **(β)** μέση ισχύς παλμών εξόδου στη θύρα μεταγωγής, **(γ)** διαμόρφωση πλάτους στη θύρα μεταγωγής και **(δ)** λόγος απόσβεσης στη θύρα μεταγωγής, ως προς την ενέργεια των παλμών ελέγχου, για μέσο βαθμό κορεσμού του κέρδους.

Βαθύς κορεσμός του κέρδους – Ενέργεια παλμών εισόδου στους ενισχυτές ίση με 40
 fJ



Σχήμα 3.16 (α) Λόγος αντίθεσης, **(β)** μέση ισχύς παλμών εξόδου στη θύρα μεταγωγής, **(γ)** διαμόρφωση πλάτους στη θύρα μεταγωγής και **(δ)** λόγος απόσβεσης στη θύρα μεταγωγής, ως προς την ενέργεια των παλμών ελέγχου, για βαθύ κορεσμό του κέρδους.

Κάθε μία από τις ομάδες αυτές αποτελείται από τέσσερα διαγράμματα τα οποία απεικονίζουν ορισμένα μεγέθη συναρτήσει της ενέργειας των παλμών ελέγχου. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι παλμοί ελέγχου στους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου θεωρούνται ίσης ενέργειας. Στο πρώτο διάγραμμα απεικονίζεται ο λόγος αντίθεσης μεταξύ της θύρας μεταγωγής και της θύρας ανάκλασης και στο δεύτερο διάγραμμα η μέση τιμή των μέγιστων τιμών (peak values) ισχύος στη θύρα μεταγωγής στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 1, δηλαδή ο αριθμητής του λόγου αντίθεσης. Για λόγους συντομίας η ισχύς αυτή θα αναφέρεται ως μέση ισχύς. Στο τρίτο και τέταρτο διάγραμμα παρουσιάζονται η διαμόρφωση πλάτους και ο λόγος απόσβεσης για τη θύρα μεταγωγής. Ο ακριβής ορισμός των μεγεθών αυτών έχει δοθεί στην παράγραφο 3.3.

Τα διαγράμματα (α) που αφορούν το λόγο αντίθεσης υποδεικνύουν την περιοχή στην οποία μπορεί να μεταβάλλεται η ενέργεια των παλμών ελέγχου ώστε η πύλη να λειτουργεί ικανοποιητικά. Η περιοχή αυτή είναι γύρω από το μέγιστο των καμπυλών των διαγραμμάτων αυτών όπου ο λόγος αντίθεσης είναι θετικός δηλαδή το ποσοστό της ισχύος που εξέρχεται από τη θύρα μεταγωγής είναι μεγαλύτερο από το ποσοστό της ισχύος που εξέρχεται από τη θύρα ανάκλασης.

Οι καμπύλες των διαγραμμάτων (β) απεικονίζουν την ισχύ των παλμών εξόδου στη θύρα μεταγωγής και δεν μεγιστοποιούνται στο ίδιο σημείο με τις αντίστοιχες καμπύλες των διαγραμμάτων (α). Συγκεκριμένα όσο μεγαλώνει ο βαθμός κορεσμού τόσο περισσότερο διαφοροποιείται η τιμή της ενέργειας των παλμών ελέγχου για την οποία οι καμπύλες των διαγραμμάτων (α) και (β) παρουσιάζουν μέγιστο. Δοθέντος ότι η ισχύς των παλμών εξόδου στη θύρα μεταγωγής δεν μεταβάλλεται σημαντικά μεταξύ της ενέργειας των παλμών ελέγχου στην οποία μεγιστοποιείται και της ενέργειας των παλμών ελέγχου στην οποία ο λόγος αντίθεσης παρουσιάζει μέγιστο, έπεται ότι η μεγιστοποίηση του λόγου αντίθεσης οφείλεται στη μείωση της ισχύος στις χρονικές περιόδους που αναμένεται λογικό 0 στη θύρα ανάκλασης. Επειδή το ενδιαφέρον συνήθως εστιάζεται στη θύρα μεταγωγής, η τιμή της ενέργειας των παλμών ελέγχου επιλέγεται κυρίως με βάση τη μεγιστοποίηση των καμπυλών των διαγραμμάτων (β) κι όχι των διαγραμμάτων (α).

Για κάθε τιμή του κέρδους ασθενούς σήματος το εύρος στο οποίο μεταβάλλεται η τιμή της ενέργειας των παλμών ελέγχου είναι διαφορετικό. Συγκεκριμένα το εύρος διαφοροποιείται από τη μέγιστη τιμή της ενέργειας των παλμών ελέγχου η οποία σε κάθε περίπτωση επιλέγεται ως ένα άνω όριο πέραν του οποίου προκαλείται έντονη παραμόρφωση του παλμού εξόδου στη θύρα μεταγωγής, με την εμφάνιση περισσότερων του ενός τοπικού μεγίστου ισχύος, όπως στην περίπτωση του παλμού του Σχήματος 3.17. Στο θέμα της παραμόρφωσης των παλμών γίνεται ειδική αναφορά στην παράγραφο 3.2.3. Συνεπώς το πεδίο ορισμού κάθε καμπύλης των διαγραμμάτων (α) και (β) υποδεικνύει και το εύρος της ενέργειας των παλμών ελέγχου για την οποία η πύλη λειτουργεί χωρίς να πραγματοποιείται αυτή η έντονη παραμόρφωση των παλμών εξόδου στη θύρα μεταγωγής. Το ίδιο πεδίο ορισμού διατηρείται και για τις καμπύλες των διαγραμμάτων (γ) και (δ). Έχοντας προσδιορίσει την περιοχή τιμών της ενέργειας των παλμών ελέγχου για την οποία το ποσοστό της ισχύος που μετάγεται στη θύρα μεταγωγής είναι ικανοποιητικό, πρέπει να ελεγχθούν η διαμόρφωση πλάτους και ο λόγος απόσβεσης στη θύρα αυτή. Όσον αφορά τη διαμόρφωση πλάτους, η μέγιστη τιμής της δεν ξεπερνά τα 0.08 dB ανεξάρτητα του βαθμού κορεσμού του κέρδους των ενισχυτών και της τιμής του κέρδους ασθενούς σήματος. Η τιμή αυτή (0.08) είναι πολύ μικρή κι έτσι η διαμόρφωση πλάτους δεν αποτελεί περιοριστικό παράγοντα στη λειτουργία της πύλης στα 10 Gbps. Το ίδιο ισχύει και για το λόγο απόσβεσης η τιμή του οποίου είναι πάντοτε μεγαλύτερη των 27 dB.



Σχήμα 3.17 Έντονα παραμορφωμένος παλμός εξόδου στη θύρα μεταγωγής

Το εύρος της ενέργειας των παλμών ελέγχου καθορίζεται, όπως προαναφέρθηκε, από τις καμπύλες των διαγραμμάτων (α) και (β). Για κάθε τιμή του κέρδους ασθενούς σήματος το εύρος αυτό διαφοροποιείται και συγκεκριμένα είναι μικρότερο για μεγαλύτερες τιμές του κέρδους ασθενούς σήματος. Η διαφοροποίηση αυτή γίνεται όλο και λιγότερο έντονη καθώς μεγαλώνει ο βαθμός κορεσμού του κέρδους των ενισχυτών. Στην τελευταία περίπτωση οι καμπύλες του σχήματος 3.16 δεν διαφέρουν πολύ και αντιστοιχούν σε αρκετά μεγάλο εύρος της ενέργειας των παλμών ελέγχου.

Η περίπτωση των καμπυλών του σχήματος 3.16 παρουσιάζει ένα ακόμη ενδιαφέρον στοιχείο. Τόσο η διαμόρφωση πλάτους όσο κι ο λόγος απόσβεσης μεταβάλλονται παρόμοια για τις διαφορετικές τιμές του κέρδους ασθενούς σήματος. Το γεγονός αυτό είναι πολύ θετικό αφού καθιστά την λειτουργία της πύλης σταθερή και προβλέψιμη. Μία ακόμη παρατήρηση που αφορά τον βαθμό κορεσμού είναι ότι η αύξηση του βαθμού κορεσμού έχει ως συνέπεια τη μείωση του λόγου της ενέργειας των παλμών ελέγχου προς την ενέργεια των παλμών εισόδου. Δηλαδή όσο μεγαλώνει ο βαθμός κορεσμού τόσο περισσότερο συγκρίσιμες γίνονται οι ενέργειες των δύο σημάτων.

3.3.2 Παραμόρφωση των παλμών κατά τη διάδοσή τους από την οπτική πύλη Mach-Zehnder

Στην παράγραφο αυτή αναπτύσσεται το θέμα της παραμόρφωσης των παλμών κατά τη διάδοσή τους στην οπτική πύλη Mach-Zehnder. Οι αιτίες για το φαινόμενο αυτό είναι οι εξής δύο:

- (i) η χρονική μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή κατά τη διάρκεια της χρονικής περιόδου ενός δυαδικού ψηφίου και
- (ii) η χρονική μεταβολή της διαφορικής στροφής φάσης κατά τη διάρκεια της ίδιας χρονικής περιόδου.

Και οι δύο αυτές χρονικές μεταβολές έχουν ως συνέπεια διαφορετικά χρονικά μέρη του παλμού να «βλέπουν» διαφορετικό κέρδος και να υφίστανται διαφορετική στροφή φάσης. Από την εξίσωση (3.9) έπεται πως η ισχύς εξόδου στη θύρα μεταγωγής της οπτικής πύλης εξαρτάται τόσο από το κέρδος όσο κι από τη διαφορική στροφή φάσης με αποτέλεσμα να αλλάζει ακολουθώντας τις χρονικές μεταβολές του κέρδους και της φάσης.

Το θέμα της παραμόρφωσης θα αναλυθεί αναφορικά με τις τρεις περιπτώσεις βαθμού κορεσμού του κέρδους των ενισχυτών που χρησιμοποιήθηκαν και στις δύο προηγούμενες παραγράφους. Ο ρυθμός δεδομένων θεωρείται ίσος με 10 Gbps και το κέρδος ασθενούς σήματος είναι 30.2 dB. Η περίπτωση που ο ρυθμός δεδομένων είναι 40 Gbps δεν εξετάζεται αφού τα αποτελέσματα είναι ανάλογα. Η ενέργεια των παλμών ελέγχου θα είναι περίπου ίση με την τιμή που αντιστοιχεί στο μέγιστο των αντίστοιχων καμπυλών των σχημάτων 3.14(β), 3.15(β) και 3.16(β). Για κάθε βαθμό κορεσμού παρατίθενται τέσσερα διαγράμματα. Το πρώτο αφορά την ισχύ του πέμπτου κατά σειρά παλμού εισόδου και επομένως ο χρόνος στον οριζόντιο άξονα μεταβάλλεται από 400 psec έως 500 psec. Το δεύτερο και το τρίτο διάγραμμα απεικονίζουν τη χρονική μεταβολή των κερδών των ενισχυτών και της διαφορικής στροφής φάσης αντίστοιχα για το χρονικό διάστημα από 400 psec έως 500 psec. Στο τέταρτο διάγραμμα παρουσιάζεται ο πέμπτος κατά σειρά παλμός εξόδου στη θύρα μεταγωγής του συμβολόμετρου. Οι παλμοσειρές του σήματος ελέγχου έχουν την ίδια μορφή με αυτή του σχήματος 3.17.

Ο παλμός εισόδου εμφανίζει μέγιστη τιμή ισχύος όταν ο χρόνος είναι 420 psec. Η παραμόρφωση του παλμού συνίσταται στην καταπίεση του πρώτου μέρους του και στη χρονική ολίσθηση της μέγιστης ισχύος του σε μικρότερη τιμή του χρόνου. Όπως φαίνεται από την καμπύλη του κέρδους ισχύος των ενισχυτών στους δύο βραχίονες, στο αρχικό τμήμα του παλμού αντιστοιχεί πολύ μεγάλο κέρδος. Αυτό οφείλεται στο ότι οι ενισχυτές δεν έχουν προλάβει να κορεστούν. Άμεση συνέπεια αυτού είναι το αρχικό τμήμα του παλμού να ενισχύεται πολύ. Παρόλα αυτά, αυτό είναι και το τμήμα που καταπιέζεται. Ο λόγος είναι ότι η διαφορική στροφή φάσης που αντιστοιχεί στην αρχή του παλμού είναι

μηδέν, οπότε με βάση τη σχέση (1.1.1) η ενέργεια που εξέρχεται από τη θύρα μεταγωγής είναι μηδενική. Όσο μεγαλύτερος είναι ο βαθμός κορεσμού των ενισχυτών τόσο πιο γρήγορα κορέννυται το κέρδος και μεγαλώνει η απόλυτη τιμή της διαφορικής στροφής φάσης. Συνεπώς για μεγαλύτερο βαθμό κορεσμού η καταπίεση του αρχικού τμήματος του παλμού είναι μικρότερη, κάτι το οποίο γίνεται φανερό και από τη σύγκριση των σχημάτων 3.18, 3.19 και 3.20.





Σχήμα 3.18 Παραμόρφωση του παλμού εισόδου λόγω της χρονικής μεταβολής των κερδών και της διαφορικής στροφής φάσης, στην περίπτωση χαμηλού βαθμού κορεσμού των ενισχυτών.

Μέσος βαθμός κορεσμού του κέρδους – Ενέργεια παλμών εισόδου στους ενισχυτές (ση με 3 fJ – Ενέργεια παλμών ελέγχου (ση με 7.5 fJ



Σχήμα 3.19 Παραμόρφωση του παλμού εισόδου λόγω της χρονικής μεταβολής των κερδών και της διαφορικής στροφής φάσης, στην περίπτωση μέσου βαθμού κορεσμού των ενισχυτών.

Βαθύς κορεσμός του κέρδους – Ενέργεια παλμών εισόδου στους ενισχυτές ίση με 40
 fJ – Ενέργεια παλμών ελέγχου ίση με 70 fJ





Από τη σχέση (3.9) του πρώτου κεφαλαίου προκύπτει ότι η έξοδος στη θύρα μεταγωγής του συμβολόμετρου Mach-Zehnder μεγιστοποιείται όταν η διαφορική στροφή φάσης είναι ίση με ±π ακτίνια. Συνεπώς ο παλμός στη θύρα μεταγωγής αναμένεται να παρουσιάζει μέγιστο τη στιγμή που η διαφορική στροφή φάσης ισούται με ±π. Επειδή αυτό δεν συμβαίνει όταν ο χρόνος είναι ακριβώς 420 psec, προκαλείται κάποια χρονική ολίσθηση του σημείου μέγιστης ισχύος του παλμού εξόδου. Καθώς αυξάνει ο βαθμός κορεσμού των ενισχυτών η διαφορική στροφή φάσης προσεγγίζει πιο γρήγορα την τιμή ±π, λόγω του γρηγορότερου κορεσμού. Αυτός είναι και ο λόγος που

στο σχήμα 3.20 το μέγιστο του παλμού εξόδου είναι πολύ πιο μετατοπισμένο από ότι στην περίπτωση των σχημάτων 3.18 και 3.19.

Από τη στιγμή που η ισχύς του παλμού εξόδου μεγιστοποιείται μέχρι το χρόνο των 430 psec που πρακτικά η ισχύς του μηδενίζεται, η τιμή της διαφορικής στροφής φάσης βρίσκεται κοντά στην περιοχή των –π ακτινίων. Επιπλέον στο ίδιο χρονικό διάστημα η μεταβολή των κερδών ισχύος δεν είναι πολύ έντονη. Συνεπώς η μεταβολή τόσο της φάσης όσο και των κερδών είναι αισθητά μικρότερη από την αντίστοιχη στα πρώτα 8 psec του παλμού και γι' αυτό το τελευταίο τμήμα του παλμού παραμορφώνεται πολύ λιγότερο από το αρχικό.

Στην περίπτωση που υπήρχε χρονική μεταβολή μόνο στο κέρδος, η ισχύς στα δύο άκρα του παλμού θα ενισχυόταν πολύ περισσότερο από την ισχύ στο κέντρο του. Αν αντίθετα το κέρδος ήταν σταθερό και μεταβαλλόταν χρονικά μόνο η διαφορική στροφή φάσης, στη θύρα μεταγωγής θα μεταγόταν κυρίως το ενδιάμεσο μέρος του παλμού και πολύ λιγότερο τα άκρα του. Συνεπώς η μεταβολή της διαφορικής στροφής φάσης και η μεταβολή των κερδών δρουν αντισταθμιστικά με συνέπεια ο παλμός εισόδου να παραμορφώνεται πολύ λιγότερο από ότι στην περίπτωση που θα υπήρχε μόνο η μία από τις δύο χρονικές μεταβολές.

Η παραμόρφωση των παλμών εξετάστηκε για την περίπτωση που η λογική πύλη λειτουργεί σε περιοχή καλής λειτουργίας. Πρέπει να σημειωθεί ότι αν δεν ισχύει κάτι τέτοιο τότε ενδέχεται η παραμόρφωση του παλμού να είναι πολύ μεγαλύτερη. Η περίπτωση αυτή απεικονίζεται στο σχήμα 3.17 της προηγούμενης παραγράφου και αφορά την περίπτωση που η ενέργεια του σήματος ελέγχου έχει ξεπεράσει κάποιο άνω όριο. Ο λόγος για τον οποίο προκαλείται αυτή η ιδιαίτερα έντονη παραμόρφωση είναι ότι η μέγιστη τιμή της απόλυτης τιμής της διαφορικής στροφής φάσης αποκλίνει πάρα πολύ από τη τιμή των π ακτινίων. Για πολύ μεγάλες τιμές της ενέργειας των παλμών ελέγχου ενδέχεται μάλιστα να ξεπεράσει την τιμή των 2π ή ακόμη και των 3π.

Έστω ότι η μέγιστη τιμή της απόλυτης τιμής της διαφορικής στροφής φάσης είναι 2π. Η ισχύς εξόδου μεγιστοποιείται όταν η διαφορική στροφή φάσης βρίσκεται στην περιοχή του ±π. Με βάση την καμπύλη της χρονικής μεταβολής της διαφορικής στροφής φάσης, η διαφορική στροφή φάσης ξεκινά από την τιμή 0 όπου η ισχύς εξόδου στη θύρα μεταγωγής είναι μηδέν. Στη συνέχεια περνά από την περιοχή του ±π όπου η ισχύς εξόδου μεγιστοποιείται. Καθώς αρχίζει και αποκλίνει από την περιοχή του ±π η έξοδος μειώνεται. Κάποια στιγμή η τιμή της διαφορικής στροφής φάσης φτάνει σε κάποιο ακρότατο και αρχίζει να προσεγγίζει την τιμή 0 περνώντας φυσικά από την περιοχή του ±π. Η διαδικασία αυτή έχει ως συνέπεια ο παλμός εξόδου να εμφανίζει δύο μέγιστα.

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι το πρόγραμμα optical_gate.cpp μπορεί να διευρυνθεί έτσι ώστε να χρησιμοποιηθεί για την εξομοίωση και άλλων σχετικών διατάξεων καθώς και για την εξαγωγή επιπλέον αποτελεσμάτων που θα βοηθήσουν

στην βαθύτερη κατανόηση και αποτελεσματικότερη χρήση των αμιγώς οπτικών διακοπτών με ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές.

3.3.3 Συμπεράσματα εξομοίωσης της ψηφιακής λειτουργίας της πύλης

Στην παράγραφο αυτή συνοψίζονται οι βασικότερες διαπιστώσεις που έγιναν στις δύο προηγούμενες παραγράφους και διατυπώνονται ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα που αφορούν τον τρόπο με τον οποίο μπορεί να βελτιστοποιηθεί η λειτουργία της οπτικής πύλης Mach-Zehnder. Στον πίνακα 3.3 συνοψίζονται οι παρατηρήσεις που αφορούν τη λειτουργία της πύλης σε ρυθμό δεδομένων 10 Gbps.

	Ρυθμός δεδομένων 10 Gbps		
γενικά	Η λειτουργία της πύλης είναι ικανοποιητική σε κάθε περίπτωση αρκεί η ενέργεια των παλμών ελέγχου να μην υπερβαίνει κάποια τιμή, η οποία υποδεικνύεται στα αντίστοιχα διαγράμματα, πέραν της οποίας οι παλμοί εξόδου στη θύρα μεταγωγής είναι έντονα παραμορφωμένοι παρουσιάζοντας στο χρονικό εύρος τους περισσότερα του ενός τοπικά μέγιστα ισχύος.		
κέρδος ασθενούς σήματος	Η τιμή του κέρδους ασθενούς σήματος επηρεάζει το εύρος των τιμών της ενέργειας των παλμών ελέγχου κυρίως στην περίπτωση που ο βαθμός κορεσμού του ενισχυτή είναι χαμηλός. Συγκεκριμένα μεγαλύτερο κέρδος ασθενούς σήματος έχει ως συνέπεια μικρότερο εύρος τιμών της ενέργειας των παλμών ελέγχου. Επιπλέον πρέπει να επισημανθεί ότι όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος ασθενούς σήματος τόσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς των παλμών εξόδου.		
βαθμός κορεσμού του κέρδους	Οι δύο ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές του συμβολόμετρου είναι προτιμότερο να λειτουργούν σε μεγάλο βαθμό κορεσμού αφού έτσι μεγαλώνει το εύρος των τιμών της ενέργειας των παλμών ελέγχου για το οποίο η πύλη λειτουργεί ικανοποιητικά και επιπλέον η συμπεριφορά των λειτουργικών χαρακτηριστικών της πύλης γίνεται σταθερή και ανεξάρτητη του κέρδους ασθενούς σήματος.		
τελικό συμπέρα σμα	Από τα παραπάνω εξάγεται το συμπέρασμα ότι η πύλη είναι προτιμότερο να λειτουργεί με έντονα κορεσμένους τους δύο οπτικούς ενισχυτές.		

Πίνακας 3.3 Σύνοψη των βασικών αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων για τη λειτουργία της λογικής πύλης Mach-Zehnder σε ρυθμό δεδομένων ίσο με 10 Gbps.

3.4. 2R Αναγέννηση με χρήση Συμβολομέτρου Mach-Zehnder

Ο όρος 2R αναγέννηση εμπεριέχει τη γραμμική ενίσχυση του σήματος (reamplify) καθώς και την αναμόρφωση (reshape) των οπτικών παλμών που απαρτίζουν τα οπτικά ψηφιακά δεδομένα. Η αναμόρφωση συνίσταται κυρίως στην αναίρεση της διαμόρφωσης πλάτους που μπορεί να εμφανίζουν οι παλμοί, ώστε να επανέρχονται σε μια κοινή στάθμη ισχύος. Η δυνατότητα των οπτικών συμβολομετρικών διακοπτών με ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές να επιτελούν 2R αναγέννηση και εξίσωση της στάθμης ισχύος των οπτικών παλμών, οφείλεται στην ικανότητα τους να μετασχηματίζουν τη συνάρτηση μεταφοράς τους ώστε να προσομοιάζει με αυτή ενός ψαλιδιστή (hard limiter) [3.63].

Η βασική λειτουργία ενός κυκλώματος ψαλιδισμού συνίσταται στον περιορισμό της ισχύος εξόδου της διάταξης σε μια ανώτατη στάθμη, ανεξάρτητα από τη στάθμη ισχύος του εισερχόμενου σήματος. Σχηματικά, η συνάρτηση μεταφοράς και η λειτουργία του κυκλώματος ψαλιδισμού φαίνονται στο σχήμα 3.21, όπου η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος τείνει να παραλληλιστεί προς τον οριζόντιο άξονα τιμών μετά από ένα συγκεκριμένο κατώφλι ισχύος εισόδου. Με τον τρόπο αυτό, σήματα ή παλμοί με διαφορετική στάθμη ισχύος στην είσοδο εξισώνονται στην έξοδο του στοιχείου.





Τα κυκλώματα ψαλιδισμού βασίζονται στον έντονο κορεσμό του ενεργού στοιχείου μεταγωγής. Στην περίπτωση του οπτικού συμβολομετρικού διακόπτη, η λειτουργία του ως ψαλιδιστής επιτυγχάνεται με κορεσμό των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών που το απαρτίζουν. Ο κορεσμός των οπτικών διακοπτών επιτυγχάνεται με εφαρμογή ενός ισχυρού CW σήματος στην είσοδο του διακόπτη. Η εφαρμογή CW σήματος στην είσοδο του διαδεδομένη μέθοδος, που χρησιμοποιείται στα οπτικά κυκλώματα και υλοποιεί το κατεξοχήν κύκλωμα μετατροπής μήκους κύματος [3.50]. Ωστόσο, στις περισσότερες διατάξεις μετατροπής μήκους κύματος που έχουν αναφερθεί μέχρι στιγμής με χρήση οπτικών διακοπτών, η ισχύς του CW σήματος διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα, με αποτέλεσμα ο διακόπτης να

λειτουργεί στην περιοχή ασθενούς σήματος. Το σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας του συμβολομέτρου Mach-Zehnder σαν 2R αναγεννητής με χρήση ισχυρού σήματος CW στην είσοδο του εικονίζεται στο Σχήμα 3.22.



Σχήμα 3.22: Διάγραμμα λειτουργίας του συμβολομέτρου Mach-Zehnder σαν 2R αναγεννητής με χρήση ισχυρού σήματος CW στην είσοδο του

Καθώς το ισχυρό CW σήμα εισέρχεται στο διακόπτη, οι δυο ενισχυτές παύουν να επιδεικνύουν κέρδος ίσο με το κέρδος ασθενούς σήματος Go, και περιορίζονται σε μια μόνιμη κατάσταση σταθερού κέρδους Gcw σε υψηλά επίπεδα κορεσμού. Η είσοδος ενός παλμού σαν σήμα ελέγχου στον πάνω βραχίονα του συμβολομέτρου έχει σαν αποτέλεσμα την περαιτέρω μεταβολή του κέρδους στον αντίστοιχο ενισχυτή. Καθώς ο παλμός ελέγχου εισέρχεται στον ενισχυτή του διακόπτη, το κέρδος του ενισχυτή κοραίνεται μέχρι μια ελάχιστη τιμή, η οποία αντιστοιχεί στο χρονικό σημείο, που το σύνολο της ενέργειας του παλμού ελέγχου βρίσκεται μέσα στον SOA. Μετά την έξοδο του παλμού ελέγχου από τον ενισχυτή, το κέρδος του ενισχυτή αρχίζει να ανακάμπτει με εκθετική μορφή από την ελάχιστη τιμή του προς την αρχική τιμή κέρδους στη μόνιμη κατάσταση Gcw. Μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης, η μεταβολή του κέρδους προκαλεί αντίστοιχη μεταβολή της φάσης της CW συνιστώσας του πάνω βραχίονα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η εγγεγραμμένη μεταβολή φάσης στο CW σήμα, που προκύπτει με την παραπάνω διαδικασία, ακολουθεί τη βύθιση του κέρδους και με τον τρόπο αυτό ανοίγεται ένα παράθυρο μεταγωγής του CW σήματος. Κατά τη συμβολή των δυο συνιστωσών στην έξοδο του διακόπτη το τμήμα του CW σήματος που βρίσκεται μέσα στο παράθυρο μεταγωγής εμφανίζεται σε σχήμα παλμού στη θύρα μεταγωγής του διακόπτη.

Το πλάτος του εμφανιζόμενου παλμού στην έξοδο εξαρτάται από τη στροφή φάσης που έχει επιτελεστεί στη μια CW συνιστώσα, η οποία εξαρτάται με τη σειρά της από το σημείο ελάχιστου κέρδους του ενισχυτή. Αν το ελάχιστο κέρδος για παλμούς με μικρό πλάτος ισχύος τερματίζεται στο σημείο διαφάνειας του ενισχυτή, τότε οι ισχυρότεροι παλμοί δεν μπορούν να κορέσουν περισσότερο τον ενισχυτή. Αποτέλεσμα τούτου είναι ότι και οι ασθενείς αλλά και οι ισχυροί παλμοί επιδεικνύουν το ίδιο ελάχιστο κέρδος, επομένως την ίδια μεταβολή φάσης, ώστε τελικά να δημιουργούν ισουψείς μεταγόμενους παλμούς στην έξοδο. Τα παραπάνω γίνονται καλύτερα εμφανή στο Σχήμα 3.23, που περιγράφει τη διαδικασία μεταγωγής του CW σήματος για έναν ασθενή και έναν ισχυρό παλμό ελέγχου αντίστοιχα.



Σχήμα 3.23: στροφή φάσης μέσα στο SOA (Ι) ασθενές σήμα ελέγχου(ΙΙ) ισχυρό σήμα ελέγχου. Σε κάθε στήλη εικονίζοναι (α) αρχικός παλμός ελέγχου (β) κέρδος του SOA (<u>γραμμική</u> κλίμακα) (γ) μεταβολή της φάσης του CW σήματος εισόδου (rad) (δ) παλμός εξόδου.

Στα σχήματα 3.23(I)(α) και 3.23(II)(α) απεικονίζεται ο αρχικός παλμός ελέγχου. Η μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή για τις αντίστοιχες περιπτώσεις αποδίδεται στα σχήματα 3.23(I)(β) και 3.23(II)(β), θεωρώντας αρχικό κέρδος ασθενούς σήματος του SOA ίσο με 3,5 (γραμμική κλίμακα). Με τη διακεκομμένη γραμμή στα δύο αυτά σχήματα δείχνεται το σημείο διαφάνειας του κέρδους του ενισχυτή, το οποίο όπως θα δούμε στη συνέχεια αντιστοιχεί σε ολίσθηση φάσης ίση με π για το δεδομένο κέρδος μόνιμης κατάστασης. Παρατηρούμε ότι η μεταβολή του κέρδους και για τους δυο παλμούς τερματίζεται στο σημείο διαφάνειας του ενισχυτή. Η αντίστοιχη μεταβολή στη φάση του του CW σήματος εισόδου, που συνδιαδίδεται μέσα στον ενισχυτή με τον παλμό ελέγχου, απεικονίζεται στα σχήματα 3.23(I)(γ) και 3.23(II)(γ), αντίστοιχα, όπου η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στην τιμή φάσης, η οποία είναι ίση με π και για τις δυο περιπτώσεις. Τέλος, με χρήση της σχέσης 3.9, απεικονίζεται στα σχήματα 3.23(I)(δ) και 3.23(II)(δ) η αντίστοιχη έξοδος της θύρας S του διακόπτη για τις δύο περιπτώσεις, αντίστοιχα, όπου οι παλμοί εξόδου έχουν εξισωθεί.

Για να μελετήσουμε διεξοδικά τη διαδικασία εξίσωσης ισχύος με κορεσμό του συμβολομέτρου, πρέπει να ανατρέξουμε στις εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του και να εξάγουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του. Με αντικατάσταση της τιμής Gcw στη θέση της G2(t) στη σχέση 3.9 της ενότητας 3.2, η οποία εκφράζει τη συνάρτηση μεταφοράς για τη θύρα μεταγωγής του διακόπτη, η ισχύς του σήματος που εξέρχεται εκφράζεται ως:

$$P_{S}(t) = \frac{1}{4} P_{CW} \left[G_{x}(t) + G_{CW} - 2\sqrt{G_{x}(t) \cdot G_{CW}} \cos\left(-\frac{\alpha}{2} \ln\left(\frac{G_{x}(t)}{G_{CW}}\right)\right) \right] = \frac{1}{4} P_{CW} \left[(\sqrt{G_{x}(t)} - \sqrt{G_{CW}})^{2} + 4\sqrt{G_{x}(t) \cdot G_{CW}} \sin^{2}\left(-\frac{\alpha}{4} \ln\left(\frac{G_{x}(t)}{G_{CW}}\right)\right) \right]$$
(3.16)

Το κέρδος μόνιμης κατάστασης του SOA Gcw, όταν ο ημιαγωγός λειτουργεί υπό την επίδραση ισχυρού CW σήματος, καθορίζεται σε διαφορετικά επίπεδα ανάλογα με την οπτική ισχύ του CW σήματος, ενώ στην περιοχή ασθενούς σήματος το κέρδος του ενισχυτή στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας είναι αναγκαστικά ίσο με το κέρδος ασθενούς σήματος G₀. Κατά συνέπεια, σε κάθε δυνατή τιμή του αρχικού κέρδους Gcw αντιστοιχεί μια διαφορετική συνάρτηση μεταφοράς του διακόπτη. Ωστόσο, για κάθε δυνατή τιμή του αρχικού κέρδους Gcw του ενισχυτή, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη ο εξής περιορισμός: Το αρχικό κέρδος Gcw πρέπει πάντα να έχει τιμή τέτοια, ώστε να υπάρχει το περιθώριο για επίτευξη ολίσθησης φάσης κατά π με κατάλληλη επιλογή της τιμής ενέργειας του παλμού ελέγχου, οπότε να είναι δυνατή η λειτουργία του διακόπτη στην

Η μέγιστη στροφή φάσης, που λαμβάνει χώρα μες στον ενισχυτή, καθορίζεται από την ελάχιστη τιμή, την οποία λαμβάνει το κέρδος του SOA κατά την είσοδο του παλμού ελέγχου. Θέτοντας στη σχέση 3.9 ως μέγιστη επιτρεπτή τιμή της διαφοράς φάσης την τιμή Δφ=π, η οποία υπαγορεύεται από τον παραπάνω περιορισμό, η ελάχιστη τιμή του κέρδους G_x^{min} του ενισχυτή του πάνω βραχίονα υπολογίζεται ότι πρέπει να είναι

$$G_x^{\min} = G_{CW} \cdot \exp(-2\pi/\alpha) \tag{3.17}$$

Στο σημείο αυτό χρειάζεται να ληφθεί υπόψη ένας δεύτερος περιορισμός, ο οποίος είναι απόρροια του φυσικού μηχανισμού του ενισχυτή και στον οποίο, όπως προκύπτει

στη συνέχεια, βασίζεται η αρχή λειτουργίας του οπτικού διακόπτη ως κύκλωμα ψαλιδισμού. Αυτός ο φυσικός περιορισμός αφορά στο γεγονός ότι ο ενισχυτής σε καμία περίπτωση δεν μπορεί να αποτελέσει στοιχείο απώλειας ισχύος, οπότε στην έσχατη περίπτωση ο ενισχυτής λειτουργεί στο σημείο διαφάνειάς του, όπου το κέρδος του ενισχυτή είναι ίσο με τη μονάδα.

Αυτός ο φυσικός περιορισμός εκφράζεται μαθηματικά με τη σχέση $G_x^{\min} \ge 1$. Με συνδυασμό αυτού του περιορισμού με τον πρώτο περιορισμό για ολίσθηση φάσης κατά π μέσα στον ενισχυτή και με εφαρμογή της συνθήκης $G_x^{\min} \ge 1$ στη σχέση 3.9 προκύπτει η ελάχιστη τιμή κορεσμένου κέρδους Gcw, στην οποία επιτρέπεται να λειτουργεί ο ενισχυτής υπό την επίδραση του CW σήματος, ώστε να είναι εξακολουθεί να είναι εφικτή η λειτουργία του διακόπτη στη βέλτιστη περιοχή μεταγωγής. Αυτή η ελάχιστη επιτρεπτή τιμή του κέρδους Gcw προκύπτει από τη σχέση 3.9, θέτοντας όπου Gx^{min} την τιμή $G_x^{min} = 1$, και υπολογίζεται ότι είναι

$$G_{CW} = \exp(2\pi / \alpha) \tag{3.18}$$

Όπως παρατηρείται, η τιμή αυτή εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τον παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής α. Για μια τυπική τιμή του α =6, η τιμή του Gcw τείνει να προσεγγίσει την οριακή τιμή 2,848. Στο σχήμα 3.21 απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς της θύρας S του διακόπτη, όταν το αρχικό κέρδος Gcw λαμβάνει τιμές πολύ κοντά στην οριακή τιμή 2,848 (είναι ίσο με Gcw=2,85):



Σχήμα 3.24: Συνάρτηση μεταφοράς της θύρας μεταγωγής S για κέρδος αρχικής κατάστασης Gew= 2,85 (4,55 dB)

Η μορφή αυτής της καμπύλης παραπέμπει στη γνωστή μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ενός κυκλώματος ψαλιδισμού, όπως αυτή απεικονίζεται με τη βοήθεια του Σχήματος 3.21 στην αρχή της ενότητας. Πιο συγκεκριμένα, η καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς του Σχήματος 3.24 αυξάνει με συνημιτονοειδή μορφή μέχρι μια μέγιστη τιμή και στη συνέχεια διατηρείται σε αυτή τη σταθερή τιμή, διαγράφοντας ευθεία παράλληλη με τον οριζόντιο άξονα τιμών της ενέργειας παλμού ελέγχου. Η τιμή της ενέργειας Uin, μετά από την οποία η συνάρτηση μεταφοράς αρχίζει να παραλληλίζεται με τον

οριζόντιο άξονα τιμών, αποτελεί το αντίστοιχο κατώφλι ενέργειας ή ισχύος, το οποίο χαρακτηρίζει τη λειτουργία των κυκλωμάτων ψαλιδισμού. Άξιο παρατήρησης είναι, επίσης, το γεγονός ότι οι τιμές ενέργειας του παλμού ελέγχου, που απαιτούνται για τη λειτουργία του διακόπτη στο σχήμα 3.24, είναι τάξεις μεγέθους μεγαλύτερες από τις αντίστοιχες τιμές για απλή λειτουργία μεταγωγής. Αυτή η αύξηση στις απαιτούμενες ενέργειες μεταγωγής υπαγορεύεται από τη συνθήκη της σχέσης 3.17, και οφείλεται στο γεγονός ότι ο ενισχυτής λειτουργεί βαθύτερα στον κόρο. Κατά συνέπεια, η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του Σχήμα 3.24 επιβεβαιώνει τα δύο κύρια χαρακτηριστικά ενός κυκλώματος ψαλιδισμού:

- Ο παραλληλισμός της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος του κυκλώματος με τον οριζόντιο άξονα τιμών μετά από κάποιο όριο ισχύος εισόδου.
- Η απαίτηση υψηλών ενεργειών ώστε να οδηγείται το ενεργό μέσο (ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής) στο σημείο διαφάνειας του.

3.4.1 Εξομοίωση της λειτουργίας 2R αναγέννησης στα 40 Gb/s

Με τη βοήθεια του μοντέλου εξομοίωσης του διακόπτη Mach-Zehnder, ελέγχουμε αρχικά τη λειτουργία του ως 2R αναγεννητής όταν η είσοδός του είναι ένα CW σήμα και το σήμα ελέγχου μια έντονα διαμορφωμένη κατά πλάτος ακολουθία παλμών, σύμφωνα με όσα περιγράψαμε προηγουμένως. Η εξομοίωση γίνεται για ρυθμούς μετάδοσης των 40 Gb/s και οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν δίνονται στον πίνακα 3.4.

Παράμετροι Εξομοίωσης 2R αναγέννησης στα 40 G	b/s
Περίοδος Παλμοσειράς (Τ)	25 ps
Χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος (FWHM) παλμών Gauss	3 ps
Μήκος SOA(L)	1500 μm
Κέρδος Ασθενούς Σήματος Go SOA	30 dB
Παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής $\left(lpha_{_{ m N}} ight)$	6
Παράγοντας μη γραμμικής συμπίεσης του κέρδους (ε)	$0.2 \ W^{-1}$
Χρόνος επανασύνδεσης των φορέων (au_s)	18 psec→ανάκαμψη κέρδους = 25 ps
Ενέργεια κορεσμού κέρδους (Ε _{sat})	1000 fJ
Εσωτερικές γραμμικές απώλειες $\left(lpha_{ ext{int}} ight)$	2000 m ⁻¹

Πίνακας 3.4: Παράμετροι Εξομοίωσης 2R αναγέννησης στα 40 Gb/s



Σχήμα 3.25: Κατά σειρά εμφανίζονται (α) η ακολουθία παλμών δεδομένων ελέγχου στο διακόπτη με διαμόρφωση πλάτους 6 dB έντονα (β) η μεταβολή του κέρδους G(t) (γ) και της φάσης Δφ(t) του ενισχυτή και (δ) η παλμοσειρά εξόδου του διακόπτη P(t), στην περίπτωση που ο ενισχυτής λειτουργεί στην (Ι) περιοχή ασθενούς σήματος με αρχικό εξαναγκασμένο κέρδος 40 και (ΙΙ) στην περιοχή έντονου κορεσμού κοντά στην περιοχή διαφάνειας, με αρχικό κέρδος 3.

Ενδεικτικά αποτελέσματα της εξομοίωσης για όλα τα στάδια της διαδικασίας εμφανίζονται στο Σχήμα 3.25, όπου μάλιστα αντιπαρατίθεται η λειτουργία του

συμβολομέτρου στην περιοχή ασθενούς σήματος (σχήμα 3.25.Ι) με την αντίστοιχη λειτουργία του σε συνθήκες έντονου κορεσμού (σχήμα 3.25.ΙΙ). Πράγματι, στη γραφική αναπαράσταση του σχήματος 3.25.Ι, το αρχικό κέρδος των ενισχυτών καθορίζεται από ένα ασθενές CW σήμα ισχύος 100 μW στα 16 dB. Στην αντίστοιχη γραφική παράσταση της στήλης (II) του ιδίου σχήματος, η είσοδος ενός CW σήματος της τάξεως του 1mW αναγκάζει το διακόπτη να λειτουργεί κοντά στην τιμή γραμμικού κέρδους 3, η οποία όπως είδαμε είναι περίπου ίση με την οριακή τιμή κέρδους του ενισχυτή για βέλτιστη μεταγωγική λειτουργία, δεδομένου ότι ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής του ενισχυτή έχει τεθεί ίσος με 6. Επομένως οι γραφικές παραστάσεις της στήλης 3.25(II) αντιστοιχούν στην περίπτωση λειτουργίας του διακόπτη ως κύκλωμα ψαλιδισμού.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.25 α, ως σήμα ελέγχου εισάγεται μια ακολουθία παλμών δεδομένων ψευδοτυχαίας ακολουθίας PRBS 27-1, όπου η έντονη κατά πλάτος διαμόρφωση καθορίζεται από ένα αργό ημιτονικό σήμα που υπερτίθεται στην ακολουθία. Το πλάτος του ημιτόνου ορίζει το βάθος της διαμόρφωσης. Η συγκεκριμένη ακολουθία του Σχήματος 3.25 έχει βάθος διαμόρφωσης 6 dB. Το Σχήμα 3.25. Ι αποτυπώνει τη διαμόρφωση του κέρδους του ενισχυτή με την είσοδο της ακολουθίας δεδομένων, ενώ στο σχήμα 3.25. ΙΙ εμφανίζεται η διαφορά της ολίσθηση φάσης που προκαλεί κάθε παλμός ελέγχου μέσα στον ενισχυτή. Παρατηρούμε ότι για την περίπτωση του Σχήμα 3.25. Πα η διαφορά φάσης ίση με π επιτυγχάνεται όταν ακόμα το ελάχιστο κέρδος των παλμών κυμαίνεται γύρω από την τιμή 15, πολύ μακρυά από το σημείο διαφάνειας. Για τη βύθιση του κέρδους στο σημείο αυτό απαιτήθηκε ισχύς στο σήμα ελέγχου ίση με 350 μW. Αντίθετα, στο Σχήμα 3.25.Ι β όλοι σχεδόν οι παλμοί οδηγούν το κέρδος του ενισχυτή στο σημείο διαφάνειας, ενώ η διαφορά δεν υπερβαίνει την τιμή π, ακόμα και στην περίπτωση όπου η ενέργεια του παλμού ελέγχου είναι μεγαλύτερη από την ελάχιστα απαιτούμενη. Η ισχύς κορυφής για το σήμα ελέγχου που απαιτήθηκε ώστε και οι μικρότεροι παλμοί να κορέσουν στο σημείο διαφάνειας τον ενισχυτή ήταν 80 mW.

Συνέπεια των παραπάνω είναι ότι η έξοδος του συμβολομέτρου στην περίπτωση του κορεσμένου SOA παραμένει στη μέγιστη τιμή της, για οποιαδήποτε ενέργεια παλμού πάνω από την ελάχιστα απαιτούμενη για την επίτευξη ολίσθησης φάσης κατά π και, κατά συνέπεια, η έξοδος του διακόπτη αποτελείται από παλμούς με ίσα πλάτη. Αντίθετα, στην περίπτωση, όπου ο ενισχυτής του διακόπτη λειτουργεί στην περιοχή ασθενούς σήματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12(I), οι παλμοί διαφορετικής κορυφής ισχύος προκαλούν ο καθένας διαφορετική μεταβολή στη φάση. Ακόμα και όταν ο πιο ισχυρός παλμός προκαλεί μεταβολή στη φάση περίπου ίση με π, οι υπόλοιποι παλμοί προκαλούν μεταβολή φάσης πολύ μικρότερη του π, με αποτέλεσμα οι παλμοί εξόδου του διακόπτη να εξακολουθούν να είναι έντονα διαμορφωμένοι κατά πλάτος. Το σχήμα 3.26 συνοψίζει τα καλύτερα αποτελέσματα που πάρθηκαν για βέλτιστη λειτουργία του διακόπτη σαν 2R αναγεννητής στην κορεσμένη περιοχή του ενισχυτή, για διάφορες τιμές της διαμόρφωσης πλάτους των εισερχόμενων δεδομένων. Συγκεκριμένα, η στήλη (Ι) εμφανίζει τα διαγράμματα ματιού του σήματος εισόδου στον 2R αναγεννητή, που είναι στην ουσία η ακολουθία παλμών δεδομένων με διαμόρφωση πλάτους 6, 10 και 13 dB, που οδηγείται σαν σήμα ελέγχου στο διακόπτη. Στη διπλανή στήλη (ΙΙ) αντιπαραβάλλεται η αντίστοιχη έξοδος του συμβολομέτρου. Παρατηρούμε ότι όσο πιο μικρό είναι το βάθος διαμόρφωσης πλάτους του σήματος εισόδου του διακόπτη. Το γεγονός αυτό οφείλεται στον περιορισμό ότι ο μικρότερος κατά πλάτος παλμός της ακολουθίας πρέπει να έχει την απαιτούμενη ισχύ ώστε να κορέσει τον ενισχυτή στο σημείο διαφάνειας.



Σχήμα 3.26. Διαγραμματα ματιού για είσοδο (Ι) και έξοδο (ΙΙ) 2R αναγεννητή με (α) 6 dB(β) 10 dB και (γ)13 dB βάθος διαμόρφωσης πλάτους.

Μέχρι στιγμής έχουμε εξετάσει τη λειτουργία του 2R αναγεννητή για σήματα εισόδου με μοναδική παραμόρφωση τη διαμόρφωση πλάτους. Ωστόσο οι συνθήκες αυτές είναι ιδανικές και προσομοιάζουν ελάχιστα τις πραγματικές συνθήκες, όπου τα τηλεπικοινωνιακά σήματα υποφέρουν από τυχαία χρονική ολίσθηση φάσης (timing jitter) των παλμών. Το jitter είναι μια μορφή θορύβου η οποία επηρεάζει στιγμιαία το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων με αποτέλεσμα να μεταβάλλει τυχαία το μέσο χρόνο άφιξης των παλμών γύρω από μια κεντρική τιμή. Δεδομένου ότι το jitter αποτελεί σημαντική αλλοίωση του σήματος που δυσχεραίνει την ορθή λήψη του στο δέκτη, μια
πληρέστερη ανάλυση της λειτουργίας του 2R αναγεννητή υπαγορεύει τη μελέτη της συμπεριφοράς του σε σχέση με τη τυχαία χρονική ολίσθηση φάσης. Για να το πετύχουμε αυτό, θεωρούμε την τυχαία μεταβλητή J που αντιστοιχεί στην τυχαία διαφορά φάσης με την οποία οι παλμοί του σήματος εισόδου φθάνουν με στον 2R αναγεννητή. Η μεταβλητή J ακολουθεί Κανονική Κατανομή με μέση τιμή μ=0 και απόκλιση σ=0,5 ps. Το σχήμα 3.27 απεικονίζει το σήμα εισόδου με διαμόρφωση πλάτους 6 και 10 dB αντίστοιχα και timing jitter με rms τιμή ίση με 0,5ps.



Σχήμα 3.27. Διαγραμματα ματιού για είσοδο (Ι) και έξοδο (ΙΙ) 2R αναγεννητή με (α) 6 dB(β) 10 dB και (γ)13 dB βάθος διαμόρφωσης πλάτους.

Από τα διαγράμματα ματιού του Σχήματος 3.27 της εξόδου του 2R αναγεννητή, και συγκρίνοντας τα με τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχήματος 3.26, προκύπτει ότι η επίδοση του διακόπτη όσον αφορά την εξίσωση ισχύος των παλμών δεν επηρεάζεται από την παρουσία της τυχαίας χρονικής ολίσθησης φάσης τους. Ωστόσο, το ερώτημα που γεννάται είναι κατά πόσο ο ψαλιδιστής λειτουργεί προσθετικά ή αναιρετικά ως προς το timing jitter. Ο υπολογισμός του jitter στην έξοδο του διακόπτη γίνεται με βάση τη μέση χρονική στιγμή άφιξης του κάθε παλμού $T_{maen}(i)$, που δίνεται από τη σχέση []:

$$T_{mean}(i) = \frac{\int_{0}^{T_{p}} t \cdot E_{P-i}(t) dt}{\int_{0}^{T_{p}} E_{P-i}(t) dt}$$

Το σύνολο των τιμών *T_{maen}(i)* για κάθε παλμό i απαρτίζουν έναν πίνακα τιμών, που αντιστοιχεί στον πίνακα τιμών της μεταβλητής J_{out}.της εξόδου Επομένως, και με την

προϋπόθεση ότι θεωρούμε τη Jout. κανονική κατανομή, μέσω της συνάρτησης normfit της MATLAB υπολογίζουμε τη μέση τιμή της μout και την τυπική απόκλιση της σout, που αποτελεί και την rms τιμή της τυχαίας ολίσθησης φάσης (timing jitter) για την έξοδο και προκύπτει αύξηση 0,2 ps.

Τέλος, μια σημαντική παρατήρηση που προκύπτει από τις εξόδους των Σχημάτων 3.26, 3,27 είναι η αλλοίωση του σχήματος των παλμών. Το γεγονός ότι στον οπτικό ψαλιδιστή δεν είναι δυνατή η ολίσθηση φάσης μεγαλύτερη από π, εγγυάται ότι δεν υπάρχει αλλοίωση της κυματομορφής των παλμών εξόδου, υπό την έννοια της εμφάνισης διπλοκορυφών. Ωστόσο, στο οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού, η κυματομορφή των παλμών εξόδου αλλοιώνεται, συγκριτικά με την κυματομορφή των παλμών εισόδου, καθώς είναι διαφορετική η χρονική εξέλιξη της ολίσθησης φάσης, την οποία προκαλούν παλμοί ελέγχου με διαφορετική ενέργεια. Ο ισχυρότερος παλμός ελέγχου, με μεγαλύτερη συνολική ενέργεια, κοραίνει το κέρδος του ενισχυτή γρηγορότερα από έναν ασθενέστερο παλμό ελέγχου, ο οποίος έχει μικρότερη συνολική ενέργεια. Αποτέλεσμα αυτού, είναι το κέρδος του ενισχυτή να διατηρείται σταθερό, στο σημείο διαφάνειάς του, για μεγαλύτερη χρονική διάρκεια στην περίπτωση του ισχυρότερου παλμού ελέγχου, από ότι στην περίπτωση του ασθενέστερου παλμού ελέγχου. Κατά συνέπεια, η μορφή των παλμών εξόδου τείνει περισσότερο προς τετραγωνική, όσο μεγαλύτερη είναι η ενέργεια του αντίστοιχου παλμού ελέγχου, με αντίστοιχη αύξηση του χρονικού εύρους ημίσειας ισχύος τους (FWHM), που όπως φαίνεται από τα Σχήματα 3.26, 3.27 είναι ίσο με 6 ps, διπλάσιο από αυτό του σήματος εισόδου. Για να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα, καταφεύγουμε σε μια πρακτική που περιγράφεται στην επόμενη παράγραφο και είναι γνωστή ως PUSH-PULL, η οποία προβλέπει την είσοδο του σήματος ελέγχου και στους δυο βραχίονες του συμβολομέτρου.

Διαφορικός έλεγχος του συμβολομέτρου PUSH-PULL

Στις λειτουργίες των συμβολομετρικών διακοπτών όπου ο έλεγχος γίνεται μόνο από τον ένα βραχίονα, οι χρόνοι απόκριση τους εξαρτώνται άμεσα από τους χρόνους απόκρισης των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών. Αν ο χρόνος ανάκαμψης του τελευταίου είναι μεγαλύτερος από την περίοδο του ρυθμού μετάδοσης, τότε όπως είδαμε και στην παράγραφο 2.3, οδηγούμαστε σε παραμόρφωση των δεδομένων μέσω του φαινομένου γραμμικής διαμόρφωσης (linear patterning effect) [3.77]. Ωστόσο, η απόδοση των συμβολομετρικών διακοπτών μπορεί να βελτιωθεί με τη μέθοδο διαφορικού ελέγχου (PUSH-PULL), η οποία ανεξαρτητοποιεί τη λειτουργία τους από την χρονική απόκριση των ενισχυτών. Στο Σχήμα 3.28 απεικονίζεται η αρχή λειτουργίας της οδήγησης του συμβολομετρικού διακόπτη MZI με την τεχνική push-pull.

Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.28 που περιγράφει τη λειτουργία της τεχνικής PUSH-PULL σε όλα τα στάδια της διαδικασίας, ο δεύτερος παλμός διαμορφώνει το κέρδος του SOA2 παρόμοια με αυτόν του SOA1. Ωστόσο, το βάθος της διαμόρφωσης του κέρδους του SOA2 είναι μικρότερο από αυτό του SOA1 και μετατοπισμένο κατά τ. Οι δυο αυτές μεταβολές του κέρδους προκαλούν αντίστοιχες μεταβολές της φάσης, με αποτέλεσμα η διαφορά φάσης μεταξύ τους να είναι το υπόλειμμα που προκύπτει από την υπέρθεση τους. Ο παλμός που λειτουργεί ως το σήμα ελέγχου πρίν εισέλθει στο SOA1, διαχωρίζεται μέσω ενός συζεύκτη σε δυο τμήματα. Καθεμιά από τις δυο συνιστώσες οδηγείται πλέον στον αντίστοιχο SOA, με τη διαφορά ότι ο δεύτερος παλμός εισέρχεται στο SOA2 καθυστερημένος κατά 'τ' και με μικρότερη ισχύ (P1>P2). Ο παλμός P2 λειτουργεί σαν παλμός που κλείνει το παράθυρο μεταγωγής που ανοίχτηκε νωρίτερα από τον πρώτο παλμό P1.



Σχήμα 3.28. Αρχή λειτουργίας της τεχνικής PUSH-PULL

Το τεχνητό αυτό παράθυρο μεταγωγής του διακόπτη φαίνεται με γραμμοσκίαση στο Σχήμα 3.28, ενώ το εύρος του είναι κοντά στο 'τ'. Συγκρίνοντας το Σχήμα 3.29.Ι με το Σχήμα 3.29.ΙΙ που δείχνει τη λειτουργία χωρίς PUSH-PULL, διαπιστώνουμε ότι η διαφορά φάσης που δημιουργείται μεταξύ των σημάτων στους δύο βραχίονες του MZI (με ένα παλμό ελέγχου), και συγκεκριμένα κατά το αργά φθίνων μέρος του παλμού που οφείλεται στο χρόνο ανάκαμψης του SOA1, εξισορροπείται από την ύπαρξη του καθυστερημένου σήματος ελέγχου στο SOA2. Μόνο στο αρχικό μέρος των παλμών μεταξύ των δύο βραχιόνων διατηρείται η διαφορά φάσης π με αποτέλεσμα την προσθετική συμβολή στην έξοδο μόνο σε αυτό το σημείο. Το βελτιωμένο παράθυρο μεταγωγής ακολουθεί το διαφορικό κέρδος των δύο SOA και αυτό απεικονίζεται στους παραγόμενους παλμούς στην έξοδο (Σχήμα 3.29). Το παράθυρο μεταγωγής λοιπόν του διακόπτη MZI με οδήγηση push-pull εξαρτάται από το εύρος των παλμών ελέγχου push και pull, καθώς και από τη μεταξύ τους καθυστέρηση 'τ'.





Σχήμα 3.29 Κατά σειρά εμφανίζονται (α) η ακολουθία τριών παλμών με διαφορά στα πλάτη (β) η μεταβολή του κέρδους G(t) (γ) και της φάσης Δφ(t) του ενισχυτή και (δ) η παλμοσειρά εξόδου του διακόπτη P(t), στην περίπτωση που ο ενισχυτής λειτουργεί στην (I) με την τεχνική PUSH PULL (II) χωρίς την τεχνική PUSH PULL.

Με τον τρόπο αυτό, δεν καταφέραμε μόνο να αναιρέσουμε τις επιπτώσεις από την αργή σχετικά απόκριση των ενισχυτών, αλλά παραγάγαμε στην έξοδο του συμβολομέτρου παλμούς σημαντικά στενότερους από ότι με τη μέθοδο του μονού βραχίονα, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.29 που αντιπαραθέτει τις εξόδους για τις δυο διαφορετικές λειτουργίες. Το σχήμα 3.30 αναπαριστά το διάγραμμα ματιού για την είσοδο και έξοδο του συμβολομέτρου με την τεχνική PUSH PULL. Στην είσοδο οι παλμοί εμφανίζουν διαμόρφωση πλάτους της τάξεως των 6 dB και 10 dB. Παρατηρούμε από τα σχήματα

αυτά ότι η αρχική διαμόρφωση πλάτους των παλμών δεδομένων έχει πρακτικά εξαλειφθεί και στις δυο περιπτώσεις.



Σχήμα 3.30: διάγραμμα ματιού για την είσοδο και έξοδο του συμβολομέτρου με την τεχνική PUSH PULL για 6 dB και 10 dB.

Ωστόσο, το σήμα με 10 dB διαμόρφωση πλάτους εμφανίζει μεγαλύτερη τυχαία ολίσθηση φάσης των παλμών στην έξοδο. Πράγματι, υπάρχει ένα είδος μετατροπής της διαμόρφωσης πλάτους σε ολίσθηση φάσης. Το επίπεδο κορεσμού των ενισχυτών καθορίζει την ανάκαμψη των κέρδους τους, με το μικρότερο επίπεδο κορεσμού να αντιστοιχεί σε γρηγορότερη ανάκαμψη. Επομένως, παλμοί με διαφορετικό πλάτος που κοραίνουν τους ενισχυτές σε διαφορετικά επίπεδα, αποτυπώνουν τη διαφορά στη χρονική απόκριση με τη μορφή ολίσθησης φάσης.

3.5 Πειραματική υλοποίηση 2R αναγέννησης στα 40 Gb/s

Όπως προέκυψε από την εξομοίωση, είναι δυνατή η 2R αναγέννηση οπτικών δεδομένων στα 40 Gb/s με ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder σε λειτουργία μετατροπής μήκους κύματος με ισχυρό CW σήμα, αρκεί η πύλη να λειτουργεί σε συνδεσμολογία PUSH-PULL. Για την πειραματική επιβεβαίωση των παραπάνω υλοποιήθηκε η πειραματική διάταξη του σχήματος 3.31, που χωρίζεται σε τρία διακριτά τμήματα: α) το τμήμα παραγωγής οπτικών δεδομένων με ελεγχόμενη διαμόρφωση πλάτους β) τον 2R αναγεννητή και γ) το τμήμα αποπολυπλεξίας και διαγνωστικών οργάνων. Ακολουθεί η περιγραφή καθενός από τα παραπάνω τμήματα. Γεώργιος Θ. Κανέλλος



Σχήμα 3.31: Πειραματική διάταξη της 2R αναγέννησης οπτικών δεδομένων στα 40 Gb/s με ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder

Α. Γεννήτρια δεδομένων στα 40 Gb/s με διαμόρφωση πλάτους

Η γεννήτρια του σήματος ελέγχου περιλαμβάνει μια διοδική πηγή laser κατανεμημένης ανάδρασης (LD1- DFB laser), η οποία λειτουργεί με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής (gain switching). Η πηγή LD1 εκπέμπει στο μήκος κύματος 1553 nm και οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια αρμονικών σημάτων στη συχνότητα 10,025 GHz, οπότε παράγει στην έξοδό της ένα οπτικό σήμα ρολογιού στην αυτή συχνότητα με οπτικούς παλμούς τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (Return-to-Zero - RZ) και σχήματος Gauss. Αυτό το σήμα συμπιέζεται γραμμικά, στη συνέχεια, μέσα σε 540 μέτρα ίνας αρνητικής διασποράς (Dispersion Compensation Fiber-DCF), η οποία έχει παράμετρο διασποράς D=-93,6 ps/nm/km. Στην έξοδο της ίνας αυτής το χρονικό εύρος των παλμών Gauss είναι ίσο με 7 ps.



Σχήμα 3.32 Ίχνος αυτοσυσχέτισης της παλμοσειράς ρολογιού στα 10,025 GHz. Χρονική κλίμακα 2,94 psec/div. (β) Παλμοσειρά ρολογιού στα 10,025 GHz Χρονική κλίμακα 60 ps/div



Σχήμα 3.33: Χρονικό τμήμα της οπτικής ακολουθίας δεδομένων στα 40,1 Gb/s, στην έξοδο του τετραπλασιαστή.

Το πλάτος του παραγόμενου παλμού Gauss είναι ικανοποιητικό για ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 10GB/s. Ωστόσο επειδή το σήμα πρόκειται να πολυπλεχθεί ώστε να επιτύχουμε τον προσδοκόμενο ρυθμό μετάδοσης των 40GB/s, το πλάτος του οπτικού παλμού Gauss πρέπει να συμπιεστεί ώστε να αντιστοιχεί στο 1/8 του ρυθμού μετάδοσης. Η χρήση ενός επιπλέον γραμμικού συμπιεστή δεν μπορεί να αποφέρει το επιδιωκόμενο αποτέλεσμα, καθώς η γραμμική συμπίεση έχει ήδη εξαντληθεί. Για το λόγο αυτό γίνεται χρήση του μη γραμμικού συμπιεστή όπως φαίνεται και στο ίχνος αυτοσυσχέτισης των παλμών στο σχήμα 3.32(α). Στο σχήμα 3.32(β) απεικονίζεται το παλμογράφο.

Η παραγόμενη παλμοσειρά των 10,025 GHz με 3,5 ps εύρος παλμού διαμορφώνεται, στη συνέχεια, εξωτερικά (external modulation) με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD1) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator), ο οποίος οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια 2⁷-1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence Generator – PRBS Generator) με συχνότητα 10,025 Gb/s. Στην έξοδο του διαμορφωτή παράγεται, επομένως, μια οπτική 2⁷-1 ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων σε συχνότητα 10,025 Gb/s.

Η οπτική αυτή ακολουθία εισέρχεται στον οπτικό τετραπλασιαστή συχνότητας (4x Rate Multiplier), ο οποίος είναι κατά τέτοιο τρόπο κατασκευασμένος, ούτως ώστε στην έξοδό του να παρέχει οπτικό σήμα ψευδοτυχαίων δεδομένων σε συχνότητα 4 φορές μεγαλύτερη της αρχικής. Συγκεκριμένα, η διάταξη του τετραπλασιαστή συχνότητας, που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα 3.34.



Σχήμα 3.34: Δομικό διάγραμμα του τετραπλασιαστή συχνότητας.

Ο τετραπλασιαστής αποτελείται, στην ουσία, από δυο στάδια διπλασιασμού της συχνότητας. Το κάθε στάδιο συνίσταται από δύο οπτικούς 3 dB συζεύκτες, οι οποίοι συνδέονται έτσι, ώστε οι δύο έξοδοι του ενός συζεύκτη να ενώνονται με τις αντίστοιχες εισόδους του δεύτερου παρεμβάλλοντας κατάλληλα μήκη ίνας. Κατά αυτόν τον τρόπο σχηματίζονται σε κάθε στάδιο διπλασιασμού δύο βραχίονες διαφορετικού μήκους, οπότε εισάγεται η επιθυμητή χρονική καθυστέρηση μεταξύ των σημάτων, που διαδίδονται στους δύο βραχίονες. Για την παραγωγή υψηλής ποιότητας σήματος στην έξοδο του τετραπλασιαστή οι απώλειες ισχύος των δύο βραχιόνων κάθε σταδίου διπλασιασμού αντισταθμίζονται με τη βοήθεια εξασθενητών, ώστε τα σήματα κατά την επανένωσή τους στους 3 dB οπτικούς συζεύκτες να έχουν το ίδιο επίπεδο ισχύος. Για τον καθορισμό της ίδιας πόλωσης σε κάθε στάδιο χρησιμοποιείται ένας ελεγκτής πόλωσης μέσα στο στάδιο διπλασιασμού και μεγιστοποιούμε την έξοδο, στην οποία έχουμε προσαρμόσει έναν πολωτή.

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

Ο τετραπλασιαστής, που χρησιμοποιήθηκε στις πειραματικές διατάξεις αυτής της διατριβής, παράγει στην έξοδό του οπτικό σήμα δεδομένων στα 40,01 Gb/s, το οποίο μπορεί να είναι της ιδίας μορφής με το 2⁷-1 PRBS ακολουθίας δεδομένων στην είσοδο του. Έτσι, οι καθυστερήσεις που εισάγει το πρώτο και το δεύτερο στάδιο διπλασιασμού του τετραπλασιαστή, με βάση τη συνθήκη (N· Tb/2), είναι 6,24 nsec και 3,17 nsec, αντίστοιχα. Στο σχήμα A.11(β) φαίνεται η φωτογραφία του τετραπλασιαστή συχνότητας, όπως αυτός κατασκευάστηκε στο εργαστήριο, Χρονικό τμήμα της οπτικής ακολουθίας δεδομένων στα 40,01 Gb/s απεικονίζεται στο σχήμα 4.8., όπως αυτή προκύπτει στην έξοδο του τετραπλασιαστή. Η χρονική περίοδος αυτής της ακολουθίας μετρήθηκε ίση με 3,17 ns.

Τέλος, ο έλεγχος της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών του σήματος καθορίζεται από το ρεύμα έγχυσης του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή. Όπως είδαμε και στην παράγραφο 2.3, το ρεύμα έγχυσης καθορίζει το χρόνο ανάκαμψης και επομένως εντείνει ή εξουδετερώνει το φαινόμενο pattern effect. Επιπλέον όσο το ρεύμα έγχυσης ελέγχει το δείκτη θορύβου του ενισχυτή, ώστε μεταβάλλοντας το να επηρεάζεται ο σηματοθορυβικός λόγος και η στοχαστική διαμόρφωση πλάτους των παλμών χρησιμοποιήθηκε ένας SOA κατασκευασμένος από το Πολυτεχνείο της Ζυρίχης (ETHZ), ο οποίος ήταν ένας συμπαγής αυλακωτός InGaAsP/InP κυματοδηγός μήκους 1,5 mm, με 31 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm και 28 dB κέρδος στα 1545 nm, 3 dB αξονική διαφορά κέρδους, και 80 psec χρόνο ανάκτησης κέρδους για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 750 mA.

B. O 2R αναγεννητής MZI

Το κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων στα 40,01 Gb/s αποτελείται από ένα εμπορικά διαθέσιμο υβριδικά ολοκληρωμένο οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder, όμοιο με αυτά που περιγράφηκαν στην ενότητα 3.2.2, που έχει κατάλληλα προσαρμοσθεί σε ψήκτρα ώστε να παραμένει η συσκευή σε χαμηλή θερμοκρασία όταν αυτή είναι σε λειτουργία. Στη φωτογραφία του σχήματος 3.35(α), φαίνεται η πλήρης πειραματική διάταξη του συμβολομέτρου ενσωματωμένου στην ψήκτρα. Η ολοκληρωμένη συσκευασία του διακόπτη διαθέτει επιπλέον μία είσοδο για την τροφοδοσία τάσης των phase shifter (όταν κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο) καθώς και μία είσοδο για τον έλεγχο θερμοκρασίας της συσκευής.





Σχήμα 3.35: α) Φωτογραφία του ολοκληρωμένου συμβολομετρικού διακόπτη β) Πειραματική εγκατάσταση του διακόπτη σε ψήκτρα.

Η θερμοκρασία του διακόπτη όταν αυτός είναι σε λειτουργία, ελέγχεται από ένα εξωτερικό, εμπορικά διαθέσιμο όργανο. Το όργανο του ελεγκτή θερμοκρασίας διαβάζει την τιμή θερμοκρασίας του ενεργού τμήματος του MZI με τη βοήθεια ενός thermistor που βρίσκεται μέσα στο MZI (αντιλαμβάνεται μεταβολή της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του), και την διατηρεί σε σταθερή θερμοκρασία (συνήθως 20°) τροφοδοτώντας με το κατάλληλο ρεύμα μία πλατφόρμα Peltier. Η Peltier είναι μία θερμό-αγώγιμη πλατφόρμα η οποία βρίσκεται κάτω από τους SOA και ανάλογα με το ρεύμα που διέρχεται από αυτήν, εντείνει ή όχι την αποβολή θερμότητας στη συσκευή.

Στο Σχήμα 3.35β απεικονίζονται οι βραχίονες οδήγησης του σήματος ελέγχου στους ενισχυτές SOA του συμβολομέτρου. Καθένας απ' αυτούς απαρτίζεται από έναν ελεγκτή πόλωσης, έναν εξασθενητή ισχύος ώστε να ελέγχεται η ισχύς εισόδου του κάθε βραχίονα ανεξάρτητα και τέλος ένα στοιχείο χρονικής γραμμής καθυστέρησης (Optical Delay Line – ODL) με χρονικό εύρος ολίσθησης 300ps για το σωστό συγχρονισμό των σημάτων ελέγχου.

3.5.1 Πειραματικά αποτελέσματα

Ο χαρακτηρισμός της λειτουργίας του κυκλώματος 2R αναγέννησης με χρήση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder πραγματοποιήθηκε για σήματα που επεδείκνυαν βάθος διαμόρφωσης των παλμών στα 3dB και 6dB αντίστοιχα. Για τον καθορισμό του βάθους διαμόρφωσης των δεδομένων το ρεύμα έγχυσης του SOA ορίστηκε στα 700 mA και 450 mA αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα για τα δυο σήματα εισόδου εμφανίζονται στην αριστερή στήλη του Σχήματος 3.26. Η δεξιά στήλη του ίδιου σχήματος προβάλλει τα αναγεννημένα σήματα στην έξοδο του συμβολομέτρου.





