ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

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

Οπτικά Κυκλώματα μη Γραμμικών Ινών για την Υλοποίηση Σύνθετων Διαδικασιών Επεξεργασίας Σήματος σε Οπτικά Δίκτυα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΧΡΗΣΤΟΥ Β. ΚΟΥΛΟΥΜΕΝΤΑ

Αθήνα, Νοέμβριος 2010

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

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

Οπτικά Κυκλώματα μη Γραμμικών Ινών για την Υλοποίηση Σύνθετων Διαδικασιών Επεξεργασίας Σήματος σε Οπτικά Δίκτυα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΧΡΗΣΤΟΥ Β. ΚΟΥΛΟΥΜΕΝΤΑ

Συμβουλευτική Επιτροπή : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Νικόλαος Ουζούνογλου
Εμμανουήλ Βαρβαρίγος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 22α Νοεμβρίου 2010.

.....	.....	.....
Η. Αβραμόπουλος	Ν. Ουζούνογλου	Ε. Βαρβαρίγος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Παν/μίου Πατρών
.....	.....	.....
Κ. Δέρβος	Φ. Κωνσταντίνου	Ι. Πουντουράκης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.
	.....	
	Ν. Πλέρος	
	Λέκτορας Α.Π.Θ.	

Αθήνα, Νοέμβριος 2010

.....
Χρήστος Β. Κουλουμέντας

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

Copyright © Χρήστος Β. Κουλουμέντας, 2010.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η ανάπτυξη αμιγώς οπτικών διατάξεων επεξεργασίας σήματος αποτελεί σταθερή ερευνητική επιδίωξη με στόχο την επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων και την πλήρη αξιοποίηση του εύρους ζώνης που παρέχει η οπτική ίνα ως φυσικό μέσο μετάδοσης. Για την υλοποίηση αυτού του είδους των διατάξεων, η αξιοποίηση των μη γραμμικών ινών και γενικότερα των μη γραμμικών μέσων Kerr, αποτελεί βασική επιλογή καθώς διαθέτουν τη δυνατότητα λειτουργίας σε υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης λόγω της φύσης του φαινομένου Kerr και της πρακτικά ακαριαίας απόκρισης της αντίστοιχης μη γραμμικότητας.

Μέσα σε αυτό το πλαίσιο, η διατριβή εστιάζει στη μελέτη, ανάπτυξη και πειραματική αξιολόγηση πρωτότυπων διατάξεων μη γραμμικών ινών για την οπτική επεξεργασία σήματος, οι οποίες διακρίνονται για τη σύνθετη λειτουργικότητα και τη συμβατότητά τους με καινούργια σχήματα κωδικοποίησης και επιβεβαιώνουν ανεπιβεβαίωτα ως σήμερα εν πολλοίς χαρακτηριστικά των μη γραμμικών ινών, όπως η δυνατότητα πολυκυματικής λειτουργίας και ταυτόχρονης επεξεργασίας πολλαπλών καναλιών WDM. Υπό αυτήν την έννοια, η παρούσα διατριβή αντιπροσωπεύει μία ολοκληρωμένη και καλά ορισμένη ερευνητική προσπάθεια, συμπληρωματική ως προς την πλειονότητα των αντίστοιχων ερευνητικών προσπαθειών κατά την τελευταία δεκαετία, οι οποίες εστίασαν στην υλοποίηση απλούστερων τεχνικών σε διαρκώς υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης ή με τη χρήση ολοκληρώσιμων μη γραμμικών μέσων Kerr.

Στα πλαίσια της διατριβής μελετήθηκαν και υλοποιήθηκαν τέσσερα συγκεκριμένα οπτικά κυκλώματα, τα οποία περιλαμβάνουν κύκλωμα πολυκυματικής αναγέννησης καναλιών WDM, κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από σύγχρονα ή ασύγχρονα οπτικά πακέτα μικρού μήκους, κύκλωμα αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK και κύκλωμα ανάδρασης για τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ψευδοτυχαίων δυαδικών ακολουθιών (ΨΔΑ). Το κύκλωμα πολυκυματικής αναγέννησης βασίζεται στην υλοποίηση κατάλληλα σχεδιασμένου χάρτη διασποράς με χρήση συμβατικών ινών μετάδοσης και ινών αναίρεσης διασποράς, ο οποίος μειώνει τη μη γραμμική αλληλεπίδραση των καναλιών WDM επιτρέποντας την ταυτόχρονη αναγέννησή τους με τη βοήθεια του φαινομένου της αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού βασίζει τη λειτουργία του στη χρήση φίλτρου Fabry-Perot και περιοριστή οπτικής ισχύος μη γραμμικής ίνας. Ο περιοριστής οπτικής ισχύος δέχεται την έξοδο του φίλτρου Fabry-Perot, καταπιέζει δραστικά τη διακύμανση πλάτους που αυτή παρουσιάζει, και αποδίδει κατά αυτόν τον τρόπο ανακτημένο σήμα ρολογιού υψηλής ποιότητας. Το κύκλωμα αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK βασίζει τη λειτουργία του στην αποκωδικοποίηση των εισερχόμενων σημάτων και την εκ νέου διαμόρφωση κατά φάση ενός καινούργιου φέροντος με τη βοήθεια συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας. Η συγκεκριμένη διαδικασία εκμεταλλεύεται τη μη γραμμικότητα του συμβολόμετρου Sagnac, έτσι ώστε να καταπιέσει το θόρυβο φάσης και πλάτους των εισερχόμενων σημάτων και να εξασφαλίσει την αναγέννησή τους. Τέλος, το οπτικό κύκλωμα ανάδρασης χρησιμοποιεί τη συγκεκριμένη τοπολογία ανάδρασης, καθώς και την οπτική υλοποίηση πύλης OR με χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας, και

επιτυγχάνει τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ με μεγαλύτερη ευελιξία, ευνοϊκότερους κανόνες κλιμάκωσης και υψηλότερη ποιότητα λειτουργίας σε σύγκριση με τις αντίστοιχες συμβατικές (γραμμικές) διατάξεις πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης.
Και τα τέσσερα κυκλώματα επιδείχθηκαν πειραματικά στην περιοχή ρυθμών μετάδοσης των 40 Gb/s, αλλά η δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας τους σε υψηλότερες ταχύτητες είναι δεδομένη. Η πρακτική εφαρμογή τους αφορά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών πρώτης, δεύτερης και τρίτης γενιάς, καθώς και συστήματα μετρήσεων και ελέγχου λειτουργίας άλλων οπτικών στοιχείων, διατάξεων, υποσυστημάτων και συστημάτων.

Λέξεις-Κλειδιά

Αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος, υψηλά μη γραμμική ίνα, μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου, ίνα αναίρεσης διασποράς, διαχείριση διασποράς, πολυκυματική αναγέννηση, αναγεννητής Mamyshev, ανάκτηση ρολογιού, περιοριστής οπτικής ισχύος, δίκτυα μεταγωγής οπτικών πακέτων, φίλτρο Fabry-Perot, οπτικό σήμα DPSK, συμβολόμετρο Sagnac, μη γραμμικός βρόγχος κατοπτρισμού, ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (ΨΔΑ), πολλαπλασιασμός ρυθμοδότησης ΨΔΑ, οπτική πύλη OR, οπτικά κυκλώματα ανάδρασης.

ABSTRACT

The development of all-optical signal processing techniques and circuits has attracted particular interest over the last decades, aiming at the enhancement of optical networks transparency and the exploitation of the huge bandwidth, being made available by the optical fiber as a transmission line. One of the most preferable options for the implementation of this type of circuits is the use of nonlinear fibers, and in general of nonlinear Kerr media, mainly due to their potential for high-speed operation that originates from the nature of the Kerr effect itself and the practically instantaneous response of the Kerr nonlinearity.

Within this framework, the thesis focuses on the study, development and experimental demonstration of novel, nonlinear fiber-based, all-optical signal processing subsystems that exhibit a high-degree of network functionality and compatibility with novel modulation formats, and additionally verify further characteristics of the fiber-based processors, such as their capability of multi-wavelength operation and thus, of simultaneous processing multiple WDM channels. In this sense, the present doctoral thesis represents a complete and well-defined research effort, complementary to other efforts over the last decade that have been aiming at implementing simpler concepts at increasingly high data rates and with the use of advanced Kerr media and integrated circuits.

Within the framework of the thesis, four particular circuits were studied and experimentally demonstrated for the first time. These include a multi-wavelength regeneration circuit for on-off keying (OOK) signals, a clock recovery circuit for ultra-short, synchronous or asynchronous optical packets, a circuit for regeneration of optical differential phase-shift keying (DPSK) signals and a feedback circuit for rate multiplication of pseudo-random binary sequences (PRBS).

The multi-wavelength regeneration circuit is based on the implementation of a carefully designed dispersion map that allows for the elimination of the nonlinear interaction between the WDM channels and for their simultaneous regeneration by means of the self-phase modulation effect. The clock recovery circuit is based, in turn, on the use of a Fabry-Perot filter (FPF) and a subsequent optical power limiter, which drastically suppresses the intense amplitude modulation of the FPF output and delivers the high-quality signal of the recovered clock. The DPSK regenerator relies on the decoding of the input data streams and the phase re-modulation of a new optical carrier using a nonlinear fiber-based Sagnac interferometer. The concept exploits the nonlinear transfer function of the Sagnac gate and offers the possibility for suppressing both the phase- and the amplitude-noise of the input signals, thus resulting in their regeneration. Finally, the all-optical feedback circuit exploits the feedback topology and the functionality of an optical OR gate to achieve the data rate multiplication of PRBS with higher flexibility, favorable scaling laws and higher operation quality as compared to the conventional, linear techniques. The optical implementation of the OR gate relies again on the nonlinear fiber-based Sagnac interferometer.

All four circuits were experimentally demonstrated at 40 Gb/s data rate range, but the capability of extending their operation at higher data rates is given. Their practical significance refers to their potential for deployment in first-, second- and third-generation optical communication networks, as well as in test & measurement systems for the performance evaluation of a variety of optical elements, circuits, subsystems and systems.

Keywords

All-optical signal processing, highly-nonlinear fiber (HNLF), bismuth-oxide nonlinear fiber, dispersion compensating fiber (DCF), dispersion management, multi-wavelength regeneration, Mamyshev regenerator, clock recovery, optical power limiter, optical packet switching (OPS) networks, Fabry-Perot filter (FPF), DPSK optical signals, Sagnac interferometer, nonlinear optical loop mirror (NOLM), pseudo-random binary sequence (PRBS), PRBS rate multiplier, OR optical gate, optical feedback circuits.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα διατριβή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου την περίοδο 2006-2010. Αποτελεί σταθμό ενός επίπονου δρόμου, ο οποίος όμως δεν ήταν μοναχικός.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω ολόψυχα το διευθυντή του Εργαστηρίου και επιβλέποντα της διατριβής καθηγητή Ηρακλή Αβραμόπουλο για τη δυνατότητα που μου προσέφερε να ενταχθώ στην ερευνητική ομάδα του ΕΦΕ, την επιστημονική καθοδήγηση που μου παρείχε και την εμπιστοσύνη με την οποία με περιέβαλε. Κυρίως όμως για το ότι προσέφερε ολοζώντανο το παράδειγμα ανθρώπου που αγωνίζεται με πείσμα στα δύσκολα, τα καταφέρνει και προχωρεί δημιουργικά, καθώς και για τον τρόπο με τον οποίο με οδήγησε και εξακολουθεί να με οδηγεί καθημερινά στην ανίχνευση των προσωπικών μου ορίων δημιουργικότητας, επιμονής και υπομονής.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω ολόθερμα τον καθηγητή Νικόλαο Ουζούνογλου για τη ουσιαστική στήριξη που μου παρείχε σε περισσότερες από μία συγκυρίες και τη συμβολή του στην έναρξη της διατριβής. Για τον ίδιο λόγο ευχαριστώ επίσης θερμότατα το λέκτορα Νίκο Πλέρο.

Ειλικρινείς ευχαριστίες για την πολύτιμη βοήθεια που προσέφεραν κατά τη διεξαγωγή των πειραμάτων που περιγράφονται στα κεφάλαια της διατριβής εκφράζω προς τα παλαιότερα και νεότερα μέλη του ΕΦΕ, Χρήστο Σταματιάδη, Παναγιώτη Ζακυνθινό, Νίκο Πλέρο, Δημήτρη Αποστολόπουλο, Μάριο Μπουγιούκο, Αλέξανδρο Μαζιώτη, Παρασκευά Μπακόπουλο, Δημήτρη Πετραντωνάκη, Όλγα Ζουραράκη, καθώς και προς τους Lionel Provost και Francesca Parmigiani από το Πανεπιστήμιο του Σαουθάμπτον και Philipp Vorreau από το Πανεπιστήμιο της Καρλσρούης. Ευχαριστίες για την αρμονική συνύπαρξή μας στο ΕΦΕ, τη συνεργασία και την εν γένει βοήθεια που προσέφεραν οφείλω στους Λεόντη Σταμπουλίδη, Στράτο Κεχαγιά, Κωστή Χριστογιάννη, Γιάννη Γιαννούλη, Δημήτρη Καλαβρουζιώτη, Γιώργο Κανέλλο, Κώστα Βυρσωκινό, Γιάννη Λαζάρου, Παναγιώτη Γκρούμα, Bernhard Schrenk, Βασίλη Κατωπόδη και Αυγούστα Λαμπροπούλου. Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να απευθύνω προς τη Μαριλύ Σπυροπούλου, μέλος επίσης του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών, για το ότι υπήρξε εξαιρετικά αλληλέγγυα και εξαιρετικά συναδελφική καθόλη τη διάρκεια της κοινής μας διαδρομής προς την εκπλήρωση του στόχου μας.

Από καρδιάς ευχαριστώ τους ανθρώπους, οι οποίοι με ενδιαφέρον, προσμονή, εμπιστοσύνη και πολύτιμες συμβουλές στήριξαν αυτήν την προσπάθεια. Αναφέρομαι στους γονείς μου Βασίλη και Πασχαλίνα, τον αδερφό μου Παναγιώτη, και τους ξεχωριστούς φίλους, συνταξιδιώτες στο χρόνο, Γιώργο Μαγουλά, Σωτήρη Χαρίτο, Νίκο Σκέντο, Γιάννη Καρασεϊτανίδη, Έλια Μουρτζανού, Λία Στεργιάδου, Τάσο Φωτίου και Ιουλία Μπάφη.

Για το τέλος κράτησα τις πιο βαθιές ευχαριστίες για την αγαπημένη σύντροφο της ζωής μου Μελίζα Μέγα και τη μικρή μας Νικολέτα. Χωρίς την αγάπη, τη δύναμη και την υπομονή της Μελίζας, η προσπάθεια θα ήταν πολύ πιο δύσκολη. Χωρίς το χαμόγελο, την

τρυφερότητα και τη ζωντάνια της Μελίζας και της Νικολέτας, η προσπάθεια και το τελικό αποτέλεσμά της θα είχαν οπωσδήποτε διαφορετική «ψυχή» και «νόημα». Ανταποδίδω την αγάπη τους και τους αφιερώνω με ευγνωμοσύνη την παρούσα διατριβή.

Χρήστος Κουλουμέντας
Αθήνα, Νοέμβριος 2010

Στη Μελίγα και τη Νικολέτα

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ 5
ABSTRACT 7
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ 9
ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ 13
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ 15
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΝΤΜΗΣΕΩΝ 21

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1
Εισαγωγή: Επεξεργασία σήματος με χρήση μη γραμμικών ινών για επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων 23
1.1 Ευρυζωνικά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών 23
1.2 Επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων επικοινωνιών 27
1.3 Εφαρμογές μη γραμμικών ινών σε διατάξεις οπτικής επεξεργασίας σήματος 28
1.4 Κίνητρο και δομή της διατριβής 31
Αναφορές 35

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2
Οπτική αναγέννηση σημάτων WDM με χρήση μη γραμμικών ινών και διαχείριση διασποράς 39
2.1 Ο αναγεννητής Mamyshev 44
2.1.1 Αρχή λειτουργίας 44
2.1.2 Αναγεννητής Mamyshev με μη γραμμική ίνα ομαλής διασποράς 49
2.2 Σχεδίαση πολυκυματικού αναγεννητή με χρήση μη γραμμικών ινών και διαχείριση διασποράς 55
2.2.1 Πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev 56
2.2.2 Τροποποιήσεις αναγεννητή Mamyshev – Η κατάσταση έως σήμερα 61
2.2.3 Σχεδίαση και μελέτη του πολυκυματικού αναγεννητή 63
2.3 Λειτουργία του πολυκυματικού αναγεννητή στα 10 Gb/s 78
2.3.1 Υλοποίηση του πολυκυματικού αναγεννητή 78
2.3.2 Πειραματική διάταξη 81
2.3.3 Πειραματικά αποτελέσματα 82
2.4 Λειτουργία του πολυκυματικού αναγεννητή στα 40 Gb/s 88
2.4.1 Πειραματική διάταξη 88
2.4.2 Πειραματικά αποτελέσματα 90
2.5 Σύνοψη – Συμπεράσματα 95
Αναφορές 99

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3
Ανάκτηση ρολογιού σε δίκτυα οπτικών πακέτων με χρήση περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας 103
3.1 Ανάκτηση ρολογιού με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και περιοριστή ισχύος 110
3.1.1 Αρχή λειτουργίας του φίλτρου Fabry-Pérot 110
3.1.2 Το φίλτρο Fabry-Pérot σε κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού 113
3.2 Ανάκτηση ρολογιού με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας 116
3.2.1 Αρχή λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας 116
3.2.2 Καταπίεση της διαμόρφωσης πλάτους που επιτυγχάνει ο οπτικός περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας 117
3.2.3 Χαρακτηριστικά timing jitter του οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας 121
3.2.4 Προσομοίωση κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 160 Gb/s 122
3.3 Πειραματική μελέτη κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού με χρήση περιοριστή ισχύος στα 40 Gb/s 127
3.3.1 Πειραματική εξαγωγή συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος 127
3.3.2 Λειτουργία κυκλώματος στα 40 Gb/s 128

3.3.3 Επέκταση της λειτουργίας σε υψηλότερους ρυθμούς λειτουργίας ... 131
3.4 Σύνοψη – Συμπεράσματα ... 133
Αναφορές ... 136

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4
Αναγέννηση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DPSK με χρήση μη γραμμικής πύλης Sagnac ... 139
4.1 Αναγέννηση οπτικών σημάτων DPSK με χρήση μη γραμμικής πύλης Sagnac ... 143
4.1.1 Αρχή λειτουργίας συμβολομέτρου καθυστέρησης ενός δυφίου ... 144
4.1.2 Αρχή λειτουργίας μη γραμμικής πύλης Sagnac ... 146
4.1.3 Θεωρητική ανάλυση αναγεννητή ... 150
4.2 Προσομοίωση κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK ... 158
4.2.1 Προσομοίωση λειτουργίας στα 40 Gb/s ... 158
4.2.2 Προσομοίωση λειτουργίας στα 160 Gb/s ... 165
4.3 Πειραματική μελέτη κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK στα 40 Gb/s ... 167
4.4 Σύνοψη – Συμπεράσματα ... 172
Αναφορές ... 176

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5
Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης Ψευδοτυχαίων Δυαδικών Ακολουθιών ... 179
5.1 Ψευδοτυχαίες Δυαδικές Ακολουθίες ... 182
5.1.1 Ιδιότητες και τρόποι παραγωγής ΨΔΑ ... 182
5.1.2 Συμβατικό οπτικό κύκλωμα πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ ... 184
5.2 Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ ... 187
5.2.1 Αρχή λειτουργίας ... 187
5.2.2 Οπτική πύλη OR με χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας ... 189
5.2.3 Μετατροπέας μήκους κύματος με χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας ... 190
5.3 Πειραματική μελέτη κυκλώματος για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ από τα 12.5 στα 50 Gb/s ... 192
5.3.1 Πειραματική διάταξη ... 192
5.3.2 Πολλαπλασιασμός ρυθμοδότησης ΨΔΑ έβδομης τάξης ... 196
5.4 Κανόνες κλιμάκωσης για επέκταση λειτουργίας του κυκλώματος σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης ... 203
5.5 Σύνοψη – Συμπεράσματα ... 204
Αναφορές ... 206

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6
Σύνοψη αποτελεσμάτων και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα ... 209
6.1 Σύνοψη και αποτίμηση αποτελεσμάτων ... 210
6.1.1 Πολυκυματικός αναγεννητής μη γραμμικών ινών με διαχείριση διασποράς ... 210
6.1.2 Ανάκτηση ρολογιού με χρήση περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας ... 211
6.1.3 Αναγεννητής σημάτων DPSK με συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας ... 213
6.1.4 Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ ... 214
6.2 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα ... 215

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α
Υπολογισμός μερικών παραγώγων για το ανάπτυγμα Taylor του εξερχόμενου πεδίου από το κύκλωμα αναγέννησης σημάτων DPSK ... 219

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β
Δημοσιεύσεις σε έγκριτα περιοδικά και έγκριτα επιστημονικά συνέδρια ... 227

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1: Διάρθρωση της διατριβής..... 33
Σχήμα 2.1: Θέση του αναγεννητή Mamyshev στο δέντρο κατηγοριοποίησης των αναγεννητών οπτικών σημάτων. 44
Σχήμα 2.2: Δομικό διάγραμμα του αναγεννητή Mamyshev. 46
Σχήμα 2.3: Χρονική μεταβολή: (α) της μη γραμμικής φάσης φ_{NL} που επάγει το φαινόμενο SPM και (β) της ολίσθησης συχνότητας $\Delta\omega$ για γκαουσιανό παλμό πρώτης και τρίτης τάξης (από [2.43]). 47
Σχήμα 2.4: (α) Ποιοτική παρουσίαση της μεταβολής του φάσματος τριών παλμών διαφορετικής ισχύος μετά από διάδοση σε μη γραμμική ίνα. Με διακεκομμένη γραμμή παρουσιάζεται η ζώνη μετάδοσης του οπτικού φίλτρου. β) Τυπική συνάρτηση μεταφοράς αναγεννητή Mamyshev. Με διακεκομένη γραμμή δίνεται η συνάρτηση μεταφοράς ιδανικού αναγεννητή. 49
Σχήμα 2.5: Διάδοση γκαουσιανού παλμού χωρίς αρχικό chirp σε μη γραμμική ίνα ομαλής διασποράς σε απόσταση ίση με το τριπλάσιο του μήκους διασποράς. Η παράμετρος N της διάδοσης ισούται με 2: (α) Μεταβολή του χρονικού σχήματος του παλμού, και (β) μεταβολή του φάσματός του. (Παρόμοια με [2.43]). 51
Σχήμα 2.6: (α) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου στον αναγεννητή και (β) το αντίστοιχο φάσμα. (γ) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας και (δ) το αντίστοιχο φάσμα. (ε) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή και (στ) το αντίστοιχο φάσμα. 51
Σχήμα 2.7: Παράδειγμα λειτουργίας αναγεννητή με ίνα ομαλής διασποράς: (α) Χρονικό παράθυρο τεσσάρων παλμών του σήματος στην έξοδο της ίνας (πάνω σειρά) και ολίσθηση συχνότητας (chirp) που αυτοί παρουσιάζουν. (β) Αντίστοιχα διαγράμματα παλμοσειράς και chirp στην έξοδο του οπτικού φίλτρου. 53
Σχήμα 2.8: (α) Συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος κορυφής μεταξύ του σήματος εισόδου και του σήματος εξόδου του αναγεννητή για το παράδειγμα που εξετάστηκε. (β) Χάρτης αντιστοίχησης γενικών σχεδιαστικών παραμέτρων με την ικανότητα του αναγεννητή να καταπιέζει τη διακύμανση στην ισχύ των παλμών (παράμετρος ρ) και να αυξάνει το λόγο σβέσης του σήματος (σχήμα από [2.40]). 54
Σχήμα 2.9: (α) Διάταξη προσομοίωσης πολυκυματικής λειτουργίας του αναγεννητή Mamyshev (3 κανάλια με φασματική απόσταση 800 GHz, (β) φάσμα του WDM σήματος στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας, και (γ) διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του αναγεννητή για το δεύτερο κανάλι. Τα χαρακτηριστικά της ισχύος ανά κανάλι, της ίνας και των φίλτρων είναι όπως στο παράδειγμα μονοκυματικής λειτουργίας. 56
Σχήμα 2.10: Σχηματική αναπαράσταση περιπτώσεων συνδιάδοσης παλμών άντλησης (pump) και παρατήρησης (probe) διαφορετικής συχνότητας, και η ολίσθηση συχνότητας (chirp) που αποκτά ο παλμός παρατήρησης λόγω του φαινομένου XPM: (α) Ατελής σύγκρουση με αρχικά συγχρονισμένους παλμούς, (β) Ατελής σύγκρουση με συγχρονισμένους παλμούς στο τέλος της διάδοσης, και (γ) πλήρης σύγκρουση. Από [2.43]. 58
Σχήμα 2.11: Αναπαράσταση διάδοσης παλμών δύο καναλιών σε ίνα ομαλής διασποράς με σχετική μετατόπιση των δύο καναλιών ίση με τη χρονική διάρκεια ενός δυφίου (25 ps για ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s). 59
Σχήμα 2.12: Τυπική μορφή καθυστέρησης διάδοσης σα συνάρτηση του μήκους κύματος για ένα PGDD. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα η περιοδικότητα του PGDD συμπίπτει με τη φασματική απόσταση μεταξύ 4 WDM καναλιών. 62
Σχήμα 2.13: Γενική μορφή και πλήθος παραμέτρων του πολυκυματικού αναγεννητή διαχείρισης διασποράς που σχεδιάστηκε στα πλαίσια της διατριβής. 63
Σχήμα 2.14: Τιμές των παραμέτρων του πολυκυματικού αναγεννητή που υποτέθηκαν και παράμετροι προς μελέτη και βελτιστοποίηση. 64
Σχήμα 2.15: Συνδιάδοση ενός παλμού συχνότητας f_1 (193.5 THz) με δύο παλμούς συχνότητας f_2 (194.3 THz) μέσα σε ίνα DCF. Στην αριστερή στήλη φαίνεται το χρονικό ίχνος των παλμών, και στη δεξιά στήλη το φάσμα του παλμού σε συχνότητα f_1. Η πάνω σειρά αναφέρεται στην είσοδο της ίνας, η μεσαία σειρά μετά από 80 m και η κάτω σειρά μετά από 120 m διάδοσης. 65
Σχήμα 2.16: Μετρητική στη μελέτη της απόδοσης του αναγεννητή σε μονοκυματική λειτουργία: (α) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, και (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου. Η μελέτη έγινε ως προς την παραμένουσα διακύμανση ισχύος Δ του σήματος στην έξοδο. 68