Η αναγεννημένη έξοδος του σήματος με διαμόρφωση πλάτους 3 dB εμφανίζει ένα πλήρως ανοιχτό μάτι, όπου το βάθος διαμόρφωσης έχει υποχωρήσει εντελώς. Η ισχύς του CW κορεσμού ορίσθηκε στα 1 mW ενώ η ισχύς των δεδομένων που εισέρχονταν ως σήμα ελέγχου αναλογούσε σε ενέργειες παλμού για τους δυο βραχίονες της λειτουργίας PUSH-PULL ίσες με 100 fJ και 65 fJ αντίστοιχα. Οι ίδιες τιμές ισχύος διατηρήθηκαν και για το σήμα με 6 dB διαμόρφωση πλάτους. Για το λόγο το βάθος διαμόρφωσης έχει αναιρεθεί πλήρως, παραμένει πάντως εντός των ικανοποιητικών ορίων του 1 dB. Μια επιπλέον παρατήρηση στο διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου των 6 dB αφορά στο γεγονός ότι τα επίπεδα θορύβου του εμφανίζονται ελάχιστα αυξημένα, τόσο σε επίπεδο υποβάθρου (περιοχή μηδενικής ισχύος σήματος) όσο και σε επίπεδα τυχαίας ολίσθησης φάσης. Η επίδραση του θορύβου στο σήμα φαίνεται στις καμπύλες του ρυθμού σφαλμάτων (Bit Error Rate – BER) του Σχήματος 3.37.

Η πειραματική μέθοδος που καταγράφει τη συνολική απόδοση της διαδικασίας αναγέννησης ενός σήματος είναι η μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων (Bit Error Rate –

BER) που προκύπτουν στο δέκτη, σε συνάρτηση με την ισχύ εισόδου του σήματος στο δέκτη. Η μέτρηση αυτή ανιχνεύει με τον πλέον ευαίσθητο τρόπο το σύνολο των αλλοιώσεων ενός σήματος. Για περισσότερα πάνω στις μετρήσεις ρυθμού σφαλμάτων ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [3.83].



Σχήμα 3.37: Καμπύλες μέτρησης ρυθμού σφαλμάτων (BER) για τα δυο σήματα εισόδου.

Το Σχήμα 3.37 παρουσιάζει τις πειραματικές καμπύλες για την είσοδο των πακέτων με λόγους στάθμης ισχύος 3dB και 6dB καθώς και τις αντίστοιχες εξόδους τους, για το εύρος ισχύος στον δέκτη που απαιτείται μέχρι την επίτευξη αλάθητης μετάδοσης και ορίζεται στα 10⁻¹² λάθη/bit (Error/bit). Οι μετρήσεις του ρυθμού σφαλμάτων πραγματοποιήθηκαν για καθένα από τα τέσσερα αποπολυπλεγμένα κανάλια των 10Gb/s, και όχι για τον πραγματικό ρυθμό μετάδοσης του σήματος στα 40Gb/s. Όπως εξηγείται στην ενότητα 4.4.3, η επιπλέον διαδικασία της αποπολυπλεξίας επιφέρει μια επιβάρυνση στην απαιτούμενη ισχύ στον δέκτη, που ωστόσο είναι μέρος της διαγνωστικής διαδικασίας και δεν αφορά την επίδοση του υπό εξέταση κυκλώματος. Οι παραπάνω μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με τη χρήση του ενός ολοκληρωμένου ηλεκτρο-απορροφητικού διαμορφωτή (electro-absorption modulator – EAM) για την αποπολυπλεξία (ενότητα 4.4.3).

Από την εκτίμηση των αποτελεσμάτων της μέτρησης, προκύπτει ότι και στις δυο περιπτώσεις της διαμόρφωσης πλάτους των δεδομένων επιτυγχάνεται αλάθητη μετάδοση στην έξοδο του κυκλώματος, με αρνητικές ποινές ισχύος της τάξεως των 1 dB και 1,5 dB για τους λόγους των 3 dB και 6 dB αντίστοιχα, επιβεβαιώνοντας τον αναγεννητικό χαρακτήρα της λειτουργίας του συμβολομέτρου. Η διαφορική ποινή ισχύος που εμφανίζεται ανάμεσα στις μετρήσεις του σήματος με λόγο ισχύος 3 dB και στις αντίστοιχες με λόγο 6 dB, οφείλεται στην επιπλέον συσσώρευση θορύβου λόγω της μείωσης του ρεύματος έγχυσης στον ενισχυτή SOA που αποσκοπούσε στην ένταση της διαμόρφωσης.

Αναφορές

- [3.1] Digital Design, Third Edition, by M. Morris Mano
- [3.2] <u>The Chip that Jack Built</u> (http://www.ti.com/corp/docs/kilbyctr/jackbuilt.shtml), (HTML), Texas Instruments, accessed May 29, 2008
- [3.3] "<u>Itanium Tukwila</u>." *AFP*. <u>Feb 5</u>, <u>2008</u>. Retrieved on <u>Feb 5</u>, <u>2008</u>.
- [3.4] A. Lattes et al., "An ultrafast all-optical gate", IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-19, No. 11, pp. 1718-1723, 1983.
- [3.5] K. E. Stubkjaer, "Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, No. 6, pp. 1428-1435, 2000
- [3.6] H.J.S Dorren et al., "Optical packet switching and buffering by using all-optical signal processing methods", J. Lightwave Technol., vol. 21, No. 1, pp. 2-12, 2003.
- [3.7] D. Chiaroni, "Packet switching matrix: a key element for the backbone and the metro", IEEE J. Sel. Areas in Commun., vol. 21, No. 7, pp. 1018-1025, 2003.
- [3.8] I. White et al., "Wavelength switching components for future photonic networks", IEEE Commun. Mag., vol. 40. No. 9, pp. 74-81, 2002.
- [3.9] Clausen, A.T.; Siahlo, A.I.; Seoane, J.; Oxenlowe, L.K.; Jeppesen, P.;"320 to 10 Gbit/s demultiplexing using a NOLM based on commercially available components" Electronics LettersVolume 41, Issue 5, 3 Mar 2005 Page(s):265 – 266
- [3.10] 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 on25-29 March 2007 Page(s):1 – 3
- [3.11] B. S. Robinson et al., "Demultiplexing of 80-Gb/s pulse-position modulated data with an ultrafast nonlinear interferometer", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, No. 2, pp. 206-208, 2002.
- [3.12] C. Schubert et al., "Error-free all-optical add-drop multiplexing at 160 Gbit/s", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, pp. PD17.1-PD17.3.
- [3.13] Zuqing Zhu; M. Funabashi; Zhong Pan; L. Paraschis; S.J.B. Yoo "1000 cascaded stages of optical 3R regeneration with SOA-MZI-based clock enhancement to achieve 10-gb/s 125 000-km dispersion uncompensated transmission" Photonics Technology Letters, IEEE Volume 18, Issue 20, Oct. 2006 Page(s):2159 – 2161
- [3.14] Kanellos, G.T.; Petrantonakis, D.; Tsiokos, D.; Bakopoulos, P.; Zakynthinos, P.; Pleros, N.; Apostolopoulos, D.; Maxwell, G.; Poustie, A.; Avramopoulos, H."All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches" Lightwave Technology, Journal of Volume 25, Issue 1, Jan. 2007 Page(s):184 – 192
- [3.15] G. Gavioli et al., "Novel 3R regenerator based on polarization switching in a semiconductor optical amplifier-assisted fiber Sagnac interferometer", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 15, No. 9, pp. 1261-1263, 2003.
- [3.16] S. Watanabe et al., "160 Gbit/s optical 3R-regenerator in a fiber transmission experiment", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, pp. PD16.1-PD16.3.
- [3.17] 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.
- [3.18] 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.
- [3.19] O. Leclerc et al., "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond", J. Lightwave Technol., vol. 21, No. 11, pp. 2779-2790, 2003.
- [3.20] 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.

- [3.21] 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.
- [3.22] "WDM-enabled, 40Gb/s Hybrid Integrated All-optical Regenerator" G.Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie CIP F. Gunning, X. Yang, A.D. Ellis, R. Webb, R. Manning : Photonic Systems Group, Tyndall National Institute, University College Cork, Cork, Ireland Post Deadline Paper ECOC 2005, Glasgow 2005
- [3.23] 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
- [3.24] 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 on25-29 March 2007 Page(s):1 – 3
- [3.25] 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, IEEEVolume 18, Issue 8, April 2006 Page(s):917 – 919
- [3.26] Furukawa, H.; Takakura, H.; Kuroda, K.; "A novel optical device with wide-bandwidth wavelength conversion and an optical sampling experiment at 200 Gbit/s" Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions onVolume 50, Issue 3, June 2001 Page(s):801 – 807
- [3.27] Melo, A.M.; Randel, S.; Schares, L.; Petermann, K.; "Analysis of add/drop multiplexing from 160 Gbit/s to 10 Gbit/s and 40 Gbit/s with a modified SOA-MZI gate", Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004. The 17th Annual Meeting of the IEEE volume 2, 7-11 Nov. 2004 Page(s):917 - 918 Vol.2
- [3.28] 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
- [3.29] Zuqing Zhu; M. Funabashi; Zhong Pan; L. Paraschis; S.J.B. Yoo "1000 cascaded stages of optical 3R regeneration with SOA-MZI-based clock enhancement to achieve 10-gb/s 125 000-km dispersion uncompensated transmission" Photonics Technology Letters, IEEE Volume 18, Issue 20, Oct. 2006 Page(s):2159 – 2161
- [3.30] Kanellos, G.T.; Petrantonakis, D.; Tsiokos, D.; Bakopoulos, P.; Zakynthinos, P.; Pleros, N.; Apostolopoulos, D.; Maxwell, G.; Poustie, A.; Avramopoulos, H."All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches" Lightwave Technology, Journal of Volume 25, Issue 1, Jan. 2007 Page(s):184 – 192
- **[3.31]** G. Theophilopoulos et al., "Optically addressable 2 × 2 exchange/bypass packet switch", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, No. 7, pp. 998-1000, 2002.
- [3.32] D. Tsiokos et al., "10-Gb/s all-optical half-adder with interferometric SOA gates", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 16, No. 1, pp. 284-286, 2004.
- [3.33] Y. Liu et al., "All-optical flip-flop memory based on two coupled polarisation switches", Electron. Lett., vol. 38, No. 16, pp. 904-906, 2002.
- [3.34] H.J.S Dorren et al., "Nonlinear polarization rotation in semiconductor optical amplifiers: theory and application to all-optical flip-flop memories", IEEE J. Quantum. Electron., vol. 39, No. 1, pp. 141-148, 2003.
- [3.35] "Hybrid integrated, all-optical flip-flop memory element for optical packet networks", R. McDougall, Y. Liu, G. Maxwell, M. T. Hill, R. Harmon, S. Zhang, L. Rivers, F.M. Huijskens, A. Poustie and H.J.S. Dorren, paper Th1.4.5, *ECOC2006*, Cannes, France, 2006.
- [3.36] <u>www.ciphotonics.com</u>
- [3.37] <u>www.infinera.com</u>

- [3.38] 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.
- [3.39] B. Lavigne, P. Guerber, P. Brindel, E. Balmefrezol 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.
- [3.40] S. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, E. Gini, H. Melchior, W. Hunziker, D. Nesset and A. D. Ellis, "Optical 3R regenerator for 40 Gb/s networks," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 23, pp. 2047-2049, Nov. 1999.
- [3.41] 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.
- [3.42] 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.
- [3.43] Summers, J.A.; Masanovic, M.L.; Lal, V.; Coldren, L.A.; Blumenthal, D.J."Monolithic widely-tunable all-optical wavelength converter with spatial filtering of input and output signals for 10 Gbps NRZ operation" Lasers and Electro-Optics Society, 2005. LEOS 2005. The 18th Annual Meeting of the IEEEVolume, Issue, 22-28 Oct. 2005 Page(s): 351 352
- [3.44] D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, O. Zouraraki, E. Kehayas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "All-Optical Label/Payload Separation at 40 Gb/s" IEEE Photon. Technol. Lett., Vol.18, No. 19, pp. 2023-2026 Oct. 2006
- [3.45] 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.
- [3.46] 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.
- [3.47] 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.
- [3.48] 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.
- [3.49] 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.
- [3.50] 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.
- [3.51] 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.
- [3.52] J. Sasaki, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, S. Kitamura, M. Yamaguchi, N. Kitamura, T. Shimoda, M. Kitamura, T. Kato and M. Itoh, "Hybrid integrated 4×4 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.

- [3.53] 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.
- [3.54] E. Desurvire, *Optical Communications in 2025*" European Conference on Optical Communications (ECOC), Plenary Paper Mo2.1.3, Glasgow (2005)
- [3.55] B. Mikkelsen, C. Rasmussen, P. Mamyshev, F. Liu, S. Dey, F. Rosca, *Deployment of 40 Gb/s systems: Technical and cost issues*" Optical Fibre Conference (OFC), Paper
- [3.56] <u>http://www.avvionetworks.com/model A1020.htm</u>
- [3.57] E. Kehayas, L. Stampoulidis, H. Avramopoulos, Y. Liu, E. Tangdiongga and H. J. S. Dorren 40 Gb/s all-optical packet clock recovery with ultrafast lock-in time and low inter-packet guardbands Optics Express, Volume 13, Issue 2,January 2005, p.p. 475-480
- [3.58] 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, July 2006
- [3.59] G. T. Kanellos, N. Pleros, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie 40 Gb/s 2R Burst Mode Receiver with a single integrated SOA-MZI switch, Optics Express, Vol. 15, Issue 8, pp. 5043-5049, April 2007
- [3.60] 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
- [3.61] 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
- [3.62] G. Maxwell, A. Poustie, C. Ford, M. Harlow, P. Townley, M. Nield, I. Lealman, S. Oliver, L. Rivers, R. Waller, "Hybrid Integration of Monolithic Semiconductor Optical Amplifier Arrays Using Passive Assembly" 55th Electronics and Technology Conference (ECTC), Lake Buena Vista, (2005)
- [3.63] G. T. Kanellos, N. Pleros, C. Bintjas, H. Avramopoulos and G. Guekos "SOA-based interferometric optical hard-limiter", presented at OAA 2004 Conference, Tech. Dig. JWB8, San Francisco, USA, 2004
- [3.64] C. Bintjas et al., "20 Gb/s all-optical XOR with UNI gate", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 12, No. 7, pp. 834-836, 2000.
- [3.65] N. S. Patel et al., "Interferometric all-optical switches for ultrafast signal processing", Appl. Opt., vol. 37, No. 14, pp. 2831-2842, 1998.
- [3.66] N. J. Doran et al., "Nonlinear-optical loop mirror", Opt. Lett., vol. 13, No. 1, pp. 56-58, 1988.
- [3.67] J. P. Sokoloff et al., "A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD)", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 5, No. 7, pp. 787-790, 1993.
- [3.68] M. Eiselt et al., "SLALOM: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror", J. Lightwave Technol., vol. 13, No. 10, pp. 2099-2112, 1995.
- [3.69] A. Borghesani, P. Cannard, C. Ford, L. Johnston, T. Kerr, P. Kingham, I Lealman, R. Moore, A. Poustie, L. Rivers, D.W. Smith, R. Wyatt, "Applications of Semiconductor Optical Amplifiers in WDM-PON", NOC 2006, invited paper, p.266.
- [3.70] G. P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", 2nd Ed., Academic Press Inc., CA, 1989.
- [3.71] V. W. S. Chan et al., "Architectures and technologies for high-speed optical data networks", J. Lightwave Technol., vol. 16, No. 12, pp. 2146-2168, 1998.
- [3.72] M. C. Farries et al., "Optical fiber switch employing a Sagnac interferometer", Appl. Phys. Lett., vol. 55, No. 1, pp. 25-26, 1989.
- [3.73] M. Jinno et al., "Nonlinear Sagnac interferometer switch and its applications", IEEE J. Quantum Electron., vol. 28, No. 4, pp. 875-881, 1992.

- [3.74] C. H. Henry, "Theory of the linewidth of semiconductor lasers", IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-18, No. 2, pp. 259-264, 1982.
- [3.75] C. T. Hultgren et al., "Ultrafast refractive index dynamics in AlGaAs diode laser amplifiers", Appl. Phys. Lett., vol. 59, No. 6, pp. 635-637, 1991.
- [3.76] A. Lattes et al., "An ultrafast all-optical gate", IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-19, No. 11, pp. 1718-1723, 1983.
- [3.77] M. L. Nielsen, J. Mørk, J. Sakaguchi, R. Suzuki, and Y. Ueno, "Reduction of nonlinear patterning effects in SOAbased all-optical switches using optical filtering" Proceedings in OFC 2005, paper OThE7, Anaheim, (2005)
- [3.78] K. I. Kang et al., "Comparison of Sagnac and Mach-Zehnder ultrafast all-optical interferometric switches based on a semiconductor resonant optical nonlinearity", Appl. Opt., vol. 35, No. 3, pp. 417-426, 1996.
- [3.79] K. Tajima et al., "Ultrafast all-optical signal processing with Symmetric Mach-Zehnder type all-optical switches", Opt. Quantum Electron., vol. 33, No. 7-10, pp. 875-897, 2001.
- [3.80] S. Bischoff et al., "Comparison of all-optical co- and counter-propagating high-speed signal processing in SOA-based Mach-Zehnder interferometers", Opt. Quantum Electron., vol. 33, No. 7-10, pp. 907-926, 2001.
- [3.81] R. P. Webb et al., "40 Gbit/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach-Zehnder interferometer", Electron. Lett., vol. 39, No. 1, pp. 79-81, 2003.
- [3.82] <u>www.mufins.cti.gr</u>
- [3.83]Stamatios V. Kartalopoulos, "Optical Bit Error Rate: An Estimation Methodology",
Wiley-IEEE Press, September 24, 2004.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 Ανισοζυγείς συμβολομετρικές διατάξεις και 2R αναγέννηση εκρηκτικής ροής

4.1. Εισαγωγή

Η εκπληκτική ανάπτυξη του Διαδικτύου (Internet) και του Παγκόσμιου Ιστού (World Wide Web), αναφορικά με τον αριθμό των χρηστών και τον χρόνο χρήσης, καθώς και η ραγδαία εξέλιξη των τεχνολογιών ευρυζωνικής πρόσβασης, όπως για παράδειγμα η ψηφιακή συνδρομητική γραμμή (Digital Subscriber Line-DSL), είναι οι βασικοί παράγοντες που καθιστούν αναγκαία την ευρυζωνικότητα [4.1]. Παράλληλα, τα εν λόγω κριτήρια οδηγούν και σε μια ακόμη σημαντική εξέλιξη, αυτή της αλλαγής του τύπου της τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Πράγματι, τα δίκτυα τα τελευταία χρόνια κατακλύζονται από πληροφορίες δεδομένων τύπου IP [4.2], αφού οι μεγάλες τηλεπικοινωνιακές εταιρίες αναφέρουν ετήσια αύξηση στη μετάδοσης των ψηφιακών δεδομένων μεγαλώνει, η προσπάθεια για συνταίριασμα της ταχύτητας οπτικών και ηλεκτρονικών μέσων γίνεται δυσχερής, οικονομικά ασύμφορη και ήδη έχει ξεπεράσει τα πρακτικά της όρια. Επομένως, γίνεται επιτακτική η ανάγκη για αύξηση στις ταχύτητες

Γεώργιος Θ. Κανέλλος

λειτουργίας των κυκλωμάτων επεξεργασίας του οπτικού σήματος, ειδάλλως ο ρυθμός μετάδοσης θα περιορίζεται από τα χαμηλότερης ταχύτητας συστήματα και θα καθίσταται απαγορευτική η πλήρης εκμετάλλευση του εύρους ζώνης, που παρέχουν τα συστήματα μετάδοσης.

Εάν αναλογιστεί κανείς ότι ένα σύγχρονο σύστημα μπορεί να εμπλέκει ένα πολύ μεγάλο αριθμό καναλιών, τα οποία πιθανόν να πολυπλέκονται στο πεδίο του μήκους κύματος (WDM- Wavelength Division Multiplexing) [4.4], είναι φανερό ότι το μέγεθος αυτής της δυσκολίας αυξάνεται κατά πολύ. Για το λόγο αυτό ορισμένες εφαρμογές όπως η μεταγωγή και η δρομολόγηση πρέπει να μεταφερθούν στο οπτικό επίπεδο, έτσι ώστε να υπάρχει επιτυχής κλιμάκωση της χωρητικότητας μεταγωγής με την χωρητικότητα μετάδοσης των WDM συστημάτων. Επομένως, είναι απαραίτητα κατάλληλα οπτικά κυκλώματα τα οποία, όταν εισέλθουν στο δίκτυο, θα βοηθήσουν σημαντικά στην ανακούφιση του από ανεπιθύμητες καθυστερήσεις που σχετίζονται με οπτικό-ήλεκτρο-οπτικές (ο-e-o) μετατροπές στους κόμβους μεταγωγής [4.5].

Ωστόσο, η χρήση αυτών των κυκλωμάτων από μόνη της δεν εγγυάται πλήρη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης. Όπως προαναφέρθηκε η μεγαλύτερη αύξηση στην κίνηση δεδομένων προέρχεται από το Διαδίκτυο με αποτέλεσμα η φύση των δεδομένων που διακινούνται να είναι κατά πλείστον σποραδικής/εκρηκτικής μορφής [4.7]. Η κίνηση αυτή απαιτεί «κατά απαίτηση» χρήση εύρους ζώνης, έτσι ώστε να γίνεται ελαχιστοποίηση της απώλειας εύρους ζώνης, όταν δεν μεταδίδεται καμία πληροφορία.

Εντούτοις, τα σημερινά εγκατεστημένα οπτικά δίκτυα βασίζονται κυρίως στη μεταγωγή κυκλώματος, δηλαδή τα απομονωμένα πακέτα, συσσωρεύονται σε κυκλώματα πριν από την μετάδοση τους στο δίκτυο. Επομένως, τα δίκτυα αυτά είναι ακατάλληλα για κίνηση πακέτων δεδομένων και άρα είναι αναποτελεσματικά ως προς την χρησιμοποίηση των διαθέσιμων πόρων. Για το λόγο αυτό έχει προταθεί η μεταγωγή εκρηκτικής κίνησης δεδομένων [4.7] ως μια μέθοδος για την πλήρη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης από τα σημερινά οπτικά δίκτυα. Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων αποσκοπούν στην παροχή των υπηρεσιών, που προσφέρουν τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, αλλά σε πολύ υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, εκμεταλλευόμενα το κατεξοχήν πλεονέκτημα της οπτικής έναντι της ηλεκτρονικής τεχνολογίας στον τομέα αυτό. Κατά συνέπεια, τα δίκτυα Αυτά θα υποστηρίζουν τη στατιστική πολυπλεξία των πακέτων και θα είναι σε θέση να παρέχουν υπηρεσίες εικονικών κυκλωμάτων με παρόμοιο τρόπο, όπως στα δίκτυα ΑΤΜ και ΙΡ [4.8].

Για την υλοποίηση των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων υπάρχουν, όμως, ορισμένοι σημαντικοί ανασταλτικοί παράγοντες, οι οποίοι συνιστούν βασικούς περιορισμούς [4.9]. Η δρομολόγηση των πακέτων με βάση τον τελικό τους προορισμό έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργούνται πίνακες δρομολόγησης (routing look-up tables)

υπερβολικά μεγάλου μεγέθους, ιδιαίτερα στα IP δίκτυα, και να αυξάνει δραματικά η πολυπλοκότητα της δρομολόγησης. Παράλληλα, τα οπτικά κυκλώματα, μέχρι στιγμής, αδυνατούν να παρέχουν αξιόπιστη καταχώρηση και αποθήκευση δεδομένων (buffering), ανταγωνιστική της ηλεκτρονικής μνήμης τυχαίας προσπέλασης (Random Access Memory - RAM), ώστε να αποφεύγονται οι συγκρούσεις των πακέτων. Ο πρώτος από τους δύο περιορισμούς αίρεται με την υιοθέτηση του πρωτοκόλλου MPLS (Multi-Protocol Label Switching), το οποίο προτείνει την προώθηση των δεδομένων με χρήση αλγορίθμων απευθείας σύγκρισης, και την υλοποίηση αντίστοιχων οπτικών δικτύων μεταγωγής ετικέτας (All-Optical Label Switched Networks - AOLS) [4.8]. Για την αντιμετώπιση του δεύτερου περιοριστικού παράγοντα έχουν προταθεί τα οπτικά δίκτυα πακέτων εκρηκτικής ροής (Optical Burst-Switched Networks - OBS) [4.10] και τα δίκτυα αυτό-δρομολόγησης [4.11]. Τα δίκτυα μεταγωγής εκρηκτικής ροής πακέτων δεδομένων, διακρίνονται από κόμβους ικανούς να διαχειρίζονται κίνηση πακέτων, τα οποία είναι:

- Μεταβλητού μήκους (variable length), παρέχοντας τη δυνατότητα για μετάδοση των δεδομένων χωρίς να είναι απαραίτητος ο τεμαχισμός τους και η επανασύνδεσή τους κατά την αποστολή και τη λήψη, αντίστοιχα.
- ασύγχρονα (unslotted ή asynchronous), όπου τα πακέτα δεδομένων μίας σύνδεσης μεταδίδονται σε σχετικά τυχαίες χρονικές στιγμές χωρίς να υπάρχει κάποια συγκεκριμένη συνθήκη για το χρονισμό μεταξύ τους. Στα δίκτυα αυτά δεν απαιτείται συγχρονισμός των πακέτων διαφορετικών συνδέσεων στον κόμβο, αλλά η μεταγωγή και η δρομολόγηση αυτών καθίστανται περισσότερο πολύπλοκες διαδικασίες.
- Μεταβαλλόμενης στάθμη ισχύος από πακέτο σε πακέτο (packet-to-packet power variations), όπου τα πακέτα διακρίνονται από μεγάλες διαφορές στην οπτική ισχύ. Στα δίκτυα αυτά δεν είναι απαραίτητος ο συνεχής έλεγχος και εξίσωση της στάθμης ισχύος των πακέτων στην οπτική ζεύξη. Ελευθερία στη στάθμη ισχύος των πακέτων καθιστά την εκρηκτικού τύπου ροή δεδομένων μια ακόμα πιο ρεαλιστική προσέγγιση της πραγματικής πληροφορίας, καθώς στην πραγματικότητα τα δεδομένα διαδίδονται εν γένει από διαφορετικές γραμμές μεταφοράς με διαφορετικές απώλειες μέχρι να φτάσουν στον τελικό δέκτη.

Για τη μετάβαση από τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος στα μελλοντικά ασύγχρονα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, απαιτείται τα κυκλώματα του τμήματος υποδοχής να μπορούν να λειτουργήσουν με βάση τις προδιαγραφές και τα χαρακτηριστικά των σημάτων αυτών των δικτύων. Το πρωταρχικό ζητούμενο σε αυτήν την κατεύθυνση είναι η ανάπτυξη υψίρυθμων κυκλωμάτων ικανών να λειτουργούν με ασύγχρονες ροές πακέτων δεδομένων με μεγάλες διακυμάνσεις στην ισχύ εισόδου, απευθείας στο οπτικό επίπεδο, ώστε να υπάρξει η δυνατότητα για αντικατάσταση όλων των ηλεκτρονικών υποσυστημάτων του κόμβου [4.7]. Προς την κατεύθυνση αυτή, η

<u>Γεώργιος Θ. Κανέλλος</u>

πρόοδος των αμιγώς οπτικών διατάξεων υποδοχής αξιοποίησε τις οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις (optical interferometers) [4.12] με ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές (Semiconductor Optical Amplifiers - SOAs), οι οποίες υιοθετήθηκαν ως οι κύριες διατάξεις οπτικών διακοπτών και ως τα βασικά δομικά στοιχεία μεταγωγής της φωτονικής τεχνολογίας [4.13]-[4.17].

Μάλιστα, όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3, ένα παράδειγμα καινοτόμου εφαρμογής των οπτικών πυλών οδήγησε πριν λίγα χρόνια στην επίδειξη ενός κυκλώματος ψαλιδισμού με τη χρήση Mazh-Zehnder συμβολομέτρου από το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών [4.18]. Η εφαρμογή του βρήκε έδαφος στην υλοποίηση οπτικών κυκλωμάτων με σημαντικές τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές στα κυκλώματα υποδοχής σημάτων, όπως είναι το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και η 3R αναγέννηση σήματος [4.20] ενώ μπορεί να εφαρμοστεί σε μεγαλύτερες διατάξεις που απαιτούν τη λειτουργία του ψαλιδισμού, όπως κυκλώματα μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (Analog to Digital – A/D Converter) [4.21] και κυκλώματα του δέκτη σε σύγχρονα και ασύγχρονα οπτικά συστήματα πολλαπλής προσπέλασης με διαίρεση κώδικα (Optical Code Division Multiple Access - OCDMA) [4.22]-[4.27].

Παρά το γεγονός ότι η πραγματοποίηση ενός λειτουργικού αμιγώς οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού κατέστη δυνατή με τη χρήση ενός και μόνο συμβολομέτρου Mazh-Zehnder, τα περιθώρια περαιτέρω εξέλιξης των δυνατοτήτων των πυλών δεν εξαντλήθηκαν. Το συγκεκριμένο κύκλωμα ψαλιδισμού απαιτούσε για τον κορεσμό των ενεργών στοιχείων του συμβολομέτρου μια εξωτερική οπτική πηγή που τροφοδοτούσε τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές με ένα ισχυρό σήμα συνεχούς κύματος CW (continuous wave). Επιπροσθέτως, η αυτοδυναμία της διάταξης επιδείχθηκε μόνο στην περίπτωση του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, το οποίο γενικά αποτελεί επιμέρους κύκλωμα διατάξεων αναγέννησης. Μια βαθύτερη προσέγγιση του συμβολομέτρου Mazh-Zehnder ωστόσο αποκαλύπτει ότι η λειτουργία του ως ψαλιδιστής μπορεί να επιτευχθεί απλά με τη μετατροπή του σε ανισοζυγή διακόπτη [4.28], δηλαδή τη χρήση συζευκτών με άνισους λόγους ζεύξης, και τη ρύθμιση της λειτουργίας του ως αυτομεταγωγέας, χωρίς τη χρήση εξωτερικών σημάτων. Η αναλυτική μελέτη του ανισοζυγούς διακόπτη ανέδειξε μια επιπλέον ταυτόχρονη λειτουργία με αυτή του ψαλιδισμού, την βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος εξόδου. Τα στοιχεία αυτά οδήγησαν στην υλοποίηση του πρώτου αυτοδύμανου κυκλώματος 2R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής [4.28], η λειτουργία του οποίου βασίζεται αποκλειστικά στη χρήση ενός ανισοζυγούς διακόπτη MZI. Το γεγονός αυτό είναι ενδεικτικό της δυνητικής αύξησης της λειτουργικότητα των οπτικών πυλών που μπορεί να επιτευχθεί, ενώ παράλληλα υπογραμμίζεται η ικανότητα τους να δημιουργούν αυτόνομα οπτικά υποσυστήματα που βασίζονται στην αποκλειστική χρήση τέτοιων ολοκληρωμένων διατάξεων.

Οι 2R αναγεννητές εκρηκτικής ροής είναι διατάξεις που χρησιμοποιούνται στα δίκτυα Εκρηκτικής ροής [4.7] για να αναιρέσουν τις μεγάλες διακυμάνσεις ισχύος που προκύπτουν σε ριπές (πακέτα) δεδομένων, καθώς αυτά διαδίδονται ανάμεσα στους κόμβους του δικτύου. Κατά τη διάδοση του σήματος στο μέσο μετάδοσης, το σήμα αναπόφευκτα αλλοιώνεται, τόσο εξαιτίας των υφιστάμενων απωλειών όσο και από τα μη γραμμικά φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στις οπτικές ίνες. Το τμήμα υποδοχής αναλαμβάνει την ενίσχυση του εξασθενημένου σήματος, την αναίρεση των μη γραμμικών αλλοιώσεων του και τελικά την αναγέννηση των ψηφιακών δεδομένων. Τα βασικά χαρακτηριστικά που πρέπει να διέπουν τα κυκλώματα 2R αναγέννησης Εκρηκτικής Ροής:

- Υψίσυχνη λειτουργία, για να καλύπτονται οι απαιτήσεις των ρυθμών μετάδοσης
 των σύγχρονων οπτικών δικτύων ριπής δεοδμένων).
- Μεγάλο δυναμικό εύρος εξίσωσης ισχύος, ώστε το κύκλωμα να παρέχει το μέγιστο δυνατό εύρος απώλειας ισχύος από κόμβο σε κόμβο. Τυπικές τιμές για τα ηλεκτρονικά είναι 16 dB[4.29].
- Βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος
- Εξίσωση των οπτικών παλμών, το οποίο σημαίνει ότι οι παραγόμενοι παλμοί πρέπει να έχουν ίδια στάθμη ισχύος.
- 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. Η εκρηκτική ροή εμπεριέχει την έννοια της ασύγχρονης λειτουργίας.

Ο συγκερασμός των παραπάνω παραγόντων σε ένα κύκλωμα αποτελεί πρόκληση, εφόσον απαιτείται η σύγκλιση αντιφατικών στοιχείων. Ο 2R Αναγεννητής Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής είναι ένα κύκλωμα που συνδυάζει την εξίσωση ισχύος με την 2R αναγέννηση σήματος. Ωστόσο, για την εξίσωση ισχύος των οπτικών παλμών απαιτείται η χρήση ενεργών μέσων, η εφαρμογή των οποίων ως γνωστό επιφέρει αλλοίωση του σηματοθορυβικού λόγου. Για την αντιμετώπιση της αλλοίωσης της στάθμης θορύβου είναι επιβεβλημένη η χρήση συσκευών αναγέννησης [4.12],[4.31],[4.32],[4.34], η οποία όμως με τη σειρά της επιβαρύνει σημαντικά την υλοποίηση.

Με βάση τα παραπάνω, μέχρι στιγμής ο μόνος 2R αναγεννητής Εκρηκτικής Ροής που έχει αναφερθεί απαρτίζεται από δύο κυκλώματα [4.33], ένα για εξίσωση ισχύος και ένα για 2R αναγέννηση. Αναλυτικά για την εξίσωση ισχύος χρησιμοποιείται ένας κορεσμένος οπτικός ενισχυτής ενώ για την 2R αναγέννηση χρησιμοποιείται μια ολοκληρωμένη συμβολομετρική διάταξη (SIPAS) με ένα ημιαγώγιμο οπτικό στοιχείο. Η διάταξη αυτή είναι ικανή να αναγεννά οπτικά δεδομένα σε ρυθμό 40 Gb/s και δυναμικό εύρος λειτουργίας διακύμανσης της στάθμης ισχύος πακέτων ίση με 8 dB. Ωστόσο, η μη γραμμική λειτουργία των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών, όπως έχουμε δει στο Κεφάλαιο 2, είναι ικανή να επιφέρει εξίσωση της στάθμης ισχύος πακέτων μεγαλύτερη από 10 dB, ενώ σε συνδυασμό με τη συμβολομετρική λειτουργία για αναίρεση της αλλοίωσης του σηματοθορυβικού λόγου η λειτουργία της 2R αναγέννησης εκρηκτικής ροής μπορεί να επιτευχθεί με τη αποκλειστική χρήση ενός ολοκληρωμένου ανισοζυγούς συμβολομετρικού διακόπτη.

Με βάση τα παραπάνω, η δομή του υπολοίπου κεφαλαίου έχει ως εξής: Στην ενότητα 4.1 επιχειρείται μια συνοπτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας των κυκλωμάτων εξίσωσης ισχύος, που συνάγεται στα κυκλώματα ψαλιδισμού και μη γραμμικής ενίσχυσης. Στην ενότητα 4.2 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του 2R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής και αναλύονται οι λόγοι που προτιμάται από άλλα κυκλώματα ψαλιδισμού για την επιτέλεση της συγκεκριμένης λειτουργίας. Στην ενότητα 4.3 αποτυπώνεται η θεωρητική μελέτη του 2R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής, βασισμένη στον ανισοζυγή διακόπτη τύπου Mach-Zehnder. Η μελέτη εστιάζει στην εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος του ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder, όπου και αποδεικνύεται ότι ο διακόπτης λειτουργεί ως κύκλωμα ψαλιδισμού. Στην ίδια ενότητα γίνεται αναλυτική θεωρητική εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του κορεσμένου διακόπτη στο πεδίο της συχνότητας. Τέλος, στην ενότητα 4.4 περιγράφεται η πειραματική υλοποίηση και ο πειραματικός χαρακτηρισμός της λειτουργίας του προτεινόμενου κυκλώματος 2R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής με χρήση ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder για είσοδο ασύγχρονα οπτικά πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s..

4.2. 2R Αναγεννητές Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή, οι 2R Αναγεννητές Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής υλοποιούν δύο διακριτές λειτουργίες, την εξίσωση ισχύος των πακέτων δεδομένων με άνισες στάθμες ισχύος εισόδου και την 2R αναγέννηση των δεδομένων που τα απαρτίζουν. Στις ενότητες 2.5 και 3.5 των προηγούμενων Κεφαλαίων, αναφερθήκαμε λεπτομερώς στους δύο δυνατούς τρόπους με τους οποίους μπορεί να επιτευχθεί οπτικά η λειτουργία της εξίσωσης ισχύος, όπου αναλύθηκαν οι περιπτώσεις κυκλωμάτων μη γραμμικής ενίσχυσης και ψαλιδισμού αντίστοιχα. Πριν προβούμε στην ανάλυση της λειτουργίας του προτεινόμενου 2R Αναγεννητή Εκρηκτικής Ροής Δεδομένων με χρήση του ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder, συνοψίζουμε στο σημείο αυτό τα μακροσκοπικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας των δύο μεθόδων, ώστε να γίνουν εμφανέστερα αντιληπτοί οι λόγοι για τους οποίους προχωρήσαμε στην επιλογή της διάταξης του ανισοζυγούς διακόπτη.

Στα κυκλώματα ψαλιδισμού η βασική λειτουργία συνίσταται στον περιορισμό της ισχύος εξόδου της διάταξης σε μια ανώτατη στάθμη, ανεξάρτητα από τη στάθμη ισχύος του εισερχόμενου σήματος. Ο ψαλιδισμός της ισχύος βασίζεται στη λειτουργία των χρησιμοποιούμενων ενεργών στοιχείων στην περιοχή έντονου κορεσμού με εφαρμογή υψηλής ισχύος εισόδου, ώστε όλοι οι παλμοί να περιορίζονται στην ανώτερη δυνατή στάθμη ισχύος της εξόδου. Τούτο έχει σαν αποτέλεσμα τα κυκλώματα ψαλιδισμού να εμφανίζουν:

- Πολύ καλή ισοστάθμιση ισχύος. Εφόσον η στάθμη εξόδου τερματίζεται από το μέγιστο επιτρεπτό όριο της στάθμης ισχύος εξόδου, όλοι οι παλμοί στην έξοδο έχουν το ίδιο ακριβώς πλάτος.
- Υψηλή κατανάλωση ισχύος. Για την επίτευξη του έντονου κορεσμού των ενεργών στοιχείων απαιτείται πολύ υψηλή στάθμη ισχύος στην είσοδο.
- Περιορισμένο δυναμικό εύρος λειτουργίας. Το εύρος λειτουργίας καθορίζεται αυστηρά από την επίτευξη υψηλού κορεσμού του μη γραμμικού μέσου (SOA) και επομένως απαιτεί πολύ μεγάλη ισχύ εισόδου, με μικρά περιθώρια απόκλισης.

Αντίθετα, η λειτουργία της εξίσωσης ισχύος με τη χρήση κυκλωμάτων μη γραμμικής ενίσχυσης βασίζεται στην εκμετάλλευση της μεταβολής του κέρδους του ενεργού μέσου όταν αυτό λειτουργεί σε κατάσταση ήπιου κορεσμού. Με τον τρόπο αυτό, οι χαμηλής στάθμης παλμοί απολαμβάνουν μεγαλύτερο κέρδος από τους ισχυρούς, που έχουν κορέσει το κέρδος του ενισχυτή σε χαμηλότερα επίπεδα, ώστε το γινόμενο τελικά της αρχικής τους ισχύος με το εκάστοτε κέρδος να είναι ίδιο, επιτυγχάνοντας ισοστάθμιση του πλάτους τους στην έξοδο.

- Μεγάλο δυναμικό εύρος λειτουργίας. Καθορίζεται από το εύρος της περιοχής ήπιου κορεσμού του ημιαγώγιμου ενεργού στοιχείου η οποία όπως είδαμε στην ενότητα 2.5 μπορεί να φτάσει τα 6 dB.
- Καλή ισοστάθμιση ισχύος. Η εξίσωση ισχύος βασίζεται στην ορθή επίτευξη του ισοζυγίου εισερχόμενης ισχύος με το αντίστοιχο κέρδος, το οποίο γενικά λειτουργεί ικανοποιητικά αλλά δεν καθορίζεται τερματικά όπως στην περίπτωση του ψαλιδισμού.
- Χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Απαιτείται ισχύς εισόδου του σήματος αρκετή ώστε να υπερβεί την περιοχή λειτουργίας ασθενούς σήματος του ενισχυτή. Είναι σημαντικά χαμηλότερη από την ισχύ εισόδου για την περίπτωση του ψαλιδισμού.

Οι 2R Αναγεννητές Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής αποτελούν το πρώτο τμήμα των κυκλωμάτων υποδοχής δεδομένων σε δίκτυα εκρηκτικής ροής και οφείλουν να αναιρέσουν τις μεγάλες διακυμάνσεις ισχύος που προκύπτουν σε ριπές (πακέτα) δεδομένων, ώστε να τα καταστήσουν κατάλληλα για επεξεργασία από τα επόμενα τμήματα του κόμβου. Τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους πρέπει να χαρακτηρίζονται από μεγάλη ανοχή στην ισχύ εισόδου με όσον το δυνατόν χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος. Η μη γραμμική ενίσχυση αποτελεί επομένως ιδανικότερη επιλογή από τη μέθοδο

του ψαλιδισμού. Ο ανισοζυγής διακόπτης που προτείνεται βασίζεται στη μη γραμμική ενίσχυση και η αρχή λειτουργίας του περιγράφεται στην επόμενη ενότητα.

4.2.1 2R Αναγέννηση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής με χρήση Ανισοζυγούς Διακόπτη Mach-Zehnder

Για την επίτευξη της εξίσωσης ισχύος με την 2R αναγέννηση του εισερχόμενου σήματος, χρησιμοποιείται μια παραλλαγή του οπτικού συμβολομετρικού διακόπτη MZI, που ονομάζεται ανισοζυγής διακόπτης και φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Στο προτεινόμενο αυτό κύκλωμα η επίτευξη της εξίσωσης ισχύος και της αναγέννησης πραγματοποιείται με την εκμετάλλευση δύο βασικών ιδιοτήτων του στοιχείου:

- τη διαμόρφωση κέρδους των ημιαγώγιμων ενισχυτών, με την οποία επιτυγχάνεται μια πρώτη βαθμίδα εξίσωσης των άνισων πακέτων δεδομένων της εισόδου.
- τη διαμόρφωση φάσης στον ημιαγώγιμο ενισχυτή, σε συνδυασμό με τη συμβολομετρική λειτουγία του διακόπτη. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται αφενός η πλήρης εξίσωση της στάθμης ισχύος των πακέτων δεδομένων καθώς και η ελαχιστοποίηση του θορύβου που προκύπτει από τα ενεργά μέσα του στοιχείου, τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές.



Σχήμα 4.1. Αρχή λειτουργίας του ανισοζυγούς συμβολομετρικού διακόπτη.

Πιο συγκεκριμένα, για την περιγραφή της λειτουργίας του στοιχείου θεωρούμε ένα σήμα εισόδου με πακέτα δεδομένων άνισης στάθμης ισχύος, όπως αυτά που φαίνονται στο Σχήμα 4.1. Το σήμα εισόδου εισέρχεται στο διακόπτη και αναλύεται στις δύο χωρικές συνιστώσες του συμβολόμετρου, με τη βοήθεια ενός οπτικού συζεύκτη με άνιση κατανομή ισχύος και λόγο ζεύξης α/(1-α). Καθένα από τα δύο σήματα που προκύπτουν στην έξοδο του συζεύκτη οδηγούνται στα μη γραμμικά ενεργά μέσα, τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές SOA1 και SOA2, που βρίσκονται σε καθένα από τους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου. Τα δύο στοιχεία θεωρούνται ιδανικά όμοια ως προς τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους, δηλαδή το κέρδος ασθενούς σήματος, τον παράγοντα φασματικής διεύρυνσης και πολωτική εξάρτηση του κέρδους (PGD). Σημειώνεται ότι η θεώρηση αυτή, αν και δεν ισχύει απόλυτα σε πραγματικές συνθήκες, μπορεί ωστόσο να προσεγγιστεί ικανοποιητικά ρυθμίζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους λειτουργίας των ενισχυτών.

Όπως είδαμε και στο Κεφάλαιο 3, το ρεύμα έγχυσης καθενός από τους δύο ενισχυτές μπορεί να ρυθμιστεί κατάλληλα, ώστε ανάλογα με την ισχύ του εισερχόμενου σήματος ο ενισχυτής να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμένου κέρδους. Στις συνθήκες αυτές όπως έχει αναλυτικά περιγραφεί στην ενότητες 2.4 και 2.5 επιτυγχάνεται μερική εξίσωση των σταθμών ισχύος των πακέτων δεδομένων σε καθένα από τους δύο ενισχυτές, με βάση το φαινόμενο διαμόρφωσης κέρδους των ενισχυτών. Τα πακέτα υψηλής στάθμης ισχύος απολαμβάνουν μικρότερο κέρδος σε σχέση με τα πακέτα χαμηλής στάθμης ισχύος, ώστε το γινόμενο της ισχύος με τα αντίστοιχα κέρδη να τείνει να είναι εξισωμένο. Ο βαθμός εξίσωσης των πακέτων εξαρτάται από το σημείο κορεσμού των ενισχυτών καθώς και από την εισερχόμενη ισχύ των σημάτων σε αυτούς. Στην περίπτωση του ανισοζυγούς διακόπτη ο βαθμός εξίσωσης των πακέτων δεδομένων στους δύο βραχίονες είναι γενικά διαφορετικός, δεδομένου ότι αφενός οι ισχείς εισόδου όπως έχουν προκύψει μετά το συζεύκτη είναι άνισες, αφετέρου οι ενισχυτές λειτουργούν με διαφορετικά ρεύματα έγχυσης για λόγους που θα αναφερθούν παρακάτω. Παρόλα αυτά, μια πρώτη εξίσωση της ισχύος των πακέτων δεδομένων συμβαίνει ήδη μετά τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές και στα δύο σήματα που διατρέχουν τους βραχίονες του συμβολομέτρου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.1.

Μια επιπλέον λειτουργία που συμβαίνει κατά τη διέλευση των δύο σημάτων από τους SOA είναι η αλλαγή της φάσης των σημάτων, ανάλογα με τα κέρδη των ενισχυτών. Ευκρινώς διακρίνεται ότι κάθε πακέτο σε κάθε ενισχυτή απολαμβάνει διαφορετικό κέρδος εφόσον η ισχύς κορυφής των πακέτων είναι διαφορετική. Ωστόσο, η διαφορική στροφή φάσης του κάθε πακέτου ανάμεσα στους δύο βραχίονες παραμένει σχετικά σταθερή, εφόσον, όπως θα δούμε και στην θεωρητική ανάλυση παρακάτω, εξαρτάται μόνο από το αρχικά ρυθμισμένο επίπεδο κορεσμού των ενισχυτών και τη διαφορά στις μέσες ισχείς εισόδου τους, που απορρέει από το λόγο ζεύξης του συζεύκτη εισόδου. Η σχετικά σταθερή διαφορική στροφή φάσης στη θύρα μεταγωγής του συμβολομέτρου. Επομένως, το κέρδος ασθενούς σήματος των ενισχυτών ρυθμίζεται κατάλληλα ώστε να προσδίδει συνολική διαφορά φάσης ανάμεσα στα δύο σήματος εξόδου στη θύρα μεταγωγής, μετά τη συμβολή των δύο σημάτων στο συζεύκτη εξόδου. Με το φαινόμενο της συμβολής επιτυγχάνονται δύο λειτουργίες:

α) Η πλήρης εξίσωση της στάθμης ισχύος των πακέτων δεδομένων στην έξοδο
 και

β) η βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος εξόδου.

Το πρώτο οφείλεται στο γεγονός ότι η μέση διαφορική στροφή φάσης των πακέτων είναι μεν κοντά στην ιδανική τιμή π, μολονότι η διαφορική στροφή φάσης ανάμεσα στα πακέτα με άνισες στάθμες ισχύος αποκλίνει μεταξύ τους. Ρυθμίζοντας τα πακέτα με μικρή στάθμη ισχύος να απολαμβάνουν διαφορική στροφή φάσης ακριβώς

ίση με π, και άρα επιτυγχάνοντας την πλήρη μεταγωγή τους στη θύρα μεταγωγής, τα πακέτα με μεγάλη στάθμη ισχύος επιδεικνύουν διαφορική στροφή φάσης μεγαλύτερη από π, ώστε να μην επιτυγχάνεται το μέγιστη δυνατή μεταγωγή τους τη θύρα μεταγωγής. Ο ψαλιδισμός της ισχύος των μεγάλων πακέτων οδηγεί σε πλήρη εξίσωση της στάθμης ισχύος των πακέτων στην έξοδο.

Από την άλλη μεριά, η βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος εξόδου οφείλεται στο φαινόμενο της συμβολής [4.34]. Η μη γραμμική λειτουργία της πύλης οδηγεί πλήρως το γραμμικά πολωμένο και συμφασικό σήμα που προκύπτει μετά τη συμβολή στο συζεύκτη εξόδου εξολοκλήρου στη θύρα μεταγωγής, κάτι που δε συμβαίνει με τον απόλωτο θόρυβο υποβάθρου του οποίου κάθε φασματική συνιστώσα βρίσκεται σε τυχαία φάση. Κατά συνέπεια το φαινόμενο της συμβολής δεν επηρεάζει τον θόρυβο, ο οποίος εξέρχεται με ισοδύναμο τρόπο και από τις δύο εξόδους του συμβολομέτρου. Επομένως η βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου οφείλεται στο γεγονός ότι ενώ το σύνολο του σήματος εξέρχεται από τη θύρα μεταγωγής, μόνο ένα τμήμα του θορύβου το ακολουθεί στην ίδια θύρα.

Ακολουθεί η θεωρητική ανάλυση της σύνθετης λειτουργίας του ανισοζυγούς διακόπτη που περιγράφηκε παραπάνω. Σκοπός της ανάλυσης είναι να τεκμηριώσει τη λειτουργία του ανισοζυγούς διακόπτη ως εξισωτή ισχύος, να μοντελοποιήσει τη λειτουργία του και να αποκαλύψει τις παραμέτρους που οδηγούν στη βελτιστοποίηση της λειτουργίας του.

4.3.Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder

Θεωρούμε τη διάταξη του Σχήματος 4.2, η οποία περιλαμβάνει ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder με SOA και συζεύκτες άνισης κατανομής ισχύος α/1-α. Εin είναι το σήμα εισόδου της διάταξης.



Σχήμα 4.2: Διάταξη ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder με δύο όμοιους SOAs.

Το πεδίο του σήματος εισόδου, πριν αυτό εισέλθει στο διακόπτη, δίνεται από τη σχέση:

$$\vec{E}_{in} = E_{in} e^{-j\omega t} \hat{p} \tag{4.1},$$

όπου \hat{p} είναι το διάνυσμα του πεδίου, και η οπτική ισχύς του υπολογίζεται ως:

$$P_{in} = \vec{E}_{in} \cdot \vec{E}_{in} = \left| \vec{E}_{in} \right|^2 \tag{4.2}$$

Στην ανάλυση, που ακολουθεί, θεωρούμε ότι τα πεδία είναι γραμμικά πολωμένα και διατηρούν σταθερή την πόλωση καθ' όλη τη διάρκεια διάδοσής τους μέσα από το διακόπτη. Στην έξοδο του άνισου οπτικού συζεύκτη εισόδου η οπτική ισχύς του CW σήματος έχει διαχωριστεί σε δύο άνισες συνιστώσες, όπου το πεδίο της κάθε μιας δίνεται από την έκφραση:

/

$$E_{in}^{x} = E_{in} \cdot \sqrt{a} \cdot e^{-\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}$$

$$E_{in}^{y} = E_{in} \cdot \sqrt{(1-a)} \cdot e^{-(\omega t)}$$
(4.3)

Στις προηγούμενες σχέσεις, καθώς και στις σχέσεις που ακολουθούν, ο δείκτης x αντιστοιχεί στη συνιστώσα του σήματος εισόδου, που διαδίδεται στον πάνω βραχίονα του συμβολομέτρου, ενώ ο δείκτης y στη συνιστώσα, που διαδίδεται στον κάτω βραχίονα. Η επιπλέον φάση π/2, που εισάγεται, όπως φαίνεται, στην Ε_{in}x συνιστώσα, αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης, που εισάγει ο πρώτος οπτικός συζεύκτης ισχύος, την οποία στην προκειμένη περίπτωση θεωρήσαμε ότι εισάγεται στην έξοδο 2 (out#2) του συζεύκτη, που συνδέεται με τον πάνω βραχίονα.

Θεωρώντας ότι οι δύο βραχίονες του διακόπτη έχουν ακριβώς το ίδιο μήκος και τα ίδια χαρακτηριστικά, συμπεριλαμβανομένων των δύο ενισχυτών, η διαφοροποίηση στα πεδία των δύο συνιστωσών, καθώς αυτές «ταξιδεύουν» στους δύο βραχίονες, προκύπτει από την άνιση ισχύ των πεδίων καθώς και από τη διάδοσή τους μέσα από τον κάθε SOA όταν αυτοί διαρρέονται από διαφορετικά ρεύματα. Στη γενική περίπτωση, αν θεωρήσουμε ως G_x και G_y το κέρδος ισχύος του κάθε ενισχυτή και ως φ_x και φ_y τη φάση, που εισάγει ο κάθε ενισχυτής στην αντίστοιχη πεδιακή συνιστώσα, τότε οι δύο πεδιακές συνιστώσες στην έξοδο ακριβώς κάθε ημιαγωγού, αλλά και ακριβώς πριν τον οπτικό συζεύκτη εξόδου, θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$E^{x} = \sqrt{G_{x}} E_{in} \cdot \sqrt{a} \cdot e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{x}\right)}$$
(4.4)

$$E^{y} = \sqrt{G_{x}} E_{in} \cdot \sqrt{(1-a)} \cdot e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{y}\right)}$$
(4.5)

Στον α/(1-α) οπτικό συζεύκτη εξόδου, κάθε μια πεδιακή συνιστώσα διαχωρίζεται σε δύο νέες πεδιακές συνιστώσες, με αντίστοιχο τρόπο όπως στο συζεύκτη εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, η E^x συνιστώσα διασπάται στις δύο εξόδους του συζεύκτη, τις οποίες ονομάζουμε S και U, σε δύο πεδία ίδιας ισχύος, των οποίων οι εκφράσεις δίνονται από τις σχέσεις:

$$E_{S}^{x} = \sqrt{a}\sqrt{G_{x}}E_{in}\cdot\sqrt{a}\cdot\exp\left[-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{x} + \frac{\pi}{2}\right)\right] = a\sqrt{G_{x}}E_{in}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{x} + \pi\right)\right]$$
(4.6)

$$E_{U}^{x} = \sqrt{1-a}\sqrt{G_{x}}E_{in} \cdot \sqrt{a} \cdot \exp\left[-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{x}\right)\right] =$$

$$= \sqrt{a(1-a)}\sqrt{G_{x}}E_{in}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{x} + \frac{\pi}{2}\right)\right]$$
(4.7)

Στις προηγούμενες σχέσεις παρατηρούμε την εμφάνιση οι παράγοντες \sqrt{a} και $\sqrt{1-a}$, οι οποίοι αντιστοιχούν στο λόγο σύζευξης του συζεύκτη, καθώς, επίσης, και την εμφάνιση μιας επιπλέον φάσης π/2 στο πεδίο που εξέρχεται από την S-θύρα, η οποία αντιστοιχεί στη φάση, που εισάγει ο συζεύκτης εξόδου. Πρέπει να σημειώσουμε ότι η θεώρηση του λόγου σύζευξης του δεύτερου συζεύκτη έχει γίνει με βάση τη συνιστώσα y. Επομένως το σήμα που έρχεται από την x συνιστώσα αντιλαμβάνεται τον συζεύκτη με αντίστροφο λόγο σύζευξης. Δηλαδή συγκεκριμένα, καθώς το σήμα E^x φθάνει στον δεύτερο συζεύκτη, στον πάνω βραχίονα εξέρχεται με λόγο ισχύος (1-α) ενώ στον κάτω βραχίονα με λόγο α. Επιπλέον, όπως φαίνεται και στις σχέσεις 4.6 και 4.7, η φάση π/2 για την E^x συνιστώσα εισάγεται τώρα στην έξοδου 1 (out#1) του συζεύκτη εξόδου, ενώ το σήμα στην είσοδο εισάγεται από τη θύρα εισόδου 2 (in#2) του συζεύκτη εξόδου, ενώ το σήμα στην είσοδο εισάγεται από τη θύρα εισόδου 1 (in#1) του συζεύκτη εισόδου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.1.

Η αντίστοιχη έκφραση για την E^y συνιστώσα περιλαμβάνει πάλι οι παράγοντες \sqrt{a} και $\sqrt{1-a}$, και μια εισαγόμενη φάση π/2, με τη διαφορά ότι η φάση π/2 για την E^y συνιστώσα εισάγεται στη θύρα εξόδου 2 (out#2) του συζεύκτη εξόδου, αφού η γπεδιακή συνιστώσα εισέρχεται από τη θύρα εισόδου 1 (in#1) αυτού του συζεύκτη.

$$E_U^y = \sqrt{a}\sqrt{G_y}E_{in}\cdot\sqrt{1-a}\cdot\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_y + \frac{\pi}{2}\right)\right] = \sqrt{a(1-a)}\sqrt{G_y}E_{in}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_y + \frac{\pi}{2}\right)\right]$$
(4.8)

$$E_{S}^{y} = \sqrt{1-a}\sqrt{G_{y}}E_{in}\cdot\sqrt{1-a}\cdot\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{y}\right)\right] = (1-a)\sqrt{G_{y}}E_{in}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{y}\right)\right] (4.9)$$

Στις δύο θύρες εξόδου, S και U, το συνολικό πεδίο δίνεται από την υπέρθεση των αντίστοιχων εξόδων των δύο πεδιακών συνιστωσών. Πιο συγκεκριμένα, το πεδίο και η οπτική ισχύς στη θύρα S δίνονται από τις σχέσεις:

$$E^{S} = E_{S}^{x} + E_{S}^{y} = a\sqrt{G_{x}}E_{in}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{x} + \pi\right)\right] + (1-a)\sqrt{G_{y}}E_{in}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{y}\right)\right]$$

$$(4.10)$$

$$P_{S} = \left| E^{S} \right|^{2} = \left| E^{x}_{S} + E^{y}_{S} \right|^{2} = \left(E^{x}_{S} + E^{y}_{S} \right) \left(E^{x}_{S} + E^{y}_{S} \right)^{*}$$
(4.11)

ενώ οι αντίστοιχες εκφράσεις για τη θύρα U είναι:

$$E^{U} = E_{U}^{x} + E_{U}^{y} = \sqrt{a(1-a)}E_{in}\left\{\sqrt{G_{x}}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{x} + \frac{\pi}{2}\right)\right] + \sqrt{G_{y}}\exp\left[-j\left(\omega t + \varphi_{y} + \frac{\pi}{2}\right)\right]\right\}$$
(4.12)

$$P_{U} = \left| E^{U} \right|^{2} = \left| E^{x}_{U} + E^{y}_{U} \right|^{2} = (E^{x}_{U} + E^{y}_{U})(E^{x}_{U} + E^{y}_{U})^{*}$$
(4.13)

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (4.11) και (4.13) στις εκφράσεις των σχέσεων (4.10) και (4.12) αντίστοιχα, και μετά από μερικούς απλούς μαθηματικούς υπολογισμούς και κατάλληλους μετασχηματισμούς, οι εκφράσεις για την οπτική ισχύ στις θύρες S και U προκύπτουν:

$$P_{S} = E_{in}^{2} \{ a^{2}G_{x} + (1-a)^{2}G_{y} - 2(1-a)a\sqrt{G_{x}G_{y}} \cos \Delta \varphi \}$$
(4.14)

$$P_U = E_{in}^2 \{ a(1-a)(G_x + G_y) + 2a(1-a)\sqrt{G_x G_y} \cos \Delta \varphi \}$$
(4.15)

Όπου $\Delta \phi = \phi_{\chi} - \phi_{y}$.

Στη γενική περίπτωση, τα κέρδη G_x και G_y και οι φάσεις φ_x και φ_y είναι συναρτήσεις του χρόνου. Αν θεωρηθεί ότι στον ενισχυτή εισέρχεται βραχύς οπτικός παλμός ελέγχου ισχύος κορυφής P_p και κυματομορφής ισχύος α(t), τα κέρδη G_x και G_y και οι φάσεις φ_x και φ_y δίνονται από τις εκφράσεις :

$$G_{x}(t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{G_{o,x}}\right) \exp\left(-aP_{p}\int_{-\infty}^{t}a(t')dt' / U_{sat}\right)\right]^{-1}$$
(4.16)

$$G_{y}(t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{G_{o,y}}\right) \exp\left(-(1 - a)P_{p}\int_{-\infty}^{t}a(t')dt' / U_{sat}\right)\right]^{-1}$$
(4.17)

και

όπου G_{0,x,y} τα κέρδη ασθενούς σήματος καθενός από τους δύο SOA, που εξαρτάται από το ρεύμα τροφοδοσίας τους, U_{sat} είναι η χαρακτηριστική παράμετρος της ενέργειας κορεσμού του κάθε SOA που θεωρείται κοινή αφού τα στοιχεία έχουν θεωρηθεί ίδια. Τέλος, α_n είναι ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor) του SOA (Παράρτημα B).

Το ολοκλήρωμα $\int_{-\infty}^{t} P_{in}(t')dt' = P_p \int_{-\infty}^{t} a(t')dt' = U_{in}(t)$ αναπαριστά την ενέργεια του

τμήματος του παλμού ελέγχου, που βρίσκεται μέσα στον ενισχυτή και αλληλεπιδρά με το SOA τη χρονική στιγμή t (Παράρτημα Β). Τη χρονική στιγμή, κατά την οποία

ολόκληρος ο παλμός βρίσκεται μέσα στον ημιαγωγό, το ολοκλήρωμα $\int_{-\infty}^{t} a(t') dt'$ μπορεί

να αντικατασταθεί με μια σταθερά, έστω A, η οποία δείχνει το εμβαδό, που περικλείεται από την κυματομορφή α(t), οπότε η συνολική ενέργεια ολόκληρου του παλμού είναι $U_{in} = P_p \cdot A$. Είναι σημαντικό να σημειωθεί, σ' αυτό το σημείο, ότι για την εξαγωγή όλων των προηγούμενων εξισώσεων ο ενισχυτής θεωρείται ως ένα χωρικά συγκεντρωμένο στοιχείο, οπότε αμελείται η διάσταση του μήκους του και υποτίθεται ότι ο ενισχυτής είναι σημειακός. Η παραδοχή αυτή απλοποιεί τη διαδικασία της θεωρητικής μελέτης των οπτικών διακοπτών με SOA, χωρίς να αλλοιώνει σημαντικά την ποιοτική τους συμπεριφορά.

Εισάγοντας τις εκφράσεις των (4.16), (4.17) στις σχέσεις (4.14) και (4.15), οι ισχείς εξόδου για τις θύρες S και U προκύπτει ότι δίνονται από τις σχέσεις:

$$P_{S} = E_{in}^{2} \left\{ a^{2} G_{x}(U_{in}) + (1-a)^{2} G_{y}(U_{in}) - 2(1-a)a \sqrt{G_{x}(U_{in})G_{y}(U_{in})} \cos\left(-\frac{a_{n}}{2} \ln\left(\frac{G_{x}(U_{in})}{G_{y}(U_{in})}\right)\right)\right\}$$

$$(4.20)$$

$$P_{U} = E_{in}^{2} \left\{ a(1-a) \left(G_{x}(U_{in}) + G_{y}(U_{in}) \right) + 2a(1-a) \sqrt{G_{x}(U_{in})} G_{y}(U_{in}) \cos \left(-\frac{a_{n}}{2} \ln \left(\frac{G_{x}(U_{in})}{G_{y}(U_{in})} \right) \right) \right\}$$
(4.21)

Οι εξισώσεις αποτελούν τις εκφράσεις των συναρτήσεων μεταφοράς για τη θύρα μεταγωγής S και τη θύρα μη-μεταγωγής U. Γίνεται αμέσως εμφανές ότι οι ισχείς εξόδου των δύο θυρών του συμβολομέτρου εξαρτώνται από τους ακόλουθους παράγοντες:

- Το λόγο σύζευξης α/1-α των συζευκτών του συμβολόμετρου. Η τιμή τους διαμορφώνει τη συμβολομετρική εξίσωση ενώ παράλληλα υπεισέρχονται και στις εκφράσεις των κερδών των ενισχυτών, ορίζοντας το μέρος της ισχύος εισόδου σ' αυτούς.
- Την ισχύ εισόδου P_P. Διαμορφώνει το κέρδος των ενισχυτών καθώς και τη στροφή φάσης που καθορίζει το επίπεδο συμβολής του εκάστοτε παλμού.
- Τα αρχικά κέρδη των ενισχυτών G_{ox} και G_{oy}. Πρόκειται για τις τιμές από τις οποίες προκύπτει η αρχική διαφοροποίηση των δύο συνιστωσών του σήματος, τόσο στο κέρδος όσο και στη στροφή φάσης.
- Τον παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής α... Επηρεάζει μόνο τη λειτουργία της συμβολής.

Επιλέγοντας κατάλληλο συνδυασμό τιμών για τις παραπάνω παραμέτρους προκύπτει η καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς για τις δύο θύρες εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3. Κανονικοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς για α) Τη θύρα μεταγωγής S β) Τη θύρα μη μεταγωγής U και γ) την κανονικοποιημένη συνολική ισχύ εξόδου

Η επιλογή των μεταβλητών έγινε ακολουθώντας κάποιους κανόνες που θα αναφερθούν παρακάτω. Οι συγκεκριμένες καμπύλες αφορούν τις συναρτήσεις μεταφοράς ενός ανισοζυγούς συμβολόμετρου MZI με λόγο σύζευξης 70/30, αρχικά κέρδη ενισχυτών Gox =30dB και Goy=26dB και τυπική τιμή για τον παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής αn=6.

- Η πρώτη καμπύλη του Σχήματος 4.3 αφορά τη συνάρτηση μεταφοράς του συμβολόμετρου για τη θύρα μεταγωγής S. Η μορφή αυτής της καμπύλης παραπέμπει στη γνωστή μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ενός κυκλώματος εξίσωσης ισχύος, όπως αυτή απεικονίζεται με τη βοήθεια του σχήματος 3.21 στην αρχή της ενότητας 3.4. Πιο συγκεκριμένα, η καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς του Σχήματος 4.3 αυξάνει με μέχρι μια μέγιστη τιμή και στη συνέχεια διατηρείται σε αυτή τη σταθερή τιμή, διαγράφοντας ευθεία παράλληλη με τον οριζόντιο άξονα τιμών της ενέργειας παλμού ελέγχου. Η τιμή της ενέργειας Uin, μετά από την οποία η συνάρτηση μεταφοράς αρχίζει να παραλληλίζεται με τον οριζόντιο άξονα τιμών, αποτελεί το αντίστοιχο κατώφλι ενέργειας ή ισχύος, το οποίο χαρακτηρίζει τη λειτουργία των κυκλωμάτων εξίσωσης ισχύος. Στην περίπτωση που μελετάμε η τιμή κατωφλίου είναι εξαιρετικά χαμηλή, της τάξεως του 0,02 της κανονικοποιημένης ενέργειας εισόδου Uin/Usat. Τούτο είναι ενδεικτικό για το δυναμικό εύρος λειτουργίας του εξισωτή ισχύος, που φαίνεται ότι μπορεί να λειτουργήσει για λόγους στάθμης ισχύος δεδομένων ριπής έως 16dB.
- Η θύρα μη μεταγωγής είναι συμπληρωματική της θύρας μεταγωγής. Ωστόσο, παρατηρούμε ότι η έξοδος της θύρας μη μεταγωγής U δεν μηδενίζεται ποτέ, το οποίο φαίνεται να διαφωνεί με την ανάλυση της γενικής αρχής λειτουργίας του συμβολομετρικού διακόπτη, η οποία έγινε στην ενότητα 3.2.1. Πρέπει να σημειωθεί, όμως, ότι η ανάλυση της ενότητας 3.2.1 αφορούσε σε λειτουργία του διακόπτη όπου οι παράγοντες κέρδους ή απωλειών για τους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου είχαν θεωρηθεί ίδιοι ακόμα κι όταν μεταβάλλονταν η φάση μέσα στο μη γραμμικό μέσο. Σε πραγματικές συνθήκες, ωστόσο, τα κέρδη των δύο

SOAs απαιτείται να είναι διαφορετικά για να υπάρξει ολίσθηση στη φάση λόγω εξωτερικού παλμού ελέγχου και για να επιτευχθεί μεταγωγή. Αποτέλεσμα αυτής της διαφοράς είναι ότι ποτέ ο όρος $\left(\sqrt{G_x(t)} - \sqrt{G_y(t)}\right)^2$, δε μπορεί να είναι μηδενικός, όταν υπάρχει μεταγωγή. Κατά συνέπεια, ένα ποσοστό ισχύος του σήματος εξέρχεται από τη θύρα U ακόμα και στην κατάσταση πλήρους μεταγωγής του διακόπτη, αναγκάζοντας το λόγο αντίθεσης ON-OFF για τη θύρα U να μην απειρίζεται ποτέ.

 Η συμπληρωματικότητα των δύο θυρών, λαμβανομένης υπόψη και της διαφορικής μεταβολής του κέρδους των ενισχυτών, φαίνεται καθαρά από την τρίτη καμπύλη, που αποτυπώνει το άθροισμα των δύο θυρών εξόδου.
 Παρατηρούμε ότι το άθροισμα των δύο εξόδων των θυρών το συμβολόμετρου συμπίπτει με την καμπύλη της εξόδου του σήματος από τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές.

Η έντονα μη γραμμική λειτουργία της εξίσωσης ισχύος του ανισοζυγούς συμβολόμετρου, όταν λειτουργεί σε κατάσταση αυτομεταγωγής του σήματος στη θύρα μεταγωγής, γίνεται εύκολα αντιληπτή όταν συγκριθεί η συνάρτηση μεταφοράς του με τις αντίστοιχες της μη γραμμικής ενίσχυσης χρησιμοποιώντας αποκλειστικά μη γραμμικά ενισχυτικά μέσα και της λειτουργίας του ψαλιδισμού με τους ενισχυτές στην περιοχή κόρου. Το Σχήμα 4.4 προβάλλει στο ίδιο γράφημα τις συναρτήσεις μεταφοράς ισχύος για τις τρεις παραπάνω περιπτώσεις:



Σχήμα 4.4 Συγκριτικό διάγραμμα των συναρτήσεων μεταφοράς του ενισχυτή για τρεις καταστάσεις λειτουργίας α) Ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής β) κύκλωμα ψαλιδισμού γ) Ανισοζυγής διακόπτης.

 Η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή προσομοιάζει την χαρακτηριστική καμπύλη ενός κυκλώματος εξίσωσης ισχύος, που όμως έχει μικρές και ουσιαστικές διαφορές. Η καμπύλη του ενισχυτή πράγματι χαρακτηρίζεται από την έντονα μη γραμμική κλίση της στις περιοχές πολύ μικρής ισχύος εισόδου, ωστόσο για σχετικά μεγαλύτερες ισχείς διατηρεί μια περίπου γραμμική κλίση χωρίς να τείνει ασυμπτωτικά σε μια μέγιστη ισχύ εξόδου. Τούτο είναι αναμενόμενο αν αναλογιστούμε ότι το κέρδος του ενισχυτή φθίνει εκθετικά με την ισχύ εισόδου, και επομένως στις μικρές ισχείς διατηρεί ακόμα πολύ υψηλό κέρδος για να αντισταθμίσει τη διαφορά του σήματος στην έξοδο με τις υψηλότερες τιμές. Μάλιστα, όσο υψηλότερο το κέρδος του ενισχυτή, τόσο πιο έντονη είναι η καμπύλη στις χαμηλές ισχείς. Στο γράφημα έχουμε θεωρήσει αρχικό κέρδος ενισχυτή 30dB, που κρίνεται τιμή αρκετά υψηλή, σε ρεαλιστικά όμως επίπεδα, ώστε να γίνει ξεκάθαρη η λειτουργία του. Ύστερα από το σημείο καμπής που βρίσκεται σε πολύ χαμηλές τιμές της ισχύος εισόδου, ο ενισχυτής λειτουργεί στην περιοχή διαφάνειας, που σημαίνει ότι το κέρδος παραμένει σταθερό και ίσο με το κέρδος κόρου. Επομένως, λειτουργεί κατά προσέγγιση γραμμικά και δεν αναμένεται να εμφανιστούν φαινόμενα ψαλιδισμού που θα προσέδιδαν ασυμπτωτική κλίση στην καμπύλη, καθώς κάτι τέτοιο θα σήμαινε απορρόφηση ενέργειας από τον ενισχυτή και θα οδηγούνταν στην καταστροφή του.

- Στο Σχήμα 4.4, η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος ψαλιδισμού αφορά το κύκλωμα του συμβολομετρικού διακόπτη με εφαρμογή ενός ισχυρού CW σήματος στην είσοδο του διακόπτη για να επιτευχθεί ο έντονος κορεσμός των ενισχυτών. Για την συγκεκριμένη καμπύλη θεωρήθηκε συμμετρικό συμβολόμετρο MZI με αρχικά κέρδη ενισχυτών 10dB και 4dB, τιμές που υποδεικνύουν το βαθύ επίπεδο κορεσμού των ενισχυτών. Ο βέλτιστος λόγος των κερδών καθορίζεται από τον παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής α_n, ενώ περισσότερα γι' αυτό μπορούν να βρεθούν στο [4.18]. Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος εξίσωσης ισχύος, που τείνει ασυμπτωτικά σε μια μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου. Εντούτοις, γίνεται φανερό από το γράφημα ότι για την επίτευξη της επιθυμητής λειτουργίας απαιτείται υψηλή τιμή της ισχύος εισόδου. Πράγματι, το σημείο καμπής της καμπύλης βρίσκεται στην τιμή 0.8 της κανονικοποιημένης ισχύος εισόδου του σήματος, τιμή εξαιρετικά υψηλή σε σχέση με τις δύο προηγούμενες περιπτώσεις.
- Η συνάρτηση μεταφοράς του ανισοζυγούς συμβολόμετρου σε λειτουργία αυτομεταγωγής του σήματος στη θύρα μεταγωγής φαίνεται να συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των δύο παραπάνω μεθόδων. Πράγματι, το σημείο καμπής της καμπύλης διατηρείται σε πολύ χαμηλές τιμές της ισχύος εισόδου, απόρροια της χρήσης της μη γραμμικής μεταβολής του κέρδους των ενισχυτών, ενώ η καμπύλη τείνει ασυμπτωτικά σε μια μέγιστη τιμή της ισχύος εξόδου, που καθορίζεται από τη λειτουργία της συμβολής του σήματος στο συμβολόμετρο.

Έχοντας πλέον επιβεβαιώσει την ορθή λειτουργία του ανισοζυγούς συμβολομέτρου σαν εξισωτή ισχύος, με ιδιαίτερα μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς, απομένει η μελέτη και ανάλυση των επιμέρους παραμέτρων του με στόχο τη βελτιστοποίηση της λειτουργίας του. Για το σκοπό αυτό κρίνεται απαραίτητη η μαθηματική ανάλυση της συνάρτησης μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας, που παρατίθεται στην επόμενη παράγραφο.

4.3.1. Συνάρτηση μεταφοράς του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού στο πεδίο της συχνότητας

Για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού στο πεδίο της συχνότητας, θεωρούμε ως σήμα εισόδου στο διακόπτη του Σχήματος. 4.5 μια ακολουθία παλμών δεδομένων τύπου επιστροφής στο μηδέν (RZ format) με έντονη διαμόρφωση μεταξύ των κορυφών των παλμών, όπου το πλάτος κορυφής του k-οστού παλμού μπορεί να εκφραστεί από τη σχέση

$$P_p^k = P_0 [1 + m \cdot \cos(\Omega \cdot k \cdot T)]$$
(4.23)

και αντίστοιχα η κυματομορφή ισχύος του εκφράζεται ως

$$P_{in}^{k}(t) = P_0(1 + m \cdot \cos(\Omega \cdot k \cdot T)) \cdot a(t)$$
(4.24)

Στις προηγούμενες σχέσεις, α(t) είναι η βασική κυματομορφή των παλμών (π.χ. τύπου Gauss), Τ είναι η περίοδος δυφίου (bit period) του σήματος, Ρο είναι η μέση ισχύς κορυφής της παλμοσειράς, Ω είναι η συχνότητα της συνιστώσας, που ευθύνεται για τη διαμόρφωση πλάτους της ακολουθίας, και m είναι ο δείκτης βάθους διαμόρφωσης. Η γραφική αναπαράσταση των μεγεθών, που υπεισέρχονται στην 4.24, δίνεται στο Σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5: Ενδεικτική παλμική ακολουθία σήματος εισόδου στο διακόπτη. Τ: περίοδος δυφίων (bit period) P₀: μέση ισχύς κορυφής, Ω: συχνότητα αργής διαμόρφωσης πλάτους, και m: δείκτης βάθους διαμόρφωσης

Όταν ο k-οστός παλμός ελέγχου εισέλθει στο διακόπτη, τα κέρδη των SOA στους δύο βραχίονες διαμορφώνονται με βάση τη σχέση

$$G_{x}(m,t) = \left[1 - (1 - \frac{1}{G_{1o}})\exp(-\frac{aP_{1,2o}(1 + m\cos\Omega kt)\int_{-\infty}^{t}a(t')dt'}{U_{sat}})\right]^{-1}$$
(4.25)
$$G_{y}(m,t) = \left[1 - (1 - \frac{1}{G_{1o}})\exp(-\frac{(1 - a)P_{1,2o}(1 + m\cos\Omega kt)\int_{-\infty}^{t}a(t')dt'}{U_{sat}})\right]^{-1}$$

Με βάση την 4.25, τα G_{x,y} μειώνονται μέχρι μια χρονική στιγμή t_s, η οποία αντιστοιχεί στην χρονική στιγμή κατά την οποία ο παλμός εξέρχεται του ημιαγωγού. Εφόσον ο SOA θεωρείται σημειακός ενισχυτής και αμελείται η διάσταση του μήκους του, όπως έχει υποτεθεί από την αρχή αυτής της ανάλυσης, η χρονική στιγμή t_s ταυτίζεται με τη χρονική στιγμή, που το σύνολο της ενέργειας του παλμού έχει εισέλθει στον ενισχυτή. Από τη χρονική στιγμή t_s και μετά, τα κέρδη των ενισχυτών αρχίζουν να ανακάμπτουν από την ελάχιστη τιμή τους G_{x,y}(t_s) προς τα αρχικά κέρδη G_{1,20} με μια χρονική σταθερά ανάκαμψης τ_e μέχρι τη χρονική στιγμή εισόδου του επόμενου παλμού έλέγχου στον SOA. Η χρονική σταθερά τ_e είναι η εξαναγκασμένη χρονική σταθερά επανασύνδεσης των φορέων (stimulated carrier recombination time), η οποία συνδέεται με τη σταθερά χρόνου ζωής τ_c των φορέων του ημιαγωγού μέσω του τ_e = τ_cτ_h/(τ_c + τ_h), όπου τ_k = U_{sat} /(P_{1,20}/2) [4.39].

Για να ισχύει η σχέση 4.25 για κάθε παλμό της ακολουθίας του σήματος ελέγχου, πρέπει το κέρδος του κάθε ενισχυτή, μετά την έξοδο κάθε παλμού ελέγχου, να επανέρχεται στην αρχική του τιμή G1,20 πριν τη χρονική στιγμή εισόδου του επόμενου παλμού ελέγχου. Αυτό συμβαίνει, όταν η εξαναγκασμένη χρονική σταθερά επανασύνδεσης τε των φορέων του ημιαγωγού είναι μικρότερη από την περίοδο Τ της ακολουθίας του σήματος ελέγχου. Η συνθήκη τε<Τ αποτελεί μια ρεαλιστική παραδοχή για τη λειτουργία των οπτικών διακοπτών με SOA, ακόμα και όταν ο ρυθμός μετάδοσης του σήματος ελέγχου υπερβαίνει τα 40 Gb/s, καθώς η τεχνολογία των ημιαγωγών έχει σημειώσει σημαντικές προόδους και έχει να επιδείξει τυπικές τιμές σταθεράς χρόνου ζωής των φορέων του ημιαγωγού γύρω στα 100 psec, ενώ πρόσφατα, μάλιστα, έχουν αναφερθεί χρόνοι ζωής των φορέων της τάξεως μερικών psec με χρήση ημιαγώγιμων ενισχυτών πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών (Multi-Quantum Well – MQW SOAs) [4.41], [4.42] Οι τιμές αυτές μπορούν να μειωθούν ακόμα περισσότερο με την εφαρμογή της τεχνικής κορεσμού του διακόπτη από ισχυρό CW σήμα [4.39][4.43] επιπλέον του σήματος εισόδου, με την εφαρμογή ισχυρού CW σήματος με μήκος κύματος στην περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή [4.44]-[4.46].

Ο συνδυασμός των σχέσεων (4.14) και (4.25), εφόσον η τελευταία ισχύει για κάθε παλμό της ακολουθίας του σήματος ελέγχου, αποδίδει πλήρως τη συμπεριφορά του διακόπτη. Για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του διακόπτη στο πεδίο της συχνότητας απαιτείται ο υπολογισμός της διαμόρφωσης πλάτους της παλμοσειράς εξόδου του διακόπτη. Η διαδικασία αυτή απαιτεί, με τη σειρά της, την εύρεση του πλάτους κάθε μεμονωμένου μεταγόμενου παλμού, που αποδίδει στην έξοδό του ο διακόπτης. Για να λειτουργεί ο διακόπτης στην περιοχή βέλτιστης μεταγωγικής λειτουργίας για την πλειοψηφία των εισερχόμενων παλμών του σήματος εισόδου, πρέπει η μέση ισχύς κορυφής P_0 των παλμών εισόδου να προκαλεί ολίσθηση φάσης κατά π στο σήμα εισόδου, που διαδίδεται στον ενισχυτή του πάνω βραχίονα. Επομένως για να επιτύχουμε το Δφ=π, προκύπτει από την εξίσωση (4.17) $G_1(m=0)=G_2(m=0)\exp(-2\pi/a)$.

Στα παραπάνω πρέπει να προσθέσουμε ότι η κορυφή κάθε μεταγόμενου παλμού $P_s^k(t)$ στην έξοδο του διακόπτη πρέπει να συμπίπτει χρονικά με την αντίστοιχη ελάχιστη τιμή του κέρδους $G_x^k(t)$ του ενισχυτή, ούτως ώστε να αποφεύγεται η παραμόρφωση της κυματομορφής του παλμού εξόδου υπό την έννοια της δημιουργίας διπλών κορυφών. Αυτό συμβαίνει, για τη θεώρηση του χωρικά συγκεντρωμένου ενισχυτή, κατά τη χρονική στιγμή t_s, η οποία, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, είναι η χρονική στιγμή όπου το σύνολο της ενέργειας του παλμού έχει ήδη εισχωρήσει στον ενισχυτή και ο παλμός αρχίζει πλέον να εξέρχεται του ημιαγωγού. Η συνθήκη αυτή για τη μορφή του μεταγόμενου παλμού επιτρέπει την αντικατάσταση του χρονικού ολοκληρώματος, που περιέχεται στη σχέση (4.25), με μια σταθερή τιμή A, οπότε η συνολική ενέργεια του παλμού, που βρίσκεται μες στον ημιαγωγοί, είναι $U_{in} = P_p \cdot A$.

Με εφαρμογή των παραπάνω στις σχέσεις (4.14) και (4.25) οι δύο σχέσεις, που προκύπτουν και αποδίδουν πλήρως την ισχύ κορυφής του k-οστού παλμού στην έξοδο του διακόπτη, είναι

$$G_x^{\min} = G_y^{\min} / (\exp(-2\pi/a) = \left[1 - (1 - \frac{1}{G_{1o}})\exp(-\frac{aP_{1o}m(1 + \cos\Omega kt)A}{U_{sat}})\right]^{-1}$$
(4.26)

$$P_{S}^{\max} = \frac{1}{4} P_{1,o} \left[G_{x}^{\min} + G_{y}^{\min} - 2\sqrt{G_{x}^{\min} \cdot G_{y}^{\min}} \cos\left(-\frac{a_{n}}{2} \ln\left(\frac{G_{x}^{\min}}{G_{y}^{\min}}\right)\right) \right]$$
(4.27)

Αντικαθιστώντας τα $G_{x,y}^{\min}$ στην σχέση (4.27) από τις αντίστοιχες εκφράσεις τους και αναπτύσσοντας τη σχέση (4.27) σε σειρά Taylor μέχρι τον όρο πρώτης τάξης γύρω από το σημείο m=0, το αποτέλεσμα, που προκύπτει μετά από μερικούς απλούς μαθηματικούς υπολογισμούς, δίνει την κορυφή του παλμού εξόδου σαν ένα άθροισμα μιας dc συνιστώσας και μιας συνιστώσας ταλάντωσης στο Ω: $P_S^{\max} = P(0) + P(\Omega)$ όπου:
$$P(0) = G_{1}(_{m=0})P_{o} \{a^{2} + (1-a)^{2} \exp(\frac{2\pi}{a}) + 2a(1-a)\exp(\frac{\pi}{a})\}$$

$$P(\Omega) = P_{o}m\{a^{2}G_{1}^{'}(_{m=0}) + a^{2}G_{1}(_{m=0})\cos\Omega t + (1-a)^{2}G_{2}^{'}(_{m=0}) + (1-a)^{2}\exp(\frac{2\pi}{a})G_{1}(_{m=0})\cos\Omega t + (1-a)^{2}G_{2}^{'}(_{m=0}) + (1-a)^{2}\exp(\frac{2\pi}{a})G_{1}(_{m=0})\cos\Omega t + (1-a)\frac{G_{1}^{'}(_{m=0})\exp(\frac{2\pi}{a}) + G_{2}^{'}(_{m=0})}{\exp(\frac{\pi}{a})} + 2a(1-a)G_{1}(_{m=0})\exp(\frac{\pi}{a})\cos\Omega t\}$$

$$(4.28)$$

Στις παραπάνω σχέσεις, $G_x^{\min}\Big|_{m=0}$ είναι η τιμή του κέρδους G_x^{\min} στο σημείο m=0, και $G_{1,2}'(_{m=0}) = \frac{dG_x^{\min}}{dm}\Big|_{m=0}$ είναι η πρώτη παράγωγος αυτού ως προς m στο ίδιο

σημείο. Οι παράγωγοι των G1(m=0) και G2(m=0) προκύπτουν από τις σχέσεις:

$$G_{1}'(_{m=0}) = \frac{-\frac{aP_{o}A}{U_{sat}}(1-\frac{1}{G_{1o}})\exp(-\frac{aP_{o}A}{U_{sat}})\cos\Omega t}{(\frac{1}{G_{1}(_{m=0})})^{2}}$$

$$G_{2}'(_{m=0}) = \frac{-\frac{(1-a)P_{o}A}{U_{sat}}(1-\frac{1}{G_{2o}})\exp(-\frac{(1-a)P_{o}A}{U_{sat}})\cos\Omega t}{(\frac{1}{G_{2}(_{m=0})})^{2}}$$

Επειδή όμως ισχύουν οι σχέσεις:

$$G_{1}(_{m=0}) = \frac{1}{1 - (1 - \frac{1}{G_{10}})\exp(-\frac{aP_{o}A}{U_{sat}})} \Longrightarrow - (1 - \frac{1}{G_{10}})\exp(-\frac{aP_{o}A}{U_{sat}}) = \frac{1}{G_{1}(_{m=0})} - 1$$

και ομοίως

$$-(1-\frac{1}{G_{2o}})\exp(-\frac{(1-a)P_oA}{U_{sat}}) = \frac{1}{G_2(m=0)} - 1$$

οι παράγωγοι των G1(m=0) και G2(m=0) προκύπτουν τελικώς:

$$G_{1}'(_{m=0}) = G_{1}(_{m=0})(1 - G_{1}(_{m=0}))\exp(-\frac{aP_{o}A}{U_{sat}})\cos\Omega t$$
(4.29)

$$G_{2}'(_{m=0}) = G_{1}(_{m=0}) \exp(\frac{2\pi}{a})(1 - G_{1}(_{m=0}) \exp(\frac{2\pi}{a}))\frac{(1 - a)P_{o}A}{U_{sat}} \cos\Omega t$$
(4.30)

Έχοντας υπολογίσει όλους τους όρους των εξισώσεων, προχωρούμε στον υπολογισμό του δείκτη βάθους διαμόρφωσης των κορυφών των παλμών εξόδου του διακόπτη, γράφοντας τη σχέση (4.24) στη μορφή

$$P_S^{\max} = 1 + m_{o/p} \cdot \cos(\Omega \cdot k \cdot T) = 1 + \frac{P(\Omega)}{P(0)}$$

$$(4.31)$$

Αυτό επιτυγχάνεται με διαίρεση του πλάτους της συνιστώσας στη συχνότητα Ω, όπως αυτό δίνεται από τη σχέση (4.30), προς το πλάτος της dc συνιστώσας, το οποίο δίνεται από τη σχέση (, οπότε ο συντελεστής του συνημιτονοειδούς όρου, που προκύπτει, είναι ο δείκτης βάθους διαμόρφωσης των κορυφών των παλμών εξόδου, και δίνεται από την τελική σχέση:

$$\frac{m_{o/p}}{m_{in}} = 1 + \frac{U_{in}}{U_{sat}} \cdot \frac{\left\{ \left(1 - G_{i}\right|_{m=0} \left[a^{3} + a^{2}(1-a)\exp\left(\frac{\pi}{\alpha_{n}}\right) \right] + \left[1 - G_{i}\right|_{m=0} \cdot \exp\left(\frac{2\pi}{\alpha_{n}}\right) \right] \cdot \left[(1-a)^{3}\exp\left(\frac{2\pi}{\alpha_{n}}\right) + a(1-a)^{2}\exp\left(\frac{\pi}{\alpha_{n}}\right) \right] \right\}}{a^{2} + (1-a)^{2}\exp\left(\frac{2\pi}{\alpha_{n}}\right) + 2a(1-a)\exp\left(\frac{\pi}{\alpha_{n}}\right)}$$

$$(4.32)$$

Η σχέση (4.32) αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς του ανισοζυγούς συμβολομέτρου στο πεδίο της συχνότητας, καθώς εκφράζει το πλάτος κάθε φασματικής συνιστώσας στη συχνότητα Ω, που επιδρά στη διαμόρφωση πλάτους της παλμοσειράς στην έξοδο του διακόπτη, σε συνάρτηση του πλάτους m της αντίστοιχης συνιστώσας της παλμοσειράς εισόδου στο διακόπτη. Η σχέση (4.32) δείχνει, ότι το πλάτος εξόδου κάθε φασματικής συνιστώσας Ω εξαρτάται απολύτως γραμμικά από το αντίστοιχο πλάτος εισόδου της συνιστώσας, ενώ ο γραμμικός παράγοντας που συνδέει αυτά τα δύο μεγέθη εξαρτάται από το λόγο ζεύξης *a*, τον παράγοντα φασματικής διεύρυνσης *a*_n, το αρχικό κέρδος του ενός ενισχυτή G₁₀ (το αρχικό κέρδος του δεύτερου ενισχυτή είναι εξαρτημένο μέσα από την απαίτηση για διαφορική στροφή φάσης Δφ=π), και τη μέση ενέργεια των παλμών εισόδουU_{in}=P₀A. Ορίζοντας το AMR (Amplitude Modulation Reduction) που καλείται δείκτης μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους ως

$$AMR = 10 \cdot log \left[\left(1 + m_{o/p} \right) / \left(1 - m_{o/p} \right) \right]$$

(4.33)

υπολογίζεται η απόλυτη τιμή του λόγου των δύο δεικτών βάθους διαμόρφωσης, καθώς το πρόσημο αυτού του λόγου δεν έχει ουσιαστική σημασία. Θεωρώντας το Uin/ Usat ως μεταβλητή και δίνοντας σταθερές τιμές στις υπόλοιπες παραμέτρους (a=6, α=0.7 και G10=1000), λαμβάνουμε ένα ενδεικτικό διάγραμμα της AMR του ανισοζυγούς συμβολομέτρου. (Σχήμα 4.6).



Σχήμα 4.6: Μείωση του βάθους πλάτους διαμόρφωσης για το ανισοζυγές συμβολόμετρο σε σχέση με την κανονικοποιημένη εισερχόμενη ισχύ Uin/Usat.

Το παραπάνω διάγραμμα αποτυπώνει τη μεταβολή της διαμόρφωσης πλάτους στο σήμα εξόδου σε σχέση με τη διαμόρφωση πλάτους στο σήμα εισόδου (AMR), η οποία όμως είναι ανεξάρτητη της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος εισόδου. Πρακτικά το διάγραμμα υποδηλώνει την ικανότητα του ανισοζυγούς συμβολομέτρου να μειώνει την εισερχόμενη διαμόρφωση πλάτους κατά περίπου 9 dB για ένα ευρύ φάσμα της εισερχόμενης ισχύος, για κάθε τιμή της εισερχόμενης διαμόρφωσης πλάτους. Παράλληλα ένα βέλτιστο σημείο βρίσκεται μέσα στο εύρος πιο ρεαλιστικών τιμών της κανονικοποιημένης ισχύος εισόδου, μικρότερης της μονάδας, με μείωση της διαμόρφωσης πλάτους κατά 15 dB. Μάλιστα η επίδοση αυτή επιτυγχάνεται με την ικανοποίηση της συνθήκης διαφορική στροφή φάσης Δφ=π.

Στη σχέση (4.32), η ανεξαρτησία της συνάρτησης μεταφοράς του ανισοζυγούς συμβολομέτρου σε λειτουργία εξίσωσης πακέτων προέκυψε ορίζοντας τη διαμόρφωση πλάτους του σήματος εισόδου της παραμέτρου m, ως η ποσοστιαία απόκλιση από μια μέση τιμή ισχύος, για όλα τα πακέτα. Ωστόσο, η έννοια που χρησιμοποιήθηκε είναι δύσκολο να γίνει αντιληπτή, ενώ κάθε αναγωγή της σε διαμόρφωση πλάτους ορισμένη σαν τον λόγο μικρού προς μεγάλο πακέτο, οδηγεί σε εξάρτηση από τον διαμόρφωση πλάτους εισόδου. Επιπλέον η πολυπλοκότητα της διαδικασίας αντικατοπτρίζεται από τον αριθμό των παραγόντων από τους οποίους εξαρτάται, καθώς και από το βαθμό αλληλεξάρτησης τους, και οφείλεται στη δυτή λειτουργία δύο αλληλένδετων διαδικασιών:

α) την αυτοδιαμόρφωση πλάτους των παλμών σε καθέναν από τους δύο
 ενισχυτές, που ωστόσο ορίζει και την αυτοδιαμόρφωση φάσης

β) τη συμβολή των δύο συνιστωσών που ελέγχεται από τη στροφή φάσης τους.

Στην προσπάθεια να αποκρυπτογραφήσουμε τη λειτουργία του ανισοζυγούς συμβολομέτρου και να αναδείξουμε τη βέλτιστη περιοχή λειτουργίας του, θα απλοποιήσουμε ορισμένες παραμέτρους, χωρίς να αλλοιωθεί η σημαντικότητα των αποτελεσμάτων. Αρχικά κάνουμε την παραδοχή ότι ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής α¹ παραμένει σταθερός καθόλη τη διάρκεια της ανάλυσης και ίσος

με μια τυπική τιμή α_n=6. Επιπλέον ορίζουμε το λόγο στάθμης ισχύος εισόδου για ένα σήμα με μεταβαλλόμενο πλάτος ισχύος ως:

$$m_{in} = \frac{P_{MAX,in}}{P_{MIN,in}}$$

Όπου ΡΜΑΧ το μέγιστο πλάτος του σήματος και ΡΜΙΝ το ελάχιστο πλάτος του σήματος. Στην πραγματικότητα οι δύο παραπάνω τιμές μπορούν να αντικατοπτρίζουν το μέγιστο και ελάχιστο πλάτος ισχύος των πακέτων εισόδου. Η ελαχιστοποίηση του μέγιστου δυνατού λόγου min είναι η επιθυμητή λειτουργία του εξισωτή ισχύος και μετράται με τον αντίστοιχο λόγο εξόδου:

$$m_{out} = \frac{P_{MAX,out}}{P_{MIN,out}}$$

Έχοντας πλέον ορίσει με τον τρόπο αυτό τους λόγους στάθμης ισχύος, είναι δυνατή η καταγραφή της συμπεριφοράς του συμβολόμετρου σε συνθήκες ασυμμετρίας, για ένα εύρος τιμών της μέσης ισχύος εισόδου, εμπεριέχοντας τη διαμόρφωση πλάτους εισόδου ως μεταβλητή. Η ασυμμετρία του συμβολόμετρου καθορίζεται από το λόγο σύζευξης των συζευκτών καθώς και από τη διαφορά στα αρχικά κέρδη των δύο ενισχυτών. Ωστόσο, στη θεώρηση μας τα δύο ζεύγη των παραπάνω παραμέτρων παραμέτρου.



Σχήμα 4.7: Τρισδιάστατες αναπαραστάσεις της διαμόρφωσης πλάτους εξόδου σε σχέση με την διαμόρφωση πλάτους εισόδου και κανονικοποιημένης ισχύος εισόδου για λόγους ζεύξης α) 60/40, β) 70/30, γ)80/20 και δ)90/10

Το Σχήμα 4.7 αποτυπώνει τη διαμόρφωση πλάτους εξόδου για τέσσερις λόγους ζεύξης του ανισοζυγούς συμβολόμετρου (60/40, 70/30, 80/20 και 90/10),όπως αυτή καθορίζεται σε σχέση με τη διαμόρφωση πλάτους εισόδου και για ένα μεγάλο εύρος της

Γεώργιος Θ. Κανέλλος

κανονικοποιημένης ισχύος εισόδου Uin/Usat,. Οι λόγοι κερδών ορίζονται κατά περίπτωση ώστε να βελτιστοποιούν το τελικό αποτέλεσμα. Προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Για σχετικά μικρές τιμές της διαμόρφωσης πλάτους εισόδου (μικρότερες των 6dB), και οι τέσσερις λόγοι ζεύξης του ανισοζυγούς συμβολομέτρου ανταπεξέρχονται ικανοποιητικά στη μείωση της διαμόρφωσης δίνοντας στην έξοδο διαμόρφωση πλάτους μικρότερη του 1dB. Ωστόσο, καθώς η διαμόρφωση πλάτους εισόδου αυξάνει, οι λόγοι 60/40 και 70/30 παρουσιάζουν πιο σταθερή συμπεριφορά διατηρώντας τη διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο τους σε λιγότερο από 3 και 2 dB αντίστοιχα, για διαμόρφωση εισόδου 13 dB.
- Ο λόγος ζεύξης 70/30 παρουσιάζει εξαιρετική σταθερότητα σε σχέση με την κανονικοποιημένη ισχύ εισόδου Uin/Usat , διατηρώντας τη διαμόρφωση πλάτους εξόδου μικρότερη από 2 dB για ένα εύρος ισχύος εισόδου μεγαλύτερο από 6 dB, σε αντίθεση με τους άλλους λόγους οι οποίοι επιτυγχάνουν βέλτιστη επίδοση τους μόνο για ένα μικρό εύρος τιμών ισχύος εισόδου, σε πολύ χαμηλά επίπεδα. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό καθώς δεν απαιτείται αυστηρός καθορισμός του επιπέδου ισχύος του σήματος εισόδου για τη βέλτιστη λειτουργία του συμβολομέτρου 70/30, δεδομένου ότι τα σήματα εισόδου σε πραγματικές συνθήκες μπορούν να αποτελούν δεδομένα με ισχυρές ανομοιομορφίες όχι μόνο σε επίπεδο μέγιστης ισχύος πακέτου, αλλά και συνολικής μέσης ισχύος εισόδου.

Συμπερασματικά η διεξοδική θεωρητική ανάλυση του ανισοζυγούς συμβολομέτρου έδειξε ότι είναι ικανή η επίτευξη μείωσης της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος εισόδου κατά 10dB και πλέον, για ένα δυναμικό εύρος λειτουργίας σε σχέση με τη μέση ισχύ εισόδου μεγαλύτερο από 6dB. Η αξιοθαύμαστη αυτή επίδοση επιτυγχάνεται επιλέγοντας λόγο ζεύξης 70/30 και αρχικά κέρδη των ενισχυτών SOA στα 30dB και 28 dB αντίστοιχα, τιμές που βρίσκονται σε πλήρη συμφωνία με τις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας των ενισχυτών.

4.4. 2R Αναγέννηση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 40Gb/s

Στην ενότητα αυτή περιγράφονται η πειραματική υλοποίηση και ο πειραματικός χαρακτηρισμός της λειτουργίας του προτεινόμενου κυκλώματος 2R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής με χρήση ανισοζυγούς διακόπτη Mach-Zehnder για είσοδο ασύγχρονα οπτικά πακέτα δεδομένων στα 40 Gb/s.

Για τους στόχους της συγκεκριμένης πειραματικής διαδικασίας απαιτείται η υλοποίηση γεννήτριας οπτικών δεδομένων τύπου πακέτων μεταβλητού μήκους με ασύγχρονη κίνηση. Ως κύκλωμα 2R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής

χρησιμοποιείται ένα υβριδικά ολοκληρωμένο ασύμμετρο συμβολόμετρο τύπυ Mach-Zehnder, κατάλληλα ρυθμισμένο για να επιτελεί τη λειτουργία της αυτομεταγωγής του σήματος στη θύρα μεταγωγής. Η αξιολόγηση της λειτουργίας του κυκλώματος και η επιμέρους ανάλυση της επίδοσης του γίνεται με τη βοήθεια των ακόλουθων διαγνωστικών

- Στο πεδίο του χρόνου με τη βοήθεια οπτικού παλμογράφου. Με τον τρόπο αυτό καθορίζονται τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος σχετικά με την εξίσωση ισχύος των πακέτων.
- Χαρακτηρισμός της ποιότητας του σήματος με τη βοήθεια του διαγράμματος ματιού (eye diagram).
- Χαρακτηρισμός με τη μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων μετάδοσης (bit error rate). Πρόκειται για τη μακροσκοπική εξέταση της λειτουργίας του κυκλώματος που επιβεβαιώνει την εξασφάλιση αλάθητης μετάδοσης των αναγεννημένων πακέτων.

4.4.1. Πειραματική διάταξη

Το σχεδιάγραμμα της πειραματικής διάταξης, που υλοποιήθηκε στο εργαστήριο για την πειραματική επιβεβαίωση και το χαρακτηρισμό του κυκλώματος αναγέννησης πακέτων δεδομένων, φαίνεται στο Σχήμα 4.8. Η διάταξη χωρίζεται σε τρία τμήματα, τη γεννήτρια ασύγχρονων οπτικών πακέτων δεδομένων με άνισες ισχείς στα 40 Gb/s, το σύστημα υπό εξέταση και το τμήμα διαγνωστικών και μετρήσεων.



Σχήμα 4.8: Πειραματική διάταξη της 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40Gb/s

Γεννήτρια ασύγχρονων οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s

Η γεννήτρια ασύγχρονων οπτικών πακέτων δεδομένων με άνισες ισχείς στα 40 Gb/s είναι μια διάταξη αυξημένης πολυπλοκότητας, που πραγματοποιείται στα ακόλουθα τρία στάδια:

- Γεννήτρια οπτικής παλμοσειράς δεδομένων στα 40Gb/s. Περιλαμβάνει τη δημιουργία της ακολουθίας των οπτικών παλμών, τη διαμόρφωση τους σε μορφή δεδομένων και τον τετραπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης.
- Στάδιο δημιουργίας πακέτων δεδομένων. Περιλαμβάνει τη διαμόρφωση των δεδομένων σε μορφή πακέτων άνισης ισχύος.
- Στάδιο ασύγχρονης ροής δεδομένων. Τα πακέτα διαπαρεμβάλλονται με χρονική υστέρηση, αποκτώντας τυχαία φάση μεταξύ τους.

Γεννήτρια Παλμοσειράς-10Gb/s		
Ιος Διαμορφωτής: Παραγωγή Δεδομένων		
Τετραπλασιαστής: Διαπαρεμβολή bit-40Gb/.	5	
2ος Διαμορφωτής: Παραγωγή Πακέτων		
3ος Διαμορφωτής: Διαμόρφωση πλάτους πακέτων		
Ασύγχρονος βρόχος: Διαφορική καθυστέρηση σήματος		
Τελικό σήμα		

Σχήμα 4.9: Σχηματικό διάγραμμα των δεδομένων σε όλα τα στάδια της γεννήτριας ασύγχρονων οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40 Gb/s

Το Σχήμα 4.9 περιλαμβάνει ένα αναλυτικό σχηματικό διάγραμμα με τη μορφή του σήματος στην έξοδο καθενός από τα επιμέρους στάδια και υποστάδια της κατασκευής του. Συγκεκριμένα, εμφανίζεται η ακολουθία των οπτικών παλμών στα 10 Gb/s που παράγεται με διαμόρφωση απολαβής (gain switching) [4.35],[4.36] καθώς και η διαμόρφωση τους σε μορφή δεδομένων με τη χρήση διαμορφωτή πλάτους. Στη συνέχεια ο ρυθμός μετάδοσης του σήματος τετραπλασιάζεται, χωρίς να αλλοιώνονται τα χαρακτηριστικά των δεδομένων του σήματος με τη χρήση τετραπλασιαστή split-andcombine. Ακολουθεί η διαμόρφωση των 40 Gb/s δεδομένων σε μορφή πακέτων με τη χρήση δεύτερου διαμορφωτή πλάτους, ενώ ένας κατάλληλα ρυθμισμένος τρίτος διαμορφωτής άνισης ισχύος. Τα πακέτα πολυπλέκονται με χρονική υστέρηση, αποκτώντας τυχαία φάση μεταξύ τους.

Α. Γεννήτρια οπτικής παλμοσειράς δεδομένων στα 40Gb/s

Η παραγωγή της παλμοσειράς στα 40,01 Gb/s γίνεται με τον ίδιο τρόπο που παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.5. Για λόγους υπενθύμισης παραθέτουμε στο Σχήμα 4.10 ένα χρονικό τμήμα της 2⁷-1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας δεδομένων στα 40,01 Gb/s.



Σχήμα 4.10: Χρονικό τμήμα της οπτικής ακολουθίας δεδομένων στα 40,1 Gb/s, στην έξοδο του τετραπλασιαστή.

Β. Στάδιο δημιουργίας πακέτων δεδομένων

Το παραγμένο ψηφιακό σήμα στα 40,01 Gb/s ενισχύεται σε έναν ενισχυτή ίνας ερβίου και εισέρχεται στο στάδιο δημιουργίας σύγχρονων πακέτων. Το στάδιο αυτό αποτελείται από έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή πλάτους (MOD2) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator), ο οποίος οδηγείται από ηλεκτρικούς παλμούς μεταβλητής χρονικής διάρκειας και μεταβλητής περιόδου, που παρέχονται από μια ηλεκτρική παλμογεννήτρια (pulse generator). Κατά αυτόν τον τρόπο, στην έξοδο του διαμορφωτή λαμβάνονται σύγχρονα οπτικά πακέτα, των οποίων το χρονικό εύρος και η περίοδος καθορίζονται από το χρονικό εύρος και την περίοδο των ηλεκτρικών παλμών, που παράγει η παλμογεννήτρια, ενώ το περιεχόμενό τους συνίσταται από χρονικά τμήματα της συνεχούς ροής οπτικής ψευδοτυχαίας ακολουθίας δεδομένων στα 40,01 Gb/s. Ωστόσο, επειδή τα πακέτα πρόκειται να πολυπλεχθούν στη γεννήτρια ασύγχρονης ροής, η επιλογή του μήκους των πακέτων καθώς και η απόσταση μεταξύ τους δεν είναι ελεύθερες μεταβλητές. Στο διάγραμμα που ακολουθεί επισημαίνεται ο περιορισμός που υπεισέρχεται στο σχεδιασμό του σήματος.

Από το Σχήμα 4.11 γίνεται φανερό ότι στην περίπτωση πακέτων άνισου μήκους, οι αποστάσεις Τ1 και Τ2 ανάμεσα στα πακέτα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσες με το μήκος του μεγαλύτερου πακέτου P2. Οι πειραματικές τιμές που επιλέξαμε ώστε να πληρούνται όλα τα παραπάνω ήταν :

- Μήκος πακέτων : 48 bit (1,2ns) και 76 bit (2,1ns) αντίστοιχα
- Απόσταση πακέτων : 3,5 ns

Περίοδος Διαμορφωτή : 10,1ns



Σχημα 4.11: Σχηματική αναπαράσταση των πακέτων δεδομένων, όπως αυτά πρέπει να παραχθούν από το ηλεκτρικό σήμα της παλμογεννήτριας

Το σήμα των διαμορφωμένων πακέτων εισάγεται στον τρίτο διαμορφωτή πλάτους (MOD3) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator), ώστε να δημιουργηθούν πακέτα άνισου πλάτους. Το βάθος της διαμόρφωσης πλάτους των πακέτων καθορίζεται από την ένταση του μικροκυματικού ηλεκτρικού σήματος που οδηγεί το διαμορφωτή. Για να γίνει καλύτερα αντιληπτή αυτή η διαδικασία, κρίνεται σκόπιμη μια αναλυτική προσέγγιση της λειτουργίας του διαμορφωτή πλάτους. Οι ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές πλάτους αποτελούνται από συμβολόμετρα Mach-Zehnder τα οποία φέρουν ως ενεργό μέσο ηλεκτρο-οπτικούς κρυστάλλους (Σχήμα 4.12 α), όπως το νιοβικό λίθιο, των οποίων ο δείκτης διάθλασης εξαρτάται από το ηλεκτρικό ρεύμα που εφαρμόζεται. Η συμβολομετρική διάταξη χρησιμοποιείται για τη μετατροπή της μεταβολής φάσης σε μεταβολή πλάτους. Η συνάρτηση μεταφοράς της οπτικής ισχύος εξόδου σε σχέση με τη μεταβολή φάσης είναι συνημιτονοειδής όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12β). Η επιλογή του ρεύματος καθορίζει το σημείο λειτουργίας του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή. Η τάση DC ορίζει το στατικό σημείο λειτουργίας του διαμορφωτή, ενώ το πλάτος του μικροκυματικού σήματος το βάθος της διαμόρφωσης. Συνεπώς, ρυθμίζοντας κατάλληλα την τάση του RF και το DC παίρνουμε τη βάθος διαμόρφωσης που επιθυμούμε.



Σχήμα 4.12: α) Λειτουργία του ηλεκτροοπτικού διαμορφωτή β) Συνάρτηση μεταφοράς του ηλεκτροοπτικού διαμορφωτή σε σχέση με τη μικροκυματική ισχύ εισόδου

Στο Σχήμα 4.13 φαίνεται η έξοδος που προκύπτει μετά από κάθε διαμορφωτή και οι αντίστοιχες ρυθμίσεις των τάσεων τους. Στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή έχουν δημιουργηθεί δύο πακέτα δεδομένων με άνισα μήκη, ενώ στην έξοδο του τρίοτυ διαμορφωτή εισάγεται απώλεια σ' ένα από τα δύο πακέτα.



Σχήμα 4.13: Έξοδος που προκύπτει μετά από κάθε διαμορφωτή και οι αντίστοιχες ρυθμίσεις των τάσεων τους.

Γ. Στάδιο ασύγχρονης ροής δεδομένων

Το σήμα αυτό, με κατάλληλα κενά ανάμεσα στα δύο πακέτα τα οποία πλέον μπορούν να έχουν διαφορετικό πλάτος, εισάγεται στο στάδιο μετατροπής των σύγχρονων πακέτων σε ασύγχρονα. Το στάδιο αυτό αποτελείται από έναν 3 dB οπτικό συζεύκτη, του οποίου οι δύο έξοδοι συνδέονται με τις δύο εισόδους ενός δεύτερου 3 dB οπτικού συζεύκτη, σχηματίζοντας κατά αυτόν τον τρόπο δύο βραχίονες, οι οποίοι αντιστοιχούν σε διαφορετικούς οπτικούς δρόμους. Ένα επεξηγηματικό διάγραμμα για τη λειτουργία αυτού του σταδίου δίνεται στο Σχήμα 4.14.

Τα δύο σήματα επανενώνονται στο δεύτερο συζεύκτη, η μία έξοδος του οποίου συνδέεται με έναν πολωτικό διαχωριστή δέσμης (Polarization Beam Splitter - PBS). Οι δύο βραχίονες έχουν διαφορετικό μήκος για να αντιστοιχούν σε διαφορετικούς οπτικούς δρόμους και να εισάγουν διαφορετική φάση στα δύο διαδιδόμενα σήματα, και μάλιστα σχεδιάζονται έτσι, ώστε κατά την επανένωση των σημάτων να αποφεύγεται η επικάλυψη των οπτικών πακέτων, που διαδίδονται σε κάθε βραχίονα. Κατά αυτόν τον τρόπο στην έξοδο του δεύτερου οπτικού συζεύκτη τα σύγχρονα οπτικά πακέτα έχουν μετατραπεί σε ασύγχρονα. Στη συγκεκριμένη υλοποίηση, η χρονική διαφορά των δύο οπτικών δρόμων ήταν περίπου ίση με Δτ=17,9 psec.



Σχήμα 4.14: Δομικό διάγραμμα και αρχή λειτουργίας του σταδίου μετατροπής σύγχρονων σε ασύγχρονα πακέτα.

Για να παρέχεται η δυνατότητα μεταβολής της σχέσης φάσης μεταξύ των ασύγχρονων πακέτων κάθε βραχίονας περιλαμβάνει, επιπλέον, ένα οπτικό στοιχείο χρονικής γραμμής καθυστέρησης (Optical Delay Line – ODL1 και ODL2) με δυνατότητα μεταβολής της χρονικής καθυστέρησης από 0 ως 300 psec για το κάθε ODL, η οποία αντιστοιχεί σε μεταβολή κατά περίπου 3 bit για τη συχνότητα των 10,025 Gb/s. Επομένως, η χρονική διαφορά, την οποία εισάγουν οι δύο βραχίονες του σταδίου, μπορεί να μεταβληθεί συνολικά κατά 600 psec. Σε κάθε βραχίονα υπάρχει, επίσης, ένας μεταβλητός οπτικός εξασθενητής για τον καθορισμό της στάθμης ισχύος των δύο σημάτων πριν ενωθούν στο δεύτερο 3 dB οπτικό συζεύκτη του σταδίου. Ο εξασθενητής ισχύος δίνει τη δυνατότητα τα ζεύγη των πακέτων που πρόκειται να πολυπλεχθούν να έχουν διαφορετική στάθμη ισχύος. Τέλος, οι ελεγκτές πόλωσης σε κάθε βραχίονα σε συνδυασμό με τον πολωτικό διαχωριστή δέσμης PBS στην έξοδο του σταδίου μετατροπής των σύγχρονων σε ασύγχρονα πακέτα χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό και τον έλεγχο της πολωτικής κατάστασης των σημάτων των δύο βραχιόνων, ούτως ώστε τα ασύγχρονα πακέτα στην έξοδο του σταδίου να είναι γραμμικά πολωμένα και μάλιστα στον ίδιο άξονα πόλωσης, πριν εισέλθουν στο κύκλωμα αναγέννησης. Η πόλωση των πεδίων των δύο σημάτων στον ίδιο άξονα είναι απαραίτητη για τη λειτουργία του κυκλώματος λόγω της πολωτικής ευαισθησίας, την οποία εμφανίζει η εργαστηριακή υλοποίηση της οπτικής πύλης του κυκλώματος αναγέννησης.

Μια τυπική ακολουθία ασύγχρονων πακέτων στα 40,1 Gb/s, όπως αυτή προκύπτει στην έξοδο του PBS του σταδίου μετατροπής των σύγχρονων σε ασύγχρονα πακέτα, φαίνεται στο Σχήμα 4.15. Για την ακολουθία αυτή, το χρονικό εύρος των πακέτων είναι ίσο με 1,2 ns και 2,1ns και η περίοδος των πακέτων είναι 10,1 ns, όπως εξηγήθηκε στην προηγούμενη ενότητα.



Σχήμα 4.15: Χρονικό τμήμα της ακολουθίας ασύγχρονων οπτικών πακέτων δεδομένων στα 40,01 Gb/s με διαφορετικές ισχείς κορυφής και β)το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού.

Στο παραπάνω Σχήμα, τα πακέτα #1 και #3 είναι σύγχρονα μεταξύ τους, καθώς διαδίδονται μέσα από τον ίδιο βραχίονα του σταδίου παραγωγής ασύγχρονων δεδομένων, ενώ είναι ασύγχρονα με τα πακέτα #2 και #4, τα οποία διαδίδονται και τα δύο μέσα από τον άλλο βραχίονα του ίδιου σταδίου. Το διάγραμμα ματιού αποτυπώνει τόσο τη διαφορετική στάθμη των δύο ζευγών πακέτων, όσο και τη διαφορά φάσης που

έχουν. Το σήμα αυτό χρησιμοποιείται, στη συνέχεια, ως σήμα εισόδου στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού.

4.4.2. Κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής

A. Ασύμμετρο Ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder

Το κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής αποτελείται από ένα εμπορικά διαθέσιμο υβριδικά ολοκληρωμένο οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder, όμοιο με αυτά που περιγράφηκαν στο Κεφάλαιο 3, το οποίο όμως έχει συζεύκτες άνισης κατανομής ισχύος. Το ολοκληρωμένο συμβολόμετρο καθώς και η συνολική πειραματική διάταξη του στοιχείου που χρησιμοποιήθηκε φαίνονται στο Σχήμα 4.16.

Για το χαρακτηρισμό των συζευκτών του ανισοζυγούς διακόπτη τροφοδοτήθηκαν με ηλεκτρικό ρεύμα οι ενισχυτές SOA1 και SOA2 έτσι ώστε να διεγερθεί η ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή τους (Amplified spontaneous emission – ASE). Μετρώντας την οπτική ισχύ του θορύβου που καταλήγει σε κάθε θύρα εξόδου του διακόπτη αλλά και συνολικά, μπορούν να υπολογιστούν οι λόγοι διαίρεσης (splitting ratio) των συζευκτών με βάση τις σχέσεις:

$$R_{Y1} = \frac{P_D}{P_B + P_C + P_D}, \quad R_{Y3} = \frac{P_H}{P_G + P_F + P_H}$$
(2.33)
$$P_{D_G} = \frac{P_B}{P_G + P_F + P_F}$$
(2.34)

$$R_{\Sigma \nu \zeta \varepsilon \nu \kappa \tau \eta \varsigma 1} = \frac{\Gamma_B}{P_B + P_C}, \quad R_{\Sigma \nu \zeta \varepsilon \nu \kappa \tau \eta \varsigma 2} = \frac{\Gamma_F}{P_F + P_G}$$
(2.34)

όπου Pb, Pc, Pd, Pg, Pf και Ph είναι οι ισχείς στις θύρες B, C, D, G, F και H αντίστοιχα και R λόγος διαίρεσης. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων φαίνονται στο Σχήμα 4.16, όπου διαπιστώνεται ότι οι συζεύκτες του συμβολόμετρου έχουν λόγους σύζευξης 74/26 και 80/20 αντίστοιχα.



Σχήμα 4.16: Το ανισοζυγές συμβολόμετρο που χρησιμοποιήθηκε όπως αυτό βρέθηκε μετά τον εργαστηριακό χαρακτηρισμό του. (Συζεύκτες 74/26 και 80/20 αντίστοιχα)

Β. Ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές

Τα ενεργά στοιχεία του συμβολόμετρου ήταν δύο ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές, κατασκευασμένοι σαν συμπαγείς αυλακωτοί InGaAsP/InP κυματοδηγοί μήκους 1,3 mm, ενώ τα κύρια χαρακτηριστικά τους αποτυπώνονται στις καμπύλες του σχ. Χ.

Συγκεκριμένα, η καμπύλη του Σχήματος 4.17α εκφράζει τις εργαστηριακές τιμές του χρόνου ανάκαμψης κέρδους των ενισχυτών, που είναι μικρότερος από 25 ps, αποδεικνύοντας την ικανότητα των ενεργών αυτών στοιχείων να λειτουργήσουν σε ρυθμοδότηση δεδομένων μεγαλύτερη από 40 Gb/s. Στο Σχήμα 4.17β φαίνεται η καμπύλη κέρδους των ενισχυτών σε σχέση με το μήκος κύματος, απ' όπου προκύπτει ότι επιδεικνύουν 30 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 300 mA. Επιπλέον, οι συγκεκριμένοι SOA είχαν κέρδος κορεσμού P_{sat} ίσο με 9,1 dB, πολύ μικρή πολωτική εξάρτηση του κέρδους (PGD) μικρότερη του 1 dB και σηματοθορυβικό λόγο (NF) ίσο με 7,6 dB, για μήκος κύματος 1550 nm.



Σχήμα 4.17: (a) Κανονικοποιημένη καμπύλη κέρδους του SOA για βραχύ οπτικό παλμό. (b) Το οπτικό φάσμα της ASE του SOA μήκους 1.3 mm για ρεύμα έγχυσης 400mA.

Γ. Πειραματική διάταξη

Για τη χρήση του διακόπτη είναι απαραίτητη η τοποθέτησή του σε κατάλληλη ψήκτρα έτσι ώστε να παραμένει η συσκευή σε χαμηλή θερμοκρασία όταν αυτή είναι σε λειτουργία. Στη φωτογραφία του Σχήματος 4.18β, φαίνεται ο ολοκληρωμένος διακόπτης MZI τοποθετημένος στην ψήκτρα. Η ολοκληρωμένη συσκευασία του διακόπτη διαθέτει μία είσοδο για την τροφοδοσία ρεύματος του κάθε SOA, τέσσερα ζεύγη ακροδεκτών (pins) για την τροφοδοσία τάσης των phase shifter (όταν κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο) καθώς και μία είσοδο για τον έλεγχο θερμοκρασίας της συσκευής.

Η θερμοκρασία του διακόπτη όταν αυτός είναι σε λειτουργία, ελέγχεται από ένα εξωτερικό, εμπορικά διαθέσιμο όργανο. Το όργανο του ελεγκτή θερμοκρασίας διαβάζει την τιμή θερμοκρασίας του ενεργού τμήματος του MZI με τη βοήθεια ενός thermistor που βρίσκεται μέσα στο MZI (αντιλαμβάνεται μεταβολή της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του), και την διατηρεί σε σταθερή θερμοκρασία (συνήθως 20°) τροφοδοτώντας με το κατάλληλο ρεύμα μία πλατφόρμα Peltier. Η Peltier είναι μία θερμό-αγώγιμη πλατφόρμα η οποία βρίσκεται κάτω από τους SOA και ανάλογα με το ρεύμα που διέρχεται από αυτήν, εντείνει ή όχι την αποβολή θερμότητας στη συσκευή.





Σχήμα 4.18: α) Φωτογραφία του ολοκληρωμένου ανισοζυγούς συμβολομετρικού διακόπτη β) Πειραματική εγκατάσταση του διακόπτη σε ψήκτρα.

Όπως εξηγήθηκε σε προηγούμενη ενότητα, η αρχή λειτουργίας του προτεινόμενου 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής βασίζεται στην αυτόματη μεταγωγή του σήματος εισόδου στην αντίστοιχη θύρα μεταγωγής του συμβολόμετρου. Σημαντικό κριτήριο για την επιλογή της θύρας μεταγωγής και άρα της θύρας εισόδου είναι ο λόγος αντίθεσης των θυρών σε στατική λειτουργία που ονομάζεται contrast ratio. Η ασυμμετρία της συμβολομετρικής διάταξης όταν το σήμα στον ένα βρόγχο του συμβολόμετρου υφίσταται διαφορετικές απώλειες από το σήμα στο δεύτερο βρόγχο (συμπεριλαμβανομένου και του μη-ιδανικού συζεύκτη εισόδου), τότε η συμβολή τους στην είσοδο του συζεύκτη εξόδου θα είναι ανεπαρκείς με αποτέλεσμα την απώλεια σήματος από την μία έξοδο του διακόπτη στην άλλη. Μία τέτοια ανισορροπία μπορεί να αντιμετωπισθεί όταν ο διακόπτης έχει μόνο ένα σήμα εισόδου, αλλάζοντας τις τιμές των ρευμάτων τροφοδοσίας των δύο SOA. Κατά αυτόν τον τρόπο, η διαφορά απωλειών μεταξύ των δύο βρόγχων εξισορροπείται από την αντίθετη διαφορά κερδών των αντίστοιχων SOA. Βέβαια, παράλληλα με την ρύθμιση του κέρδους του ενισχυτή από το ρεύμα τροφοδοσίας, απαιτείται και η διατήρηση της μηδενικής διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων του κάθε βρόγχου. Η παραπάνω διαδικασία ονομάζεται διαδικασία πόλωσης (biasing) του διακόπτη και πειραματικά περιλαμβάνει τη ταυτόχρονη ρύθμιση των ρευμάτων των δύο ενισχυτών ημιαγωγού με την ισχύ αλλά και την πολωτική κατάσταση του σήματος εισόδου του διακόπτη. Ο διακόπτης είναι βέλτιστα πολωμένος όταν η μέγιστη ισχύς του σήματος εισόδου (ιδανικά όλο το σήμα) εξέρχεται σε μία και μόνο έξοδο. Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, για την ορθή πόλωση του συγκεκριμένου διακόπτη MZI 1 χρησιμοποιήθηκε ρεύμα 340 mA για τον SOA1 και 190 mA για τον SOA2 για CW σήμα εισόδου στα 1555 nm και με ισχύ 1mW.

4.4.3. Αποπολυπλεξία και Διαγνωστικά

Όπως έχουμε ήδη προαναφέρει, ο 2R αναγεννητής δεδομένων ελέγχθηκε σε λειτουργία μετάδοσης δεδομένων 40 Gb/s. Ωστόσο, ο υπάρχον εξοπλισμός του εργαστηρίου επέτρεπε μετρήσεις ρυθμού σφαλμάτων μέχρι 10 Gb/s.



Σχήμα 4.19: Σχηματικό διάγραμμα της διαδικασίας αποπολυπλεξίας των 40 Gb/s δεδομένων σε 4 κανάλια 10 GB/s

Για την πραγματοποίηση αυτών των πολύ σημαντικών μετρήσεων για την απόδοση του κυκλώματος ήταν αναγκαία η αποπολυπλεξία των 40 Gb/s δεδομένων σε τέσσερα κανάλια των 10 Gb/s, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.20, και εν συνεχεία ο έλεγχος καθενός από τα επιμέρους κανάλια που απαρτίζουν το συνολικό σήμα. Η διαδικασία υλοποιήθηκε με δύο ειδών πειραματικές διατάξεις που λειτουργούσαν ως αποπολυπλέκτες: α) με τη χρήση ενός οπτικά ολοκληρωμένου διακόπτη MZI και β) με τη χρήση του ενός ολοκληρωμένου ηλεκτρο-απορροφητικού διαμορφωτή. Στο Σχήμα 4.20α αποτυπώνεται διαγραμματικά η διάταξη αποπολυπλεξίας με χρήση του οπτικού διακόπτη MZI. Μια γεννήτρια παλμών οδηγεί ένα διοδικό laser (DFB) και το οπτικά διαμορφωμένο σήμα ρολογιού στα 10 Gb/s εισέρχεται από τις θύρες ελέγχου του MZI για να επιτελέσει τη λειτουργία PUSH-PULL, μετάγοντας τους κατάλληλα υγχρονισμένους παλμούς των 40 Gb/s δεδομένων στη θύρα μεταγωγής (switch port) του MZI. Η έξοδος του MZI οδηγείται στο σύστημα μέτρησης ρυθμού σφαλμάτων (BERT). Αντίθετα, στην περίπτωση του ηλεκτρο-απορροφητικού διαμορφωτή [4.37], [4.38], το 40 Gb/s σήμα οδηγείται μεν οπτικά στο διαμορφωτή, ο οποίος όμως ελέγχεται απευθείας από το ηλεκτρικό μικροκυματικό σήμα των 10 GHz που παράγει η γεννήτρια παλμών. Η λειτουργία του ΕΑΜ βασίζεται στο φαινόμενο της ηλεκτρο-απορρόφησης, όπου η διαπερατότητα ενός υλικού μεταβάλλεται ανάλογα με ένα ηλεκτρικό πεδίο στο οποίο εκτίθεται το υλικό. Στην παρουσία ισχυρού ηλεκτρικού πεδίου, η διαπερατότητα ενός τέτοιου στοιχείου σε μία προσπίπτουσα φωτεινή δέσμη είναι ελάχιστη και κατά συνέπεια υπάρχει σημαντική απορρόφηση του φωτός. Αντίθετα, στη παρουσία ενός αρκετά ασθενούς πεδίου, η διαπερατότητα του στοιχείου είναι μέγιστη άρα και η απορρόφηση είναι ελάχιστη. Εισάγοντας λοιπόν ένα παλμικό ηλεκτρικό σήμα στα 10

GHz, απομονώνουμε το κανάλι των 10 Gb/s δεδομένων του οπτικού σήματος που θέλουμε να ελέγξουμε.



Σχήμα 4.20: Αποπολυπλεξία με χρήση α) ολοκλρωμένου συμβολομέτρου Mach-Zehnder b) Ηλεκτρο-απορροφητικού διαμορφωτή

Η βασική διαφορά των δύο μεθόδων αποπολυπλεξίας έγκειται στο γεγονός ότι η μια υλοποιείται αμιγώς στο οπτικό επίπεδο με τη χρήση οπτικών ενεργών μέσων, όπως οι SOA, ενώ στη δεύτερη περίπτωση δεν χρειάζεται η μετατροπή του σήματος ελέγχου σε οπτικό. Κατά συνέπεια, η μέθοδος που βασίζεται στη χρήση του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή υπερτερεί σε σχέση με τη μέθοδο του MZI, κάτι που άλλωστε αποτυπώνεται και σε μετρήσεις BER του ίδιου αποπολυπλεγμένου 40 Gb/s σήματος με τις δύο μεθόδους. Πράγματι, στην περίπτωση του σήματος 13 dB σε σχέση με τα 10 dB του MZI. Ενδεικτικά παραθέτουμε στο Σχήμα 4.21 το διάγραμμα ματιού του αποπολυπλεγμένου σήματος και για τις δύο περιπτώσεις.



Σχήμα 4.21 Διαγράμματα ματιού του 40 Gb/s αποπολυπλεγμένου σήματος για (α) MZI (β)ΕΑΜ

Αξίζει πάντως να σημειωθεί ότι και στις δύο περιπτώσεις τα αποτελέσματα που λαμβάνονται είναι έγκυρα και η αξιοπιστία τους θεωρείται διασφαλισμένη, εφόσον όλες οι μετρήσεις έχουν πραγματοποιηθεί με την ίδια μέθοδο, αφού οι καμπύλες ισχύος του ρυθμού σφαλμάτων είναι πάντοτε σχετικές μετρήσεις και δεν ενδιαφέρει η ποιότητα του δέκτη γενικά.

4.4.4. Πειραματικά αποτελέσματα

Ο χαρακτηρισμός της λειτουργίας του κυκλώματος πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια δύο σημάτων: το πρώτο σήμα αποτελούνταν από ασύγχρονα πακέτα

διαφορετικού μήκους με δύο στάθμες ισχύος ενώ στο δεύτερο σήμα τα τέσσερα πακέτα είχαν το καθένα το δικό του πλάτος. Το πρώτο σήμα είναι απλούστερης μορφής και χρησιμοποιήθηκε για να εκτιμηθούν οι επιδόσεις του κυκλώματος μεμονωμένα για καθεμιά από τις διαφορές των 3dB, 6dB και 9dB στη στάθμη ισχύος, ενώ το δεύτερο σήμα δίνει πληροφορίες για τη συνολική λειτουργία του κυκλώματος, όταν αυτό δέχεται πακέτα με τυχαίες στάθμες ισχύος.

Α. Λειτουργία με δύο στάθμες ισχύος

Για το σήμα δύο στάθμες ισχύος δημιουργήθηκαν οπτικά πακέτα διαφορετικού μήκους, μεταβάλλοντας το χρονικό εύρος των ηλεκτρικών παλμών, που παράγει η παλμογεννήτρια οδήγησης του διαμορφωτή MOD2. Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα, που προέκυψαν από τη λειτουργία του κυκλώματος με πακέτα δεδομένων χρονικού εύρους 1,2 και 2,1 ns στα 40,1 Gb/s, τα οποία αντιστοιχούν σε περιεχόμενο των πακέτων ίσο με 48 και 76 bit, αντίστοιχα, για το συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Οι τιμές αυτές για το μέγεθος των πακέτων αποτελούν σίγουρα ακραία επιλογή, καθώς στην πραγματικότητα δύσκολα μπορεί να φανταστεί κανείς τόσο μικρά πακέτα πληροφορίας σε ένα δίκτυο. Η επιλογή αυτών των τιμών, όμως, έγινε για να χαρακτηριστεί το σύστημα σε απαιτητικού τύπου ροές δεδομένων και να αναδειχθεί το γεγονός, ότι το προτεινόμενο κύκλωμα αποτελεί ιδανική λύση για οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, ακόμα και στην περίπτωση, που το μέγεθος των μεταδιδόμενων πακέτων είναι υπερβολικά μικρό.



Σχήμα 4.22: α) Ιχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού για ασύγχρονα πακέτα δεδομένων με 3 dB διαφορά στη στάθμη ισχύος β) Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων στην έξοδο του ανισοζυγούς συμβολομέτρου

Το Σχήμα 4.22 δείχνει τη λειτουργία του κυκλώματος για πακέτα με διαφορά στη στάθμη ισχύος τους ίση με 3dB. Στην πρώτη οριζόντια σειρά φαίνονται το ίχνος του παλμογράφου και το διάγραμμα ματιού για το σήμα εισόδου, ενώ στη δεύτερη οριζόντια σειρά φαίνονται τα αντίστοιχα για το σήμα εξόδου.

Όπως εξηγήθηκε στην ενότητα για την δημιουργία του σήματος, τα πακέτα #1 και #3 είναι σύγχρονα μεταξύ τους και ασύγχρονα με τα πακέτα #2 και #4. Στο διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου παρατηρούμε πράγματι ότι το ζεύγος πακέτων χαμηλής στάθμης ισχύος βρίσκεται σε ασυμφωνία φάσης με τα υψηλής στάθμης ισχύος. Στο σήμα εξόδου τα 3dB διαφοράς της στάθμης ισχύος ανάμεσα στα πακέτα έχει πρακτικά αναιρεθεί ενώ από το διάγραμμα ματιού προκύπτει ότι η ισοστάθμιση της ισχύος των πακέτων είναι μικρότερη από 0,5dB. Επιπλέον το διάγραμμα ματιού της εισόδου αποκαλύπτει μια διαμόρφωση πλάτους στα δεδομένα των πακέτων, μικρότερη από 1dB. Η διαμόρφωση αυτή παραμένει, για την περίπτωση της ισοστάθμισης των 3dB, αναλλοίωτη και στην έξοδο του κυκλώματος, όπως φαίνεται από το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Τέλος, δεν παρατηρήθηκε μείωση του λόγου αντίθεσης, που παρέμεινε στην αρχική τιμή των 14dB του σήματος εισόδου. Η λειτουργία της εξίσωσης ισχύος των πακέτων επετεύχθη για ένα μεγάλο εύρος μέσης ισχύος του σήματος εισόδου, από 0,7mW μέχρι 10 mW. Ωστόσο, η βέλτιστη λειτουργία του κυκλώματος, σε σχέση με τη διαμόρφωση πλάτους και του extinction ratio, βρέθηκε στα 0.7 mW, με τα ρεύματα των ενισχυτών ρυθμισμένα στα 190 mA και 340 mA αντίστοιχα.



Σχήμα 4.23: α) Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού για ασύγχρονα πακέτα δεδομένων με 6 dB διαφορά στη στάθμη ισχύος β) Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων στην έξοδο του ανισοζυγούς συμβολομέτρου

Παρόμοιες μετρήσεις έγιναν και για σήμα εισόδου με πακέτα των οποίων διαφορά στη στάθμη ισχύος ορίσθηκε στα 6dB. Τα αποτελέσματα αποτυπώνωνται στο Σχήμα 4.23. Διατηρώντας τα ρεύματα των ενισχυτών σταθερά, επιτύχαμε ισοστάθμιση των πακέτων μικρότερη από 1dB, όπως φαίνεται από το διάγραμμα ματιού της εξόδου, σ' ένα εύρος μέσης ισχύος του σήματος εισόδου από 1,1 mW μέχρι 10 mW. Ωστόσο στην περίπτωση αυτή παρατηρήθηκε αύξηση στη διαμόρφωση πλάτους των δεδομένων μέσα στα πακέτα, και ιδιαίτερα στους πρώτους άσσους των πακέτων. Το φαινόμενο αυτό εξηγείται αν αναλογιστούμε πως η σχετική αύξηση της μέσης ισχύος του σήματος εισόδου, που ήταν αναγκαία για την επιτυχή λειτουργία του κυκλώματος, οδήγησε τους

ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές σε μεγαλύτερο βαθμό κορεσμού του κέρδους τους. Αυτό είχε ως συνέπεια το κέρδος να προλαβαίνει να ανακάμψει πλήρως μόνο στα κενά διαστήματα που μεσολαβούσαν ανάμεσα στα πακέτα, ώστε οι πρώτοι παλμοί να απολαμβάνουν μεγαλύτερο κέρδος από τους υπόλοιπους παλμούς των πακέτων. Για το λόγο αυτό οι πρώτοι παλμοί των πακέτων είναι υψηλότεροι στην έξοδο. Το φαινόμενο γινόταν πιο έντονο καθώς αύξανε η μέση ισχύς εισόδου των δεδομένων στο κύκλωμα, εφόσον αύξανε και ο βαθμός κορεσμού των ενισχυτών, ενώ παράλληλα παρατηρούταν αλλοίωση του λόγου αντίθεσης. Επομένως ως βέλτιστη λειτουργία θεωρήθηκε αυτή που επετεύχθη με 1,5 mW μέση ισχύς στο σήμα εισόδου, όπου η συνολική διαμόρφωση πλάτους των δεδομένων καθώς και η διαφορά της στάθμης ισχύος των πακέτων διατηρήθηκε μικρότερη από 1dB,ενώ ο λόγος αντίθεσης μετρήθηκε 13dB.

Τέλος, η λειτουργία του κυκλώματος εκτιμήθηκε για πακέτα των οποίων η διαφορά στη στάθμη ισχύος ορίσθηκε στα 9dB. Τα αποτελέσματα που πάρθηκαν με τη βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου φαίνονται στο Σχήμα 4.24. Στο σημείο αυτό χρειάζεται να γίνουν οι εξής παρατηρήσεις: η ακολουθία των πακέτων παραμένει γενικά ασύγχρονη, παρά το γεγονός ότι στα διαγράμματα ματιού αυτό δεν αποτυπώνεται όπως προηγουμένως. Ωστόσο επιλέχθηκε προσωρινά τα πακέτα να είναι συμφασικά για να είναι πιο ευκρινής η αποτύπωση των διαγραμμάτων ματιού και να μπορούν να πραγματοποιηθούν μετρήσεις ρυθμού μετάδοσης σφαλμάτων (bit error rate-BER). Η δεύτερη παρατήρηση αφορά στο διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου, όπου δεν φαίνονται τα πακέτα χαμηλής στάθμης.



Σχήμα 4.24: α) Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού για ασύγχρονα πακέτα δεδομένων με 9 dB διαφορά στη στάθμη ισχύος β) Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων στην έξοδο του ανισοζυγούς συμβολομέτρου

Το γεγονός αυτό οφείλεται στη διαγνωστική ικανότητα του παλμογράφου, και συγκεκριμένα περιορίζεται από το εύρος του φάσματος λειτουργίας του. Η σωστή αποτύπωση των παλμών στο διάγραμμα ματιού απαιτεί φάσμα λειτουργίας τουλάχιστον του ρυθμού μετάδοσης. Για το λόγο αυτό οι παλμοί ακολουθούνται από

την απόκριση της φωτοδιόδου. Οι παλμοί των πακέτων χαμηλής στάθμης συγχέονται στο διάγραμμα ματιού με την απόκριση της φωτοδιόδου των υψηλών παλμών, δεδομένου ότι η καταπίεση των χαμηλών πακέτων είναι 9dB.