Σχήμα 2.17: Μελέτη απόδοσης αναγεννητή σε μονοκυματική λειτουργία για 4 διαφορετικές τιμές του γινομένου $D_1 \cdot L_1$: (α) -4 ps/nm, (β) -8 ps/nm, (γ) -12 ps/nm, και (δ) -16 ps/nm. Στο κάθε διάγραμμα απεικονίζεται η παραμένουσα διακύμανση ισχύος και ο αριθμός των ζευγών DCF-SMF που απαιτούνται.. 69
Σχήμα 2.18: Μελέτη μονοκαναλικής λειτουργίας του αναγεννητή: διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του αναγεννητή και φάσματα του σήματος στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα για τα σημεία λειτουργίας Α, Β, Γ και Δ που εικονίζονται στο σχήμα 2.17. 70
Σχήμα 2.19: Μελέτη αναγεννητή σε λειτουργία δύο καναλιών για τα σημεία λειτουργίας Α και Β που εικονίζονται στο σχήμα 2.17. Ο μοναδικός παλμός του καναλιού συχνότητας 193.5 THz αλληλεπιδρά με παλμούς του γειτονικού καναλιού. Για κάθε κανάλι προσδιορίζεται αριθμός περιπτώσεων αλληλεπίδρασης με βάση την αλληλουχία των δυφίων. 72
Σχήμα 2.20: Μελέτη αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας Α που εικονίζεται στο σχήμα 2.17: Συνάρτηση μεταφοράς του παλμό συχνότητας 193.5 THz για τις 4 περιπτώσεις που περιγράφονται στο σχήμα 2.19α. 72
Σχήμα 2.21: Μελέτη αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας Β που εικονίζεται στο σχήμα 2.17: (α) Συνάρτηση μεταφοράς του παλμού συχνότητας 193.5 THz για τις 6 περιπτώσεις που περιγράφονται στο σχήμα 2.19β και (β) αντίστοιχη χρονική ολίσθηση (timing jitter) του παλμού στην έξοδο. 73
Σχήμα 2.22: Διάδοση παλμού στο μη γραμμικό τομέα του αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας Β: Χρονικό προφίλ και chirp παλμού μετά από διάδοση σε (α) 2, (β) 6 και (γ) 10 ζεύγη DCF-SMF. 74
Σχήμα 2.23: Συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας Β: Έχει θεωρηθεί ότι η κάθε σύνδεση μεταξύ ινών διαφορετικού τύπου εισάγει απώλεια (α) 0 dB, (β) 0.3 dB, (γ) 0.6 dB και (δ) 0.9 dB. 75
Σχήμα 2.24: Διάγραμμα οφθαλμού: (α) σήματος εισόδου, (β) σήματος εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία, (γ) του καναλιού με την καλύτερη απόδοση σε πολυκυματική λειτουργία, και (δ) του καναλιού με τη χειρότερη επίδοση σε πολυκυματική λειτουργία. 76
Σχήμα 2.25: (α) Βελτίωση στο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού σε μονοκυματική και πολυκυματική λειτουργία 5 καναλιών και (β) αντίστοιχη βελτίωση για το τρίτο κανάλι ως συνάρτηση της σχετικής καθυστέρησης μεταξύ των καναλιών. 77
Σχήμα 2.26: Βελτίωση του Q-factor των πέντε καναλιών σε πολυκυματική λειτουργία σα συνάρτηση της φασματικής τους απόστασης. 77
Σχήμα 2.27: Μελέτη διαδοχικής σύνδεσης του αναγεννητή σε λειτουργία πέντε καναλιών: Μέση βελτίωση του (α) Q-factor, και (β) ER μετά από κάθε αναγεννητή σαν συνάρτηση του OSNR των σημάτων στην είσοδο του συστήματος μετάδοσης. 78
Σχήμα 2.28: (α) Παράμετροι των DCF και SMF ινών που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του πολυκυματικού αναγεννητή, και (β) φωτογραφία του μη γραμμικού τομέα του αναγεννητή. 79
Σχήμα 2.29: (α) Πειραματικός χαρακτηρισμός της καμπύλης διασποράς της SMF, (β) πειραματικός χαρακτηρισμός της καμπύλης διασποράς της DCF, (γ) υπολογισμός της μέσης διασποράς σα συνάρτηση του μήκους κύματος, και (δ) υλοποιημένος χάρτης διασποράς του πολυκυματικού αναγεννητή. 79
Σχήμα 2.30: Πειραματικός χαρακτηρισμός απόκρισης πλάτους του οπτικού φίλτρου του αναγεννητή και αντιστοίχηση με τη θεωρητική καμπύλη γκαουσιανού φίλτρου. 80
Σχήμα 2.31: Πειραματική διάταξη. 81
Σχήμα 2.32: Πειραματικός χαρακτηρισμός του χρονικού προφίλ και του chirp των παλμών στην είσοδο του αναγεννητή για το: (α) κανάλι 1, (β) κανάλι 2, (γ) κανάλι 3, και (δ) κανάλι 4. 82
Σχήμα2.33: (α) Αριθμητικές και (β) πειραματικές συναρτήσεις μεταφοράς του αναγεννητή για τα τέσσερα κανάλια. 83
Σχήμα 2.34: Θεωρητική και πειραματικά καταγεγραμμένη μεταβολή (%) της ισχύος εξόδου για τα κανάλια 1 και 2 ως συνάρτηση της σχετικής τους καθυστέρησης σε λειτουργία δύο καναλιών. 83
Σχήμα 2.35: Θεωρητικά και πειραματικά καταγεγραμμένα φάσματα στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα για τα τέσσερα κανάλια σε μονοκαναλική λειτουργία. 84
Σχήμα 2.36: Πειραματικά καταγεγραμμένο φάσμα στην είσοδο και την έξοδο του μη γραμμικού τομέα για μέση ισχύ εισόδου ανά κανάλι ~90 mW. 85
Σχήμα 2.37: Μετρήσεις BER για το (α) κανάλι 1, (β) κανάλι 2, (γ) κανάλι 3, και (δ) κανάλι 4. 85
Σχήμα 2.38: Κανάλι 1: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div. 86

Σχήμα 2.39: Κανάλι 2: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div. ... 86
Σχήμα 2.40: Κανάλι 3: (α) B2B, β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div. ... 87
Σχήμα 2.41: Κανάλι 4: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div. ... 87
Σχήμα 2.42: Πειραματική διάταξη. ... 89
Σχήμα 2.43: (α) Άποψη της πειραματικής διάταξης και (β) πειραματικός χαρακτηρισμός του χρονικού εύρους των παλμών για τα τρία κανάλια στην είσοδο του αναγεννητή. ... 89
Σχήμα 2.44: Πειραματικά καταγεγραμμένες συναρτήσεις μεταφοράς του αναγεννητή για τα τρία κανάλια. ... 90
Σχήμα 2.45: Πειραματικά καταγεγραμμένα φάσματα στην είσοδο και την έξοδο του μη γραμμικού τομέα σε πολυκυματική λειτουργία για σήματα χωρίς παραμόρφωση και για μέση ισχύ εισόδου ανά κανάλι 360 mW. ... 91
Σχήμα 2.46: Μετρήσεις BER για το: (α) κανάλι 1, (β) κανάλι 2 και (γ) κανάλι 3. (δ) Υπόμνημα συμβόλων. ... 91
Σχήμα 2.47: Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εισόδου χωρίς παραμόρφωση (B2B) για το: (α) Κανάλι 1, (β) Κανάλι 2 και (γ) Κανάλι 3. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div. ... 93
Σχήμα 2.48: Κανάλι 1: (α) είσοδος με παραμόρφωση, (β) έξοδος αναγεννητή σε λειτουργία ενός καναλιού, (γ) έξοδος σε λειτουργία 2 καναλιών, και (δ) έξοδος σε λειτουργία 3 καναλιών. Χρονική κλίμακα: 5 ps/div. ... 93
Σχήμα 2.49: Κανάλι 2: (α) είσοδος με παραμόρφωση, (β) έξοδος αναγεννητή σε λειτουργία ενός καναλιού, και (γ) έξοδος σε λειτουργία 3 καναλιών. Χρονική κλίμακα: 5 ps/div. ... 93
Σχήμα 2.50: Κανάλι 3: (α) είσοδος με παραμόρφωση, (β) έξοδος αναγεννητή σε λειτουργία ενός καναλιού, (γ) έξοδος σε λειτουργία 2 καναλιών, και (δ) έξοδος σε λειτουργία 3 καναλιών. Χρονική κλίμακα: 5 ps/div. ... 94
Σχήμα 2.51: Μετρήσεις βασισμένες στα διαγράμματα οφθαλμού των τριών καναλιών για πέντε τυχαίους συνδυασμούς σχετικής καθυστέρησης. Μετρήσεις των παραμέτρων: (α) Q^2, (β) ER και (γ) timing jitter. (δ) Υπόμνημα συμβόλων. ... 95
Σχήμα 3.1: Απεικόνιση στο πεδίο του χρόνου της λειτουργίας κυκλώματος ανάκτησης οπτικού ρολογιού. ... 104
Σχήμα 3.2: Κατηγοριοποίηση των κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού και θέση του προτεινόμενου κυκλώματος (φίλτρο Fabry-Pérot και περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας) στο δέντρο κατηγοριοποίησης. ... 110
Σχήμα 3.3: Γενική μορφή οπτικού φίλτρου Fabry-Pérot. ... 111
Σχήμα 3.4: Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του φόλτρου Fabry-Pérot για διάφορες τιμές της λεπτότητας. 112
Σχήμα 3.5: Απόκριση στο πεδίο του χρόνου του φίλτρου Fabry-Pérot για διέγερση από έναν οπτικό παλμό. ... 113
Σχήμα 3.6: Γενική δομή κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού από οπτικά πακέτα με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και οπτικού περιοριστή ισχύος. ... 115
Σχήμα 3.7: Αρχή λειτουργίας αναγεννητή Mamyshev: (α) Δράση του μετατοπισμένου φασματικά οπτικού φίλτρου (διακεκομμένη γραμμή) ως στοιχείο απόφασης για τη μετάδοση ή απόρριψη των οπτικών παλμών. (β) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος. (γ) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου στον αναγεννητή και ενδεικτική τοποθέτηση του κατωφλίου ισχύος, και (δ) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εξόδου. ... 117
Σχήμα 3.8: Αρχή λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας: (α) Δράση του φασματικά ευθυγραμμισμένου οπτικού φίλτρου (διακεκομμένη γραμμή). Το φίλτρο δε δρα πλέον ως στοιχείο απόφασης. (β) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος. (γ) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου στον περιοριστή οπτικής ισχύος και ενδεικτική τοποθέτηση του κατωφλίου ισχύος, και (δ) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εξόδου. ... 117
Σχήμα 3.9: Βασικές παράμετροι λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας. ... 118
Σχήμα 3.10: Τυπική συνάρτηση μεταφοράς οπτικού περιοριστή ισχύος και ορισμός των βασικών παραμέτρων της μελέτης. Το συγκεκριμένο παράδειγμα συνάρτησης μεταφοράς αντιστοιχεί σε

κανονικοποιημένο μήκος διάδοσης L/L_D = 0.03 και κανονικοποιημένο εύρος του ζωνοπερατού φίλτρου F/F_0 = 1.15. 119
Σχήμα 3.11: Αποτύπωση βασικών μετρικών απόδοσης και λειτουργίας του οπτικού περιοριστή ισχύος σαν συνάρτηση της κανονικοποιημένης απόστασης διάδοσης μέσα στη μη γραμμική ίνα και του κανονικοποιημένου φασματικού εύρους του ζωνοπερατού φίλτρου. 120
Σχήμα 3.12: Παράδειγμα λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας: χρονικό παράθυρο δύο παλμών του σήματος στην έξοδο της ίνας (πάνω σειρά) και η αλίσθηση συχνότητας (chirp) που αυτοί παρουσιάζουν. Η χρονική περιοχή του παλμού γύρω από την κορυφή αντιστοιχεί σε τιμές chirp γύρω από το 0. 122
Σχήμα 3.13: Διάταξη προσομοιωτικής μελέτης. 123
Σχήμα 3.14: (α) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του οπτικού περιοριστή ισχύος. (β) Φάσματα στην είσοδο και την έξοδο της μη γραμμικής ίνας για δύο παλμούς διαφορετικής ισχύος (150 και 950 mW) στην είσοδο της. 124
Σχήμα 3.15: Λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού: (α) Πακέτα δεδομένων στην είσοδο του κυκλώματος, (β) σήμα στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot και (γ) σήμα ρολογιού στην έξοδο του κυκλώματος. 125
Σχήμα 3.16: Διαγράμματα οφθαλμού: (α) του δεύτερου πακέτου δεδομένων στην είσοδο και (β) του αντίστοιχου σήματος ρολογιού στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού. 125
Σχήμα 3.17: (α) Παραμένουσα διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού σαν συνάρτηση του OSNR στην είσοδο του κυκλώματος και του μήκους της μη γραμμικής ίνας. (β) Timing jitter των ανακτημένων σημάτων ρολογιού ως προς το timing jitter των εισερχόμενων πακέτων δεδομένων για διάφορες τιμές της απόκλισης της FSR του φίλτρου Fabry-Pérot από το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. 126
Σχήμα 3.18: (α) Πειραματική διάταξη για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος χρησιμοποιώντας παλμούς με εύρος 3 ps στην είσοδο της διάταξης. (β) Πειραματική συνάρτηση μεταφοράς ισχύος (μπλε κύκλοι). 128
Σχήμα 3.19: Πειραματική διάταξη αξιολόγησης κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s. 129
Σχήμα 3.20: Η αριστερή στήλη απεικονίζει χρονικές ακολουθίες του σήματος στην (α) είσοδο του κυκλώματος, (γ) στην έξοδο του υποσυστήματος μετατροπής μήκους κύματος, (ε) στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot και (η) στην έξοδο του κυκλώματος. Στο ένθετο του σχήματος (η) φαίνεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια το πρώτο πακέτο δεδομένων. Η δεξιά στήλη εικονίζει τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού. Χρονική κλίμακα: 800 ps/div για τις χρονικές ακολουθίες και 10 ps/div για τα διαγράμματα οφθαλμού. 130
Σχήμα 3.21: Αποτελέσματα προσομοιώσεων υπό τη μορφή χρονικών ακολουθιών και διαγράμματα οφθαλμών στα ένθετα σχήματα: (α) Σήμα 40 Gb/s στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot, (β) σήμα 40 Gb/s στην έξοδο του κυκλώματος, (γ) σήμα 160 Gb/s στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot και (δ) σήμα 160 Gb/s στην έξοδο του κυκλώματος. Το δεύτερο ένθετο σχήμα στα σχήματα (β) και (δ) απεικονίζει το πρώτο πακέτο δεδομένων με μεγαλύτερη λεπτομέρεια. Χρονική κλίμακα: 800 ps/div. 132
Σχήμα 4.1: Τυπική δομή του πομπού και του δέκτη σε οπτικό σύστημα μετάδοσης με διαμόρφωση RZ-DPSK και απευθείας ανίχνευση (direct detection). 141
Σχήμα 4.2: Θέση του αναγεννητή πύλης Sagnac με μη γραμμική ίνα στο δέντρο κατηγοριοποίησης οπτικών αναγεννητών σημάτων DPSK. 143
Σχήμα 4.3: Αρχή λειτουργίας συμβολομέτρου καθυστέρησης 1-δυφίου (1-bit delay interferometer). 145
Σχήμα 4.4: (α) Δομή μη γραμμικής πύλης Sagnac. (β) Συνάρτηση μεταφοράς μη γραμμικής πύλης Sagnac: Κανονικοποιημένη ισχύς στην έξοδο της πύλης (λ_2) σα συνάρτηση της μη γραμμικής στροφής φάσης που επάγουν στο σήμα εισόδου cw οι παλμοί ελέγχου. 148
Σχήμα 4.5: (α) Τυπική μορφή παλμού (λ2) στην έξοδο της πύλης Sagnac ως αποτέλεσμα της μεταγωγής μέρους του σήματος cw από τον παλμό ελέγχου. (β) Τυπική μορφή σήματος (λ2) το οποίο επιστρέφει και εξέρχεται από τη θύρα εισόδου. Το σήμα αυτό μπορεί πειραματικά να απομονωθεί και να παρατηρηθεί με χρήση κυκλοφορητή (circulator) στην είσοδο της πύλης. 150
Σχήμα 4.6: Δομή και αρχή λειτουργίας κυκλώματος αναγέννησης σημάτων RZ-DPSK. 151
Σχήμα 4.7: Ενδεικτική ακολουθία παλμών σήματος DPSK με συνημιτονοειδή διαμόρφωση ισχύος εύρους διαμόρφωσης $2 \cdot m_1$ και συχνότητας Ω_1. 153
Σχήμα 4.8: Κανονικοποιμένο εύρος διαμόρφωσης πλάτους και εύρος διαμόρφωσης φάσης του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή, ως συνάρτηση των αντίστοιχων παραμέτρων του σήματος εισόδου. Διαγράμματα για σημείο λειτουργίας του αναγεννητή που αντιστοιχεί σε: (α) $\theta_0 = 0.75 \cdot \pi$ και (β) $\theta_0 = \pi$. 157

Σχήμα 4.9: Διάταξη προσομοίωσης κυκλώματος αναγέννησης στα 40 Gb/s..... 159
Σχήμα 4.10: Βελτίωση παράγοντα Q (Q-factor) αποκωδικοποιημένων σημάτων DPSK στην έξοδο του αναγεννητή για σήματα εισόδου με διαφορετικά είδη θορύβου..... 160
Σχήμα 4.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης για σήμα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με θόρυβο φάσης: (α) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, (β) διάγραμμα αστερισμού σήματος εισόδου, (γ) διάγραμμα οφθαλμού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο, (δ) διάγραμμα οφθαλμού του συμπληρωματικού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο. (ε)-(η) Αντίστοιχα διαγράμματα του σήματος DPSK και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή. Ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor) των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο ισούται με 23 dB..... 161
Σχήμα 4.12: Αποτελέσματα προσομοίωσης για σήμα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με θόρυβο πλάτους: (α) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, (β) διάγραμμα αστερισμού σήματος εισόδου, (γ) διάγραμμα οφθαλμού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο, (δ) διάγραμμα οφθαλμού του συμπληρωματικού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο. (ε)-(η) Αντίστοιχα διαγράμματα του σήματος DPSK και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή. Ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor) των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο ισούται με 22.7 dB..... 162
Σχήμα 4.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης για σήμα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με 17.5 dB OSNR: (α) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, (β) διάγραμμα αστερισμού σήματος εισόδου, (γ) διάγραμμα οφθαλμού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο, (δ) διάγραμμα οφθαλμού του συμπληρωματικού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο. (ε)-(η) Αντίστοιχα διαγράμματα του σήματος DPSK και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή. Ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor) των δύο αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο ισούται με 22.7 και 23.1 dB αντίστοιχα..... 163
Σχήμα 4.14: Διάταξη προσομοίωσης κυκλώματος αναγέννησης στα 160 Gb/s..... 166
Σχήμα 4.15: Βελτίωση Q-factor αποκωδικοποιημένων σημάτων DPSK στην έξοδο του αναγεννητή για σήματα εισόδου με διαφορετικά είδη θορύβου. Συγκριτική παρουσίαση αποτελεσμάτων για λειτουργία στα 40 και τα 160 Gb/s..... 167
Σχήμα 4.16: Πειραματική διάταξη για τη μελέτη του αναγεννητή στα 40 Gb/s (MLL: Mode-locked laser, ODL: optical delay line, PM: Phase modulator, AM: Amplitude modulator, EDFA: Erbium-doped fiber amplifier, HNLF: Highly nonlinear fiber, EAM: Electro-absorption modulator)..... 168
Σχήμα 4.17: Φωτογραφίες των βασικών υποσυστημάτων που χρησιμοποιήθηκαν κατά την πειραματική μελέτη του αναγεννητή: (α) Ολοκληρωμένο συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου με ελεύθερη φασματική περιοχή 40 GHz και (β) Μη γραμμικό συμβολόμετρο Sagnac..... 169
Σχήμα 4.18: Μετρήσεις BER για σήματα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με α) θόρυβο φάσης, β) θόρυβο πλάτους και γ) θόρυβο ASE..... 171
Σχήμα 4.19: Λειτουργία αναγεννητή στα 40 Gb/s για σήμα εισόδου PSK με θόρυβο φάσης που αντιστοιχεί σε τυπική απόκλιση φάσης ίση με 21°. Διαγράμματα οφθαλμού: α) σήμα PSK στην είσοδο, β) αποκωδικοποιημένο σήμα στην είσοδο, γ) σήμα PSK στην έξοδο και δ) αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο του αναγεννητή. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div..... 173
Σχήμα 4.20: Λειτουργία αναγεννητή στα 40 Gb/s για σήμα εισόδου PSK με θόρυβο πλάτους που αντιστοιχεί σε διακύμανση ισχύος κορυφής των παλμών ίση με 1.8 dB. Διαγράμματα οφθαλμού: α) σήμα PSK στην είσοδο, β) αποκωδικοποιημένο σήμα στην είσοδο, γ) σήμα PSK στην έξοδο και δ) αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο του αναγεννητή. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div..... 173
Σχήμα 4.21: Λειτουργία αναγεννητή στα 40 Gb/s για σήμα εισόδου PSK με θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής που αντιστοιχεί σε οπτικό σηματοθορυβικό λόγο ίσο με 15 dB. Διαγράμματα οφθαλμού: α) σήμα PSK στην είσοδο, β) αποκωδικοποιημένο σήμα στην είσοδο, γ) σήμα PSK στην έξοδο και δ) αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο του αναγεννητή. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div..... 174
Σχήμα 5.1: (α) Κυκλωματική αναπαράσταση του γραμμικού καταχωρητή με ανάδραση χαρακτηριστικού πολυωνύμου $1+X^2+X^3$ με αρχικές συνθήκες [0 0 1]. (β) Χρονική εξέλιξη του περιεχομένου των τριών στοιχείων μνήμης του καταχωρητή (από αναφορά [5.31])..... 184
Σχήμα 5.2: (α) Τυπική διάταξη συμβατικού πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ. (β) Διαγραμματική αναπαράσταση ολίσθησης του σήματος στον άνω βραχίονα του 1ου σταδίου και διπλασιασμού της ρυθμοδότησης της ΨΔΑ 3ης τάξης στην έξοδο του 1ου σταδίου..... 186
Σχήμα 5.3: (α) Γενικό διάγραμμα κυκλώματος ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ, και (β) Παράδειγμα τετραπλασιασμού ΨΔΑ τρίτης τάξης (1011100) από το κύκλωμα ανάδρασης..... 188
Σχήμα 5.4: Συμβολόμετρο Sagnac μη-γραμμικής ίνας σε λειτουργία 2x2 διακόπτη (αριστερά) και πίνακας αληθείας της διάταξης στην περίπτωση οπτικού ρολογιού στην είσοδο In1..... 190

Σχήμα 5.5: Υλοποιήσεις μετατροπέα μήκους κύματος με συμβολόμετρο Sagnac μη-γραμμικής ίνας για σήμα δεδομένων αποτελούμενο από παλμούς δύο μηκών κύματος λ_1 και λ_2: (α) Χρησιμοποιώντας μία θύρα ελέγχου, και (β) χρησιμοποιώντας δύο θύρες ελέγχου και σχήμα αντίρροπης διάδοσης. 191
Σχήμα 5.6: Πειραματική διάταξη για την υλοποίηση του κυκλώματος ανάδρασης πολλαπλασιασμού ΨΔΑ από τα 12.5 στα 50 Gb/s. 193
Σχήμα 5.7: Εξέλιξη του αριθμού των παλμών μήκους κύματος λ_1 και λ_2 κατά τη διάρκεια των περιφορών στο μεταβατικό στάδιο λειτουργίας. Ο αριθμός δίνεται ως ποσοστό του μέγιστου αριθμού παλμών για κάθε μήκος κύματος σε κάποια από τις περιφορές του σήματος. 194
Σχήμα 5.8: (α) Φωτογραφία των δύο μη γραμμικών συμβολόμετρων Sagnac για την υλοποίηση της πύλης OR και του μετατροπέα μήκους κύματος, και (β) στάδιο αποπολυπλεξίας με τη χρήση διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) 195
Σχήμα 5.9: Υψίρυθμο (50 GHz) οπτικό ρολόι σε μήκος κύματος λ1=1556.56 nm που δημιουργείται με τη βοήθεια του FPF και εισέρχεται στη θύρα εισόδου 1 της πύλης OR: (α) Διάγραμμα οφθαλμού με απόσταση παλμών 20 ps, και (β) Φάσμα με φασματική ανάλυση 0.1 nm. Χρονική κλίμακα για το διάγραμμα οφθαλμού 20 ps/div. 197
Σχήμα 5.10: Φάσματα σημάτων με φασματική ανάλυση 0.1 nm στα σημεία παρατήρησης κατά τη λειτουργία του κυκλώματος ανάδρασης για τον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης της ΨΔΑ έβδομης τάξης: (α) Monitor 1, (β) Monitor 2, (γ) Monitor 4, (δ) Monitor 5, (ε) Monitor 6, (στ) Monitor 7, (ζ) Monitor 3, και (η) Monitor 9. 198
Σχήμα 5.11: Απεικόνιση ΨΔΑ έβδομης τάξης στην είσοδο (12.5 Gb/s) και την έξοδο (50 Gb/s) του κυκλώματος: (α)-(β) Χρονικό ίχνος (trace) και διάγραμμα οφθαλμού (eye-diagram), αντίστοιχα, ΨΔΑ στην είσοδο, και (γ)-(δ) Χρονικό ίχνος και διάγραμμα οφθαλμού, αντίστοιχα, ΨΔΑ στην έξοδο του κυκλώματος. 199
Σχήμα 5.12: Χρονικά ίχνη (αριστερή στήλη) και διαγράμματα οφθαλμού (δεξιά στήλη) για την τελική υψίρυθμη (50 Gb/s) ΨΔΑ σε συγχρονισμό με κάθε ένα από τα τέσσερα πολυπλεγμένα κανάλια (tributaries) των 12.5 Gb/s. 200
Σχήμα 5.13: Μετρήσεις BER της αρχικής 12.5 Gb/s ΨΔΑ (B-2-B) και των τεσσάρων πολυπλεγμένων καναλιών (tributaries) της τελικής υψίρυθμης (50 Gb/s) ΨΔΑ. Αποτελέσματα για: (α) ΨΔΑ έβδομης τάξης και (β) τρίτης τάξης. 201
Σχήμα 5.14: Ενδεικτικές τιμές απαιτούμενου μήκους (σε μέτρα) του βρόγχου ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης 10 Gb/s ΨΔΑ διαφόρων τάξεων σε τελικούς ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 640 Gb/s. 203
Σχήμα 6.1: Φωτογραφία πλινθίου μη-γραμμικών κυματοδηγών πυριτίου με επίστρωση οργανικού υλικού (κυματοδηγός SOH) κατά τη διεξαγωγή πειράματος στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) του ΕΜΠ. 217

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΝΤΜΗΣΕΩΝ

ΨΔΑ	Ψευδοτυχαία Δυαδική Ακολουθία
AM	Amplitude Modulator
ASE	Amplified-Spontaneous Emission
AWG	Arrayed-Waveguide Grating
BER	Bit-Error Rate
BG	Bragg-Grating
B-2-B	Back-to-Back
CRC	Cyclic Redundancy Check
CS-RZ	Carrier Suppressed-Return-to-Zero
CW	Continuous Wave
DC	Duty-Cycle
DCF	Dispersion Compensating Fiber
DCM	Dispersion Compensating Module
DFB (laser)	Distributed Feedback (laser)
DI	Delay Interferometer
DPSK	Differential Phase-Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase-Shift Keying
DSF	Dispersion-Shifted Fiber
DUT	Device Under Test
EAM	Electro-Absorption Modulator
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
ER	Extinction Ratio
FBG	Fiber Bragg-Grating
FDM	Frequency-Division Multiplexing
FPF	Fabry-Perot Filter
FREAG	Frequency-Resolved Electro-Absorption Gating
FROG	Frequency-Resolved Optical Gating
FSR	Free-Spectral Range
FTTH	Fiber-To-The-Home
FWHM	Full-Width at Half Maximum
FWM	Four-Wave Mixing
HNLF	Highly-Nonlinear Fiber
HP-EDFA	High Power Erbium-Doped Fiber Amplifier
IM	Intensity Modulation
ISI	Inter-Symbol Interference
MAN	Metropolitan Area Network
MLL	Mode-Locked Laser
MZ	Mach-Zehnder
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
NF	Noise Figure
NOLM	Nonlinear Optical Loop Mirror
NRZ	Nonreturn-to-Zero
NRZ-PSK	Nonreturn-to-Zero Phase-Shift Keying
OADM	Optical Add-Drop Multiplexer
OBPF	Optical Band-Pass Filter
ODL	Optical Delay Line
OLT	Optical Line Terminal
OOK	On-Off Keying
OPS	Optical Packet Switching
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
OTDM	Optical Time Division Multiplexing

OXC	Optical Cross-Connect
PBS	Polarization Beam Splitter
PCF	Photonic Crystal Fiber
PGDD	Periodic Group Delay Device
PM	Phase Modulator
PM	Polarization Multiplexing
PMD	Polarization-Mode Dispersion
PPG	Pulse-Pattern Generator
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
PS	Phase Shifter
PSA	Phase-Sensitive Amplification
PSK	Phase-Shift Keying
QD-SOA	Quantum Dot-Semiconductor Optical Amplifier
Q-factor	Quality-Factor
rms	root mean square
RZ	Return-to-Zero
RZ-DPSK	Return-to-Zero-Differential Phase-Shift Keying
RZ-OOK	Return-to-Zero-On-Off Keying
RZ-PSK	Return-to-Zero-Phase-Shift Keying
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SLALOM	Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror
SMF	Single-Mode Fiber
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SOH	Silicon-Organic Hybrid
SONET	Synchronous Optical Network
SPM	Self-Phase Modulation
SRS	Stimulated Raman Scattering
SSF (method)	Split-Step Fourier (method)
TF	Transfer Function
TPA	Two-Photon Absorption
UNI	Ultra-fast Nonlinear Interferometer
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
XGM	Cross-Gain Modulation
XPM	Cross-Phase Modulation

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή: Επεξεργασία σήματος με χρήση μη γραμμικών ινών για επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων

Το παρόν εισαγωγικό κεφάλαιο θέτει το ερευνητικό περίγραμμα μέσα στο οποίο εκπονήθηκε η διατριβή, συνοψίζει τα κίνητρα και τους στόχους της και περιγράφει τη δομή της. Στις δύο πρώτες ενότητες του κεφαλαίου παρουσιάζονται εν συντομία τα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών και περιγράφεται η ανάγκη για επέκταση της διαφάνειάς τους με χρήση τεχνικών αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος. Στην τρίτη ενότητα περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο αξιοποιούνται οι μη γραμμικές οπτικές ίνες και γενικότερα τα μη γραμμικά μέσα Kerr για την υλοποίηση διατάξεων αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος και δίνεται μία σύντομη παρουσίαση της χρονικής εξέλιξης των τεχνολογιών που χρησιμοποιούνται. Τέλος, στην τέταρτη ενότητα περιγράφεται το κίνητρο για την εκπόνηση της διατριβής, αναλύονται τα συγκεκριμένα προβλήματα τα οποία επιχειρεί να επιλύσει και παρουσιάζεται η δομή της.

1.1 Ευρυζωνικά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών

Η διαρκής αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης στις μέρες μας προκύπτει κυρίως από την ανάπτυξη του διαδικτύου όσον αφορά τον αριθμό των χρηστών αλλά και το πλήθος και την πολυπλοκότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών, και επιβάλλει τη συνεχή αναβάθμιση από τους τηλεπικοινωνιακούς παρόχους των υποδομών ευρυζωνικών δικτύων. Τα οπτικά δίκτυα αποτελούν βέλτιστη επιλογή για την υλοποίηση ευρυζωνικών υποδομών λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών της οπτικής ίνας ως φυσικού μέσου μετάδοσης πληροφορίας. Τα κυριότερα από αυτά περιλαμβάνουν το μεγάλο διαθέσιμο εύρος ζώνης (~25 THz στη φασματική περιοχή γύρω από τα 1550 nm), τις χαμηλές απώλειες διάδοσης (~0.25 dB/km στην ίδια φασματική περιοχή) και την απουσία διαφυγόντος πεδίου, η οποία συνεπάγεται ασφάλεια στη μετάδοση των δεδομένων και ανοχή σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές κατά τη φυσική διάδοση των σημάτων.