Σχήμα 4.25: α) Πειραματική καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς του 2R αναγεννητή, σαν ο λόγος στάθμης ισχύος των πακέτων στην έξοδο σε σχέση με το λόγο της στάθμης ισχύος των πακέτων στην είσοδο β) λόγος στάθμης ισχύος των πακέτων στην έξοδο, για ένα εύρος τιμών της μέσης ισχύος του σήματος εισόδου

Στα αποτελέσματα της εξόδου γίνεται εμφανές ότι τα 9dB διαφοράς στη στάθμη ισχύος έχουν πλέον μειωθεί σε λιγότερο από 2dB, μια ισοστάθμιση που όπως θα δούμε και στις μετρήσεις ρυθμού μετάδοσης σφαλμάτων BER είναι αρκετή για να εξασφαλισθεί η αλάθητη μετάδοση του σήματος. Το γεγονός αυτό αποκτά ιδιαίτερη σημασία αν αναλογιστούμε ότι το λόγο αντίθεσης για τα χαμηλής στάθμης πακέτα δεν υπερβαίνει τα 5dB. Πράγματι, δεδομένου ότι το συνολικό λόγο αντίθεσης των δεδομένων στην αρχική τους κατάσταση είναι 14dB, η καταπίεση μέσω εξασθένησης κατά 9dB των χαμηλής στάθμης πακέτων προκαλεί αντίστοιχη μείωση στο λόγο που διατηρούν με το χαμηλό επίπεδο του λογικού μηδέν. Το αποτέλεσμα αυτό αναδεικνύει την υψηλή μη γραμμικότητα της προτεινόμενης μεθόδου για εξίσωση των πακέτων με χρήση ενός ανισοζυγούς συμβολόμετρου, αφού επιτρέπει σχεδόν την πλήρη ενίσχυση των οπτικών παλμών με καταπίεση που φθάνει τα 9dB, ενώ το οπτικό σήμα που ξεπερνά αυτό το όριο παραμένει πρακτικά ανέπαφο. Αυτό επιβεβαιώνεται και από τη μέτρηση του extinction ratio για το τελικό σήμα εξόδου, το οποίο βρέθηκε ίσο με 13dB, επαληθεύοντας μια οριακή αλλοίωση του επιπέδου του λογικού μηδέν. Τα προηγούμενα συνοψίζονται στο Σχήμα 4.26(α), όπου αποτυπώνεται η πειραματική καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς του 2R αναγεννητή, σαν ο λόγος στάθμης ισχύος των πακέτων στην έξοδο σε σχέση με το λόγο της στάθμης ισχύος των πακέτων στην είσοδο.

Το Σχήμα 4.25β αναπαριστά το λόγο στάθμης ισχύος των πακέτων στην έξοδο, για ένα εύρος τιμών της μέσης ισχύος του σήματος εισόδου. Διαπιστώνεται πως η λειτουργία της εξίσωσης των πακέτων έχει παρόμοια συμπεριφορά στο εύρος από 1 mW εως 10 mW, αποκαλύπτοντας ένα δυναμικό εύρος λειτουργίας του 2R αναγεννητή της τάξεως των 10dB για τη μέση ισχύ εισόδου του κυκλώματος. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι πολύ σημαντικό, καθώς διευρύνει σημαντικά τα όρια ανοχής που μπορεί να λειτουργήσει το κύκλωμα και δίνει έναν ακόμα βαθμό ελευθερίας στο σχεδιασμό της τοπολογίας ενός δικτύου εκρηκτικής ροής.



Σχήμα 4.26: Μέτρηση ρυθμού σφαλμάτων για τις εισόδους και εξόδους των πακέτων δεδομένων για 3, 6 και 9 dB.

Αποκαλυπτική για τις δυνατότητες λειτουργίας του 2R αναγεννητή δεδομένων ριπής και τη σημασία του σ' ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής είναι η μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων των δεδομένων (BER) στην είσοδο και έξοδο του κυκλώματος. Το Σχήμα 4.26 παρουσιάζει τις πειραματικές καμπύλες για την είσοδο των πακέτων με λόγους στάθμης ισχύος 3dB, 6dB και 9dB καθώς και τις αντίστοιχες εξόδους τους, για το εύρος ισχύος στον δέκτη που απαιτείται μέχρι την επίτευξη αλάθητης μετάδοσης και ορίζεται στα 10⁻¹² λάθη/bit (Error/bit). Για το τεχνικό μέρος των μετρήσεων πρέπει να σημειωθούν τα εξής:

- Το όριο της αλάθητης μετάδοσης ακολουθεί τη θεώρηση των ακαδημαϊκών και ερευνητικών κέντρων και δεν συντάσσεται με το πρότυπο που ορίζεται από τη βιομηχανία και τοποθετεί την αλάθητη μετάδοση στα 10⁻¹⁵ λάθη/bit. Ο λόγος είναι ότι η επίτευξη του 10⁻¹⁵ λάθη/bit απαιτεί την επαλήθευση της πειραματικής διαδικασίας για 10¹⁵ bit, που σε ρυθμούς μετάδοσης πληροφορίας 10GB/s, αντιστοιχεί σε 100.000 sec ή 20 ώρες περίπου. Η αυστηρή αυτή προδιαγραφή δεν έχει ιδιαίτερο νόημα στον πειραματικό έλεγχο πρωτότυπων κατασκευών πρωτογενούς έρευνας, που σκοπό έχει την επαλήθευση της επαλήθευση της αρχής λειτουργίας τους. Αντίθετα το όριο του 10⁻¹² λάθη/bit είναι αρκετό για να επιβεβαιώσει την ορθή λειτουργία του κυκλώματος και να εγγυηθεί την ευστάθεια του για εύλογο χρονικό διάστημα.
- Οι μετρήσεις του ρυθμού σφαλμάτων πραγματοποιήθηκαν για καθένα από τα τέσσερα αποπολυπλεγμένα κανάλια των 10Gb/s, και όχι για τον

πραγματικό ρυθμό μετάδοσης του σήματος στα 40Gb/s. Όπως εξηγήθηκε στην ενότητα που περιγράφει την διαδικασία αποπολυπλεξίας και τα διαγνωστικά όργανα, η επιπλέον αυτή λειτουργία επιφέρει μια επιβάρυνση στην απαιτούμενη ισχύ στον δέκτη, που ωστόσο είναι μέρος της διαγνωστικής διαδικασίας και δεν αφορά την επίδοση του υπό εξέταση κυκλώματος.

 Οι παραπάνω μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με τη χρήση ενός υβριδικά ολοκληρωμένου οπτικού συμβολομέτρου Mach-Zehnder για την αποπολυπλεξία (ενότητα 4.4.3), και επομένως θεωρούμε ότι 1dB επιπλέον απαιτούμενης ισχύος στον δέκτη οφείλεται στη μέθοδο αποπολυπλεξίας.

Από την εκτίμηση των αποτελεσμάτων της μέτρησης, προκύπτει ότι και στις τρεις περιπτώσεις του λόγου στάθμης ισχύος των πακέτων επιτυγχάνεται αλάθητη μετάδοση στην έξοδο του κυκλώματος, κάτι που δεν ήταν δυνατό χωρίς αυτό. Πράγματι, στην είσοδο του κυκλώματος τα διαμορφωμένα κατά πλάτος πακέτα τείνουν ασυμπτωτικά σ' ένα όριο του ρυθμού σφαλμάτων, και συγκεκριμένα στα 10-9, 10-6 και 10-6 για τα 3dB, 6dB και 9dB αντίστοιχα. Τούτο σημαίνει πως ο δέκτης δεν μπορεί να ανταποκριθεί ικανοποιητικά σε κανένα σημείο του κατωφλίου πάνω από το οποίο μπορεί να αναγνωρίσει σωστά τους άσσους των δεδομένων και των υψηλών και των χαμηλών πακέτων. Η ευαισθησία του δέκτη είναι ευθέως ανάλογη της εισερχόμενης μέσης ισχύος του σήματος. Ωστόσο, η επίτευξη αλάθητης μετάδοσης για τα άνισα πακέτα δεν στάθηκε ικανή ούτε για το μέγιστο της επιτρεπόμενης ισχύος εισόδου στον δέκτη.

Αντίθετα, η εξίσωση των πακέτων κατέστησε ικανή την εύρεση του κατάλληλου κατωφλίου στον δέκτη για τη σωστή αναγνώριση των ψηφίων των δεδομένων και επέτρεψε την αλάθητη αναγνώριση τους. Αξίζει να σημειωθεί ότι αυτό επιτεύχθηκε για απαιτούμενη ισχύ στον δέκτη ελαττωμένη κατά περίπου 2dB από το μέγιστο της επιτρεπόμενης ισχύος εισόδου του. Λαμβάνοντας υπόψη ότι ευαισθησία του δέκτη είναι ευθέως ανάλογη της εισερχόμενης μέσης ισχύος του σήματος, η απαιτούμενη ισχύς στον δέκτη για την περίπτωση των 3dB, η ισχύς στον δέκτη είναι ελαττωμένη κατά 0,5dB σε σχέση με την περίπτωση των 9dB. Μικρότερη έως αμελητέα διαφορά της τάξεως του 0,1dB παρατηρήθηκε ανάμεσα στην περίπτωση των 6dB και 9dB λόγω της διαμόρφωσης του πλάτους των παλμών από την ανάκαμψη του κέρδους των ενισχυτών καθώς και από την οριακή μείωση του λόγου αντίθεσης.

Β. Λειτουργία με τέσσερις στάθμες ισχύος

Έχοντας αναλύσει τις επιδόσεις του προτεινόμενου 2R αναγεννητή για μεμονωμένες διαφορές στους λόγους στάθμης ισχύος των πακέτων, θελήσαμε να

εκτιμήσουμε τη λειτουργία του σ' ένα πιο ρεαλιστικό σενάριο κίνησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, όπου τα πακέτα έχουν τυχαία πλάτη μεταξύ τους. Για το λόγο αυτό δημιουργήσαμε ένα σήμα με τέσσερις στάθμες, οι οποίες μπορούσαν να μεταβάλλονται ελεγχόμενα. Η παραγωγή του σήματος ακολούθησε την διαδικασία που έχει περιγραφεί στην ενότητα 4.4.1, με τη μόνη διαφορά ότι στη γεννήτρια ασύγχρονης ροής δεδομένων οι ισχείς που διαρρέουν τους δύο βρόχους δεν είναι πλέον ισοσταθμισμένες. Με αυτό τον τρόπο, δημιουργήσαμε αρχικά ένα σήμα αποτελούμενο από δύο άνισα πακέτα, θεωρώντας έστω διαφορά στη στάθμη ισχύος τους κατά 6dB, με τη χρήση του διαμορφωτή MOD3. Στη συνέχεια, το σήμα αυτό εισήλθε στην γεννήτρια ασύγχρονης ροής δεδομένων όπου εισήγαγε 3dB εξασθένηση στον ένα από τους δύο βρόχους. Επομένως το ένα ζεύγος πακέτων έμεινε ανέπαφο, ενώ το πλάτος του δεύτερου ζεύγους ελαττώθηκε κατά 3dB, δίνοντας τις δύο επιπλέον στάθμες των 3dB και 9dB αντίστοιχα.



Σχήμα 4.27: α) Ιχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού για ασύγχρονα πακέτα δεδομένων με 3, 6 και 9 dB διαφορά στη στάθμη ισχύος τους β) Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων στην έξοδο του ανισοζυγούς συμβολομέτρου

Αν και οι μετρήσεις πάρθηκαν για ένα μεγάλο συνδυασμό από λόγους στάθμης ισχύος και παρατηρήθηκαν παρόμοιες επιδόσεις, τα αποτελέσματα που παρατίθενται αφορούν τους λόγους στάθμης ισχύος των 3dB, 6dB και 9dB ώστε να είναι άμεση η αναγωγή στις προηγούμενες μετρήσεις. Στο Σχήμα 4.27α φαίνεται το ίχνος στον παλμογράφο των τεσσάρων πακέτων και το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Το τελείως κλειστό μάτι του σήματος εισόδου προσομοιάζει την κατάσταση των σημάτων ενός δικτύου εκρηκτικής ροής και φανερώνει για άλλη μια φορά την ανάγκη για εξίσωση των πακέτων και αναγέννηση των δεδομένων.



Σχήμα 4.28: Μέτρηση ρυθμού σφαλμάτων για τις εισόδους και εξόδους των πακέτων δεδομένων, σε σχέση με την ισχύ στο δέκτη.

Η προτεινόμενη μέθοδος ανταποκρίθηκε ικανοποιητικά στην πρόκληση της ταυτόχρονης εξίσωσης πακέτων με διαφορετικές στάθμες ισχύος και τα αποτελέσματα της εξόδου φαίνονται στο Σχήμα 4.27β. Η εξίσωση των πακέτων βρίσκεται μέσα στα ανεκτά όρια των 2dB, ενώ το διάγραμμα ματιού αποτυπώνει ένα φανερά ανοικτό μάτι. Οι ρυθμίσεις του 2R αναγεννητή ήταν ίδιες με αυτές για την περίπτωση των δύο πακέτων με λόγο στάθμης ισχύος 9dB. Παρά το γεγονός ότι η ισχύς εισόδου δεν αντιστοιχούσε στη βέλτιστη ρύθμιση για την περίπτωση των 3dB και 6dB, αυτό δεν απέφερε περαιτέρω αλλοίωση του αποτελέσματος. Το γεγονός αυτό αποτυπώνεται καθαρά στη μέτρηση ρυθμού σφαλμάτων του Σχήματος 4.28, όπου οι καμπύλες της εισόδου και εξόδου του σήματος με τις τέσσερις στάθμες πακέτων παρατίθενται για σύγκριση μαζί με την αντίστοιχες καμπύλες την περίπτωση των δύο πακέτων με λόγο

Στο Σχήμα 4.28 η μέτρηση καθενός από τα παραπάνω σήματα εμφανίζεται με δύο καμπύλες, που αντιστοιχούν στα δύο από τα τέσσερα αποπολυπλεγμένα κανάλια των 10Gb/s. Στο Σχήμα έχουν επίσης παρατεθεί και τα διαγράμματα ματιού των αποπολυπλεγμένων σημάτων. Η αποπολυπλεξία για τις συγκεκριμένες μετρήσεις έγινε με τη χρήση ενός ηλεκτρο-απορροφητικού διαμορφωτή (Electro Absorption Modulator – EAM), όπως περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.3. Οι καμπύλες του σήματος εξόδου φανερώνουν την αλάθητη μετάδοση μετά την εξίσωση ισχύος των πακέτων και αναγέννησης των δεδομένων, με ταυτόχρονη μείωση της απαιτούμενης ισχύος στον δέκτη κατά 2dB από τη μέγιστη επιτρεπτή ισχύ εισόδου του. Οι καμπύλες παρουσιάζουν αμελητέα απόκλιση της τάξεως των 0,1dB σε σχέση με την απλουστευμένη περίπτωση του σήματος με δύο στάθμες ισχύος. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.29 με το Σχήμα 4.27 παρατηρούμε μια ασυνέπεια στις καμπύλες των σημάτων εξόδου,

αφού η ισχύς στο δέκτη αποκλίνει κατά 1dB περίπου. Ωστόσο αυτό οφείλεται στο διαφορετική ευαισθησία του κάθε δέκτη, που απαιτείται από τις δύο μεθόδους αποπολυπλεξίας, όπως εξηγήθηκε και στην ενότητα 4.4.3. Σε κάθε περίπτωση η βελτίωση του ρυθμού σφαλμάτων ήταν 2 dB αρνητική ποινή ισχύος, γεγονός που καταδεικνύει περίτρανα την ορθή και σταθερή λειτουργία του ανισοζυγούς συμβολομέτρου ως 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής, του οποίου η απόδοση είναι ανεξάρτητη από τις σχέσεις ισχύος των εισερχομένων πακέτων.

Αναφορές

- [4.1] <u>http://www.telegeography.com/press/releases/2005-08-23.php</u>
- [4.2] E. Desurvire,,"*Optical Communications in 2025*" European Conference on Optical Communications (ECOC), Plenary Paper Mo2.1.3, Glasgow (2005).
- [4.3] "Marconi Signs Three-Year Agreement with T-Com for Europe's First40G Optical Network" <u>http://www.marconi.com/Home/press_office/News%20%26%20Events/News%20Archive/ 2005/January/Marconi%20Signs%20ThreeYear%20Agreement%20with%20TCom%20for %20Europe's%20First%2040G%20 Optical%20Network/index.html</u>
- [4.4] B. Mikkelsen, C. Rasmussen, P. Mamyshev, F. Liu, S. Dey, F. Rosca, "Deployment of 40 Gb/s systems: Technical and cost issues" Optical Fibre Conference (OFC), Paper, ThE6, Anaheim (2004).
- [4.5] D. J. Blumenthal et al., "Optical signal processing for optical packet switching networks", IEEE Commun. Mag., vol. 41. No. 2, pp. S23-S29, 2003.
- [4.6] G. Kramer and G. Pesavento, "Ethernet passive optical network (EPON): building a nextgeneration optical access network," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. S66-S73, Feb. 2002
- [4.7] 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
- [4.8] D. J. Blumenthal, et al., "All-Optical label swapping networks and technologies", *J. Lightwave Technol.* Vol. 18, pp. 2058-2075, Dec. 2000.
- [4.9] A. Jourdan et al., "The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 39, pp. 136-141, March 2001
- **[4.10]** F. Masetti et al., "Design and implementation of multi-terabit optical burst/packet router prototype", in *proc. Optical Fiber Communications Conference*, Anaheim, 2002, FD1-1.
- [4.11] T. Nakahara, R. Takahashi, and H. Suzuki. "Self-routing of 100-Gb/s optical packets using self serial-to-parallel conversion-based label recognition", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 602-604, April 2003.
- [4.12] G. Maxwell *et al* "*WDM-enabled, 40Gb/s Hybrid Integrated All-optical Regenerator*" ECOC 2005, Paper Th4.2.2, Glasgow (2005).
- [4.13] K. E. Stubkjaer, "Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, No. 6, pp. 1428-1435, 2000
- [4.14] H.J.S Dorren et al., "Optical packet switching and buffering by using all-optical signal processing methods", J. Lightwave Technol., vol. 21, No. 1, pp. 2-12, 2003.
- [4.15] D. Chiaroni, "Packet switching matrix: a key element for the backbone and the metro", IEEE J. Sel. Areas in Commun., vol. 21, No. 7, pp. 1018-1025, 2003.
- [4.16] I. White et al., "Wavelength switching components for future photonic networks", IEEE Commun. Mag., vol. 40. No. 9, pp. 74-81, 2002.
- [4.17] R. P. Schreieck et al., "All-optical switching at multi-100-Gb/s data rates with Mach-Zehnder interferometer switches", IEEE J. Quantum. Electron., vol. 38, No. 8, pp. 1052-1061, 2002.
- [4.18] N. Pleros et al. "Recipe for amplitude modulation reduction in SOA-based interferometric switches", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*,vol.22, No.12, 2834-2842,(2004)
- [4.19] G. T. Kanellos et al., "SOA-based interferometric optical hard-limiter", to be presented in Optical Amplifiers and their Applications (OAA) Conference 2004, San Francisco, USA, June 2004
- [4.20] P. Bakopoulos, D. Tsiokos, H. Avramopoulos, A. Poustie, G. Maxwell "Jitter Reduction in a 40 Gb/s All-Optical Packet-Mode 3R Regenerator Using Integrated MZI-SOA

Switches,"paper Tu1.3.4., European Conference on Optical Communications 2006, Cannes, France

- [4.21] L. Brzozowski and E. H. Sargent, "All-Optical Analog-to-Digital Converters, Hardlimiters, and Logic Gates", J. of Lightwave Technol., Vol. 19, No. 1, pp. 114-119, Jan. 2001
- [4.22] J. Salehi et al., "Code division multiple access techniques in optical fiber networks—Part II: Systems performance analysis", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 834–850, 1989.
- [4.23] J. Salehi et al., "Optical CDMA via temporal codes", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, pp. 1162–1170, July 1992
- [4.24] J.-H. Wu et al., "Synchronous fiber-optic CDMA using hard-limiter and BCH codes", J. of Lightwave Technol., Vol. 13, No. 6, pp. 1169-1176, June 1995
- [4.25] T. Ohtsuki, "Performance Analysis of Direct-Detection Optical Asynchronous CDMA Systems with Double Optical Hard-Limiters", J. of Lightwave Technol., Vol. 15, No. 3, pp. 452-457, Mar. 1997
- [4.26] J. –J. Chen and G.-C. Yang, "CDMA Fiber-Optic Systems with Optical Hard Limiters", J. of Lightwave Technol., Vol. 19, No. 7, pp. 950-958, July 2001
- [4.27] S. Zahedi and J. A. Salehi, "Analytical Comparison of Various Fiber-Optic CDMA Receiver Structures", J. of Lightwave Technol., Vol. 18, No. 12, pp. 1718-1727, Dec. 2000
- [4.28] G. T. Kanellos, N. Pleros, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie "40 Gb/s 2R Burst Mode Receiver with a single integrated SOA-MZI switch," Optics Express, Vol. 15, Issue 8, pp. 5043-5049, April 2007
- [4.29] Y. Ota and R. G. Swartz, "Burst mode compatible optical receiver with a large dynamic range," *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, pp. 1897–1903, Dec. 1990.
- [4.30] An V. Trao, C. Chae and R. S. Tucker, "Optical Packet Power Equalization with Large Dynamic Range using Controlled Gain-Clamped SOA", Proceedings in Optical Fiber Communications 2005, paper OME46
- [4.31] G. Contestabile, R. Proietti, N. Calabretta, and E. Ciaramella," Reshaping Capability of Cross-Gain Compression in Semiconductor Amplifiers", IEEE Photon. Technol. Lett. Vol.17,No12, 2523-2526 (2005).
- [4.32] J. Leuthold.; M. Kauer, "Power equalisation and signal regeneration with delay interferometer all-optical wavelength converters", IEE Electronic Letters, Vol. 38, Issue 24, 1567 – 1569, (2002)
- [4.33] R. Sato, T. Ito, Y. Shibata, A. Ohki, and Y. Akatsu, "40 Gb/s Burst-Mode Optical 2R Regenerator", *IEEE J. Lightwave Tecnol*.vol. 17, Issue 10, pp. 2194-2196, October 2005
- [4.34] D. Wolfson et al., "Experimental Investigation at 10 Gb/s of the Noise Suppression Capabilities in a Pass-Through Configuration in SOA-Based Interferometric Structures", IEEE Photon. Technol. Lett. 12,No7, 837-839 (2000).
- [4.35] P. Paulus, R. Langenhorst and D. Jager, "Generation and optimum control of picosecond optical pulses from gain-switched semiconductor lasers", IEEE J. Quantum Electron., vol. 24, No. 8, pp. 1519-1523,1988.
- [4.36] E. Siegman, "Lasers", University Science Book, 1st Ed., California, 1986
- [4.37] Mee Koy Chin, "An analysis of the performance of Franz-Keldysh electroabsorption waveguide modulators", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 7, No. 3, pp. 309-311, 1995.
- [4.38] Hsu-Feng Chou; Yi-Jen Chiu; Wei Wang; J.E. Bowers, D.J. Blumenthal, "Compact 160-Gb/s demultiplexer using a single-stage electrically gated electroabsorption modulator", IEEE Photon.Technol. Lett., vol. 15, No. 10, pp. 1458-1460, 2003.
- [4.39] R. J. Manning et al., "Three-Wavelength device for all-optical signal-processing", Opt. Lett., vol. 19, No. 12, pp. 889-891, 1994.
- [4.40] L. Schares et al., "Phase dynamics of semiconductor optical amplifiers at 10-40 GHz", IEEE J. Quantum Electron., vol. 39, No. 11, pp. 1394-1408, 2003
- [4.41] T. Akiyama et al., "Nonlinear gain dynamics in quantum-dot optical amplifiers and its application to optical communication devices," IEEE J. Quantum Electron., vol. 37, No. 8, pp. 1059–1065, 2001.

- [4.42] O. Qasaimeh, "Optical gain and saturation characteristics of quantum-dot semiconductor optical amplifiers," IEEE J. Quantum Electron. vol. 39, No. 6, pp. 793-798, 2003.
- [4.43] R. J. Manning et al., "Enhanced recovery rates in semiconductor-laser amplifiers using optical-pumping", Electron. Lett., vol. 30, No. 10, pp. 787-788, 1994.
- [4.44] M. Usami et al., "Mechanism for reducing recovery time of optical nonlinearity in semiconductor laser amplifier", Appl. Phys. Lett., vol. 72, No. 21, pp. 2657-2659, 1998.
- [4.45] J. L. Pleumeekers et al, "Acceleration of gain recovery in semiconductor optical amplifiers by optical injection near transparency wavelength", IEEE Photon. Technol., vol. 14, pp. 12–14, Jan. 2002
- [4.46] R. Inohara et al., "Experimental analysis of cross-phase modulation and cross-gain modulation in SOA-injecting CW assist light", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 15, pp. 1192-1194, Sept. 2003

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 3R Αναγέννηση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής

5.1. 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 υπαρχόντων 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 2.5 Gb/s στα 10 Gb/s μειώνοντας το κόστος του Gigabit ανά χιλιόμετρο μετάδοσης, απέτυχε ωστόσο να λειτουργήσει ικανοποιητικά για τη μετάβαση από τα 10 Gb/s στα 40

Gb/s [5.2]. 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 [5.3]. 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 πλινθίο, βοηθά στην αποτελεσματική κλιμάκωση των οπτικών δικτύων με παράλληλη μείωση της πολυπλοκότητας. Για το λόγο αυτό η χωρητικότητα ανά ολοκληρωμένο πλινθίο (Capacity per chip) είναι το σημαντικότερο μετρικό στην πορεία ανάπτυξης των μελλοντικών δικτύων [5.4]. 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) [5.5]και τα δίκτυα FTTH (fibre to the home) [5.6],[5.7]. Οι δυο κυρίαρχες διαθέσιμες τεχνολογίες οπτικής ολοκλήρωσης σήμερα είναι η μονολιθική και η υβριδική ολοκλήρωση, ενώ αναλυτική περιγραφή των δυο τεχνικών έχει δοθεί στην παράγραφο 3.1. 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 πλινθίο ξεχωριστά.

Τα παραπάνω συνοψίζονται σ' ένα παράδειγμα που παρουσιάζει την οικονομική ανάλυση μιας εφαρμογής που απαιτεί 40+ οπτικά στοιχεία (π.χ.10 DFB lasers, 10 SOAs, 10 modulators, 10 δέκτες και 1 διαμορφωτή). Τα αποτελέσματα αποτυπώνονται με τη βοήθεια των καμπυλών κόστους στο διάγραμμα του Σχήμα 5.1. Η εφαρμογή υλοποιήθηκε με τη χρήση διακριτών στοιχείων (κόκκινη καμπύλη), ολοκληρωμένων μονολιθικά στοιχείων (μπλέ καμπύλη) σε υπόστρωμα InP, και τέλος υβριδικά ολοκληρωμένων διατάξεων (πράσινη καμπύλη) που χρησιμοποιούν μονολιθικά ολοκληρωμέναν ενεργά στοιχεία πάνω σ' ένα υπόστρωμα με παθητικούς κυματοδηγούς.

Οι καμπύλες κόστους είναι συνάρτηση της απόδοσης ολοκλήρωσης του καθενός στοιχείου (per element fabrication yield) [5.8]. 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 5.1: παράδειγμα οικονομικής ανάλυσης εφαρμογής με 40+ οπτικά στοιχεία. Καμπυλών κόστους για α) διακριτά στοιχεία (κόκκινη καμπύλη) β) ολοκληρωμένα μονολιθικά στοιχεία (μπλέ 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 πλινθία ενώνονται με όλες τις κατάλληλες συνδέσεις και τα παθητικά στοιχεία για να δημιουργήσουν ένα μεγάλο κύκλωμα με αυξημένες λειτουργικές δυνατότητες. Το Σχήμα 5.2 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			and the second s	Copyright Cisco Inc
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	A REAL PROPERTY AND		Copyright CIP	Copyright Lucent Technologies

Σχήμα 5.2: 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 πλινθίο. Ακολουθώντας το ουσιαστικό αυτό παράδειγμα της ηλεκτρονικής, το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών πρότεινε to 2003 την ολοκλήρωση καταρχήν απλών και στη συνέχεια πολλαπλών λογικών οπτικών στοιχείων σε ένα πλινθίο [5.9]. Έχοντας αναγνωρίσει τις συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder σαν το αντίστοιχο του ηλεκτρονικού τρανζίστορ, ικανές να επιτελούν όλες τις στοιχειώδεις ψηφιακές λειτουργίες [5.10]-[5.20], οι οπτικές συμβολομετρικές πύλες αποτέλεσαν το τέλειο υποψήφιο για να αναπτυχθεί συστηματικά η ολοκλήρωση τους και να επεκταθεί σε περισσότερες από μία σ' ένα πλινθίο.

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 [5.4], όπως πηγές laser και οπτικούς δέκτες με στόχο τη μείωση κόστους, πολυπλοκότητας, κατανάλωσης χώρου και ενέργειας, και της αύξησης της αξιοπιστία 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 πλινθία σαν μηχανισμός ανατροφοδότησης για την περαιτέρω ανάπτυξη τους, όπως περιγράφηκε στην ενότητα 1.5. 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 πολύχρηστικότητα 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 διακοπτών, 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 υποδοχής στα δίκτυα εκρηκτικής ροής (OBS), που καλούνται δέκτες εκρηκτικής ροής (3R Burst Mode Receivers – BMR) [5.21]. Οι δέκτες αυτοί αναλαμβάνουν να χειριστούν την ασύγχρονη και μεταβαλλόμενου επιπέδου ισχύος ροή πακέτων δεδομένων και να εξασφαλίσουν την χωρίς λάθη λήψη 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 [5.22].

Μέχρι σήμερα, τα κυκλώματα δεκτών για εκρηκτικές ροές δεδομένων που έχουν παρουσιαστεί βασίζονται κυρίως σε ηλεκτρονικές διατάξεις και η ταχύτητα λειτουργία τους δεν ξεπερνά τα 10 Gb/s, ενώ απαιτούν σχετικά μεγάλο αριθμό από εισαγωγικά bits για την επίτευξη της εξίσωσης της ισχύος και της ανάκτησης φάσης [5.23],[5.24]. 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.

Τους ίδιους περιορισμούς αντιμετωπίζουν οι υβριδικές οπτο-ηλεκτρονικές υλοποιήσεις των δεκτών εκρηκτικής ροής [5.24] στις οποίες το οπτικό τμήμα είναι μόνο

το στάδιο εξίσωσης της στάθμης ισχύος και υλοποιείται με χρήση ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών (SOAs) ή γραμμικών οπτικών ενισχυτών (LOAs). Μια άλλη προσέγγιση αφορά τη χρήση διαφορικής κωδικοποίησης διαμόρφωσης φάσης (Differencial Phase Shift Keying coding) σε οπτικοηλεκτρονικές εφαρμογές [5.25] για να παρέχουν εξίσωση ισχύος με αυξημένη 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 λήψης εκρηκτικής ροής (BMR) με αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης, αποδοτικότητα και κατάτμηση των χρονικών θυρίδων.

Η αμιγώς οπτική λήψη 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, αποδεικνύοντας τη δυνατότητα της αμιγώς-οπτικής τεχνολογίας να πραγματοποιεί κυκλώματα υψηλής λειτουργικότητας, δεν έχουν συνδυαστεί μέχρι σήμερα για να παρουσιάσουν ένα πλήρες 3R κύκλωμα λήψης εκρηκτικής ροής (BMR), αποκαλύπτοντας κατ' αυτό τον τρόπο την αυξημένη πολυπλοκότητα του εγχειρήματος. Συγκεκριμένα, μια μέθοδος πλήρους-οπτικής 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής παρουσιάστηκε στο προηγούμενο Κεφάλαιο της παρούσας διατριβής.

Από την άλλη μεριά, η αμιγώς 3R αναγέννηση για υψίρρυθμα οπτικά σήματα σύγχρονης κίνησης έχει να επιδείξει συστήματα σε ταχύτητες λειτουργίας μεγαλύτερες των 40 Gb/s [5.26][5.28] με συνδυασμένη χρήση κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού και οπτικών διακοπτών 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) [5.27]. Ως στοιχεία απόφασης, ευρεία είναι η χρήση οπτικών συμβολομετρικών διακοπτών [5.30] ή οπτικών διαμορφωτών ηλεκτροαπορρόφησης (Electro-Absorption Modulators - EAMs) [5.31]. Ωστόσο, η ασύγχρονη λειτουργία των 3R αναγεννητών παρουσιάζει πρόβλημα στην υλοποίηση της, με λίγες μόνο εξαιρέσεις [5.34]-[5.36], 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 δυφίου του σήματος ακόμα και σε πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Το γεγονός μάλιστα ότι έχουν ολοκληρωθεί [5.9] 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 40 Gb/s, βασισμένος εξ ολοκλήρου σε ολοκληρωμένους συμβολομετρικούς διακόπτες.

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζουμε το κύκλωμα 3R αναγέννησης δεδομένων ασύγχρονης ροής με χρήση συμβολομετρικών διακοπτών, καθώς και το συνδυασμό του με το κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής του προηγούμενου κεφαλαίου, για την κατασκευή του πρώτου αμιγώς-οπτικού κυκλώματος 3R λήψης δεδομένων εκρηκτικής ροής. Ο 3R BMR [5.37] λειτουργεί με 40Gb/s με ασύγχρονες και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το κύκλωμα είναι εξολοκλήρου βασισμένο σε εμπορικά διαθέσιμα, υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα Mach-Zehnder με οπτικό ενισχυτή ημιαγωγών SOA-MZI.

Συγκεκριμένα, αποτελείται από τέσσερα διαδοχικά SOA-MZIs καθένα από τα οποία εκτελεί μια διαφορετική λειτουργία. Το πρώτο SOA-MZI διαμορφώνεται ώστε να λειτουργεί ως αυτομεταγωγέας και εκτελεί την 2R εκρηκτικής ροής λήψη. Τρία ακόμα SOA-MZIs που το καθένα πραγματοποιεί μια διαφορετική λειτουργία, συγκεντρώνονται για να πραγματοποιήσουν έναν 3R αναγεννητή. Ειδικότερα, το πρώτο SOA-MZI λειτουργεί ως μετατροπέας μήκους κύματος, ενώ τα εναπομείναντα δύο SOA-MZIs με την ενίσχυση ενός φίλτρου Fabry - Perot εκτελεί την ανάκτηση του χρονισμού του ρολογιού και την αναγέννηση των δεδομένων [5.38]. Το προτεινόμενο 3R κύκλωμα BMR παρουσιάζει μια δυναμική περιοχή 9 dB όσον αφορά την ισχύ εισόδου, έχει χρόνο κλειδώματος μόνο 5 bit και απαιτεί μια ζώνη ασφαλείας των 350 ps μεταξύ των πακέτων. Δεν απαιτεί κανένα στάδιο μετατροπής ΟΕΟ και υψηλή ταχύτητα ηλεκτρονικής επεξεργασίας και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως τελικός δέκτης σε δίκτυα μεταγωγέων υψηλής ταχύτητας, οπτικής εκρηκτικής ροής πακέτων.

Η επίτευξη της υλοποίησης του πρώτου αμιγώς-οπτικού κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s με αποκλειστική χρήση των ολοκληρωμένων συμβολομετρικών διακοπτών, επιβεβαιώνει τη δυνατότητα κατασκευής σύγχρονων 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 διακοπτών, ενισχύοντας παράλληλα τις προσπάθειες στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού έργου IST-MUFINS [5.9] για ολοκλήρωση τεσσάρων συμβολομετρικών διακοπτών σ' ένα και μόνο πλινθίο. Η επιτυχία του εγχειρήματος υλοποίησης του 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s είχε σε μια δεύτερη φάση ως επακόλουθο την ολοκλήρωση ενός πλήρους κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής σ' ένα πλινθίο, περιέχοντας μέσα σ' αυτό όλες τις απαραίτητες διασυνδέσεις των πυλών καθώς και όλα τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος.

Η τελευταία ενότητα του παρόντος κεφαλαίου καταγράφει τη διαδικασία ολοκλήρωσης των παραπάνω διατάξεων και αναλύει τη σημασία τους στην επέκταση των εφαρμογών της φωτονικής τεχνολογίας. Συγκεκριμένα περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο τα ολοκληρωμένα πολλαπλά στοιχεία σε ένα πλινθίο 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.

Η υπόλοιπη παρουσίαση οργανώνεται ως εξής. Η παράγραφος ΙΙ παρουσιάζει την Αρχή λειτουργίας 3R οπτικών Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής με το συνδυασμό του 2R δέκτη εκρηκτικής ροής του Κεφαλαίου 4 και μιας διάταξης 3R αναγέννησης. Αναλύεται το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων και η πύλη απόφασης. Η παράγραφος ΙΙΙ περιγράφει την θεωρητική ανάλυση και πειραματική υλοποίηση του πρώτου 3R δέκτη εκρηκτικής ροής με συμβολομετρικές διατάξεις, ο οποίος λειτούργησε στα 10 Gb/s. Στην παράγραφο ΙV παρουσιάζεται η ένωση τριών SOA-MZIs, κάθε ένα από τα οποία εκτελεί μια διαφορετική λειτουργία, προκειμένου να παρουσιαστεί ένας πλήρως-οπτικός 3R αναγεννητής πακέτων στα 40 Gb/s. Επιπλέον παρουσιάζεται ο συνδυασμός του 2R BMR και του 3R αναγεννητή για την κατασκευή του πρώτου οπτικού συστήματος μεγάλης κλίμακας, ενός πλήρους κυκλώματος 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s. Τέλος, Η παράγραφος V παρουσιάζει την πρόοδο στην ολοκλήρωση οπτικών συμβολομετρικών πυλών και πλήρων οπτικών συστημάτων.

5.2. Αρχή λειτουργίας 3R οπτικών Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής

Στην παρούσα ενότητα προτείνεται ένας αμιγώς οπτικός δέκτης πακέτων εκρηκτικής ροής, ο οποίος μπορεί να υλοποιηθεί με χρήση του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού και του 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής, τα οποία υλοποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της διατριβής και περιγράφηκαν στα Κεφάλαια 3 και 4, αντίστοιχα. Για τον προσδιορισμό των απαιτήσεων της λειτουργίας ενός 3R οπτικού Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής, χρειάζεται η ανάλυση της φύσης του σήματος εκρηκτικής ροής.

Η εκρηκτικού τύπου τηλεπικοινωνιακή κίνηση συνίσταται από ασύγχρονα, μεταβλητού μεγέθους πακέτα δεδομένων [5.21], 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 υποδοχής δεδομένων ενός κόμβου του δικτύου πρέπει να επιδεικνύει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά ώστε να εγγυάται την επαναφορά του ληφθέντος σήματος στην αρχική του κατάσταση:

- Υψίσυχνη λειτουργία
- Μεγάλο δυναμικό εύρος εξίσωσης ισχύος, ώστε το κύκλωμα να παρέχει το μέγιστο δυνατό εύρος απώλειας ισχύος από κόμβο σε κόμβο. Τυπικές τιμές για τα ηλεκτρονικά είναι 16 dB.
- 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. (εκρηκτική ροή εμπεριέχει ασύγχρονα

Με βάση τα παραπάνω, το κύκλωμα λήψης δεδομένων εκρηκτικής ροής αποτελεί επέκταση του εξισωτή ισχύος με την προσθήκη ενός κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων, όπως φαίνεται στο δομικό διάγραμμα του σχήματος 5.3. Ο δέκτης 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 ακά των και αναγνωρίζει το περιεχόμενο των πακέτων δεδομένων.



Σχήμα 5.3: Γενικό δομικό διάγραμμα ενός δέκτη πακέτων εκρηκτικής ροής.

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 δυφίων 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 ακολουθούν.

5.2.1.Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων

Η πληροφορία για το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων περιέχεται στις αρμονικές συνιστώσες ρολογιού, οι οποίες βρίσκονται σε συχνότητα ίση με n-fbitrate, όπου n ακέραιος, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.4, ενώ οι υπόλοιπες συχνοτικές συνιστώσες αποτελούν το φασματικό περιεχόμενο της πληροφορίας των δεδομένων. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού αποσκοπεί στην καταπίεση των φασματικών συνιστωσών των δεδομένων, αφήνοντας άθικτες τις αρμονικές του ρολογιού, ώστε το ανακτημένο ρολόι που παράγεται στην έξοδο του κυκλώματος να αποτελείται μόνο από τις αρμονικές συνιστώσες συνιστώσες ρολογιού, όπως δείχνει το σχήμα 5.4.





Η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας υποδεικνύει, ότι η ανάκτηση ρολογιού επιτυγχάνεται στη γενική περίπτωση με χρήση ενός κατάλληλου στοιχείου, το οποίο επιτρέπει τη μετάδοση μόνο των αρμονικών ρολογιού του σήματος δεδομένων, ενώ απαγορεύει τη μετάδοση των αρμονικών δεδομένων. Η διαδικασία αυτή είναι μια απλή διαδικασία φιλτραρίσματος του αρχικού σήματος, στην οποία η ιδανική συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού είναι περιοδική ως προς τη

συχνότητα, με κορυφές μετάδοσης στις συχνότητες n· fbitrate (n ακέραιος) και μηδενική μετάδοση σε οποιαδήποτε άλλη συχνότητα. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού είναι, επομένως, στη γενική του περίπτωση ένα στοιχείο φιλτραρίσματος με περιοδική συνάρτηση μεταφοράς ως προς τη συχνότητα. Οι σημαντικότερες ποιοτικές παράμετροι ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού είναι οι εξής:

- Διαμόρφωση πλάτους των ανακτημένων παλμών ρολογιού: Στην ιδανική περίπτωση η διαμόρφωση πλάτους των παραγόμενων παλμών ρολογιού πρέπει να είναι μηδενική, ώστε τα υπό-συστήματα του κόμβου να οδηγούνται με ίδιας στάθμης ισχύος παλμούς ρολογιού. Η παράμετρος αυτή είναι, επίσης, σημαντική για την εφαρμογή του ανακτημένου σήματος ρολογιού στην αναγέννηση του αρχικού σήματος δεδομένων.
- Χρονική ολίσθηση (timing jitter) των ανακτημένων παλμών ρολογιού: Η παράμετρος αυτή χαρακτηρίζει την ικανότητα του κυκλώματος να ανακτά το σωστό χρονισμό των εισερχόμενων δεδομένων. Η χρονική ολίσθηση των ανακτημένων παλμών ρολογιού πρέπει να είναι η μικρότερη δυνατή και σίγουρα μικρότερη της χρονικής ολίσθησης των αρχικών δεδομένων εισόδου.

Οι δύο προηγούμενες παράμετροι είναι ενδεικτικές της ποιότητας των ανακτημένων παλμών ρολογιού και της ικανότητας του κυκλώματος να τη διατηρεί σε υψηλά επίπεδα, ακόμη και όταν η αντίστοιχη ποιότητα των αρχικών δεδομένων κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα. Η λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού με είσοδο χρονικά ολισθημένους και διαμορφωμένους κατά πλάτος παλμούς δεδομένων φαίνεται περισσότερο παραστατικά στο σχήμα 5.5, όπου οι παλμοί στην έξοδο έχουν απαλλαγεί από τις αλλοιώσεις αυτές.



Σχήμα 5.5. Ανάκτηση ρολογιού από χρονικά ολισθημένους και διαμορφωμένους κατά πλάτος παλμούς δεδομένων.

Τα υπόλοιπα βασικά χαρακτηριστικά ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού είναι:

Χρονική σταθερά ανάκτησης (rise ή locking time) και χρονική σταθερά σβέσης ή εξασθένησης (fall ή decay ή unlocking time) του ανακτημένου σήματος ρολογιού. Η χρονική σταθερά ανάκτησης ρολογιού καθορίζει το χρονικό διάστημα, το οποίο απαιτείται από τη στιγμή, που το σήμα δεδομένων

εισέρχεται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, μέχρι το κύκλωμα να αρχίσει να παράγει υψηλής ποιότητας παλμούς ρολογιού. Αντίστοιχα, η χρονική σταθερά σβέσης ή εξασθένησης του ανακτημένου σήματος ρολογιού είναι το χρονικό διάστημα, το οποίο απαιτείται για να σταματήσει η παραγωγή παλμών ρολογιού μετά την πλήρη διέλευση του σήματος δεδομένων μέσα από το κύκλωμα. Οι δύο αυτές χρονικές σταθερές εξαρτώνται από την τιμή του παράγοντα Q του κυκλώματος και, πιο συγκεκριμένα, αυξάνουν καθώς αυξάνει η τιμή αυτού του παράγοντα.

- Προστατευτικές ζώνες δυφίων (guardbands): Το άθροισμα των χρονικών σταθερών ανάκτησης και σβέσης του ανακτημένου ρολογιού καθορίζει το συνολικό χρονικό τμήμα του σήματος δεδομένων, το οποίο δεν περιέχει χρήσιμη πληροφορία, αλλά είναι αναγκαίο για την υποστήριξη της λειτουργίας του κυκλώματος. Ο αριθμός των δυφίων, που αντιστοιχεί σ' αυτό το χρονικό διάστημα, αποτελεί την προστατευτική ζώνη δυφίων, την οποία απαιτεί η λειτουργία του κυκλώματος.
- Συχνοτικό εύρος εγκλείδωσης του κυκλώματος (locking range): Είναι το συχνοτικό εύρος λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας του. Τα κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού είναι συντονισμένα κυκλώματα, καθώς υλοποιούνται για λειτουργία σε μια συγκεκριμένη κεντρική συχνότητα, η οποία είναι η συχνότητα μετάδοσης των εισερχόμενων δεδομένων. Η συχνότητα αυτή αποτελεί καθορισμένη παράμετρο του δικτύου, αλλά πολύ συχνά τα εισερχόμενα δεδομένα εμφανίζουν μικρές, αλλά σημαντικές αποκλίσεις, από τον προκαθορισμένο ρυθμό μετάδοσής τους. Το κύκλωμα οφείλει να ανακτά επιτυχώς το ρολόι και σε αυτές τις περιπτώσεις, ώστε να μην υπάρχουν απώλειες πληροφορίας. Κατά συνέπεια, το συχνοτικό εύρος εγκλείδωσης του κυκλώματος είναι επιθυμητό να έχει τη μεγαλύτερη δυνατή τιμή.

Όπως προαναφέρθηκε, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού είναι υπεύθυνο για την παροχή πληροφορίας σχετικά με τη χρονική στιγμή άφιξης και το ρυθμό μετάδοσης των εισερχόμενων δεδομένων. Η πληροφορία αυτή επαρκεί για το συγχρονισμό των υποσυστημάτων ενός κόμβου, όταν τα εισερχόμενα δεδομένα είναι συνεχούς ροής και σύγχρονα μεταξύ τους. Στην περίπτωση, όμως, που τα εισερχόμενα δεδομένα είναι της μορφής ασύγχρονων πακέτων μεταβλητού μεγέθους, οι δύο αυτές χρονικές πληροφορίες δεν είναι αρκετές για το συγχρονισμό του κόμβου και απαιτείται το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού να έχει επιπρόσθετα λειτουργικά χαρακτηριστικά. Τα χαρακτηριστικά σβέσης ρολογιού καθώς και η ανάκτηση της φάσης κάθε μεμονωμένου πακέτων δεδομένων:

5.2.2 Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πακέτων: το φίλτρο Fabry-Perot ακολουθούμενο από ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού

Για την κάλυψη των παραπάνω αυστηρών απαιτήσεων, προτάθηκε πριν από λίγα χρόνια από το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών η χρήση ενός φίλτρου τύπου Fabry-Perot με χαμηλό παράγοντα Q για την λειτουργία του φιλτραρίσματος στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, ακολουθούμενο από ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού ως έντονα μη γραμμικό οπτικό στοιχείο για την απαλοιφή της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών εξόδου του φίλτρου. Η χρήση φίλτρου Fabry-Perot με υψηλό Q έχει προταθεί στο παρελθόν και έχει χρησιμοποιηθεί ως αυτοδύναμο κύκλωμα για την ανάκτηση ρολογιού από συνεχείς ροές οπτικών δεδομένων με επιτυχία [5.38]. Ωστόσο, ενώ για την ανάκτηση ρολογιού από συνεχείς ροές δεδομένων ο παράγοντας Q του φίλτρου ήταν πολύ υψηλός, για την ανάκτηση ρολογιού από πακέτα ο παράγοντας Q του φίλτρου πρέπει να διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα, για την ελαχιστοποίηση των χρόνων ανάκτησης και σβέσης του ρολογιού.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.6 που εικονίζει το διάγραμμα λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, το φίλτρο Fabry-Perot χρησιμοποιείται για την αναγνώριση του ρυθμού μετάδοσης των εισερχόμενων δεδομένων λόγω της περιοδικότητας της συνάρτησης μεταφοράς του ως προς τη συχνότητα. Οι διαδοχικές ανακλάσεις των παλμών στην είσοδο του καλύπτουν σταδιακά τις θέσεις των μηδενικών δυφίων του σήματος πληροφορίας, παρέχοντας στην έξοδο ένα σήμα που προσομοιάζει με σήμα ρολογιού. Ωστόσο, η χαμηλή τιμή του παράγοντα Q του φίλτρου οδηγεί, όπως θα δούμε παρακάτω, σε μεγάλη διαμόρφωση του πλάτους των παλμών εξόδου, με αποτέλεσμα να καθίσταται επιτακτική η χρήση ενός ψαλιδιστή, όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.5, για την αναίρεση της διαμόρφωσης. Για την καλύτερη κατανόηση των χαρακτηριστικών του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού είναι αναγκαία η αναλυτική περιγραφή του φίλτρου Fabry-Perot, που ακολουθεί.



Σχήμα 5.6. Ανάκτηση ρολογιού με χρήση του φίλτρου Fabry Perot.

Το φίλτρο Fabry-Perot

Το συμβολόμετρο, Fabry-Perot αποτελείται από μία κοιλότητα, η οποία σχηματίζεται μεταξύ δύο παράλληλων ανακλαστικών επιφανειών (καθρεπτών), όπως φαίνεται στο σχήμα 5.7.



Σχήμα 5.7: Το φίλτρο Fabry-Perot

Η αρχή λειτουργίας του συμβολομέτρου βασίζεται στην προσθετική συμβολή των ανακλώμενων οπτικών δεσμών της αρχικής δέσμης φωτός. Πιο συγκεκριμένα, η αρχική προσπίπτουσα οπτική δέσμη εισέρχεται στο διηλεκτρικό της κοιλότητας Fabry-Perot και υφίσταται διαδοχικές ανακλάσεις στις εσωτερικές επιφάνειες των καθρεπτών. Η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος ως προς τη συχνότητα του φίλτρου Fabry-Perot δίνεται από την έκφραση

$$T(f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2 \cdot \sqrt{R}}{1 - R} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot f}{FSR}\right)\right)^2}$$
(5.1)

Όπου FSR=c/2nL, είναι η παράμετρος του φίλτρου που καλείται ελεύθερη φασματική περιοχή (Free Spectral Region). Η σχέση ορίζει τη συνθήκη πλήρους προσθετικής συμβολής των δεσμών φωτός στην έξοδο του φίλτρου, η οποία λαμβάνει χώρα όταν το διπλάσιο του οπτικού δρόμου μεταξύ των δύο κατόπτρων είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του μήκους κύματος της οπτικής δέσμης. Σε αυτήν την περίπτωση, στην έξοδο του φίλτρου εξέρχεται το σύνολο της ισχύος του αρχικά προσπίπτοντος οπτικού πεδίου. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, η συμβολή δεν είναι πλήρως προσθετική, οπότε μόνο ένα ποσοστό του αρχικού οπτικού πεδίου εξέρχεται του φίλτρου, η οποία συνδέει την ελεύθερη φασματική περιοχή με το εύρος ζώνης κάθε κορυφής, είναι η λεπτότητα (finesse – F) του φίλτρου, η οποία για μεγάλες τιμές ανακλαστικότητας προσεγγίζεται από τη σχέση

$$F \cong \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R}$$

(5.2)

Η λεπτότητα σχετίζεται άμεσα με το γνωστό παράγοντα Q, ο οποίος χαρακτηρίζει κάθε στοιχείο φιλτραρίσματος και υποδεικνύει την ικανότητά του να απομονώνει και να φιλτράρει το επιθυμητό φασματικό περιεχόμενο. Η σχέση, που συνδέει τη λεπτότητα με τον παράγοντα Q,είναι η

$$Q \cong \frac{F}{\sqrt{3}}$$

(5.3)

και δείχνει ότι τα δύο μεγέθη είναι ευθέως ανάλογα. Τα παραπάνω γίνονται περισσότερο σαφή με τη βοήθεια του σχήματος 5.8, το οποίο απεικονίζει τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ως προς τη συχνότητα, που δίνεται από τη σχέση 5.1, για διάφορες τιμές λεπτότητας του φίλτρου.



Σχήμα 5.8: α)Συνάρτηση μεταφοράς του Fabry-Perot φίλτρου για διάφορες τιμές λεπτότητας. β) Χρονική απόκριση του Fabry-Perot φίλτρου για διάφορες τιμές λεπτότητας με είσοδο έναν οπτικό παλμό.

Όπως εύκολα φαίνεται, όσο αυξάνει η λεπτότητα του φίλτρου, τόσο στενεύει το εύρος ζώνης των κορυφών μετάδοσης, οπότε επιτυγχάνεται καλύτερη απομόνωση φασματικών συνιστωσών (φιλτράρισμα). Επίσης, η περιοδικότητα της συνάρτησης μεταφοράς ως προς τη συχνότητα σημαίνει ότι το στοιχείο έχει ιδιότητες μνήμης. Αυτό γίνεται καλύτερα κατανοητό από την αντίστοιχη χρονική ανάλυση της απόκρισης του Fabry-Perot. Συγκεκριμένα, η χρονική έξοδος του φίλτρου Fabry-Perot σε είσοδο μια κρουστική διέγερση της μορφής E(t)=δ(t), δίνεται από την έκφραση

$$h(t) = (1 - R) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} R^n \cdot \delta\left(t - \frac{n}{FSR}\right)$$
(5.4)

Η γραφική αναπαράσταση της περιβάλλουσας αυτής της συνάρτησης απεικονίζεται στο σχήμα 5.8β, όπου φαίνεται καθαρά η ιδιότητα μνήμης του συμβολομέτρου. Για παράδειγμα, αν ως είσοδος στο φίλτρο χρησιμοποιηθεί ένας οπτικός παλμός μοναδιαίου πλάτους, τότε η τιμή κάθε καμπύλης του σχήματος 5.8 σε κάθε χρονική στιγμή k/FSR δείχνει το πλάτος του k-οστού παλμού εξόδου του φίλτρου, όπου k ακέραιος, θεωρώντας ως αναφορά το πλάτος του παλμού εισόδου. Το βασικό χαρακτηριστικό της λειτουργίας του φίλτρου ως στοιχείου μνήμης είναι ότι ο αριθμός των παραγόμενων παλμών στην έξοδο του φίλτρου είναι ανάλογος της ανακλαστικότητας (ή ισοδύναμα της λεπτότητας) του φίλτρου. Αυτός ο αριθμός χαρακτηρίζει, επίσης, τη χρονική σταθερά ζωής του στοιχείου. Ο όρος της χρονικής σταθεράς ζωής του φίλτρου θα χρησιμοποιείται, από εδώ και στο εξής στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου, με την έννοια του αριθμού των δυφίων, τον οποίο παρέχει το φίλτρο στην έξοδό του μέχρι το πλάτος των παλμών εξόδου να γίνει ίσο με το 1/ε του πλάτους του πρώτου παλμού εξόδου, όταν ως είσοδος χρησιμοποιείται ένας, μόνο, οπτικός παλμός. Αποδεικνύεται ότι υπάρχει μια γραμμική σχέση ανάμεσα στη λεπτότητα F και τον αριθμό των n παλμών, που παράγονται μέχρι ο n-οστός παλμός να είναι στο 1/ε του αρχικού και δίνεται από τη σχέση

$$F = 2\pi n + \frac{\pi}{2}$$

(5.5)

Το σχήμα 5.9 εικονίζει ένα παράδειγμα που συνοψίζει τα παραπάνω στη συμπεριφορά του φίλτρου Fabry-Perot, εφόσον αποτυπώνεται η εκθετική απόκριση του φίλτρου όταν στην είσοδο οδηγείται ένας μόνο παλμός, και η αντίστοιχη χρονική απόκριση του φίλτρου με το ίδιο finesse όταν σ' αυτό εισάγεται μια ακολουθία παλμών, επιβεβαιώνοντας τη σχέση 5.5 για τον αριθμό των παλμών στην ουρά του φίλτρου.



Σχήμα 5.9: α)Εκθετική απόκριση του φίλτρου όταν στην είσοδο οδηγείται ένας μόνο παλμός, β) χρονική απόκριση του φίλτρου με το ίδιο finesse όταν σ' αυτό εισάγεται μια ακολουθία παλμών

Το κύκλωμα ψαλιδισμού

Για την απαλοιφή της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος στην έξοδο του φίλτρου, χρησιμοποιείται ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού, το οποίο αποτελείται από μία οπτική συμβολομετρική πύλη με είσοδο ένα ισχυρό CW σήμα. Το διαμορφωμένο κατά πλάτος σήμα ρολογιού εισέρχεται ως σήμα ελέγχου στην οπτική πύλη του κυκλώματος ψαλιδισμού, αφού η ισχύς του ρυθμιστεί κατάλληλα, ώστε η ισχύς κορυφής κάθε παλμού του να είναι μεγαλύτερη του κατωφλίου ισχύος του κυκλώματος ψαλιδισμού. Με αυτόν τον τρόπο, στη θύρα μεταγωγής S της πύλης του κυκλώματος ψαλιδισμού παράγεται ένα πακέτο ρολογιού για κάθε αντίστοιχο πακέτο δεδομένων, του οποίου οι παλμοί έχουν ίσα πλάτη μεταξύ τους, η χρονική του διάρκεια είναι ελαφρώς μεγαλύτερη του χρόνου T_P του αρχικού πακέτου δεδομένων, και το μήκος κύματός του είναι το μήκος κύματος του CW σήματος εισόδου της πύλης.

Το κύκλωμα ψαλιδισμού αποκρίνεται μόνο στους παλμούς της εξόδου του Fabry-Perot που δεν υπερβαίνουν τα 10 dB του βάθους διαμόρφωσης πλάτους που αποτελεί το δυναμικό εύρος λειτουργίας του, αφήνοντας με τον τρόπο αυτό ανεπηρέαστα τα πολύ ανίσχυρα δυφία στην αρχή και το τέλος της ακολουθίας. Διατηρείται συνεπώς το επιθυμητό μικρό χρονικό εύρος του ανακτημένου πακέτου ρολογιού που διατηρεί παρόμοια χρονική διάρκεια με το πακέτο εισόδου του φίλτρου. Επιπλέον, το κύκλωμα ψαλιδισμού μετατρέπει κάθε εισερχόμενο παλμό σε παλμό εξόδου με συγκεκριμένη και σταθερή στάθμη ισχύος, επιτυγχάνοντας εξίσωση πλάτους μεταξύ των παλμών ρολογιού.

Συμπερασματικά, οι ρόλοι των δύο διακριτών δομικών στοιχείων της διάταξης του προτεινόμενου κυκλώματος, όπως αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.4, είναι:

- Το φίλτρο Fabry-Perot με FSR ίσο με το ρυθμό δεδομένων και με μικρή λεπτότητα F ανακτά σε μικρό χρονικό διάστημα ένα υποτυπώδες σήμα πακέτου ρολογιού για κάθε αντίστοιχο αρχικό πακέτο δεδομένων. Το σήμα αυτό «σβήνει», επίσης, πολύ γρήγορα μετά τη διέλευση του πακέτου δεδομένων από το φίλτρο, με αποτέλεσμα το υποτυπώδες πακέτο ρολογιού να έχει περίπου την ίδια χρονική διάρκεια με το αντίστοιχο αρχικό πακέτο δεδομένων.
- Το κύκλωμα ψαλιδισμού αίρει τη διαμόρφωση πλάτους μεταξύ των παλμών ρολογιού, που προκύπτουν στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot, χωρίς να αλλοιώνει τη χρονική διάρκεια και το περιεχόμενο του σήματος εξόδου του φίλτρου.

5.2.3 Η πύλη απόφασης

Το ανακτημένο σήμα ρολογιού και το αρχικό σήμα δεδομένων, αφού συγχρονιστούν κατάλληλα μεταξύ τους, εισάγονται κατόπιν στο στοιχείο απόφασης, που αποτελείται από έναν συμβολομετρικό διακόπτη. Το στοιχείο απόφασης επιτελεί μια λογική πράξη AND μεταξύ των δύο σημάτων, εγγράφοντας την πληροφορίας των δεδομένων εισόδου στους απαλλαγμένους από αλλοιώσεις παλμούς του σήματος ρολογιού, και παράγοντας κατά αυτόν τον τρόπο στην έξοδό του ένα πιστό αντίγραφο του αρχικού σήματος πληροφορίας με αναγεννημένα, όμως, χαρακτηριστικά. Υπάρχουν δυο δυνατές συνδεσμολογίες για τη λειτουργία της πράξης AND ανάλογα με το ποιο από τα δύο αυτά σήματα χρησιμοποιείται ως σήμα εισόδου και ποιο ως σήμα ελέγχου στον οπτικό διακόπτη, όπως αυτές αποτυπώνονται στο Σχήμα 5.10, με σημαντικές διαφορές στις ιδιότητές τους.



Σχήμα 5.10: Αρχή λειτουργίας της αναγέννησης οπτικών δεδομένων σε μία πύλη Mach-Zehnder με σήμα εισόδου τα αρχικά δεδομένα και σήμα ελέγχου το ανακτημένο ρολόι.

Στην πρώτη συνδεσμολογία, το ανακτημένο σήμα ρολογιού χρησιμοποιείται ως σήμα εισόδου στον οπτικό διακόπτη, ενώ ως σήμα ελέγχου χρησιμοποιείται το αρχικό, παραμορφωμένο σήμα δεδομένων. Αυτή είναι και η πιο κλασσική μέθοδος αναγέννησης, στην οποία το σήμα δεδομένων «αντιγράφεται» στο σήμα ρολογιού. Με αυτήν την συνδεσμολογία, κάθε παλμός δεδομένων, που εισάγεται ως παλμός ελέγχου, δημιουργεί ένα παράθυρο μεταγωγής στον οπτικό διακόπτη, το οποίο συμπίπτει χρονικά με έναν αντίστοιχο παλμό ρολογιού, που εισέρχεται ως παλμός εισόδου στο διακόπτη. Επειδή το χρονικό εύρος του παλμού ρολογιού είναι γενικά μικρότερο από το χρονικό εύρος του παραθύρου μεταγωγής, ο παλμός αυτός μετάγεται στη θύρα μεταγωγής στην έξοδο του διακόπτη, φέροντας, πλέον, την πληροφορία του αρχικού παλμού δεδομένων. Σχηματικά η λειτουργία αυτή αποδίδεται στο Σχήμα 5.10α, όπου το σήμα εξόδου έχει απαλλαγεί από τις τυχαίες μεταβολές της ολίσθησης φάσης (timing jitter) των παλμών εισόδου. Συγκεκριμένα, το παράθυρο μεταγωγής, το οποίο δημιουργεί κάθε παλμός δεδομένων, περικλείει ολόκληρο τον παλμό ρολογιού, που είναι συγχρονισμένος με τον αντίστοιχο παλμό δεδομένων, εφόσον το χρονικό εύρος του παραθύρου μεταγωγής είναι μεγαλύτερο χρονικά από το χρονικό εύρος των παλμών ρολογιού. Κατά συνέπεια, οι παλμοί ρολογιού μετάγονται αυτούσιοι στην έξοδο της διάταξης, ακόμα και όταν οι παλμοί δεδομένων έχουν έντονη χρονική ολίσθηση. Δεδομένου, όμως, ότι οι παλμοί του ανακτημένου ρολογιού έχουν πάντα μικρότερη χρονική ολίσθηση από τους παλμούς δεδομένων, το σήμα εξόδου της διάταξης είναι ένα πιστό αντίγραφο του αρχικού σήματος δεδομένων, αλλά με σημαντικά μειωμένη χρονική ολίσθηση. Επομένως, το βασικό πλεονέκτημα αυτής της συνδεσμολογία έγκειται στις ιδιότητες επανασυγχρονισμού της διάταξης.

Στη δεύτερη συνδεσμολογία (Σχήμα 5.10β) ενός οπτικού αναγεννητή οι είσοδοι του στοιχείου απόφασης αντιστρέφονται και το ανακτημένο σήμα ρολογιού χρησιμοποιείται πλέον ως σήμα ελέγχου στον οπτικό διακόπτη, ενώ το αρχικό σήμα δεδομένων χρησιμοποιείται ως σήμα εισόδου. Με αυτή τη συνδεσμολογία κάθε παλμός εισόδου αντιλαμβάνεται ένα σταθερό παράθυρο μεταγωγής στην περίοδο των ανακτημένων παλμών ρολογιού, το οποίο δημιουργείται από τον αντίστοιχα συγχρονισμένο παλμό ρολογιού/ελέγχου. Σε αυτήν την περίπτωση, η μεταγωγή των παλμών οφείλεται στο διαφορικό παράθυρο μεταγωγής, που δημιουργούν οι ίδιοι οι παλμοί εισόδου με τη μέθοδο PUSH-PULL.

Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της συνδεσμολογίας είναι ότι προσφέρει εξίσωση πλάτους των παραμορφωμένων παλμών δεδομένων για ένα εύρος διαμόρφωσης πλάτους αυτών μεγαλύτερο από 6 dB. Κατά συνέπεια, έχει καλύτερες αναγεννητικές ιδιότητες, όσον αφορά την αναμόρφωση του σχήματος των παλμών δεδομένων, συγκριτικά με την προηγούμενη συνδεσμολογία οπτικών αναγεννητών. Υστερεί, όμως, της προηγούμενης συνδεσμολογίας ως προς την ικανότητα επανασυγχρονισμού των παλμών δεδομένων, καθώς σε αυτή τη διάταξη οι παλμοί εξόδου προκύπτουν, ουσιαστικά, από τους αρχικούς παλμούς δεδομένων στην είσοδο και, κατά συνέπεια, δεν απαλλάσσονται πλήρως από την αρχική τους χρονική ολίσθηση (timing jitter).

5.3. 3R Αναγέννηση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s

Ο πρώτος 3R Αναγεννητής Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής [5.41] υλοποιήθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών και σχεδιάστηκε ακολουθώντας την προαναφερθείσα αρχιτεκτονική . Συγκεκριμένα, για την εξίσωση ισχύος των πακέτων χρησιμοποιήθηκε ένας κορεσμένος ενισχυτής SOA, ενώ για την υλοποίηση των πυλών ψαλιδισμού και απόφασης χρησιμοποιήθηκαν συμβολομετρικές διατάξεις που ονομάζονται μη γραμμικά συμβολόμετρα υπερυψηλών ταχυτήτων (Ultrafast Nonlinear Interferpmeter – UNI) [5.39], [5.40], τα οποία είχαν κατασκευαστεί εργαστηριακά δεδομένου ότι όταν πραγματοποιήθηκε το πείραμα δεν υπήρχαν διαθέσιμες οι Mach-Zehnder. Οι συμβολομετρικές ολοκληρωμένες πύλες διατάξεις UNI συναρμολογήθηκαν από διακριτά στοιχεία και η τελική τους εργαστηριακή μορφή εικονίζεται στο σχήμα 5.11. Πρέπει στο σημείο αυτό να σημειώσουμε ότι παρά το γεγονός ότι τα UNI καταλαμβάνουν πολύ μεγαλύτερο χώρο από τις αντίστοιχες ολοκληρωμένες διατάξεις και η λειτουργία τους είναι συγκριτικά πιο ασταθής λόγω της ευαισθησίας τους στην πόλωση, η λειτουργία τους είναι ταυτόσημη με αυτή των ολοκληρωμένων Mach-Zehnder, όπως αυτή περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 3.



Σχήμα 5.11: Φωτογραφία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού με μία πύλη UNI, κατασκευασμένη από διακριτά στοιχεία.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το κύκλωμα που υλοποιήθηκε και λειτούργησε για ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s, αν και ήταν αρκετά πολύπλοκο στην κατασκευή του με αρκετές ιδιαιτερότητες στη λειτουργία του, αποτέλεσε τον πρώτο 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής που λειτουργούσε αμιγώς οπτικά, αποδεικνύοντας την αποτελεσματικότητα της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής. Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή της πειραματικής διάταξης και η ανάλυση των αποτελεσμάτων.

5.3.1 Το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλών ταχυτήτων (Ultrafast Nonlinear Interferpmeter – UNI)

Η λειτουργία του μη γραμμικού συμβολόμετρου υπερύψηλων ταχυτήτων UNI είναι παρόμοια με αυτή του συμβολομέτρου Mach-Zehnder, που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 3. Η κύρια διαφορά τους και ταυτόχρονα το βασικό χαρακτηριστικό του συμβολόμετρου αυτού είναι πως οι δύο οπτικοί δρόμοι δεν αποτελούν διακριτά φυσικά μονοπάτια αλλά τις δυο προς συμβολή συνιστώσες του εισερχόμενου σήματος συνιστούν οι δύο διαφορετικές και κάθετες μεταξύ τους πολώσεις. Πρόκειται δηλαδή για μια υλοποίηση που βασίζεται στον πολωτικό και όχι στον χωρικό διαχωρισμό του σήματος. Αντίθετα όμως με το συμβολόμετρο Mach-Zehnder, στην περίπτωση του UNI γίνεται χρήση μόνο ενός μη γραμμικού στοιχείου, του SOA, όπου η μεταβολή της φάσης γίνεται με κατάλληλα συγχρονισμένο σήμα που επιδρά μόνο στη μια πολωτική κατάσταση. Επομένως το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερύψηλων ταχυτήτων UNI αποτελείται από ένα μόνο ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή κι επιπλέον οι δύο οπτικοί δρόμοι υλοποιούνται στο ίδιο φυσικό μονοπάτι. Τα δύο αυτά χαρακτηριστικά απλοποιούν τη λειτουργία του σε σχέση με το συμβολόμετρο Mach-Zehnder, αφού δεν υπάρχει το πρόβλημα της ασυμμετρίας (ενισχυτές με διαφορετικά χαρακτηριστικά, διαφορά στα μήκη των οπτικών μονοπατιών). Αντίθετα παρουσιάζει το μειονέκτημα ότι η λειτουργία του βασίζεται στην πόλωση η οποία είναι ευαίσθητη σε διάφορους παράγοντες όπως η θερμοκρασία. Επιπλέον η ολοκλήρωσή του δεν είναι εφικτή μέχρι σήμερα. Η διάταξή του παρουσιάζεται στα σχήματα 5.12α και 5.12β.





Σχήμα 5.12: α) Διάταξη μη γραμμικού συμβολόμετρου υπερύψηλων ταχυτήτων (UNI) χωρίς την επίδραση σήματος ελέγχου. Β) Διάταξη μη γραμμικού συμβολόμετρου υπερύψηλων ταχυτήτων (UNI) υπό την επίδραση σήματος ελέγχου στο προπορευόμενο τμήμα του σήματος εισόδου.

Όπως φαίνεται από τα παραπάνω σχήματα το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερύψηλων ταχυτήτων αποτελείται από δύο πολωτικούς διαχωριστές δέσμης (Polarization Beam Splitter-PBS), δύο οπτικές ίνες που έχουν την ιδιότητα να διατηρούν την πόλωση (Polarization Maintaining Fiber- PMF) και έναν ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή [1], [4], [7], [8].