Εφαλτήριο για την ανάπτυξη των πρώτων συστημάτων οπτικής μετάδοσης δεδομένων αποτέλεσε η ανάπτυξη πηγών laser στις αρχές της δεκαετίας του 1960 [1.1] και η πρόοδος στην τεχνολογία κατασκευής οπτικών ινών με χαμηλές απώλειες, η οποία συντελέστηκε καθόλη τη διάρκεια της ίδιας δεκαετίας καθώς και των επόμενων δύο δεκαετιών. Το πρώτο σύστημα οπτικής μετάδοσης παρουσιάστηκε το 1977 στο Σικάγο των Η.Π.Α, ενώ το 1988 ολοκληρώθηκε το TAT-8, το πρώτο διηπειρωτικό/υποθαλάσσιο δίκτυο οπτικών ινών για

τη μετάδοση τηλεφωνικών σημάτων σε ρυθμό μετάδοσης 560 Mb/s [1.2]. Έκτοτε, η ανάπτυξη των οπτικών δικτύων υπήρξε συνεχής και ραγδαία καθιστώντας το συγκεκριμένο τύπο δικτύων ως τη μόνη πρακτικά επιλογή για την υλοποίηση των δικτύων κορμού ανά την υφήλιο. Κατά την τελευταία δεκαετία, η διείσδυση της οπτικής τεχνολογίας επικοινωνιών ενισχύθηκε περαιτέρω λόγω της ανάπτυξης ευρυζωνικών υπηρεσιών και συνεπακόλουθα της ανάγκης ευρυζωνικών συνδέσεων μέχρι τον τελικό χρήστη. Αποτέλεσμα αυτού ήταν η διείσδυση των οπτικών ινών στα μητροπολιτικά δίκτυα (MAN-Metropolitan Area Networks) αλλά και στα δίκτυα πρόσβασης (access networks) με την ανάπτυξη των τεχνολογιών «Fiber-To-The-Home» (FTTH), οι οποίες φέρνουν την οπτική ίνα μέχρι τον τελικό χρήστη, επιλύοντας ριζικά το πρόβλημα της τελικής ταχύτητας των συνδέσεων ακόμα και για τις πιο απαιτητικές εφαρμογές του διαδικτύου [1.3].

Για την κατά το δυνατόν πλήρη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης στα οπτικά συστήματα μετάδοσης, χρησιμοποιούνται τεχνικές πολυπλεξίας, οι βασικότερες εκ των οποίων είναι η πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (WDM-Wavelength Division Multiplexing) [1.4] και η οπτική πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (OTDM-Optical Time Division Multiplexing) [1.5]. Η τεχνική WDM αποτελεί προσαρμογή στα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των οπτικών επικοινωνιών της τεχνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (FDM-Frequency Division Multiplexing), η οποία χρησιμοποιείται ευρύτατα στα δίκτυα ραδιοεπικοινωνιών. Στα συστήματα WDM, μέσα στο κοινό φυσικό μέσο μετάδοσης (οπτική ίνα) μεταδίδονται ταυτόχρονα περισσότερα του ενός οπτικά κανάλια χαμηλότερου ρυθμού μετάδοσης με οπτικά φέροντα διαφορετικού μήκους κύματος. Σημαντική παράμετρος για την εκμετάλλευση του διαθέσιμου φάσματος αποτελεί η «απόδοση φάσματος» (spectral efficiency), η οποία ορίζεται σε bit/sec/Hz ως ο λόγος του βασικού ρυθμού μετάδοσης προς τη φασματική απόσταση (channel spacing) μεταξύ γειτονικών καναλιών, ενώ η συνολική χωρητικότητα του συστήματος καθορίζεται από το βασικό ρυθμό μετάδοσης επί το συνολικό αριθμό των πολυπλεγμένων καναλιών. Η τεχνική πολυπλεξίας WDM χρησιμοποιήθηκε ευρύτατα ήδη από τη δεκαετία του 1990, όχι μόνο σε ερευνητικό επίπεδο αλλά και σε πρακτικές υλοποιήσεις εμπορικών συστημάτων οπτικής μετάδοσης. Εμπορικά διαθέσιμα συστήματα WDM περιλαμβάνουν σήμερα συστήματα βασικού ρυθμού 40 Gb/s με συνολική χωρητικότητα άνω των 3.2 Tb/s, ενώ σε εργαστηριακό επίπεδο, πειράματα διερεύνησης των ορίων χωρητικότητας των οπτικών συστημάτων WDM έχουν επιτύχει συνολική μεταδιδόμενη πληροφορία άνω των 26 Tb/s σε αποστάσεις εκατοντάδων χιλιομέτρων [1.6].

Η τεχνική πολυπλεξίας OTDM αποτελεί από την άλλη μεριά τον εναλλακτικό δρόμο για την αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης των οπτικών συστημάτων μετάδοσης. Χρησιμοποιώντας τη συγκεκριμένη τεχνική, στενοί χρονικά παλμοί οπτικών καναλιών χαμηλότερου ρυθμού μετάδοσης (10 ή 40 Gb/s), πολυπλέκονται χρονικά για να σχηματίσουν οπτικό σήμα υψηλής ταχύτητας σε ένα μόνο μήκος κύματος. Παρότι η συγκεκριμένη τεχνική δεν έχει χρησιμοποιηθεί στην υλοποίηση εμπορικών συστημάτων μετάδοσης, αποτέλεσε και εξακολουθεί να αποτελεί ένα ιδιαίτερα ενεργό πεδίο έρευνας, το οποίο έχει επιτύχει μετάδοση σημάτων σε ρυθμούς 1.28 Tb/s με συμβατικό σχήμα διαμόρφωσης πλάτους (RZ-OOK-Return-to-Zero On-Off Keying) [1.7] ή ακόμα και 5.12 Tb/s με χρήση σχημάτων διαμόρφωσης φάσης και επιπλέον πολυπλεξία τρόπων

πόλωσης [1.8]. Παρά την κατά πολύ πιο εκτεταμένη χρήση των συστημάτων WDM, το κίνητρο για την παράλληλη ανάπτυξη της τεχνολογίας OTDM σχετίζεται σε μεγάλο βαθμό με την ασάφεια που ακόμα επικρατεί ως προς τις τεχνικές, πάνω στις οποίες θα βασίζονται εν γένει τα μελλοντικά συστήματα οπτικής μετάδοσης, την πιθανότητα συνδυασμένης χρήσης των τεχνικών OTDM με τις αντίστοιχες τεχνικές WDM [1.9], την υποψηφιότητα της τεχνικής OTDM για την υλοποίηση στο άμεσο μέλλον συστημάτων μετάδοσης στα 100 Gb/s βασισμένων στο πρωτόκολλο Ethernet (100G Ethernet) [1.10], καθώς και με το γενικότερο ερευνητικό ενδιαφέρον που παρουσιάζει η ανάπτυξη πηγών, συστημάτων μετάδοσης και συστημάτων επεξεργασίας σήματος για τη διερεύνηση των ορίων της φωτονικής τεχνολογίας όσον αφορά τις ταχύτητες λειτουργίας.

Όσον αφορά την πολυπλοκότητα και τη λειτουργικότητα των οπτικών δικτύων, τα οπτικά δίκτυα διαχωρίζονται σε τρεις γενιές. Στα δίκτυα πρώτης γενιάς, η οπτική ίνα χρησιμοποιούνταν μόνο ως φυσικό μέσο μετάδοσης και παροχής χωρητικότητας, ενώ η μεταγωγή, η δρομολόγηση, καθώς και όλες οι άλλες ευφυείς δικτυακές διεργασίες επιτελούνταν από ηλεκτρονικά κυκλώματα στους πομπούς και τους δέκτες των κόμβων του δικτύου. Χαρακτηριστικά παραδείγματα οπτικών δικτύων πρώτης γενιάς αποτελούν το σύγχρονο οπτικό δίκτυο (SONET-Synchronous Optical Network) και το σύστημα σύγχρονης ψηφιακής ιεραρχίας (SDH-Synchronous Digital Hierarchy).

Στα οπτικά δίκτυα WDM δεύτερης γενιάς, τα οποία αποτελούν ήδη πραγματικότητα, μέρος της δρομολόγησης, της μεταγωγής καθώς και των άλλων ευφυών διαδικασιών έχει μετακινηθεί στο οπτικό επίπεδο (optical layer). Τα βασικά δομικά συστήματα αυτών των δικτύων είναι τα οπτικά τερματικά γραμμής (OLT-Optical Line Terminal), οι οπτικοί πολυπλέκτες προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (OADM-Optical Add/Drop Multiplexer) και τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (OXC-Optical Cross-Connect). Τα οπτικά τερματικά γραμμής χρησιμοποιούνται στα τερματικά άκρα μίας ζεύξης για τη μετατροπή του ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό ή αντίστροφα και την πολυπλεξία/αποπολυπλεξία κατά WDM των καναλιών διαφορετικού μήκους κύματος. Για την υλοποίηση των WDM πολυπλεκτών/αποπολυπλεκτών χρησιμοποιούνται φράγματα συστοιχίας κυματοδηγών (AWG-Arrayed-Waveguide Grating), συστοιχίες διηλεκτρικών φίλτρων λεπτού φύλλου ή συστοιχίες φραγμάτων περίθλασης Bragg (BG-Bragg-Grating). Οι αυξημένες λειτουργικές δυνατότητες των οπτικών δικτύων δεύτερης γενιάς οφείλονται στη χρήση των OADMs και των OXCs, καθώς τα στοιχεία αυτά τοποθετούνται σε ενδιάμεσα σημεία των οπτικών ζεύξεων και επιτελούν τη λειτουργία της δρομολόγησης των εισερχόμενων WDM καναλιών [1.11]. Τόσο οι OADMs όσο και οι OXCs «αφαιρούν» επιλεκτικά ορισμένα κανάλια από τη ζεύξη και επιτρέπουν τη διέλευση των υπολοίπων καναλιών, ενώ ταυτόχρονα διαθέτουν τη δυνατότητα να «προσθέτουν» νέα κανάλια στη ζεύξη στη θέση αυτών που «αφαιρέθηκαν». Η βασική διαφορά των OXCs από τους OADMs σχετίζεται με τη δυνατότητά τους να διαχειρίζονται σημαντικά περισσότερες εισόδους/εξόδους και πιο πολύπλοκες τοπολογίες δικτύων. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιούνται συνήθως σε κεντρικά ενδιάμεσα σημεία των ζεύξεων για την σύνδεση πολύπλοκων τοπολογιών δικτύου και διαφόρων υποδικτύων μεταξύ τους, ενώ αντίθετα οι OADMs χρησιμοποιούνται σε απλούστερες τοπολογίες (γραμμής ή δακτυλίου) για τον τοπικό τερματισμό της μετάδοσης και την εισαγωγή και δρομολόγηση νέων καναλιών σε διαφορετικούς προορισμούς του

δικτύου. Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι 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). Οι συνδέσεις μεταξύ των τερματικών γραμμής είναι υψηλής χωρητικότητας, παρέχονται σε σταθερή βάση και επιτρέπουν την αποδοτική διαχείριση ενός τεράστιου όγκου δεδομένων απευθείας στο οπτικό επίπεδο. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι ιδιαιτέρως ελκυστικά για τα μεγάλης έκτασης δίκτυα κορμού, στα οποία η τηλεπικοινωνιακή κίνηση συναθροίζεται σε οντότητες δεδομένων μεγάλου μεγέθους και είναι επιθυμητή η δέσμευση υψηλής χωρητικότητας για μεγάλο χρονικό διάστημα.

Τέλος, τα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς αποτελούν ένα ανοικτό πεδίο έρευνας με σκοπό την αποδοτικότερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών, μέσω της παροχής συνδέσεων υψηλής χωρητικότητας μόνο κατά το χρονικό διάστημα κατά το οποίο οι συνδέσεις αυτές είναι ενεργές. Για την επίτευξη της παροχής εύρους ζώνης κατ' απαίτηση, οι αρχιτεκτονικές των οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς υιοθετούν την τεχνική μεταγωγής πακέτου, η οποία έχει αποδειχθεί ιδιαίτερα αποδοτική στα ηλεκτρονικά δίκτυα. Ο όρος οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς είναι, επομένως, ταυτόσημος με τον όρο οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων (OPS-Optical Packet Switching (networks)). Στα συγκεκριμένα δίκτυα η πληροφορία αποστέλλεται με τη μορφή οπτικών πακέτων δεδομένων και όχι με τη μορφή μεγάλου μεγέθους συνεχών ροών δεδομένων. Τα πακέτα μπορεί να είναι σταθερού ή μεταβλητού μήκους καθώς και σύγχρονα ή ασύγχρονα. Σε κάθε περίπτωση, τα πακέτα δεδομένων αποτελούνται από το πεδίο της επικεφαλίδας (header), το οποίου το περιεχόμενο καθορίζει τον προορισμό του πακέτου μέσα στο δίκτυο, το πεδίο του φορτίου (payload), το περιεχόμενο του οποίου συνιστά τα χρήσιμα δεδομένα προς μετάδοση και την προστατευτική ζώνη δυφίων (guardband), η οποία περιέχει τον απαραίτητο αριθμό βοηθητικών δυφίων για την υποστήριξη των διαφόρων λειτουργικών διαδικασιών του δικτύου. Οι διαδικασίες επεξεργασίας της πληροφορίας πραγματοποιούνται απευθείας στο οπτικό επίπεδο χωρίς μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό και αντίστροφα, έτσι ώστε να μην περιορίζεται η δυνατότητα υψίρρυθμης λειτουργίας, ενώ σε αντίθεση με τα δίκτυα δεύτερης γενιάς, οι διαδικασίες αυτές πραγματοποιούνται σε επίπεδο πακέτου, καθώς καθένα από αυτά αντιμετωπίζεται ως ξεχωριστή οντότητα. Οι κόμβοι των δικτύων τρίτης γενιάς χαρακτηρίζονται από ιδιαίτερη πολυπλοκότητα καθώς περιλαμβάνουν οπτικά υποσυστήματα για τη δρομολόγηση, την προώθηση, την ανίχνευση και αποφυγή πιθανών συγκρούσεων, τη μεταγωγή, την πολυπλεξία, το συγχρονισμό και την αναγέννηση των οπτικών πακέτων [1.12]-[1.13]. Η πολυπλοκότητα αυτή εισάγει αναπόφευκτα δυσκολίες στην υλοποίηση, οι οποίες επιλύονται εν μέρει από διάφορες παραλλαγές των δικτύων τρίτης γενιάς όπως τα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής ετικέτας (All-Optical Label Switched Networks) [1.14] και τα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων εκρηκτικής ροής (All-optical Burst Switched Networks) [1.15]. Σε κάθε περίπτωση και παρά τις δυσκολίες που ακόμα αντιμετωπίζει η συγκεκριμένη τεχνολογία, η ανάπτυξη των οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς αποτελεί τη φυσική συνέχεια στην εξέλιξη των οπτικών δικτύων και συνιστά μία εξαιρετικά ελπιδοφόρα προοπτική για την υλοποίηση υψίρρυθμων δικτύων βέλτιστης εκμετάλλευσης του

διαθέσιμου εύρους ζώνης μέσω στατιστικής πολυπλεξίας των πακέτων για την υποστήριξη απαιτητικών και ετερόκλητων εφαρμογών και υπηρεσιών.

1.2 Επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων επικοινωνιών

Με τον όρο «διαφάνεια», περιγράφεται η δυνατότητα των οπτικών δικτύων να λειτουργούν με επιτυχία κάτω από διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, τύπο τηλεπικοινωνιακής κίνησης, πρωτόκολλα, σχήματα διαμόρφωσης/κωδικοποίησης των μεταδιδόμενων σημάτων ή μορφή των πακέτων. Καθώς η δυνατότητα αυτή αποτελεί κατά κύριο λόγο χαρακτηριστικό των αμιγώς οπτικών διατάξεων επεξεργασίας σήματος, ο ίδιος όρος περιγράφει στη γενική του χρήση την παρουσία εντός των δικτύων αμιγώς οπτικών διατάξεων καθώς και την απουσία των αντίστοιχων ηλεκτρονικών.

Το κυριότερο και πιο χαρακτηριστικό παράδειγμα του τρόπου με τον οποίο η επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων αποδεικνύεται ιδιαίτερα επωφελής αποτελεί η ανάπτυξη και χρήση των οπτικών ενισχυτών ινών ερβίου (EDFA-erbium-doped fiber amplifiers) [1.16]. Οι EDFAs αναπτύχθηκαν στη δεκαετία του 1980 και χρησιμοποιούνται από τις αρχές της δεκαετίας του 1990 και εξής για την απευθείας ενίσχυση των μεταδιδόμενων σημάτων κατά μήκος των ζεύξεων στα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών πρώτης και δεύτερης γενιάς. Αντικατέστησαν τις παλαιότερες οπτοηλεκτρονικές διατάξεις ενίσχυσης των σημάτων στο ηλεκτρικό επίπεδο με προφανή ωφέλη όσον αφορά την απλότητα, τη λειτουργικότητα, την ευελιξία, την κατανάλωση ισχύος, τη δυνατότητα υψίρυθμης λειτουργίας και κυρίως το κόστος των οπτικών δικτύων, και συνέβαλαν με τον πλέον αποφασιστικό τρόπο στην ανάπτυξη των οπτικών επικοινωνιών, όπως αυτές ορίζονται σήμερα. Το επόμενο βήμα στην επέκταση της διαφάνειας αποτέλεσε η χρήση των διατάξεων OADMs και OXCs στα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς για την απευθείας μεταγωγή των σημάτων στο οπτικό επίπεδο με παρόμοιου τύπου ωφέλη όσον αφορά τη λειτουργία των WDM δικτύων.

Η περαιτέρω επέκταση της διαφάνειας των δικτύων, αναμένεται να βασιστεί στη χρήση αμιγώς οπτικών διατάξεων για την αναγέννηση των σημάτων κατά μήκος των ζεύξεων. Μέχρι και σήμερα, στα οπτικά δίκτυα τόσο της πρώτης όσο και της δεύτερης γενιάς, η αναίρεση της παραμόρφωσης που εισάγουν τα γραμμικά και μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης στα μεταδιδόμενα σήματα πραγματοποιείται με τη βοήθεια οπτοηλεκτρονικών επαναληπτών, οι οποίοι λαμβάνουν το εισερχόμενο σήμα, το επεξεργάζονται ηλεκτρονικά και το επαναμεταδίδουν με οπτικό τρόπο. Η αντικατάσταση των επαναληπτών από αξιόπιστες, αμιγώς οπτικές, αναγεννητικές διατάξεις είναι βέβαιο ότι θα είναι ιδιαίτερα επωφελής για τη λειτουργικότητα και το κόστος των οπτικών δικτύων και ότι θα αποτελέσει με τον τρόπο αυτό σημαντικότατο παράγοντα για την περαιτέρω ανάπτυξή τους.

Επιπρόσθετα, για τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς, η επέκταση της διαφάνειάς τους αναμένεται να βασιστεί στη χρήση αμιγώς οπτικών τεχνικών για την υλοποίηση διατάξεων μετατροπής μήκους κύματος (wavelength converters). Όπως έχει ήδη περιγραφεί στην ενότητα 1.1, τα δίκτυα δεύτερης γενιάς βασίζονται στη δρομολόγηση μηκών κύματος. Για την καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης, απαιτείται βέλτιστη επαναχρησιμοποίηση των διαθέσιμων μηκών κύματος (wavelength reuse) [1.11], η οποία

είναι ιδιαίτερα πιθανό να απαιτεί με τη σειρά της μετατροπή μήκους κύματος για κάποια από τα εισερχόμενα σήματα στους κόμβους του δικτύου. Η συγκεκριμένη διαδικασία συνίσταται στην αντιγραφή των δεδομένων ενός μήκους κύματος (λ_1) σε ένα νέο μήκος κύματος (λ_2) και τη μετάδοση του τελευταίου μέσα από τις ζεύξεις του δικτύου. Πραγματοποιείται δε ακόμη και σήμερα με τη βοήθεια οπτοηλεκτροοπτικών διατάξεων παρόλο που η αντικατάστασή τους από αντίστοιχες οπτικές αναμένεται να επιφέρει τα ωφέλη που αναφέρθηκαν παραπάνω για την περίπτωση των αναγεννητών.

Τέλος, για τα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς, η ανάπτυξη διατάξεων αμιγώς οπτικής επεξεργασίας και συνεπακόλουθα η επέκταση της διαφάνειας είναι εκ των ων ουκ άνευ, καθώς αποτελεί βασική προϋπόθεση της ύπαρξης αυτών των δικτύων. Στη συγκεκριμένη μάλιστα περίπτωση, οι αμιγώς οπτικές διατάξεις που απαιτούνται δεν περιορίζονται σε απλούς ενισχυτές, αναγεννητές ή μετατροπείς μήκους κύματος, αλλά πολύπλοκα κυκλώματα επεξεργασίας σήματος για την εκτέλεση των βασικών λειτουργιών των οπτικών κόμβων, όπως αυτές αναφέρθηκαν στην ενότητα 1.1.

Οι αμιγώς οπτικές διατάξεις επεξεργασίας σήματος αποτελούν εν γένει μη γραμμικές διατάξεις, ο σχεδιασμός και η υλοποίηση των οποίων βασίζεται στην αξιοποίηση μη γραμμικοτήτων οπτικών υλικών και στοιχείων. Τα κυριότερα στοιχεία που ιστορικά έχουν χρησιμοποιηθεί σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές περιλαμβάνουν ενεργά ημιαγωγικά στοιχεία όπως laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB laser-Distributed Feedback laser) [1.17], διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM-Electro-Absorption Modulators) [1.18] καθώς και ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές (SOA-Semiconductor Optical Amplifiers) [1.19], (περιοδικά πολωμένους) κρυστάλλους νιοβικού λιθίου ($LiNO_3$), στους οποίους αξιοποιείται η μη γραμμικότητα δεύτερης τάξης [1.20], και παθητικούς μη γραμμικούς κυματοδηγούς – ανάμεσά τους και οπτικές ίνες – στους οποίους αξιοποιείται η μη γραμμικότητα τρίτης τάξης. Στην επόμενη ενότητα, παρουσιάζεται μία σύντομη περιγραφή των εφαρμογών των μη γραμμικών ινών καθώς και άλλων κυματοδηγών σε διατάξεις επεξεργασίας σήματος, καθώς το κίνητρο και το αντικείμενο της διατριβής εμπίπτει στο συγκεκριμένο ερευνητικό πεδίο, όπως θα εξηγηθεί στην ενότητα 1.4.

1.3 Εφαρμογές μη γραμμικών ινών σε διατάξεις οπτικής επεξεργασίας σήματος

Η αξιοποίηση των μη γραμμικών φαινομένων διάδοσης στις οπτικές ίνες και εν γένει τους οπτικούς κυματοδηγούς αποτέλεσε ιστορικά την πρώτη και εξακολουθεί να αποτελεί μέχρι και σήμερα την κύρια τεχνική για τη σχεδίαση και υλοποίηση μη γραμμικών οπτικών διατάξεων για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Οι δύο κυριότερες κατηγορίες μη γραμμικοτήτων που αξιοποιούνται περιλαμβάνουν τα ανελαστικά φαινόμενα σκέδασης, όπως η σκέδαση Raman και η σκέδαση Brillouin και το μη γραμμικό φαινόμενο Kerr [1.21], εκφάνσεις του οποίου αποτελούν η αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM-Self-Phase Modulation), η ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM-Cross-Phase Modulation) και η μίξη τεσσάρων φωτονίων (FWM-Four-Wave Mixing). Η εμφάνιση των φαινομένων σκέδασης σχετίζεται με τη δεδομένη παρουσία δονητικών καταστάσεων των ατόμων (φωνονίων) στο οπτικό μέσο της διάδοσης, ενώ η εμφάνιση του φαινομένου Kerr σχετίζεται αντίστοιχα με

την απόκριση των δέσμιων ηλεκτρονίων των ατόμων του οπτικού μέσου στην παρουσία ενός ισχυρού οπτικού πεδίου διέγερσης.

Παρότι η αξιοποίηση των φαινομένων σκέδασης έχει υπάρξει ιδιαίτερα σημαντική στη φωτονική τεχνολογία επικοινωνιών, κυρίως για την υλοποίηση πηγών laser ίνα[1.22], οπτικών ενισχυτών Raman [1.23], αλλά και διατάξεων αναγέννησης σήματος [1.24], η χρήση του φαινομένου Kerr έχει υπάρξει σημαντικά πιο εκτεταμένη και αποδοτική για το είδος των εφαρμογών αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος που περιγράφτηκαν στην ενότητα 1.2. Όπως ήδη αναφέρθηκε, το φαινόμενο Kerr προέρχεται από τη μη γραμμική απόκριση των δέσμιων ηλεκτρονίων του διηλεκτρικού μέσου κάτω από την επίδραση ενός ισχυρού οπτικού πεδίου και τη συνεπακόλουθη μη γραμμική πόλωση που υφίστανται τα άτομα του διηλεκτρικού. Στην περίπτωση των οπτικών ινών, των οποίων το κύριο υλικό κατασκευής είναι το άμορφο διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2), η απουσία οποιασδήποτε κρυσταλλικής δομής και επομένως κεντροσυμμετρίας, καθιστά αμελητέα τα μη γραμμικά φαινόμενα δεύτερης τάξης και κυρίαρχα τα μη γραμμικά φαινόμενα τρίτης τάξης, όπως το φαινόμενο Kerr. Το φαινόμενο Kerr, εν τη απουσία των φαινομένων σκέδασης, μπορεί να θεωρηθεί ως μία απλή διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ του διεγείροντος οπτικού πεδίου. Στην περίπτωση αυτή, η μη γραμμική απόκριση του μέσου, δηλαδή η αλλαγή του δείκτη διάθλασης, είναι πρακτικά ακαριαία μετά την επιβολή του εξωτερικού πεδίου [1.21]. Η σημαντικότητα του φαινομένου Kerr για την τεχνολογία των οπτικών επικοινωνιών σχετίζεται ακριβώς με την ακαριαία απόκριση του μέσου, η οποία επιτρέπει την υλοποίηση διατάξεων επεξεργασίας σήματος ικανές να λειτουργούν σε υπερυψηλές ταχύτητες και επομένως χωρίς περιορισμούς ως προς το ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας. Η υλοποίηση αυτών των διατάξεων βασίζεται στα τρία επιμέρους φαινόμενα (SPM, XPM και FWM), τα οποία όπως αναφέρθηκε, αποτελούν εκφάνσεις του φαινομένου Kerr.

Το φαινόμενο SPM αφορά στη διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του μέσου από την ισχύ των παλμών του σήματος που διαδίδεται εντός του. Ήδη από τη δεκαετία του 1980, το φαινόμενο SPM χρησιμοποιήθηκε για τη συμπίεση παλμών και τη διαμόρφωση του σχήματός τους [1.21], [1.25], τη φασματική διεύρυνσή τους για τη δημιουργία πολλαπλών, σύμφωνων πηγών [1.26], την αναγέννηση σημάτων και τη μετατροπή μήκους κύματος [1.27], αλλά και για περισσότερο δικτυακές εφαρμογές, όπως η υλοποίηση διατάξεων πολυεκπομπής WDM σε μητροπολιτικά δίκτυα (WDM multicasting) [1.28]. Επιπλέον, το φαινόμενο SPM χρησιμοποιήθηκε σε συμβολομετρικές διατάξεις Sagnac ή αλλιώς διατάξεις μη γραμμικού οπτικού βρόγχου κατοπτρισμού (NOLM-Nonlinear Optical Loop Mirror) για την υλοποίηση αναγεννητικών υποσυστημάτων σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και για σήματα διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης [1.29]-[1.30].

Το φαινόμενο XPM από την άλλη μεριά αφορά στη διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης που «βλέπουν» οι παλμοί ενός σήματος λόγω της ισχύος των παλμών ενός δεύτερου σήματος που συνδιαδίδεται μαζί του στο μη γραμμικό μέσο. Το φαινόμενο XPM προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία στη σχεδίαση διατάξεων για αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος και έχει χρησιμοποιηθεί ευρύτατα στο παρελθόν τόσο σε απλές (γραμμικές) όσο και σε συμβολομετρικές τοπολογίες μη γραμμικού συμβολόμετρου υπερηψηλών ταχυτήτων (UNI-Ultra-fast Nonlinear Interferometer) και συμβολόμετρου Sagnac για την

υλοποίηση διατάξεων αποπολυπλεξίας OTDM μέχρι και από τα 1.28 Tb/s [1.31], μετατροπής μήκους κύματος μέχρι και τα 640 Gb/s [1.32], αναγέννησης [1.29], πολυεκπομπής WDM [1.33], μεταγωγέων 2x2 [1.34], αλλά και εκτέλεσης διαφόρων λογικών πράξεων (AND, NAND, OR, NOR κ.λ.π.) [1.35].

Τέλος, το φαινόμενο FWM αναφέρεται στην αλληλεπίδραση σημάτων με φέρουσες συχνότητες ω_1 και ω_2 και τη δημιουργία κατά τη μη γραμμική διάδοσή τους επιπλέον σημάτων με συχνότητες $2\cdot\omega_1-\omega_2$ και $2\cdot\omega_2-\omega_1$. Και το φαινόμενο FWM έχει χρησιμοποιηθεί ευρύτατα για την οπτική επεξεργασία σήματος στις φωτονικές επικοινωνίες με κυριότερες εφαρμογές τη μετατροπή μήκους κύματος ενός ή περισσοτέρων σημάτων [1.36], την αποπολυπλεξία σημάτων OTDM στους βασικούς ρυθμούς μετάδοσης [1.32], την ενίσχυση σημάτων με ευαισθησία φάσης (PSA-Phase Sensitive Amplification) για την αναγέννηση σημάτων με διαμόρφωση φάσης [1.37]-[1.38] καθώς και την υλοποίηση διατάξεων αντιστροφής φάσης (phase conjugation) [1.39].

Από τη δεκαετία του 1980 έως και τις μέρες μας (2010), η τεχνολογία των υλικών και των στοιχείων που χρησιμοποιούνται για τη υλοποίηση των υποσυστημάτων οπτικής επεξεργασίας σήματος αναπτύσσεται διαρκώς, παρότι τα φαινόμενα τα οποία αξιοποιούνται (SPM, XPM, FWM), όπως και οι μακροσκοπικές παράμετροι που χαρακτηρίζουν τα υλικά (παράμετρος μη γραμμικότητας, χρωματική διασπορά και μήκος) παραμένουν ως έχουν. Τόσο κατά τη δεκαετία του 1980 όσο και του 1990, το βασικό στοιχείο των μη γραμμικών υποσυστημάτων αποτελούσαν οι ίνες μετατοπισμένης διασποράς (DSF-Dispersion Shifted Fibers). Ο συγκεκριμένος τύπος ινών κατασκευάζεται με τέτοιον τρόπο ώστε το σημείο μηδενικής διασποράς να μετατοπίζεται στη φασματική περιοχή των 1550 nm. Παρότι η παράμετρος μη γραμμικότητας γ αυτών των ινών έχει τιμή παραπλήσια ($\sim$1.5 $W^{-1}km^{-1}$) της τυπικής τιμής των συμβατικών μονορρυθμικών ινών μετάδοσης (SMF-Single-Mode Fibers), η χαμηλή τιμή της χρωματική διασποράς επιτρέπει τη διέγερση μη γραμμικών φαινομένων. Για την επίτευξη όμως μη γραμμικής στροφής φάσης, η οποία να επιτρέπει την αξιοποίηση αυτών των ινών σε υποσυστήματα επεξεργασίας σήματος, απαιτούνται μήκη ίνας μερικών χιλιομέτρων για τα τυπικά επίπεδα ισχύος που χρησιμοποιούνται σε τέτοιου είδους υποσυστήματα [1.33].

Τις ίνες DSF αντικατέστησαν σταδιακά στις διατάξεις επεξεργασίας σήματος οι υψηλά μη γραμμικές ίνες (HNLF-Highly Nonlinear Fibers) [1.40]-[1.41]. Οι HNLF παρουσιάζουν και αυτές χαμηλή τιμή διασποράς, η οποία μπορεί να βρίσκεται στην ομαλή ή ανώμαλη περιοχή λειτουργίας. Διαθέτουν όμως σημαντικά υψηλότερη παράμετρο μη γραμμικότητας (τυπικά >10 $W^{-1}km^{-1}$), η οποία επιτρέπει διατάξεις με μήκη ίνας μερικών εκατοντάδων μέτρων. Η υψηλότερη μη γραμμικότητα επιτυγχάνεται τόσο με τη χρήση επιπλέον προσμίξεων γερμανίου αλλά και τη σημαντική μείωση της ενεργού περιοχής της ίνας.

Το επόμενο βήμα στην τεχνολογία των μη γραμμικών ινών αποτέλεσαν οι ίνες φωτονικών κρυστάλλων (PCF-Photonic Crystal Fibers) [1.42] και οι ίνες οξειδίου του βισμουθίου [1.43]-[1.45]. Οι PCF συμπαγούς πυρήνα έχουν χρησιμοποιηθεί επίσης ευρύτατα σε εφαρμογές οπτικής επεξεργασίας σήματος με τυπικά μήκη ίνας μικρότερα από 100 m. Βασίζουν την ιδιότητα της κυματοδήγησης στη συγκριτικά μικρότερη πυκνότητα οπών αέρα στην περιοχή του πυρήνα από ότι στην περιοχή του μανδύα και παρουσιάζουν μη γραμμικότητα συγκρίσιμη ή και μεγαλύτερη από τις HNLF καθώς και δυνατότητα

καλύτερου ελέγχου των χαρακτηριστικών της χρωματικής διασποράς. Οι ίνες οξειδίου του βισμουθίου (Bi_2O_3) από την άλλη μεριά αποτελούν χαρακτηριστικό παράδειγμα ινών, στις οποίες η αύξηση της μη γραμμικότητας επιτυγχάνεται με τη προσθήκη γυαλιών με χαμηλό σημείο τήξης (soft glasses). Η πρώτη ίνα οξειδίου του βισμουθίου κατασκευάστηκε το 2002 με παράμετρο μη γραμμικότητας γ ~64 $W^{-1}km^{-1}$ [1.43], ενώ μόλις δύο χρόνια αργότερα κατασκευάστηκε ίνα με αντίστοιχη τιμή γ ~1360 $W^{-1}km^{-1}$ [1.44]. Έκτοτε, η χρήση του συγκεκριμένου τύπου ινών για εφαρμογές επεξεργασίας οπτικού σήματος επεκτάθηκε ταχύτατα [1.45], έχοντας το προφανές πλεονέκτημα ότι τα μήκη ίνας που απαιτούνται για τις αντίστοιχες εφαρμογές είναι της τάξης λίγων μέτρων ή ακόμα και μικρότερα από 1 m.

Τέλος, το επόμενο και τελευταίο ως σήμερα βήμα στην τεχνολογία των μη γραμμικών κυματοδηγών για εφαρμογές επεξεργασίας οπτικού σήματος αποτέλεσαν οι ολοκληρώσιμοι χαλκογενικοί κυματοδηγοί, καθώς και οι νανοκυματοδηγοί πυριτίου. Οι χαλκογενικοί κυματοδηγοί παρουσιάζουν παράμετρο μη γραμμικότητας γ ίση με δεκάδες χιλιάδες $W^{-1}km^{-1}$ και έχουν χρησιμοποιηθεί ως σήμερα με μήκη της τάξης του 1 cm για την αναγέννηση σημάτων με βάση το φαινόμενο SPM [1.46] αλλά και την αποπολυπλεξία σημάτων στα 640 Gb/s με τη βοήθεια του φαινομένου FWM [1.47]. Οι νανοκυματοδηγοί πυριτίου από την άλλη μεριά παρουσιάζουν επίσης εξαιρετικά υψηλή μη γραμμικότητα, μικρότερο μέγεθος και συμβατότητα με μία ολόκληρη πλατφόρμα ολοκλήρωσης (silicon photonics), η οποία ολοένα και αποδεικνύεται εξαιρετικά ελπιδοφόρα για το μέλλον των οπτικών και οπτοηλεκτρονικών συστημάτων επεξεργασίας σήματος [1.48]. Οι συγκεκριμένοι κυματοδηγοί παρουσιάζουν βέβαια το πρόβλημα της διφωτονικής απορρόφησης (TPA-Two-Photon Absorption), το οποίο περιορίζει την ταχύτητα επεξεργασίας, και το οποίο όμως έχει ήδη επιλυθεί επιτυχώς με χρήση επιπλέον πολυμερικών υλικών. Οι υβριδικοί μη γραμμικοί κυματοδηγοί πυριτίου-πολυμερών (SOH-Silicon-Organic Hybrid) που έχουν αναπτυχθεί ως σήμερα, διαθέτουν τη δυνατότητα υψίρυθμης λειτουργίας, παρουσιάζουν εξαιρετικά υψηλή τιμή παραμέτρου μη γραμμικότητας γ (~100.000 $W^{-1}km^{-1}$) και έχουν ήδη χρησιμοποιηθεί με μήκη λίγων μόνο χιλιοστών για αποπολυπλεξία από τα 160 Gb/s και μετατροπή μήκους κύματος στα 40 Gb/s με βάση το φαινόμενο FWM [1.49], καθώς και για μετατροπή μήκους κύματος στα 40 Gb/s με βάση το φαινόμενο XPM [1.50].

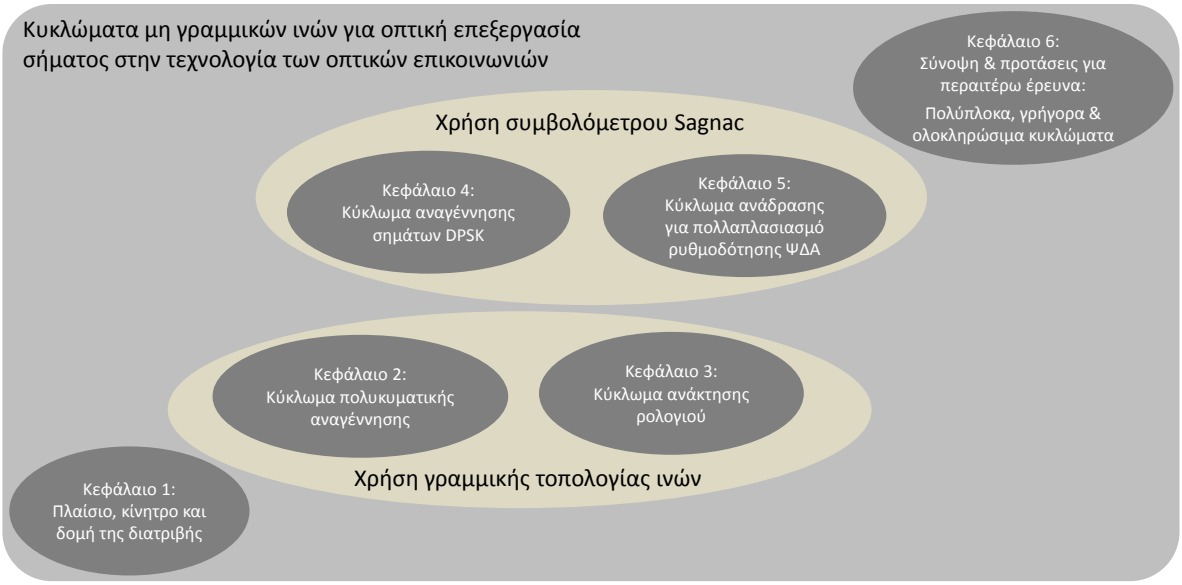
1.4 Κίνητρο και δομή της διατριβής

Η περιγραφή της ενότητας 1.3 κάνει κατανοητή την ιδιαίτερη σημασία που μπορεί να έχει η αξιοποίηση της μη γραμμικότητας Kerr για τη σχεδίαση διατάξεων αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος και συνεπακόλουθα για την επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων πρώτης, δεύτερης και τρίτης γενιάς, όπως αυτή ορίστηκε στην ενότητα 1.2. Ανακεφαλαιώνοντας τις αναφορές των ερευνητικών επιτευγμάτων, γίνεται φανερό ότι τουλάχιστον κατά την τελευταία δεκαετία, οι σχετικές ερευνητικές προσπάθειες ακολούθησαν με προσήλωση το στόχο της αξιοποίησης της δεδομένης δυνατότητας της μη γραμμικότητας Kerr για υψίρυθμη λειτουργία, καθώς επίσης και το στόχο της ανάπτυξης κατάλληλων υλικών και στοιχείων για την υλοποίηση ολοκληρώσιμων διατάξεων

επεξεργασίας σήματος. Αρνητική επίπτωση αυτής της προσήλωσης αποτέλεσε η προσκόλληση σε συγκεκριμένες τεχνικές και εφαρμογές μικρότερης πολυπλοκότητας, όπως η αποπολυπλεξία OTDM και η μετατροπή μήκους κύματος, και αντίστοιχα η μείωση της έντασης των προσπαθειών για ανάπτυξη συστημάτων μεγαλύτερης πολυπλοκότητας και λειτουργικότητας, καθώς και για την αξιοποίηση άλλων μοναδικών, αλλά μη επιβεβαιωμένων χαρακτηριστικών της μη γραμμικότητας Kerr, όπως η δυνατότητα ταυτόχρονης επεξεργασίας πολλαπλών καναλιών WDM.
Μέσα σε αυτό το πλαίσιο, η παρούσα διατριβή προσανατολίστηκε και δομήθηκε με κίνητρο την ανάπτυξη διατάξεων επεξεργασίας σήματος με μη γραμμικές ίνες, οι οποίες θα ανιχνεύουν τα όρια της συγκεκριμένης τεχνολογίας όσον αφορά τη δυνατότητα πολυκυματικής λειτουργίας, τη συμβατότητα με καινοτόμα σχήματα διαμόρφωσης των οπτικών σημάτων, την πολυπλοκότητα και τη σύνθετη λειτουργικότητα. Η συνεισφορά επομένως της διατριβής συνίσταται στην πρόταση και ανάπτυξη καινοτόμων τεχνικών και μεθόδων (concepts), οι οποίες επεκτείνουν πολυδιάστατα το πεδίο εφαρμογών της μη γραμμικότητας Kerr για επεξεργασία σήματος στις οπτικές επικοινωνίες, και οι οποίες είναι συμβατές και συμπληρωματικές ως προς τις δεδομένες προσπάθειες για επίτευξη υψηλότερης ταχύτητας λειτουργίας και ολοκλήρωσης των οπτικών κυκλωμάτων.
Πιο συγκεκριμένα, στα πλαίσια της διατριβής αναπτύχθηκαν και επιδείχθηκαν πειραματικά τέσσερα διεθνώς πρωτότυπα κυκλώματα οπτικής επεξεργασία σήματος, τα οποία αφορούν:

1. Κύκλωμα ταυτόχρονης αναγέννησης πολλαπλών καναλιών WDM, με χρήση μη γραμμικών ινών σε γραμμική τοπολογία, εκμετάλλευση του φαινομένου SPM και διαχείριση διασποράς [1.51]-[1.54].
2. Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από σύγχρονα ή ασύγχρονα οπτικά πακέτα σε κόμβους οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς. Το συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιεί οπτικό περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας σε γραμμική τοπολογία, ο οποίος βασίζει τη λειτουργία του στο φαινόμενο SPM [1.55]-[1.57].
3. Κύκλωμα αναγέννησης οπτικών σημάτων με διαφορική κωδικοποίηση ολίσθησης φάσης (DPSK-Differential Phase-Shift Keying), το οποίο βασίζεται σε συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας και εκμετάλλευση του φαινομένου XPM [1.58]-[1.59].
4. Κύκλωμα ανάδρασης για τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ψευδοτυχαίων δυαδικών ακολουθιών (ΨΔΑ), οι οποίες χρησιμοποιούνται κατ'αποκλειστικότητα για τον έλεγχο λειτουργίας συστημάτων, υποσυστημάτων και διατάξεων στην τεχνολογία των τηλεπικοινωνιών. Το συγκεκριμένο κύκλωμα βασίστηκε στην οπτική υλοποίηση της λογικής πύλης OR και διάταξης μετατροπής μήκους κύματος με τη βοήθεια συμβολόμετρων Sagnac μη γραμμικής ίνας και την εκμετάλλευση του φαινομένου XPM [1.60]-[1.61].

Και τα τέσσερα οπτικά κυκλώματα υλοποιήθηκαν και επιδείχθηκαν πειραματικά στην περιοχή ρυθμών μετάδοσης των 40 Gb/s, αλλά η δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας τους σε υψηλότερες ταχύτητες είναι δεδομένη λόγω των ιδιοτήτων της μη γραμμικότητας Kerr. Επιπλέον, για την υλοποίησή τους χρησιμοποιήθηκαν συμβατικές οπτικές ίνες και συμβατικές υψηλά μη γραμμικές οπτικές ίνες, με την εξαίρεση του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, στο οποίο χρησιμοποιήθηκε μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου. Η συμβατότητα και των υπόλοιπων κυκλωμάτων με τη χρήση ινών βισμουθίου ή



Σχήμα 1.1: Διάρθρωση της διατριβής.

ολοκληρώσιμων υλικών, είναι επί της αρχής υπαρκτή αλλά προϋποθέτει την περαιτέρω βελτίωση της μη γραμμικότητας αυτών των υλικών, τη μείωση των απωλειών τους και την ανάπτυξη συμβολομετρικών διατάξεων με βάση αυτά τα υλικά για την περίπτωση του αναγεννητή DPSK και του κυκλώματος πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ.

Όπως ήδη αναφέρθηκε, τα τέσσερα κυκλώματα που αναπτύχθηκαν βασίζονται στη μη γραμμικότητα Kerr και συγκεκριμένα στα φαινόμενα SPM και XPM. Καθώς τα συγκεκριμένα φαινόμενα είναι πλήρως μελετημένα και οι εξισώσεις που τα διέπουν είναι ήδη γνωστές [1.21], η αναφορά στη βασική θεωρία είναι η ελάχιστη δυνατή σε όλη την έκταση της διατριβής και περιορίζεται στα απολύτως απαραίτητα για τη συνεκτικότητα της παρουσίασης των επιμέρους τεχνικών και την κατανόηση της λειτουργίας των κυκλωμάτων. Για την προσομοιωτική μελέτη των τεσσάρων κυκλωμάτων, επιχειρήθηκε κατά το αρχικό στάδιο της διατριβής η αξιολόγηση της συμβατότητας της μεθόδου των σειρών Volterra, η οποία χρησιμοποιείται με επιτυχία στη μοντελοποίηση των μη γραμμικών φαινομένων κατά τη μετάδοση σημάτων WDM σε οπτικές ζεύξεις [1.62]-[1.63]. Διαπιστώθηκε όμως γρήγορα ότι η συγκεκριμένη μέθοδος αποκλίνει ταχύτατα για συστήματα ισχυρής μη γραμμικότητας, όπως είναι οι διατάξεις αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος, και για το λόγο αυτό υιοθετήθηκε στη θέση της η συμβατική μέθοδος Split-Step Fourier (SSF) [1.21] για την επίλυση των βασικών εξισώσεων διάδοσης. Η συγκεκριμένη μέθοδος υλοποιείται από την εμπορικά διαθέσιμη πλατφόρμα προσομοίωσης VPItransmissionMaker [1.64], η οποία και χρησιμοποιήθηκε για την πραγματοποίηση των μελετών προσομοίωσης που παρουσιάζονται στα επιμέρους κεφάλαια της διατριβής. Με βάση τα παραπάνω, η δομή της διατριβής διαμορφώνεται στα επόμενα κεφάλαια ως εξής:

Στο Κεφάλαιο 2 περιγράφεται το ερευνητικό και τεχνοοικονομικό κίνητρο για την ανάπτυξη αναγεννητικών διατάξεων, οι οποίες είναι σε θέση να επεξεργάζονται ταυτόχρονα περισσότερα του ενός κανάλια σε WDM ζεύξεις οπτικών δικτύων. Παρουσιάζεται ο οπτικός αναγεννητής Mamyshev, και αναλύεται ο τρόπος που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της διατριβής για την πολυκυματική επέκταση της λειτουργίας του συγκεκριμένου αναγεννητή με χρήση διαχείρισης διασποράς. Στη συνέχεια παρουσιάζονται αποτελέσματα

προσομοιώσεων και πειραματικά αποτελέσματα από την υλοποίηση του κυκλώματος στα 10 και 40 Gb/s.

Στο Κεφάλαιο 3 περιγράφεται η ανάγκη κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού για λειτουργίες συγχρονισμού και γενικότερα επεξεργασίας πακέτων σε κόμβους οπτικών δικτύων τρίτης γενιάς, και παρουσιάζεται σύντομα η βέλτιστη τεχνική ανάκτησης ρολογιού από πακέτα μικρού μήκους, η οποία βασίζεται στη χρήση φίλτρου Fabry-Perot (FPF-Fabry-Perot Filter) και οπτικού περιοριστή ισχύος. Στη συνέχεια αναλύεται το προτεινόμενο κύκλωμα περιοριστή οπτικής ισχύος με χρήση μη γραμμικής ίνας και παρουσιάζονται τα αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s, καθώς και τα αποτελέσματα προσομοίωσης για την επέκταση της λειτουργίας στα 160 Gb/s και υψηλότερα.

Στο Κεφάλαιο 4 περιγράφεται η θεωρητική, προσομοιωτική και πειραματική μελέτη κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK, με χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας. Η παρουσίαση της θεωρητικής μελέτης περιλαμβάνει μία σύντομη περιγραφή του μη γραμμικού συμβολόμετρου Sagnac, καθώς και εκτενέστερη περιγραφή της δομής και των αποτελεσμάτων της ίδιας της μελέτης, η οποία βασίζεται στην ανάλυση της λειτουργίας της διάταξης στο πεδίο της συχνότητας. Η προσομοιωτική μελέτη αφορά στα χαρακτηριστικά λειτουργίας του κυκλώματος στα 40 αλλά και τα 160 Gb/s. Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την πρώτη πειραματική επιβεβαίωση της αρχής λειτουργίας της συγκεκριμένης μεθόδου, η οποία πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της διατριβής στα 40 Gb/s.

Στο Κεφάλαιο 5 περιγράφεται η σχεδίαση και υλοποίηση του οπτικού κυκλώματος ανάδρασης για τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ. Παρουσιάζεται η δυσκολία αλλά και η ιδιαίτερη σημασία της υλοποίησης κυκλωμάτων ανάδρασης για σύνθετες λειτουργίες οπτικής επεξεργασίας σήματος, αναλύεται η αρχή λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος και περιγράφεται η οπτική υλοποίηση της λογικής πύλης OR με χρήση του συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας. Τέλος παρουσιάζεται η υλοποίηση του κυκλώματος και τα πειραματικά αποτελέσματα για λειτουργία στα 50 Gb/s.

Στο Κεφάλαιο 6 συνοψίζονται και αποτιμώνται τα αποτελέσματα της διατριβής και διατυπώνονται προτάσεις για περαιτέρω έρευνα, οι οποίες σε αναλογία με όσα αναφέρονται στο παρόν εισαγωγικό κεφάλαιο κινούνται σε τρεις βασικούς άξονες: τη σχεδίαση και υλοποίηση οπτικών κυκλωμάτων επεξεργασίας σήματος υψηλότερης πολυπλοκότητας, σε υψηλότερες ταχύτητες και με χρήση ολοκληρώσιμων στοιχείων.

Στο Παράρτημα Α, παρουσιάζονται επιπλέον τα ενδιάμεσα βήματα της μαθηματικής ανάλυσης που πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της θεωρητικής μελέτης του κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK.

Τέλος, στο Παράρτημα Β 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] http://www.scientificamerican.com/article.cfm?id=the-laser-at-about-40

[1.2] http://www.alcatel.com/submarine/refs/cibles/nse/tat8.htm

[1.3] ING wholesale banking, "European telecoms, CityNet Amsterdam: Fibre-to-the-home, is becoming a reality", Sector Update, Western Europe, 24 February 2006.

[1.4] I. P. Kaminow and T. L. Koch, "Optical fiber telecommunications IIIB", Academic Press Inc., NY, 1997.

[1.5] S.A. Hamilton, B.S. Robinson, T.E. Murphy, S.J. Savage, E.P. Ippen,"100 Gb/s optical time-division multiplexed networks," J. Lightwave Technol. 20, December 2002, pp. 2086-2100.

[1.6] A.H. Gnauck et al, "25.6-Tb/s WDM Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals," J. Lightwave Technol. 26 (1), January 2008, pp. 79-84.

[1.7] H. C. Hansen Mulvad, L. K. Oxenløwe, M. Galili, A. T. Clausen, L. Grüner-Nielsen, P. Jeppesen, "1.28 Tbit/s single-polarisation OTDM-OOK data generation and demux", Electronics Letters, 45 (5), February 2009, pp. 280-281.

[1.8] H. C. Hansen Mulvad, M. Galili, L. K. Oxenløwe, H. Hu, A. T. Clausen, J. B. Jensen, C. Peucheret, and P. Jeppesen, Demonstration of 5.1 Tbit/s data capacity on a single-wavelength channel." Optics Express, 18 (2), 2010, pp. 1438-1443.

[1.9] A. Suzuki et al., "8x160 Gb/s (1.28Tb/s) DWDM/OTDM unrepeatered transmission over 140 km standard fiber by semiconductor-based devices", 29th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2003, vol. 1, Mo3.6.1, pp. 44-47, Rimini, Italy, 2003.

[1.10] http://www.ciena.com/files/The_Road_to_100G_Networking_WP.pdf

[1.11] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.

[1.12] A. Jourdan et al., "The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks," IEEE Commun. Mag., 39, March 2001, pp. 136-141.

[1.13] K. Vlachos et al., "Ultrafast time domain technology and its application in all-optical signal processing," J. of Lightwave Technol. 21 (9), September 2003, pp. 1857-1868.

[1.14] Shun Yao et al., "All-optical packet switching for Metropolitan Area Networks: Opportunities and Challenges," IEEE Commun. Mag. March 2001, pp. 142-148.

[1.15] I. Baldine et al, "JumpStart: a just-in-time signaling architecture for WDM burst-switched networks," IEEE Communications Magazine, 40 (2), February 2002, pp. 82-89.

[1.16] E. Desurvire, D. Bayart, B. Destieux and S. Bigo, "Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Device and System Developments", John Wiley & Sons Inc., NY, 2nd Ed., 2002.

[1.17] K. Huybrechts, G. Morthier, R. Baets, "Fast all-optical flip-flop based on a single distributed feedback laser diode," OSA Optics Express 16 (15), July 2008, pp. 11405-11410.

[1.18] L. Huo, Y. Yang, Y. Nan, C. Lou, and Y. Gao, "A Study on the Wavelength Conversion and All-Optical 3R Regeneration Using Cross-Absorption Modulation in a Bulk Electroabsorption Modulator," J. Lightwave Technol. 24 (8), August 2006, pp. 3035-3044.

[1.19] E. Kehayas et al," 40-Gb/s All-Optical Processing Systems Using Hybrid Photonic Integration Technology", OSA/IEEE J. of Lightwave Technol. 24 (12), December 2006, pp. 4903 – 4911.

[1.20] C. Langrock, S. Kumar, J. E. McGeehan, A. E. Willner, and M. M. Fejer, "All-Optical Signal Processing Using $\chi(2)$ Nonlinearities in Guided-Wave Devices," J. Lightwave Technol. 24 (7), July 2006, pp. 2579-2592.

[1.21] Govind P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics," Third Edition, Academic Press, New York, 2001.

[1.22] S. Cierullies, M. Krause, H. Renner, E. Brinkmeyer, "Experimental and Numerical Study of the Switching Dynamics of Raman Fiber Lasers," Appl. Phys. B 80 (2), 2005, pp. 177-183.

[1.23] M. N. Islam, "Raman Amplifiers for Telecommunications," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 8 (3), May/June 2002, pp. 548-559.

[1.24] D. Dahan, R. Alizon, A. Bilenca, and G. Eisenstein, "Optical noise reduction in inter-band Raman mediated wavelength conversion," Electron. Lett., 39, February 2003, pp. 307–309.

[1.25] S. V. Chernikov, E. M. Dianov, D. J. Richardson, and D. N. Payne, "Soliton pulse compression in dispersion-decreasing fiber," Opt. Lett. 18, 1993, pp. 476-478.

[1.26] Π. Μπακόπουλος, «Ευρυζωνικά φωτονικά συστήματα παραγωγής και επεξεργασίας σήματος με ισχυρά μη-γραμμικές οπτικές ίνες, με εφαρμογή σε τηλεπικοινωνίες και βιοϊατρική απεικόνιση», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2010.

[1.27] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," in ECOC 1998, Madrid Spain, September 1998, pp. 475–476.

[1.28] Ch. Kouloumentas, A. Tzanakaki, and I. Tomkos, "All-Optical Multicasting Subsystem with Regenerative Capabilities," in CSNDSP 2006, paper B3.1, Patras Greece, 19-21 July 2006.

[1.29] J. Yu, X. Zheng, F. Liu, A. Buxens and P. Jeppesen, "Simultaneous realization wavelength conversion and signal regeneration using a nonlinear optical loop mirror," Opt. Comm. 175 (1-3), February 2000, pp. 173-177.

[1.30] K. Cvecek, K. Sponsel, G. Onishchukov, B. Schmauss, and G. Leuchs, **"**2R-regeneration of an RZ-DPSK signal using a nonlinear amplifying loop mirror," IEEE Photon. Technol. Lett. 19 (3), February 2007, pp. 146-148.

[1.31] H. Mulvad et al, "1.28 Tbit/s single-polarisation serial OOK optical data generation and demultiplexing," Electron. Lett. 45 (5), February 2009, pp. 280-281.

[1.32] L.K. Oxenløwe, M. Galili, H.C.H. Mulvad, A.T. Clausen, H. Ji and P. Jeppesen, "640 Gbit/s Optical Signal Processing," in OFC 2009, paper OThF3, San Diego USA, March 2009.

[1.33] Y. Jianjun, Q. Yujun, P. Jeppesen, S.N. Knudsen, "Construction of a Single/multiple Wavelength RZ Optical Pulse Source at 40 GHz by Use of Wavelength Conversion in a High-nonlinearity DSF-NOLM," in OFC 2001, USA, vol 3, pp. WDD8-1 – WDD8-4.

[1.34] P. Bakopoulos, O. Zouraraki, K. Vyrsokinos and H. Avramopoulos, "2x2 Exchange/Bypass Switch using 0.8m of Highly Nonlinear Bismuth Oxide Fiber," IEEE Photon. Technol. Lett. 19 (10), May 2007, pp. 723-726.

[1.35] Y. Miyoshi, K. Ikeda, H. Tobioka, T. Inoue, S. Namiki, and K. Kitayama1, "Ultrafast all-optical logic gate using a nonlinear optical loop mirror based multi-periodic transfer function," OSA Optics Express, 16 (4), February 2008, pp. 2570-2577.

[1.36] M. Galili et al, "640 Gbit/s Optical Wavelength Conversion using FWM in a Polarisation Maintaining HNLF", in ECOC 2008, paper Tu.3.D.5, Brussels Belgium, September 2008.