Μέχρι και την είσοδο του ενισχυτή τα δύο σχήματα είναι πανομοιότυπα. Το σήμα εισόδου (**E**in) είναι πολωμένο έτσι ώστε το ηλεκτρικό του πεδίο να σχηματίζει γωνία 45° με τον άξονα y (προφανώς και με τον άξονα x). Το σήμα αυτό διέρχεται από τον πρώτο πολωτικό διαχωριστή δέσμης και διαχωρίζεται σε δύο ίσες, κάθετες μεταξύ τους, συνιστώσες παράλληλες στους άξονες x και y. Στη συνέχεια οι δύο συνιστώσες του σήματος διέρχονται από την ίνα PM, η οποία παρουσιάζει διπλοθλαστικότητα δηλαδή οι σταθερές διάδοσης στους άξονες x και y είναι διαφορετικές. Αυτό έχει ως συνέπεια οι δύο συνιστώσες να διαδίδονται με διαφορετική ταχύτητα κατά μήκος της ίνας κι έτσι όταν εξέρχονται από την ίνα PM καρουσιάζουν μια σχετική χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους. Οι άξονες αναφορικά με τη διπλοθλαστικότητα χαρακτηρίζονται ως γρήγορος (fast-f) και αργός (slow-s) με βάση τη σταθερά διάδοσης.

Στην περίπτωση που δεν υπάρχει σήμα ελέγχου (σχήμα 5.12α) οι δύο, καθυστερημένες πλέον, συνιστώσες δέχονται την ίδια επίδραση από τον ενισχυτή με αποτέλεσμα στην έξοδο του ενισχυτή να έχουν μεταβληθεί ως προς το πλάτος και τη φάση τους ομοίως. Το ίδιο ακριβώς συμβαίνει και στην περίπτωση που υπάρχουν δύο ίδια σήματα ελέγχου κάθε ένα συγχρονισμένο με μία από τις συνιστώσες του σήματος εισόδου. Μετά τη διέλευση από τον ενισχυτή οι δύο συνιστώσες διέρχονται πάλι από μία ίνα PM της οποίας όμως οι άξονες f, s ταυτίζονται με τους s, f της πρώτης PM ίνας αντίστοιχα. Συνέπεια αυτού είναι στην έξοδο της δεύτερης ίνας PM οι δύο συνιστώσες

να είναι συγχρονισμένες. Στην τελική φάση εξόδου υπάρχει ο δεύτερος πολωτικός διαχωριστής δέσμης, στον οποίο οι δύο συνιστώσες επανενώνονται δίνοντας σήμα εξόδου με πόλωση ίδια με αυτή του σήματος εισόδου.

Αντιθέτως αν υπάρχει ένα σήμα ελέγχου (**E**control) συγχρονισμένο με μία από τις δύο συνιστώσες (έστω την προπορευόμενη, κατά το σχήμα 5.12β), η πόλωση του σήματος εξόδου σχηματίζει γωνία 90° με την πόλωση του σήματος εισόδου. Συγκεκριμένα καθώς η συγχρονισμένη με τον παλμό ελέγχου συνιστώσα διέρχεται από τον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή, μεταβάλλει διαφορετικά τη φάση της (και το πλάτος της) από την άλλη συνιστώσα. Στην περίπτωση που αυτή η διαφορά στη μεταβολή της φάσης είναι ίση με π ακτίνια, το σήμα εξόδου θα έχει διαφορετική πόλωση από το σήμα εισόδου, όπως πολύ χαρακτηριστικά εικονίζεται στο σχήμα 5.12β. Επομένως με κατάλληλη διαφορική στροφή φάσης μπορεί να προκληθεί μεταβολή της πόλωσης του σήματος που διέρχεται από το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερύψηλων ταχυτήτων. Συνεπώς και με το συμβολόμετρο αυτό μπορούμε να πετύχουμε μεταγωγή του σήματος εισόδου στην επιθυμητή θύρα εξόδου. Όπως έγινε φανερό οι δύο θύρες εξόδου είναι δύο διαφορετικές και κάθετες μεταξύ τους πολώσεις.

Για την περιγραφή του μη γραμμικού συμβολόμετρου υπερύψηλων ταχυτήτων θεωρήθηκε ότι τη στιγμή που η καθυστερημένη συνιστώσα του σήματος εισόδου εισέρχεται στον ενισχυτή το κέρδος του έχει προλάβει να ανακάμψει. Η παραδοχή αυτή είναι αναγκαία ώστε να αποφευχθεί αλλοίωση του σήματος από φαινόμενα γραμμικής παραμόρφωσης (linear patterning effect) που περιγράφηκαν στην ενότητα 2.5. Ωστόσο, με δεδομένο ότι το σήμα διαχωρίζεται χρονικά στη διάρκεια μιας περιόδου του δυφίου (bit-slot), η παραπάνω παραδοχή προϋποθέτει χρόνο ανάκαμψης του ενισχυτή στο μισό της περιόδου του ρυθμού μετάδοσης.

5.3.2 Αρχή λειτουργίας του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s

Το δομικό διάγραμμα του δέκτη δεδομένων εκρηκτικής ροής με χρήση των μη γραμμικών συμβολόμετρων υπερύψηλων ταχυτήτων UNI, που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της διατριβής, φαίνεται στο σχήμα 5.13.



Σχήμα 5.13: Δομικό διάγραμμα του αμιγώς οπτικού δέκτη πακέτων εκρηκτικής ροής στα 10 Gb/s.

Τα πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής εισέρχονται στον ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή ο οποίος λειτουργεί στην κορεσμένη περιοχή του και επιτελεί την εξίσωση ισχύος των πακέτων μέσω του φαινομένου της μη γραμμικής ενίσχυσης. Η επιλογή του SOA για την εξίσωση των πακέτων σε σχέση με τις άλλες μεθόδους ψαλιδισμού έγινε γιατί το κύκλωμα σκόπευε να επιτύχει επιδόσεις στο δυναμικό εύρος της διαμόρφωσης πλάτους αντίστοιχες των ηλεκτρονικών, που υπερβαίνουν τα 16 dB. Με βάση αυτή τη συλλογιστική και δεδομένου ότι, όπως έχουμε ήδη αναλύσει στην ενότητα 2.5 η εξίσωση της στάθμης ισχύος των εισερχόμενων πακέταν στην έξοδο του ενισχυτή είναι δυνατή ακόμα και όταν τα εισερχόμενα πακέτα αποκλίνουν κατά πλάτος περισσότερο από 10 dB, επιλέχθηκε ο ενισχυτής SOA, μετατρέποντας με τον τρόπο αυτό τα εκρηκτικής ροής πακέτα σε πακέτα ασύγχρονης κίνησης.

Τα πακέτα εξόδου του κυκλώματος εξίσωσης ισχύος εισέρχονται, στη συνέχεια, στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων ασύγχρονης κίνησης, το οποίο αποτελείται από ένα φίλτρο Fabry-Perot και μια πύλη UNI (UNI2) με είσοδο ένα ισχυρό CW σήμα σε μήκος κύματος, έστω λ₂, τα οποία συνθέτουν το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, και από έναν επιπλέον οπτικό διακόπτη UNI (UNI3), που λειτουργεί ως AND ψηφιακή πύλη. Το κύκλωμα αυτό παρέχει το ανακτημένο σήμα πακέτων ρολογιού στο μήκος κύματος λ₂ του CW σήματος της πύλης UNI2, και το ανακτημένο σήμα δεδομένων στο μήκος κύματος λ₁, μετά την απόφαση, που λαμβάνεται στην οπτική πύλη AND.

Το κύκλωμα αμιγώς οπτικού δέκτη πακέτων εκρηκτικής ροής αν και ήταν πολύπλοκο στην υλοποίηση του λόγω της χρήσης των μη ολοκληρωμένων πυλών UNI, αποτέλεσε την πρώτη συνδυασμένη λειτουργία των επιμέρους υποσυστημάτων που στο παρελθόν είχαν αποδείξει ήδη σε πειραματικό επίπεδο τη λειτουργία τους.

5.3.3 Εξομοίωση τη λειτουργίας του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s

Η λειτουργία του προτεινόμενου 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s εξομοιώθηκε με χρήση του μοντέλου του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 2, ώστε να καθοριστούν οι παράμετροι λειτουργίας του. Συγκεκριμένα, για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος είναι αναγκαίος ο προσδιορισμός της λεπτότητας (finesse) του φίλτρου Fabry-Perot, των κερδών ασθενούς σήματος των ενισχυτών SOA, καθώς και οι ισχείς των σημάτων σε κάθε σημείο του κυκλώματος.

Τα χαρακτηριστικά του σήματος εισόδου επιλέχθηκαν ώστε να προσομοιώνουν το σήμα που μπορούσε να κατασκευαστεί πειραματικά, και για το λόγο αυτό επιλέχθηκαν Gauss παλμοί με χρονικό εύρος 7 ps, χρονική ολίσθηση φάσης (jitter) με rms τιμή 2ps και περίοδο 100ps ενώ τα πακέτα δεδομένων ήταν διάρκειας 40-70 δυφίων. Για την προσομοίωση των μη γραμμικών συμβολόμετρων υπερύψηλων ταχυτήτων UNI, ο κώδικας του συμβολομέτρου Mach-Zehnder τροποποιήθηκε κατάλληλα ώστε να γίνεται χρήση μόνο ενός SOA και η διαφορά κέρδους και φάσης των δυο συνιστωσών να λαμβάνονται από το πρώτο και δεύτερο μισό της ίδιας περιόδου δυφίου (bit slot) για κάθε συνιστώσα αντίστοιχα. Οι παράμετροι για τους ενισχυτές SOA προσομοιώνουν τα χαρακτηριστικά των διαθέσιμων πειραματικών ενισχυτών του πανεπιστημίου της Ζυρίχης (ενότητα 2.3), με κέρδος ασθενούς σήματος Go= 30 dB, παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής αn=6, χρόνος ανάκαμψης κέρδους 80 ps και ενέργεια κορεσμού κέρδους Esat = 1000fJ.



Σχήμα 5.14: Αποτελέσματα εξομοίωσης της λειτουργίας του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής με UNI. Ίχνη και διαγράμματα ματιού για(a) είσοδος (ριπές δεδομένων), (b) εξισωμένα πακέτα (c) ανακτημένα ρολόγια (d) αναγεννημένα δεδομένα

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 5.14, όπου αποτυπώνονται τα ίχνη και τα διαγράμματα ματιού για το σήμα εισόδου, την έξοδο του τμήματος εξίσωσης ισχύος, η έξοδος του φίλτρου Fabry-Perot, η έξοδος του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και η έξοδος της πύλης απόφασης αντίστοιχα. Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.14, το βάθος διαμόρφωσης πλάτους του σήματος εισόδου ορίστηκε στα 16 dB (σχήμα 5.14α), ενώ για ικανοποιητική εξίσωση ισχύος στην έξοδο

του ενισχυτή απαιτήθηκε μέγιστη ισχύ κορυφής (Ppeak) του σήματος εισόδου στα 80 mW περίπου. Για την ισχύ αυτή επετεύχθη εξίσωση ισχύος των πακέτων δεδομένων με 2dB απόκλιση, που ωστόσο είναι μέσα στα ανεκτά όρια για την ορθή λειτουργία των τμημάτων που ακολουθούν. Η επιλογή ενός φίλτρου με μικρή λεπτότητα (finesse) της τάξης του 20 αύξησε τη διαμόρφωση πλάτους του παραγόμενου σήματος ρολογιού στα 10 dB. Ωστόσο, η πύλη ψαλιδισμού κατάφερε να αναιρέσει αυτή τη διαμόρφωση από το σήμα, με απαιτήσεις ισχύος 1mW για το CW σήμα και 80 mW ισχύος κορυφής για το σήμα της εξόδου του φίλτρου Fabry-Perot. Αξίζει να παρατηρήσουμε τη μείωση της χρονικής ολίσθησης φάσης στο παραγόμενο σήμα ρολογιού, που βρίσκεται ότι είναι στο μισό της χρονικής ολίσθησης φάσης του σήματος εισόδου, δηλαδή 1 ps. Τέλος, για την πύλη απόφασης και την υλοποίηση της AND λειτουργίας απαιτήθηκαν 200 μW ισχύς κορυφής του σήματος των εξισωμένων πακέτων δεδομένων, και 10 mW μέση ισχύς για το σήμα ρολογιού. Τα ανακτημένα δεδομένα στην έξοδο αποτελούνται από πακέτα ίσου πλάτους, ενώ είναι εμφανής η αναίρεση της χρονικής ολίσθησης φάσης. Η εξομοίωση πραγματοποιήθηκε για διάφορες τιμές του rms timing jitter στο σήμα εισόδου από 0,5ps εώς 4ps, όπου διαπιστώθηκε ότι το κύκλωμα είναι σε θέση να αίρει περισσότερη από τη μισή ολίσθηση φάσης σε κάθε περίπτωση, με την επιδοσή του να βελιτώνεται για μεγάλες τιμές του rms timing jitter εισόδου. Το σχήμα 5.15 συνοψίζει αυτό το αποτέλεσμα.



Σχήμα 5.15: Εξομοίωση της καταπίεσης της τυχαίας φάσης ολίσθησης για την έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot και της εξόδου του UNI

5.3.4. Πειραματική υλοποίηση του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s

Το Σχήμα 5.16 εμφανίζει την πειραματική διάταξη που υλοποιήθηκε και χωρίζεται σε τρία μέρη: τη γεννήτρια του σήματος εκρηκτικής ροής, το κύκλωμα εξίσωσης πακέτων, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και το κύκλωμα απόφασης. Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή των επιμέρους τμημάτων και των πειραματικών αποτελεσμάτων.

Α.Γεννήτρια δεδομένων εκρηκτικής ροής

Η γεννήτρια του σήματος εκρηκτικής ροής στο συγκεκριμένο πείραμα αποτελεί μια απλοποιημένη υλοποίηση της γεννήτριας που περιγράφηκε στην ενότητα 4.5. Όπως φαίνεται από το σχήμα, περιλαμβάνει μια διοδική πηγή laser κατανεμημένης ανάδρασης (LD1- DFB laser), η οποία λειτουργεί με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής (gain switching) (Παράρτημα A). Η πηγή LD1 εκπέμπει στο μήκος κύματος 1549,2 nm και οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια αρμονικών σημάτων στη 9,95328 GHz, οπότε παράγει στην έξοδό της ένα οπτικό σήμα ρολογιού στην αυτή συχνότητα με οπτικούς παλμούς τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (Return-to-Zero - RZ) και σχήματος Gauss.



Σχήμα 5.16: Πειραματική διάταξη του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής με UNI στα 10 GB/s

Αυτό το σήμα συμπιέζεται γραμμικά, στη συνέχεια, μέσα σε 540 μέτρα ίνας αρνητικής διασποράς (Dispersion Compensation Fiber-DCF), η οποία έχει παράμετρο διασποράς D=-93,6 ps/nm/km. Στην έξοδο της ίνας αυτής το χρονικό εύρος των παλμών Gauss είναι ίσο με 7 ps. Το πλάτος του παραγόμενου παλμού Gauss είναι ικανοποιητικό για ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 10GB/s και για το λόγο αυτό δεν κρίνεται σκόπιμη περαιτέρω συμπίεση. Η παραγόμενη παλμοσειρά διαμορφώνεται, στη συνέχεια, εξωτερικά (external modulation) με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD1) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO₃ modulator), ο οποίος οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια 2⁷-1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence Generator – PRBS Generator). Στην έξοδο του διαμορφωτή παράγεται, επομένως, μια οπτική 2⁷-1 ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων σε συχνότητα 9,95328 Gb/s, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.17.



Γεώργιος Θ. Κανέλλος

Σχήμα 5.17: Χρονικό τμήμα της 2⁷-1 οπτικής ψευδοτυχαίας ακολουθίας δεδομένων στα 9,95328 Gb/s

Το σήμα αυτό εισάγεται στη συνέχεια στο δεύτερο διαμορφωτή (MOD2) νιοβικού λιθίου, ο οποίος οδηγείται με κατάλληλο RF σήμα για την παραγωγή των πακέτων δεδομένων και στη συνέχεια στο στάδιο ασύγχρονης ροής δεδομένων, όπου παράγονται τα ασύγχρονα πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με παρόμοιο τρόπο που περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.1. Η τελική ακολουθία πακέτων δεδομένων με τα πακέτα ίσου μήκους και διάρκειας 40 δυφίων φαίνεται στο σχήμα 5.18.



Σχήμα 5.18: Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων δεδομένων με διαφορετικές στάθμες

Β. Κύκλωματα εξίσωσης ισχύος, ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων

Ως κύκλωμα εξίσωσης ισχύος χρησιμοποιήθηκε ένας ημιαγώγιμος οπτικός ενισχυτής κατασκευασμένος στο Πανεπιστήμιο της Ζυρίχης (ETHZ) σαν συμπαγής αυλακωτός InGaAsP/InP κυματοδηγός μήκους 1,5 mm. Τα κύρια χαρακτηριστικά του ήταν τα 27 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm και 24 dB κέρδος στα 1545 nm, 3 dB αξονική διαφορά κέρδους, και 80 psec χρόνο ανάκτησης κέρδους για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 750 mA. Για την ψύξη του, ο SOA τοποθετήθηκε πάνω σε κατάλληλη ψήκτρα και η θερμοκρασία του διατηρούνταν σταθερή στους 20°C με την κατάλληλη τροφοδοσία μίας θερμό-αγώγιμης πλατφόρμας Peltier, όπου ανάλογα με το ρεύμα που διέρχεται από αυτήν, εντείνεται ή όχι την αποβολή θερμότητας στο SOA.

Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού αποτελείται από ένα οπτικό φίλτρο Fabry-Perot ακολουθούμενο από ένα οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού. Το φίλτρο Fabry-Perot έχει ελεύθερη φασματική περιοχή ίση με τη συχνότητα μετάδοσης των οπτικών πακέτων δεδομένων, δηλ. 9,95328 GHz, και λεπτότητα F ίση με 20,7. Αυτή η τιμή λεπτότητας του φίλτρου αντιστοιχεί για τη συγκεκριμένη τιμή ελεύθερης φασματικής περιοχής σε εύρος

ζώνης των κορυφών μετάδοσης του φίλτρου ίσο με 500 MHz και σε 1/ε χρόνο ζωής (life-time) του φίλτρου ίσο με 8 δυφία. Κατά συνέπεια, το συγκεκριμένο κύκλωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση ρολογιού από σήμα δεδομένων με μέγιστο αριθμό συνεχόμενων μηδενικών ίσο με 8. Οι συνολικές απώλειες του φίλτρου είναι ίσες με 13 dB. Για το λόγο αυτό, το σήμα ενισχύεται, αφού βγει από το φίλτρο, και εισέρχεται, στη συνέχεια, ως σήμα ελέγχου στο κύκλωμα οπτικού ψαλιδισμού.

Το κύκλωμα οπτικού ψαλιδισμού αποτελείται από μια οπτική πύλη UNI ρυθμισμένη για λειτουργία στα 9,95328 Gb/s με σήμα εισόδου ένα ισχυρό οπτικό CW σήμα. Ο SOA, που χρησιμοποιήθηκε ως το μη γραμμικό μέσο της πύλης UNI, είναι ένας συμπαγής αυλακωτός InGaAsP/InP κυματοδηγός μήκους 1,5 mm, με 27 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm και 24 dB κέρδος στα 1545 nm, 3 dB αξονική διαφορά κέρδους, και 100 psec χρόνο ανάκτησης κέρδους για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 750 mA (Παράρτημα B). Στη θύρα μεταγωγής S της πύλης UNI του κυκλώματος ψαλιδισμού συνδέεται, επιπλέον, ένα κομμάτι ίνας αναίρεσης της διασποράς (DCF ίνας) μήκους 1 km και παραμέτρου διασποράς D= - 97 ps/nm/km, το οποίο χρησιμοποιείται για τη χρονική συμπίεση των παλμών εξόδου του κυκλώματος ψαλιδισμού.

Το κύκλωμα απόφασης αποτελείται επίσης από μια οπτική πύλη UNI ρυθμισμένη για λειτουργία στα 9,95328 Gb/s με σήμα εισόδου τα ανακτημένα πακέτα ρολογιού, ενώ σαν σήμα ελέγχου εισέρχονται τα εξισωμένα αλλά όχι αναγεννημένα πακέτα. Για το συγχρονισμό των πακέτων δεδομένων με τα αντίστοιχα πακέτα ρολογιού έχει τοποθετηθεί ίνα ίση με περίπου 100m από το συζεύκτη διαχωρισμού των εξισωμένων πακέτων μέχρι την είσοδο τους στην πύλη UNI2. Και σε αυτή την περίπτωση , ο SOA που χρησιμοποιήθηκε ως το μη γραμμικό μέσο της πύλης UNI, είναι ένας συμπαγής αυλακωτός InGaAsP/InP κυματοδηγός μήκους 1,5 mm, με 27 dB κέρδος ασθενούς σήματος στα 1550 nm και 24 dB κέρδος στα 1545 nm, 3 dB αξονική διαφορά κέρδους, και 100 psec χρόνο ανάκτησης κέρδους για ρεύμα έγχυσης του SOA ίσο με 750 mA.



Σχήμα 5.19. α) Πανοραμική φωτογραφία ολόκληρης της εργαστηριακής διάταξης του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής καταλαμβάνοντας εργαστηριακά τραπέζια εμβαδού 1,5m x 5m. β) Λεπτομέρεια του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.

Τα ανακτημένα δεδομένα εξέρχονται από τη θύρα μεταγωγής S της πύλης UNI2. Φωτογραφία της συνολικής διάταξης, όπως αυτό υλοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσης διατριβής στο Ε.Φ.Ε., φαίνεται στο σχήμα 5.19, όπου γίνεται εμφανής ο φυσικός χώρος που απαιτήθηκε (εργαστηριακά τραπέζια εμβαδού 1,5m x 5m).

5.3.5. Πειραματικά αποτελέσματα του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 10Gb/s

Το Σχήμα 5.20 αναπαριστά συνεπτυγμένα τα αποτελέσματα του πειράματος που πάρθηκαν με η βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου. Στη αριστερή μεριά του σχήματος εμφανίζεται το ίχνος της παλμοσειράς των πακέτων για την περίπτωση του σήματος εισόδου, της εξόδου από το στάδιο εξίσωσης ισχύος, της εξόδου του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και το τελικό σήμα εξόδου των ανακτημένων δεδομένων εκρηκτικής ροής.



Σχήμα 5.20: Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων δεδομένων για (a) είσοδος (ριπές δεδομένων), (b) εξισωμένα πακέτα (c) ανακτημένα ρολόγια (d) αναγεννημένα δεδομένα

Στη δεξιά μεριά του σχήματος φαίνονται τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού. Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.20α, για την πειραματική επαλήθευση της λειτουργίας του 3R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής δημιουργήθηκε ένα σήμα αποτελούμενο από ασύγχρονα πακέτα δεδομένων, μήκους 40 bit το καθένα σε ρυθμό μετάδοσης 10Gb/s, ενώ οι αποστάσεις από πακέτο σε πακέτο ήταν 2,4ns και 2,6ns αντίστοιχα. Η διαφορά στη στάθμη ισχύος των πακέτων ήταν μπορούσε να μεταβάλλεται και οι επιδόσεις του κυκλώματος μελετήθηκαν για διάφορες τιμές. Στο σχήμα αποτυπώνεται η διαφορά των 16 dB, που ήταν και η μέγιστη δυνατή για την επιτυχή λειτουργία του κυκλώματος. Η εντυπωσιακή αυτή διαφορά στη στάθμη ισχύος έρχεται να επαληθευτεί και από το γεγονός ότι ο λόγος αντίθεσης των άσσων προς τα μηδενικά (extinction ratio) για το σήμα εισόδου πρίν διαμορφωθούν κατά πλάτος τα πακέτα, μετρήθηκε και βρέθηκε ίσος με 18 dB. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι τα εξασθενημένα πακέτα βρίσκονταν οριακά ψηλότερα κατά 2 dB από τη στάθμη του θεωρούμενου μηδέν. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η ποιότητα του σήματος εισόδου είχε σκοπίμως αλλοιωθεί με την εφαρμογή ενός μη κορεσμένου ενισχυτή ερβίου EDFA, ώστε το σήμα να εμφανίζει ενισχυμένη διαμόρφωση πλάτους ανάμεσα στους παλμούς της τάξεως των 3 dB, καθώς και χρονική ολίσθησης φάσης μεταξύ τους η ενεργή τιμή της οποίας μετρήθηκε ίση με 1,6 ps.

Στο Σχήμα 5.20β παρουσιάζεται η λειτουργία της εξίσωσης ισχύος με τη χρήση κορεσμένου ενισχυτή, που αναλύθηκε εκτενώς στην ενότητα 2.5. Αναφορικά με το συγκεκριμένο πείραμα, οφείλουμε να παρατηρήσουμε την πλήρη αναίρεση της διαφοράς στη στάθμη ισχύος των πακέτων, καθώς επίσης και τη μερική εξίσωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών, όπως φαίνεται στο αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Επιπλέον γίνεται εμφανής στο ίδιο διάγραμμα η αλλοίωση του σχήματος των παλμών που ανήκουν στα ενισχυμένα πακέτα, με ψαλιδισμό της κορυφής τους και διεύρυνση του πλάτους των παλμών. Το πειραματικό αυτό αποτέλεσμα επιβεβαιώνει το αποτέλεσμα της εξομοίωσης ενώ παράλληλα αποκαλύπτει πως η εφαρμογή ενός δυναμικού εύρους της τάξεως των 16 dB στον SOA αναπόφευκτα οδηγεί τα ισχυρά





Το Σχήμα 5.20γ παρουσιάζει το αποτέλεσμα της λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού. Από το ίχνος του παλμογράφου γίνεται εμφανές ότι όλα τα bit δεδομένων των πακέτων έχουν αντικατασταθεί από παλμούς, στη συχνότητα ρυθμοδότησης των δεδομένων. Το διάγραμμα ματιού αποκαλύπτει την εξαιρετική ποιότητα των παλμών, τόσο από το άνοιγμα του ματιού όσο και από τη λεπτότητα της γραμμής του, που αντιστοιχεί σε αισθητή μείωση της χρονικής ολίσθησης φάσης των παλμών και μείωση της διαμόρφωσης πλάτους σε λιγότερο από 1dB. Η πλήρης λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού αποτυπώνεται στο Σχήμα 5.21 για ένα από τα πακέτα εισόδου. Στην πρώτη σειρά φαίνεται το οπτικό πακέτο δεδομένων με χρονικό εύρος 4 ns, τα οποίο εισέρχεται στο κύκλωμα ανάκτησης πακέτου

είναι μικρό (της τάξεως του 50%). Στο σχήμα 5.21β απεικονίζεται η αντίστοιχη έξοδος του φίλτρου Fabry-Perot, όπου φαίνεται χαρακτηριστικά ότι το σήμα εξόδου του φίλτρου είναι ένα υποτυπώδες σήμα ρολογιού σε μορφή πακέτων. Στο παραγόμενο σήμα δεν υπάρχουν, πλέον, μηδενικά δυφία, καθώς υπάρχουν παλμοί ρολογιού σε όλη τη χρονική διάρκεια του πακέτου. Ο χαρακτηρισμός του σήματος του σχήματος 5.21β ως υποτυπώδες ρολόι οφείλεται στο γεγονός ότι υπάρχει μια πολύ έντονη διαμόρφωση στο πλάτος αυτών των παλμών ρολογιού. Μια σημαντική παρατήρηση είναι το γεγονός, ότι το υποτυπώδες πακέτο ρολογιού, που παράγεται στην έξοδο του φίλτρου, ξεκινά αμέσως μετά την είσοδο του πακέτου δεδομένων. Επίσης, η χρονική διάρκεια του υποτυπώδους πακέτου ρολογιού είναι περίπου ίση με τη χρονική διάρκεια του αρχικού πακέτου εισόδου, ελαφρώς διευρυμένη κατά περίπου 8 παλμούς εκθετικά μειούμενου πλάτους στην «ουρά» του πακέτου λόγω του αντίστοιχου χρόνου ζωής του Fabry-Perot φίλτρου.

Στο σχήμα 5.21γ απεικονίζεται η αντίστοιχη έξοδος του συνολικού κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, όταν ως σήμα ελέγχου στην οπτική πύλη UNI του κυκλώματος ψαλιδισμού χρησιμοποιείται το σήμα εξόδου του Fabry-Perot φίλτρου. Όπως προκύπτει, το κύκλωμα ψαλιδισμού αίρει σε μεγάλο βαθμό την διαμόρφωση πλάτους των παλμών ρολογιού, που παρέχει το Fabry-Perot φίλτρο, και παράγει ένα πακέτο ρολογιού με σχεδόν ίσου πλάτους παλμούς για κάθε αντίστοιχο αρχικό πακέτο δεδομένων. Το ανακτημένο πακέτο ρολογιού έχει χρόνο ανάκτησης ίσο με 1 ως 2 δυφία και χρόνο εξασθένησης ίσο με 8 δυφία, περίπου, μετά το πέρας του πακέτου δεδομένων εισόδου. Η λεπτομερής ανάλυση της λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού επέδειξε αξιόλογες επιδόσεις για το χρόνο ανάκτησης ρολογιού (rise-time) ή, αλλιώς, χρόνος κλειδώματος (locking time) του κυκλώματος ίσο με 2 bit και χρόνο σβέσης ή εξασθένησης του ανεκτημένου ρολογιού ίσο με 8 bit. Οι χρόνοι αυτοί είναι σε πλήρη αντιστοιχία με τους χρόνους ζωής του χρησιμοποιούμενου Fabry-Perot φίλτρου, που καθορίζονται από τη λεπτότητα του φίλτρου. Η διαμόρφωση πλάτους μεταξύ των 40 πιο ισχυρών παλμών ρολογιού στο ανακτημένο σήμα ρολογιού είναι λιγότερο από 1,5 dB, ορίζοντάς τη ως το λόγο των πλατών του υψηλότερου και του χαμηλότερου παλμού. Η μείωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών στην έξοδο του οπτικού κυκλώματος ψαλιδισμού οφείλεται στον έντονο κορεσμό της πύλης UNI από το CW σήμα εισόδου της, οπότε κάθε παλμός του υποτυπώδους πακέτου ρολογιού προκαλεί ολίσθηση φάσης π μεταξύ των δύο πολωτικών συνιστωσών του CW σήματος μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης. Οι συνθήκες λειτουργίας της οπτικής πύλης UNI για τα παραπάνω αποτελέσματα περιλαμβάνουν ισχύ του CW σήματος στην είσοδο του SOA ίση με 1 mW και μέση ενέργεια των παλμών ελέγχου ίση με 110 fJ ανά παλμό, για dc ρεύμα οδήγησης του SOA ίσο με 700 mA.

Τέλος, το Σχήμα 5.20δ απεικονίζει το ίχνος της εξόδου της πύλης απόφασης και το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού του ασύγχρονου ανακτημένου σήματος δεδομένων. Η βελτίωση σε σχέση με τα αρχικά δεδομένα είναι εμφανής, ιδιαίτερα όσον αφορά τη διαμόρφωση πλάτους των παλμών των δυο πακέτων, που είναι πλέον ίσα. Το διάγραμμα ματιού είναι εμφανώς πιο «ανοικτό» από το αντίστοιχο των αρχικών δεδομένων, υποδεικνύοντας επιτυχή αναγέννηση του σήματος στην έξοδο. Ανάλογα αποτελέσματα προέκυψαν, βέβαια, για διάφορες σχέσεις χρονισμού μεταξύ των ασύγχρονων πακέτων, επιδεικνύοντας πάντα επιτυχή ανάκτηση ρολογιού και δεδομένων στην έξοδο του κυκλώματος. Για την πύλη απόφασης οι συνθήκες λειτουργίας περιλαμβάνουν: ρεύμα έγχυσης στον SOA ίσο με 700mA και μέση ενέργεια των παλμών δεδομένων είναι 10 fJ ανά παλμό, ενώ η μέση ενέργεια των ανακτημένων παλμών ρολογιού είναι 36 fJ ανά παλμό. Οι αναγεννητικές ιδιότητες της πύλης πηγάζουν από την έντονη μη γραμμική συμπεριφορά της λειτουργίας AND. Ο ημιαγωγός του διακόπτη, στη συγκεκριμένη συνδεσμολογία, λειτουργεί στην περιοχή έντονου κορεσμού, με αποτέλεσμα η συνημιτονοειδής συνάρτηση μεταφοράς του συμβολομέτρου να εκφυλίζεται σε μια καμπύλη παρόμοια με αυτή της βηματικής συνάρτησης και ο διακόπτης να παρουσιάζει αυξημένες δυνατότητες, όσον αφορά στη μείωση της διαμόρφωση πλάτους των εισερχόμενων παλμών. Επίσης, με κατάλληλο χρονισμό των παλμών δεδομένων εισόδου με το χρονικό παράθυρο μεταγωγής του διακόπτη, η διάταξη αποδίδει ανακτημένους παλμούς δεδομένων με μειωμένη χρονική ολίσθηση συγκριτικά με τους παλμούς των αρχικών δεδομένων εισόδου.

Μέτρηση χρονικής ολίσθησης φάσης του 3R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτική ροής





Ιδιαίτερη σημασία για ένα κύκλωμα 3R αναγέννησης έχει η επίδοση του σε σχέση με τη μείωση χρονικής ολίσθησης των παλμών. Για το λόγο αυτό πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις ολίσθησης φάσης σε κάθε στάδιό της διάταξης με τη βοήθεια της μεθόδου μικροκυματικής φασματικής ανάλυσης. Είναι η πιο διαδεδομένη μέθοδος υπολογισμού

της μέσης χρονικής ολίσθησης ενός σήματος και έχει χρησιμοποιηθεί για το χαρακτηρισμό πληθώρας κυκλωμάτων, κυρίως οπτικών υψίρρυθμων και οπτικών κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού. Αναλυτική θεωρητική θεμελίωση αυτής της μεθόδου μπορεί να βρεθεί στην [5.42].

Η μέθοδος αυτή απαιτεί τη χρήση μικροκυματικού αναλυτή φάσματος ως διαγνωστικού οργάνου και βασίζεται στο γεγονός, ότι το φασματικό περιεχόμενο του θορύβου φάσης ενός σήματος ανιχνεύεται στη βάση κάθε αρμονικής ρολογιού του σήματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.22. Σ' αυτό διακρίνονται οι δύο όροι του φασματικού υποβάθρου σε μια αρμονική συνιστώσα ρολογιού στη συχνότητα n·fi. Ο πρώτος όρος του υποβάθρου είναι το φασματικό περιεχόμενο του θορύβου πλάτους και αποδίδεται με την καμπύλη P_A(ω), της οποίας η μέγιστη τιμή συμβολίζεται με P_C. Στην ουσία, δείχνει το μέγεθος της διακύμανσης πλάτους των παλμών του σήματος. Ο δεύτερος όρος του υποβάθρου είναι φασματικά στενότερος από τον πρώτο όρο, αλλά έχει μεγαλύτερο πλάτος από αυτόν, με αποτέλεσμα να φαίνεται σαν να σχηματίζει ένα επιπρόσθετο βάθρο πάνω στο υπόβαθρο του πρώτου όρου. Αυτός ο δεύτερος όρος αποτελεί το φασματικό περιεχόμενο του θορύβου φάσης και αποδίδεται με την καμπύλη P_J(ω), η οποία, όπως φαίνεται στο σχήμα, έχει μέγιστο επίσης στη συχνότητα n·fi και ίσο με P_B. Με P_A συμβολίζεται το πλάτος της «καθαρής» αρμονικής ρολογιού στη συχνότητα n·fi. Από τα παραπάνω ορίζεται ως

$$(\Delta E/E)^2 = \left\langle A^2 \right\rangle = \int_{-\infty}^{\infty} P_A(\omega) d\omega$$
(5.6)

η μέση τετραγωνική τιμή (rms value) της απόκλισης ή διακύμανσης του πλάτους ΔΕ των παλμών από τη μέση ενέργεια παλμού Ε, η οποία είναι ίση με το εμβαδόν της περιοχής, που περικλείεται από την καμπύλη φασματικής ισχύος του πρώτου όρου του υποβάθρου, ως

$$(\Delta t / T)^{2} = \langle J^{2} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} P_{J}(\omega) d\omega$$
(5.7)

Η μέση τετραγωνική τιμή της χρονικής ολίσθησης Δt των παλμών από την περίοδο T του σήματος, η οποία είναι ίση με το εμβαδόν της περιοχής, που περικλείεται από την καμπύλη φασματικής ισχύος του δεύτερου όρου του υποβάθρου. Το φασματικό περιεχόμενο της διακύμανσης πλάτους είναι σταθερό και ανεξάρτητο από την τάξη της αρμονικής ρολογιού, ενώ το μέγιστο της καμπύλης του φασματικού περιεχομένου του θορύβου φάσης μεταβάλλεται με την τάξη n της αρμονικής ρολογιού με την παραβολική σχέση (2πn)². Επομένως, η μηδενικής τάξεως αρμονική προσφέρεται για τον υπολογισμό της διακύμανσης πλάτους του σήματος, ενώ οι υψηλές αρμονικές ρολογιού προσφέρονται για τον υπολογισμό της χρονικής ολίσθησης των παλμών του σήματος. Με χρήση των σχέσεων (5.6) και (5.7) και της παραβολικής εξάρτησης (2πn)² του θορύβου φάσης από την τάξη n της αρμονικής ρολογιού, θεωρώντας, επιπλέον, τα δύο «βάθρα» θορύβου πλάτους και φάσης προσεγγιστικά ως τρίγωνα με φασματικό εύρος ημίσειας ισχύος Δf_A και Δf_J, αντίστοιχα, τότε η διακύμανση πλάτους υπολογίζεται ως

$$\sigma_A = \Delta E / E = \sqrt{\frac{P_C \cdot \Delta f_A}{P_A \cdot \Delta f_{res}}}$$
(5.8)

και η χρονική ολίσθηση ως

$$\sigma_{J} = \Delta t / T = \frac{1}{2\pi n} \sqrt{\frac{P_{B} \cdot \Delta f_{J}}{P_{A} \cdot \Delta f_{res}}}$$
(5.9)

Στις προηγούμενες σχέσεις, τα P_A, P_B και P_C είναι τα μέγιστα των αντίστοιχων καμπυλών, όπως αυτά ορίστηκαν στο σχήμα 5.22, ενώ με Δfres συμβολίζεται η παράμετρος του φασματικού εύρους διακριτικής ικανότητας του μικροκυματικού αναλυτή φάσματος στη συγκεκριμένη μέτρηση (resolution bandwidth). Επομένως, μετρώντας τα μεγέθη P_A, P_B, και Δf_J από το φάσμα του σήματος, η χρονική απόκλιση του σήματος υπολογίζεται σε κάθε αρμονική ρολογιού μέσω της σχέσης 5.9 ως η υπόρριζη ποσότητα του λόγου της ενέργειας της αρμονικής ρολογιού προς την ενέργεια του «βάθρου» του θορύβου φάσης, με μια αντιστρόφως ανάλογη εξάρτηση από την τάξη n της αρμονικής ρολογιού.



Σχήμα 5.24: Καμπύλες φασματικού περιεχομένου του θορύβου φάσης της 4ης τάξης αρμονικής για α) σήμα εισόδου β) σήμα εξόδου γ) ανακτημένο ρολόι

Για τη συγκεκριμένη μέτρηση που πραγματοποιήσαμε, χρησιμοποιήθηκε ένας μικροκυματικός αναλυτής φάσματος και μία φωτοδίοδος εύρους 40 GHz. Το Σχήμα 5.23 αποτυπώνει σε λογαριθμική κλίμακα την τέταρτη αρμονική (στα 40GHz) των σημάτων που μετρήθηκαν, για ένα έυρος 10 MHz από το κέντρο της αρμονικής. Με ολοκλήρωση των αντίστοιχων εμβαδών κάτω από τις καμπύλες του Σχήμα 5.23 και με βάση τους τύπους 5.8 και 5.9 βρέθηκε ότι η χρονική ολίσθηση των αρχικών παλμών

δεδομένων ήταν ίση με 1,6 psec, ενώ η χρονική ολίσθηση των ανακτημένων παλμών δεδομένων είναι σαφώς μειωμένη και ίση με 920 fsec. Για τους ανακτημένους παλμούς ρολογιού η χρονική τους ολίσθηση μετρήθηκε ίση με 700 fsec.

Οι παραπάνω μετρήσεις καταδεικνύουν την ισχυρή ικανότητα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού να καταπιέζει τη χρονική ολίσθηση φάσης του σήματος εισόδου. Οι μετρήσεις αποκαλύπτουν ότι για το συγκεκριμένο σήμα εισόδου και τη δεδομένη λεπτότητα του φίλτρου επιτυγχάνεται συμπίεση της χρονική ολίσθηση φάσης περισσότερο από 50%. Η τιμή αυτή μπορεί να είναι ακόμη μεγαλύτερη στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί φίλτρο με μεγαλύτερη λεπτότητα. Ωστόσο, όπως εξηγήθηκε και στην ενότητα 5.2, αυτό θα επιφέρει αύξηση του χρόνου κλειδώματος και σβέσης του ρολογιού. Επομένως η τιμή της λεπτότητας του φίλτρου προκύπτει από τον συμβιβασμό της καταπίεσης της χρονικής ολίσθησης σε σχέση με τους απαιτούμενους χρόνους κλειδώματος και σβέσης των πακέτων ρολογιού.

5.4. 3R Αναγέννηση Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 40Gb/s (3R BMR)

Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζουμε το πρώτο αμιγώς οπτικό κύκλωμα 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s. Το κύκλωμα είναι αποκλειστικά βασισμένο σε εμπορικά διαθέσιμα, υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα Mach-Zehnder με οπτικό ενισχυτή ημιαγωγών SOA. Ο 3R BMR λειτουργεί στα 40Gb/s με ασύγχρονα και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος της τάξεως των 9 dB.

5.4.1.Αρχιτεκτονική του κυκλώματος 3R αναγέννησης εκρηκτικής ροής

Στο Κεφάλαιο 4 της παρούσας διατριβής παρουσιάστηκε το κύκλωμα 2R αναγέννησης εκρηκτικής ροής, που ήταν ικανό να λειτουργεί σε ρυθμούς μετάδοσης 40 Gb/s, χωρίς ωστόσο να παρέχει τη δυνατότητα επαναχρονισμού των δεδομένων (retime). Το υποσύστημα αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μειώσει τις μεγάλες αποκλίσεις ισχύος των πακέτων μέσα σε ένα εύρος των 2 dB και να εξασφαλίσει την λήψη δεδομένων εκρηκτικής ροής χωρίς λάθη. Ωστόσο, για τη μετάβαση σ' ένα πλήρες κύκλωμα 3R αναγέννησης εκρηκτικής ροής είναι απαραίτητο να εφαρμοστεί ένας 3R αναγεννητής δεδομένων ώστε να βελτιώσει την ποιότητα των ισοσταθμισμένων πακέτων δεδομένων όσον αφορά τις διαταραχές στον συγχρονισμό φάσης και το πλάτος των παλμών τους. Σε αυτή την ενότητα συνδυάζουμε τις λειτουργίες ενός 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής και ενός 3R αναγεννητή δεδομένων για να παρουσιάσουμε για πρώτη φορά ένα ολοκληρωμένο αμιγώς οπτικό 3R σύστημα αναγέννησης εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s με τη χρησιμοποίηση μιας σειράς τεσσάρων ολοκληρωμένων υβριδικών SOA-MZIs. Το Σχήμα 5.25 παρουσιάζει το αρχιτεκτονικό διάγραμμα του κυκλώματος που συνδυάζει τα δυο παραπάνω υποσυστήματα. Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή του υποσυστήματος 3R αναγέννησης δεδομένων στα 40 Gb/s.



Σχήμα 5.25 Αρχιτεκτονικό διάγραμμα του 3R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής 40 Gb/s

Στην ενότητα 5.2, η γενική μορφή ενός οπτικού 3R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής περιγράφεται ως ένα σύστημα που απαρτίζεται από το κύκλωμα εξίσωσης πακέτων, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και το στοιχείο απόφασης. Στην επιμέρους περιγραφή των δυο υποσυστημάτων της 3R αναγέννησης, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού απαρτίζεται από ένα οπτικό φίλτρο Fabry-Perot με σχετικά μικρή λεπτότητα ακολουθούμενο από ένα κύκλωμα ψαλιδισμού που υλοποιείται με τη χρήση ενός κορεσμένου συμβολόμετρου MZI, ενώ το στοιχείο απόφασης αποτελείται από μια δεύτερη πύλη MZI ρυθμισμένη κατάλληλα ώστε να επιτελεί την πράξη AND. Στην ενότητα 3.5 περιγράφεται αναλυτικά η τεχνική PUSH-PULL με την οποία δίνεται η δυνατότητα στις συμβολομετρικές διατάξεις MZI να λειτουργούν σε ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους απ' αυτούς που επιτρέπουν οι χρόνοι ανάκαμψης των ενισχυτών ενώ επιβεβαιώνεται η ικανότητα λειτουργίας τους σε ρυθμούς μετάδοσης της τάξεως των 40 Gb/s. Επομένως, η αναβάθμιση ενός κυκλώματος 3R Αναγέννησης Δεδομένων ώστε να λειτουργεί σε ρυθμούς μετάδοσης 40 Gb/s θα μπορούσε να είναι δυνατή με κατάλληλη ρύθμιση των πυλών MZI ώστε να λειτουργούν με βάση την τεχνική PUSH-PULL και αντίστοιχη επιλογή του FSR του φίλτρου Fabry-Perot ίση με το ρυθμό μετάδοσης.

Ωστόσο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.25, γίνεται χρήση μιας επιπλέον πύλης MZI πριν το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, η οποία επιτελεί τη λειτουργία της μετατροπής του μήκους κύματος του εισερχόμενου σήματος. Η εξήγηση της επιπλέον αυτής προσθήκης απαιτεί τη λεπτομερή ανάλυση της λειτουργίας του φίλτρου Fabry-Perot σε σχέση με την ποιότητα και τα χαρακτηριστικά της οπτικής δέσμης που εισέρχεται σ' αυτό. Στην μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας του φίλτρου στην ενότητα 5.2 η εξίσωση του εισερχόμενου πεδίου στο φίλτρο δίνεται από τη γενική έκφραση

$$\tilde{E}_{in} = E_{in} \cdot e^{-j\omega t + \phi(t)}$$

όπου έχουμε κάνει την παραδοχή ότι φ(t)=φ_{σταθ}, δηλαδή ότι η φάση του πεδίου παραμένει σταθερή. Ωστόσο, αυτή είναι μια ειδική περίπτωση που προϋποθέτει ότι η φάση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου της οπτικής δέσμης διατηρείται σταθερή στο χρόνο και επομένως βρίσκεται μόνιμα σε συμφωνία φάσης (coherence). Ανατρέχοντας

τώρα στην ανάλυση της λειτουργίας του φίλτρου Fabry-Perot, γίνεται αντιληπτό ότι στην ουσία είναι μια συμβολομετρική διάταξη. Επομένως προσθετική συμβολή ανάμεσα σε διαδοχικούς παλμούς επιτυγχάνεται μόνο όταν αυτοί βρίσκονται σε συμφωνία φάσης. Τυχαία συμβολή διαδοχικών παλμών γίνεται όταν αυτοί δεν βρίσκονται σε συμφωνία συμφωνία φάσης και στην περίπτωση αυτή δεν επιτυγχάνεται η ορθή λειτουργία του φίλτρου. Τυχαία φάση των παλμών εισόδου στο φίλτρο μπορεί να προκύπτει σε δυο περιπτώσεις:

 Η περίπτωση στην οποία ένα laser μπορεί να εκπέμπει μια δέσμη φωτός σε συμφωνία φάσης επ' αόριστον είναι μια ιδεατή πηγή laser. Στην πραγματικότητα όλα τα laser μπορούν να διατηρήσουν τη συμφωνία φάσης στην παραγόμενη δέσμη τους για πεπερασμένο χρονικό διάστημα, που εξαρτάται από τα στοχαστικά φαινόμενα που επηρεάζουν τη λειτουργία τους και είναι διαφορετικά για κάθε τεχνολογία. Η διάρκεια στην οποία η οπτική δέσμη βρίσκεται σε συμφωνία φάσης για κάθε laser ονομάζεται μήκος συμφωνίας φάσης και δίνεται από τη σχέση

$$l_c = \frac{c}{\pi n_g \Delta v}$$

Όπου: Ic είναι το μήκος συμφωνίας φάσης, *c* είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό, ng είναι ο δείκτης διάθλασης ομάδας του μέσου μετάδοσης και Δυ είναι το εύρος φασματικής γραμμής της δέσμης.

Το εύρος φασματικής γραμμής μιας δέσμης laser μπορεί να εκτείνεται από μερικά kHz εώς μερικές εκατοντάδες MHz. Στην περίπτωση των τηλεπικοινωνιακών laser, και συγκεκριμένα των DFB, αν και ο στόχος ήταν να έχουν όσο το δυνατόν μικρότερο εύρος φασματικής γραμμής για να προσφέρουν αυξημένες δυνατότητες μετάδοσης σε σχέση με τη διασπορά του σήματος, η διαμόρφωση τους με υψίσυχνα μικροκυματικά σήματα οδηγεί αναπόφευκτα σε διεύρυνση του εύρους φασματικής γραμμής τους, με παράλληλη μείωση του μήκους συμφωνίας φάσης τους. Στο Σχήμα 5.26(β) ενδεικτικά παρατίθεται το οπτικό φάσμα ενός DFB laser διαμορφωμένο με παλμούς τύπου επιστροφή-στο-μηδέν σε ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s όπου φαίνεται ότι το εύρος φασματικής γραμμής και ανάγοντας το σε χρόνο βρίσκουμε ότι αντιστοιχεί σε περίπου 5ns, ή αλλιώς σε πενήντα παλμούς με ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s.

<u>Γεώργιος Θ. Κανέλλος</u>



Σχήμα 5.26 Ίχνος αυτοσυσχέτισης του παλμού με εύρος 7ps β) φάσμα του παλμού με εύρος ημίσειας ισχύος 1nm.

Στην περίπτωση της πολυπλεξίας των δεδομένων. Είναι ο πιο διαδεδομένος τρόπος για να προκύπτουν σειριακοί παλμοί σε ασυμφωνία φάσης καθώς η πάγια τεχνική για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σ' ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο είναι η πολυπλεξία δεδομένων χαμηλών ρυθμών μετάδοσης σ' ένα και μόνο κανάλι. Η σειριακή διαπαρεμβολή των παλμών που πηγάζουν από διαφορετικές πηγές δημιουργεί ακολουθίες δεδομένων με τυχαία φάση μεταξύ τους.

Η λύση για συμφασικούς παλμούς στη σειρά βρίσκεται στην εφαρμογή ενός μετατροπέα μήκους κύματος στο σήμα εισόδου. Το σήμα εισόδου που αποτελείται από διαδοχικούς παλμούς με τυχαία φάση μεταξύ τους εγγράφεται σ' ένα καινούριο CW σήμα με μεγάλο μήκος συμφωνίας φάσης, και επομένως στην έξοδο τα εγγεγραμμένα στο CW σήμα δεδομένα έχουν όλα την φάση του CW. Η εφαρμογή του μετατροπέα μήκους κύματος μπορεί επιπλέον να εξυπηρετεί την ανάγκη για ανάθεση του διαδιδόμενου σήματος σ' ένα προκαθορισμένο μήκος κύματος, ενώ παράλληλα δίνει τη δυνατότητα για βελτιστοποίηση του υπόλοιπου κυκλώματος ως προς το μήκος κύματος.

Επομένως, σ' ένα πλήρες σύστημα 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, είναι επιβεβλημένη η χρήση ενός μετατροπέα μήκους κύματος όλων των δεδομένων μετά το στάδιο της εξίσωσης ισχύος τους, ώστε να αρθούν οι τυχαίες μεταβολές στη φάση του οπτικού πεδίου και να ορισθεί το νέο μήκος κύματος στο οποίο επιτυγχάνεται η ορθή και βέλτιστη λειτουργία του κυκλώματος 3R αναγέννησης που έπεται. Το Σχήμα 5.27 εμφανίζει το πλήρες δομικό διάγραμμα του 3R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής, μετά την προσθήκη του κυκλώματος μετατροπής του μήκους κύματος των εισερχόμενων πακέτων.

5.4.2.Πειραματική Διάταξη

Η πειραματική διάταξη του 3R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.27, και αποτελείται από την οπτική γεννήτρια ασύγχρονων

πακέτων δεδομένων 40 Gb/s, το δέκτη εκρηκτικής ροής (BMR) και ένα πρόσθετο SOA-MZI που χρησιμοποιείται ως αποπολυπλέκτης από 40 σε 10 Gb/s.



Σχήμα 5.27. Πειραματική διάταξη του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής με ολοκληρωμένες πύλες Mach-Zehnder στα 40 GB/s

Α. Γεννήτρια ασύγχρονων πακέτων δεδομένων 40 Gb/s

Η ασύγχρονη κυκλοφορία πακέτων παρήχθη με τον ίδιο τρόπο που περιγράφεται στην ενότητα 4.5 του κεφαλαίου 4. Η μόνη διαφορά είναι ότι δεν εφαρμόστηκε ο τρίτος διαμορφωτής που δημιουργούσε τέσσερις διαφορετικές στάθμες ισχύος στα πακέτα, καθώς το πείραμα πραγματοποιήθηκε για να ελέγξει το δυναμικό εύρος εξίσωσης ισχύος του 3R BMR, μέτρηση που απαιτεί μόνο δυο στάθμες ισχύος στα πακέτα. Για το λόγο αυτό ο τρίτος διαμορφωτής δεν απεικονίζεται στο Σχήμα 5.27. Η γεννήτρια πακέτων παρήγαγε μια ροή από μεταβλητού μήκους, ασύγχρονα πακέτα δεδομένων παρουσιάζοντας ελεγχόμενο επίπεδο ισχύος για να προσομοιώσει την κυκλοφορία ριπής. Ένα λέιζερ 1553 nm DFB ρυθμίστηκε στα 10.025 Gb/s να παραγάγει παλμούς των 3 ps μετά από γραμμική και μη γραμμική συμπίεση. Ένας Ti:LiNbO3 ηλεκτροοπτικός διαμορφωτής και μια οπτική ίνα bit-interleaver χρησιμοποιήθηκαν για να διαμορφώσει ένα 27-1 PRBS πρότυπο δεδομένων στα 40,1 Gb/s. Ένας δεύτερος Ti:LiNbO3 ηλεκτροοπτικός διαμορφωτής που οδηγήθηκε από μια γεννήτρια παλμοσειράς των 3,3 Gb/s χρησιμοποιήθηκε για να παραγάγει μια ακολουθία δύο διαφορετικών πακέτων δεδομένων άνισου μήκους. Αυτή η ακολουθία πακέτων προωθήθηκε έπειτα στην ασύγχρονη γεννήτρια δεδομένων, αποτελούμε από έναν πολυπλέκτη διάσπασης και καθυστέρησης προκειμένου να παραχθούν τα ασύγχρονα πακέτα δεδομένων. Ο ασύγχρονος πολυπλέκτης αποτελείται από έναν συζευκτήρα 3 dB με μήκη ινών που προκαλούν διαφορική καθυστέρηση 250 nsec στα άκρα τους και έναν δεύτερο συζευκτήρα 3 dB για να επανασυνδυάσει τα καθυστερημένα σήματα. Μια μεταβλητή γραμμή καθυστέρησης και ένας οπτικός εξασθενητής οπτική χρησιμοποιήθηκαν στους δύο κλάδους ώστε να είναι σε θέση να ελέγξουν την ευθυγράμμιση φάσης και το επίπεδο ισχύος της ακολουθίας των πακέτων. Ο εξασθενητής σε ένα από τους κλάδους έλεγξε την απόκλιση ισχύος μεταξύ των πακέτων δεδομένων, ώστε να επιδεικνύουν δύο διαφορετικά επίπεδα ισχύος.

Β. Τμήμα εξίσωσης ισχύος

Η πρώτη σημαντική διαφοροποίηση της υλοποίησης του κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s με το αντίστοιχο των 10 Gb/s, είναι η επιλογή της χρήσης ενός ολοκληρωμένου ανισοζυγούς συμβολομετρικού διακόπτη στη θέση ενός ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή. Η επιλογή αυτή, αν και επιβαρύνει την πολυπλοκότητα της σχεδίασης και αυξάνει την κατανάλωση της απαιτούμενης ισχύος, δικαιολογείται από το γεγονός ότι βελτιώνει σημαντικά το τελικό αποτέλεσμα. Πράγματι, η χρήση ενός μόνο οπτικού ενισχυτή επιτυγχάνει μεν εξίσωση της στάθμη ισχύος των πακέτων, μειώνει όμως σημαντικά το σηματοθορυβικό λόγο του σήματος, καθώς δεν υπάρχουν μηχανισμοί φιλτραρίσματος του θορύβου του ενεργού μέσου. Το γεγονός αυτό το διαπιστώσαμε από την αύξηση της τυχαίας ολίσθησης φάσης, που επεδείκνυαν τα δεδομένα στην έξοδο του SOA στην ενότητα 2.5.

Αντίθετα, η συμβολομετρική λειτουργία του ανισοζυγούς διακόπτη λειτουργεί σαν φίλτρο για το θόρυβο των ενεργών μη γραμμικών μέσων που χρησιμοποιεί στο ενδιάμεσο στάδιο της λειτουργίας του, όπως είδαμε στην ενότητα 4.5, αποτρέποντας τη σημαντική αλλοίωση του σήματος των εξισωμένων πλέον πακέτων. Επιπλέον, η εξίσωση ισχύος με χρήση μόνο ενός ενισχυτή SOA βασίζεται στο φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης κέρδους, όπου ο χρόνος απόκρισης είναι μικρότερος του φαινομένου αυτοδιαμόρφωσης φάσης και συμβολής, στο οποίο βασίζεται η λειτουργία του αισοζυγούς διακόπτη. Επομένως, για λειτουργία στα 40 Gb/s, θα απαιτούταν η χρήση πολύ ταχύτερων ενισχυτών απ' ότι στην περίπτωση του ανισοζυγούς διακόπτη.

Για τους παραπάνω λόγους επιλέχθηκε ως 2R αναγεννητής εκρηκτικής ροής το ανισοζυγές συμβολόμετρο που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 4, το οποίο αποτελείται από ένα υβριδικό ολοκληρωμένο, βασισμένο σε SOA- Mach - Zehnder συμβολόμετρο, με αναλογίες συζεύξεων 70/30 στην είσοδο και έξοδο του. Οι SOAs παρείχαν κέρδος σήματος 23 dB στα 200 mA και 30 dB στα 300 mA.

Γ. 3R αναγεννητής ασύγχρονων δεδομένων

Ο 3R αναγεννητής αποτελείται από τρεις πανομοιότυπους ολοκληρωμένους συμβολομετρικούς διακόπτες, καθένας ρυθμισμένος να επιτελεί μια διαφορετική λειτουργία. Συγκεκριμένα, η εφαρμογή του μετατροπέα μήκους κύματος (WC) είναι επιβεβλημένη, εφόσον ο ρυθμός μετάδοσης των 40 Gb/s έχει προκύψει με πολυπλεξία του 10 Gb/s αρχικού σήματος σ' έναν 4x πολυπλέκτη διάσπασης και καθυστέρησης, κατασκευασμένο από τμήματα οπτικής ίνας και οπτικούς συζεύκτες. Στο τελικό 40Gb/s σήμα οι παλμοί δεν είναι σε συμφωνία φάσης με τους γειτονικούς τους, όπως εξηγήθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Ωστόσο, ακόμη και αν το σήμα δεν παρουσίαζε αυτή την ιδιαιτερότητα, η εφαρμογή του WC θα μπορούσε να λάβει χώρα μόνο για τον καθορισμό του βέλτιστου για τη λειτουργία του υπόλοιπου κυκλώματος μήκους

κύματος. Το δεύτερο λοιπόν SOA-MZI (MZI 2) της διάταξης του Σχήμα 5.27 μετατρέπει το μήκος κύματος του σήματος από 1553 nm σε 1556 nm, ενώ είναι ρυθμισμένο να λειτουργεί με βάση την τεχνική PUSH-PULL (ενότητα 3.5) για να επιτύχει υψηλής ταχύτητας λειτουργία στα 40Gb/s. Η διαφορική καθυστέρηση των σημάτων ελέγχου έχει βελτιστοποιηθεί μέσω μιας γραμμής οπτικής καθυστέρησης (optical dalay line – ODL) προκειμένου να μειωθεί το χρονικό παράθυρο μεταγωγής της συσκευής.

Το σήμα με το τροποποιημένο μήκος κύματος στη συνέχεια του κυκλώματος 3R αναγέννησης, ενισχύεται και τροφοδοτείται στο κύκλωμα ανάκτησης χρονισμού του ρολογιού (CR). Το CR περιλαμβάνει ένα χαμηλού Q φίλτρο Fiber Fabry-Perot, με Free Spectral Range (FSR) ίση με την συχνότητα της γραμμής (40.1 GHz) και Finesse of 39. Η διαφορά του Fiber Fabry-Perot φίλτρου με το απλό, που είναι κατασκευασμένο από καθρέπτες και φακούς εστίασης, είναι ότι έχει ολοκληρωθεί μέσα στην οπτική ίνα, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.28. Το γεγονός αυτό μειώνει σημαντικά τις απώλειες, του δίνει σταθερότητα, δεν απαιτείται οποιαδήποτε ευθυγράμμιση της οπτικής δέσμης ενώ επιπλέον



Σχήμα 5.28 α)Το ολοκληρωμένο φίλτρο Fabry-Perot της MicronOptics. (b) λεπτομέρεια της κατασκευής του με το πιεζοηλεκτρικό υλικό ανάμεσα στους καθρέπτες

με την εισαγωγή ενός πιεζο-ηλεκτρκού υλικού (PZT) ανάμεσα στους καθρέπτες του, είναι δυνατή η ρύθμιση με ακρίβεια του Free Spectral Range (FSR). Ένας αυτόματος ελεγκτής με μηχανισμό ανάδρασης εγγυάται τη σταθερή λειτουργία του. Το φίλτρο αυτό είναι εμπορικά διαθέσιμο από την εταιρεία Micron Optics.

Το FFP φίλτρο συμπεριφέρεται σαν ένα παθητικό οπτικό συντονισμένο στοιχείο με σκοπό να απομονώσει την βασική αρμονική των 40GHz του σήματος εισόδου, μετατρέποντας τα πακέτα δεδομένων σε πακέτα χρονισμού του ρολογιού. Η μη ιδανική απομόνωση της αρμονικής δημιουργεί έντονη διαμόρφωση πλάτους στους παλμούς, ωστόσο όμως τα πακέτα ρολογιού παρουσιάζουν διάρκεια παρόμοια με τα αντίστοιχα πακέτα της εισόδου, ως αποτέλεσμα της εκθετικής εξασθένησης του παλμού της απόκρισης του φίλτρου. Ακολούθως του φίλτρου Fabry Perot έχει τοποθετηθεί το τρίτο ολοκληρωμένο SOA-MZI (MZI 3), ρυθμισμένο να λειτουργεί ως ψαλιδιστής, εφόσον τροφοδοτείται από ένα ισχυρό σήμα CW στα 1552 nm (LD 2) που λειτουργεί ως δέσμη στήριξης. Το παρεμφερές με το χρονισμό του ρολογιού σήμα στην έξοοδο του FFP εισάγεται στο μη γραμμικό μεταγωγέα SOA-MZI (MZI 3) περιορίζοντας την ισχύ των ισχυρών παλμών, όντας κορεσμένος από το CW σήμα. Η ρύθμιση PUSH-PULL υιοθετήθηκε και εδώ προκειμένου να μειωθεί χρονικό παράθυρο μεταγωγής, λαμβάνοντας στην έξοδο παλμούς ρολογιού με χρονικό εύρος 9 ps.

Το ανακτημένο σήμα χρονισμού του ρολογιού χρησιμοποιείται σαν σήμα εισόδου στο τέταρτο SOA-MZI (MZI 4), όπου τα δεδομένα εισόδου χρησιμεύουν σαν δύο διαφορικά σήματα ελέγχου. Μέσω μιας απλής λογικής λειτουργίας AND, η πληροφορία στην είσοδο αποτυπώνεται πάνω στους χαμηλής διαταραχής, τόσο στη φάση όσο και στο πλάτος, παλμούς χρονισμού του ρολογιού στην έξοδο του μεταγωγέα. Το σήμα εξόδου αποτελεί το πλήρως αναγεννημένο σήμα, όπου έχουν αναιρεθεί οι μεγάλες διακυμάνσεις στο πλάτος των πακέτων καθώς και οι διαταραχές της διαμόρφωσης πλάτους και φάσης τους.

Δ. Τμήμα αποπολυπλεξίας και διαγνωστικών

Ένα πέμπτο SOA-MZI χρησιμοποιήθηκε ως αποπολυπλέκτης των 40Gb/s πακέτων σε 10Gb/s ακολουθία δεδομένων (ενότητα 4.4), λειτοτουργώντας σε κατάσταση push - pull με σήμα ελέγχου μία ακολουθία παλμών χρονισμού του ρολογιού με χρονικό εύρος παλμου 3 ps, που παράγονται από μια πηγή με τη μέθοδο gain switching στα 1553 nm. Καθένα από τα αποπολυπλεγμένα κανάλια των 10Gb/s οδηγείται στη διάταξη μετρήσεων ρυθμού λάθους ψηφίων (BER).

Πρέπει να σημειωθεί ότι κατά μήκος όλης της διάταξης είχαν εφαρμοστεί ενισχυτές ερβίου EDFAs, οι οποίοι δεν απεικονίζονται στο Σχήμα 5.27 χάριν απλοποίησης του σχήματος, αλλά υιοθετήθηκαν μεταξύ των σταδίων SOA-MZI προκειμένου να αντισταθμιστούν οι απώλειες και να ρυθμιστούν κατάλληλα τα απαραίτητα επίπεδα ισχύος για την ορθή λειτουργία των πυλών. Στα τέσσερα SOA-MZI που εφαρμόστηκε η μέθοδος PUSH-PULL έγινε χρήση βραχιόνων ελέγχου, που αποτελούνταν από έναν εξασθενητη (attenuator), έναν ελεγκτή πόλωσης (PC), έναν διευρυντή δέσμης (beam expander) για τη δυνητική αποκοπή της δέσμης σε περιπτώσεις λεπτομερών ρυθμίσεων, καθώς και μιας οπτικής καθυστέρησης γραμμής (optical delay line –ODL) για τον ακριβή συγχρονισμό των σημάτων. Η συνολική απώλεια του κάθε βραχίονα ελέγχου του PUSH-PULL ήταν της τάξεως των 6-10 dB.



Σχήμα 5.29 Φωτογραφία των 5 ολοκληρωμένων πυλών που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s

Συνοψίζοντας, η συνολική διάταξη απαρτίζονταν από πέντε ολοκληρωμένους οπτικούς διακόπτες SOA-MZI που εικονίζονται στο σχήμα 5.29, και ο καθένας επιτελούσε μια διαφορετική λειτουργία:

- Εξίσωση ισχύος μεγάλης διακύμανσης πλάτους των πακέτων εισόδου
- Μετατροπή μήκους κύματος

- Ανάκτηση ρολογιού των πακέτων δεδομένων
- Πύλη απόφασης με λειτουργία ψηφιακής πράξης AND
- Αποπολυπλεξία 40 Gb/s σε τέσσερα κανάλια των 10 Gb/s

Η συνολική διάταξη αποτελεί τη μεγαλύτερη που έχει κατασκευαστεί από άποψη χρήσης ολοκληρωμένων οπτικών συμβολομέτρων και η επιτυχία της υπογραμμίζει όχι μόνο την αυξημένη λειτουργική ικανότητα που προκύπτει με συνδυασμό των πυλών, αλλά και τη δυνατότητα τους να συνδυάζονται σε μεγάλους αριθμούς. Τέλος, ο πίνακας 5.1 συνοψίζει τις απαιτήσεις ισχύος για όλα τα SOA- MZI.

ΤΑΒLΕ 5.1 Απαιτήσεις ίσχυος των SOA-MZΙ διακοπτών		
MZI	Input	Control Push Pull
MZI1 (PE) MZI2 (WC) MZI3 (CR) MZI4 (AND)	129 fJ -1 dBm (CW) 0.6 dBm (CW) 47 fJ	107 fJ 49 fJ 100 fJ 65 fJ 359 fJ 143 fJ
MZI5 (DEMUX)	4 fJ	100 fJ 10 fJ

Πινακας 5.1: Απαιτήσεις ισχύος των 5 SOA-MZI διακοπτών

5.5.3.Πειραματικά Αποτελέσματα

Η απόδοση του κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s αξιολογήθηκε για ασύγχρονα πακέτα δεδομένων διαφόρων τιμών μήκους, περιόδου και περιεχομένου, και τα οποία παρουσίαζαν δύο διαφορετικά επίπεδα ισχύος. Το Σχήμα 5.30 επεξηγεί την εξέλιξη της διαδικασίας λήψης εκρηκτικής ροής μέσω του ίχνους σήματος του παλμογράφου στην αριστερή μεριά καθώς και των αντίστοιχων διαγραμμάτων ματιού στα δεξιά, που ελήφθησαν σε κάθε στάδιο του κυκλώματος.

Το Σχήμα 5.30(a) παρουσιάζει μια τυπική ακολουθία τεσσάρων ασύγχρονων εισερχόμενων πακέτων δεδομένων σε 40 Gb/s που με μήκη 48 και 75 bit αντίστοιχα, παρουσιάζοντας απόκλιση στη στάθμη ισχύος ίση με 9 dB. Στο διάγραμμα ματιού, το πακέτο χαμηλής στάθμης ισχύος δεν μπορεί να προσδιοριστεί δεδομένου ότι καλύπτεται από την απόκριση της φωτοδιόδου 40 GHz. Το σήμα εισόδου παρουσιάζει επιπλέον μια διαμόρφωση πλάτους της τάξεως των 2 dB, ενώ ο λόγος αντίθεσης (extinction ratio) μετρήθηκε ίσος με 14 dB για τα ισχυρά πακέτα, κάτι που σημαίνει ότι για τα χαμηλά πακέτα ήταν 5 dB.