[1.37] K. Croussore, I. Kim, C. Kim, Y. Han, and G. Li, "Phase-and-amplitude regeneration of differential phase-shift keyed signals using a phase sensitive amplifier," OSA Opt. Express, 14 (6), pp. 2085-2094, 2006.

[1.38] F. Parmigiani, "All-optical phase regeneration of 40Gbit/s DPSK signals in a black-box phase sensitive amplifier," in OFC 2010, paper PDPC3, San Diego USA, March 2010.

[1.39] Xiupu Zhang and Bo F. Jørgensen, "Analysis of polarization-insensitive optical phase conjugation in a dispersion-shifted fiber," Opt. Lett. 21 (11), June 1996, pp. 791-793.

[1.40] T. Inoue, T. Yagi, and S. Namiki, "Highly nonlinear fiber devices for optical networks," in *LEOS Annual Meeting 2005*, paper MO4, pp. 157-158, 22-28 Oct. 2005.

[1.41] http://www.specialtyphotonics.com/products/specialty_fiber_optics.php

[1.42] P. St. J. Russell, "Photonic crystal fibers," Science 299, 2003, pp. 358-362.

[1.43] K. Kikuchi, K. Taira and N. Sugimoto, "Highly nonlinear bismuth oxide-based glass fibres for all-optical signal processing", Electron. Lett. 38 (4), 2002, pp. 166-167.

[1.44] N. Sugimoto, T. Nagashima, T. Hasegawa, S. Ohara, K. Taira, and K. Kikuchi, "Bismuth-based optical fiber with nonlinear coefficient of 1360 W^{-1} km^{-1}," in OFC 2004, paper PDP26, Los Angeles USA, 2004.

[1.45] M.P. Fok, C. Shu, "Recent advances in optical processing techniques using highly nonlinear bismuth oxide fiber," IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron. 14 (3), May 2008, pp. 587-598.

[1.46] V.G Ta'eed et al, "Self-phase modulation-based integrated optical regeneration in chalcogenide waveguides," J. Sel. Top. Quantum Electron. 12 (3), May/June 2006, pp. 360-370.

[1.47] Michael Galili et al, "Breakthrough switching speed with an all-optical chalcogenide glass chip: 640 Gbit/s demultiplexing," OSA Opt. Express 17, 2009, pp. 2182-2187.

[1.48] http://www.ict-boom.eu/

[1.49] C. Koos et al, "All-optical high-speed signal processing with silicon–organic hybrid slot waveguides," Nature Photon. 3, April 2009, pp. 216–219.

[1.50] T. Vallaitis et al, "All-optical wavelength conversion using cross-phase modulation at 42.7 Gbit/s in silicon-organic hybrid (SOH) waveguides," in Photonics in Switching (PS 2009), paper PDP3, Pisa Italy, September 2009.

[1.51] Ch. Kouloumentas, P. Vorreau, L. Provost, P. Petropoulos, W. Freude, J. Leuthold, I. Tomkos, "All-Fiberized Dispersion-Managed Multichannel Regeneration at 43 Gb/s," IEEE Photon. Technol. Lett. 20 (22), November 2008, pp. 1854-1856.

[1.52] Ch. Kouloumentas, L. Provost, F. Parmigiani, S. Tsolakidis, P. Petropoulos, I. Tomkos, D.J. Richardson, "Four-Channel All-Fibre Dispersion-Managed 2R Regenerator," IEEE Photon. Technol. Lett. 20 (13), July 2008, pp. 1169-1171.

[1.53] P. Vorreau, Ch. Kouloumentas, L. Provost, I. Tomkos, W. Freude, J. Leuthold, "Simultaneous processing of 43 Gb/s WDM channels by a fiber-based dispersion-managed 2R regenerator," in ECOC 2008, paper Th.1.B.3, Brussels Belgium, 21-25 September 2008.

[1.54] L. Provost, Ch. Kouloumentas, F. Parmigiani, S. Tsolakidis, I. Tomkos, P. Petropoulos, D. J. Richardson, "Experimental Investigation of a Dispersion-Managed Multi-Channel 2R Optical Regenerator," in OFC 2008, paper OThJ3, San Diego USA, 25-28 February 2008.

[1.55] Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, I. Tomkos, "Packet Clock Recovery Using a Bismuth Oxide Fiber-based Optical Power Limiter", OSA Optics Express, 15, July 2007, pp. 9948-9953.

[1.56] Ch. Kouloumentas, A. Tzanakaki, and I. Tomkos, "Clock Recovery at 160 Gb/s and beyond, using a Fiber-Based Optical Power Limiter," IEEE Photon. Technol. Lett. 18 (22), November 2006, pp. 2365-2367.

[1.57] Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, I. Tomkos, "Packet clock recovery at 40 Gb/s and beyond, using a Fabry-Perot filter and an optical power limiter based on a bismuth oxide fiber," in CLEO Europe 2007, paper CI7-4-THU, Munich Germany, 17-22 Jun 2007.

[1.58] Ch. Kouloumentas, M. Mpougioukos, A. Maziotis, and H. Avramopoulos, "DPSK Regeneration at 40 Gb/s and Beyond Using a Fiber-Sagnac Interferometer," IEEE Photonics Technology Letters, IEEE Photon. Technol. Lett. 22 (16), August 2010, pp. 1187-1189.

[1.59] Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, A. Maziotis, and H. Avramopoulos, "Phase-incoherent DPSK regeneration using a fiber-Sagnac interferometer," in OFC 2010, paper OMT5, San Diego, 21-25 March 2010.

[1.60] Ch. Kouloumentas, C. Stamatiadis, P. Zakynthinos, and H. Avramopoulos, "Repetition Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences," IEEE Photon. Technol. Lett. 21 (27), April 2009, pp. 456-458.

[1.61] C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, P. Zakynthinos, and H. Avramopoulos**,** "Rep Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences," OFC 2009, paper OThF1, San Diego USA, March 2009.

[1.62] K. Peddanarappagari and M. Brandt-Pearce, "Volterra Series Approach for Optimizing Fiber-Optic Communications System Designs," OSA/IEEE J. Lightwave Technol. 16 (11), November 1998, pp. 2046-2055.

[1.63] B. Xu and M. Brandt-Pearce, "Comparison of FWM- and XPM-Induced Crosstalk Using the Volterra Series Transfer Function Method," OSA/IEEE J. Lightwave Technol. 21 (1), January 2003, pp. 40-53.

[1.64] http://www.vpisystems.com/

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Οπτική αναγέννηση σημάτων WDM με χρήση μη γραμμικών ινών και διαχείριση διασποράς

Η αναγέννηση των οπτικών σημάτων (signal regeneration) είναι αναμφισβήτητα μία από τις πιο βασικές λειτουργίες στα σημερινά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών. Πολύ δε περισσότερο, είναι βέβαιο ότι θα αποτελέσει μία ιδιαίτερα κρίσιμη διεργασία στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα, καθώς ένα μέρος της ευφυούς ψηφιακής επεξεργασίας των σημάτων, το οποίο σήμερα διεξάγεται από ηλεκτρονικά ψηφιακά κυκλώματα, αναμένεται να πραγματοποιείται απευθείας στο οπτικό επίπεδο (optical layer) και επομένως θα απαιτεί υψηλή ποιότητα των σημάτων [2.1]. Με τον όρο αναγέννηση περιγράφεται η διεργασία και το αποτέλεσμα της διεργασίας κατά την οποία αποκαθίσταται η ποιότητα των οπτικών σημάτων μετά από μετάδοση σε οπτικές ίνες ή επεξεργασία από αμιγώς οπτικά κυκλώματα. Διακρίνεται δε σε απλή επανενίσχυση (1R-reamplification), επανενίσχυση και αποκατάσταση κυματομορφής (2R-reamplication and reshaping) ή επανενίσχυση, αποκατάσταση κυματομορφής και επανασυγχρονισμό (3R-reamplification, reshaping and retiming). Τέλος, για οπτικά σήματα διαμορφωμένα κατά φάση η αναγέννηση μπορεί να περιλαμβάνει και μία επιπλέον λειτουργία, η οποία αφορά την αποκατάσταση φάσης (rephasing).

Η αλλοίωση των βασικών χαρακτηριστικών των οπτικών σημάτων οφείλεται σε πλήθος γραμμικών και μη γραμμικών φυσικών φαινομένων, τα οποία λαμβάνουν χώρα κατά τη διάδοση των σημάτων μέσα σε οπτικές ίνες ή γενικότερα οπτικούς κυματοδηγούς. Η εξασθένιση που υφίστανται τα σήματα και η οποία έχει τυπική τιμή 0.25 dB/km για συμβατικές μονορρυθμικές ίνες μετάδοσης (SMF-Single Mode Fiber) καθιστά απαραίτητη την περιοδική επανενίσχυση των σημάτων κατά τη διάδοσή τους με τη χρήση οπτικών ενισχυτών ίνας ερβίου (EDFA). Πλήθος άλλων φαινομένων όπως η παραμένουσα χρωματική διασπορά, η διασπορά τρόπων πόλωσης (PMD-Polarization Mode Dispersion), τα μη ιδανικά χαρακτηριστικά των οπτικών φίλτρων, η συσσώρευση του θορύβου ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (ASE-Amplified Spontaneous Emission), καθώς και τα ενδοκαναλικά (intra-channel) και διακαναλικά (inter-channel) μη γραμμικά φαινόμενα έχουν ως αποτέλεσμα την αλλοίωση της κυματομορφής και τον αποσυγχρονισμό των σημάτων, τα οποία μεταφράζονται σε διακυμάνσεις της ισχύος κορυφής μέσα σε χρονοσχισμές που αντιστοιχούν σε λογικά δυφία '1', τη γέννηση παλμών φαντασμάτων (ghost pulses) σε χρονοσχισμές που αντιστοιχούν σε λογικά δυφία '0', καθώς και τη δημιουργία χρονικής ολίσθησης των παλμών (timing jitter) [2.2].

Παραδείγματα μη γραμμικών φαινομένων που οδηγούν σε αυτού του είδους τις αλλοιώσεις αποτελούν η αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM) [2.3], η ενδοκαναλική/διακαναλική μίξη τεσσάρων φωτονίων (FWM) [2.4] και η ενδοκαναλική/διακαναλική ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM) [2.5].

Με εξαίρεση την απλή περίπτωση 1R αναγέννησης, η οποία ήδη από τις αρχές της δεκαετίας του '90 πραγματοποιείται αμιγώς οπτικά με τη χρήση οπτικών ενισχυτών ίνας ερβίου (EDFA), τα σημερινά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών χρησιμοποιούν ακόμα οπτοηλεκτρονικές λύσεις για να παρέχουν τις περισσότερο πολύπλοκες αναγεννητικές λειτουργίες της αποκατάστασης κυματομορφής (2R) και του επανασυγχρονισμού (3R) των οπτικών σημάτων. Οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται ονομάζονται επαναλήπτες (repeaters) και η διαδικασία την οποία επιτελούν περιλαμβάνει την ανίχνευση των οπτικών σημάτων με φωτοδιόδους, την επεξεργασία των ηλεκτρικών σημάτων με τη βοήθεια ηλεκτρονικών ψηφιακών κυκλωμάτων και την εκ νέου μετατροπή στο οπτικό πεδίο για περαιτέρω μετάδοση των αναγεννημένων οπτικών σημάτων. Η συνολική διαδικασία ονομάζεται οπτο-ηλεκρο-οπτική μετατροπή (o/e/o-opto-electro-optical conversion) και βασίζεται στην ώριμη και αξιόπιστη τεχνολογία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων επεξεργασίας σήματος.

Παρά την αξιοπιστία τους οι οπτοηλεκτρονικοί αναγεννητές παρουσιάζουν δύο πολύ σημαντικά μειονεκτήματα. Το πρώτο σχετίζεται με την πεπερασμένη ταχύτητα λειτουργίας τους, καθώς αυτή περιορίζεται από την ταχύτητα επεξεργασίας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Οι ηλεκτρονικές διατάξεις φαίνεται να έχουν ήδη προσεγγίσει τα πρακτικά όρια ταχύτητας λειτουργίας, τα οποία δεν υπερβαίνουν κατά πολύ τα 80 Gb/s [2.6]. Την ίδια στιγμή οι τεχνικές οπτικής πολυπλεξίας χρόνου (OTDM) επιτρέπουν την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης δεδομένων έως και 1.28 Tb/s σε ένα μόνο οπτικό κανάλι [2.7], οι οποίοι μπορούν να διπλασιαστούν ή και να τετραπλασιαστούν με χρήση πολυπλεξίας πόλωσης (PM–Polarization Multiplexing) και πολυεπίπεδων (multi-level) σχημάτων διαμόρφωσης [2.8]. Γίνεται λοιπόν φανερό ότι στην περίπτωση υψίρυθμων οπτικών σημάτων οι o/e/o αναγεννητές προκαλούν συμφόρηση και μειώνουν τις εν δυνάμει επιδόσεις του δικτύου, καθιστώντας αδύνατη την πλήρη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης που παρέχουν τα οπτικά συστήματα μετάδοσης.

Το δεύτερο και ίσως σημαντικότερο μειονέκτημα των o/e/o αναγεννητών σχετίζεται με τις κακές ιδιότητες κλιμάκωσης (scalability) που παρουσιάζουν κατά τη λειτουργία σε οπτικό σύστημα μετάδοσης πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματους (WDM). Η κακή κλιμάκωση οφείλεται στο ότι ένας o/e/o αναγεννητής μπορεί να επεξεργαστεί ένα μόνο οπτικό κανάλι κάθε φορά, και επομένως ο αριθμός των αναγεννητών που απαιτείται για την αναγέννηση ένος WDM σήματος ισούται με τον αριθμό των πολυπλεγμένων καναλιών, δημιουργώντας σημαντικά ζητήματα πολυπλοκότητας, κόστους και κατανάλωσης ενέργειας για τους κόμβους αναγέννησης ενός οπτικού δικτύου. Είναι χαρακτηριστική για το μέγεθος και τη σημαντικότητα του συγκεκριμένου προβλήματος η κοινή πεποίθηση στον ερευνητικό και εμπορικό χώρο των οπτικών επικοινωνιών ότι η ανάπτυξη αξιόπιστων τεχνικών και αντίστοιχων υποσυστημάτων τα οποία θα μπορούσαν να παρέχουν ταυτόχρονα αναγεννητικές λειτουργίες σε όλα τα κανάλια που συνθέτουν ένα WDM σήμα, θα ήταν ικανή να επιφέρει μία επανάσταση στο χώρο των οπτικών επικοινωνιών, αντίστοιχη με

αυτήν που επέφερε η ανάπτυξη των οπτικών ενισχυτών ίνας ερβίου στις αρχές της δεκαετίας του 1990 [2.9]. Τελειώνοντας τη σύντομη περιγραφή των μειονεκτημάτων των o/e/o αναγεννητών θα πρέπει να αναφερθεί επίσης η αδυναμία τους για ταυτόχρονη επεξεργασία οπτικών σημάτων διαφορετικών ρυθμών μετάδοσης και σχημάτων διαμόρφωσης (modulation formats), η οποία περιορίζει την ευελιξία και διαφάνεια που αποτελούν ζητούμενο στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα επικοινωνιών.

Καθώς τα προαναφερθέντα προβλήματα είναι άρρηκτα συνδεδεμένα με την οπτοηλεκτρονική φύση των συμβατικών αναγεννητών, αποτελεί κοινή πεποίθηση ότι μπορούν να ξεπεραστούν μόνο με την χρήση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων αναγέννησης. Τις τελευταίες δύο δεκαετίες έχει σημειωθεί αλματώδη πρόοδο στην ανάπτυξη αμιγώς οπτικών τεχνικών για 2R και 3R αναγέννηση, οι οποίες ταξινομούνται σε δύο κύριες κατηγορίες αναλόγως με το αν η απαραίτητη για την πράξη της αναγέννησης μη γραμμικότητα βασίζεται στη χρήση ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών (SOA) ή τη χρήση μη γραμμικών οπτικών ινών.

Κατά τη διάδοσή τους μέσα από την ενεργό περιοχή των SOA, τα οπτικά σήματα ενισχύονται λόγω εξαναγκασμένης αποδιέγερσης των φορέων του ημιαγωγού, και μεταβάλλουν τη φάση τους σύμφωνα με το δείκτη διάθλασης, ο οποίος είναι συνάρτηση του αριθμού των διεγερμένων φορέων και επομένως του κέρδους που παρέχεται [2.10]. Η αναγέννηση των οπτικών σημάτων με χρήση SOA βασίζεται κατά κύριο λόγο σε συμβολομετρικές διατάξεις μεταγωγής όπως το συμβολόμετρο Sagnac με SOA (SLALOM-Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror) [2.11], το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας (UNI-Ultrafast Nonlinear Interferometer) [2.12] και το συμβολόμετρο Mach-Zehnder [2.13]. Σε όλες αυτές τις διατάξεις το προς αναγέννηση οπτικό σήμα που περιέχει την κωδικοποιημένη πληροφορία, εισέρχεται ως σήμα ελέγχου σε έναν τουλάχιστον SOA της διάταξης ταυτόχρονα με ένα καθαρό σήμα εισόδου. Το σήμα ελέγχου διαμορφώνει το κέρδος και συνεπώς και το δείκτη διάθλασης του SOA. Οι μεταβολές καταγράφονται από το σήμα εισόδου μέσω των φαινομένων της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (XGM-cross-gain modulation) και ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) αντίστοιχα, επηρεάζοντας εν συνεχεία το σχήμα της συμβολής. Χρησιμοποιώντας κατάλληλα επίπεδα οπτικής ισχύος και κορεσμού των SOA, το αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι η λήψη στην έξοδο της διάταξης ενός σήματος με αναγεννημένα χαρακτηριστικά σε σύγκριση με το σήμα ελέγχου. Η αναγέννηση περιορίζεται σε 2R όταν το σήμα εισόδου είναι συνεχούς κύματος (CW-Continuous Wave), ενώ μετατρέπεται σε 3R όταν το σήμα εισόδου είναι οπτικό ρολόι (optical clock), το οποίο περιέχει εγγενώς το σωστό χρονισμό [2.13]. Οι οπτικοί αναγεννητές αυτής της κατηγορίας έχουν προσελκύσει ιδιαίτερο ενδιαφέρον λόγω των μικρών διαστάσεων των SOA (τυπικό μήκος της τάξης 1-2 mm) και επομένως της δυνατότητας ολοκλήρωσής τους με αξιοποίηση τεχνικών ολοκλήρωσης ημιαγωγών από το πεδίο της ηλεκτρονικής. Από την άλλη μεριά, η συγκεκριμένη κατηγορία αναγεννητών δεν επιλύει επί της ουσίας τα δύο προβλήματα που παρουσιάζουν οι οπτοηλεκτρονικοί αναγεννητές. Η ταχύτητα λειτουργίας των διατάξεων περιορίζεται και πάλι, αυτήν τη φορά από την ταχύτητα λειτουργίας των SOA, η οποία με τη σειρά της καθορίζεται από το χρόνο ζωής των ελεύθερων φορέων και επομένως από το χρόνο ανάκαμψης του ημιαγωγού [2.14]. Πολύ δε περισσότερο, οι αναγεννητικές διατάξεις

αυτής της κατηγορίας παραμένουν αυστηρά μονοκυματικές, καθώς δεν έχουν τη δυνατότητα ταυτόχρονης αναγέννησης περισσοτέρων του ενός WDM καναλιών, ακριβώς λόγω των φαινομένων XGM και XPM στα οποία βασίζουν τη λειτουργία τους. Η λύση και στα δύο αυτά προβλήματα ίσως δωθεί από την ανάπτυξη των ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών κβαντικών τελειών (QD-SOA-Quantum Dot-Semiconductor Optical Amplifier). Ο κβαντικός περιορισμός του ημιαγωγού στις τρεις διαστάσεις και η συνεπακόλουθη κβαντοποίηση της πυκνότητας καταστάσεων των φορέων αναμένεται να συντελεί σε χρόνους ανάκαμψης των QD-SOA μικρότερους από 1 ps και να επιτρέπει την παράλληλη επεξεργασία διαφορετικών μηκών κύματος τα οποία δε θα αλληλεπιδρούν [2.15]. Με βάση αυτές τις ιδιότητες, η επίτευξη ταυτόχρονης αναγέννησης και εν γένει επεξεργασίας πολλαπλών WDM καναλιών έχει προβλεφθεί θεωρητικά [2.16], αλλά παραμένει προς το παρόν μη επιβεβαιωμένη πειραματικά.

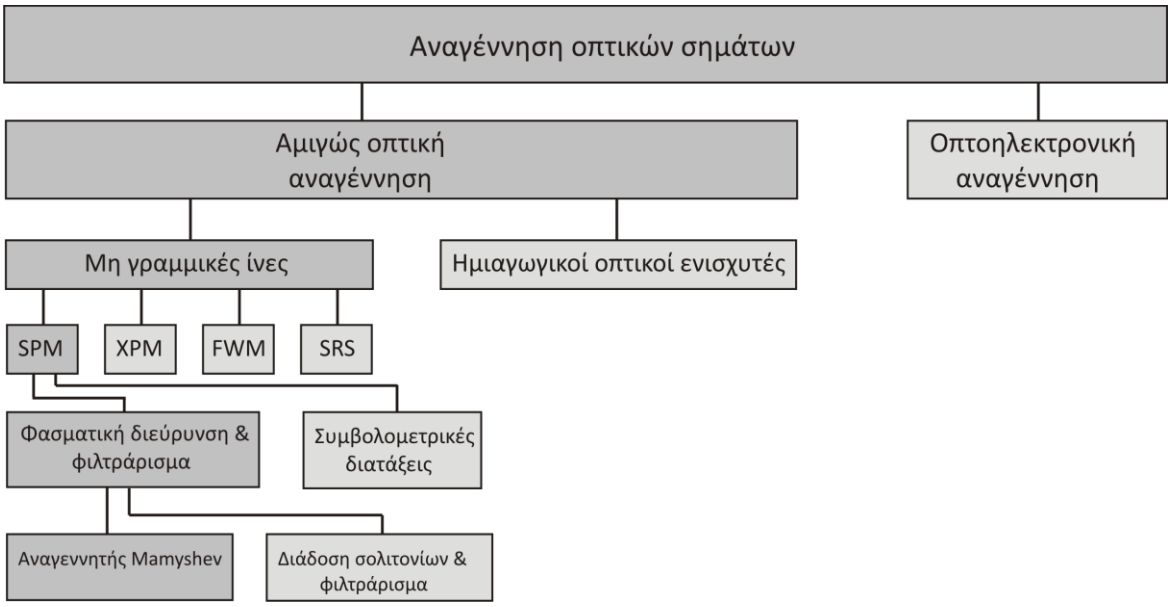
Η δεύτερη κατηγορία αμιγώς οπτικών αναγεννητών βασίζεται στη χρήση μη γραμμικών ινών. Έως σήμερα έχουν προταθεί και επιδειχθεί πειραματικά αναγεννητικές διατάξεις μη γραμμικών ινών, οι οποίες βασίζονται σε τέσσερα διαφορετικά φαινόμενα: την εξαναγκασμένη σκέδαση Raman (SRS-Stimulated Raman Scattering), την αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM), την ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM) και τη μίξη τεσσάρων φωτονίων (FWM) [2.17]-[2.19]. Τα τελευταία τρία φαινόμενα έχουν ως κοινή προέλευση το φαινόμενο Kerr, το οποίο περιγράφει την αλλαγή του δείκτη διάθλασης του διηλεκτρικού υλικού της ίνας λόγω της μεταβολής της οπτικής έντασης που διαδίδεται. Καθώς αυτή η αλλαγή οφείλεται σε ηλεκτρονιακές μετακινήσεις μέσα στα μόρια του διηλεκτρικού υλικού με χρόνους απόκρισης λίγων femtoseconds (10^{-15} s), η απόκριση του φαινομένου Kerr μπορεί να θεωρηθεί πρακτικά ακαριαία, και επομένως οι φωτονικές διατάξεις που βασίζονται σε αυτό, μπορούν να υποστηρίζουν απεριόριστα υψηλές ταχύτητες λειτουργίας, επιλύοντας οριστικά το πρώτο πρόβλημα των o/e/o διατάξεων. Έως τώρα έχει πειραματικά επιδειχθεί με βάση το φαινόμενο Kerr 2R και 3R αναγέννηση σε ρυθμό μετάδοσης 160 Gb/s [2.20], καθώς και μετατροπή του μήκους κύματος (wavelength conversion) σε ρυθμό μετάδοσης 640 Gb/s [2.21], αποδεικνύοντας τη δυνατότητα υποστήριξης υψηλών ταχυτήτων λειτουργίας.

Στις διατάξεις αναγέννησης που χρησιμοποιούν την αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM) δεν απαιτείται η χρήση σημάτων άντλησης (pump) και καταγραφής (probe), όπως συμβαίνει στις διατάξεις που χρησιμοποιούν την ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM) και τη μίξη τεσσάρων φωτονίων (FWM). Αυτή η ιδιαιτερότητα των διατάξεων SPM έχει ως συνέπεια τη σχεδιαστική και λειτουργική τους απλότητα, τη σχεδόν μηδενική ευαισθησία τους στην πόλωση των οπτικών σημάτων, και σε ό,τι κυρίως ενδιαφέρει στα πλαίσια αυτής της διατριβής, την επί της αρχής δυνατότητά τους να υποστηρίζουν ταυτόχρονη WDM λειτουργία, και επομένως να επιλύουν το δεύτερο πρόβλημα των o/e/o διατάξεων. Η δυνατότητα αυτή πιθανολογείται λόγω του ότι η λειτουργία των αναγεννητών SPM βασίζεται στην αλληλεπίδραση του κάθε καναλιού μόνο με τον εαυτό του, και όχι με κάποιο οπτικό σήμα καταγραφής σε άλλο μήκος κύματος.

Οι αναγεννητές SPM χωρίζονται με τη σειρά τους σε συμβολομετρικές διατάξεις και διατάξεις φασματικής διεύρυνσης και ζωνοπερατού φιλτραρίσματος. Η πρώτη κατηγορία αφορά κυρίως την τοπολογία του μη γραμμικού συμβολομέτρου Sagnac [2.22]-[2.25], του

οποίου η συνάρτηση μεταφοράς έχει μη γραμμικά χαρακτηριστικά ως προς την ισχύ του σήματος εισόδου. Η δεύτερη κατηγορία αφορά διατάξεις 2R αναγέννησης που περιλαμβάνουν μη γραμμική διάδοση του σήματος σε οπτική ίνα και ακόλουθη φασματική επιλογή του διευρυμένου φάσματος με τη χρήση ζωνοπερατού φίλτρου. Συγκρινόμενες με τις συμβολομετρικές διατάξεις, οι διατάξεις της δεύτερης κατηγορίας προσφέρουν πιο αξιόπιστη λειτουργία, καθώς η μη συμβολομετρική φύση τούς προσδίδει σταθερότητα και εξαιρετικά μικρή ευαισθησία ως προς την πολωτική κατάσταση των σημάτων [2.26]. Χωρίζονται δε σε δύο υποκατηγορίες ανάλογα με τον τύπο της μη γραμμικής ίνας και το είδος του φιλτραρίσματος που χρησιμοποιείται. Η πρώτη υποκατηγορία αφορά 2R αναγεννητή όπου έχουμε διάδοση παρόμοια με αυτή των σολιτονίων σε μη γραμμικές ίνες ανώμαλης διασποράς και ζωνοπερατό φιλτράρισμα γύρω από το αρχικό φέρον [2.27]-[2.30], ενώ η δεύτερη υποκατηγορία αφορά 2R αναγεννητή με διάδοση σε μη γραμμικές ίνες ομαλής διασποράς και ζωνοπερατό φιλτράρισμα γύρω από μία μετατοπισμένη συχνότητα ως προς το αρχικό οπτικό φέρον [2.31]-[2.34]. Ο αναγεννητής της δεύτερης υποκατηγορίας είναι γνωστός και ως αναγεννητής Mamyshev από το όνομα του ερευνητή που πρότεινε τη λειτουργία του [2.31]. Σε σύγκριση με τον αναγεννητή της πρώτης υποκατηγορίας υπερέχει σημαντικά ως προς τη δυνατότητα βελτίωσης της ποιότητας του σήματος και πιο συγκεκριμένα του λόγου σβέσης (ER-Extinction Ratio) και του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (OSNR-Optical Signal-to-Noise Ratio). Στο σχήμα 2.1 ανακεφαλαιώνεται η κατηγοριοποίηση των αναγεννητών οπτικών σημάτων και παρουσιάζεται η θέση του αναγεννητή Mamyshev στο δέντρο κατηγοριοποίησης.

Η τροποποίηση του συγκεκριμένου αναγεννητή έτσι ώστε η λειτουργία του να είναι συμβατή με σήματα WDM και επομένως να επιλυθεί το δεύτερο πρόβλημα των o/e/o αναγεννητών, αποτέλεσε αντικείμενο θεωρητικής και πειραματικής μελέτης στα πλαίσια αυτής της διατριβής. Όπως ήδη περιγράφηκε, η λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev βασίζεται στη φασματική διεύρυνση του οπτικού σήματος που προκαλείται από το φαινόμενο SPM κατά τη μη γραμμική διάδοση μέσα σε ίνα ομαλής διασποράς και την ακόλουθη φασματική επιλογή γύρω από συχνότητα μετατοπισμένη ως προς το αρχικό φέρον. Η λειτουργία αυτή είναι εξαιρετικά επιτυχής για μονοκαναλικό σήμα εισόδου, αλλά αποτυγχάνει όταν το σήμα εισόδου είναι σήμα WDM και περιέχει περισσότερα από ένα πολυπλεγμένα κανάλια. Η αιτία σχετίζεται με τη μη γραμμική αλληλεπίδραση των πολυπλεγμένων καναλιών (inter-channel crosstalk) κατά τη διάδοσή τους μέσα στη μη γραμμική ίνα μέσω των φαινομένων XPM και FWM, τα οποία αναπόφευκτα συνοδεύουν το ωφέλιμο για την πράξη της αναγέννησης φαινόμενο SPM και προκαλούν παραμόρφωση των WDM καναλιών. Η λύση που προτάθηκε και μελετήθηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής αφορά στην αντικατάσταση της απλής μη γραμμικής ίνας του αναγεννητή από διαδοχικές ίνες, οι οποίες συνιστούν έναν προσεκτικά σχεδιασμένο χάρτη διασποράς (dispersion map). Η αντικατάσταση αυτή επιτρέπει στα πολυπλεγμένα κανάλια να κυματοδηγούνται με σημαντικά διαφορετική ταχύτητα κατά μήκος του χάρτη διασποράς, και επομένως οι παλμοί του κάθε καναλιού να προσπερνούν (walk-off) πολύ γρήγορα τους παλμούς των υπόλοιπων καναλιών, ελαχιστοποιώντας με αυτόν τον τρόπο την αλληλεπίδρασή τους. Παράλληλα, η σχεδίαση του χάρτη διασποράς είναι τέτοια ώστε να διατηρείται ισχυρή η επίδραση του φαινομένου SPM για όλα τα κανάλια και να



Σχήμα 2.1: Θέση του αναγεννητή Mamyshev στο δέντρο κατηγοριοποίησης των αναγεννητών οπτικών σημάτων.

επιτυγχάνεται αναγέννηση. Με βάση τα παραπάνω η δομή του παρόντος κεφαλαίου διαμορφώνεται ως εξής: στην ενότητα 2.1 παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του αναγεννητή Mamyshev με ιδιαίτερη έμφαση στην εξάρτηση της συνάρτησης μεταφοράς από τις βασικές παραμέτρους του. Στην ενότητα 2.2 εξηγούνται αναλυτικά οι λόγοι για τους οποίους αποτυγχάνει η ταυτόχρονη αναγέννηση πολυπλεγμένων καναλιών από τον αναγεννητή στη συμβατική μορφή του, υποδεικνύεται η λύση της διαχείρισης διασποράς και παρουσιάζεται η σχεδίαση του τροποποιημένου αναγεννητή Mamyshev. Επιπλέον, παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοιώσεων για πολυκυματική λειτουργία του τροποποιημένου αναγεννητή σε αλυσίδα αναγέννησης με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s ανά κανάλι. Στην ενότητα 2.3 παρουσιάζεται η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση του αναγεννητή σε ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s ανά κανάλι, καθώς και τα σχετικά πειραματικά αποτελέσματα. Στην ενότητα 2.4 παρουσιάζονται αντίστοιχα η πειραματική διάταξη και τα αποτελέσματα κατά την αξιολόγηση του αναγεννητή σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s. Τέλος στην ενότητα 2.5 συνοψίζονται, σχολιάζονται και αποτιμώνται τα αποτελέσματα.

2.1 Ο αναγεννητής Mamyshev

2.1.1 Αρχή λειτουργίας

Ο αναγεννητής Mamyshev προτάθηκε το 1998 από τον Pavel Mamyshev [2.31], και συγκέντρωσε έκτοτε ιδιαίτερο ενδιαφέρον λόγω της σταθερής, αξιόπιστης και αποδοτικής λειτουργίας του. Ένας σημαντικός αριθμός θεωρητικών εργασιών επιχείρησε την πλήρη περιγραφή του μηχανισμού και των χαρακτηριστικών του [2.32], [2.35]-[2.40], παράλληλα με την πειραματική αξιολόγηση και αξιοποίησή του, είτε αυτόνομα ως 2R αναγεννητή, είτε σε συνδυασμό με δομοστοιχεία επαναχρονισμού σε διατάξεις 3R αναγέννησης [2.41].

Ο αναγεννητής λειτουργεί με οπτικά σήματα εισόδου, των οποίων η ψηφιακή διαμόρφωση είναι διαμόρφωση έντασης (IM-Intensity Modulation) με επιστροφή στο μηδέν (RZ-

Return to-Zero) ή παρεμφερής, π.χ. επιστροφή στο μηδέν με καταπιεσμένο φέρον (CS-RZ-Carrier Suppressed-Return-to-Zero) [2.41]-[2.42]. Το βασικό διάγραμμα του αναγεννητή δίνεται στο σχήμα 2.2. Περιλαμβάνει έναν οπτικό ενισχυτή ίνας ερβίου υψηλής ισχύος (HP-EDFA-High-Power EDFA) και μία υψηλά μη γραμμική ίνα (HNLF-Highly Nonlinear Fiber) ακολουθούμενη από ένα ζωνοπερατό φίλτρο (OBPF-Optical Band-Pass Filter) μικρού εύρους ζώνης $\Delta\omega_f$ και κεντρικής συχνότητας ω_f, η οποία είναι ολισθημένη σε σχέση με την κεντρική συχνότητα του οπτικού φέροντος ω_0. Η ολίσθηση της συχνότητας $\Delta\omega_{shift} = \omega_f - \omega_0$ μπορεί να είναι θετική ή αρνητική, και σε κάθε περίπτωση επιβάλλει τη λειτουργία της διάταξης ως μετατροπέα μήκους κύματος (wavelength converter). Όπως διακρίνεται στο σχήμα, η διάταξη δέχεται ως είσοδο ένα οπτικό σήμα RZ και αποδίδει στην έξοδο αναγεννημένο το σήμα καθώς επιτυγχάνει μείωση των διακυμάνσεων της ισχύος κορυφής μέσα στις χρονοσχισμές των λογικών δυφίων '1', και σχεδόν πλήρη απαλοιφή των παλμών φαντασμάτων στις χρονοσχισμές των λογικών δυφίων '0'.

Ο φυσικός μηχανισμός του αναγεννητή βασίζεται στην εξαρτώμενη από την ισχύ κορυφής φασματική διεύρυνση των παλμών, η οποία προκαλείται από το φαινόμενο SPM κατά τη διάδοση του σήματος μέσα στη μη γραμμική ίνα [2.43]. Για την ποιοτική περιγραφή της λειτουργίας του αναγεννητή και ειδικότερα για την εξαγωγή της σχέσης που περιγράφει τη φασματική διεύρυνση, μπορεί να υποτεθεί σε πρώτη προσέγγιση ότι η μη γραμμική ίνα παρουσιάζει μηδενική διασπορά. Το κανονικοποιημένο πλάτος $U(z,T)$ του οπτικού παλμού, ορίζεται με τη βοήθεια της παρακάτω εξίσωσης:

$$A(z,T) = \sqrt{P_0} \cdot e^{\left(-\frac{a}{2} \cdot z\right)} \cdot U(z,T) \tag{2.1}$$

όπου $A(z,T)$ η αργά μεταβαλλόμενη περιβάλλουσα του παλμού, P_0 η ισχύς κορυφής του, a η εξασθένηση της ίνας και z η απόσταση διάδοσης. Χρησιμοποιώντας το κανονικοποιημένο πλάτος και την υπόθεση μηδενικής διασποράς, η εξίσωση διάδοσης του οπτικού παλμού γίνεται [2.43]:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{j e^{-az}}{L_{NL}} |U|^2 U \tag{2.2}$$

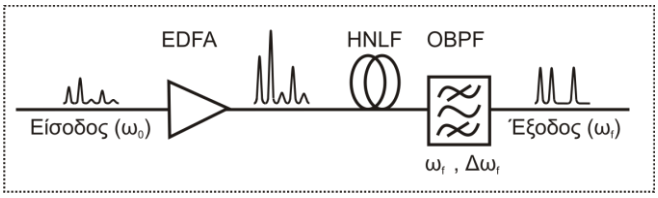
όπου L_{NL} το μήκος της μη γραμμικότητας, το οποίο ορίζεται ως εξής:

$$L_{NL} = (\gamma \cdot P_0)^{-1} \tag{2.3}$$

Η παράμετρος γ ονομάζεται παράμετρος μη γραμμικότητας της ίνας και δίνεται με τη σειρά της ως ακολούθως:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} \tag{2.4}$$

όπου n_2 ο μη γραμμικός συντελεστής του δείκτη διάθλασης, ω_0 η φέρουσα γωνιακή συχνότητα, c η ταχύτητα του φωτός στο κενό και A_{eff} η ενεργός διατομή της οπτικής ίνας. Η εξίσωση (2.2) μπορεί να λυθεί αναλυτικά εκφράζοντας το κανονικοποιημένο πλάτος μετά από διάδοση σε μήκος L συναρτήσει του ίδιου μεγέθους στην είσοδο της ίνας:



Σχήμα 2.2: Δομικό διάγραμμα του αναγεννητή Mamyshev.

$$U(L,T) = U(0,T) \cdot e^{j\varphi_{NL}(L,T)} \tag{2.5}$$

όπου:

$$\varphi_{NL}(L,T) = \left|U(0,T)\right|^2 \frac{L_{eff}}{L_{NL}} \tag{2.6}$$

η επαγόμενη μη γραμμική φάση και:

$$L_{eff} = \frac{1-e^{-aL}}{a} \tag{2.7}$$

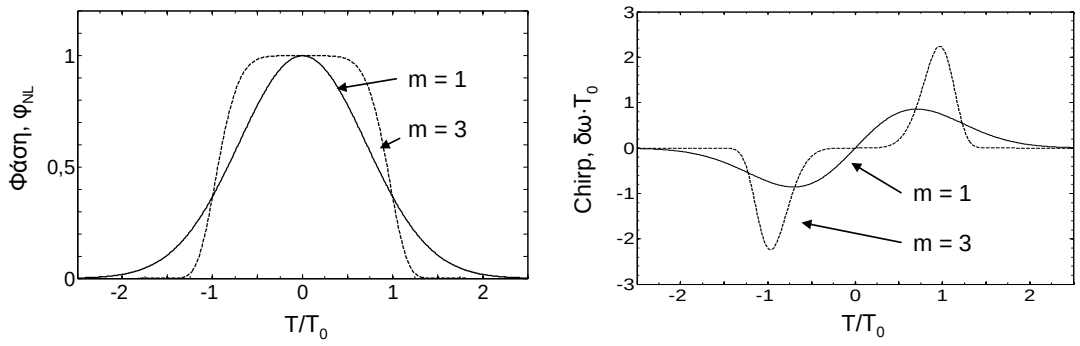
το ενεργό μήκος της οπτικής ίνας. Η εξίσωση (2.6) φανερώνει ότι το φαινόμενο SPM επάγει μια μη γραμμική φάση, η οποία συσσωρεύεται κατά τη διάδοση του παλμού. Η φασματική τώρα διεύρυνση αποτελεί συνέπεια της χρονικής εξάρτησης της επαγόμενης μη γραμμικής φάσης, καθώς αυτή διαφοροποιείται κατα μήκος του παλμού. Η διαφορά της στιγμιαίας συχνότητας σε κάθε σημείο του παλμού από τη συχνότητα του φέροντος ω_0, δίνεται από τη σχέση:

$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\varphi_{NL}}{\partial T} = -\frac{L_{eff}}{L_{NL}} \cdot \frac{\partial}{\partial T}\left\{\left|U(0,T)\right|^2\right\} \tag{2.8}$$

Η εξίσωση (3.6) περιγράφει την ολίσθηση της συχνότητας κατά μήκος του παλμού, γνωστή και ως chirp. Δείχνει δε ότι η αυτή η ολίσθηση είναι αύξουσα συνάρτηση της απόστασης διάδοσης, κάνοντας φανερό ότι κατά τη διάδοση γεννιούνται διαρκώς νέες συχνότητες, οι οποίες διευρύνουν το αρχικό φασματικό περιεχόμενο του παλμού. Η αναλυτική έκφραση της ολίσθησης συχνότητας εξαρτάται από το ακριβές σχήμα των παλμών στην είσοδο της ίνας. Για την περίπτωση παλμών Gauss τάξης *m*, η εξίσωση (2.8) γίνεται:

$$\delta\omega(T) = \frac{2m}{T_0} \cdot \frac{L_{eff}}{L_{NL}} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m-1} \cdot \exp\left[-\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right] \tag{2.9}$$

όπου T_0 η χαρακτηριστική παράμετρος χρονικής διάρκειας των παλμών. Στο σχήμα 2.3 φαίνεται η χρονική μεταβολή κατά μήκος του παλμού της επαγόμενης μη γραμμικής φάσης και της ολίσθησης συχνότητας (chirp) για την περίπτωση γκαουσιανού παλμού πρώτης και τρίτης τάξης, και για ενεργό μήκος διάδοσης L_{eff} ίσο με το μήκος μη γραμμικότητας L_{NL}. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η μεταβολή του επαγόμενου chirp, το οποίο είναι αρνητικό στην προπορευόμενη και θετικό στην ακολουθείσα μεριά του παλμού, ενώ επιπλέον για τον παλμό πρώτης τάξης, το chirp είναι γραμμικό και αύξον (up-chirp) σε μία μεγάλη περιοχή γύρω από την κορυφή του παλμού. Η μέγιστη ολίσθηση της συχνότητας μπορεί να υπολογισθεί αν απαιτηθεί η παράγωγος της εξίσωσης (2.9) να είναι ίση με μηδέν. Σε αυτήν την περίπτωση προκύπτει ότι για γκαουσιανό παλμό πρώτης τάξης ισούται με:



(α) (β)

Σχήμα 2.3: Χρονική μεταβολή: (α) της μη γραμμικής φάσης φ_{NL} που επάγει το φαινόμενο SPM και (β) της ολίσθησης συχνότητας $\Delta\omega$ για γκαουσιανό παλμό πρώτης και τρίτης τάξης (από [2.43]).

$$\delta\omega_{\max} = \frac{0.86}{T_0} \cdot \gamma \cdot P_0 \cdot L_{eff} \approx \frac{1}{2}\Delta\omega_0 \cdot \gamma \cdot P_0 \cdot L_{eff} \tag{2.10}$$

όπου $\Delta\omega_0$ είναι το 1/e φασματικό πλάτος του παλμού στην είσοδο της ίνας. Για την εξαγωγή της (2.10) θεωρήθηκε ότι ο παλμός δεν έχει αρχικά chirp και επομένως ισχύει $\Delta\omega_0 = 1/T_0$. Η μέγιστη ολίσθηση της συχνότητας αποτελεί ένα προσεγγιστικό μέτρο της φασματικής διεύρυνσης του παλμού και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ποιοτική κατανόηση της αρχής λειτουργίας του αναγεννητή Mamyshev.

Με βάση τα παραπάνω, οι παλμοί του οπτικού σήματος στην έξοδο της ίνας του αναγεννητή είναι διευρυμένοι φασματικά σύμφωνα με την εξίσωση (2.10). Η ισχύς κορυφής P_0 είναι διαφορετική για τον κάθε παλμό διαφοροποιώντας αντίστοιχα και την φασματική τους διεύρυνση. Μετά τη διάδοσή τους μέσα στην ίνα οι παλμοί εισέρχονται στο ζωνοπερατό φίλτρο (OBPF). Το φίλτρο λειτουργεί ως πύλη απόφασης (decision gate) για το αν ο εισερχόμενος παλμός αντιστοιχεί σε λογικό δυφίο '0' ή '1'. Η δυνατότητά του αυτή οφείλεται στο ότι η κεντρική συχνότητα της ζώνης μετάδοσης ω_f είναι μετατοπισμένη σε σχέση με το οπτικό φέρον του σήματος:

$$\omega_f = \omega_0 + \Delta\omega_{shift} \tag{2.11}$$

Έτσι λοιπόν, αν η φασματική διεύρυνση του κάθε παλμού $\delta\omega_{\max}$, όπως αυτή προσεγγίστηκε στην εξίσωση (2.10), είναι μικρότερη από τη μετατόπιση συχνότητας (offset) του φίλτρου, δηλαδή αν ισχύει:

$$\delta\omega_{\max} < \Delta\omega_{shift} \tag{2.12}$$

ο παλμός «απορρίπτεται» από το φίλτρο. Αυτό συμβαίνει για παλμούς εισόδου χαμηλής ισχύος κορυφής που αντιστοιχούν σε παλμούς «φαντάσματα» ή απλές θορυβικές διαταραχές στις χρονοθυρίδες των λογικών '0' και θα έπρεπε πράγματι να καταπιεστούν. Στην αντίθετη περίπτωση κατά την οποία η ισχύς κορυφής των παλμών εισόδου είναι αρκετά υψηλή, έτσι ώστε η φασματική τους διεύρυνση να ικανοποιεί τη σχέση:

$$\delta\omega_{\max} \geq \Delta\omega_{shift} \tag{2.13}$$

μέρος του διευρυμένου φάσματος διαδίδεται μέσα από το φίλτρο.

Το φασματικό εύρος των διαδιδόμενων παλμών στην έξοδο του αναγεννητή εξαρτάται από το εύρος του φίλτρου $\Delta\omega_f$. Όπως έχει δειχθεί [2.31]-[2.32], οι παλμοί στην έξοδο του

φίλτρου παρουσιάζουν μικρή ολίσθηση συχνότητας (chirp), και επομένως το φασματικό τους περιεχόμενο καθορίζει επακριβώς το χρονικό τους εύρος. Το γεγονός αυτό επιτρέπει την επιλογή της παραμέτρου $\Delta\omega_f$, έτσι ώστε το χρονικό εύρος των παλμών στην έξοδο να είναι το επιθυμητό. Παρόμοια, το σχήμα των παλμών εξόδου στο πεδίο της συχνότητας, και επομένως και στο πεδίο του χρόνου, εξαρτάται από το σχήμα της φασματικής απόκρισης του φίλτρου [2.31], και επομένως και αυτό με τη σειρά του μπορεί να επιλεχθεί κατάλληλα.

Η ισχύς των παλμών στην έξοδο της διάταξης είναι ευθέως ανάλογη της φασματικής τους πυκνότητας ισχύος μέσα στη ζώνη μετάδοσης του φίλτρου. Θεωρώντας σε πρώτη προσέγγιση ότι το φάσμα των παλμών διευρύνεται ομαλά μπορούμε να υποθέσουμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος είναι σταθερή σε όλη την έκταση του φάσματος και λόγω της εξίσωσης (2.10) ανάλογη της ποσότητας $P_0/\delta\omega_{\max} = 2/(\Delta\omega_0 \cdot \gamma \cdot L_{eff})$. Η σχέση αυτή δείχνει ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος είναι ανεξάρτητη της αρχικής ισχύος και ίση για όλους τους παλμούς που ξεπερνούν ένα κατώφλι και δεν απορρίπτονται από το φίλτρο. Σχηματικά μπορούμε να δεχθούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος κορυφής του αναγεννητή είναι της μορφής:

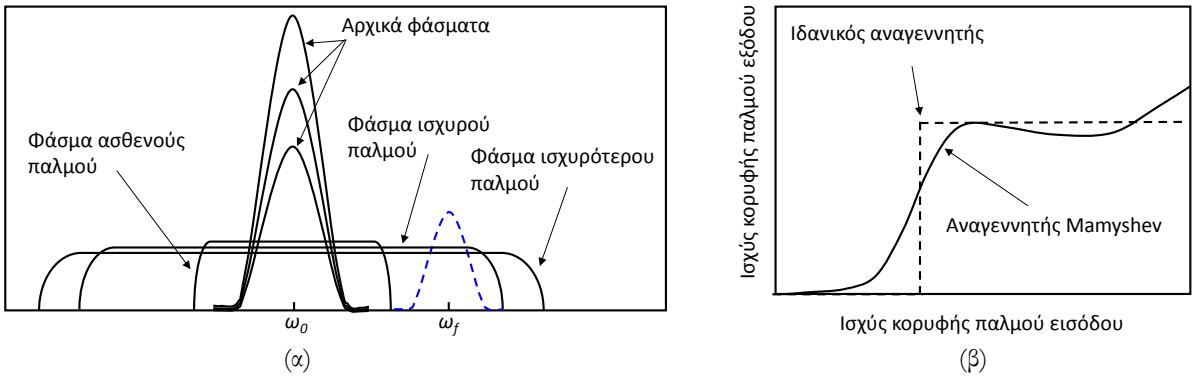
$$P_0^{out} = 0, \text{ αν } P_0 < P_{critical} \qquad (2.14\alpha)$$

$$P_0^{out} = \text{σταθερή, αν } P_0 > P_{critical} \qquad (2.14\beta)$$

όπου P_0^{out} η ισχύς κορυφής του παλμού στην έξοδο, και $P_{critical}$ μία τιμή κατωφλίου της ισχύος κορυφής στην είσοδο, η οποία δίνεται με βάση τις εξισώσεις (2.12-2.13) από τη σχέση:

$$P_{critical} = \frac{2 \cdot \Delta\omega_{shift}}{\Delta\omega_0 \cdot \gamma \cdot L_{eff}} \qquad (2.15)$$

Οι εξισώσεις (2.14α) και (2.14β) περιγράφουν την ιδανική συνάρτηση μεταφοράς ενός αναγεννητή 2R, καθώς αποκόπτει ο,τιδήποτε βρίσκεται κάτω και εξισώνει ο,τιδήποτε βρίσκεται πάνω από μία ορισμένη στάθμη ισχύος. Διαισθητικά, μπορεί κανείς να αντιληφθεί αυτήν την ιδιότητα του αναγεννητή Mamyshev ως εξής: αν ένας παλμός στην είσοδο δεν είναι αρκετά ισχυρός ώστε το φάσμα του να διευρυνθεί και να προσεγγίσει τη ζώνη μετάδοσης του φίλτρου, απορρίπτεται. Αντίθετα, αν ο παλμός είναι αρκετά ισχυρός ώστε το διευρυμένο φάσμα του να προσεγγίσει και να ξεπεράσει τη ζώνη μετάδοσης του φίλτρου, τότε εμφανίζεται στην έξοδο με ισχύ κορυφής που καθορίζεται από τη φασματική του πυκνότητα ισχύος μέσα στο εύρος του φίλτρου. Ένας ακόμη πιο ισχυρός παλμός θα διευρυνθεί περισσότερο, αλλά θα παρουσιάσει φασματική πυκνότητα ισχύος μέσα στη ζώνη του φίλτρου περίπου ίση με τον προηγούμενο παλμό. Με άλλα λόγια, η διαφοροποίηση στην ισχύ των παλμών εισόδου μεταφράζεται σε διαφοροποίηση της φασματικής διεύρυνσης και όχι της πυκνότητας ισχύος, επιτρέποντας στη διάταξη να λειτουργεί ως ιδανικός αναγεννητής. Η παραπάνω ποιοτική εξήγηση παρουσιάζεται σχηματικά στο σχήμα 2.4α. Επιπλέον, στο σχήμα 2.4β δίνεται μία τυπική συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητή Mamyshev και παρουσιάζεται η ομοιότητά της με την ιδανική συνάρτηση μεταφοράς.



Σχήμα 2.4: (α) Ποιοτική παρουσίαση της μεταβολής του φάσματος τριών παλμών διαφορετικής ισχύος μετά από διάδοση σε μη γραμμική ίνα. Με διακεκομμένη γραμμή παρουσιάζεται η ζώνη μετάδοσης του οπτικού φίλτρου. (β) Τυπική συνάρτηση μεταφοράς αναγεννητή Mamyshev. Με διακεκομένη γραμμή δίνεται η συνάρτηση μεταφοράς ιδανικού αναγεννητή.

2.1.2 Αναγεννητής Mamyshev με μη γραμμική ίνα ομαλής διασποράς

Παρότι στην έως τώρα περιγραφή υποτέθηκε μηδενική διασπορά της μη γραμμικής ίνας του αναγεννητή, στη γενική περίπτωση η ίνα παρουσιάζει μη μηδενική διασπορά, η οποία επηρεάζει σημαντικά την εξέλιξη του σχήματος και του φάσματος του παλμού κατά τη διάδοσή του. Επί της αρχής, ο αναγεννητής Mamyshev διατηρεί τις βασικές του ιδιότητες και στις δύο περιοχές διασποράς (ομαλή και ανώμαλη). Στην πράξη, όμως, προτιμάται η λειτουργία του στην ομαλή περιοχή διασποράς (β_2>0 ή ισοδύναμα D<0), καθώς σ' αυτήν την περιοχή η διεύρυνση του φάσματος λόγω SPM εξελίσσεται ομαλά χωρίς έντονες κορυφές και βυθίσματα, καθιστώντας αποδοτικότερη και πιο προβλέψιμη τη διαδικασία φιλτραρίσματος [2.31].

Αν λάβουμε υπόψιν μόνο την επίδραση του όρου διασποράς δεύτερης τάξης β_2, η μη γραμμική διάδοση ενός παλμού γράφεται σε κανονικοποιημένη μορφή ως εξής:

$$j\frac{\partial U}{\partial \xi} = \pm\frac{1}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} - N^2 e^{-\alpha z}|U|^2 U \qquad (2.16)$$

Στην παραπάνω εξίσωση, το πρόσημο του δεύτερου μέρους είναι θετικό (αρνητικό) για θετική (αρνητική) τιμή της παραμέτρου διασποράς β_2. Οι παράμετροι ξ και τ αντιπροσωπεύουν τις κανονικοποιημένες μεταβλητές της απόστασης και του χρόνου και δίνονται από τις σχέσεις:

$$\xi = z / L_D \qquad (2.17\alpha)$$

$$\tau = T / T_0 \qquad (2.17\beta)$$

όπου L_D το μήκος διασποράς [2.43] και T_0 το 1/e χρονικό εύρος της ισχύος του παλμού. Τέλος, η παράμετρος N ονομάζεται καταχρηστικά αριθμός σολιτονίου και ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$N^2 = \frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma \cdot P_0 \cdot T_0^2}{|\beta_2|} \qquad (2.18)$$

όπου L_{NL} το μήκος μη γραμμικότητας της διάδοσης, γ η παράμετρος μη γραμμικότητας της ίνας και P_0 η ισχύς κορυφής του παλμού. Όπως φαίνεται και από την εξίσωση (2.18) η παράμετρος N καθορίζει τη σχετική σημασία των φαινομένων διασποράς και SPM κατά τη διάδοση του παλμού. Ποιοτικά μπορούμε να πούμε ότι υψηλές τιμές του N φανερώνουν

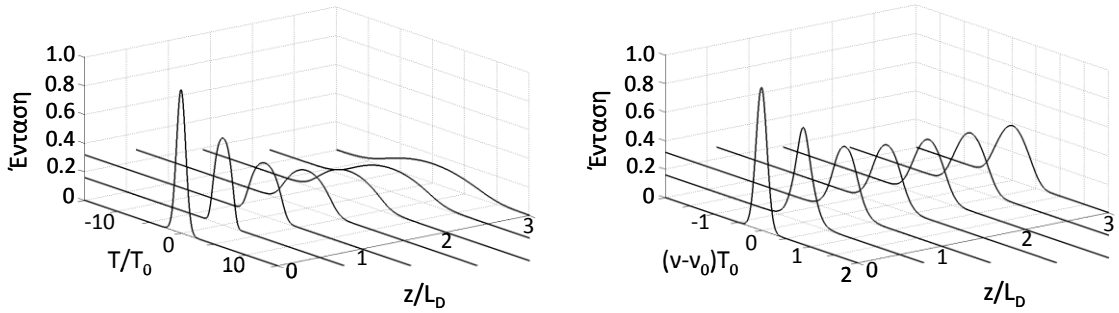
επικράτηση του μη γραμμικού φαινομένου, ενώ για $N<<1$, η διάδοση είναι σχεδόν γραμμική. Για τιμές του N κοντά στη μονάδα η διάδοση επηρεάζεται σχεδόν το ίδιο σημαντικά και από τα δύο φαινόμενα.

Οι ιδιότητες του αναγεννητή Mamyshev με ένα ομαλής διασποράς καθορίζονται σε μεγάλο βαθμό από τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά της διάδοσης ενός παλμού σε μία τέτοια ίνα. Στα σχήματα 2.5α και 2.5β παρουσιάζεται η εξέλιξη του σχήματος και του φάσματος, αντίστοιχα, ενός γκαουσιανού παλμού χωρίς αρχικό chirp όταν αυτός διαδίδεται σε ίνα ομαλής διασποράς και σε απόσταση τριπλάσια του μήκους διασποράς [2.43]. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα έχουν υποτεθεί μηδενικές απώλειες διάδοσης και τιμή της παραμέτρου N ίση με 2. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5α ο παλμός διευρύνεται χρονικά, και μάλιστα με ρυθμό πολύ ταχύτερο από το ρυθμό της γραμμικής διάδοσης. Η ταχύτερη και πιο έντονη χρονική διεύρυνση οφείλεται στη φασματική διεύρυνση που προκαλείται από το φαινόμενο SPM. Όπως περιγράφτηκε με τη βοήθεια του σχήματος 2.3, κατά τη μη γραμμική διάδοση δημιουργούνται καινούργιες συνιστώσες μικρότερης συχνότητας (κόκκινες) στην προπορευόμενη άκρη του παλμού και αντίστοιχες συνιστώσες μεγαλύτερης συχνότητας (μπλε) στην ακολουθείσα άκρη του παλμού. Καθώς στην περιοχή της ομαλής διασποράς οι κόκκινες συχνοτικές συνιστώσες διαδίδονται με μεγαλύτερη φασική ταχύτητα από τις μπλε, ο παλμός διευρύνεται πολύ πιο γρήγορα. Η έντονη χρονική διεύρυνση έχει με τη σειρά της ως συνέπεια τη μείωση της ισχύος κορυφής του παλμού και επομένως τη μείωση του ρυθμού φασματικής διεύρυνσης. Συμπερασματικά, θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο συνδυασμός του φαινομένου SPM και της ομαλής διασποράς οδηγεί σε πιο έντονη χρονική διεύρυνση απ΄ότι αν δρούσε μόνη της η διασπορά και μικρότερη φασματική διεύρυνση από ότι αν δρούσε μόνο του το φαινόμενο SPM. Όσον αφορά τον αναγεννητή Mamyshev, στις περισσότερες πρακτικές υλοποιήσεις προτιμάται μία μικρή τιμή της παραμέτρου διασποράς D (π.χ. $D\approx$-1 ps/nm/km), έτσι ώστε η ισχύς του φαινομένου SPM να διατηρείται κατά μήκος της μη γραμμικής ίνας.