Η χρήση της ασύγχρονης ροής δεδομένων με τη μέθοδο της πολυπλεξίας των πακέτων είχε σαν αποτέλεσμα το τελικό σήμα εισόδου να επιδεικνύει διαμόρφωση πλάτους της τάξεως των 2 dB. Η αλλοίωση αυτή του σήματος, που είναι χρήσιμη όσον αφορά τη διερεύνηση της επίδοσης του 3R αναγεννητή, οφειλόταν στο γεγονός ότι το σήμα δεν ήταν τέλεια συμπιεσμένο στα σήμεία όπου οι πολυπλέκτες θα υπέρθεταν το καθυστερημένο σήμα. Λαμβάνοντας υποψη ότι η πηγή laser DFB που λειτουργεί με τη μέθοδο gain switching για την παραγωγή παλμών, έχει μήκος συμφωνίας (coherence

length) 10 ns, και η καθυστέρηση στη γεννήτρια ασύγχρονων πακέτων ήταν 250 ns, η συμβολή των ασύμφωνων τμημάτων του σήματος που υπερτίθεται με το ατελώς καταπιεσμένο σήμα μεταφράζεται σε τυχαία διαμόρφωση πλάτους των παλμών των πακέτων. Η αλλοίωση αυτή αναιρείται στο αναγεννημένο σήμα ξόδου, επιβεβαιώνωντας την ορθή λειτουργία του κυκλώματος. Τα αποτελέσματα του Σχήματος 5.30(b) λαμβάνονται στην έξοδο του εξισωτή ισχύος SOA-MZI1 και επαληθεύουν την αντιστάθμιση της στάθμης ισχύος των άνισων πακέτων. Η λειτουργία του κυκλώματος είναι παρόμοια με αυτή που περιγράφηκε αναλυτικά στην ενότητα 4.5 του προηγούμενου κεφαλαίου, καθώς η αρχική απόκλιση ισχύος 9 dB μεταξύ των εισερχόμενων πακέτων μειώθηκε σε περίπου 2 dB, ενώ η συνολική διαμόρφωση πλάτους των εξισωμένων πλέον πακέτων ανέρχεται σε περίπου 3 dB. Η αύξηση της διαμόρφωσης πλάτους οφείλεται σε φαινόμενα αλλοίωσης του πρότυπου (linaer patterning effects) [] εξαιτίας της σχετικά αργής απόκρισης των ενισχυτών SOA. Ο χρόνος αποκατάστασης του κέρδους για τους SOA του ανισοζυγούς συμβολομέτρου, με ρεύμα έγχυσης 340mA και 190mA, ήταν 60 και 80 ps αντίστοιχα.

Παρά το γεγονός της περαιτέρω αλλοίωσης του σήματος, όπως θα δούμε παρακάτω, ο ανισοζυγής διακόπτης ήταν σε θέση να παρέχει χωρίς λάθη το σήμα στην έξοδο του. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι ο λόγος αντίθεσης (extinction ratio) παρουσίασε ελάχιστη αλλοίωση παραμένοντας στο ικανοποιητικό επίπεδο των 13 dB. Το παραγόμενο σήμα από τον εξισωτή ισχύος είναι πλέον μέσα στο εύρος λειτουργίας του 3R αναγεννητή, στον οποίο εισέρχεται αφού πρώτα ενισχυθεί. Το Σχήμα 5.30(c) απεικονίζει την έξοδο του πρώτου σταδίου του 3R αναγεννητή υλοποιώντας την προσαρμογή της μετατροπής του μήκους κύματος του σήματος. Τα εγγεγραμμένα στο νέο μήκος κύματος δεδομένα είναι απαλλαγμένα από τις τυχαίες μεταβολές της φάσης του φέροντος του οπτικού πεδίου από παλμό σε παλμό και είναι κατάλληλα για συμβολή στο συμβολόμετρο Fabry-Perot. Επιπλέον σημειώνεται ότι το νέο σήμα εξισωμένων πακέτων με διαφοροποιημένο το μήκος κύματος παρουσιάζει μια μέτρια βελτίωση σχετικά με τη διαμόρφωση πλάτους, αφού η λειτουργία της μετατροπής του μήκους κύματος μπορεί να προσομοιάσει με αυτή του ψαλιδιστή όταν η ισχύς του νέου CW σήματος είναι σχετικά ισχυρή ώστε να κορέσει στοιχειωδώς τους ενισχυτές SOA του συμβολόμετρου. Πράγματι ανατρέχοντας στον πίνακα 5.1 της προηγούμενης ενότητας διαπιστώνουμε ότι οι ισχείς CW για τις πύλες MZI2 και MZI4 είναι παρεμφερείς, επομένως η λειτουργία της μετατροπής του μήκους κύματος πραγματοποιήθηκε οριακά με τη συνάρτηση μεταφοράς του συμβολόμετρου εκφυλισμένη σε συνάρτηση μεταφοράς ψαλιδιστή. Η σχετική ωστόσο βελτίωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών έρχεται σε κόστος της διεύρυνσης της χρονικής διάρκειας τους, που αυξήθηκε κατά 4 ps παρά την εφαρμογή της μεθόδου PUSH-PULL, φτάνοντας τα 7 ps. Παρολ' αυτά το εύρος των παλμών, αν και πλησιάζει πλέον το 1/3
της περιόδου του σήματος, είναι ακόμα ικανοποιητικό για την περαιτέρω επεξεργασία του.



Σχήμα 5.30: Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού των πακέτων δεδομένων για (a) είσοδος (ριπές δεδομένων), (b) πύλη μετατροπής μήκους κύματος (γ) έξοδος φίλτρού Fabry Perot (d) ανακτημένα ρολόγια (e) αναγεννημένα δεδομένα

Το εγγεγραμμένο στο νεό μήκος κύματος σήμα δεδομένων διέρχεται του συμβολομέτρου Fabry-Perot, για τη μετατροπή των πακέτων δεδομένων σε πακέτα χρονισμού του ρολογιού. Η επιλογή της λεπτότητας του φίλτρου είναι ένας συμβιβασμός ανάμεσα στην έντονη διαμόρφωση πλάτους στους παλμούς που δημιουργεί μια χαμηλή τιμή λεπτότητας, με μικρή όμως συγκριτικά αύξηση της διάρκειας του πακέτου ρολογιού που πρέπει να παραμένει παρόμοια με των πακέτων της εισόδου, ως αποτέλεσμα της εκθετικής εξασθένησης του παλμού της απόκρισης του φίλτρου. Από το σχήμα 5.30(γ) προκύπτει ότι η επιλογή της λεπτότητας ίση με 39 οδηγεί σε διαμόρφωση πλάτους παραγόμενους παλμούς ρολογιού, τιμή η οποία είναι μέσα στα όρια της πύλης ψαλιδισμού που ακολουθεί, με μικρή ωστόσο επιβάρυνση των χρόνων κλειδώματος και σβέσης.



Σχήμα 5.31: Λεπτομερής απεικόνιση α) της αρχής β) του τέλους ανακτημένου πακέτου ρολογιού με χρόνο κλειδώματος (rise time) 5 bit και χρόνο σβέσης (fall time) 14 bit

Το Σχήμα 5.30(d) παρουσιάζει τα πακέτα ανακτημένου χρονισμού του ρολογιού που λαμβάνονται στην έξοδο της πύλης ψαλιδισμού. Η διαμόρφωση πλάτους τους έχει αναιρεθεί πλήρως, ενώ τα πακέτα ρολογιού παραμένουν περίπου ίσα με τη χρονική διάρκεια του αντίστοιχου πακέτου δεδομένων εισόδου, επαυξημένα με μερικά bit στην αρχή και το τέλος του πακέτου. Το Σχήμα 5.31 που εικονίζει με λεπτομέρεια το ίχνος της αρχής και του τέλους ενός ανακτημένου πακέτου ρολογιού αποκαλύπτει χρόνο κλειδώματος (rise time) ίσο 5 bit και χρόνο σβέσης (fall time) ίσο 14 bit. Η τιμές αναφέρονται στο χρόνο που απαιτείται από την ανάκτηση χρονισμού του ρολογιού για να κλειδώσει στο ρυθμό μετάδοσης (line –rate) των εισερχόμενων πακέτων δεδομένων και το χρόνο που απαιτείται από το σήμα ρολογιού για να μειωθεί στο 1/ε της ισχύος κορυφής του κάθε πακέτου. Τα σημεία στο μέσο του διαγράμματος ματιού αυτού του σήματος χρονισμού του ρολογιού οφείλονται στα bits της αυξανόμενης και τελικής άκρης των πακέτων.

Το Σχήμα 5.30(e) παρουσιάζει τα λαμβανόμενα εξισωμένα πακέτα δεδομένων στην έξοδο του δέκτη εκρηκτικής ροής, δείχνοντας σαφώς ότι παρουσιάζεται μείωση στην διαμόρφωση πλάτους όσον αφορά το αντίστοιχο σήμα στην έξοδο της μονάδας εξίσωσης ισχύος (SOA- Mzi1). Το ανοιχτό μάτι της εξόδου δίνει και μια πρώτη αίσθηση της σαφούς καταπίεσης της τυχαίας ολίσθησης φάσης των αναγεννημένων δεδομένων

στην έξοδο. Ποσοτική καταγραφή της επίδοση της βελτίωσης της ποιότητας του σήματος μας δίνει η μέτρηση ρυθμού σφαλμάτων που ακολουθεί.

Μετρήσεις ρυθμού σφαλμάτων (BER)

Το σχήμα 5.31 παρουσιάζει τις μετρήσεις του ρυθμού λάθους ψηφίων (BER) για δύο από τα τέσσερα κανάλια 10 Gb/s. Όπως παρουσιάζεται από την καμπύλη που προσδιορίστηκε ως 'BtB 9 dB', δεν ήταν δυνατόν να ληφθούν χωρίς λάθη μετρήσεις των πακέτων εισόδου με την απόκλιση ισχύος 9 dB και έτσι, ένα κατώτατο όριο λάθους λήφθηκε σε 10⁻⁵. Το κατώτατο όριο λάθους εξαλείφθηκε μετά το στάδιο εξίσωσης ισχύος, όπως παρουσιάζεται από την 'PE o/p' καμπύλη, και επιτεύχθηκε λειτουργία χωρίς λάθη. Αυτό αποτελεσματικά δείχνει ότι ακόμη και μια οπτική πύλη με άνισες αναλογίες συζεύξεων και ρεύματα οδήγησης των SOA μπορεί να λειτουργήσει σαν 2R συσκευή λήψης εκρηκτικής ροής.



Σχήμα 5.31: Καμπύλες Μέτρησης ρυθμού σφαλμάτων BER

Επίσης επιτεύχθηκε λειτουργία χωρίς λάθη στην έξοδο του BMR (BMRx o/p), με μια αρνητική ποινή ισχύος 1,95 dB σε σχέση με το στάδιο εξίσωσης ισχύος της εξόδου. Μετρήσεις ρυθμού λάθους λήφθηκαν επίσης και για το σήμα πακέτων εισαγωγής χωρίς τη διακύμανση ισχύος και αυτό παρουσιάζεται από την καμπύλη 'BtB 0 DB'. Αυτή η καμπύλη BER βρίσκεται μεταξύ των δύο προηγούμενων καμπυλών και παρουσιάζει μια θετική μετατόπιση ισχύος κατά 1,3 dB σε σχέση με την καμπύλη 'BMRx o/p' αποκαλύπτοντας τη συνολική 3R ικανότητα αναγέννησης του πλήρους κυκλώματος BMR. Παρόμοια αποτελέσματα επιτεύχθηκαν για τα άλλα δύο αποπολυπλεγμένα κανάλια.

5.5.Υλοποίηση του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s σ' ένα ολοκληρωμένο πλινθίο

Η επιτυχής επίδειξη του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s, βασισμένου αποκλειστικά σε υβριδικά ολοκληρωμένες συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder, άνοιξε το δρόμο για περαιτέρω επέκταση της οπτικής ολοκλήρωσης. Στα πλαίσια του εγκεκριμένου από την Ευρωπαική Ένωση προγράμματος με τον τίτλο IST-MUFINS, επιχειρήθηκε καταρχήν η ολοκλήρωση τεσσάρων οπτικών συμβολομέτρων σε ένα πλινθίο και εν συνεχεία η πλήρης ολοκλήρωση του κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, περιέχοντας μέσα σ' ένα μόνο πλινθίο όλες τις οπτικές πύλες καθώς και όλες τις απαραίτητες διασυνδέσεις των πυλών με τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος. Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή της διαδικασίας ολοκλήρωσης των δυο στοιχείων.

5.5.1 Υβριδική ολοκλήρωση πολλαπλών συμβολομέτρων Mach-Zehnder

Η κατασκευή πολλαπλών ολοκληρωμένων οπτικών πυλών σ' ένα πλινθίο αποτελεί το πρώτο βήμα προς το οπτικό VLSI και εδραιώνει τη μετάβαση της οπτικής τεχνολογίας ολοκλήρωσης στο επίπεδο του PLCB. Η υλοποίηση τους είναι κομβικό σημείο για τους εξής λόγους:

- Αυξάνει τη συνολική χωρητικότητα των παραγόμενων ολοκληρωμένων πλινθίων και τη συνολική επεξεργαστική δύναμη τους. Επεκτείνει τη λειτουργικότητα των κυκλωμάτων που μπορούν να σχεδιασθούν και να καλύψουν ένα μεγάλο εύρος εφαρμογών. Αυξάνει η πολυχρηστικότητα των ολοκληρωμένων οπτικών πλινθίων, επιτρέποντας την χρησιμοποίηση του ίδιου στοιχείου σε διαφορετικού τύπου εφαρμογές. Το τελευταίο είναι πολύ σημαντικό γιατί αυξάνει το βαθμό ομοιογένειας των απαιτούμενων στοιχείων στα διάφορα κυκλώματα, και άρα την ομοιογένεια στη γραμμή παραγωγής.
- Αυξάνεται η απόδοση ολοκλήρωσης (yield) των ολοκληρωμένων στοιχείων, καθώς η υβριδική προσέγγιση διαμοιράζει τις προσπάθειες βελτίωσης της τεχνολογίας ολοκλήρωσης σε όλους τους επιμέρους κλάδους, σε αντίθεση με την μονολιθική προσέγγιση όπου όλη η τεχνολογική πολυπλοκότητα συγκεντρώνεται σ' ένα μόνο υλικό. Με τον τρόπο αυτό αυξάνεται η πιθανότητα βελτίωσης της απόδοσης ολοκλήρωσης καθενός από τα επιμέρους υλικά, και άρα του συνολικού κυκλώματος.
- Επιτρέπει τη δραματική μείωση του κόστους ανά ολοκληρωμένο συμβολομετρικό διακόπτη, διαμοιράζοντας τα κόστη ολοκλήρωσης σε όλες τις πύλες. Για παράδειγμα, το κόστος συσκευασίας που αποτελέι το υψηλότερο στη γραμμή παραγωγής, διαμοιράζεται πλέον σε τέσσερις πύλες.

Η διαδικασία κατασκευής του υβριδικά ολοκληρωμένου τετραπλού πλινθίου με τους τέσσερις συμβολομετρικους διακόπτες SOA-MZI (Quad-MZI - QMZI) [5.8] είναι παρόμοια με αυτή της κατασκευής του απλού SOA-MZI που περιγράφηκε στην ενότητα 3..2, με τη μόνη διαφορά ότι χρησιμοποιούνται τετραπλά στοιχεία. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιούνται δυο πλακίδια μονολιθικής ολοκλήρωσης που αποτελούνται πλέον από τέσσερις ημιαγώγιμους ενισχυτές SOA το καθένα, όπως αυτό φαίνεται στο Σχήμα 5.32. Αυτό με τη σειρά του τοποθετείται σε κατάλληλα τροποποιημένες δευτερεύουσες πλακέτες (Σχήμα 5.32β), οι οποίες τελικά τοποθετούνται με τη μέθοδο flip-chip στις κατάλληλα διαμορφωμένες υποδοχές της μητρικής πλακέτας. Σ' αυτή είναι επίσης χαραγμένοι οι κυματοδηγοί που σχηματίζουν τα τέσσερα συμβολόμετρα Mach-Zehnder.

Ο μοναδικός σχεδιαστικός συμβιβασμός που απαιτήθηκε ήταν η μείωση των δευτερευουσών θυρών ελέγχου των συμβολομέτρων, ώστε να απλουστευτεί η συμφόρηση των κυματοδηγών και των εισόδων/εξόδων του τελικού ολοκληρωμένου. Επομένως ο αριθμός θυρών για κάθε συμβολόμετρο έγινε 6 (2 είσοδοι, 2 έλεγχοι, 2 έξοδοι) από 8 που είναι στα μονά ολοκληρωμένα (2 είσοδοι, 4 έλεγχοι, 2 έξοδοι). Παρολ' αυτά το τελικό ολοκληρωμένο εμφανίζει τον εκπληκτικό αριθμό των 24 θυρών εισόδων/εξόδων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.32ε.



Σχήμα 5.32: α)Συστοιχία τεσσάρων μονολιθικά ολοκληρωμένων SOA β) Δευτερεύουσα Πλακέτα γ) Μητρική Πλακέτα δ) Πλήρως συσκευασμένο 4-πλό υβριδικά ολοκληρωμένο πλινθίο με το καλώδιο τροφοδοσίας των 8 ενισχυτών SOA ε) οι οπτικές επαφές του στοιχείου με 24 συνδέσεις.

5.5.2.Υλοποίηση του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s σ' ένα ολοκληρωμένο πλινθίο

Η πλήρης ολοκλήρωση του κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, περιέχοντας μέσα σ' ένα μόνο πλινθίο όλες τις οπτικές πύλες καθώς και όλες τις

απαραίτητες διασυνδέσεις των πυλών με τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος, έχει τεράστια σημασία για την πρόοδο της τεχνολογίας οπτικής ολοκλήρωσης, καθώς αποτελεί το πρώτο βήμα για την επέκταση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων προς δυο κατευθύνσεις:

- Αυξάνει το είδος των οπτικών στοιχείων που μπορούν να ενσωματώνονται σε ένα ολοκληρωμένο. Αναπτύσσονται παθητικά οπτικά στοιχεία, όπως φίλτρα και απομονωτές, τα οποία λόγω της ιδιαιτερότητας των υλικών κατασκευής τους δεν μπορούσαν παλαιότερα να ενσωματωθούν σε μονολιθικά ολοκληρωμένες οπτικές διατάξεις.
- Εξελίσσει και συστηματοποιεί τις μεθόδους συναρμολόγησης των υβριδικά ολοκληρωμένων διατάξεων, καθορίζοντας μια σαφή και ακριβή διαδικασία για τη δημιουργία μεγάλων οπτικών τυπωμένων κυκλωμάτων PLCB- Printed Lightwave Circuit Board. Συγκεκριμένα αποτελεί την πρώτη προσπάθεια για ενσωμάτωση μεγάλων μονολιθικά ολοκληρωμένων στοιχείων. Η διαφορά με την μέχρι τώρα πρακτική στην υβριδική ολοκλήρωση έγκειται στο γεγονός ότι οι μονολιθικές διατάξεις δεν είναι πλέον μεμονωμένα στοιχεία, αλλά αποτελούν από μόνα τους ένα ολοκληρωμένο οπτικό υποκύκλωμα.

Αρχή λειτουργίας και σχεδίαση του πλήρως ολοκληρωμένου 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s

Το Σχήμα 5.33 αναπαριστά το σχηματικό διάγραμμα ενός 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s, όπως αυτό έχει περιγραφεί στις προηγούμενες ενότητες, υπογραμμίζοντας τα κυριότερα σημεία που θα πρέπει να μετασχηματισθούν ώστε να είναι σε ολοκληρώσιμη μορφή.



Σχήμα 5.33: Σχηματικό διάγραμμα της σύνδεσης των πυλών στον ολοκληρωμένο 3R BMR

Συγκεκριμένα, το κύκλωμα θα χρησιμοποιεί τρείς πύλες που θα ολοκληρωθούν κατάλληλα ώστε να επιτελούν τη λειτουργία PUSH-PULL, οι οποίες θα υλοποιούν τη λειτουργία της εξίσωσης πακέτων, ανάκτησης ρολογιού και ανάκτησης δεδομένων αντίστοιχα. Η εξίσωση των πακέτων θα επιτυγχάνεται με τη λειτουργία της μετατροπής μήκους κύματος στην περιοχή υψηλού κορεσμού των ενισχυτών. Οι πύλες θα συνδέονται με κυματοδηγούς όπου θα παρεμβάλλονται κατάλληλα φίλτρα μήκους κύματος, κατασκευασμένα σαν ασύμμετρα συμβολόμετρα Mach-Zehnder, ενώ στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού θα γίνει χρήση ολοκληρωμένου Fabry-Perot φίλτρου. Η

ορθή λειτουργία του κυκλώματος έχει προηγουμένως μελετηθεί με διακριτά στοιχεία για λειτουργία στα 40Gb/s.



Σχήμα 5.33: Γραφική απεικόνιση της διαδικασίας ολοκλήρωσης του 3R BMR

Το Σχήμα 5.33 αποτελεί σχηματική αναπαράσταση της διαδικασίας υβριδικής ολοκλήρωσης του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής και είναι παρόμοια με τη μέθοδο ολοκλήρωσης που περιγράφηκε για τις συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder στην παράγραφο 3.2. Ωστόσο, η ολοκλήρωση του συγκεκριμένου κυκλώματος, που αποτελεί τη μεγαλύτερη ολοκλήρωση υβριδικού κυκλώματος μέχρι σήμερα, εισάγει νέες τεχνολογικές προκλήσεις, οι οποίες συνίστανται κυρίως στα ακόλουθα θέματα:

- Την κατασκευή ολοκληρωμένου οπτικού απομονωτή (isolator). Η ασυμβατότητα του υλικού από το οποίο κατασκευάζεται ο απομονωτής με την υβριδική πλατφόρμα υποδοχής των στοιχείων PLC, απαιτεί την ανάπτυξη ενός καινούριου στοιχείου απομονωτή που να μπορεί να ενσωματωθεί στην πλατφόρμα.
- Την παραγωγή ενός οπτικού παθητικού φίλτρου Fabry Perot χαμηλού Q, για τη λειτουργία του στο πρώτο στάδιο της ανάκτησης ρολογιού. Το φίλτρο έχει μορφή ευθύ κυματοδηγού με δύο ανακλαστικές επιφάνειες, με κοιλότητα που θα αντιστοιχεί σε FSR τα 40 GHz. Οι ανακλαστικές επιφάνειες θα ορίσουν τη λεπτότητα του φίλτρου.
- Μια επιπλέον πολυπλοκότητα αποτελεί ο σχεδιασμός των κυματοδηγών. Ο BMR είναι το πιο πολύπλοκο κύκλωμα που έχει σχεδιασθεί μέχρι σήμερα και απαιτεί συγχρονισμούς ακριβείας ανάμεσα στα σήματα εισόδου που οδηγούνται στις πύλες. Συγκεκριμένα, ανάμεσα στην 1^η και 3^η πύλη απαιτείται συγχρονισμός των σημάτων σε επίπεδο 1 ps, για χρονική διαφορά 800 ps.

Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή κατασκευής του στοιχείου καθώς αντιμετωπίζονται οι προκλήσεις που προαναφέρθηκαν.

5.5.3. Κατασκευή του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s

Το Σχήμα 5.34 δείχνει τη τελική διάταξη του ολοκληρωμένου πλινθίου του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s, η οποία βασίζεται πάνω στο σχηματικό διάγραμμά του Σχήμα 5.32. Όπως φαίνεται, το κύκλωμα αποτελείται από τρία συνδεδεμένα SOA-MZIs, καθένα από τα οποία αποτελείται από μια σειρά τεσσάρων μονολιθικά ολοκληρωμένων μη γραμμικών οπτικών ενισχυτών SOA- (nonlinear semiconductor optical amplifiers -NL-SOAs) μέσα στο συμβολόμετρο, καθώς και άλλη μια σειρά παρόμοιων ενισχυτών στις εισόδους του συμβολόμετρου για την ενίσχυση των σημάτων εισόδου. Τα SOA-MZIs λειτουργούν σε κατάσταση push-pull, για αύξηση της ταχύτητας λειτουργίας. Για να επιτευχθεί αυτό, η είσοδος των δεδομένων μοιράζεται μέσω ενός συζεύκτη και η μια διαδρομή καθυστερείται κατάλληλα ώστε να δημιουργηθεί το παράθυρο μεταγωγής (ενότητα 3.5). Η προσυμφωνημένη διαφορά χρόνου είναι σταθερή και ρυθμισμένη στα 5ps, 10ps και 10ps για τα MZI1, MZI2 και MZI3 αντίστοιχα.



Σχήμα 5.34: Το τελικό σχέδιο του ολοκληρωμένου 3R BMR. Η κάθετη διάσταση έχει διπλασιαστει για καθαρότερη απεικόνιση των λεπτομερειών.

Η σχετική καθυστέρηση χρόνου ανάμεσα στα δυο αντίγραφα της εξόδου του εξισωτή ισχύος και του MZI2 της ανάκτησης ρολογιού έχει ορισθεί στα 5 bits στα 40Gb/s (125ps), στην είσοδο του MZI3, ώστε να προλάβει το πακέτο ρολογιού να ανακτηθεί πλήρως. Ο συγχρονισμός αυτός αποτελεί μια από τις δυσκολότερες εργασίες στην κατασκευή του ολοκληρωμένου, καθώς η καθυστέρηση που πρέπει να εισαχθεί είναι σχετικά μεγάλη αφού αντιστοιχεί σε μήκος περίπου ~ 16cm συνολικά, ενώ πρέπει να αναλογιστούμε ότι το φώς διαδίδεται μέσα από διαφορετικά υλικά. Οποιοδήποτε λάθος στην απόκριση των υλικών και την καθυστέρηση που αυτά επιφέρουν μπορεί να

οδηγήσει σε λάθος συγχρονισμό για τα δυο πακέτα και τη μη ορθή λειτουργία του κυκλώματος. Η κατασκευή του πρωτότυπου δεν αφήνει κανένα περιθώριο διόρθωσης μετά την κατασκευή του τελικού πλινθίου.

Το κύκλωμα επιπλέον χρειάζεται φίλτρα μήκους κύματος για να απομονώσει τις εισόδους των MZI2 και MZI3 από τις εισόδους των προηγούμενων πυλών MZI1 και MZI2 αντίστοιχα. Το ζήτημα αντιμετωπίστηκε με το σχεδιασμό παθητικών ασύμμετρων συμβολομέτρων Mach-Zehnder, που λειτουργούν σαν φίλτρα τύπου χτένας με ελεύθερη φασματική περιοχή ίση με FSR=400GHz. Η ακριβής τοποθέτηση του φίλτρου στα σωστά μήκη κύματος γίνεται με τη χρήση θερμο-οπτικών στοιχείων μέσα στα συμβολόμετρα AMZI. Η μέθοδος έχει δειχθεί παλαιότερα από τη CIP [3,4], ενώ η απόκριση του φίλτρου φαίνεται στο Σχήμα 5.35.



Σχήμα 5.35: Η απόκριση του οπτικού φίλτρου που υλοποιήθηκε.

Επιπρόσθετα στα τρία SOA-MZIs, το κύκλωμα έχει επιπλέον άλλα δυο βασικά οπτικά στοιχεία. Το πρώτο είναι ένας οπτικός απομονωτής ο οποίος είναι απαραίτητος για την αποκοπή των ανακλάσεων του φίλτρου Fabry-Perot, που μπορούν να επηρεάζουν την απόδοση τη λειτουργίας του MZI1. Η κατασκευή του βασίστηκε στη δημιουργία σφαιρικών φακών για την οδήγηση της οπτικής δέσμης μέσα από το υλικό του απομονωτή, το οποίο είναι ίδιο με αυτό ενός συμβατικού απομονωτή. Στο Σχήμα 5.36 φαίνεται ο ολοκληρωμένος οπτικός απομονωτής του παρατίθεται ο πίνακας με τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας του.

<u>Γεώργιος Θ. Κανέλλος</u>

Centre wavelength	1550nm
Isolation	45dB
Insertion loss	1dB
Bandwidth	60nm
Length	<10mm
Misalignment tolerance	+/- 1micron
PDL	<0.25dB
Back reflection from lenses	< -50dB



Σχήμα 5.36. Ο υβριδικά ολοκληρωμένος οπτικός απομονωτής και τα βασικά αρακτηριστικά λειτουργίας του.

Το δεύτερο στοιχείο είναι το φίλτρο Fabry-Perot με FSR ίσο με 40GHz, που χρησιμοποιείται στη λειτουργία ανάκτησης ρολογιού. Το φίλτρο έχει μορφή ευθύ κυματοδηγού με δύο ανακλαστικές επιφάνειες, με κοιλότητα ίση με 2.546mm που αντιστοιχεί σε FSR 40 GHz.



Σχήμα 5.38: Φωτογραφία του τελικού υβριδικά ολοκληρωμένου 3R BMR με τη συσκευάσία του.

Τέλος, στο Σχήμα 5.38 φαίνεται το ολοκληρωμένο πλινθίο του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής, μέσα στην τελική συσκευασία του, όπου μάλιστα διακρίνονται και οι ηλεκτρικοί ακροδέκτες τροφοδοσίας των μη γραμμικών ενισχυτών NL-SOA που εμπεριέχει. Το πλινθίο έχει διαστάσεις 13 x 4 cm, ενώ συνοψίζοντας τα κατασκευαστικά στοιχεία του το κύκλωμα αποτελεί το μεγαλύτερο υβριδικά ολοκληρωμένο κύκλωμα μέχρι σήμερα και εμπεριέχει:

3 υβριδικά ολοκληρωμένα SOA-MZIs με 24 ημιαγώγιμους ενισχυτές SOA

- 1 πρωτότυπο υβριδικά ολοκληρωμένο απομονωτή (isolator)
- 1 πρωτότυπο υβριδικά ολοκληρωμένο φίλτρο Fabry-Perot

5.6 Πολύ-κυματικές (WDM) εφαρμογές με χρήση ολοκληρωμένων πολλαπλών στοιχείων σε ένα πλινθίο

Η ανάπτυξη εφαρμογών όπως η λήψη δεδομένων εκρηκτικής ροής με αποκλειστική χρήση οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων, υπογραμμίζει το πλεονέκτημα μιας οικονομικότερης και πρακτικότερης λύσης από πλευράς χωροταξικής σχεδίασης και κατανάλωσης ενέργειας, όταν αυτά υλοποιηθούν με πολλαπλά ολοκληρωμένα στοιχεία. Υπάρχει ωστόσο μια ακόμα σημαντική παράμετρος που ευνοεί την ανάπτυξη ολοκληρωμένων πολλαπλών στοιχείων σ' ένα πλινθίο σε σειρά και εντείνει τη σημασία τους στην επέκταση των εφαρμογών της φωτονικής τεχνολογίας. Τα ολοκληρωμένα αυτά πολλαπλά στοιχεία 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. Πράγματι, η ανεξάρτητη επεξεργασία διαφορετικών μηκών κύματος απαιτεί ομογενή (homogeneous) μη-γραμμικά μέσα, όπως είναι οι μη γραμμικές ίνες. Δυστυχώς όμως οι οπτικές ίνες δεν προσφέρουν δυνατότητα ολοκλήρωσης, ενώ ολοκληρώσιμα μη γραμμικά μέσα όπως οι ημιαγώγιμοι ενισχυτές παρουσιάζουν τουλάχιστον σε κάποιο βαθμό ετερογένεια (heterogeneous), κάνοντας πρακτικά ανέφικτη τη δυνατότητα παράλληλης επεξεργασίας πολλών μηκών κύματος.



Σχήμα 5.39 Αντιστοιχία των βασικών λογικών μονάδων επεξεργασίας για την επεξεργασία α) απλής γραμμής με MZI και β) την πολυκυματικής γραμμής

Η δυνατότητα υλοποίησης πολύ-κυματικών εφαρμογών με τη χρήση ολοκληρωμένων πολλαπλών στοιχείων βασίζεται στην πολύ απλή ιδέα της ανάθεσης ενός ξεχωριστού μήκους κύματος σε κάθε ένα από τα ολοκληρωμένα στοιχεία. Επομένως η επεξεργασία υλοποιείται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο που συνέβαινε για ένα μήκος κύματος, με τη διαφορά ότι τώρα επεκτείνεται πανομοιότυπα και για τα υπόλοιπα μήκη κύματος. Για να γίνει το παραπάνω καλύτερα εμφανές, το Σχήμα 5.39 απεικονίζει το σχεδιασμό και την αντιστοιχία που έχουν οι βασικές λογικές μονάδες επεξεργασίας για την απλή (Σχήμα 5.39(α)) και την πολυκυματική (Σχήμα 5.39(β)) επεξεργασία αντίστοιχα.

Το Σχήμα 5.39 (α) θεωρεί ως βασική λογική μονάδα μια ολοκληρωμένη συμβολομετρική πύλη Mach-Zehnder, όπου στην είσοδο και τη θύρα ελέγχου οδηγούνται σήματα που βρίσκονται καθένα σ' ένα μόνο μήκος κύματος. Στην περίπτωση του Σχήμα 5.39 (β), η βασική λογική μονάδα αποτελείται πλέον από ένα ολοκληρωμένο πολλαπλών στοιχείων, έστω τεσσάρων (Quad-MZI), καθώς και δυο συστοιχίες φράγματος περίθλασης (Arrayed Waveguide Grating-AWG) στην είσοδο και την έξοδο του ολοκληρωμένου που λειτουργούν σαν διαχωριστές μήκους κύματος. Καθένα απ' τα μήκη κύματος στην έξοδο του AWG οδηγείται στην είσοδο ενός από τα τέσσερα ολοκληρωμένα στοιχεία. Οι έλεγχοι των στοιχείων μπορούν με παρόμοιο τρόπο να είναι ανεξάρτητοι του μήκους κύματος, όμως στο Σχήμα 5.39 (β) έχει επιλεγεί να είναι κοινό για λόγους απλούστευσης.



Σχήμα 5.40 εφαρμογές μονού μήκους κύματος που βασίζονται αποκλειστικά στις οπτικές πύλες, μπορούν να γίνουν WDM εφαρμογές με ένα προς ένα αντικατάσταση των λογικών τους μονάδων.

Η παραπάνω ένα προς ένα αντιστοιχία μεταξύ απλής και πολύ-κυματικής λογικής

μονάδας επεξεργασίας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι όλες οι εφαρμογές μονού μήκους κύματος που βασίζονται αποκλειστικά στις οπτικές πύλες, μπορούν να γίνουν WDM εφαρμογές με απλή αντικατάσταση των λογικών τους μονάδων, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.40. Η απλοϊκή προσέγγιση του σχεδιασμού οδηγεί αναπόφευκτα ορισμένες

φορές σε όχι βέλτιστη εκμετάλλευση των πόρων, ωστόσο μέχρι στιγμής αποτελεί τη μοναδική εφικτή λύση. Κεντρικό παράδειγμα αποτελεί η δυνατότητα υλοποίησης πολύκυματικών διατάξεων αναγέννησης. Στα σύγχρονα WDM τηλεπικοινωνιακά δίκτυα η ανάγκη για 2R και 3R αναγέννηση συνεχώς εντείνεται λόγω της ραγδαίας ανάπτυξης τους και την αύξηση του όγκου πληροφοριών, χωρίς ωστόσο μέχρι στιγμής να έχει προταθεί μια εμπορικά βιώσιμη λύση. Η χρήση πολλαπλών ολοκληρωμένων στοιχείων μπορεί να δώσει ουσιαστική απάντηση στο πρόβλημα. Στην παράγραφο 7.2.2 προτείνεται ο σχεδιασμός ενός κυκλώματος πολύ-κυματικής 3R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Poής στα 40Gb/s, με χρήση των τετραπλών ολοκληρωμένων στοιχείων πΟυ κατασκευάστηκαν από τη CIP γα λογαριασμό του προγράμματος IST-MUFINS.

Αναφορές

- [5.1] <u>http://fibresystems.org/cws/article/magazine/7089</u>
- [5.2] B. Whitman, "Fibre Access Deployment Worldwide: Market Drivers, Politics and Technology Choices," *European Conf. Optical Commun. (ECOC'04),* Market Focus, 2004.
- [5.3] <u>http://fibresystems.org/cws/article/magazine/35591</u>
- [5.4] <u>http://www.infinera.com/technology/pic/largescale.html</u>
- [5.5] <u>http://www.infinera.com/technology/optical_network.html</u>
- [5.6] <u>www.xponentinc.com</u>
- [5.7] <u>www.enablence.com</u>
- [5.8] <u>www.ciphotonics.com</u>
- [5.9] <u>www.mufins.cti.gr</u>
- [5.10] 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 on25-29 March 2007 Page(s):1 – 3
- [5.11] 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.
- [5.12] 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.
- [5.13] O. Leclerc et al., "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond", J. Lightwave Technol., vol. 21, No. 11, pp. 2779-2790, 2003.
- [5.14] 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.
- [5.15] 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.
- [5.16] "WDM-enabled, 40Gb/s Hybrid Integrated All-optical Regenerator" G.Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie CIP F. Gunning, X. Yang, A.D. Ellis, R. Webb, R. Manning : Photonic Systems Group, Tyndall National Institute, University College Cork, Cork, Ireland Post Deadline Paper ECOC 2005, Glasgow 2005
- [5.17] 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
- [5.18] 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 on25-29 March 2007 Page(s):1 3
- [5.19] 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, IEEEVolume 18, Issue 8, April 2006 Page(s):917 – 919
- [5.20] 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
- [5.21] 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.
- [5.22] 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

- [5.23] 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.
- [5.24] 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.
- [5.25] 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.
- [5.26] O. Leclerc, et al., "160Gbit/s all-optical regenerator", Conference on Lasers and Electro-Optics, pp. 680-681, May 2000.
- [5.27] 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.
- [5.28] C. Schubert et al., "160 Gbit/s wavelength converter with 3R-regenerating capability", Electron. Lett., Vol. 16, pp. 903-904, Aug. 2002.
- [5.29] P. Guerber, "Ultimate performance of SOA-based interferometer as decision element in 40 Gb/s all-optical regenerator", Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, Anaheim, pp. 753-755, March 2002.
- [5.30] C. Bornholdt et al., "Semiconductor-based all-optical 3R regenerator demonstrated at 40Gbit/s", Electron. Lett., Vol. 15, pp. 192-194, Feb. 2004
- [5.31] 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.
- [5.32] D. Cotter and A. D. Ellis, "Asynchronous Digital Optical Regeneration and Networks", J. of Lightwave Technology, vol. 16, No. 12, pp. 2068-2080, Dec. 1998
- [5.33] S. Yegnanarayanan et al., "Low-jitter asynchronous optical packet regenerator using wavelength-sampling technique", Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2000, WM48-1, pp. 353–355, USA 2000
- [5.34] 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 on17-22 June 2007 Page(s):1 - 1
- [5.35] 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
- [5.36] B. Sartorius et al., "40 GHz optical clock recovery for application in asynchronous networks", 27th European Conference on Optical Communication 2001, (ECOC '01), Vol. 3, pp. 442-443, Oct. 2001
- [5.37] Kanellos, G.T.; Petrantonakis, D.; Tsiokos, D.; Bakopoulos, P.; Zakynthinos, P.; Pleros, N.; Apostolopoulos, D.; Maxwell, G.; Poustie, A.; Avramopoulos, H."All-Optical 3R Burst-Mode Reception at 40 Gb/s Using Four Integrated MZI Switches" Lightwave Technology, Journal of Volume 25, Issue 1, Jan. 2007 Page(s):184 – 192
- [5.38] G.T. Kanellos, L. Stampoulidis, N. Pleros, T. Houbavlis, D. Tsiokos, E. Kehayas, H. Avramopoulos Clock and data recovery circuit for 10-Gb/s asynchronous optical packets,
- [5.39] C. Bintjas et al., "20 Gb/s all-optical XOR with UNI gate", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 12, No. 7, pp. 834-836, 2000.
- [5.40] N. S. Patel et al., "Interferometric all-optical switches for ultrafast signal processing", Appl. Opt., vol. 37, No. 14, pp. 2831-2842, 1998.

- [5.41] E. Kehayas, G. T. Kanellos, L. Stampoulidis, P. Bakopoulos, N. Pleros, G. Guekos and H. Avramopoulos, All-Optical Burst-Mode Receiver at 10 Gb/s presented at ECOC 2004, Tech. Dig. Tu. 1.5.4, Stockholm, Sweden, 2004
- [5.42] D. Von der Linde,"Characterization of the Noise in continuously Operating Mode-Locked Lasers", Applied Physics B, Vol. 39, pp. 201-217, 1986
- [5.43] G. Kramer and G. Pesavento, "Ethernet passive optical network (EPON): building a nextgeneration optical access network," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. S66-S73, Feb. 2002.
- [5.44] 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.
- [5.45] 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.
- [5.46] 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.
- [5.47] 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.
- [5.48] R. Sato, T. Ito, Y. Shibata, A. Ohki, and Y. Akatsu, "40 Gb/s Burst-Mode Optical 2R Regenerator", *IEEE J. Lightwave Tecnol*.vol. 17, Issue 10, pp. 2194-2196, October 2005.
- [5.49] Zhaoyang Hu et al., "40-Gb/s optical 3R regeneration using a traveling-wave electroabsorption modulator-based optical clock recovery", in *Optical Fiber Communication Conference*, 2005, Vol.2, pp.3.
- [5.50] <u>http://www.ciphotonics.com</u>
- [5.51] R. P.Webb, R. J. Manning, G. D. Maxwell, and A. J. Poustie, "40 Gbit/s all-optical XOR gate based on hybrid-integrated Mach–Zehnder interferometer," *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 79–81, Jan. 2003.
- [5.52] A. E. Kelly et al., "80-Gb/s all-optical regenerative wavelength conversion using semiconductor optical amplifier based interferometer," Electron. Lett., vol. 35, pp. 1477– 1478, Aug. 1999.
- [5.53] M. L. Nielsen et al., "40 Gbit/s standard-mode wavelength conversion in all-active MZI with very fast response," Electron. Lett., vol. 39, pp. 385–386, Feb. 2003.
- [5.54] S. Nakamura, Y. Ueno, and K. Tajima, "168-Gb/s all-optical wavelength conversion with a symmetric-Mach–Zehnder-type switch," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 13, pp. 1091– 1093, Oct. 2001.
- [5.55] X. Song, Foo Cheong Yu, H. Song, M. Sugiyama, Y. Nakano "All-Optical OTDM DEMUX with Monolithic SOA-MZI Switch by Regrowth-Free Selective Area MOVPE" in *Conference on Lasers and Electro-optics*, 30-02 Aug. 2005 Page(s):424 – 425
- [5.56] F. Ramos et al., "IST-LASAGNE: Towards All-Optical Label Swapping Employing Optical Logic Gates and Optical Flip-Flops", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 23, No. 10, pp. 2993-3011, Oct. 2005.
- [5.57] G. T. Kanellos et al., "Clock and Data Recovery circuit for 10 Gb/s asynchronous data packets", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 1666-1668, Nov. 2003.
- [5.58] An V. Trao, C. Chae and R. S. Tucker, "Optical Packet Power Equalization with Large Dynamic Range using Controlled Gain-Clamped SOA", Proceedings in Optical Fiber Communications 2005, paper OME46
- [5.59] G. Contestabile, R. Proietti, N. Calabretta, and E. Ciaramella," Reshaping Capability of Cross-Gain Compression in Semiconductor Amplifiers", IEEE Photon. Technol. Lett. Vol.17,No12, 2523-2526 (2005).

- [5.60] J. Leuthold.; M. Kauer, "Power equalisation and signal regeneration with delay interferometer all-optical wavelength converters", IEE Electronic Letters, Vol. 38, Issue 24, 1567 – 1569, (2002)
- [5.61] D. Wolfson et al., "Experimental Investigation at 10 Gb/s of the Noise Suppression Capabilities in a Pass-Through Configuration in SOA-Based Interferometric Structures", IEEE Photon. Technol. Lett. 12,No7, 837-839 (2000).
- [5.62] M. Daikoku, N. Yoshikane, T. Otani and H. Tanaka "Optical 40-Gb/s 3R Regenerator With a Combination of the SPM and XAM Effects for All-Optical Networks" IEEE J. Lightwave. Technol., 2006, Vol. 24, pp. 1142 - 1148.
- [5.63] B. Lavigne et al., "Low input power All-Optical 3R Regenerator based on SOA devices for 42.66Gbit/s ULH WDM RZ transmissions with 23dB span loss and all-EDFA amplification," in Opt. Fiber Communication Conf. 2003, vol.3, pp. PD15 P1-3.
- [5.64] J. Slovak, C. Bornholdt, B and B. Sartorius, "All-Optical 3R regenerator for Asynchronous Data Packets at 40 Gb/s", in Eur. Conf. Optical Communication, 2004, We.2.5.7, pp. 388-389.
- [5.65] O. Leclerc et al. "Optical regeneration at 40 Gb/s and Beyond" IEEE J. Lightwave. Techol., 2003, Vol. 21, pp. 2779 - 2790

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 Δικτυακή μετάδοση δεδομένων εκρηκτικής ροής με χρήση αναγεννητών

6.1 Εισαγωγή

Η εκρηκτική ανάπτυξη του διαδικτύου, κυρίως λόγω της μετάδοσης δεδομένων πολυμέσων (multimedia traffic) μέσω του Παγκόσμιου ιστού (World-Wide-Web), οδήγησε στην αλλαγή της μορφής των πληροφοριών, η οποία όπως αποδεικνύεται σήμερα από πληθώρα μελετών [6.1], είναι εκρηκτικής μορφής (bursty) σε όλες τις κλίμακες του χρόνου και για διάφορα επίπεδα πολυπλεξίας [6.2]. Τα σημερινά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος όμως δεν μπορούν να χειριστούν οντότητες δεδομένων μικρού μεγέθους σε εύρος ζώνης, και σε όλες τις περιπτώσεις όπου το απαιτούμενο εύρος ζώνης είναι μικρότερο της μέγιστης τιμής, το δεσμευμένο εύρος ζώνης παραμένει ανεκμετάλλευτο. Ο στόχος λοιπόν των οπτικών τηλεπικοινωνιών σήμερα έχει επικεντρωθεί στην προσαρμογή των WDM δικτύων στα νέου τύπου δεδομένα, τόσο σε επίπεδο λογισμικού (πρωτοκόλλων) [6.4]-[6.6] όσο και σε υλικοτεχνικό επίπεδο [6.3], ώστε να βελτιωθεί η αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης μέσω της μείωσης των καθυστερήσεων (latency) που υπεισέρχονται από την έλλειψη συγχρονισμού και αποθήκευσης στα σημερινά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος. Συγκεκριμένα, η αναζήτηση ευφυών λύσεων στη λογισμική διαχείριση των δικτύων αποσκοπεί στην απλούστευση των πρωτοκόλλων μεταφοράς, ώστε να αποφεύγεται κατά το δυνατόν η χαμηλής ρυθμοδότησης ηλεκτρο-οπτική μετατροπή (opto-elecrtro-optical conversion) και η μεταφορά απλών διαδικασιών δρομολόγησης στο οπτικό επίπεδο.

Η τεχνολογία που έχει προταθεί για τη μεταγωγή της πληροφορίας στα σύγχρονα WDM οπτικά δίκτυα (Wavelength Division Multiplexed), ώστε να καλύπτονται οι παραπάνω προϋποθέσεις και να εξασφαλίζεται η αποδοτικότερη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης μίας τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, είναι η τεχνική της μεταγωγής πακέτου (Optical Packet Switching) [6.7]. Στην τεχνική μεταγωγής πακέτων οι ροές δεδομένων χωρίζονται σε μικρά πακέτα δεδομένων, τα οποία πολυπλέκονται με άλλα πακέτα, που προέρχονται από άλλες ζεύξεις μέσα στο δίκτυο. Κατόπιν, τα πακέτα μετάγονται ως αυτοδύναμες οντότητες στους κόμβους του δικτύου ανάλογα με τον προορισμό τους. Η πληροφορία του προορισμού κάθε πακέτου βρίσκεται στο πεδίο της επικεφαλίδας (header) του, το οποίο και προσκολλάται στο φορτίο-περιεχόμενό του (payload). Οι ενδιάμεσοι κόμβοι του δικτύου αναγνωρίζουν τις επικεφαλίδες των πακέτων και τα δρομολογούν/μετάγουν ανάλογα με τον προορισμό, που επιθυμούν, μέσω ορισμένων πολύπλοκων διαδικασιών. Η επανασύνδεση των πακέτων στην αρχική μορφή της ροής δεδομένων γίνεται μόλις αυτά φτάσουν, τελικά, στην επιθυμητή διεύθυνση. Οι εφαρμογές Διαδικτύου είναι οι κυριότερες, ίσως, εφαρμογές, οι οποίες χρησιμοποιούν δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Στις εφαρμογές αυτές χρησιμοποιείται για την μεταγωγή και τη δρομολόγηση κάθε πακέτου στον επιθυμητό προορισμό του το πρωτόκολλο Δ ιαδικτύου (Internet protocol-IP)] [6.8]-[6.10].



Σχήμα6.1: α) Δίκτυα μεταγωγής πακέτου (β) δίκτυα εκρηκτικής ροής

Ωστόσο, το πρόβλημα που αντιμετωπίζει η αρχιτεκτονική της μεταγωγής πακέτων είναι το γεγονός ότι απαιτείται ξεχωριστή επεξεργασία κάθε πακέτου δεδομένων που εισέρχεται στο δρομολογητή κάθε ενός κόμβου του δικτύου. Η μεμονωμένη οπτο-ηλεκτρο-οπτική μετατροπή, η επεξεργασία επικεφαλίδας και η δρομολόγηση των πακέτων πληροφορίας είναι εξαιρετικά ακριβή, ενώ παράλληλα

περιορίζει την ευελιξία και τη συνολική απόδοση του δικτύου αφού θέτει περιορισμούς στους ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων, στους τρόπους διαμόρφωσης της πληροφορίας και στο είδος των πρωτοκόλλων. Η απάντηση στην τενολογική πρόκληση της δρομολόγησης πακέτων φαίνεται στο σχήμα 6.1 και συνοψίζεται στην εξεύρεση μιας αρχιτεκτονικής δικτύου που θα συγκέντρωνε τα πολλά μικρά πακέτα και θα τα δρομολογούσε σε δέσμες από προκαθορισμένες διαδρομές.

Η λύση που έχει προταθεί καλείται Μεταγωγή Εκρηκτικής Poής (optical burst switching - OBS) [6.11]- [6.13] και αποτελεί την ενδιάμεση λύση ανάμεσα στα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος και τα δίκτυα μεταγωγής πακέτου. Η αρχιτεκτονική σχεδίαση του OBS λαμβάνει επιπλέον υπόψη την έλλειψη οπτικής μνήμης που επηρεάζει καθοριστικά τα επίπεδα ελέγχου της λειτουργίας του δικτύου, καθώς στα οπτικά δίκτυα καθίσταται ανέφικτη η store-and-forward μετάδοση των πακέτων δεδομένων μεταξύ των κόμβων, και υπαγορεύει ότι η μετάδοση θα πρέπει να γίνεται απ' ευθείας (on-thefly). Σύμφωνα με αυτή, η OBS τεχνική χρησιμοποιεί ένα πακέτο ελέγχου (control or setup packet) για κάθε πακέτο δεδομένων εκρηκτικής ροής (data burst) που πρέπει να σταλεί, ώστε να επιτελέσει μια μονόδρομη δέσμευση (one-way delayed reservation) ενός διαθέσιμου μονοπατιού (path) στο δίκτυο. Η διαδικασία απεικονίζεται αναλυτικά στο σχήμα 6.2, όπου ένα πακέτο ελέγχου διέρχεται διαδοχικά από τους κόμβους του δικτύου, καθορίζει με τη βοήθεια των δρομολογητών τη διαδρομή και τους χρονισμούς, και στη συνέχεια μετά την πάροδο ενός χρονικού διαστήματος ασφαλείας(guardband), δρομολογείται η ριπή δεδομένων. Στους τερματικούς κόμβους έχει προηγηθεί η κατάλληλη πολυπλεξία των πακέτων δεδομένων σε ριπές (bursts).

Με τον τρόπο αυτό διευκολύνεται η μετάδοση του πακέτου εκρηκτικής ροής από τον προκαθορισμένο δρόμο συνδυάζοντας τα πλεονεκτήματα της μεταγωγής κυκλώματος (από δεσμευμένα μονοπάτια του WDM δικτύου) και της οπτικής μεταγωγής πακέτων με χρήση χρονικών θυρίδων για τα πακέτα εκρηκτικής ροής. Επομένως μπορεί να υποστηρίξει με επιτυχία εφαρμογές που απαιτούν τη μετάδοση σε σύντομα χρονικά τμήματα (short-lived or bursty sessions) μεγάλο όγκο πληροφορίας σε υψηλό ρυθμό μετάδοσης με μικρή καθυστέρηση (end-to-end latency), ανοίγοντας το δρόμο για αποδοτική οπτική μετάδοση δεδομένων τύπου TCP/IP και ATM [6.15]. Το σχήμα 6.1 αναπαριστά σχηματικά τα δίκτυα μεταγωγής πακέτου (σχήμα 6.1α) και εκρηκτικής ροής (σχήμα 6.1β), όπου η κατάλληλη ρύθμιση των ενδιάμεσων κόμβων του δικτύου στη δεύτερη περίπτωση επιτρέπει τη συλλογική δρομολόγηση των πακέτων



<u>Γεώργιος Θ. Κανέλλος</u> Δικτυακή μετάδοση δεδομένων εκρηκτικής ροής



Ένα κύριο χαρακτηριστικό της μεταγωγής πακέτου και έκρηξης είναι τα καθορισμένα χρονικά διαστήματα που ορίζονται σε κάθε χρήστη, προκειμένου να σταλούν τα στοιχεία σε οποιοδήποτε άλλο χρήστη ή κόμβο, δίνοντας έμφαση στον πολλαπλής-πρόσβασης χαρακτήρα του δικτύου. Το θεμελιώδες χαρακτηριστικό γνώρισμα των δικτύων πολλαπλής-πρόσβασης είναι ότι τα επιτυχή πακέτα σε μια μονή ζεύξη, μπορούν να ποικίλουν σημαντικά [6.11] σε φάση (ασύγχρονα) και πλάτος ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του πομπού και την οπτική πορεία που ακολουθεί κάθε πακέτο, δεδομένου ότι μπορεί να προέρχονται από διαφορετική πηγή και να διαδίδονται από διαφορετικές γραμμές μεταφοράς που αντιστοιχούν σε διαφορετικές συνολικές απώλειες. Η ανομοιογένεια στις τιμές ισχύος των ριπών δεδομένων και οι μεγάλες αποκλίσεις τους ανάγουν σε κεντρικά συστήματα για τη λειτουργία του δικτύου τους δέκτες εκρηκτικής ροής (3R Burst Mode Receivers – BMR) [6.11]-[6.20]. Οι BMR είναι κατάλληλα κυκλώματα υποδοχής που αναλαμβάνουν να χειριστούν την ασύγχρονη και μεταβαλλόμενου επιπέδου ισχύος ροή πακέτων δεδομένων. Οι 3R Burst Mode Receivers είναι οπωσδήποτε απαραίτητοι στους τερματικούς κόμβους των δικτύων ώστε να εξασφαλίσουν την χωρίς λάθη λήψη των δεδομένων στα τερματικά των χρηστών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.2.

Ωστόσο, η αμιγώς οπτική μετάδοση των δεδομένων κατά μήκος του δικτύου εκρηκτικής ροής υπαγορεύει την ανάγκη για κάποια μορφή οπτικής αναγέννησης του σήματος στους ενδιάμεσους κόμβους. Η χρήση 3R αναγεννητών εκρηκτικής ροής αποτελεί ίσως τη βέλτιστη λύση από πλευράς διασφάλισης της ποιότητας του σήματος, καθώς αναμφισβήτητα αναιρεί όλων των ειδών τις αλλοιώσεις και το επαναφέρει σε

ικανοποιητική για μετάδοση μορφή, αυξάνει όμως σημαντικά το κόστος του δικτύου δεδομένου ότι, όπως είδαμε και στο Κεφάλιο 5, είναι ακόμα εξαιρετικά πολύπλοκες διατάξεις. Συγκεκριμένα, η λειτουργία του επανα-χρονισμού (retiming) αναιρεί μεν το θόρυβο που εμφανίζεται στο σήμα σαν χρονική ολίσθηση φάσης (timing jitter), απαιτεί όμως για τη λειτουργία δυο επιπλέον υποσυστήματα: ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και ένα στοιχείο απόφασης. Η αποκλειστική χρήση επομένως διατάξεων 3R BMRs αυξάνει κατά μήκος όλων των κόμβων του δικτύου διογκώνει υπερβολικά το κόστος και την πολυπλοκότητα του. Από την άλλη μεριά, όπως είδαμε στο Κεφάλαιο 4, υπάρχουν διαθέσιμοι 2R αναγεννητές εκρηκτικής ροής [6.19],[6.21] που είναι πολύ απλούστεροι στην κατασκευή από τους αντίστοιχους 3R BMR. Τα κυκλώματα αυτά, αποτελούμενα από μόνο ένα Mach-Zehnder, έχουν δειχθεί ότι είναι ικανά να αναγεννούν δεδομένα εκρηκτικής ροής με ασύγχρονα πακέτα μεταβλητού μήκους στα 40 Gb/s και 9 dB διαφορά στη στάθμη ισχύος τους, χωρίς ωστόσο να παρέχουν τη λειτουργία του επαναχρονισμού στα δεδομένα.

Ένας τρόπος να μειωθεί περαιτέρω η πολυπλοκότητα και το κόστος ενός δικτύου εκρηκτικής ροής είναι η τοποθέτηση 2R BMR αναγεννητών σε κατάλληλα επιλεγμένους ενδιάμεσους κόμβους, ώστε κατά τη δρομολόγηση του σήματος αυτό να διέρχεται διαδοχικά από έναν ικανό αριθμό 2R αναγεννητών πριν βρεθεί σ' ένα κόμβο όπου θα υπόκειται σε πλήρη 3R αναγέννηση. Η συσσώρευση θορύβου με τη μορφή χρονικής ολίσθησης φάσης (timing jitter) υποβαθμίζει μεν την ποιότητα του σήματος καθώς το σήμα διαδίδεται από κόμβο σε κόμβο, ωστόσο, αυτή η διαδικασία απαιτεί έναν αριθμό από κόμβους και αντίστοιχο μήκος μετάδοσης μέχρι το σήμα να οδηγηθεί σε μη αντιστρεπτή κατάσταση, όπου η αλλοίωση έχει προχωρήσει σε τέτοιο βαθμό ώστε να επιτελούνται λάθη κατά την αναγνώριση των δεδομένων. Επομένως οι 2R BMR μπορούν παρεμβάλλονται σειριακά για όσο διάστημα εξασφαλίζουν την αλάθητη μετάδοση των εκρηκτικών δεδομένων.

Η διαδικασία της χρήσης απλών 2R αναγεννητών στη θέση ορισμένων 3R αναγεννητών έχει ήδη προταθεί για οπτικά δίκτυα όπου τα δεδομένα που μεταδίδονται δεν παρουσιάζουν κάποια ιδιαίτερα χαρακτηριστικά, όπως μεγάλες διακυμάνσεις στην ισχύ τους. Σ' αυτά τα πλαίσια, έχει πραγματοποιηθεί μια σειρά πειραμάτων που εξετάζουν τη σειριακή διασυνδεσιμότητα (cascadability) των 2R αναγεννητών [6.22],[6.23] οπτικών δεδομένων. Η σειριακή διάδοση του σήματος μέσα από 2R αναγεννητές προσομοιάζει την μετάδοση δεδομένων μέσα από την αλληλουχία των κόμβων ενός πραγματικού δικτύου. Τα πειράματα σειριακής διασυνδεσιμότητας (cascadability) των 2R αναγεννητών πραγματοποιήθηκαν με την καθιερωμένη πειραματική μέθοδο του επανατροφοδοτούμενου βρόχου (recirculating loop) [6.24][6.25].

Ο επανατροφοδοτούμενος βρόχος έχει χρησιμοποιηθεί διεξοδικά στη μελέτη της διάδοσης οπτικής πληροφορίας (optical transmission) για μεγάλες αποστάσεις [6.28] ή

τη σειριακή διάδοση του σήματος μέσα από διάφορα οπτικά στοιχεία, όπως ενισχυτές [6.30], πολυπλέκτες ADD-DROP [6.31], αναγεννητές [6.29]. Ανάλογα με το είδος του πειράματος, η μέθοδος μπορεί να βασίζεται κατασκευαστικά στη χρήση είτε σχετικά μικρού μήκους οπτικής ίνας είτε μικρού αριθμού οπτικών στοιχείων. Συγκεκριμένα για βρόχους που αποσκοπούν στη μελέτη διάδοσης σε μεγάλες αποστάσεις (long-haul) απαιτούνται μήκη ίνας της τάξεως των εκατοντάδων χιλιομέτρων, ενώ για πειράματα σειριακής διασυνδεσιμότητας στοιχείων τα μήκη αυτά είναι της τάξεως των δεκάδων χιλιομέτρων. Πειράματα επανατροφοδοτούμενου βρόχου έχουν να επιδείξουν ποικίλα παγκόσμια ρεκόρ μετάδοσης οπτικής πληροφορίας, με κυριότερο τη μετάδοση 25.6 Terabits per second (Tb/s) οπτικών δεδομένων, διαμοιρασμένα σε 160 πολυκυματικά κανάλια (WDM), από μία μόνο οπτική ίνα [6.27]. Από την άλλη μεριά, στον τομέα της σειριακής μετάδοσης 2R αναγεννητών, μέχρι σήμερα έχουν επιδειχθεί μελέτες για δεδομένα της μορφής 10 Gb/s με κωδικοποίηση επιστροφής-στο-μηδέν (Return-Zero) και για 10 Gb/s με κωδικοποίηση μη-επιστροφής-στο-μηδέν (Non-Return-Zero). Το πρώτο πείραμα εξετάζει έναν αναγεννητή που αποτελείται από έναν SOA σε συνδυασμό με έναν saturable absorber [6.22] και πέτυχε αλάθητη μετάδοση δεδομένων για αλληλουχία 6 αναγεννητών, ενώ ο δεύτερος αναγεννητής αποτελείται από ένα SOA-MZI σε λειτουργία μετατροπής μήκους κύματος (ενότητα 3.5) [6.23] και πέτυχε αλάθητη μετάδοση για 5 αναγεννητές.

Συνδυάζοντας τη 2R αναγέννηση εκρηκτικής ροής δεδομένων με την πειραματική μέθοδο του επανατροφοδοτούμενου βρόχου, στο παρών Κεφάλαιο επιχειρούμε για πρώτη φορά να προσομοιάσουμε τη μετάδοση δεδομένων εκρηκτικής ροής σ' ένα OBS δίκτυο και να μελετήσουμε τη απόκριση της σειριακής λειτουργίας αυτών των 2R αναγεννητών. Η πειραματική εξομοίωση της δικτυακής μετάδοσης δεδομένων σ' ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής, με χρήση των προτεινόμενων 2R Αναγεννητών Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής σε διαδοχικούς κόμβους, μελετά την ικανότητα διαδοχικής σύνδεσης παρόμοιων οπτικών πυλών και αναδεικνύει ένα σενάριο δικτυακής χρήσης τους με σημαντική εξοικονόμηση πόρων. Η υπόλοιπη παρουσίαση οργανώνεται ως εξής. Η παράγραφος ΙΙ παρουσιάζει τη γενική αρχή λειτουργίας του επανατροφοδοτούμενου βρόχου και περιγράφει αναλυτικά τις γενικές αρχές κατασκευής και συγχρονισμού της. Η παράγραφο ΙV και V παρουσιάζονται η πειραματική υλοποίηση και η ανάλυση των αποτελεσμάτων αντίστοιχα.

6.2 Ο επανατροφοδοτούμενος βρόχος οπτικών ινών

Ο επανατροφοδοτούμενος βρόχος είναι μια συνδεσμολογία που επιτρέπει στο φως να επιτελεί πολλαπλές διελεύσεις από ένα προκαθορισμένο τμήμα οπτικής ίνας. Η χρήση του αποσκοπεί κυρίως στη μελέτη οπτικών συστημάτων για τη μετάδοση δεδομένων σε μεγάλες αποστάσεις (long-haul transmission), χωρίς να είναι απαραίτητη

η ύπαρξη του φυσικού μήκους της γραμμής μετάδοσης. Η επαναληπτική χρησιμοποίηση ενός περιορισμένου μήκους οπτικής ίνας δίνει με τον τρόπο αυτό τη δυνατότητα να προσομοιαστεί η διάδοση των σημάτων σε μεγάλες αποστάσεις. Συνήθως οι μελέτες αφορούν τη συσσώρευση θορύβου στις γραμμές μεταφοράς, την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων, όπως π.χ. η διασπορά, την αλλοίωση του σήματος, τα φαινόμενα εξασθένισης, καθώς και την επίδραση αναγεννητικών διατάξεων σε πιο ρεαλιστικές συνθήκες μετάδοσης. Μια άλλη σημαντική χρήση του επανατροφοδοτούμενου βρόχου, σαν επέκταση της αυτό-ετερόδυνης τεχνικής μέτρησης [6.26], αφορά τον υπολογισμό του εύρους φασματικής γραμμής (linewidth) των οπτικών σημάτων που πηγάζουν από laser, ακόμα και στην περίπτωση που το εύρος φασματικής γραμμής τους είναι εξαιρετικά στενό (<1 KHz). Το σχηματικό διάγραμμα της αρχής λειτουργίας του βρόχου εικονίζεται στο Σχήμα6.3. Η κεντρική ιδέα συνοψίζεται στην επαναχρησιμοποίηση ενός προκαθορισμένου σχετικά μικρού μήκους τμήματος οπτικής ίνας, αρκετές φορές, ώστε το άθροισμα τους να ισοδυναμεί με το συνολικό μήκος της γραμμής μεταφοράς που θέλουμε να εξετάσουμε.



Σχήμα 6.3: Σχηματικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης ενός επανατροφοδοτούμενου βρόγχου

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.3, το σήμα εισέρχεται για πρώτη φορά στο βρόχο μέσω της μίας από τις δυο διαθέσιμες εισόδους ενός οπτικού συζεύκτη. Οι δυο έξοδοι του συζεύκτη συνδέονται ώστε η μία να οδηγεί στα διαγνωστικά όργανα, αποτελώντας με τον τρόπο αυτό τη θύρα παρατήρησης (monitor) του βρόχου, ενώ η δεύτερη εισάγει το σήμα στο βρόχο. Το τμήμα του βρόχου αποτελείται από τα υπό εξέταση οπτικά στοιχεία, το τμήμα πεπερασμένου μήκους της οπτικής ίνας, τα στοιχεία ενίσχυσης και έναν ακουστό-οπτικό διαμορφωτή (acousto-optic modulator – AOM). Το τέλος του βρόχου συνδέεται με τη δεύτερη διαθέσιμη είσοδο του συζεύκτη. Καθώς το σήμα έχει ολοκληρώσει ένα κύκλο διάδοσης στο βρόχο, κατευθύνεται στο συζεύκτη εξόδου, ο οποίος με τη σειρά του θα το εισάγει ξανά στο βρόχο για το επόμενο πέρασμα του. Προκειμένου να αποφευχθεί η συμβολή της εξόδου του βρόχου με το σήμα εισόδου, χρησιμοποιείται ο ακουστο-οπτικός διαμορφωτής σαν διακόπτης, ο οποίος οδηγείται με κατάλληλα σήματα συγχρονισμού ώστε κάθε φορά να απομονώνει το ένα από τα δύο σήματα εισόδου. Η λειτουργία του διακόπτη επιλέγεται να επιτελείται από έναν ακουστο-οπτικό διαμορφωτή, εξαιτίας του μεγάλου λόγου αντίθεσης που επιδεικνύει (~ 40 dB), επιτρέποντας με τον τρόπο αυτό τη βέλτιστη δυνατή απομόνωση του σήματος. Ωστόσο, η παρουσία του εισάγει σημαντικές απώλειες στο βρόχο, κάνοντας επιτακτική τη χρήση ενισχυτικών διατάξεων για την εξισορρόπηση του ισοζυγίου ισχύος του βρόχου.

Οι σημαντικότερες παράμετροι για την επιτυχή λειτουργία του επανατροφοδοτούμενου βρόχου είναι ο σωστός συγχρονισμός των ηλεκτρονικών και οπτικών σημάτων, η ορθή συνδεσμολογία όλων των επιμέρους τμημάτων και η ισοστάθμιση του βρόχου όσον αφορά τις απώλειες, το κέρδος, την πόλωση και τα επίπεδα θορύβου. Η αναλυτική περιγραφή των παραπάνω παρατίθεται στην ακόλουθη παράγραφο.



Σχήμα 6.4 Η πλήρης συνδεσμολογία οπτικού και ηλεκτρονικού εξοπλισμού ενός πειράματος ανατροφοδοτούμνου βρόχου

6.2.1 Κατασκευή του επανατροφοδοτούμενου βρόχου

Η πειραματική υλοποίηση του επανατροφοδοτούμενου βρόχου αποτελείται από τέσσερα κύρια τμήματα:

- Την πηγή του σήματος εισόδου
- Το τμήμα ελέγχου σημάτων, που ευθύνεται για το συγχρονισμό τους και τη λειτουργία των AOM διακοπτών.
- Το τμήμα του βρόχου, που υλοποιεί τη γραμμή μεταφοράς με το υποεξέταση στοιχείο (DUT).
- Το τμήμα του δέκτη με τα διαγνωστικά όργανα

Α. Γεννήτρια της οπτικής πηγής

Η οπτική πηγή παράγει το σήμα εισόδου στο βρόχο που αποτελεί το οπτικό σήμα του οποίου τις συνθήκες μετάδοσης θέλουμε να εξετάσουμε. Η γεννήτρια της οπτικής πηγής του σήματος μπορεί να περιλαμβάνει μια διοδική πηγή laser κατανεμημένης

ανάδρασης (LD1- DFB laser), η οποία λειτουργεί με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής (gain switching) (Παράρτημα A) για την παραγωγή παλμών τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (Return-to-Zero - RZ) και σχήματος Gauss (Παράρτημα A) σε συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Η παραγόμενη παλμοσειρά διαμορφώνεται στη συνέχεια εξωτερικά με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD1), για την εγγραφή της ψηφιακής πληροφορίας στο οπτικό σήμα, δημιουργώντας το τελικό οπτικό σήμα δεδομένων. Ωστόσο, ο διαμορφωτής πρέπει να οδηγείται από μικροκυματική παλμο-γεννήτρια (Pulse Pattern Generator) που υποστηρίζει τη λειτουργίας ριπής (burst-mode).

Β. Τμήμα ελέγχου σημάτων

Το τμήμα αυτό αποτελεί το σημαντικότερο μέρος της συνολικής διάταξης, καθώς ελέγχει την είσοδο και την ορθή κυκλοφορία του σήματος στο βρόχο. Αποτελείται από μια γεννήτρια παλμών ψηφιακής καθυστέρησης MPG με δυο εξόδους, την έξοδο αφέντη (master) και την έξοδο σκλάβου (slave), που ελέγχουν τους αντίστοιχους διακόπτες AOM για τη φόρτωση (load) και κυκλοφορία του σήματος.

6.2.2. Συγχρονισμός των σημάτων

A. AOM1 και AOM2

To master σήμα της γεννήτριας παλμών MPG ελέγχει την είσοδο του οπτικής παλμοσειράς δεδομένων στο βρόχο, μέσω του ακουστο-οπτικού διαμορφωτή AOM1. ο χρόνος για μια περιστροφή (circulation) στο βρόχο υπολογίζεται ως εξής:

$$\tau_{circ} = L_{load} \cdot \frac{n}{c_o}$$

Όπου *Lload* είναι το φυσικό μήκος του βρόχου, *n* είναι ο δείκτης διάθλασης του πυρήνα της οπτικής ίνας και *c*₀ είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό (2,998 * 10⁸ m/s). Ωστόσο, ο χρόνος φόρτωσης του βρόχου είναι

$\tau_{LOAD} = k \cdot \tau_{circ}$

Όπου **k** είναι ένας αριθμός επαναλήψεων του βρόχου, στον οποίο θεωρούμε ότι ο βρόχος είναι πλέον γεμάτος. Αυτό συμβαίνει διότι το μήκος του βρόχου δεν παραμένει σταθερό αλλά μεταβάλλεται, επηρεαζόμενο από εξωτερικούς παράγοντες, όπως η θερμοκρασία, που μπορεί να μεταβάλλει την πόλωση ή το δείκτη διάθλασης των οπτικών στοιχείων. Ο αριθμός k ποικίλει από 1 εως 3, ανάλογα με το μέγεθος του συνολικού μήκους της γραμμής μεταφοράς *Lτοτ*ΑL που θέλουμε να εξετάσουμε, ή το είδος του στοιχείου υπό εξέταση (DUT). Ο ρυθμός με τον οποίο ο βρόχος ξαναφορτώνεται (reload) δίνεται από τη σχέση:

$$R = (\tau_{LOAD} + m \cdot \tau_{circ})^{-1}$$

Όπου **m** είναι ο συνολικός αριθμός των επαναλήψεων του βρόχου που θέλουμε να επιχειρήσουμε ή αλλιώς πόσες φορές επιθυμούμε να γεμίσουμε το βρόχο με το ίδιο σήμα, πριν επανα-εισάγουμε το νέο σήμα εισόδου.

Ο ακουστο-οπτικός διαμορφωτής ΑΟΜ2 επιτρέπει στα δεδομένα να κυκλοφορούν στο βρόχο. Ο χρόνος στον οποίο ο ΑΟΜ2 είναι σε κατάσταση κυκλοφορίας (loop-state) είναι αντιστρόφως ανάλογος του χρόνου που ο ΑΟΜ1 φορτώνει τα δεδομένα (load-state) στο βρόχο *Teoad*. Για το λόγο αυτό ο παλμός ελέγχου που οδηγεί τον ΑΟΜ2 είναι ο συμπληρωματικός του παλμού που ελέγχει τον ΑΟΜ1, επιτυγχάνοντας με τον τρόπο αυτό σε κατάσταση φόρτωσης (load-state) ο ΑΟΜ1 να είναι σε κατάσταση "ΟΝ" και ο ΑΟΜ2 να είναι σε κατάσταση "ΟΝ" και ο ΑΟΜ2 να είναι σε κατάσταση "ΟΝ" και ο ΑΟΜ1 να είναι σε κατάσταση "ΟFF". Επομένως, το ζεύγος των δυο διαμορφωτών δεν θα είναι ποτέ στην ίδια κατάσταση.



Σχήμα 6.5: Απεικόνιση των δύο παλμών που οδηγούν τους ΑΟΜ1 και ΑΟΜ2.

Ας θεωρήσουμε τώρα ότι έχουμε μια γραμμή μεταφοράς με συνολικό χρόνο μιας περιστροφής *Teire*.= 290μs, που αντιστοιχεί σε συνολικό μήκος 58 km και επιθυμούμε να κυκλοφορήσουμε το σήμα για 18 φορές. Στην περίπτωση αυτή, ο ρυθμός ξαναφόρτωσης R είναι ίσος με 181,5 Hz. Οι δυο γεννήτριες παλμών ψηφιακής καθυστέρησης (digital/delay pulse generator - MPG) παράγει η καθεμία πέντε εσωτερικά σήματα: To, A, B, C, D και προσφέρει τέσσερις εξόδους: την AB ($A \cap B$), την -AB ($A \cup B$), τη CD και τη συμπληρωματική της -CD. Οι δυο ΑΟΜ ελέγχονται από τα σήματα των γεννητριών ως εξής: Το εσωτερικό σήμα σκανδαλισμού To (internal trigger) είναι ένα περιοδικό σήμα με συχνότητα ίση με το ρυθμό ξαναφόρτωσης 181,5 Hz και καθορίζει τη χρονική στιγμή του σημείου έναρξης. Το σήμα A ρυθμίζεται να

ισούται με το Το χωρίς να εισάγεται καμία περαιτέρω καθυστέρηση. Το σήμα Β ισούται με το σήμα Α, έχοντας εισάγει μια καθυστέρηση ίση με *Tcirc*. (290μs). Τα δυο αυτά σήματα είναι τύπου TTL, έχουν υψηλό σημείο λογικού τα 5 V και χαμηλό στα 0,8 V και προσδιορίζονται από την αιχμή έναυσης (rising edge). Το σήμα εξόδου AB που μας ενδιαφέρει είναι τότε ένας τετραγωνικός παλμός με διάρκεια ίση με χρονική διαφορά των δυο εσωτερικών σημάτων A και B, που αντιστοιχεί σε χρονική διάρκεια *Tcirc*.. Το σήμα AB διακλαδώνεται σε δυο τμήματα που οδηγούνται σε ψηφιακό παλμογράφο και στον AOM1 αντίστοιχα. Η συνδεσμολογία αυτή μας επιτρέπει να έχουμε επόπτευση του χρονικού τμήματος load-state και ένα σημείο αναφοράς για να μετράμε την εκάστοτε περιστροφή. Το σήμα –AB οδηγείται απευθείας στον AOM2. Το σχήμα 6.5 εικονίζει τους δυο παλμούς που οδηγούν τους AOM1 και AOM2.

Β. Διάγνωση σφαλμάτων

Στα πειραματικά συστήματα μετάδοσης ο απώτερος στόχος είναι η εξομοίωση της δικτυακής κίνησης σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας και η αξιολόγηση τους με βάση τη διάγνωση των λαθών στο δέκτη. Ωστόσο, η διάγνωση λαθών προϋποθέτει τη χρήση προκαθορισμένου προτύπου (pattern) δεδομένων στον πομπό. Ένα τέτοιο πρότυπο είναι οι ψευδοτυχαίες ακολουθίες PRBS που επιδεικνύουν τα ίδια χαρακτηριστικά με τα τυχαία σήματα, αλλά παράλληλα είναι σαφώς προκαθορισμένα για να είναι δυνατή η αναγνώριση τους στον δέκτη. Ο δέκτης, που δεν έχει τρόπο να γνωρίζει την ακολουθία δεδομένων που μεταδίδει ο πομπός, δημιουργεί τοπικά το προκαθορισμένο πρότυπο αναφοράς PRBS και το συγκρίνει με τη ληφθείσα ακολουθία. Κάθε ασυνέπεια ανάμεσα στα δυο σήματα αναπαριστά τη λάθος μετάδοση του εκάστοτε δυφίου και επιτρέπει πλέον τη μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων (BER).

Υπάρχουν δυο τρόποι για τον δέκτη να καθορίσει και να προβλέψει την ληφθείσα ακολουθία δυφίων: α) μέσω του αυτόματου συγχρονισμού και β) μέσω του συγχρονισμού πλαισίου (frame synchronization). Κατά τον αυτόματο συγχρονισμό, ο δέκτης αναγνωρίζει όλη την εισερχόμενη ακολουθία δεδομένων, εφόσον η ακολουθία που μεταδίδεται είναι συνεχής και αδιάσπαστη. Η περίοδος του εισερχόμενου προτύπου στην περίπτωση αυτή είναι:

$$\tau_{PRBS} = \frac{(2^N - 1)}{B} \cdot 32$$

Όπου Nείναι η τάξη της PRBS (N= 7, 9, 11, 15, 20, 23 και 31) και Bείναι ο ρυθμός μετάδοσης.

Κατά το συγχρονισμό πλαισίου ο δέκτης αναγνωρίζει ένα πρότυπο από άσσους και μηδέν για μια προκαθορισμένου μήκους ακολουθία δεδομένων. Ο δέκτης στην περίπτωση αυτή αποπειράται να συγχρονιστεί με το συγκεκριμένο πλαίσιο, συγκρίνοντας έναν επίσης προκαθορισμένο αριθμό από δυφία μάσα στο πλαίσιο. Η διαδικασία προσομοιάζεται σαν να αποτελείται η κάθε PRBS από μικροτερα

προκαθορισμένα πακέτα δεδομένων. Αν λοιπόν μια PRBS έχει περίοδο τρrbs, τότε ο χρόνος για να επιτευχθεί συγχρονισμός είναι μικρότερος από την περίοδο της PRBS.

Ο συγχρονισμός των δεκτών στα πειράματα επανατροφοδοτούμενου βρόχου είναι παρόμοιος με τον συγχρονισμό πλαισίου των κανονικών γραμμών μετάδοσης. Η μέτρηση ρυθμού σφαλμάτων εξαρτάται από τον χρόνο συγχρονισμού, αφού στην περίπτωση που αυτός είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο φόρτωσης του βρόχου τ_{circ} η διαδικασία είναι πρακτικά αδύνατη. Ο χρόνος συγχρονισμού πλαισίου στο δέκτη, ή αλλιώς το χρονικό παράθυρο στη θύρα σκανδαλισμού της εισόδου (gating input) μπορεί να φτάσει τα μερικά millisecond. Επομένως, με δεδομένο ότι η ακολουθία των δυφίων πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το χρόνο συγχρονισμού, το ελάχιστο μήκος του επανατροφοδοτούμενου βρόχου περιορίζεται από το χρόνο συγχρονισμού του δέκτη. Το μήκος της ακολουθίας δυφίων του προτύπου που διαδίδεται στο βρόχο πρέπει να έινια ακέραιο πολλαπλάσιο, *N*, του μήκους της λέξης, **M**, ως εξής:

$$B \cdot \tau_{circ} = N \cdot M \tag{6.1}$$

Το γινόμενο M*N είναι ο αριθμός των δυφίων που πρέπει να χωρούν στο βρόχο. Η σχέση του μήκους της ακολουθίας και του χρόνου καθυστέρησης διάδοσης στο βρόχο, επιτρέπει τη σύγχρονη λειτουργία του βρόχου ικανοποιώντας την (6.1). Η συνθήκη εξασφαλίζει ότι ηφάση της ακολουθίας των δυφίων θα διατηρηθεί για κάθε περιστροφή, εξομοιώνοντας μια συνεχόμενη ροή δεδομένων στο δέκτη που θα του επιτρέψει να συγχρονιστεί και να πραγματοποιήσει τη μέτρηση ρυθμού σφαλμάτων.



Σχήμα 6.6: Ο χρονικός συσχετισμός των σημάτων AB και CD.

Ωστόσο, υπάρχουν δέκτες ικανοί να συγχρονίζονται πολύ γρήγορα, ακόμα και σε λειτουργία πλαισίου, με χήση της τεχνικής burst-mode. Το χρονικό παράθυρο στη θύρα σκανδαλισμού της εισόδου (gating input) είναι της τάξεως των microsecond, ανάλογα με το ρυθμό μετάδοσης, αναιρώντας τον περιορισμό της (6.1), εφόσον επιτρέπει πλέον στο δέκτη την ασύγχρονη λειτουργία σε σχέση με τον βρόχο. Η λειτουργία σε ρύθμιση burstmode επιτρέπει τον συγχρονισμό σε κάθε μια περιστροφή ξεχωριστά, αν και θα υπάρχουν λάθη αν επιχειρήσουμε να μετρήσουμε όλα τα δυφία για μια περιστροφή. Για το λόγο αυτό, το χρονικό παράθυρο στη θύρα σκανδαλισμού της εισόδου (gating input) πρέπει να είναι μικρότερο από το συνολικό χρόνο περιστροφής του βρόχου τ_{cire}, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6. Αυτό θα εξασφαλίσει την ακριβή μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων, για μια δεδομένη περιστροφή.

Το χρονικό παράθυρο στη θύρα σκανδαλισμού της εισόδου (gating input) παρέχεται σαν σήμα από την έξοδο CD της γεννήτριας παλμών ψηφιακής καθυστέρησης MPG. Το εσωτερικό σήμα C είναι συνδεδεμένο με το σήμα A, που ορίζει τη χρονική στιγμή έναρξης, ευθυγραμμίζοντας την αρχή του παραθύρου στο δέκτη με τον AOM1. Το σήμα D ισόυται με το C, με καθυστέρηση 160 μs, ορίζοντας με αυτό τον τρόπο το εύρος του παράθυρου στο δέκτη. Τα δυο σήματα παράγουν το CD, το οποίο συνδέεται απευθείας στη θύρα σκανδαλισμού οτυ δέκτη. Το –CD μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την επόπτευση του σήματος CD ως συμπληρωματικό του.



Σχήμα 6.7 Συγχρονισμός των διαγνωστικών είναι το CD

Όπως ήδη αναφέραμε, το σήμα CD πρέπει να έχει μικρότερο εύρος από το σήμα φόρτωσης του βρόχου και να βρίσκεται στο μέσον του για να είναι ακριβής η μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων, αλλιώς στα δυο άκρα θα προκύψουν ριπές λαθών. Για να το επιτύχουμε αυτό, πρέπει να προσθέσουμε 68 με καθυστέρηση στο σήμα C, σε σχέση με το σήμα A, ώστε τελικά τα σήματα μας να έχουν τη μορφή που εικονίζεται στο Σχήμα 6.7, που παρουσιάζει το συγχρονισμό όλων των σημάτων.

6.3. Μετάδοση δεδομένων σε Δίκτυο Εκρηκτικής Ροής

Στα οπτικά δίκτυα εκρηκτικής ροής, όπως τα δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος (WR-OBS), το σήμα παραμένει στο οπτικό πεδίο από τον πομπό ως τον τερματικό δέκτη (edge node to edge node). Για το λόγο αυτό οι αλλοιώσεις του σήματος που οφείλονται στο μέσο μετάδοσης, όπως η συσσώρευση θορύβου, η διασπορά και η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων που περιορίζουν τη δυνατότητα αλάθητης μεταφοράς του σήματος, πρέπει να αντισταθμίζονται με οπτικό τρόπο. Η τεχνολογία οπτικής 3R αναγέννησης δίνει σήμερα τη δυνατότητα της πλήρους αντιστάθμισης των παραπάνω φαινομένων, με κυκλώματα εμπορικά ανταγωνιστικά στα καθιερωμένα ηλεκτρονικά συστήματα. Πιθανή χρήση των αναπτυσσόμενων οπτικών 3R αναγεννητών φαίνεται στο σχήμα 6.8, που απεικονίζει την τοπολογία ενός οπτικού δικτύου εκρηκτικής ροής, και προτείνει την ενσωμάτωση τους στους ενδιάμεσους κόμβους με στόχο τη διατήρηση της υψηλής ποιότητας του οπτικού σήματος κατά μήκος όλου του δικτύου.



Σχήμα 6.8 Πλήρης τοπολογία ενός οπτικού δικτύου εκρηκτικής ροής με τις λειτουργίες που επιτελούνται σε κάθε σήμείο του.

Ωστόσο, στα δυναμικά οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου και εκρηκτικών ριπών δεδομένων, υπεισέρχονται αλλοιώσεις του σήματος που οφείλονται στο γεγονός ότι αυτό μπορεί να ακολουθεί διαφορετικές διαδρομές μέσα στο δίκτυο (path-dependent degradations). Οι αλλοιώσεις αυτές αφορούν κυρίως διακυμάνσεις στις στάθμες ισχύος των δεδομένων και μπορούν να ποικίλλουν από διαδρομή σε διαδρομή, ανάλογα με τις απώλειες της κάθε γραμμής μεταφοράς και της ισχύος εκπομπής του εκάστοτε κόμβου. Οι διακυμάνσεις στην ισχύ των δεδομένων πρέπει να αντισταθμίζονται σε μια χρονική κλίμακα που είναι συγκρίσιμη με το χρόνο που απαιτείται για την ρύθμιση και αναπροσαρμογή του δικτύου. Ο χρόνος αυτός μπορεί να ποικίλλει από λίγα nanosecond ως μερικά milisecond, ανάλογα με την τοπολογία και την αρχιτεκτονική του δικτύου εκρηκτικής ροής. Το φαινόμενο είναι λιγότερο σημαντικό στην περίπτωση που το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρονικό για να αναγεννηθεί σ' έναν ενδιάμεσο κόμβο, γιατί κατά τη επανα-μετατροπή του στο οπτικό πεδίο το νέο οπτικό σήμα έχει κατάλληλα διαμορφωμένη στάθμη ισχύος για περαιτέρω μετάδοση. Η οπτο-ηλεκτρονικο-οπτική μετατροπή και αναγέννηση των δεδομένων στους ενδιάμεσους κόμβους μπορεί να αποφευχθεί με τη χρήση οπτικών αναγεννητών ικανών να χειρίζονται ριπές δεδομένων, όπως αυούς που προτάθηκαν στα Κεφάλαια 4 και 5 της παρούσας διατριβής.



Σχήμα 6.9 Πιθανή γραμμή μετάδοσης δικτύου εκρηκτικής ροής με ενσωματωμένους 2R BMR.

Με αυτή τη θεώρηση και αναλύοντας όλες τις πιθανές γραμμές μετάδοσης που μπορεί να ακολουθήσει μια ριπή δεδομένων μέσα από ένα τέτοιο δίκτυο, διαπιστώνουμε ότι κάθε γραμμή μετάδοσης έχει τη μορφή που δείχνει το Σχήμα 6.9. Πράγματι, κάθε κόμβος του δικτύου εκρηκτικής ροής αποτελείται από έναν μεταγωγέα δεδομένων ριπής ο οποίος δρομολογεί κατάλληλα τις ριπές δεδομένων που πρέπει να προωθηθούν σε μια συγκεκριμένη έξοδο του μεταγωγέα. Οι ριπές δεδομένων μπορεί να εισέρχονται από τη θύρα εισόδου 1 του μεταγωγέα, προερχόμενα από ένα προηγούμενο κόμβο Α, ή να εισέρχονται σ' αυτόν από μια άλλη θύρα εισόδου 2 προερχόμενα από ένα προηγούμενο κόμβο Β κτλ. Η συγκέντρωση των ριπών στις εισόδους του μεταγωγέα, που μπορεί να έχουν τυχαία πλάτη, δημιουργεί στην έξοδο μια ακολουθία δεδομένων με μεγάλες διακυμάνσεις στο πλάτος τους. Ο αναγεννητής εκρηκτικής ροής που ακολουθεί αναιρεί τις αλλοιώσεις ισχύος και εξισώνει τα δεδομένα πριν αποσταλούν ξανά στο δίκτυο. Τα αναγεννημένα δεδομένα θα υποστούν τις απώλειες της γραμμής μετάδοσης και θα φτάσουν στη θύρα εισόδου του επόμενου κόμβου, αποτελώντας πλέον ένα τμήμα της ακολουθίας δεδομένων που θα εξέλθει από τον επόμενο κόμβο.

Από τα παραπάνω γίνεται φανερό ότι τα ποιοτικά χαρακτηριστικά κάθε τμήματος δεδομένων που αποτελεί μια ριπή και μεταδίδεται στο δίκτυο είναι διαφορετικά από τα υπόλοιπα τμήματα και εξαρτάται από την προέλευσή τους. Κάθε ακολουθία δεδομένων που παράγεται συνολικά στην έξοδο ενός ενδιάμεσου κόμβου απαρτίζεται από ριπές οπτικών δεδομένων με διαφορετικά χαρακτηριστικά πλάτους ισχύος, διασποράς και επίπεδων συσσώρευσης θορύβου. Η παράγραφος που ακολουθεί περιγράφει τον μηχανισμό που μπορεί να αναδημιουργήσει εργαστηριακά μια ακολουθία ριπών που έχει προκύψει από μετάδοση ενός δικτύου εκρηκτικής ροής με πολλαπλούς κόμβους.

6.4 Εξομοίωση του δικτύου με χρήση του επανατροφοδοτούμενου βρόχου

Στην ενότητα 6.2 αναφερθήκαμε στη χρήση πειραματικών διατάξεων ανατροφοδοτούμενου βρόχου που έχουν στόχο την πειραματική προσομοίωση μετάδοσης δεδομένων που δεν είναι εκρηκτικής μορφής. Ωστόσο, μέχρι στιγμής δεν έχει αναφερθεί η εφαρμογή της μεθόδου ανατροφοδοτούμενου βρόχου για τη μελέτη της κίνησης δεδομένων εκρηκτικής ροής. Ο λόγος έγκειται στην ιδιομορφία που παρουσιάζει ο συγκεκριμένος τύπος δεδομένων και απαιτεί την ισχυρή διαμόρφωση πλάτους ενός σχετικά μεγάλου τμήματος του συνολικού μήκους της ακολουθίας δεδομένων.

Για να αποσαφηνιστεί το είδος του σήματος που καλούμαστε να παράγουμε προκειμένου να μελετήσουμε τη μετάδοση δεδομένων εκρηκτικής ροής, θεωρούμε το απλοποιημένο δίκτυο του Σχήματος 6.10. Κάθε πομπός εκπέμπει με δικά του χαρακτηριστικά ισχύος ενώ κάθε γραμμή μετάδοσης από κόμβο σε κόμβο θεωρούμε ότι αποτελεί ένα ξεχωριστό τμήμα με δικά του χαρακτηριστικά μετάδοσης. Για να απλοποιηθεί η ανάλυση και επειδή στόχος μας είναι η μελέτη της λειτουργίας της αναγέννησης με βάση την εξίσωση της στάθμης ισχύος των δεδομένων ριπής, τα χαρακτηριστικά απώλειας, διασποράς και μη γραμμικότητας θεωρούνται ίδια για όλα τα τμήματα μετάδοσης από κόμβο σε κόμβο. Η ανάλυση επικεντρώνεται στην απόδοση διαφορετικών τιμών απώλειας ισχύος των ριπών στον κόμβο Χ του δικτύου, όπως αυτές μεταδίδονται από τις διάφορες πιθανές διαδρομές. Στο Σχήμα 6.10 η γραμμή 1 αφορά τη μετάδοση μέσα από τους κόμβους ΑΒ και αναπαριστά τη ριπή δεδομένων η οποία έχει διέλθει από ένα μόνο κόμβο. Αντίστοιχα οι γραμμές μεταφοράς 2 και 3 αφορούν τη μετάδοση από τα μονοπάτια ΑΒΓ και ΑΒΓΔ και αντιστοιχούν σε διελευσεις από 3 και 2 κόμβους αντίστοιχα.



Σχήμα 6.10 Είσοδος και έξοδος των ριπών δεδομένων σ' ένα κόμβο του δίκτυου εκρηκτικής ροής. Ριπές από διαφορετικά μονοπάτια εμφανίζουν διαφορετικά χαρακτηριστικά.

Στην έξοδο του κόμβου X οι ισχείς των ριπών δεδομένων είναι μεν εξισωμένες, ωστόσο τα επιμέρους χαρακτηριστικά των διαφορετικών τμημάτων του σήματος έχουν πλέον επαναπροσδιοριστεί και αντιστοιχούν στα χαρακτηριστικά μιας επιπλέον διέλευσης για το καθένα. Η πολυπλοκότητα της ακολουθίας δεδομένων εκρηκτικής ροής μπορεί να αναπαραχθεί σε εργαστηριακές συνθήκες χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του ανατροφοδοτούμενου βρόχου. Στο Σχήμα 6.11 απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα της διάταξης που υλοποιήθηκε για να προσομοιώσει την μετάδοση δεδομένων σ' ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής.



Σχήμα 6.11 Σχηματικό διάγραμμα της διάταξης εξομοίωσης μετάδοσης δεδομένων σε δίκτυο εκρηκτικής ροής με ανατροφοδοτούμενο βρόχο. Διακρίνεται η πρόσθετη χρήση διαμορφωτή και 2R αναγεννητή μέσα στο βρόχο.

Μια σημαντική προσθήκη σε σχέση με την κλασσική δομή του ανατροφοδοτούμενου βρόχου είναι η χρήση ενός διαμορφωτή πλάτους MOD μέσα στο βρόχο, ο οποίος οδηγείται από μια γεννήτρια παλμών χαμηλής συχνότητας. Όπως φαίνεται στην πρώτη γραμμή του Σχήματος 6.11, ο ρόλος του είναι να προσδίδει μια ελεγχόμενη απώλεια σε τμήμα της ακολουθίας δεδομένων που εισέρχεται κάθε φορά στο βρόχο. Η στάθμη ισχύος του τμήματος αυτού εξισώνεται στη συνέχεια με τη χρήση ενός 2R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής και όλη η ακολουθία δεδομένων οδηγείται ξανά στην είσοδο του βρόχου μετά από μια γραμμή μετάδοσης.

Στη δεύτερη γραμμή του Σχήματος 6.11 φαίνεται το δεύτερο πέρασμα, κατά το οποίο ο διαμορφωτής MOD έχει προγραμματιστεί για να καταπιέσει ένα διαφορετικό τμήμα της ακολουθίας προσομοιώνοντας τις απώλειες που έχει υποστεί το

καταπιεσμένο τμήμα από τη μετάδοση. Το τμήμα αυτό είναι ολισθημένο σε σχέση με την προηγούμενη φορά με τέτοιο τρόπο ώστε να εξασθενούνται μέρος της ακολουθίας δεδομένων που δεν έχει υποστεί απώλειες πιο πριν, αλλά και μέρος της ακολουθίας που έχει εξασθενήσει σε προηγούμενο πέρασμα. Η νέα αυτή ακολουθία οδηγείται ξανά στον 2R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής όπου τα δεδομένα εξισώνονται. Δημιουργείται τότε στην έξοδο του αναγεννητή ένα τμήμα που δεν έχει υποστεί ποτέ απώλειες, ένα τμήμα που έχει υποστεί μια φορά απώλειες και έχει αναγεννηθεί, αλλά και ένα τμήμα που εξασθένησε και αναγεννήθηκε δυο φορές. Το σήμα αυτό βρίσκεται σε πλήρη αντιστοιχία με την ακολουθία της γραμμής 1 και της γραμμής 2 του Σχήματος 6.10. Η συνεχής επανάληψη της διαδικασίας δημιουργεί τμήματα στην ακολουθία δεδομένων που έχουν υποστεί διαφορετικό αριθμό απωλειών και αναγεννήσεων από άλλα τμήματα. Η πλήρης αποτύπωση της διαδικασίας φαίνεται στο Σχήμα 6.12, που αναπαριστά την ακολουθία δεδομένων στην είσοδο του βρόχου, μετά τον διαμορφωτή πλάτους και στην εξοδό του για τυχαίο αριθμό επανακυκλοφορίας του σήματος.





Μια σημαντική παράμετρος για τη δημιουργία του επιθυμητού σήματος είναι η κατάλληλη επιλογή της συχνότητας του διαμορφωτή Τμοd. Η συχνότητα αυτή δεν είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα που οδηγεί τους ακουστο-οπτικούς διαμορφωτές Τλοm. Ανατρέχοντας στην ενότητα 6.2 που περιγράφει την υλοποίηση ενός πειράματος ανατροφοδοτούμενου βρόχου, βρίσκουμε ότι η συχνότητα Τλομ είναι ίση με το γινόμενο του αριθμού η των επαναλήψεων που θέλουμε να πραγματοποιήσουμε επί τη διάρκεια μιας περιστροφής του βρόχου, ή αλλιώς το μήκος μιας ακολουθίας δεδομένων που "χωράει" στο βρόχο Τιοορ. Η ολίσθηση των τμημάτων των δεδομένων που
καταπιέζονται σε κάθε πέρασμα επιτυγχάνεται ρυθμίζοντας τη συχνότητα Τmod ώστε να μην είναι ακέραιο υποπολλαπλάσιο του μήκους του βρόχου Tloop. Ωστόσο, για να είναι επαναληπτική η διαδικασία και άρα ελεγχόμενα τα αποτελέσματα, θα πρέπει η περίοδος Τmod του διαμορφωτή να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της περιόδου Taom.

6.4.1.Πειραματική Υλοποίηση

Η πειραματική διάταξη της εξομοίωσης της κίνησης του δικτύου εκρηκτικής ροής με χρήση κατάλληλων 2R αναγεννητών, που υλοποιήθηκε με τη βοήθεια επανατροφοδοτούμενου βρόχου και βασίστηκε στην αρχή λειτουργίας που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα, αποτελείται από δυο βασικά τμήματα:

I) το οπτικό τμήμα που εξομοιώνει την μετάδοση δεδομένων και του φυσικού επιπέδου του δικτύου, και

II) τη συνδεσμολογία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που παράγουν το σήμα, είναι υπεύθυνα για τον έλεγχο του βρόχου και το συγχρονισμό των σημάτων για την ορθή λήψη τους στον δέκτη. Στο Σχήμα 6.13 εικονίζεται η συνδεσμολογία όλων των ηλεκτρονικών συστημάτων που χρησιμοποιήθηκαν.



Σχήμα 6.13 Ηλεκτρονική συνδεσμολογία για τον έλεγχο του βρόχου και τον συγχρονισμό των διαγνωστικών.

I) <u>Ηλεκτρονική συνδεσμολογία</u>: Το κύριο όργανο έιναι η γεννήτρια παλμών ψηφιακής καθυστέρησης MPG με τις εξόδους AB, -AB που ελέγχουν όπως εξηγήσαμε στην ενότητα 6.2 τους αντίστοιχους διακόπτες AOM για τη φόρτωση (load) και κυκλοφορία του σήματος στο βρόχο. Η περίοδος του σήματος, που αντιστοιχεί στο χρόνο μιας περιστροφής του βρόχου ορίσθηκε στα 800μs. Το σήμα CD και –CD που χρησιμοποιήθηκαν για τον ορθό συγχρονισμό του Μετρητή Σφαλμάτων (Bit Error

Rate Tester – BERT), του Παλμογράφου (Oscilloscope) και του Οπτικού Φασματογράφου (Optical Spectrum Analyzer) ορίσθηκε στα 550μs.

II) <u>Οπτικό Τμήμα:</u> Χωρίζεται σε τρία τμήματα α) τη γεννήτρια β) το τμήμα απώλειαςαναγέννησης και γ) τον ανατροφοδοτούμενο βρόχο μετάδοσης δεδομένων. Η πλήρης οπτική διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 6.14.





Α. Γεννήτρια οπτικής παλμοσειράς δεδομένων στα 10Gb/s

Η γεννήτρια του σήματος ελέγχου περιλαμβάνει μια διοδική πηγή laser κατανεμημένης ανάδρασης (LD1- DFB laser), η οποία λειτουργεί με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής (gain switching). Η πηγή LD1 εκπέμπει στο μήκος κύματος 1553 nm και οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια αρμονικών σημάτων στη συχνότητα 10,025 GHz, οπότε παράγει στην έξοδό της ένα οπτικό σήμα ρολογιού στην αυτή συχνότητα με οπτικούς παλμούς τύπου επιστροφής-στο-μηδέν (Return-to-Zero -RZ) και σχήματος Gauss. Αυτό το σήμα συμπιέζεται γραμμικά, στη συνέχεια, μέσα σε 540 μέτρα ίνας αρνητικής διασποράς (Dispersion Compensation Fiber-DCF), η οποία έχει παράμετρο διασποράς D=-93,6 ps/nm/km. Στην έξοδο της ίνας αυτής το χρονικό εύρος των παλμών Gauss είναι ίσο με 7 ps. Το πλάτος του παραγόμενου παλμού Gauss είναι ικανοποιητικό για ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 10GB/s. Η παραγόμενη παλμοσειρά των 10,025 GHz διαμορφώνεται, στη συνέχεια, εξωτερικά (external modulation) με τη βοήθεια ενός ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή πλάτους (MOD1) νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator), ο οποίος οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια 2^{15} -1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence Generator – PRBS Generator) με συχνότητα 10,025 Gb/s. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 6.15

Γεώργιος Θ. Κανέλλος



Σχήμα 6.15 Ίχνος παλμογράφου και διάγραμμα ματιού της ακολουθίας δεδομένων της πηγής.

Β. Τμήμα απώλειας-αναγέννησης

Το τμήμα αυτό της διάταξης αποτελείται από έναν ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή πλάτους (MOD2) καθώς και τον 2R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής, στην είσοδο του οποίου έχει τοποθετηθεί ένας ελεγκτής πόλωσης ενώ στην έξοδο του έχει προσαρμοστεί ένα οπτικό φίλτρο.





Ο ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής είναι τύπου νιοβικού λιθίου με προσμίξεις τιτανίου (Ti:LiNbO3 modulator) και όπως έχει εξηγηθεί η λειτουργία του αποσκοπεί στην ακολουθίας δεδομένων εξασθένηση μέρους της που εισέρχονται στον ανατροφοδοτούμενο βρόχο. Ο διαμορφωτής οδηγείται από μια μικροκυματική γεννήτρια τετραγωνικών παλμών. Το πλάτος του μικροκυματικού σήματος που οδηγεί το διαμορφωτή (RF signal) καθώς και η τάση τροφοδοσίας του (bias voltage) είναι κατάλληλα ρυθμισμένα, όπως περιγράφηκε στην ενότητα 4.5, ώστε να προσδίδει σταθερή απώλεια 6dB στα τμήματα της ακολουθίας των οπτικών δεδομένων όταν δεν υπάρχει παλμός στο μικροκυματικό σήμα της γεννήτριας. Η περίοδος του μικροκυματικού σήματος καθορίστηκε από τη σχέση 6.1 με δεδομένο ότι η διάταξη ρυθμίστηκε για 15 επαναλήψεις και η περίοδος του ανατροφοδοτούμενου βρόχου μετρήθηκε 550 μs. Ο έλεγχος της πόλωσης για την ορθή λειτουργία του διαμορφωτή πραγματοποιείται με τη βοήθεια των ελεγκτών πόλωσης PC1 και PC2 που βρίσκονται στην είσοδο και έξοδο του βρόχου αντίστοιχα.

Το κύκλωμα 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής αποτελείται από ένα υβριδικά ολοκληρωμένο οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder με συζεύκτες άνισης κατανομής ισχύος, όμοιο με αυτό που έχει περιγραφεί αναλυτικά στο κεφάλαιο 4, με λόγους σύζευξής 70/30 και 70/30 για την είσοδο και την έξοδο του αντίστοιχα. Το ασύμμετρο συμβολόμετρο λειτούργησε ως 2R αναγεννητής δεδομένων εκρηκτικής ροής ρυθμίζοντας το σε κατάσταση αυτομεταγωγής σήματος με τα ρεύματα έγχυσης των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών να είναι 340mA και 190mA αντίστοιχα. Για τη ρύθμιση της μέσης ισχύος του σήματος που εισέρχεται στο συμβολόμετρο, τοποθετήθηκε ένας ενισχυτής ερβίου EDFA1 στην είσοδο του βρόχου καθώς και ένας εξασθενητής ισχύος στην έξοδο του, ώστε να είναι δυνατή η ισοστάθμιση της. Η μέση ισχύς εισόδου στο συμβολόμετρο τέθηκε ίση με 0 dBm, εφόσον είδαμε και σε προηγούμενο κεφάλαιο ότι εκεί επιτυγχάνεται η βέλτιστη λειτουργία του.



Σχήμα 6.17 α)Είσοδος δεδομένων στο τμήμα απώλειας αναγέννησης β) καταπίεση δεδομένων κατά 6 dB από το διαμορφωτή γ) Αναγέννση των δεδομένων

Στην έξοδο του συμβολόμετρου προσαρμόστηκε ένα οπτικό φίλτρο εύρους 3nm για την απομόνωση του θορύβου εκτός εύρους ζώνης του σήματος, που προέκυπτε από την αυθόρμητη εκπομπή των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών. Το εύρος του φίλτρου επιλέχθηκε αρκετά μεγαλύτερο από το φασματικό εύρος του σήματος, που μετρήθηκε 1nm, γιατί παρατηρήθηκε μετατόπιση του μήκους κύματος του σήματος εξαιτίας του φαινομένου αυτοδιαμόρφωσης φάσης που λάβαινε χώρα στους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές. Σε κάθε πέρασμα του σήματος από το συμβολόμετρο, το κέντρο του μήκους κύματος του μετατοπιζόταν κατά 0,3nm, επομένως προσαρμόσθηκε ένα αρκετά ευρύτερο φίλτρο ώστε να καλύπτει ταυτόχρονα και τις έξι περιστροφές. Είναι βέβαια προφανές ότι το μειονέκτημα της εφαρμογής ενός όχι βέλτιστου φίλτρου δεν θα ισχύει στην περίπτωση ενός πραγματικού δικτύου, όπου κάθε 2R αναγεννητής δεδομένων εκρηκτικής ροής θα μπορεί να ρυθμίζεται ανεξάρτητα έχοντας το δικό του φίλτρο.

Η περίπτωση της μη βέλτιστης εφαρμογής του φίλτρου είναι ένας αναπόφευκτος περιορισμός της μεθόδου ανατροφοδοτούμενου βρόχου που χρησιμοποιεί η πειραματική μας διάταξη που δεν επιτρέπει την ανεξάρτητη ρύθμιση των παραμέτρων λειτουργίας του υπό εξέταση κυκλώματος από πέρασμα σε πέρασμα. Παρόμοιος περιορισμός είναι η ρύθμιση της πόλωσης του σήματος που εισέρχεται στο συμβολόμετρο καθώς και η ρύθμιση της μέσης ισχύος εισόδου του σήματος. Οι παραπάνω περιορισμοί υπονοούν ότι τα τελικά αποτελέσματα υποβιβάζονται από τις ιδιαιτερότητες της ίδιας της πειραματικής διάταξης, και ότι σ' ένα πραγματικό δίκτυο αναμένονται καλύτερες επιδόσεις, εφόσον θα επιτρέπεται η ανεξάρτητη ρύθμιση των παραμέτρων από κόμβο σε κόμβο με στόχο τη βέλτιστη λειτουργία των αναγεννητών.

Γ. Ανατροφοδοτούμενος βρόχος μετάδοσης δεδομένων

Στην είσοδο του βρόχου βρίσκεται προσαρμοσμένος ένας συζεύκτης 50/50. Η μία είσοδος του συζεύκτη οδηγείται από τον πρώτο οπτικο-ακουστικό διαμορφωτή AOM1, υπεύθυνο για την πλήρωση του βρόχου με δεδομένα τύπου 2¹⁵-1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudo-Random Bit Sequence – PRBS) με συχνότητα 10,025 Gb/s, όπως αυτά παράγονται από την πηγή A. Ο AOM1 οδηγείται ηλεκτρικά από το σήμα AB. Η δεύτερη είσοδος του συζεύκτη, που αποτελεί και την έξοδο του βρόχου, οδηγείται από τον δεύτερο οπτικο-ακουστικό διαμορφωτή AOM2 που ελέγχεται από το σήμα –AB και ορίζει τον αριθμό των επαναλήψεων του βρόχου που θα επιτραπούν πριν το σήμα οδηγηθεί στην έξοδο.

Μετά τη διέλευση του σήματος από το συζεύκτη, οδηγούμενο μέσα στο βρόχο συναντά πρώτα το τμήμα απώλειας και αναγέννησης, που ακολουθείται από το τμήμα που προσομοοιάζει τη γραμμή μεταφοράς. Αυτό αποτελείται από δυο τμήματα οπικής ίνας SMF (Standard Mode Fiber) μήκους 55 km το καθένα, που ακολουθούνται από τμήματα ίνας αντιστάθμισης διασποράς DCF – (dispersion compensating fiber) με μήκη που επιφέρουν -1360 ps/nm και -340 ps/nm αντίστοιχα για ην πλήρη αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς (chromatic dispersion). Πριν από κάθε τμήμα ίνας έχει τοποθετηθεί κατάλληλης ισχύος ενισχυτής ερβίου (erbium-doped fiber amplifier EDFA) και εξασθενητής έντασης για την ορθή ρύθμιση της ισχύος κατά μήκος του τμήματος διάδοσης. Οι ισχείς εισόδου για τα υο τμήματα της SMF ίνας είναι 8 dBm και 7,8 dBm αντίστοιχα, ενώ για τα δυο τμήματα της DCFs είναι 2,2 dBm και 0,4 dBm. Η ορθή ρύθμιση των ισχυών είναι καταλυτικής σημασίας καθώς η λειτουργία του ανατροφοδοτούμενου βρόχου για επιτυχή μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις απαιτεί ακριβή ισορροπία ανάμεσα στις συνολικές απώλειες και κέρδη της κοιλότητας,. Η σωστή ρύθμιση της ισχύος καθορίζει τον έλεγχο όλων των παραμέτρων λειτουργίας του βρόχου όπως η αντιστάθμιση των απωλειών, του υπερβολικού κέρδους, οι τη συσσώρευση θορύβου από τους ενισχυτές και τέλος τον έλεγχο της διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων. Όταν ο βρόχος είναι σε κατάσταση ισορροπίας, τότε παρατηρούμε με τη βοήθεια αργού παλμογράφου καταγραφής ότι η έξοδος εμφανίζει πληρότητα σε όλα τα χρονικά τμήματα που αντιστοιχούν σε διαφορετικά περάσματα του σήματος από το βρόχο (Σχήμα 6.18).



Σχήμα 6.18 Φωτογραφία του monitor εξόδου που εμφανίζει την πληρότητα του βρόχου στα χρονικά τμήματα που αντιστοιχούν σε διαφορετικά περάσματα.

6.4.2. Πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης δεδομένων εκρηκτικής ροής

Για τη σωστή αξιολόγηση των αποτελεσμάτων της μετάδοσης δεδομένων εκρηκτικής ροής από διαδοχικούς κόμβους με τη βοήθεια μιας πειραματικής διάταξης ανατροφοδοτούμενου βρόχου, πραγματοποιήθηκαν πειραματικές μετρήσεις για τις ακόλουθες συνδεσμολογίες της πειραματικής διάταξης:

- Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος απουσία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης. Η συγκεκριμένη συνδεσμολογία επιτρέπει το χαρακτηρισμό της επίδοσης του ανατροφοδοτούμενου βρόχου όσον αφορά τη σωστή ρύθμιση του σε σχέση με την αντιστάθμιση των απωλειών και της διασποράς πρώτης τάξης για το συγκεκριμένο σήμα εισόδου. Επιπλέον βοηθά στη σωστή ρύθμιση του βρόχου ώστε να αποφευχθούν μη γραμμικά φαινόμενα, όπως η αυτοδιαμόρφωση φάσης, κατά τη μετάδοση του σήματος.
- Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος παρουσία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης, σε διαφανή κατάσταση λειτουργίας. Η συνδεσμολογία αυτή παρέχει τις ίδιες πληροφορίες με την προηγούμενη συνδεσμολογία, συνεκτιμώντας ωστόσο τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή και του 2R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής από πλευράς απωλειών, μη γραμμικότητας, πόλωσης και υποβάθμισης του σηματοθορυβικού λόγου. Η σύγκριση των αποτελεσμάτων των δυο διατάξεων βοηθά στην εξαγωγή χρήσιμων πληροφοριών που μπορούν να αξιοποιηθούν για τη βέλτιστη ρύθμιση του ανατροφοδοτούμενου βρόχου στην περίπτωση μετάδοσης δεδομένων εκρηκτικής ροής.
- Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος με λειτουργία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης. Η τρίτη συνδεσμολογία πραγματοποιεί τη μετάδοση δεδομένων εκρηκτικής ροής από διαδοχικούς κόμβους, αξιολογεί την επίδοση του κυκλώματος 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, αποκαλύπτει τους

περιορισμούς λειτουργίας του και τους περιορισμούς της πειραματικής διάταξης και αναδεικνύει τις δυνατότητες σχεδιασμού ενός λειτουργικού δικτύου εκρηκτικής ροής.

Α. Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος απουσία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης

Για την πραγματοποίηση των μετρήσεων απλής διέλευσης του σήματος από το βρόχο, βραχυκυκλώνεται το τμήμα απώλειας-αναγέννησης. Το σήμα που παράγεται από την πηγή Α εισάγεται κατευθείαν στο βρόχο μέσω του οπτικο-ακουστικού διαμορφωτή (AOM1). Για την εξισορρόπηση των απωλειών στο βρόχο, οι έξοδοι των ενισχυτών ερβίου έχουν ρυθμιστεί στα 8 dBm, 1 dBm, 10 dBm, 0 dBm, 3 dBm αντίστοιχα. Το Σχήμα 6.19 εμφανίζει τα διαγράμματα ματιού όπως αυτά λαμβάνονται στην έξοδο του βρόχου, μετά το συζεύκτη εισόδου-εξόδου.



Σχήμα 6.19 Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος απουσία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης. Το οπτικό σήμα χωρίς λάθη για 12 περιστροφές ή 130 km. Διαγράμματα ματιού στην έξοδο κάθε περιστροφής.

Γεώργιος Θ. Κανέλλος

Το οπτικό σήμα καταφέρνει να διαδοθεί μέσα από τη συγκεκριμένη γραμμή μετάδοσης χωρίς λάθη για 12 περιστροφές, που αντιστοιχούν σε 1320 km. Από τα αποτελέσματα του Σχήματος 6.19 προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα για τη γραμμή μεταφοράς:

- Αν και ο βρόχος βρίσκεται σε κατάσταση ισορροπίας από πλευράς συνολικής ισχύος που επανακυκλοφορεί, ο λόγος της στάθμης ισχύος του σήματος προς το θόρυβο που εισάγουν οι ενισχυτές ερβίου μειώνεται σταδιακά. Η αλλοίωση του σηματοθορυβικού λόγου (OSNR) εντείνεται καθώς αυξάνουν οι περιστροφές του βρόχου, αφού σε κάθε πέρασμα του σήματος ο ενισχυμένος θόρυβος απορροφά μεγαλύτερο μέρος του κέρδους των ενισχυτών. Μέτρο της αλλοίωσης του σηματοθορυβικού λόγου μας δίνει ο λόγος αντίθεσης του σήματος, όπου για την είσοδο μετρήθηκε ίσος με 17 dB ενώ στη 12^η περιστροφή βρέθηκε ίσος με 5 dB, ακολουθώντας μη γραμμική μείωση. Το γεγονός επιβεβαιώνεται και από τα διαγράμματα ματιού, όπου μέχρι την πέμπτη περιστροφή δεν παρατηρείται ουσιαστική μεταβολή του σήματος. Μεγαλύτερος κορεσμός των ενισχυτών ερβίου με αύξηση της συνολικής ισχύος που κυκλοφορεί στο βρόχο θα οδηγούσε σε βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου, εγείροντας όμως παράλληλα φαινόμενα μη γραμμικότητας στις οπτικές ίνες. . Η επιλογή των τιμών ισχύος εξόδου για τους ενισχυτές αποτέλεσε τη βέλτιστη λύση ανάμεσα στην αλλοίωση του σηματοθορυβικού λόγου και τον περιορισμό της μη γραμμικότητας στις ίνες. Τέλος, η επιλογή στενότερων οπτικών φίλτρων θα μπορούσε επίσης να επιφέρει βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου, αλλά τα εύρη των 2 nm και 3 nm για τα φίλτρα εξυπηρετούν λόγους που αναφέρονται στην παράγραφο 6.4.1.
- Η συνολική διασπορά του σήματος είναι ικανοποιητικά αντισταθμισμένη εφόσον δεν παρατηρείται αλλοίωση του εύρους των παλμών ακόμη και στη 12^η περιστροφή. Η επιτυχία πλήρους αντιστάθμισης θα ήταν δυνατό να διαπιστωθεί σε περίπτωση μετάδοσης μεγάλου αριθμού περιστροφών, όπου μικρές αποκλίσεις στη διασπορά της γραμμής μετάδοσης θα επέφεραν συνολικά παρατηρήσιμη διεύρυνση στο πλάτος των παλμών. Ωστόσο, η αντιστάθμιση που επετεύχθη κρίνεται ικανοποιητική και δεν αποτελεί λόγο που αλλοιώνει το συνολικό μήκος μετάδοσης για τις δώδεκα περιστροφές.
- Η τυχαία χρονική ολίσθηση φάσης των παλμών αυξάνει όπως αναμενόταν καθώς το σήμα διαδίδεται και οφείλεται στο θόρυβο των ενισχυτών ερβίου καθώς και στις τυχαίες μεταβολές των παραμέτρων των ινών που επηρεάζονται μικροσκοπικά από τις περιβαλλοντολογικές συνθήκες (πόλωση, δείκτης διάθλασης). Το σήμα εισόδου μετρήθηκε να

έχει 700 fs rms timing jitter, ενώ η αντίστοιχη τιμή του σήματος εξόδου στη 12^η περιστροφή ήταν 2 ps. Το γεγονός αποτελεί θεμελιώδες πρόβλημα των τηλεπικοινωνιών οπτικών ινών και αναδεικνύει την επιτακτική ανάγκη για 3R αναγέννηση των σημάτων. Ένας τρόπος για να περιοριστεί το φαινόμενο, χωρίς όμως να αποτελεί λύση, είναι η χρήση ενισχυτών ερβίου χαμηλού θορύβου.

Περαιτέρω βελτιστοποίηση των παραμέτρων μετάδοσης, όπως για παράδειγμα η βέλτιστη αναλογία μήκους γραμμής μετάδοσης σε σχέση με τους ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν, ενδεχομένως να αύξανε το συνολικό μήκος μετάδοσης του σήματος. Ωστόσο η διαδικασία της παραπάνω μελέτης είναι εξαιρετικά πολύπλοκη και αποκλίνει από τις αρχικές προθέσεις του πειράματος που υλοποιήθηκε, καθώς αυτό δεν στοχεύει στη μεγιστοποίηση του μήκους γραμμής μετάδοσης αλλά στη μεγιστοποίηση των κόμβων από τους οποίους μπορεί να διέλθει το σήμα εκρηκτικής ροής. Τα παραπάνω αποτελέσματα παρατίθενται για αναφορική χρήση και σύγκριση με τις επόμενες καταστάσεις μετάδοσης του σήματος.

B. Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος παρουσία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης σε διαφανή κατάσταση λειτουργίας.

Το τμήμα απώλειας-αναγέννησης της ενότητας 6.4.1 συνδέεται στη διάταξη του ανατροφοδοτούμενου βρόχου πριν το τμήμα της γραμμής μετάδοσης σε κατάσταση διαφανούς λειτουργίας. Για το λόγο αυτό δεν εισέρχεται μικροκυματικό σήμα στον ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή, ενώ η τάση πόλωσης του (bias voltage) επιτρέπει την διέλευση του σήματος χωρίς απώλειες. Επιπλέον το ασύμμετρο Mach-Zehnder έχει ρυθμιστεί να λειτουργεί σε συνθήκες αυτό-μεταγωγής σήματος καθορίζοντας τα ρεύματα έγχυσης για τους δυο ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές του στα 340 mA και 190 mA αντίστοιχα. Η οπτική ακολουθία δεδομένων που εισέρχεται στο συμβολόμετρο είναι εξισωμένη όσον αφορά το πλάτος των παλμών και για το λόγο αυτό δεν απαιτείται ο ισχυρός κορεσμός των ενισχυτών με αύξηση της ισχύος εισόδου, η οποία διατηρείται σταθερή και ίση με 0,7 mW. Η εισαγωγή του τμήματος απώλειαςαναγέννησης επιφέρει μεταβολή του ισοζυγίου ισχύος στο βρόχο, και για το λόγο αυτό οι ενισχυτές του τμήματος μετάδοσης επαναρυθμίζονται για βέλτιστη λειτουργία με βάση τα νέα δεδομένα στις τιμές 9,5 dBm, 1 dBm, 10,5 dBm, 0 dBm και 5,5dBm αντίστοιχα.

Το Σχήμα 6.20 εμφανίζει τα διαγράμματα ματιού που λαμβάνονται στο συζεύκτη εξόδου του ανατροφοδοτούμενου βρόχου για κάθε περιστροφή του σήματος. Σημειώνεται ότι το διάγραμμα ματιού της πρώτης περιστροφής αποτυπώνεται σε κλίμακα 50µW/div στον παλμογράφο, ενώ όλα τα υπόλοιπα διαγράμματα ματιού σε κλίμακα 25µW/div. Η νέα διάταξη του βρόχου επέτρεψε την αλάθητη μεταφορά των δεδομένων για 9 περιστροφές, που αντιστοιχούν σε μήκος μετάδοσης 990 km. Η επίδοση του βρόχου με την εισαγωγή του τμήματος απώλειας-αναγέννησης είναι

υποβαθμισμένη κατά τρείς περιστροφές σε σχέση με την απλή γραμμή μετάδοσης, και οι λόγοι είναι οι εξής:

Η ενσωμάτωση των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών στη διάταξη του βρόχου επέφερε τη διέγερση του φαινόμενου της αυτοδιαμόρφωσης φάσης, στην οποία βασίζεται και μέρος της αρχής λειτουργίας της εξίσωσης ισχύος του ασύμμετρου οπτικού συμβολόμετρου. Ωστόσο, η αυτοδιαμόρφωση φάσης μεταθέτει το μήκος κύματος του σήματος εισόδου προς το δεξί τμήμα του φάσματος[]. Η συνεχής μετάθεση του μήκους κύματος από τις αλλεπάλληλες διελεύσεις του σήματος από τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές οδηγεί το σήμα στα όρια του εύρους των οπτικών φίλτρων του βρόχου. Η απώλεια ισχύος του σήματος αναπόφευκτα μειώνει το σηματοθορυβικό λόγο. Επομένως ο λόγος απόσβεσης του σήματος φθίνει με ταχύτερο ρυθμό σε σχέση με την περίπτωση του βρόχου απλής διέλευσης, όπου για το 9° πέρασμα μετρήθηκε 4,5 dB.



Σχήμα 6.20 Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος παρουσία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης σε διαφανή κατάσταση λειτουργίας. Αλάθητη μεταφορά των δεδομένων για 9 περιστροφές ή 990 km. Διαγράμματα ματιού στην έξοδο κάθε περιστροφής.

 Φιλτράρισμα μέρους του φάσματος του οπτικού σήματος προκαλεί απώλεια ισχύος του σήματος καθώς και αλλοίωση του σχήματος των παλμών, καθώς οδηγεί σε διεύρυνσή τους. Το φαινόμενο εμφανίζεται στα διαγράμματα ματιού του σήματος στην έξοδο του βρόχου, όπου οι παλμοί του σχήματος των προχωρημένων διελεύσεων έχουν μετατοπιστεί προς τα εμπρός. Αλλοίωση του σχήματος των παλμών επιφέρει λάθη στην ορθή διάγνωση του σήματος στο δέκτη.

- Οι ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές ευθύνονται επίσης για τη διεύρυνση της τυχαίας ολίσθησης φάσης των παλμών, αφού τα γρήγορα φαινόμενα ανάκαμψης κέρδους που εκμεταλλεύεται το ασύμμετρο συμβολόμετρο για την εξίσωση ισχύος των παλμών επηρεάζουν τη χρονική απόκριση του ενισχυτή. Συγκεκριμένα, η ανάκαμψη του κέρδους εξαρτάται από το βαθμό κορεσμού του ενισχυτή, με αποτέλεσμα να διαφοροποιείται από παλμό σε παλμό σε μια ακολουθία δεδομένων. Πέρα ωστόσο από τη συστηματική μεταβολή της χρόνου απόκρισης της ανάκαμψης του κέρδους, οι ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές εμφανίζουν στοχαστική μεταβολή στη χρονική αποκρισή τους που οφείλεται στην αυθόρμητη αποδιέγερση των φορέων τους και θεωρείται μέρος του θορύβου []. Στη διάταξη που εξετάζουμε το σήμα εισόδου μετρήθηκε να έχει 700 fs rms timing jitter, ενώ η αντίστοιχη τιμή του σήματος εξόδου στη 12ⁿ περιστροφή ήταν 4 ps, παρακολουθώντας μια καμπύλη παρόμοια με αυτή που εμφανίζεται στο σχήμα 6.23.
- Η μεταβολή της πολωτικής κατάστασης του σήματος καθώς μεταδίδεται σε κάθε περιστροφή είναι ένας επιπλέον λόγος ώστε η απόδοση του βρόχου να είναι μειωμένη σε σχέση με την απλή μετάδοση. Ο ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής καθώς και το ασύμμετρο συμβολόμετρο είναι στοιχεία ευαίσθητα στην διεύθυνση πόλωσης της εισόδου τους. Αυτό σημαίνει ότι η σωστή λειτουργία τους επιτυγχάνεται όταν το σήμα εισόδου βρίσκεται σε μια δεδομένη πολωτική κατάσταση. Απόκλιση από την συγκεκριμένη πόλωση σημαίνει μη βέλτιστη λειτουργία για τα δυο οπτικά στοιχεία. Δυστυχώς από τον τρόπο σχεδιασμού του πειράματος είναι αδύνατον να ρυθμίζεται η πόλωση του σήματος εισόδου σε κάθε πέρασμα ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα περάσματα. Αυτό αναγκαστικά σημαίνει ότι η λειτουργία του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή καθώς και το ασύμμετρου συμβολόμετρου απέχει από τη βέλτιστη. Επομένως κατά την αναγωγή των πειραματικών αποτελεσμάτων στην απόδοση του κυκλώματος αναγέννησης θα πρέπει να συνυπολογίζεται ότι μέρος της μειωμένης απόδοσης του οφείλεται στον περιορισμό που επιβάλλει η πειραματική διάταξη.

Γ. Επανακυκλοφορία του οπτικού σήματος με λειτουργία του τμήματος απώλειαςαναγέννησης.

Στον ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή του τμήματος απώλειας-αναγέννησης της ενότητας 6.4.1 εφαρμόζεται κατάλληλο μικροκυματικό σήμα με περίοδο 800μs. Με τον τρόπο αυτό, μέρος της οπτικής ακολουθίας δεδομένων καταπιέζεται κατά 6 dB σε κάθε πέρασμα από τον διαμορφωτή. Η ισχύς εισόδου για τον 2R αναγεννητή δεδομένων

ορίζεται ίση με 1,5 mW, τιμή που έχει αντιστοιχεί στη βέλτιστη λειτουργία της εξίσωσης της στάθμης ισχύος των δεδομένων σε σχέση με τη μείωση του σηματοθορυβικού λόγου. Τα υπόλοιπα στοιχεία της διάταξης διατηρούν τις ρυθμίσεις τους, όπως αυτές βρέθηκαν βέλτιστες για την περίπτωση της επανακυκλοφορίας του οπτικού σήματος παρουσία του τμήματος απώλειας-αναγέννησης σε κατάσταση διαφανούς λειτουργίας. Τα αποτελέσματα της συγκεκριμένης πειραματικής διάταξης αφορούν την πειραματική επαλήθευση της μετάδοσης δεδομένων εκρηκτικής ροής από διαδοχικούς κόμβους του δικτύου και εμφανίζονται στο Σχήμα 6.21, όπου παρατίθενται τα διαγράμματα ματιού στην έξοδο του διαμορφωτή και στην έξοδο του βρόχου για κάθε πέρασμα.



Σχήμα 6..21 Αριστερά: Διάγραμμα ματιού της εισόδου στο τμήμα απώλειας-αναγέννησης για κάθε περιστροφή. Δεξιά: Η έξοδος του βρόχου για κάθε περιστροφή.

Το Σχήμα 6.21 (α) εμφανίζει το σήμα εισόδου από την πηγή Α ύστερα από το διαμορφωτή, όπου φαίνεται η καταπίεση μέρους της ακολουθίας δεδομένων κατά 6dB. Στην έξοδο του πρώτου περάσματος το διάγραμμα ματιού είναι ανοιχτό, αναδεικνύοντας την ικανότητα εξίσωσης ισχύος του ασύμμετρου συμβολόμετρου. Στην έξοδο του αναγεννητή, που εικονίζεται στο δεξί διάγραμμα ματιού του Σχήματος 6.21 α, παρατηρείται ελάχιστη αλλοίωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών κατά 1dB. Το φαινόμενο οφείλεται στη μη ιδανική εξίσωση της στάθμης ισχύος των δεδομένων καθώς και στο pattern effect (ενότητα 2.5) των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών. Το διάγραμμα ματιού του Σχήματος 6.21 β αποτυπώνει το σήμα εξόδου του πρώτου περάσματος του Σχήματος 6.21 (α) μετά το πέρασμα του από το διαμορφωτή, στο οποίο έχει εισαχθεί εκ νέου απώλεια 6 dB σε τμήμα του. Η μη ιδανική εξίσωση επιφέρει επιπλέον αλλοίωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών, που όπως φαίνεται από το διάγραμμα ματιού του δεξιού τμήματος του Σχήματος 6.21 β, έχει ανέλθει σε 1,5dB. Το αριστερό διάγραμμα ματιού του Σχήματος 6.21 γ εμφανίζει πλέον καθαρά την ύπαρξη περισσότερων από δυο στάθμες ισχύος στα δεδομένα. Η κατάσταση του σήματος με τις πολλαπλές στάθμες μπορεί να θεωρηθεί ότι προσομοιάζει πλέον τη κίνηση εκρηκτικής ροής που εισέρχεται σ' ένα κόμβο από πολλές διαφορετικές διαδρομές. Η μη ιδανική εξίσωση ισχύος των δεδομένων συνεχίζεται και στα υπόλοιπα περάσματα ενώ από την εξέλιξη του σήματος που φαίνεται στα Σχήματα 6.21 γ,δ,ε,ζ προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η μη ιδανική εξίσωση της στάθμης ισχύος των δεδομένων που επανακυκλοφορούν στην έξοδο του 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής οδηγεί σταδιακά στη δημιουργία ενός σήματος πολλαπλών σταθμών ισχύος, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί σε τμήμα της ακολουθίας που έχει υποστεί ανάλογες φορές απώλεια και αναγέννηση. Αυτή η αλλοίωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών επιφέρει σταδιακά το κλείσιμο του διαγράμματος ματιού του σήματος εξόδου. Παράλληλα, η ποιότητα του σήματος από πλευράς δυναμικού εύρους λειτουργίας του αναγεννητή, που έχει δειχθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο να είναι τα 9 dB, οδηγείται σταδιακά έξω από τα όρια του. Πράγματι, η κλιμακούμενη αύξηση της διαμόρφωσης πλάτους των δεδομένων υπερβαίνει το κατώφλι ορθής λειτουργίας στο 7° πέρασμα και επιφέρει την αδυναμία αλάθητης λειτουργίας. Μεγαλύτερη ανοχή στην αλλοίωση της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος μπορεί να επιτευχθεί αν η απώλεια που επιβάλλεται σε τμήμα της ακολουθίας δεδομένων σε κάθε πέρασμα μειωθεί.
- Όπως εξηγήθηκε και στην προηγούμενη ενότητα, το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης σε συνδυασμό με τη σταθερή ρύθμιση του οπτικού φίλτρου που ακολουθεί τον 2R αναγεννητή εκρηκτικής ροής, οδηγεί σε ραγδαία μείωση του σηματοθορυβικού λόγου με παράλληλη διεύρυνση του εύρους των παλμών. Ωστόσο, η αυτοδιαμόρφωση φάσης είναι φαινόμενο ανάλογο της

ισχύος του οπτικού σήματος. Επομένως, η αύξηση της μέσης ισχύος εισόδου του ασύμμετρου συμβολόμετρου με στόχο τον έντονο κορεσμό των ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών, που αντιστοιχεί στη ρύθμιση για την επίτευξη της εξίσωσης ισχύος των ριπών δεδομένων, εντείνει το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Στα διαγράμματα ματιού παρατηρούμε τη διεύρυνση του πλάτους των παλμών, που είναι ενδεικτικό της ολίσθησης του μήκους κύματος σε σχέση με το κέντρο του οπτικού φίλτρου.

Τέλος, σημαντικός παράγοντας που αλλοιώνει την ικανότητα αλάθητης λειτουργίας του 2R αναγεννητή δεδομένων εκρηκτικής ροής για μεγάλο αριθμό διαδοχικών επαναλήψεων, είναι η επιπλέον αύξηση της τυχαίας χρονικής ολίσθησης των παλμών που επιφέρουν στα δεδομένα. Οι ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές παρουσιάζουν ευαισθησία στο χρόνο απόκρισης τους που προσδιορίζεται από την ανάκαμψη του κέρδους και εξαρτάται από το βαθμό κορεσμού του ενισχυτή. Όπως είδαμε και στην ενότητα 2.5, σε μια ακολουθία δεδομένων τα επίπεδα κορεσμού μπορούν να διαφέρουν ανάλογα με την κατανομή άσσων και μηδενικών, με αποτέλεσμα να διαφοροποιείται από παλμό σε παλμό ο χρόνος ανάκαμψης του ενισχυτή. Η συστηματική μεταβολή του χρόνου απόκρισης της ανάκαμψης του κέρδους σε συνδυασμό με την αυθόρμητη αποδιέγερση των φορέων του ενισχυτή, προκαλούν τη στοχαστική αύξηση της τυχαίας ολίσθησης φάσης των παλμών. Λόγω της σημασίας του φαινόμενου ακολουθεί αναλυτική μελέτη της συμπεριφοράς του 2R αναγεννητή δεδομένων σε σχέση με την αύξηση της τυχαίας χρονικής ολίσθησης των παλμών σε ξεχωριστή παράγραφο.

Οι καμπύλες ρυθμού σφαλμάτων (BER) συμπληρώνουν τα πειραματικά αποτελέσματα της μετάδοσης δεδομένων εκρηκτικής ροής μέσα από διαδοχικούς 2R αναγεννητές που στόχο έχουν να αξιολογήσουν την επίδοση του κυκλώματος 2R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής σε κατάσταση σειριακής λειτουργίας. Το Σχήμα 6.22 συνοψίζει τη λειτουργία του 2R αναγεννητή παραθέτοντας τις καμπύλες ρυθμού λαθών για τα πρώτα έξι περάσματα , στα οποία επετεύχθη αλάθητη λήψη δεδομένων, σε σχέση με τη καμπύλη του ρυθμού λαθών για το σήμα εισόδου χωρίς εξασθένηση.

Στο Σχήμα 6.22, η πρώτη καμπύλη από αριστερά αντιπροσωπεύει τη μέτρηση ρυθμού λαθών για το σήμα που λαμβάνεται στην έξοδο της πρώτης περιφοράς του βρόχου, με το τμήμα απώλειας-αναγέννησης να είναι ρυθμισμένο σε κατάσταση διαφάνειας. Το σήμα αυτό είναι απαλλαγμένο από τις αλλοιώσεις της διαδικασίας αναγέννησης των εξασθενημένων δεδομένων και καταγράφει μόνο τις αλλοιώσεις της γραμμής μεταφοράς και της διαφανούς λειτουργίας του διαμορφωτή και του συμβολομέτρου Mach-Zehnder. Η απαίτηση της ισχύος στο δέκτη για αλάθητη μετάδοση στην περίπτωση αυτή, είναι ενδεικτική της ποιότητας του σήματος μετά από μια κυκλοφορία του στο βρόχο και όταν αυτό δεν έχει σκόπιμα αλλοιωθεί. Για το λόγο αυτό η πρώτη αριστερή καμπύλη χρησιμοποιείται σαν συγκριτική βάση για την αξιολόγηση της επίδοσης των υπόλοιπων καμπυλών.



Σχήμα 6..22 καμπύλη του ρυθμού λαθών για τα σήματα στην έξοδο του βρόχου, μετά από κάθε περιστροφή.

Οι υπόλοιπες έξι καμπύλες αναπαριστούν τους ρυθμούς λαθών στην έξοδο του βρόχου για τα πρώτα έξι περάσματα. Όλες οι καμπύλες επιτυγχάνουν μέτρηση στα όρια της αλάθητης λήψης (10⁻¹⁰) με ποινές ισχύος που αυξάνουν διαδοχικά για κάθε επιπλέον πέρασμα. Συγκεκριμένα, η ποινή ισχύος για το πρώτο πέρασμα με το τμήμα απώλειαςαναγέννησης σε λειτουργία, βρίσκεται οριακά αυξημένη κατά 0,5 dB, αποδεικνύοντας ελάχιστη αλλοίωση του τελικού σήματος που έχει προκύψει από εξίσωση και αναγέννηση των καταπιεσμένων κατά 6 dB δεδομένων. Η ποινή ισχύος που καταγράφεται στο παρών πείραμα και εμφανίζει θετικό πρόσημο διαφέρει από τις αρνητικές ποινές ισχύος που αναφέρονται στις ενότητες 3.5 και 4.5, δεδομένου ότι στις περιπτώσεις εκείνες η βάση σύγκρισης του ρυθμού σφαλμάτων είναι το παραγόμενο σήμα με τη διαφορά στη στάθμη ισχύος.

Η κατάσταση της ήπιας αύξησης της ποινής ισχύος αλλάζει σταδιακά για τα υπόλοιπα περάσματα, αφού από την δεύτερη κιόλας επανακυκλοφορία η ποινή ισχύος γίνεται πλέον 1 dB, δείγμα ότι η ποιότητα του σήματος επιβαρύνεται αισθητά. Το γεγονός αυτό βρίσκεται σε πλήρη αντιστοιχία με την εμφάνιση περισσότερων από μια στάθμες στο σήμα εισόδου του αναγεννητή και την κλιμάκωση της διαφοράς των στάθμεων ισχύος του σήματος εισόδου σε τιμές μεγαλύτερες από 6 dB. Από την τέταρτη περιστροφή του σήματος, η επίδραση της τυχαίας ολίσθησης φάσης ωθεί την ποινή ισχύος στα 2dB ανά περιστροφή. Αξίζει να σημειωθεί ότι παρά την ικανότητα αλάθητης λήψης των δεδομένων από τον δέκτη, από την τέταρτη ως την και την έκτη περιστροφή

η συνολική ποινή ισχύος είναι της τάξεως των 6 dB. Το γεγονός αυτό υποδηλώνει ότι το σήμα έχει αλλοιωθεί σε επίπεδα μη αναστρέψιμα, δηλαδή δεν υπάρχει τρόπος να επανέλθει κοντά στην αρχική του κατάσταση, εφόσον οι ακόμα και οι πλέον ικανοί 3R αναγεννητές [] εμφανίζουν αρνητική ποινή ισχύος της τάξεως των 2dB.

Μια σημαντική μέτρηση που βοηθά στην αποκρυπτογράφηση της κλιμάκωσης της ποινής ισχύος στα προχωρημένα περάσματα του σήματος, είναι η καταγραφή της τυχαίας ολίσθησης φάσης των παλμών των δεδομένων για κάθε περιφορά. Το Σχήμα 6.23 αποτυπώνει τις κανονικοποιημένες μετρήσεις των ενεργών τιμών (rms) της τυχαίας χρονικής ολίσθησης φάσης των εξισωμένων δεδομένων στην έξοδο για κάθε πέρασμα. Η μέτρηση πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου εξοπλισμένου με φωτοδίοδο τύπου U²t εύρους φάσματος 50 GHz. Το γράφημα αποκαλύπτει μια ελαφρώς μη γραμμική αύξηση της τυχαίας ολίσθησης φάσης, η οποία ξεκινά από την τιμή των 700 fJ για να καταλήξει σταδιακά στην πενταπλάσια τιμή των 3,7 ps. Παρατηρούμε βέβαια ότι μέχρι την τρίτη περιστροφή, όπου η συνολική ποινή ισχύος είναι περίπου 2,5 dB, η τυχαία ολίσθηση φάσης έχει αυξηθεί στην τιμή των 1,5 ps, ενώ ακόμα και στην τέταρτη περιστροφή διατηρεί τιμή μικρότερη από 2 ps.