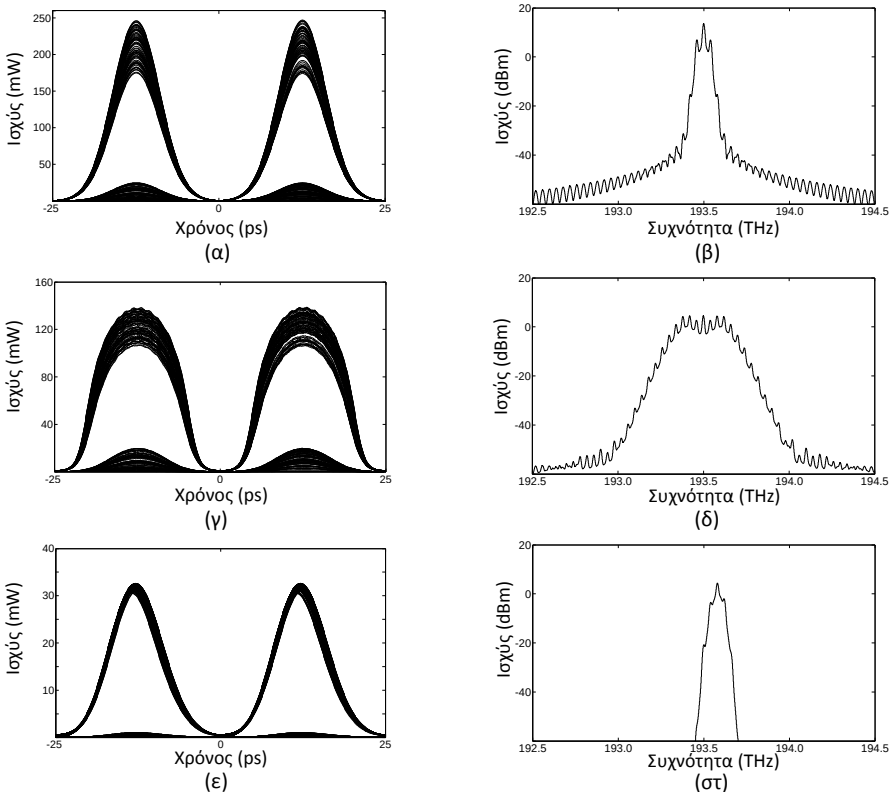
Για την πληρότητα της παρουσίασης και τη βαθύτερη κατανόηση των ιδιοτήτων του αναγεννητή Mamyshev με ίνα ομαλής διασποράς, παρουσιάζεται στη συνέχεια ενδεικτικό παράδειγμα λειτουργίας του αναγεννητή με τη βοήθεια προσομοίωσης. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα ο αναγεννητής ακολουθεί τη δομή που παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.2 περιλαμβάνοντας οπτικό ενισχυτή, μη γραμμική ίνα και μετατοπισμένο φασματικά ζωνοπερατό φίλτρο. Το σήμα εισόδου έχει διαμόρφωση πλάτους RZ, ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s και φέρουσα συχνότητα 193.5 THz (μήκος κύματος 1552.52 nm). Η πληροφορία που έχει κωδικοποιηθεί στο οπτικό σήμα είναι η ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (ΨΔΑ) εβδόμης τάξης με χαρακτηριστικό πολυώνυμο x^7+x^6+1. Η δε παλμοσειρά αποτελείται από γκαουσιανούς παλμούς χωρίς chirp με ολικό χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος T_{FWHM} 8.35 ps, το οποίο συνεπάγεται κύκλο καθήκοντος 33% για το συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Σημειώνεται ότι οι δύο παράμετροι που καθορίζουν το χρονικό εύρος ενός γκαουσιανού παλμού συνδέονται με τη σχέση:

$$T_{FWHM} = 1.665 \cdot T_0 \qquad (2.19)$$

Η χαμηλή ποιότητα του σήματος αποτυπώνεται στη διακύμανση της ισχύος κορυφής των παλμών και τον πεπερασμένο λόγο αντίθεσης (ER). Πιο συγκεκριμένα, οι ισχείς κορυφής κυμαίνονται μεταξύ του 70% και του 100% της μέγιστης ισχύος κορυφής με τυχαία



Σχήμα 2.5: Διάδοση γκαουσιανού παλμού χωρίς αρχικό chirp σε μη γραμμική ίνα ομαλής διασποράς σε απόσταση ίση με το τριπλάσιο του μήκους διασποράς. Η παράμετρος N της διάδοσης ισούται με 2: (α) Μεταβολή του χρονικού σχήματος του παλμού, και (β) μεταβολή του φάσματός του. (Παρόμοια με [2.43]).

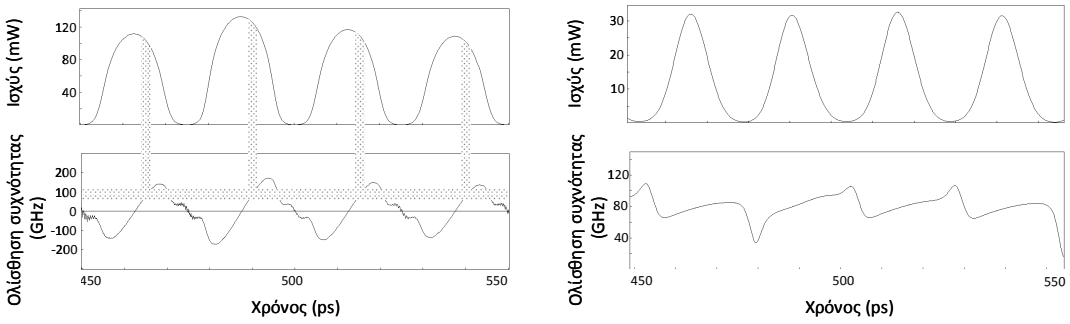


Σχήμα 2.6: (α) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου στον αναγεννητή και (β) το αντίστοιχο φάσμα. (γ) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας και (δ) το αντίστοιχο φάσμα. (ε) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή και στ) το αντίστοιχο φάσμα.

κατανομή, ενώ οι παλμοί «φαντάσματα» στις χρονοθυρίδες των λογικών μηδενικών δυφίων παρουσιάζουν ισχύ κορυφής που κυμαίνεται τυχαία μεταξύ του 0 και του 10% της μέγιστης ισχύος κορυφής της παλμοσειράς. Το σήμα εισόδου ενισχύεται από τον οπτικό ενισχυτή, ο οποίος έχει υποτεθεί χωρίς θόρυβο και με μηδενική εξάρτηση κέρδους από το μήκος κύματος. Η μέση ισχύς του ενισχυμένου σήματος είναι 45 mW, η οποία επιτρέπει στην ισχύ κορυφής των παλμών να κυμαίνεται γύρω από τα 210 mW περίπου. Στο σχήμα 2.6α παρουσιάζεται το διάγραμμα οφθαλμού του ενισχυμένου σήματος, ενώ στο σχήμα 2.6β δίνεται το αντίστοιχο φάσμα. Στη συνέχεια, το σήμα εισέρχεται στη μη γραμμική ίνα μήκους 3.5 km για την οποία έχουν υποτεθεί απώλειες διάδοσης 0.2 dB/km, παράμετρος διασποράς D ίση με -0.5 ps/nm/km και παράμετρος γ ίση με 10 $W^{-1}km^{-1}$. Αμελώντας τις απώλειες της διάδοσης και συνδυάζοντας τις παραμέτρους των παλμών και της ίνας,

προκύπτει ότι η μη γραμμική διάδοση αντιστοιχεί σε τιμή του N ίση με 9.1 και ότι το μήκος της ίνας ισούται με $0.09 \cdot L_D$. Στα σχήματα 2.6γ και 2.6δ παρουσιάζεται το διάγραμμα οφθαλμού και το φάσμα του σήματος αντίστοιχα στην έξοδο της ίνας. Το χρονικό εύρος των παλμών ημίσειας ισχύος στο τέλος της διάδοσης είναι περίπου 13.5 ps και το σχήμα των παλμών είναι περισσότερο τραπεζοειδές σε σχέση με το γκαουσιανό σχήμα των παλμών στην είσοδο του αναγεννητή. Ωστόσο, η χρονική διεύρυνση δεν είναι τόσο έντονη ώστε να επιτρέπει τη χρονική επικάλυψη διαδοχικών παλμών. Στην αντίθετη περίπτωση, η χρονική επικάλυψη θα συνοδευόταν από φαινόμενα συμβολής και πιθανή μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ των επικαλυπτόμενων ουρών των παλμών [2.40], [2.44]. Το αντίστοιχο φάσμα έχει διευρυνθεί σημαντικά παρουσιάζοντας δύο κορυφές στις άκρες και ανεπαίσθητο βύθισμα στο κέντρο του. Η τιμή της μη γραμμικής στροφής φάσης που αντιστοιχεί σε αυτήν τη μορφή του φάσματος είναι κατά προσέγγιση ίση με $3\pi/2$ [2.45]. Μετά τη διάδοση, το οπτικό σήμα φιλτράρεται από οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο με γκαουσιανή απόκριση πρώτης τάξης, το οποίο έχει 3-dB φασματικό εύρος ίσο με 55 GHz και κεντρική συχνότητα 193.58 THz, μετατοπισμένη κατά 80 GHz σε σχέση με τη φέρουσα του σήματος. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρώντας στο σχήμα 2.6δ τις φασματικές γραμμές του σήματος των οποίων η μεταξύ τους απόσταση καθορίζεται από το ρυθμό μετάδοσης και είναι 40 GHz, το κέντρο της ζώνης μετάδοσης του φίλτρου συμπίπτει με τη δεύτερη φασματική γραμμή στη δεξιά πλευρά της φέρουσας. Σε αυτήν τη φασματική περιοχή και για το εύρος που καθορίζει το φίλτρο, το διευρυμένο φάσμα του σήματος είναι σχεδόν επίπεδο χωρίς διακυμάνσεις. Φιλτράροντας λοιπόν σε αυτήν την περιοχή αναμένεται η εξαγωγή παλμών με γκαουσιανό φάσμα και επομένως και γκαουσιανό χρονικό προφίλ, οι οποίοι θα παρουσιάζουν σημαντικά μικρότερη διακύμανση ισχύος κορυφής. Πράγματι, στο σχήμα 2.6ε παρουσιάζεται το διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εξόδου, όπου γίνεται φανερό το αναγεννητικό αποτέλεσμα της διάταξης. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται σημαντική μείωση της διακύμανσης της ισχύος κορυφής για τους παλμούς που αντιστοιχούν σε λογικά δυφία «1», καθώς και σχεδόν πλήρης καταπίεση των παλμών «φαντασμάτων» που αντιστοιχούν σε λογικά δυφία «0». Περαιτέρω μείωση της διακύμανσης της ισχύος κορυφής θα ήταν δυνατή με επιλογή μικρότερης μετατόπισης της ζώνης μετάδοσης του φίλτρου ως προς το οπτικό φέρον, ενώ αντίθετα περαιτέρω καταπίεση των παλμών «φαντασμάτων» θα προέκυπτε με επιλογή μεγαλύτερης φασματικής μετατόπισης. Το σχήμα και το χρονικό εύρος των παλμών είναι παρόμοιο με αυτό του σήματος εισόδου. Αύξηση (μείωση) του χρονικού εύρους των παλμών θα ήταν δυνατή με επιλογή φίλτρου μικρότερου (μεγαλύτερου) φασματικού εύρους. Τέλος, στο σχήμα 2.6στ εικονίζεται το φάσμα του αναγεννημένου σήματος, όπως αυτό προκύπτει από την επιλεκτική τομή (slicing) του διευρυμένου φάσματος από το οπτικό φίλτρο. Όπως αναμένεται, το φασματικό περιεχόμενο του σήματος βρίσκεται γύρω από την καινούργια οπτική φέρουσα των 193.58 THz, κάνοντας φανερό ότι η διαδικασία της αναγέννησης αναπόφευκτα συνοδεύεται από μετατροπή του μήκους κύματος.

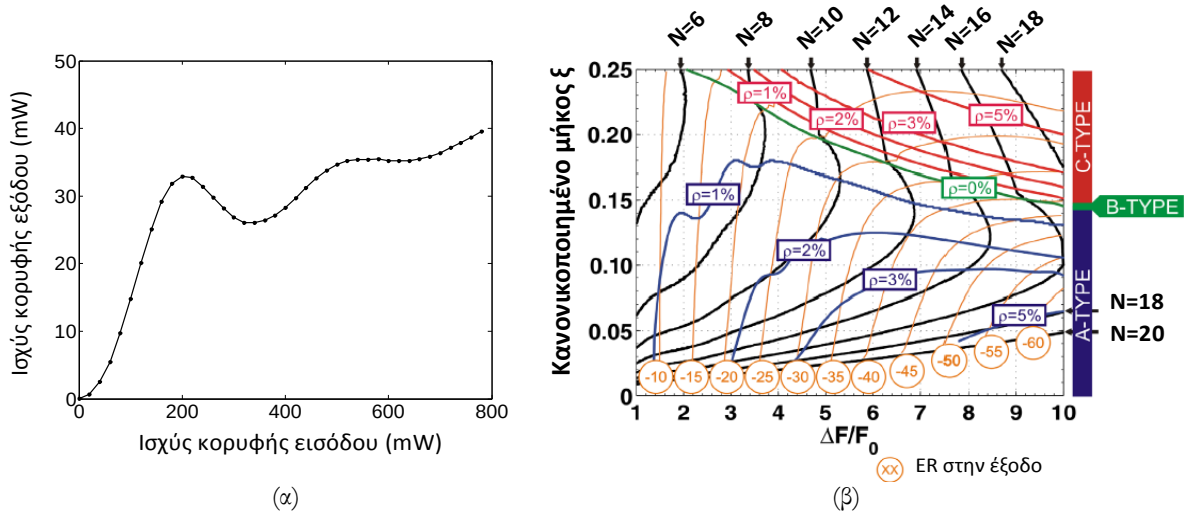
Ξαναγυρνώντας στο σχήμα 2.6ε παρατηρείται μικρή χρονική ολίσθηση μεταξύ των παλμών (timing jitter) του αναγεννημένου σήματος, παρότι οι παλμοί στην είσοδο του αναγεννητή αλλά και στην έξοδο της ίνας είναι απολύτως συγχρονισμένοι. Η χρονική αυτή ολίσθηση



Σχήμα 2.7: Παράδειγμα λειτουργίας αναγεννητή με ίνα ομαλής διασποράς: (α) Χρονικό παράθυρο τεσσάρων παλμών του σήματος στην έξοδο της ίνας (πάνω σειρά) και ολίσθηση συχνότητας (chirp) που αυτοί παρουσιάζουν. (β) Αντίστοιχα διαγράμματα παλμοσειράς και chirp στην έξοδο του οπτικού φίλτρου.

είναι ντετερμινιστική και οφείλεται στην αναπόφευκτη μετατροπή μέρους της διακύμανσης της ισχύος κορυφής σε χρονική ολίσθηση των παλμών από τον αναγεννητή Mamyshev. Ο μηχανισμός με τον οποίο γίνεται αυτή η μετατροπή περιγράφεται με τη βοήθεια του σχήματος 2.7. Στο πάνω μέρος του σχήματος 2.7α εικονίζεται η διαδοχή τεσσάρων παλμών στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας. Στο κάτω μέρος του ίδιου σχήματος εικονίζεται η στιγμιαία συχνότητα κατά τη διάρκεια της παλμοσειράς με αναφορά ως προς τη φέρουσα συχνότητα (193.5 THz). Λόγω του φαινομένου SPM και της ομαλής διασποράς της ίνας, οι παλμοί παρουσιάζουν έντονο chirp, το οποίο είναι θετικό και περίπου γραμμικό σχεδόν καθόλη τη διάρκεια του παλμού. Μεταξύ των παλμών και ανάλογα με την αρχική ισχύ κορυφής του κάθε παλμού υπάρχει διαφοροποίηση ως προς το εύρος της μεταβολής της στιγμιαίας συχνότητας, το ρυθμό (κλίση) της μεταβολής και επομένως και ως προς τη χρονική στιγμή μέσα στη διάρκεια του κάθε παλμού στην οποία αντιστοιχεί μία συγκεκριμένη στιγμιαία συχνότητα. Στην έξοδο της ίνας το μετατοπισμένο κατά 80 GHz οπτικό φίλτρο αφήνει να διαδοθεί συγκεκριμένο φασματικό περιεχόμενο γύρω από την κεντρική του συχνότητα, όπως φαίνεται στο κάτω μέρος του σχήματος με την οριζόντια γραμμοσκίαση. Προβάλλοντας τα σημεία τομής στο πάνω μέρος του σχήματος, γίνεται αντιληπτό ότι το φίλτρο προξενεί timing jitter επιλέγοντας ουσιαστικά συγκεκριμένα χρονικά τμήματα του κάθε παλμού, τα οποία δεν ισαπέχουν απόλυτα μεταξύ τους. Στο σχήμα 2.7β παρουσιάζεται η ίδια ομάδα των τεσσάρων παλμών στην έξοδο του φίλτρου, και στο κάτω μέρος του σχήματος η στιγμιαία συχνότητά τους. Όπως μπορεί να διαπιστωθεί, το chirp των παλμών έχει περιοριστεί αισθητά, καθώς η παραμένουσα διακύμανση της στιγμιαίας συχνότητας κινείται στο εύρος που επιβάλλει το στενό οπτικό φίλτρο. Αυτή η παραμένουσα διακύμανση μπορεί εύκολα να αντισταθμιστεί με γραμμική διάδοση μέσα σε απλή μονορρυθμική ίνα (SMF).

Τέλος, στο σχήμα 2.8α παρουσιάζεται η συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος κορυφής που χαρακτηρίζει τον αναγεννητή. Θεωρώντας ότι η χρονική διάρκεια των παλμών στην έξοδο του αναγεννητή είναι περίπου ίση με τη διάρκεια των παλμών εισόδου για μεγάλο εύρος των τιμών ισχύος στην είσοδο, η ίδια καμπύλη προσεγγίζει και τη συνάρτησης μεταφοράς της ενέργειας του αναγεννητή. Η καμπύλη του σχήματος 2.8α έχει τα χαρακτηριστικά της ιδανικής συνάρτησης μεταφοράς ενός αναγεννητή, παρουσιάζοντας πολύ μικρή κλίση για μικρές τιμές ισχύος εισόδου, μεγάλη κλίση για τιμές ισχύος που ξεπερνούν ένα συμβατικό κατώφλι, και στη συνέχεια και πάλι μικρή κλίση για μεγαλύτερες τιμές ισχύος. Όπως έχει



(α) (β)

Σχήμα 2.8: (α) Συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος κορυφής μεταξύ του σήματος εισόδου και του σήματος εξόδου του αναγεννητή για το παράδειγμα που εξετάστηκε. (β) Χάρτης αντιστοίχησης γενικών σχεδιαστικών παραμέτρων με την ικανότητα του αναγεννητή να καταπιέζει τη διακύμανση στην ισχύ των παλμών (παράμετρος ρ) και να αυξάνει το λόγο σβέσης του σήματος (σχήμα από [2.40]).

ήδη περιγραφεί, το κατώφλι μπορεί να μετατοπιστεί σε μικρότερες ή μεγαλύτερες τιμές ισχύος μετακινώντας φασματικά το φίλτρο αντίστοιχα πιο κοντά ή μακριά από την αρχική φέρουσα του σήματος. Όσον αφορά το σημείο λειτουργίας που επιλέχθηκε για τον αναγεννητή, δηλαδή την ενίσχυση του σήματος εισόδου έτσι ώστε η ισχύς των παλμών να κυμαίνεται γύρω από τα 210 mW, αποδεικνύεται ότι είναι πράγματι βέλτιστο, καθώς αντιστοιχεί σε ισχύ εισόδου λίγο μεγαλύτερη από αυτήν της πρώτης κορυφής στη συνάρτησης μεταφοράς. Για μεγαλύτερες ισχείς υπάρχουν εκτεταμένες περιοχές με πολύ μικρή κλίση, οι οποίες επιτρέπουν την εξίσωση της ισχύος των παλμών. Η λειτουργία όμως του αναγεννητή σε αυτές τις περιοχές δεν προτιμάται για δύο λόγους: πρώτον διότι για σήμα πεπερασμένου λόγου σβέσης, το οποίο περιέχει ψευδοπαλμούς, η αντίστοιχη ισχύς των τελευταίων μπορεί να ξεπεράσει το κατώφλι και επομένως να μην καταπιεστούν ικανοποιητικά, και δεύτερον διότι η εξίσωση της ισχύος των παλμών συνοδεύεται από την έντονη εμφάνιση timing jitter.

Στο παραπάνω παράδειγμα λειτουργίας του αναγεννητή, οι παράμετροί του επιλέχθηκαν εμπειρικά από ένα πολυδιάστατο πεδίο παραμέτρων. Πολλοί όμως συνδυασμοί αυτού του πεδίου θα μπορούσαν να οδηγήσουν σε αναγεννητικό αποτέλεσμα. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev επηρεάζεται από τα χαρακτηριστικά των παλμών εισόδου (χρονικό προφίλ, χρονικό εύρος και ισχύς κορυφής), της μη γραμμικής ίνας (μήκος, μη γραμμικότητα, διασπορά και εξασθένηση) καθώς και του ακόλουθου οπτικού φίλτρου (φασματική μετατόπιση, εύρος ζώνης και απόκριση πλάτους). Η εξαγωγή γενικών σχεδιαστικών κανόνων αποτελούσε για αρκετά χρόνια αντικείμενο μελέτης [2.26], [2.31]-[2.32], [2.36]-[2.39]. Στην αναφορά [2.40] περιγράφονται εντέλει οι γενικοί σχεδιαστικοί κανόνες, και ποσοτικοποιείται η επίδραση που έχουν οι διάφορες παράμετροι στο σχήμα της συνάρτησης μεταφοράς του αναγεννητή, η οποία εν πολλοίς αναδεικνύει τη δυνατότητά του για 2R αναγέννηση. Οι παλμοί εισόδου υποτίθενται γκαουσιανοί και χωρίς αρχικό chirp, η ίνα χωρίς απώλειες διάδοσης και το φίλτρο με γκαουσιανή απόκριση πλάτους και εύρος ζώνης το οποίο αντιστοιχεί ακριβώς στο

φασματικό περιεχόμενο των παλμών εισόδου. Πιο συγκεκριμένα το ημίσειο 1/e εύρος του φίλτρου ισούται με:

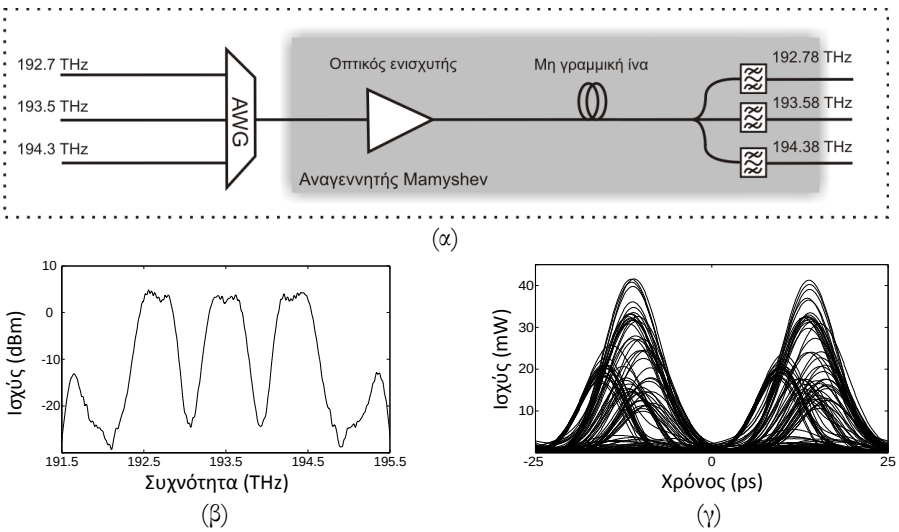
$$\Delta F_0 = 1/(2\pi T_0) \tag{2.20}$$

Οι υπόλοιπες παράμετροι πολυπλέκονται μέσω της κανονικοποιημένης εξίσωσης (2.16) και των κανονικοποιημένων μεταβλητών που εμφανίζονται στις εξισώσεις (2.17) και (2.18). Με τον τρόπο αυτό χαρακτηρίζεται η επίδοση του αναγεννητή σα συνάρτηση της κανονικοποιημένης φασματικής μετατόπισης του φίλτρου ως προς την αρχική φέρουσα $\Delta f / F_0$, την κανονικοποιημένη απόσταση διάδοσης ξ και την κανονικοποιημένη παράμετρο N για ισχύ παλμού που αντιστοιχεί στο σημείο λειτουργίας του αναγεννητή. Το σχήμα 2.8β εικονίζει το βασικό διάγραμμα της αναφοράς [2.40], το οποίο αποτυπώνει την επίδοση του αναγεννητή με βάση δύο μετρητικές: την παράμετρο ρ η οποία δηλώνει το εύρος διακύμανσης της ισχύος κορυφής στην έξοδο του αναγεννητή για αρχικό εύρος διακύμανσης 7.5%, και το λόγο αντίθεσης ER στην έξοδο, μεταξύ του παλμού στο σημείο λειτουργίας και ενός ψευδοπαλμού για αρχικό ER -10 dB. Επιπλέον, το διάγραμμα χωρίζεται σε τρεις περιοχές, οι οποίες αντιστοιχούν σε τρεις διαφορετικούς τύπους συνάρτησης μεταφοράς. Ο τύπος Α αντιστοιχεί σε μη μονότονη καμπύλη, παρόμοια με την καμπύλη του παραδείγματός μας (σχήμα 2.8α), ο τύπος Β αντιστοιχεί σε καμπύλη με μία εκτεταμένη επίπεδη περιοχή μετά την πρώτη κορυφή, και ουσιαστικά περιγράφει την ιδανική συνάρτηση μεταφοράς, ενώ ο τύπος C αντιστοιχεί σε μονότονα αύξουσα και πολύ περισσότερο γραμμική συνάρτηση μεταφοράς. Παρατηρώντας το διάγραμμα μπορεί κανείς να διαπιστώσει ότι πράγματι, για μεγαλύτερες φασματικές μετατοπίσεις του οπτικού φίλτρου, αυξάνεται η ικανότητα του αναγεννητή να καταπιέζει ψευδοπαλμούς αλλά μειώνεται η δράση του στο επίπεδο των λογικών «1», ενώ για μικρότερες φασματικές μετατοπίσεις συμβαίνει το αντίθετο.

Στην πράξη, διαθέτοντας μη γραμμική ίνα συγκεκριμένης διασποράς και μήκους, και γνωρίζοντας το χρονικό εύρος των παλμών που θα πρέπει να αναγενηθούν, επιλέγεται κατάλληλα η παράμετρος N με ρύθμιση της ισχύος του ενισχυτή, καθώς και η φασματική μετατόπιση του φίλτρου στην έξοδο, έτσι ώστε να επιτευχθεί μέγιστη καταπίεση της διακύμανσης ισχύος και βελτιστοποίηση του ER. Είναι σημαντικό δε να σημειωθεί ότι οι σχεδιαστικοί κανόνες του διαγράμματος δεν αφορούν συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Συνδέουν βεβαίως το αρχικό εύρος των παλμών εισόδου με την επίδοση του αναγεννητή, αλλά είναι εφαρμόσιμοι για οποιονδήποτε ρυθμό μετάδοσης υπό την προϋπόθεση ότι τόσο αρχικά όσο και κατά τη διάδοση γειτονικοί παλμοί της παλμοσειράς δεν επικαλύπτονται χρονικά.

2.2 Σχεδίαση πολυκυματικού αναγεννητή με χρήση μη γραμμικών ινών και διαχείριση διασποράς

Στην ενότητα 2.2 τεκμηριώνεται η αδυναμία της πολυκυματικής λειτουργίας του αναγεννητή Mamyshev. Παρουσιάζεται η λύση της υψηλής τοπικής διασποράς και περιγράφεται αναλυτικά η σχεδίαση του πολυκυματικού αναγεννητή.



Σχήμα 2.9: (α) Διάταξη προσομοίωσης πολυκυματικής λειτουργίας του αναγεννητή Mamyshev (3 κανάλια με φασματική απόσταση 800 GHz, (β) φάσμα του WDM σήματος στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας, και (γ) διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του αναγεννητή για το δεύτερο κανάλι. Τα χαρακτηριστικά της ισχύος ανά κανάλι, της ίνας και των φίλτρων είναι όπως στο παράδειγμα μονοκυματικής λειτουργίας.