Σχήμα 6..23 Κανονικοποιημένες μετρήσεις των ενεργών τιμών (rms) της τυχαίας χρονικής ολίσθησης φάσης των εξισωμένων δεδομένων στην έξοδο για κάθε πέρασμα.

Τα αποτελέσματα του Σχήματος 6.23 συνηγορούν στο γεγονός ότι αν μετά την τρίτη περιστροφή τοποθετηθεί ένας 3R αναγεννητής δεδομένων εκρηκτικής ροής με ικανότητα καταπίεσης της τυχαίας ολίσθησης φάσης του σήματος κατά 2 ps και αρνητικής ποινής ισχύος της τάξεως των 2 dB, το μεταδιδόμενο σήμα είναι σε θέση να επανέλθει στην αρχική κατάσταση του. Δεχόμενοι μάλιστα ότι έχουν επιδειχθεί κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού με ακόμα μεγαλύτερη ικανότητα καταπίεσης της τυχαίας ολίσθησης αφάλεια να υποθέσουμε ότι η χρήση 3R αναγεννητών με δυνατότητα να επαναφέρουν το σήμα στην αρχική κατάσταση είναι δυνατό να επεκταθεί ακόμα και μετά την πέμπτη περιστροφή.

Από πλευράς σχεδίασης ενός δικτύου εκρηκτικής ροής, το παραπάνω συμπέρασμα είναι καθοριστικής σημασίας καθώς ανοίγει το δρόμο για να μειωθεί η πολυπλοκότητα και το κόστος ενός δικτύου εκρηκτικής ροής. Επιτρέπει την αντικατάσταση των δαπανηρών 3R αναγεννητών εκρηκτικής ροής με τους πολύ απλούστερους 2R BMR αναγεννητές σε αναλογία τουλάχιστον τρία προς ένα. Αυτό σημάνει ότι είναι δυνατή η τοποθέτηση 2R BMR αναγεννητών στους ενδιάμεσους κόμβους, ώστε κατά τη δρομολόγηση του σήματος αυτό να διέρχεται διαδοχικά από τρείς 2R αναγεννητές πριν βρεθεί σ' ένα κόμβο όπου θα υπόκειται σε πλήρη 3R αναγέννηση. Οι 2R BMR παρεμβάλλονται σειριακά για όσο διάστημα εξασφαλίζουν την αλάθητη μετάδοση των εκρηκτικών δεδομένων, στο βαθμό που η αλλοίωση του σήματος είναι πλήρως αναστρέψιμη. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται η αποδοτικότερη χρήση πόρων χωρίς να υποχρεώνει το σύστημα σε έκπτωση ποιότητας λειτουργίας.

Αναφορές

- [6.1] LIGHTWAVE Europe March 2005 p25.
- [6.2] <u>http://www.ipmplsforum.org/</u>
- [6.3] D. J. Blumenthal, "Routing Packets with Light," Scientific American, January (2001).
- [6.4] J. P. Jue and V. M. Vokkarane, "Optical Burst Switched Networks", Springer, 2005
- [6.5] M. Yoo, C. Qiao, S. Dixit, "Optical burst switching for service differentiation in the next-generation optical internet" IEEE Communications Magazine, Vol. 39, No. 2, February 2001, pp. 98- 104
- [6.6] Chao Su; Lian-Kuan Chen; Kwok-Wai Cheung; "Theory of burst-mode receiver and its applications in optical multiaccess networks", IEEE J. Lightwave Technology Volume 15, Issue 4, April 1997 Page(s):590 - 606
- [6.7] D. J. Blumenthal, B-. E. Olsson, G. Rossi, T. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O.Jerphagnon, J. E. Bowers, V. Kaman, L. A. Coldren and J. Barton, "All-Optical Label Swapping Networks and Technologies," *IEEE Journal of Lightwave Technology, Special Issue on Optical Networks*, Dec. 2000.
- [6.8] M. J. O'Mahony, D. Simeonidou, D. K. Hunter and A. Tzanakaki., "The application of optical packet switching in future communication networks", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 39, pp. 128-135, March 2001.
- [6.9] A. Jourdan et al., "The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 39, pp. 136-141, March 2001.
- [6.10] Takada and J. H. Park, "Architecture of ultrafast optical packet switching ring network", *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, pp. 2306-2315, Dec. 2002.
- [6.11] 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.
- [6.12] C. Qiao and M. Yoo, "Optical burst switching—A new paradigm for an optical internet," J. High Speed Net.—Special Issue Optical Networks, vol. 8, no. 1, pp. 69–84, Mar. 1999.
- [6.13] J. Kim, Y.-L. Hsueh, L. G. Kazovsky, C.-F. Su, R. Rabbat, and T. Hamada, "Traffic grooming onWDM rings using optical burst transport," presented at the Optical Fiber Commun. Conf. (OFC), Anaheim, CA, Mar. 2005.Post deadline paper.
- [6.14] X. Yu, J. Li, Y. Chen, X. Cao, and C. Qiao, "Traffic statistics and performance evaluation in optical burst switched networks," *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 12, pp. 2722–2738, Dec. 2004.
- [6.15] X. Cao, J. Li, Y. Chen, and C. Qiao, "Assembling TCP/IP packets in optical burst switched networks," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Nov. 2002, vol. 3, pp. 2808–2812.
- [6.16] H. Nishizawa, Y. Yamada, K. Habara and T. Ohyama,, "Design of a 10-Gb/s burstmode optical packet receiver module and its demonstration in a WDM optical switching network," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 20, pp. 1078-1083, Jul. 2002.
- [6.17] 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.
- [6.18] 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.
- [6.19] R. Sato, T. Ito, Y. Shibata, A. Ohki, and Y. Akatsu, "40 Gb/s Burst-Mode Optical 2R Regenerator", *IEEE J. Lightware Tecnol*.vol. 17, Issue 10, pp. 2194-2196, October 2005.
- [6.20] Zhaoyang Hu et al., "40-Gb/s optical 3R regeneration using a traveling-wave electroabsorption modulator-based optical clock recovery", in *Optical Fiber Communication Conference*, 2005, Vol.2, pp.3.
- [6.21] G. T. Kanellos, N. Pleros, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie "40 Gb/s 2R Burst Mode Receiver with a single integrated SOA-MZI switch," Optics Express, Vol. 15, Issue 8, pp. 5043-5049, April 2007

- [6.22] L. Bramerie et al, "Cascadability and wavelength tunability assessment of a 2R regeneration device based on a 8 channel saturable absorber module" *in Proc OFC 2007*, PDP1, Anaheim, USA, 2007
- [6.23] M. Funabashi, Z. Zhu, Z. Pan, L. Paraschis, and S. J. B. Yoo, "Optical Clock Recovery and 3R Regeneration for 10 Gb/s NRZ Signal to Achieve 10,000-hop Cascadability and 1,000,000-km Transmission," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 18, no. 20, pp. 2078-2080, Oct. 2006.
- [6.24] R. Hesse and I. Tomkos, "Operational principles and realization of the recirculating loop testbed," Corning Inc.'s internal report, 2001.
- [6.25] J. E. Hurley, "Setup and operation of a recirculating loop in a fiber-optic transmission system," Corning Inc.'s internal report, 2000.
- [6.26] H. Tsuchida, "Simple technique for improving the resolution of the delayed selfheterodyne method", Opt. Lett. 15 (11), 640 (1990)
- [6.27] <u>http://www.lightreading.com/document.asp?doc_id=120681</u>
- **[6.28]** Bergano, N.S.; Davidson, C.R.; Circulating loop transmission experiments for the study of long-haul transmission systems using erbium-doped fiber amplifiers Lightwave Technology, Journal of Volume 13, Issue 5, May 1995 Page(s):879 888
- [6.29] Zuqing Zhu; Funabashi, M.; Zhong Pan; Bo Xiang; Paraschis, L.; Yoo, S.J.B.; Jitter and Amplitude Noise Accumulations in Cascaded All-Optical Regenerators Lightwave Technology, Journal Volume 26, Issue 12, June15, 2008 Page(s):1640 – 1652
- [6.30] Puc, A.; Grosso, G.; Gavrilovic, P.; Fevrier, H.; Kaminski, A.; Burtsev, S.; Chang, D.; Foster, M.; Pelouch, W.; Perrier, P.; Ultra-wideband 10.7 Gb/s NRZ terrestrial transmission beyond 3000 km using all-Raman amplifiers Optical Communication, 2005. ECOC 2005. 31st European Conference on 25-29 Sept. 2005 Page(s):17 - 18 vol.1
- [6.31] Almstrom, E.; Larsson, S.N.; Carlden, H.; Cascadability of optical add/drop multiplexers Optical Communication, 1998. 24th European Conference on Volume 1, 20-24 Sept. 1998 Page(s):589 - 590 vol.1

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Σύνοψη αποτελεσμάτων και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

7.1 Σύνοψη αποτελεσμάτων

Η έρευνα της παρούσας διδακτορικής διατριβής επικεντρώθηκε στη διεξοδική μελέτη των ολοκληρωμένων συμβολομετρικών διατάξεων Mach-Zehnder, και στην αποκλειστική χρήση τους στη σχεδίαση και υλοποίηση πρωτότυπων αμιγώς οπτικών συστημάτων ικανών να επιτελούν απαιτητικές λειτουργίες-κλειδιά επεξεργασίας σήματος για τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα. Έχοντας αναγνωρίσει στις ολοκληρωμένες αυτές πύλες τον ιδανικό υποψήφιο να αποτελέσει το αντίστοιχο του ηλεκτρονικού τρανζίστορ που θα οδηγήσει την μελλοντική πρόοδο στον τομέα της οπτικής ολοκλήρωσης, η έρευνα στήριξε την προσπάθεια ολοκλήρωσης πολλαπλών πυλών σ' ένα πλινθίο, κάνοντας το πρώτο βήμα στο δρόμο για το οπτικό VLSI. Η έρευνα χωρίστηκε σε τρία αλληλοσυνδεόμενα τμήματα:

- Α) Στη θεωρητική ανάλυση και μαθηματική μοντελοποίηση των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων.
- B) Στην αναζήτηση καινοτόμων λειτουργιών των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων.
- C) Στο σχεδιασμό και υλοποίηση πρωτότυπων οπτικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας με αποκλειστική χρήση πολλαπλών συμβολομετρικών πυλών.

7.1.1 Θεωρητική ανάλυση και μαθηματική μοντελοποίηση των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων

Στο ξεκίνημα της διατριβής αυτής επιτεύχθηκε η μαθηματική επίλυση των εξισώσεων ροής του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή (SOA) και η μοντελοποίηση της λειτουργίας του στοιχείου. Το μοντέλο αναπτύχθηκε σε κώδικα C++ και βασίστηκε στο σύνολο εξισώσεων που περιγράφονται από τους Tang και Shore, αποσκοπώντας στη μελέτη των βασικών χαρακτηριστικών λειτουργίας του ενισχυτή που περιγράφουν μακροσκοπικά τη συμπεριφορά του, όπως είναι το κέρδος και η στροφή φάσης που εισάγει σ' ένα εισερχόμενο οπτικό σήμα. Η σημαντικότερη διαφορά του συγκεκριμένου μοντέλου σε σχέση με άλλα αντίστοιχα της βιβλιογραφίας ήταν ότι δεν θεώρησε τον ενισχυτή σημειακό στοιχείο, αλλά υπολόγιζε χωρικά (κατά μήκος του άξονα διάδοσης) τον τρόπο με τον οποίο το οπτικό σήμα κυματοδηγείται μέσα στον ενισχυτή. Το χαρακτηριστικό αυτό του μαθηματικού μοντέλου προσέδωσε μεγάλη ευελιξία και ακρίβεια στους υπολογισμούς, ακόμη και για τις περιπτώσεις όπου ήταν αναγκαίο να παρατηρηθούν φαινόμενα πολύ γρήγορης απόκρισης για μεγάλες ισχείς του σήματος εισόδου.

Η ανάπτυξη ενός ικανού μοντέλου για τους ημιαγώγιμους οπτικούς ενισχυτές ήταν καθοριστική για τη δημιουργία του προγράμματος εξομοίωσης των συμβολόμετρων Mach-Zehnder. Το τελικό μοντέλο χρησιμοποιήθηκε με επιτυχία στην εξομοίωση απαιτητικών λειτουργιών των διακοπτών σε υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, επιδεικνύοντας αξιοσημείωτη επιτυχία. Συγκεκριμένα, στην περίπτωση της εξομοίωσης λειτουργιών ψηφιακών πράξεων, το μοντέλο ελέγχθηκε στην πλέον απαιτητική λειτουργία ενός συμβολομετρικού διακόπτη ΜΖΙ της ψηφιακής πράξης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Ή (XOR). Σε αντίθεση με την περίπτωση των άλλων λογικών πράξεων, όπου χρησιμοποιείται μόνο ένα σήμα ελέγχου, για την υλοποίηση της λογικής πύλης ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Ή (XOR) γίνεται χρήση δύο σημάτων ελέγχου και χρησιμοποιούνται όλες οι είσοδοι και έξοδοι του. Η εξομοίωση έδειξε ότι οι δύο ημιαγώγιμοι οπτικοί ενισχυτές του συμβολόμετρου είναι προτιμότερο να λειτουργούν σε μεγάλο βαθμό κορεσμού αφού έτσι μεγαλώνει το εύρος των τιμών της ενέργειας των παλμών ελέγχου για το οποίο η πύλη λειτουργεί ικανοποιητικά και επιπλέον η συμπεριφορά των λειτουργικών χαρακτηριστικών της πύλης γίνεται σταθερή και ανεξάρτητη του κέρδους ασθενούς σήματος.

Στην αντίπερα όχθη, το μοντέλο ελέγχθηκε σε μια ισχυρά μη γραμμική λειτουργία των συμβολομέτρων που απαιτεί τον εκφυλισμό της συνάρτησης μεταφοράς τους σε σχεδόν βηματική, στην 2R αναγέννηση σημάτων σε ρυθμούς 40 Gb/s. Με τη βοήθεια του μοντέλου καταγράφηκε η διαδικασία ρύθμισης της πύλης σε κύκλωμα ψαλιδισμού, και οι συνέπειες που επέφερε η αλλαγή αυτή στις επιμέρους παραμέτρους του σήματος. Μελετήθηκε η επίδραση στη διαμόρφωση πλάτους, τη χρονική διεύρυνση και την αύξηση της τυχαίας χρονικής ολίσθησης φάσης. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης, που επιβεβαιώθηκαν και πειραματικά, οδήγησαν στην εξεύρεση βέλτιστων λύσεων όπως τον ισχυρό κορεσμό των ενεργών στοιχείων με παράλληλη χρήση της τεχνικής PUSH-PULL. Τα ερευνητικά αποτελέσματα κριθήκανε τόσο επιτυχημένα, ώστε η χρήση ολοκληρωμένων συμβολομετρικών διατάξεων σαν 2R αναγεννητές στα 40 Gb/s για σύγχρονα δίκτυα αποτέλεσε λίγα χρόνια αργότερα εμπορικό προϊόν.

Τέλος, η θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή και του συμβολομέτρου Mach-Zehnder, οδήγησε στην εξεύρεση αναλυτικών μαθηματικών εκφράσεων για τις συναρτήσεις μεταφοράς τους. Το γεγονός αυτό αποτελεί πολύτιμο μαθηματικό εργαλείο για την ανάλυση και περιγραφή της συμπεριφοράς των στοιχείων για τα διάφορα επίπεδα κορεσμού τους και εν γένει για τις επιμέρους παραμέτρους λειτουργίας τους.

7.1.2 Αναζήτηση καινοτόμων λειτουργιών των οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων

Η αλλοίωση της μη γραμμικής συμπεριφοράς των συμβολομετρικών διακοπτών μπορεί να αυξήσει δραματικά το εύρος των εφαρμογών των οπτικών πυλών, ενισχύοντας με τον τρόπο αυτό τις επιχειρησιακές τους δυνατότητες. Ένα παράδειγμα τέτοιας καινοτόμου εφαρμογής των οπτικών πυλών οδήγησε πριν λίγα χρόνια στην επίδειξη ενός κυκλώματος ψαλιδισμού με τη χρήση Mazh-Zehnder συμβολομέτρου από το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Η εφαρμογή του βρήκε έδαφος στην υλοποίηση οπτικών κυκλωμάτων με σημαντικές τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές στα κυκλώματα υποδοχής σημάτων, όπως είναι το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και η 3R αναγέννηση σήματος.

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής η μελέτη προεκτάθηκε στον ανισοζυγή διακόπτη, δηλαδή τη χρήση συζευκτών με άνισους λόγους ζεύξης, και τη ρύθμιση της λειτουργίας του ως αυτομεταγωγέα, χωρίς τη χρήση εξωτερικών σημάτων. Η αναλυτική μελέτη του ανισοζυγούς διακόπτη ανέδειξε μια επιπλέον ταυτόχρονη λειτουργία με αυτή του ψαλιδισμού, την βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος εξόδου. Η θεωρητική μελέτη του ανισοζυγή διακόπτη τύπου Mach-Zehnder ως ψαλιδιστή οδήγησε στην εξαγωγή της αναλυτικής έκφρασης της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του, η οποία φαίνεται να συνδυάζει τα πλεονεκτήματα του ψαλιδισμού και της μη γραμμικής ενίσχυσης. Πράγματι, το σημείο καμπής της συνάρτησης μεταφοράς του διατηρείται σε πολύ χαμηλές τιμές της ισχύος εισόδου, απόρροια της χρήσης της μη γραμμικής μέγιστη τιμή της ισχύος εξόδου, που καθορίζεται από τη λειτουργία της συμβολής του σήματος στο συμβολόμετρο.

Τα στοιχεία αυτά οδήγησαν στην υλοποίηση του πρώτου αυτοδύναμου κυκλώματος 2R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής, η λειτουργία του οποίου βασίζεται αποκλειστικά στη χρήση ενός ανισοζυγούς διακόπτη MZI. Το γεγονός αυτό είναι ενδεικτικό της δυνητικής αύξησης της λειτουργικότητας των οπτικών πυλών που μπορεί να επιτευχθεί, ενώ παράλληλα υπογραμμίζεται η ικανότητα τους να δημιουργούν αυτόνομα οπτικά υποσυστήματα που βασίζονται στην αποκλειστική χρήση τέτοιων ολοκληρωμένων διατάξεων. Το κύκλωμα επιδείχθηκε να λειτουργεί για ασύγχρονα πακέτα μεταβλητού μήκους σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s και δυναμικό εύρος στη στάθμη ισχύος τους ίση με 9 dB.

Η έρευνα προεκτάθηκε ένα βήμα παραπέρα, προτείνοντας ένα τρόπο να μειωθεί η πολυπλοκότητα και το κόστος ενός δικτύου εκρηκτικής ροής, με την τοποθέτηση 2R BMR αναγεννητών σε κατάλληλα επιλεγμένους ενδιάμεσους κόμβους. Σε αυτό το σενάριο, κατά τη δρομολόγηση του σήματος αυτό διέρχεται διαδοχικά από έναν ικανό αριθμό 2R αναγεννητών πριν βρεθεί σ' ένα κόμβο όπου θα υπόκειται σε πλήρη 3R αναγέννηση. Δεδομένου ότι η συσσώρευση θορύβου με τη μορφή χρονικής ολίσθησης φάσης (timing jitter) απαιτεί έναν αριθμό από κόμβους μέχρι το σήμα να οδηγηθεί σε μη αντιστρεπτή κατάσταση, οι 2R BMR μπορούν παρεμβάλλονται σειριακά για όσο διάστημα εξασφαλίζουν την αλάθητη μετάδοση των εκρηκτικών δεδομένων. Με τη χρήση διάταξης ανατροφοδοτούμενου βρόχου, έγινε δυνατή για πρώτη φορά η πειραματική εξομοίωση της δικτυακής μετάδοσης δεδομένων σ' ένα δίκτυο εκρηκτικής ροής, με χρήση των προτεινόμενων 2R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής σε διαδοχικούς κόμβους. Το πείραμα ανέδειξε την ικανότητα διαδοχικής σύνδεσης έξι παρόμοιων οπτικών πυλών, αναδεικνύοντας ότι το σενάριο δικτυακής χρήσης τους με στόχο την σημαντική εξοικονόμηση πόρων μπορεί να γίνει πραγματικότητα.

7.1.3 Σχεδιασμός και υλοποίηση πρωτότυπων οπτικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας με αποκλειστική χρήση πολλαπλών συμβολομετρικών πυλών

Η υλοποίηση πολύπλοκων, απαιτητικών εφαρμογών που θα στηρίζονται σε κυκλώματα αποκλειστικής χρήσης πολλαπλών συμβολομετρικών διακοπτών, 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. Με αυτό το σκεπτικό, η παρούσα διατριβή πρότεινε σαν παράδειγμα απαιτητικού κυκλώματος με λειτουργία-κλειδί για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα ένα σύστημα υποδοχής στα δίκτυα εκρηκτικής ροής (OBS), μιας και 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.

Κατασκευάστηκε ο πρώτος 3R Αναγεννητής Δεδομένων Εκρηκτικής ικανός να λειτουργεί στα 40Gb/s με ασύγχρονα και μεταβλητού μήκους πακέτα δεδομένων εκρηκτικής ροής με έντονη απόκλιση ισχύος. Το κύκλωμα βασίστηκε εξολοκλήρου σε εμπορικά διαθέσιμα, υβριδικά ολοκληρωμένα συμβολόμετρα Mach-Zehnder με οπτικό ενισχυτή ημιαγωγών SOA-MZI. Χρησιμοποίησε τέσσερα διαδοχικά SOA-MZIs καθένα από τα οποία εκτελούσε μια διαφορετική μη γραμμική λειτουργία. Το 3R κύκλωμα BMR παρουσίαζε μια δυναμική περιοχή 9 dB όσον αφορά την ισχύ εισόδου, είχε χρόνο κλειδώματος μόνο 5 bit και απαιτούσε μια ζώνη ασφαλείας των 350 ps μεταξύ των πακέτων. Δεν απαιτούσε κανένα στάδιο μετατροπής ΟΕΟ ή υψηλή ταχύτητα ηλεκτρονικής επεξεργασίας και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως τελικός δέκτης σε δίκτυα μεταγωγέων υψηλής ταχύτητας οπτικής εκρηκτικής ροής πακέτων.

Η επιτυχής επίδειξη του 3R δέκτη εκρηκτικής ροής στα 40 Gb/s, βασισμένου αποκλειστικά σε υβριδικά ολοκληρωμένες συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder, άνοιξε το δρόμο για περαιτέρω επέκταση της οπτικής ολοκλήρωσης. Στα πλαίσια του εγκεκριμένου από την Ευρωπαϊκή Ένωση προγράμματος με τον τίτλο IST-MUFINS, επιχειρήθηκε καταρχήν η ολοκλήρωση τεσσάρων οπτικών συμβολομέτρων σε ένα πλινθίο και εν συνεχεία η πλήρης ολοκλήρωση του κυκλώματος 3R αναγέννησης δεδομένων εκρηκτικής ροής, περιέχοντας μέσα σ' ένα μόνο πλινθίο όλες τις απαραίτητες διασυνδέσεις των πυλών με τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος.

7.2. Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

Για την πλήρη εκμετάλλευση της αποκτηθείσας τεχνογνωσίας και την προώθηση των τεχνολογικών εξελίξεων υπάρχουν δυο βασικοί άξονες γύρω από τους οποίους μπορεί να κινηθεί ο προσανατολισμός της έρευνας τα επόμενα χρόνια:

- Τη διεύρυνση των θεωρητικών εργαλείων μελέτης οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων, με εξέλιξη των μοντέλων εξομοίωσης και επέκταση σε άλλους τύπους συμβολομετρικών διατάξεων
- Τη σχεδιασμό και ανάπτυξη νέων, περισσότερο σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων επεξεργασίας δεδομένων, τα οποία θα επιτελούν διαφορετικές λειτουργίες σε ένα οπτικό κόμβο μεταγωγής πακέτων.

7.2.1 Διεύρυνση των θεωρητικών εργαλείων μελέτης οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων.

Α. Επέκταση του μοντέλου εξομοίωσης

Το μαθηματικό μοντέλο που παρουσιάστηκε στην παρούσα διατριβή ήταν ιδανικό για το είδος των σημάτων με πολύ ισχυρούς παλμούς (μεγάλη ισχύ κορυφής), πολύ στενό χρονικό εύρος (διάρκειας της τάξεως των picosecond), και υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, προσδίδοντας μεγάλη ευελιξία και ακρίβεια στους υπολογισμούς. Ωστόσο, παρά το γεγονός ότι το μοντέλο μπορούσε να συμπεριλαμβάνει ακόμα και τα πιο μη γραμμικά φαινόμενα που εμφανίζονται σε ακραίες συνθήκες, το τελικό σύστημα εξισώσεων επιλύθηκε με κάποιες παραδοχές για χάρη της απλοποίησης της υπολογιστικής διαδικασίας και παραλήφτηκαν ορισμένα φαινόμενα που θα αύξαναν την πολυπλοκότητά του.

Συγκεκριμένα αμελήθηκαν η απορρόφηση δύο φωτονίων (Two Photon Absorption-TPA), η απορρόφηση ελεύθερων φορέων (Free Carrier Absorption-FCA) καθώς και η μη γραμμική διάθλαση υπερύψηλης ταχύτητας (Ultrafast Nonlinear Refraction-UNR), επειδή το χρονικό εύρος των παλμών του σήματος ελέγχου όπως και των παλμών του σήματος εισόδου είναι της τάξεως των psec (10⁻¹²). Μία ακόμη απλοποίηση έγινε θεωρώντας ότι η διαφορά μεταξύ των φερουσών συχνοτήτων του σήματος ελέγχου και του σήματος εισόδου είναι μεγαλύτερη από 1THz. Η θεώρηση αυτή έδωσε τη δυνατότητα στο μαθηματικό μοντέλο να μη συμπεριλαμβάνει το χρονικό φράγμα μεταγωγής (temporal gratings). Επιπλέον δε λαμβάνεται υπόψη η ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή (Amplified Spontaneous Emission-ASE). Το φαινόμενο αυτό έχει ως συνέπεια την ύπαρξη ενός θορύβου ευρέως φάσματος, που σίγουρα δυσχεραίνει τη λειτουργία του ενισχυτή.

Η επέκταση του μοντέλου θα μπορούσε να σχεδιασθεί ώστε να περιλαμβάνει όλα αυτά τα φαινόμενα που εσκεμμένα αγνοήσαμε στο παρών μοντέλο, επεκτείνοντας το εύρος χρήσης του για ρυθμούς μετάδοσης οπτικών σημάτων πέρα από τα 40 Gb/s. Επιπλέον, κατάλληλη τροποποίηση του που θα λαμβάνει υπόψη τη εξάρτηση των μεταβλητών από το μήκος κύματος θα επιτρέψει τη φασματική και συχνοτική μελέτη των φαινομένων, που μέχρι τώρα εξετάζονται σε χρονικό επίπεδο. Η ενσωμάτωση ενός μοντέλου θορύβου ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (Amplified Spontaneous Emission-ASE) θα δυναμώσει σημαντικά τα αποτελέσματα της εξομοίωσης προσδίδοντας ακόμη μεγαλύτερη ακρίβεια, ενώ δώσει τη δυνατότητα μελέτης φαινομένων συμβολής μεταξύ μηκών κύματος και την επίδραση των φασματικών συνιστωσών του θορύβου.

Β. Βελτίωση του λογικού επιπέδου 'Ο' στις οπτικές ψηφιακές πύλες

Οι ψηφιακοί διακόπτες είναι στοιχεία απόφασης (decision elements), τα οποία οφείλουν να διακρίνουν αν τα εισερχόμενα δυφία (bits) είναι της μορφής '1' (άσσου) ή '0' (μηδέν). Για να ανταποκριθεί με επιτυχία ο διακόπτης πρέπει η συνάρτηση μεταφοράς τάσης ή ισχύος του να είναι έντονα μη γραμμική και στην ιδανική περίπτωση πρέπει να ταυτίζεται με τη βηματική συνάρτηση (step function), όπου το σημείο ασυνέχειας της βηματικής συνάρτησης αντιστοιχεί στο κατώφλι απόφασης. Όπως όμως είδαμε στην ενότητα 3.2, η συνάρτηση μεταφοράς μιας συμβολομετρικής διάταξης συνάρτησης μεταφοράς των συμβολομέτρων σε αυτή ενός ψαλιδιστή, βελτιώνει

σημαντικά το λογικό επίπεδο του άσσου '1', χωρίς ωστόσο να βελτιώνει καθόλου τις συνθήκες στο λογικό επίπεδο του '0'. Η επίτευξη μιας συνάρτησης μεταφοράς των συμβολομετρικών διατάξεων, της οποίας η μη γραμμικότητα θα τείνει σε αυτή της βηματικής συνάρτησης, αποτελεί χρόνιο αντικείμενο μελέτης της ερευνητικής κοινότητας. Η πρόοδος που έχει επιτελεσθεί μέχρι σήμερα στη φωτονική τεχνολογία μπορεί να φέρει σημαντικά αποτελέσματα προς την κατεύθυνση αυτή. Για παράδειγμα, ο συνδυασμός ενός κυκλώματος ψαλιδιστή με ένα στοιχείο απορροφητικού κορεσμού (saturable absorber) μπορεί να δώσει ένα κύκλωμα με συνάρτηση μεταφοράς που να προσομοιάζει αυτή της βηματικής συνάρτησης.

Προς αυτή την κατεύθυνση μπορεί να βοηθήσει η μελέτη άλλων τύπων συμβολομετρικών διατάξεων, καθώς και η τροποποίηση της λειτουργίας των συμβολομέτρων Mach-Zehnder με κατάλληλη ρύθμιση των εισόδων του. Συγκεκριμένα, πρόσφατα επιδείχθηκε [7.1] μια πρωτότυπη συνδεσμολογία στην οποία η είσοδος του σήματος ελέγχου γίνεται διαφορικά και σε αντίθετες κατευθύνσεις, ενώ ταυτόχρονα οι δυο ημιαγώγιμοι ενισχυτές είναι πολωμένοι σε διαφορετικά επίπεδα κορεσμού (σχήμα 7.1). Το νέο αυτό σχήμα έχει βελτιωμένη συνάρτηση μεταφοράς με καλύτερες επιδόσεις στο λογικό επίπεδο '0' από την κλασσική συνδεσμολογία. Η βελτιωμένη λειτουργία του μπορεί να εξεταστεί πειραματικά και να αναδειχθούν οι πραγματικές δυνατότητες του με την υλοποίηση ενός πειράματος ανατροφοδοτούμενου βρόχου, αντίστοιχου με αυτό που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 6.



Σχήμα 7.1: Πρωτότυπη συνδεσμολογία του συμβολομέτρου Mach-Zehnder με βελτιωμένα χαρακτηριστικά λειτουργίας

7.2.2 Σχεδιασμός και ανάπτυξη νέων, περισσότερο σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων επεξεργασίας

Όπως περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 5, η κατασκευή ολοκληρωμένων πλινθίων με πολλαπλές πύλες ανοίγει το δρόμο για το σχεδιασμό και την υλοποίηση οπτικών συστημάτων που κάνουν χρήση μεγάλου αριθμού πυλών. Μια κεντρική εφαρμογή είναι η επέκταση των οπτικών κυκλωμάτων μονού μήκους κύματος σε παρόμοια κυκλώματα που επεξεργάζονται πολλά μήκη κύματος ταυτόχρονα (ενότητα 5.6). Μια τέτοια εφαρμογή που θα εκμεταλλεύεται πλήρως τα αποτελέσματα της έρευνας της παρούσας διδακτορικής διατριβής, θα είναι η υλοποίηση του πρώτου πολυκυματικού δέκτη εκρηκτικής ροής, όπως αυτού που εικονίζεται στο σχήμα 7.2.





Σχήμα 7.2: Πιθανή υλοποίηση πολύ-κυματικής 3R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 40Gb/s

Το σχήμα 7.2 εμφανίζει ένα κύκλωμα πολύ-κυματικής 3R Αναγέννησης Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής στα 40Gb/s, το οποίο κάνει χρήση των τετραπλών ολοκληρωμένων στοιχείων που κατασκευάστηκαν από τη CIP γα λογαριασμό του προγράμματος IST-MUFINS. Η λογική του σχεδίαση είναι όμοια με αυτή του 3R Αναγεννητή Δεδομένων Εκρηκτικής Ροής που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 5. Η επίδειξη μιας πολυκυματικής εφαρμογής αναγεννητικού χαρακτήρα έχει ιδιαίτερη σημασία, καθώς στα σύγχρονα WDM τηλεπικοινωνιακά δίκτυα η ανάγκη για 2R και 3R αναγέννηση συνεχώς εντείνεται λόγω της ραγδαίας ανάπτυξης τους και την αύξηση του όγκου πληροφοριών, χωρίς ωστόσο μέχρι στιγμής να έχει προταθεί μια εμπορικά βιώσιμη λύση.

Αναφορές

[7.1] K. Vyrsokinos, D. Apostolopoulos, P. Zakynthinos and H. Avramopoulos, N. Pleros, "Wavelength Conversion for NRZ Signals with Enhanced Regenerative Characteristics", OFC 2009, pending publication

Παράρτημα Α

Στο παράρτημα της εργασίας αυτής παρατίθεται ο κώδικας του προγράμματος optical_gate.cpp που χρησιμοποιήθηκε για την εξομοίωση της αμιγώς οπτικής λογικής πύλης Mach-Zehnder ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ ΄Η (XOR). Ο κώδικας είναι γραμμένος σε γλώσσα προγραμματισμού C.

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <malloc.h>
#include <time.h>
#define NUM MIN 1
#define NUM MAX 17 //NUM MAX>NUM MIN
#define N 30
                   //number of pulses
//external variables
int m,p,per;
int num;
double *Pc1,*Gc1,*Ps1,*Gs1,*GPs1,*fs1;
double *Pc2,*Gc2,*Ps2,*Gs2,*GPs2,*fs2;
double *Dfs,*FOut1,*FOut2,*FOut,*Ampmod1,*Ampmod2,*Extratio1,*Extratio2,
*Contratio,*TranPower,*energy c,*energy s,*endif;
//control pattern 1
1,0,1\};
1,1,1\};
        //control pattern 2
void MachZehnder(void);
void characterize(void);
void printfiles(void);
main()
{
 double dif:
 time_t start,end;
 time(&start);
 //amplitude modulation, transmission port
                                -319-
```

```
Ampmod1=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //extinction ratio, transmission port
   Extratio1=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //amplitude modulation, reflection port
   Ampmod2=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //extinction ratio, reflection port
   Extratio2=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //contrast ratio
   Contratio=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //output mean peak power, transmission port
   TranPower=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //control pulse energy
   energy c=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //signal pulse energy
   energy_s=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //energy difference between the two control pluses
   endif=(double *)malloc((NUM MAX-NUM MIN)*sizeof(double));
 //matrices initialization with zero elements
 for (num=NUM MIN; num<NUM MAX; (num)++) {
    Ampmod1[num-NUM MIN]=0;
    Extratio1[num-NUM MIN]=0;
    Ampmod2[num-NUM MIN]=0;
    Extratio2[num-NUM MIN]=0;
    Contratio[num-NUM MIN]=0;
    TranPower[num-NUM MIN]=0;
    energy c[num-NUM MIN]=0;
    energy s[num-NUM MIN]=0;
    endif[num-NUM MIN]=0;
  }
 for (num=NUM MIN; num<NUM MAX; num++) {
    MachZehnder();
    characterize();
  }
 printfiles();
 time(&end);
 dif=difftime(end,start);
 printf("Executing time: %.2f secs \n",dif);
 return 0:
ł
```

```
void MachZehnder(void)
  int i,j,k,n;
  double Cc1,Cc2,Cs,L,Esatc1,Esatc2,Esats,Dz,Dt,e shb,e ch,e,a int,Gss,Gsc,Tper,
Tol,T FWHM,t0,tc,a n,step,P peak c,P peak s,tm1,tm2;
//parameters
  //soa parameters
                 //non linear gain compression factor for spectral holeburning (1/W)
  e shb=0.07;
  e ch=0.13;
                        //non linear gain compression factor for carrier heating (1/W)
  e=e shb+e ch;
                                         //non linear gain compression factor (1/W)
  L=1500*pow(10,-6);
                                                            //length of the SOA (m)
  a n=6;
                                                     //linewidth enhancement factor
  tc=20*pow(10,-12);
                                                             //carrier lifetime (sec)
  a int=2000;
                                              //internal linear loss of the SOA (1/m)
  m=100;
                                                         //number of SOA sections
  Dt=1*pow(10,-12);
                                                              // time section length
                                                            //spacial section length
  Dz=L/m;
  n=19;
                                                                     //time shifting
  //control pulse parameters
  step=0.428571/2;
                                                                           //in mW
  P peak c=num*step*pow(10,-3);
                                                     //control pulse peak power (W)
  Cc1=P peak c;
                                                 //peak power (control pulse 1) (W)
// Cc1=1.285713*pow(10,-3);
  Cc2=P peak c;
                                                 //peak power (control pulse 2) (W)
// Cc2=1.285713*pow(10,-3);
  Esatc1=1000*pow(10,-15);
                                              //saturation energy, control pulse 1 (J)
  Esatc2=1000*pow(10,-15);
                                              //saturation energy, control pulse 2 (J)
                                //small signal gain coefficient for control pulse (1/m)
  Gsc=6800;
  //signal pulse parameters
// P peak s=(num+1)*8*pow(10,-6);
                                                     //signal pulse peak power (W)
// Cs=P peak s;
  Cs=0.428571*pow(10,-3);
  Esats=1000*pow(10,-15);
                                                 //saturation energy, signal pulse (J)
  Gss=6800;
                                            //small signal gain for signal pulse (1/m)
  //GAUSS parameters
  T FWHM=7*pow(10,-12);
                                                    //full width half maximum (sec)
  t0=T FWHM/(2*sqrt(log(2)));
                                                           //pulse width (1/e) (sec)
  Tper=100*pow(10,-12);
                                                           //pulse time period (sec)
                                       //number of time points within a pulse period
  per=(int)(Tper/Dt);
                                         -321-
```

```
Tol=N*Tper;
                                                                                         //total simulation time
   p=N*per;
                                                                                //total number of time points
   //time mismatch
   tm1=0;
                                  //0<=|tm1|<=per, time mismatch between control 1 and signal
                                  //0 \le |tm2| \le per, time mismatch between control 2 and signal
   tm2=0;
   //control pulse energy – approximate calculation
   energy c[num-NUM MIN]=Cc1*T FWHM*pow(10,15);
                                                                                                                //in fJ
   //control pulse energy difference – approximate calculation
   endif[num-NUM MIN]=(Cc2-Cc1)*T FWHM*pow(10,15);
                                                                                                                //in fJ
   //signal pulse energy – approximate calculation
   energy s[num-NUM MIN]=P peak s*T FWHM*pow(10,15);
                                                                                                                //in fJ
//numerical calculation
   //control 1
   Pc1=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                   //power matrix
   Gc1=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                      //gain coefficient matrix
   for (j=0; j \le p; j++)
                                                                                                  //i:space, j:time
       for (i=0; i<=m; i++) {
                                                            //matrices initialization with zero elements
          Pc1[i^{(m+1)+i}]=0;
          Gc1[j*(m+1)+i]=0;
       }
   }
   //initial conditions
   for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                       //"first raw" elements equal to Gsc
       Gc1[i]=Gsc;
   }
   for (k=0; k \le N-1; k++)
                                          //"first column" element equal to the power of the
Gauss input pulses
       for (j=0; j \le per-1; j++)
          Pc1[(j+k*per)*(m+1)]=Seq1[k]*Cc1*exp(-pow(((j+tm1+k*per)*Dt-k*Tper-
n*Dt)/t0,2));
       }
   }
   //j=per and k=N-1, a case which is not calculated by the previous for-loop
   Pc1[(per+(N-1)*per)*(m+1)]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow(((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq1[N-1]*Cc1*exp(-pow((per+tm1+(N-1)*per)*(m+1))]
1)*per)*Dt-(N-1)*Tper-n*Dt)/t0,2));
                                                            -322-
```

//signal 1

```
GPs1=(double *)malloc((p+1)*sizeof(double));
                                                                                                                                                    //power gain matrix
     Ps1=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                                                                               //power matrix
     fs1=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                                                                                 //phase matrix
     Gs1=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                                                          //gain coefficient matrix
     for (j=0; j \le p; j++)
                                                                                                                                                              //i:space, j:time
           for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                                                 //matrices initialization with zero elements
                 Ps1[i*(m+1)+i]=0;
                 Gs1[j*(m+1)+i]=0;
           }
      }
     //initial conditions
     for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                                                                    //"first raw" elements equal to Gss
           Gs1[i]=Gss;
      }
     for (k=0; k<= N-1; k++) { //"first column" element equal to the power of the
Gauss input pulses
           for (j=0; j \le per-1; j++)
                  Ps1[(j+k*per)*(m+1)]=Cs*exp(-pow(((j+k*per)*Dt-k*Tper-n*Dt)/t0,2));
           }
     }
     //j=per and k=N-1, a case which is not calculated by the previous for-loop
     Ps1[(per+(N-1)*per)*(m+1)]=Cs*exp(-pow(((per+(N-1)*per)*Dt-(N-1)*Tper-
n*Dt)/t0,2));
//Ypologismos twn pinakwn 1
     for (j=0; j <=p; j++)
           for (i=0; i<=m; i++) {
                 if (i+1 \le m)
Pc1[j*(m+1)+i+1]=Pc1[j*(m+1)+i]+Dz*(Gc1[j*(m+1)+i]*Pc1[j*(m+1)+i]/(1+e*(Pc1)))
[j^{*}(m+1)+i]+Ps1[j^{*}(m+1)+i])-a int*Pc1[j^{*}(m+1)+i];
                 if (i+1 \le m)
Ps1[j*(m+1)+i+1]=Ps1[j*(m+1)+i]+Dz*(Gs1[j*(m+1)+i]*Ps1[j*(m+1)+i]/(1+e*(Pc1)))
j^{(m+1)+i} + Ps1[j^{(m+1)+i}]) - a int^{Ps1[j^{(m+1)+i}]};
                 if (j+1 \le p) Gc1[(j+1)*(m+1)+i]=Gc1[j*(m+1)+i]+Dt*((Gsc-
Gc1[i*(m+1)+i])/tc-
1/Esatc1*Gc1[j*(m+1)+i]*(Pc1[j*(m+1)+i]+Ps1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc1[j*(p+1)+
Ps1[i^{(m+1)+i]}));
                 if(j+1 \le p) Gs1[(j+1)*(m+1)+i] = Gs1[j*(m+1)+i] + Dt*((Gss-1))
Gs1[i^{(m+1)+i}])/tc-
```

```
1/Esats*Gs1[j*(m+1)+i]*(Pc1[j*(m+1)+i]+Ps1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+Ps1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+Ps1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+Ps1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i]+Ps1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc1[j*(m+
s1[j*(m+1)+i]));
             }
       }
      //power gain
      for (j=0; j \le p; j++)
                                                                                                                                                                                                                         //j:time
                                                                                                                            //matrix initialization with zero elements
             GPs1[j]=0;
       }
      for (j=0; j \le p; j++)
             GPs1[j]=Ps1[j*(m+1)+m]/Ps1[j*(m+1)];
                                                                                                                                                                          //power gain calculation
       }
      //output phase 1
      for (j=0; j<=p; j++) {
                                                                                                                                                                                                   //i:space, j:time
             for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                                                                            //matrix initialization with zero elements
                    fs1[j*(m+1)+i]=0;
             }
       }
      for (j=0; j<=p; j++) {
                                                                                                                                                                                          //phase calculation
             for (i=0; i<m; i++) {
                                                                                                                                                                                                              //not i<=m!
                    fs1[j*(m+1)+i+1]=fs1[j*(m+1)+i]+Dz*(-0.5*a n*Gs1[j*(m+1)+i]);
             }
       }
//control 2
      Pc2=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                                                                                                                    //power matrix
      Gc2=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                                                                                          //gain coefficient matrix
      for (j=0; j<=p; j++) {
                                                                                                                                                                                                   //i:space, j:time
             for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                                                                        //matrices initialization with zero elements
                    Pc2[i^{(m+1)+i}]=0;
                    Gc2[i^{(m+1)+i}]=0;
              }
       }
      //initial conditions
                                                                                                                                             //"first raw" elements equal to Gsc
      for (i=0; i<=m; i++) {
             Gc2[i]=Gsc;
       }
      for (k=0; k<= N-1; k++) { //"first column" element equal to the power of the
Gauss control pulses
             for (j=0; j \le per-1; j++)
```
```
Pc2[(j+k*per)*(m+1)]=Seq2[k]*Cc2*exp(-pow(((j+tm2+k*per)*Dt-k*Tper-
n*Dt)/t0,2));
       }
    }
   //j=per and k=N-1, a case which is not calculated by the previous for-loop
   Pc2[(per+(N-1)*per)*(m+1)]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]=Seq2[N-1]*Cc2*exp(-pow(((per+tm2+(N-1)*per)*(m+1))]
1)*per)*Dt-(N-1)*Tper-n*Dt)/t0,2));
//signal 2
   GPs2=(double *)malloc((p+1)*sizeof(double));
                                                                                                 //power gain matrix
   Ps2=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                        //power matrix
   fs2=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                                         //phase matrix
   Gs2=(double *)malloc((p+1)*(m+1)*sizeof(double));
                                                                                          //gain coefficient matrix
   for (j=0; j \le p; j++)
                                                                                                        //i:space, j:time
       for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                //matrices initialization with zero elements
           Ps2[i^{(m+1)+i}]=0;
           Gs2[j*(m+1)+i]=0;
       }
   }
   //initial conditions
   for (i=0; i<=m; i++) {
                                                                            //"first raw" elements equal to Gss
       Gs2[i]=Gss;
    }
   for (k=0; k \le N-1; k++)
                                                  //"first column" elements equal to the correspoding
power of the Gauss signal pulses
       for (j=0; j \le per-1; j++)
           Ps2[(j+k*per)*(m+1)]=Cs*exp(-pow(((j+k*per)*Dt-k*Tper-n*Dt)/t0,2));
       }
   }
   //j=per and k=N-1, a case which is not calculated by the previous for-loop
   Ps2[(per+(N-1)*per)*(m+1)]=Cs*exp(-pow(((per+(N-1)*per)*Dt-(N-1)*Tper-
n*Dt)/t0,2));
//Ypologismos twn pinakwn 2
   for (j=0; j <=p; j++)
       for (i=0; i<=m; i++) {
```

```
if (i+1 \le m)
  Pc2[j*(m+1)+i+1]=Pc2[j*(m+1)+i]+Dz*(Gc2[j*(m+1)+i]*Pc2[j*(m+1)+i]/(1+e*(Pc2)))
  [j^{*}(m+1)+i]+Ps2[j^{*}(m+1)+i])-a int*Pc2[j^{*}(m+1)+i];
                                                   if (i+1 \le m)
 Ps2[j*(m+1)+i+1]=Ps2[j*(m+1)+i]+Dz*(Gs2[j*(m+1)+i]*Ps2[j*(m+1)+i]/(1+e*(Pc2))]
j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i]))-a_int*Ps2[j*(m+1)+i]);
                                                   if (j+1 \le p) Gc2[(j+1)*(m+1)+i]=Gc2[j*(m+1)+i]+Dt*((Gsc-
  Gc2[j*(m+1)+i])/tc-
  1/Esatc2*Gc2[j*(m+1)+i]*(Pc2[j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i))
  Ps2[j*(m+1)+i]));
                                                   if (j+1 \le p) Gs2[(j+1)*(m+1)+i]=Gs2[j*(m+1)+i]+Dt*((Gss-
  Gs2[i^{(m+1)+i}])/tc-
  1/Esats*Gs2[j*(m+1)+i]*(Pc2[j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i]+Ps2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+1)+i])/(1+e*(Pc2[j*(m+
  s2[i^{(m+1)+i]}));
                                   }
                   }
```

```
//power gain
  for (j=0; j<=p; j++) {
                                                                            //j:time
    GPs2[j]=0;
                                            //matrix initialization with zero elements
  }
  for (j=0; j <=p; j++)
                                                                            //j:time
    GPs2[j]=Ps2[j*(m+1)+m]/Ps2[j*(m+1)];
                                                          //power gain calculation
  }
  for (j=0; j <=p; j++) {
                                                                    //i:space, j:time
    for (i=0; i<=m; i++) {
                                            //matrix initialization with zero elements
       fs2[i^{(m+1)+i}]=0;
    }
  }
  //output phase 2
  for (j=0; j<=p; j++) {
    for (i=0; i<m; i++) {
                                                                        //not i<=m!
       fs2[j*(m+1)+i+1]=fs2[j*(m+1)+i]+Dz*(-0.5*a n*Gs2[j*(m+1)+i]);
    }
  }
//phase difference
  Dfs=(double *)malloc((p+1)*sizeof(double));
                                                          //phase difference matrix
  for (j=0; j <=p; j++) {
                                                                            //j:time
    Dfs[j]=fs2[j*(m+1)+m]-fs1[j*(m+1)+m]; //phase difference calculation
  }
//MachZehnder, transmission port
  FOut1=(double *)malloc((p+1)*sizeof(double));
                                                                //transmission port
  for (j=0; j<=p; j++) {
    FOut1[j]=0.25*(GPs1[j]+GPs2[j]-
2*sqrt(GPs1[j]*GPs2[j])*cos(Dfs[j]))*2*Ps1[j*(m+1)];
                                                          //input power is twice the
power of the signal1 pulse's
  }
//MachZehnder, reflection port
  FOut2=(double *)malloc((p+1)*sizeof(double));
                                                                    //reflection port
                                         -327-
```

```
for (j=0; j<=p; j++) {
FOut2[j]=0.25*(GPs1[j]+GPs2[j]+2*sqrt(GPs1[j]*GPs2[j])*cos(Dfs[j]))*2*Ps1[j*(m
                              //input power is twice the power of the signal2 pulse's
+1)];
  }
//MachZehnder, total output power, transmission and reflection ports
  FOut=(double *)malloc((p+1)*sizeof(double));
                                                               //total output power
  for (j=0; j <=p; j++)
    FOut[j]=FOut1[j]+FOut2[j];
  }
  return;
}
void characterize(void)
ł
  int i,j,k,l;
  double *FOut1 peak1,*FOut1 peak0,*FOut2 peak1,*FOut2 peak0;
  double Max1 1, Min1 1, Max0 1, Min0 1, Max1 2, Min1 2, Max0 2, Min0 2;
  double add peak1 1,add peak0 1,add peak1 2,add peak0 2;
  double mean peak1 1,mean peak0 1,mean peak1 2,mean peak0 2;
//transmission port
  FOut1_peak1=(double *)malloc(N*sizeof(double));
  FOut1 peak0=(double *)malloc(N*sizeof(double));
  for (i=0; i<N; i++) {
    FOut1 peak1[i]=0;
    FOut1 peak0[i]=0;
  }
  k=0;
  l=0;
  for (i=0; i<N; i++) {
    if ((Seq1[i]^Seq2[i])==1) {
       for (j=0; j<per; j++) {
         if (FOut1[i*per+j]>FOut1 peak1[k]) {
           FOut1 peak1[k]=FOut1[i*per+j]; //peak value for the Boolean 1 pulse
         }
       }
                                         -328-
```

```
k++;
    }
    else if ((Seq1[i]^Seq2[i])==0) {
      for (j=0; j<per; j++) {
        if (FOut1[i*per+j]>FOut1 peak0[1]) {
           FOut1 peak0[1]=FOut1[i*per+j];
                                             //peak value for the Boolean 0 pulse
         }
      1++;
    }
  }
  Max1 1=0;
  Min1 1=FOut1 peak1[0];
  add peak1 1=0;
  for (j=0; j<k; j++) {
    if (FOut1_peak1[j]>Max1_1) {
      Max1 1=FOut1 peak1[j];
                                                    //maximum Boolean 1 pulse
    }
    if (FOut1_peak1[j]<Min1_1) {
      Min1 1=FOut1 peak1[j];
                                                     //minimum Boolean 1 pulse
    }
    add peak1 1=add peak1 1+FOut1 peak1[j];
                                                  //sum of the peak values of the
Boolean 1 pulse
  mean peak1 1=add peak1 1/k; //mean value of the peak values of the Boolean 1
pulses
  Max0 1=0;
  Min0 1=FOut1 peak0[0];
  add_peak0_1=0;
  for (j=0; j<1; j++)
    if (FOut1_peak0[j]>Max0_1) {
      Max0 1=FOut1 peak0[j];
                                                    //maximum Boolean 0 pulse
    if (FOut1 peak0[j]<Min0 1) {
      Min0 1=FOut1 peak0[j];
                                                     //minimum Boolean 0 pulse
    }
    add_peak0_1=add_peak0_1+FOut1_peak0[j]; //sum of the peak values of the
Boolean 0 pulses
      }
  mean peak 0 = 1 mean value of the peak values of the Boolean 0
pulses
//reflection port
```

```
FOut2 peak1=(double *)malloc(N*sizeof(double));
  FOut2 peak0=(double *)malloc(N*sizeof(double));
  for (i=0; i<N; i++) {
    FOut2 peak1[i]=0;
    FOut2 peak0[i]=0;
  }
  k=0;
  l=0;
  for (i=0; i<N; i++) {
    if ((Seq1[i]^Seq2[i])==0) {
       for (j=0; j<per; j++) {
         if (FOut2[i*per+j]>FOut2 peak1[k]) {
           FOut2 peak1[k]=FOut2[i*per+j]; //peak value for the Boolean 1 pulses
         }
       }
       k++;
    }
    else if ((Seq1[i]Seq2[i])==1) {
       for (j=0; j<per; j++) {
         if (FOut2[i*per+j]>FOut2 peak0[1]) {
           FOut2 peak0[1]=FOut2[i*per+j];
                                              //peak value for the Boolean 0 pulse
         }
      1++:
    }
  }
  Max1 2=0;
  Min1 2=FOut2 peak1[0];
  add_peak1_2=0;
  for (j=0; j<k; j++)
    if (FOut2_peak1[j]>Max1_2) {
       Max1 2=FOut2 peak1[j];
                                                     //maximum Boolean 1 pulse
    if (FOut2 peak1[j]<Min1 2) {
       Min1 2=FOut2 peak1[j];
                                                      //minimum Boolean 1 pulse
    }
    add_peak1_2=add_peak1_2+FOut2_peak1[j]; //sum of the peak values of the
Boolean 1 pulses
  }
  mean peak1 2=add peak1 2/k; //mean value of the peak values of the Boolean 1
pulses
  Max0 2=0;
  Min0 2=FOut2 peak0[0];
```

```
add peak0 2=0;
  for (j=0; j<1; j++)
    if (FOut2 peak0[j]>Max0 2) {
      Max0 2=FOut2 peak0[j];
                                                   //maximum Boolean 0 pulse
    }
    if (FOut2 peak0[j]<Min0 2) {
      Min0 2=FOut2 peak0[j];
                                                    //minimum Boolean 0 pulse
    }
    add peak0 2=add peak0 2+FOut2 peak0[j]; // sum of the peak values of the
Boolean 0 pulses
  }
  mean peak 0^{2} add peak 0^{2/1}; //mean value of the peak values of the Boolean 0
pulses
//characterization
  //port 1 (transmission)
  //amplitude Modulation
  Ampmod1[num-NUM_MIN]=10*log10(Max1_1/Min1_1);
  //extinction ratio
  Extratio1[num-NUM_MIN]=10*log10(Min1_1/Max0_1);
  //port 2 (reflection)
  //amplitude Modulation
  Ampmod2[num-NUM MIN]=10*log10(Max1 2/Min1 2);
  //extinction ratio
  Extratio2[num-NUM_MIN]=10*log10(Min1_2/Max0_2
  TranPower[num-NUM MIN]=10*log10(mean peak1 1);
  Contratio[num-NUM MIN]=10*log10(mean peak1 1/mean peak0 2);
  return;
}
void printfiles(void)
ł
  int j;
  FILE *fp11,*fp12,*fp13,*fp14,*fp15,*fp16,*fp17;
```

-331-

```
FILE *fp21,*fp22,*fp23,*fp24,*fp25,*fp26,*fp27;
  FILE *df,*fo1,*fo2,*fo,*am1,*am2,*er1,*er2,*cr,*tp, *en c,*en s,*en d;
//branch 1
  fp11=fopen("GaincoGs1 space.txt","w");
  if (fp11==NULL) {
    return;
  }
  fp12=fopen("GaincoGs1 time.txt","w");
  if (fp12==NULL) {
    return;
  }
  fp13=fopen("Power Gain1.txt","w");
  if (fp13==NULL) {
    return;
  }
  fp14=fopen("InputControl1.txt","w");
  if (fp14==NULL) {
     return;
  }
  fp15=fopen("Output1.txt","w");
  if (fp15==NULL) {
    return;
  }
  fp16=fopen("InputClock1.txt","w");
  if (fp16==NULL) \{
    return;
  }
  fp17=fopen("OutputPhase1.txt","w");
  if (fp17==NULL) {
     return;
  }
  //last "raw", Gain coefficient vs space
  for (j=0; j \le m; j++)
     fprintf(fp11,"%e\n",Gs1[p*(m+1)+j]);
  }
  fclose(fp11);
  //last "column", Gain coefficient vs time
  for (j=0; j <=p; j++) {
```

```
fprintf(fp12,"%e\n",Gs1[j*(m+1)+m]);
}
fclose(fp12);
//Power Gain
for (j=0; j<=p; j++) {
  fprintf(fp13,"%e\n",GPs1[j]);
fclose(fp13);
//first "column", Input control Gauss pulse
for (j=0; j \le p; j++)
  fprintf(fp14,"%e\n",Pc1[j*(m+1)]);
}
fclose(fp14);
//last "column", Output control Gauss pulse
for (j=0; j <=p; j++) {
  fprintf(fp15,"%e\n",Ps1[j*(m+1)+m]);
ł
fclose(fp15);
//Input signal pulse 1
for (j=0; j<=p; j++) {
  fprintf(fp16,"%e\n",Ps1[j*(m+1)]);
}
fclose(fp16);
//Output phase 1
for (j=0; j<=p; j++) {
  fprintf(fp17,"%e\n",fs1[j*(m+1)+m]);
}
fclose(fp17);
free(Gc1);
free(Pc1);
free(Ps1);
free(Gs1);
//branch 2
fp21=fopen("GaincoGs2 space.txt","w");
if (fp21==NULL) \{
  return;
}
fp22=fopen("GaincoGs2_time.txt","w");
if (fp22==NULL) {
```

```
return;
}
fp23=fopen("Power Gain2.txt","w");
if (fp23==NULL) {
  return;
}
fp24=fopen("InputControl2.txt","w");
if (fp24==NULL) \{
  return;
}
fp25=fopen("Output2.txt","w");
if (fp25==NULL) {
  return;
}
fp26=fopen("InputClock2.txt","w");
if (fp26==NULL) {
  return;
     }
fp27=fopen("OutputPhase2.txt","w");
if (fp27==NULL) {
  return;
}
//last "raw", Gain coefficient vs space
for (j=0; j \le m; j++)
  fprintf(fp21,"%e\n",Gs2[p*(m+1)+j]);
}
fclose(fp21);
//last "column", Gain coefficient vs time
for (j=0; j<=p; j++) {
  fprintf(fp22,"%e\n",Gs2[j*(m+1)+m]);
fclose(fp22);
//Power Gain
for (j=0; j<=p; j++) {
  fprintf(fp23,"%e\n",GPs2[j]);
}
fclose(fp23);
//first "column", Input control Gauss pulse
for (j=0; j <=p; j++) {
```

```
fprintf(fp24,"%e\n",Pc2[j*(m+1)]);
  }
  fclose(fp24);
  //last "column", Output control Gauss pulse
  for (j=0; j <=p; j++)
     fprintf(fp25,"%e\n",Ps2[j*(m+1)+m]);
  fclose(fp25);
  //Input signal pulse 2
  for (j=0; j \le p; j++)
     fprintf(fp26,"%e\n",Ps2[j*(m+1)]);
  }
  fclose(fp26);
  //Output phase 2
  for (j=0; j <=p; j++) {
     fprintf(fp27,"%e\n",fs2[j*(m+1)+m]);
  }
  fclose(fp27);
  free(Gc2);
  free(Pc2);
  free(Ps2);
  free(Gs2);
//phase difference
  df=fopen("Phase difference.txt","w");
  if (df==NULL) {
     return;
  }
  for (j=0; j<=p; j++) {
     fprintf(df,"%e\n",Dfs[j]);
  ł
  fclose(df);
  free(fs1);
  free(fs2);
//MachZehnder, transmission port
  fo1=fopen("MachZehnder Output 1.txt","w");
  if (fo1==NULL) {
     return;
  }
```

```
for (j=0; j \le p; j++)
     fprintf(fo1,"%e\n",FOut1[j]);
  fclose(fo1);
//MachZehnder, reflection port
  fo2=fopen("MachZehnder_Output_2.txt","w");
  if (fo2==NULL) {
     return;
  }
  for (j=0; j <=p; j++) {
     fprintf(fo2,"%e\n",FOut2[j]);
  fclose(fo2);
//MachZehnder, total output (transmission and reflection ports)
  fo=fopen("MachZehnder_SumOutput.txt","w");
  if (fo==NULL) {
     return;
  }
  for (j=0; j <=p; j++) {
     fprintf(fo,"%e\n",FOut[j]);
  ł
  fclose(fo);
  free(GPs1);
  free(GPs2);
  free(Dfs);
  free(FOut1);
  free(FOut2);
  free(FOut);
//characterization
  //transmission port
  am1=fopen("Amplitude Modulation 1.txt","w");
  if (am1==NULL) {
     return;
  }
  for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
     fprintf(am1,"%e\n",Ampmod1[j]);
  }
```

```
fclose(am1);
free(Ampmod1);
er1=fopen("Extinction_Ratio_1.txt","w");
if (er1==NULL) {
  return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
  fprintf(er1,"%e\n",Extratio1[j]);
fclose(er1);
free(Extratio1);
//reflection port
am2=fopen("Amplitude Modulation 2.txt","w");
if (am2==NULL) {
  return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
  fprintf(am2,"%e\n",Ampmod2[j]);
fclose(am2);
free(Ampmod2);
er2=fopen("Extinction Ratio 2.txt","w");
if (er2==NULL) {
  return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
  fprintf(er2,"%e\n",Extratio2[j]);
}
fclose(er2);
free(Extratio2);
//contrast ratio
cr=fopen("Contrast Ratio.txt","w");
if (cr==NULL) {
  return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
                                      -337-
```

```
fprintf(cr,"%e\n",Contratio[j]);
}
fclose(cr);
free(Contratio);
//transmitted power
tp=fopen("Transmitted_Power.txt","w");
if (tp==NULL) {
   return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
   fprintf(tp,"%e\n",TranPower[j]);
}
fclose(tp);
free(TranPower);
//control pulse energy
en c=fopen("Control Pulse Energy.txt","w");
if (en c==NULL) {
   return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
   fprintf(en c,"%e\n",energy c[j]);
fclose(en c);
free(energy_c);
//control pulse energy difference
en d=fopen("Control Pulse Energy Difference.txt","w");
if (en d==NULL) {
   return;
}
for (j=0; j<(NUM MAX-NUM MIN); j++) {
   fprintf(en_d,"%e\n",endif[j]);
}
fclose(en d);
free(endif);
//signal pulse energy
en_s=fopen("Signal_Pulse_Energy.txt","w");
if (en s==NULL) {
   return;
}
```

}

```
for (j=0; j<(NUM_MAX-NUM_MIN); j++) {
    fprintf(en_s,"%e\n",energy_s[j]);
}
fclose(en_s);
free(energy_s);
return;</pre>
```

Η συνάρτηση printfiles() εκτυπώνει τα αποτελέσματα του προγράμματος σε αρχεία κειμένου (.txt). Οι γραφικές παραστάσεις που παρουσιάστηκαν στην εργασία έγιναν με τη βοήθεια ορισμένων αρχείων Matlab (.m). Η βασική εντολή που χρησιμοποιήθηκε στα αρχεία αυτά ώστε τα αποτελέσματα των αρχείων κειμένου (.txt) να αποθηκευτούν σε πίνακες της Matlab είναι η εξής:

```
fid=fopen('Ovo\mu\alpha_A\rho\chi\epsiloníov.txt');
```

data=fscanf(fid,'%f');

Με την παραπάνω εντολή τα αποτελέσματα που βρίσκονται στο συγκεκριμένο αρχείο κειμένου (.txt) αποθηκεύονται ως στοιχεία του πίνακα data. Η διαδικασία αυτή γίνεται για όλα τα αρχεία κειμένου που περιέχουν αποτελέσματα και στη συνέχεια με χρήση της ενολής "plot" δημιουργούνται οι γραφικές παραστάσεις.

Παράρτημα Β

Δημοσιεύσεις

Διεθνή περιοδικά με κρίση

- J.1 Panagiotis Zakynthinos, George T. Kanellos, Dimitrios Klonidis, Dimitrios Apostolopoulos, Nikos Pleros, Alistair Poustie, Graeme Maxwell, Ioannis Tomkos, and Hercules 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
- J.2 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
- J.3 George T. Kanellos, Dimitris Petrantonakis, Dimitris Tsiokos, Paraskevas Bakopoulos, Panagiotis Zakynthinos, Nikos Pleros, Dimitris Apostolopoulos, Graeme Maxwell, Alistair Poustie, and Hercules 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, Jan. 2007
- J.4 Pleros, N., Zakynthinos, P., Poustie, A., Tsiokos, D., Bakopoulos, P., Petrantonakis, D., Kanellos, G.T., Maxwell, G., Avramopoulos, "H.Optical signal processing using integrated multi-element SOA-MZI switch arrays for packet switching", 2007 *IET Optoelectronics* 1 (3), pp. 120-126
- J.5 G. T. Kanellos, N. Pleros, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, H. Avramopoulos, G. Maxwell, and A. Poustie, "40 Gb/s 2R Burst Mode Receiver with a single integrated SOA-MZI switch", in Optics Express, Vol. 15, Issue 8, pp. 5043-5049,2007
- J.6 K. Yiannopoulos, G.T. Kanellos, N. Pleros, H. Avramopoulos, "Additive Noise and Jitter Performance Analysis of Passive Optical Interferometers Operated at Ultrahigh Rates", IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 42, No. 9, pp. 918-926, Sep. 2006
- J.7 Zoiros, K.E., Papadopoulos, G., Houbavlis, T., **Kanellos, G.T**, "Theoretical analysis and performance investigation of ultrafast all-optical Boolean XOR gate with semiconductor optical amplifier-assisted Sagnac interferometer", Optics Communications, Vol. 258, Issue 2, 15 February 2006, Pages 114-134
- J.8 A. Hatziefremidis, E. Kehayas, D. Tsiokos, **G. T. Kanellos**, L. Stampoulidis, and H. Avramopoulos, "Header separation and reinsertion for 10-Gbit/s variable-length optical packets", 2005 Optical Engineering 44 (3), pp. 1-4

- J.9 N. Pleros, C. Bintjas, **G.T.Kanellos**, K.Vlachos, H.Avramopoulos, G.Guekos, "Recipe for Intensity Modulation Reduction in SOA-Based Interferometric Switches", Journal of Lightwave Technology, Vol. 22, No. 12, December 2004
- J.10 <u>Houbavlis, T., Zoiros, K.E., **Kanellos, G.**</u>, "Design rules for implementation of 10-Gb/s all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical-amplifier-based Mach-Zehnder interferometer", 2004 Optical Engineering 43 (6), pp. 1334-1340
- J.11 E. Kehayas, **G.T. Kanellos**, L. Stampoulidis, D.Tsiokos, N. Pleros, G.Guekos, H.Avramopoulos, "Packet-format and network-traffic transparent optical signal processing" Journal of Lightwave Technology, Vol. 22, No. 11, November 2004
- J.12 N. Pleros, **G. T. Kanellos**, C. Bintjas, A. Hatziefremidis, and H. Avramopoulos, " Optical Power Limiter Using a Saturated SOA-Based Interferometric Switch",Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 10, October 2004
- J.13 Houbavlis, T., Zoiros, K.E., Kanellos, G.T, Tsekrekos, C, ".Performance analysis of ultrafast all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer",Optics Communications, Volume 232, Issues 1-6, 1 March 2004, Pages 179-199
- J.14 D. Tsiokos, E. Kehayas, K. Vyrsokinos, T. Houbavlis, L. Stampoulidis, G.T. Kanellos, N. Pleros, G. Guekos, and H. Avramopoulos, "10-Gb/s all-optical half-adder with interferometric SOA gates", Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 1, January 2004
- J.15 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

Διεθνή συνέδρια με κρίση

- C.1 H. Avramopoulos, E. Kehayas, G. T. Kanellos, L. Stampoulidis, G. Theophilopoulos, "Progress in system design using integrated multi-element interferometric switches", *(Invited Paper)*, presented in Asia Pacific Optical Communications Conference (APOC), Session 10b, 6783-107, 5 November 2007
- C.2 G.T. Kanellos, D. Klonidis, N. Pleros, P. Zakynthinos, 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
- C.3 D. Petrantonakis, G.T. Kanellos, P. Zakynthinos, 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

- C.4 L. Stampoulidis, E. Kehayas, K. Vyrsokinos, K. Christodoulopoulos, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, G. T. Kanellos, K. Vlachos, E. A. Varvarigos and H. Avramopoulos, "ARTEMIS: A 40 Gb/s All-Optical Self-Router using Asynchronous Bit and Packet-Level Optical Signal Processing" presented in GlobeCom 2005, St. Louis, USA, 2005
- C.5 E. Kehayas , G. T. Kanellos, L. Stampoulidis , P. Bakopoulos , N. Pleros , G. Guekos and H.Avramopoulos, "All-Optical Burst-Mode Receiver at 10 Gb/s", presented at ECOC 2004, Tech. Dig. Tu. 1.5.4, Stockholm, Sweden, 2004
- C.6 G. T. Kanellos, N. Pleros, C. Bintjas, H. Avramopoulos and G. Guekos, "SOAbased interferometric optical hard-limiter", presented at OAA 2004 Conference, Tech. Dig. JWB8, San Francisco, USA, 2004
- C.7 D. Tsiokos, E. Kehayas, **G.T. Kanellos**, L. Stampoulidis, G. Guekos, and H. Avramopoulos, "All-Optical 10 Gb/s Header Replacement for Variable Length Data Packets", presented at ECOC 2003, Tech. Dig., We4. P83, Rimini, Italy, 2003
- C.8 L. Stampoulidis, G. T. Kanellos, N. Pleros, E. Kehayas, D. Tsiokos, C. Bintjas, G. Guekos and H. Avramopoulos, "Clock and Data Recovery with SOA-based Optical Gates", presented at ECOC 2003, Tech. Dig., We. 1.5.4, Rimini, Italy, 2003
- C.9 Kehayas, E., Tsiokos, D., Vyrsokinos, K., Stampoulidis, L., Kanellos, G.T., Bintjas, C., Guekos, G., Avramopoulos, H., "All-optical half adder using two cascaded UNI gates", Conference Proceedings Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting-LEOS 1, pp. 228-229, 2003