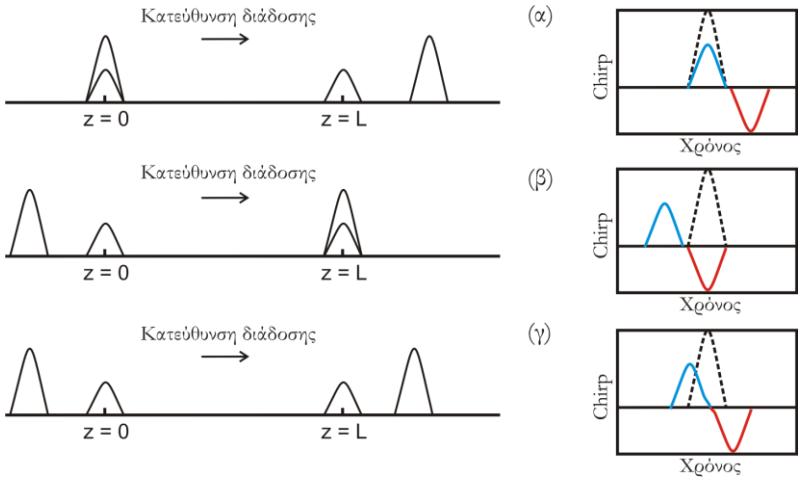
2.2.1 Πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev

Παρά την εξαίρετη επίδοσή του σε μονοκυματική λειτουργία, ο συμβατικός αναγεννητής Mamyshev δεν μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά υπό την ταυτόγχρονη παρουσία περισσοτέρων του ενός καναλιών WDM και για πρακτικές τιμές της μεταξύ τους φασματικής απόστασης. Για να γίνει προφανής αυτή η αδυναμία παρουσιάζεται το αποτέλεσμα προσομοίωσης με είσοδο σήμα WDM τριών καναλιών με 800 GHz (6.4 nm) φασματική απόσταση. Στο σχήμα 2.9α παρουσιάζεται η διάταξη που προσομοιώθηκε. Όλες οι παράμετροι του αναγεννητή, και πιο συγκεκριμένα η μορφή και το είδος της παραμόρφωσης των σημάτων εισόδου, η μέση ισχύς ανά κανάλι, καθώς και τα χαρακτηριστικά της ίνας και των οπτικών φίλτρων στην έξοδο της διάταξης, ήταν ίδια με το παράδειγμα της μονοκαναλικής λειτουργίας που εξετάστηκε στην προηγούμενη ενότητα. Ο πολυπλέκτης προσομοιώθηκε ως ένα φράγμα συστοιχίας κυματοδηγών (AWG) με γκαουσιανά φίλτρα εύρους 1 nm χωρίς απώλειες. Τα τρία κανάλια θεωρήθηκε ότι είναι γραμμικά πολωμένα στην ίδια διεύθυνση, μεγιστοποιώντας με αυτόν τον τρόπο τη μη γραμμική αλληλεπίδρασή τους μέσω των φαινομένων FWM και XPM [2.43]. Για τη μεταδιδόμενη πληροφορία των τριών καναλιών υποτέθηκε και πάλι ΨΔΑ 7ης τάξης. Το σημείο έναρξης της ψηφιακής ακολουθίας επιλέχθηκε διαφορετικό για κάθε ένα από τα τρία κανάλια, προσφέροντας κάποιο βαθμό αποσυσχέτισης (decorrelation). Στο επίπεδο της χρονικής διάρκειας των δυφίων, τα τρία κανάλια υποτέθηκαν απόλυτα συγχρονισμένα, εξασφαλίζοντας τη χρονική επικάλυψη, και επομένως και την αλληλεπίδραση των παλμών των τριών καναλιών σε κάποιο τουλάχιστον μέρος της μη γραμμικής διάδοσης. Η υπόθεση αυτή αντιστοιχεί σε μία μόνο από τις δυνατές περιπτώσεις συνδυασμού των σχετικών καθυστερήσεων μεταξύ των καναλιών. Σημειώνεται δε ότι σε μία ακραία περίπτωση σχετικών καθυστερήσεων, αν οι παλμοί των τριών καναλιών ήταν αρκετά πιο στενοί από 8.35 ps, θα μπορούσαν να τοποθετηθούν διαδοχικά μέσα στη χρονοθυρίδα των 25 ps που αντιστοιχεί σε μετάδοση 40 Gb/s. Δεδομένης της μικρής διασποράς της ίνας η σχετική μετακίνηση των παλμών θα ήταν αμελητέα, συντελώντας σε μικρή χρονική επικάλυψη και

επομένως αλληλεπίδραση. Παρότι η πραγματοποίηση των συγκεκριμένων χρονικών καθυστερήσεων είναι εφικτή, ένα τέτοιο σύστημα πολυκυματικής αναγέννησης θα μπορούσε να εξυπηρετήσει περιορισμένο αριθμό WDM καναλιών και κυρίως θα παρουσίαζε εξαιρετική πολυπλοκότητα λόγω των απαραίτητων λειτουργιών συγχρονισμού. Για το λόγο αυτό δεν αποτέλεσε αντικείμενο περαιτέρω μελέτης στα πλαίσια της διατριβής, η οποία είχε στόχο τη σχεδίαση και επίδειξη αποδοτικού πολυκυματικού 2R αναγεννητή για τυχαίες σχετικές καθυστερήσεις μεταξύ των διαφορετικών καναλιών που συνθέτουν το WDM σήμα.

Στο σχήμα 2.9β παρουσιάζεται το φάσμα του σήματος στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας. Το κάθε κανάλι έχει πράγματι διευρυνθεί φασματικά, αλλά η μορφή του φάσματος είναι αλλοιωμένη σε σχέση με το διευρυμένο φάσμα που παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.6δ και αντιστοιχεί στη μονοκυματική λειτουργία. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται έντονη ασυμμετρία, κυρίως στα δύο ακραία κανάλια, ενώ επιπλέον παρατηρείται έντονη μείωση της οξύτητας των 40 GHz φασματικών γραμμών, η οποία δηλώνει τη μη γραμμική διαμόρφωση φάσης λόγω του φαινομένου XPM μεταξύ των τριών καναλιών. Τέλος, είναι φανερή και η παρουσία του φαινομένου FWM από την ισχύ που έχει μεταφερθεί σε συχνότητες μικρότερη του πρώτου και μεγαλύτερη του τρίτου καναλιού. Στο πεδίο του χρόνου, η επίπτωση της διακαναλικής μη γραμμικής αλληλεπίδρασης μπορεί να παρατηρηθεί στα διαγράμματα οφθαλμού των τριών καναλιών μετά το αντίστοιχο οπτικό φίλτρο. Στο σχήμα 2.9γ παρουσιάζεται το διάγραμμα οφθαλμού για το δεύτερο κανάλι (193.5 THz). Τα διαγράμματα οφθαλμού και των άλλων δύο καναλιών παρουσιάζουν αντίστοιχο βαθμό παραμόρφωσης, αποδεικνύοντας την πλήρη αδυναμία του αναγεννητή για πολυκυματική λειτουργία.

Στο σημείο αυτό είναι απαραίτητη η ποιοτική περιγραφή του τρόπου με τον οποίο δύο παλμοί γειτονικών καναλιών αλληλεπιδρούν κατά την κοινή τους διάδοση σε οπτική ίνα [2.43]. Στο σχήμα 2.10α-γ παρουσιάζονται τρεις διαφορετικές περιπτώσεις συνδιάδοσης παλμών. Και στις τρεις περιπτώσεις, ένας υψηλότερος παλμός άντλησης (pump) διαδίδεται με μεγαλύτερη ομαδική ταχύτητα από έναν χαμηλότερης ισχύος παλμό παρατήρησης (probe) στον οποίο εξετάζεται η επίδραση που έχει η συνδιάδοση. Στο σχήμα 2.10α οι δύο παλμοί είναι αρχικά συγχρονισμένοι, και επομένως ο παλμός παρατήρησης αλληλεπιδρά με την ακολουθείσα μεριά (trailing edge) του παλμού άντλησης. Καθώς σε αυτήν τη μεριά η ισχύς έχει αρνητική κλίση, η ολίσθηση συχνότητας που προξενείται στον παλμό παρατήρησης λόγω XPM είναι θετική και εικονίζεται με την μπλε καμπύλη. Με τον τρόπο αυτό το φαινόμενο XPM έχει ως αποτέλεσμα τη γένεση μεγαλύτερων συχνοτήτων και επομένως την εισαγωγή ασυμμετρίας στο φάσμα του παλμού παρατήρησης. Στο σχήμα 2.10β περιγράφεται η περίπτωση όπου αρχικά δεν υπάρχει επικάλυψη μεταξύ των παλμών, αλλά ο παλμός άντλησης προλαβαίνει και συγχρονίζεται με τον παλμό παρατήρησης στο τέλος της διάδοσης. Καθώς ο παλμός παρατήρησης αλληλεπιδρά μόνο με την προπορευόμενη μεριά (leading edge) του παλμού άντλησης, η περίπτωση αυτή είναι κατοπτρική της προηγούμενης με την ολίσθηση συχνότητας να είναι αρνητική και επομένως το κέντρο βάρους του φάσματος του παλμού παρατήρησης να μετακινείται προς χαμηλότερες συχνότητες. Τέλος στο σχήμα 2.10γ παρουσιάζεται η περίπτωση της

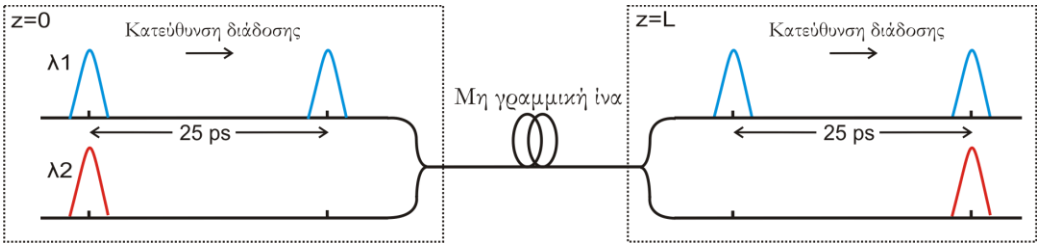


Σχήμα 2.10: Σχηματική αναπαράσταση περιπτώσεων συνδιάδοσης παλμών άντλησης (pump) και παρατήρησης (probe) διαφορετικής συχνότητας, και η ολίσθηση συχνότητας (chirp) που αποκτά ο παλμός παρατήρησης λόγω του φαινομένου XPM: (α) Ατελής σύγκρουση με αρχικά συγχρονισμένους παλμούς, (β) Ατελής σύγκρουση με συγχρονισμένους παλμούς στο τέλος της διάδοσης, και γ) πλήρης σύγκρουση. Από [2.43].

«πλήρους σύγκρουσης» (complete collision) η οποία αντιστοιχεί στην ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση λόγω XPM, καθώς ο παλμός παρατήρησης αλληλεπιδρά και με τις δύο πλευρές του παλμού άντλησης. Ως αποτέλεσμα, η ολίσθηση συχνότητας στα χρονικά όρια του παλμού παρατήρησης είναι αρκετά μικρότερη σε απόλυτη τιμή, είναι μέγιστη όχι στο κέντρο αλλά στα χρονικά άκρα του παλμού, και επιπλέον είναι συμμετρική με αποτέλεσμα να μην μετακινείται το κέντρο βάρους του φάσματος.

Για τα παραπάνω υποτέθηκε ότι η ισχύς των παλμών είναι σταθερή. Επιπλέον υποτέθηκε ότι οι δύο παλμοί παρουσιάζουν διαφορετική ομαδική ταχύτητα, αλλά ότι το σχήμα τους δε μεταβάλλεται κατά τη διάδοση, κάτι που θα ήταν δυνατό, μόνο αν η διασπορά ήταν μηδενική. Στην πραγματικότητα, και συγκεκριμένα στην περίπτωση μη γραμμικής ίνας με ομαλή διασπορά, η ισχύς, το σχήμα και η χρονική διάρκεια των παλμών μεταβάλλονται σημαντικά λόγω της συνδυασμένης δράσης της εξασθένησης και των φαινομένων SPM και XPM. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, η περίπτωση της «πλήρους σύγκρουσης» εξακολουθεί να έχει μικρή επίπτωση στον παλμό παρατήρησης μόνο όταν η διαφορά των ομαδικών ταχυτήτων είναι μεγάλη και επομένως ο χρόνος αλληλεπίδρασης πολύ μικρός. Αν λοιπόν μέσα σε αυτόν τον χρόνο, τα επίπεδα ισχύος και το χρονικό προφίλ των παλμών δεν αλλάζουν σημαντικά, πράγματι η αλληλεπίδραση του παλμού παρατήρησης με την προπορευόμενη πλευρά του παλμού άντλησης μπορεί κατά προσέγγιση να αναιρεθεί από την αλληλεπίδραση με το δεύτερο μισό του παλμού. Το συμπέρασμα μπορεί να γενικευθεί και για τις άλλες δύο περιπτώσεις «ατελούς σύγκρουσης» που περιγράφτηκαν. Παρότι δεν μπορεί σε αυτές τις περιπτώσεις να υπάρξει αναίρεση και μηδενική μετατόπιση του φασματικού κέντρου βάρους, η επίπτωση του φαινομένου XPM θα είναι μικρότερη για μεγάλες διαφορές των ομαδικών ταχυτήτων και επομένως μικρό χρόνο αλληλεπίδρασης.

Επιστρέφοντας στην πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev, θα πρέπει να επισημανθεί ότι κάτω από τη θεώρηση της ασύγχρονης λειτουργίας και των τυχαίων σχετικών καθυστερήσεων των διαφορετικών WDM καναλιών, είναι αδύνατη η σχεδίασή του έτσι ώστε στη γενική περίπτωση να συμπεριλαμβάνονται μόνο «πλήρεις συγκρούσεις» παλμών. Για να γίνει κατανοητό, ας θεωρήσουμε με τη βοήθεια του σχήματος 2.11



Σχήμα 2.11: Αναπαράσταση διάδοσης παλμών δύο καναλιών σε ίνα ομαλής διασποράς με σχετική μετατόπιση των δύο καναλιών ίση με τη χρονική διάρκεια ενός δυφίου (25 ps για ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s).

διάδοση δύο καναλιών όπου παρόμοια με το παράδειγμα που προσομοιώθηκε, οι παλμοί των καναλιών είναι συγχρονισμένοι στην αρχή της διάδοσης. Θεωρώντας ότι ένας συγκεκριμένος παλμός του χαμηλότερης συχνότητας (κόκκινου) καναλιού επικαλύπτεται από έναν παλμό του υψηλότερης συχνότητας (μπλε) καναλιού, αποκλείουμε εξαρχής την περίπτωση της «πλήρους σύγκρουσης». Ο παλμός του «κόκκινου» καναλιού θα αλληλεπιδράσει μόνο με την προπορευόμενη πλευρά του έτερου παλμού καθώς θα απομακρύνεται εξ' ορισμού με μεγαλύτερη ταχύτητα διάδοσης στην ίνα ομαλής διασποράς. Μπορούμε να επεκτείνουμε τον ορισμό της «πλήρους σύγκρουσης», έτσι ώστε να θεωρήσουμε ως τέτοια την περίπτωση που στο τέλος της διάδοσης ο «κόκκινος» παλμός έχει προλάβει και συγχρονιστεί επακριβώς με κάποιον από τους προπορευόμενους «μπλε» παλμούς. Με τον τρόπο αυτόν το ήμισυ του πρώτου «μπλε» παλμού σχηματίζει ένα εικονικό ζευγάρι με το ήμισυ του προπορευόμενου «μπλε» παλμού. Η περίπτωση αυτή θα ήταν δυνατή αν η σχετική μετατόπιση (walk-off) των δύο καναλιών ήταν ίση χρονικά με ακέραιο πολλαπλάσιο της χρονικής διάρκειας του ενός δυφίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.11. Η ύπαρξη όμως προπορευόμενου ή όχι παλμού εξαρτάται από το ψηφιακό σήμα πληροφορίας και επομένως δεν έχει γενική ισχύ.

Με βάση τα παραπάνω, η πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev περιλαμβάνει αναπόφευκτα «ατελείς» συγκρούσεις» παλμών. Ο μόνος τρόπος για τον περιορισμό της παρεμβολής λόγω XPM θα ήταν η εξασφάλιση μεγάλης σχετικής μετατόπισης μεταξύ των (γειτονικών) καναλιών, έτσι ώστε η χρονική διάρκεια που αντιστοιχεί στις «ατελείς συγκρούσεις» να αποτελεί ένα μικρό ποσοστό της συνολικής διάρκειας της διάδοσης. Ισοδύναμα, θα εξασφαλιζόταν ότι η στροφή φάσης που επάγεται λόγω XPM σε κάθε παλμό λόγω αυτών των συγκρούσεων αποτελεί ένα μικρό ποσοστό της απαραίτητης μη γραμμικής στροφής φάσης λόγω SPM, και επομένως δεν επηρεάζει αισθητά τη διαδικασία της φασματικής διεύρυνσης και της εν γένει αναγεννητικής διαδικασίας.

Επιστρέφοντας στο παράδειγμα πολυκυματικής λειτουργίας που παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.9, η σχετική μετατόπιση γειτονικών καναλιών υπολογίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$(\text{Σχετική μετατόπιση}) = D \cdot L \cdot (\text{Φασματική απόσταση καναλιών}) \qquad (2.21)$$

όπου D και L η διασπορά και το μήκος της ίνας. Αντικαθιστώντας τις τιμές που χρησιμοποιήθηκαν (D = 0.5 ps/nm/km, L = 3.5 km και φασματική απόσταση 6.4 nm) προκύπτει η σχετική μετατόπιση ίση με 11.2 ps. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι παλμοί έχουν χρονική διάρκεια στην έξοδο της ίνας μεγαλύτερη από 13 ps, γίνεται αντιληπτό ότι ανάλογα με τη ψηφιακή πληροφορία που μεταδίδεται στα τρία κανάλια, ένας παλμός του δεύτερου καναλιού μπορεί να επικαλύπτεται με παλμό γειτονικού καναλιού μέσα στα όρια

του ημίσειου πλάτους του για τη συνολική διάρκεια της διάδοσης, και ως εκ τούτου το φαινόμενο XPM θα επηρεάζει ισχυρά τη διάδοση. Πιο συγκεκριμένα, για κάθε παλμό του δεύτερου καναλιού, θα υπάρχουν τόσες πιθανές συναρτήσεις μεταφοράς όσοι οι λογικοί συνδυασμοί των δυφίων στα διπλανά κανάλια (00, 01, 10 και 11) και -πολύ περισσότερο- όσα είναι τα επίπεδα ισχύος των αντίστοιχων παλμών. Ο κάθε παλμός του δεύτερου καναλιού θα έχει στην έξοδο ισχύ που θα αντιστοιχεί στη «δική» του συνάρτηση μεταφοράς με τελικό αποτέλεσμα για το συγκεκριμένο κανάλι αυξημένη διακύμανση ισχύος και εμφάνιση έντονου timing jitter, όπως παρατηρείται στο διάγραμμα οφθαλμού του σχήματος 2.9γ. Ως γενικός κανόνας στην πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή, αναμένεται η ενίσχυση κάποιων εκ των ψευδοπαλμών, καθώς το φαινόμενο XPM επάγει σε αυτούς μη γραμμική στροφή φάσης με αποτέλεσμα να διευρύνονται φασματικά και να μην αποκόπτονται από το μετατοπισμένο οπτικό φίλτρο.

Οι τρόποι με τους οποίους μπορεί να αυξηθεί η σχετική μετατόπιση των γειτονικών καναλιών περιγράφονται στην εξίσωση (2.21). Πράγματι, αυξημένη φασματική απόσταση των καναλιών συντελεί σε μεγαλύτερες διαφορές της ομαδικής ταχύτητας και επομένως σε μεγαλύτερη σχετική μετατόπιση και μικρότερη μη γραμμική αλληλεπίδραση. Σε κάθε περίπτωση πάντως, η απαιτούμενη αύξηση της φασματικής απόστασης θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα μεγάλη καθιστώντας το σύστημα απολύτως μη πρακτικό.

Ο δεύτερος τρόπος σχετίζεται με τη χρήση ίνας μεγαλύτερης διασποράς. Το διάγραμμα όμως του σχήματος 2.8β παρουσιάζει την επίδοση του αναγεννητή σε μονοκυματική λειτουργία ως συνάρτηση των κανονικοποιημένων παραμέτρων της διάδοσης. Αν παίρνοντας ως δεδομένη μία ορισμένη σχεδίαση του αναγεννητή, διπλασιάσουμε τη διασπορά της ίνας, τότε η ίδια απόδοση διατηρείται αν αντίστοιχα διπλασιάσουμε την επίπτωση του φαινομένου SPM διπλασιάζοντας την ισχύ των παλμών ή τη μη γραμμικότητα της ίνας. Με τον τρόπο αυτόν διατηρείται ο αριθμός N, και παραμένει αναλλοίωτη η συνάρτηση μεταφοράς για την ίδια τιμή της κανονικοποιημένης απόστασης διάδοσης ξ. Η τελευταία όμως είναι αντιστρόφως ανάλογη της διασποράς και αντιστοιχεί στη μισή φυσική απόσταση σε σχέση με την αρχική σχεδίαση. Το τελικό συμπέρασμα είναι ότι η σχετική μετατόπιση των καναλιών και η επίπτωση του φαινομένου XPM θα παραμείνουν ως έχουν, αν χρησιμοποιηθεί υψηλότερη τιμή διασποράς αλλά επιλεχθεί το ίδιο σημείο λειτουργίας της διάταξης στο διάγραμμα του σχήματος 2.8β.

Τέλος, ο τρίτος τρόπος αφορά την επιλογή μεγαλύτερου μήκους ίνας με μετακίνηση στο διάγραμμα, παράλληλης στον άξονα της κανονικοποιημένης απόστασης διάδοσης. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (2.21) και (2.17α), καθώς και τη σχέση ορισμού του μήκους διασποράς [2.43], καταλήγουμε στην εξής έκφραση για τη σχετική μετακίνηση γειτονικών καναλιών κατά τη διάδοση:

$$(\Sigma\chi\varepsilon\tau\iota\kappa\acute{\eta}\ \Mu\varepsilon\tau\alpha\kappa\acute{\iota}\nu\eta\sigma\eta) = \xi \cdot \frac{2\cdot\pi\cdot c}{\lambda^2} \cdot T_0^2 \cdot (\Phi\alpha\sigma\mu\alpha\tau\iota\kappa\acute{\eta}\ \Alpha\pi\acute{o}\sigma\tau\alpha\sigma\eta) \tag{2.22}$$

η οποία για παλμούς με χρονική διάρκεια ημίσειας ισχύος 8.35 ps, λειτουργία στα 1550 nm και φασματική απόσταση 6.4 nm γίνεται:

$$(\Sigma\chi\varepsilon\tau\iota\kappa\acute{\eta}\ \Mu\varepsilon\tau\alpha\kappa\acute{\iota}\nu\eta\sigma\eta) \approx \xi \cdot 125\ ps \tag{2.23}$$

Παρότι η τελευταία σχέση προσφέρει φανομενικά κάποιο βαθμό ελευθερίας, έχει ήδη αναφερθεί στην προηγούμενη ενότητα ότι ο αναγεννητής Mamyshev παρουσιάζει

εξαιρετική μονοκυματική λειτουργία για τιμές της παραμέτρου ξ έως 0.25 περίπου. Επομένως η μέγιστη σχετική μετακίνηση καναλιών που απέχουν φασματικά 6.4 nm είναι περίπου 31 ps, δίχως να υποβιβάζεται η αναγεννητική δυνατότητα της διάταξης. Η τιμή αυτή παραμένει εξαιρετικά χαμηλή και δείχνει ότι η επίδραση του φαινομένου XPM σε πολυκυματική λειτουργία θα είναι καταστρεπτική. Για μεγαλύτερες τιμές του ξ η επίδραση του φαινομένου XPM θα είναι πράγματι μικρότερη με τίμημα τη λιγότερο ικανοποιητική λειτουργία του αναγεννητή ακόμα και για ένα κανάλι στην είσοδό του, μέχρι τελικά το όριο της απόλυτα γραμμικής διάδοσης.

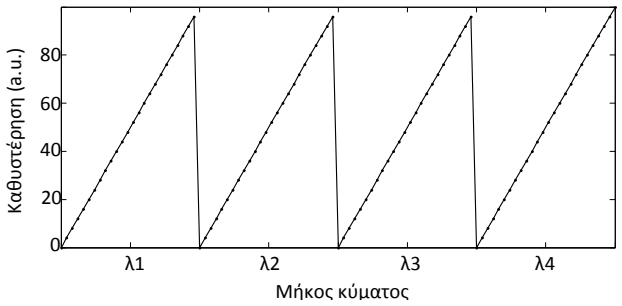
Στην πράξη, είναι αδύνατη η εύρεση ενός ικανοποιητικού συμβιβασμού μεταξύ των δύο τάσεων, όπως αποδεικνύει και η έλλειψη σχετικών δημοσιεύσεων στη διεθνή βιβλιογραφία, επιβεβαιώνοντας την ανάγκη τροποποίησης του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev για πολυκυματική λειτουργία.

2.2.2 Τροποποιήσεις αναγεννητή Mamyshev – Η κατάσταση έως σήμερα

Έως και σήμερα, εκτός από τη μέθοδο που προτάθηκε στα πλαίσια της διατριβής, μόνο δύο είναι οι εναλλακτικές προσεγγίσεις για την επίτευξη πολυκυματικής λειτουργίας του αναγεννητή Mamyshev.

Η πρώτη εξασφαλίζει ταυτόχρονη αναγεννητική λειτουργία για δύο WDM κανάλια, βασιζόμενη σε επιπρόσθετη πολυπλεξία κατεύθυνσης διάδοσης μέσα στην ίνα του αναγεννητή. Πιο συγκεκριμένα, τα δύο κανάλια διαδίδονται προς αντίθετες κατευθύνσεις, και επομένως οι συγκρούσεις μεταξύ των παλμών τους είναι πλήρεις. Επιπλέον η χρονική διάρκεια των συγκρούσεων είναι πρακτικά μηδενική, καθώς η σχετική μετατόπιση δύο αντίθετα διαδιδόμενων παλμών ανεξαρτήτως φέρουσας συχνότητας είναι της τάξης των 10 ns ανά μέτρο της ίνας διάδοσης. Με τον τρόπο αυτό, το φαινόμενο FWM εκμηδενίζεται και η επίδραση του φαινομένου XPM ελαχιστοποιείται, καθώς για συγκεκριμένο παλμό του ενός καναλιού οι συγκρούσεις του με τους αντίθετα διαδιδόμενους παλμούς μεταφράζονται ως μία σταθερή επιπρόσθετη φάση, ανεξάρτητη της ψηφιακής πληροφορίας που μεταδίδεται. Το πλεονέκτημα της μεθόδου είναι η σταθερή και αξιόπιστη λειτουργία, η οποία επέτρεψε την πειραματική της υλοποίηση για σήματα ρυθμού μετάδοσης 10 Gb/s [2.46] και 40 Gb/s [2.47]. Το βασικό της μειονεκτήμα αποτελεί η δυνατότητα αναγέννησης μόνο δύο WDM καναλιών (όσες και οι κατευθύνσεις διάδοσης μέσα σε μία οπτική ίνα), αλλά και η πολυπλοκότητα που εισάγεται στον αναγεννητή για την αποπολυπλεξία των δύο καναλιών και την εισαγωγή τους στα δύο άκρα της οπτικής ίνας.

Η δεύτερη μέθοδος προτάθηκε θεωρητικά το 2005 και εισήγαγε την ιδέα της διαχείρισης διασποράς στο μη γραμμικό στοιχείο διάδοσης του αναγεννητή Mamyshev [2.48]. Η απλή ίνα του αναγεννητή αντικαθίσταται από ένα σύνθετο μη γραμμικό τομέα που παρουσιάζει υψηλή τοπική αλλά χαμηλή μέση διασπορά. Πιο συγκεκριμένα, ο τομέας υλοποιείται με κομμάτια μη γραμμικής ίνας υψηλής (ομαλής) διασποράς, τα οποία εναλλάσσονται με στοιχεία αντιστάθμισης διασποράς (DCM-Dispersion Compensating Modules). Η ίνα έχει κατάλληλη διασπορά και το κάθε κομμάτι κατάλληλο μήκος ώστε να επιτρέπει σχετική μετατόπιση μεταξύ δύο γειτονικών καναλιών περίπου ίση με τη χρονική διάρκεια ενός δυφίου. Το DCM θεωρείται πλήρως γραμμικό και αντισταθμίζει μερικώς για το κάθε κανάλι τη διασπορά που εισήγαγε το προηγηθέν κομμάτι ίνας, συμπιέζοντας τους παλμούς

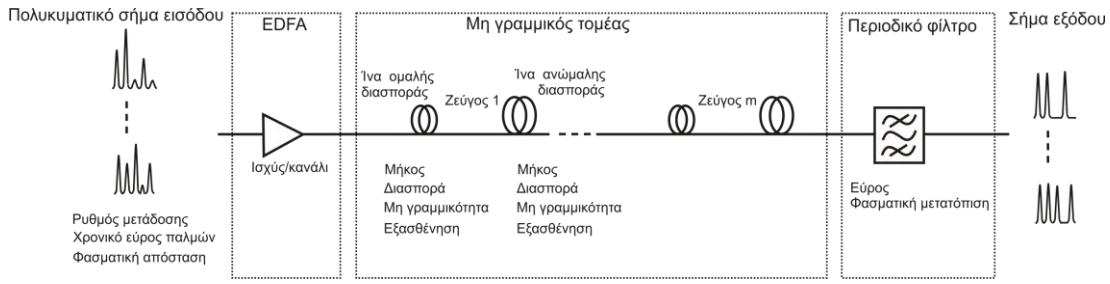


Σχήμα 2.12: Τυπική μορφή καθυστέρησης διάδοσης σα συνάρτηση του μήκους κύματος για ένα PGDD. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα η περιοδικότητα του PGDD συμπίπτει με τη φασματική απόσταση μεταξύ 4 WDM καναλιών.

σχεδόν στην αρχική τους χρονική διάρκεια. Η μέση διασπορά του τομέα είναι παραπλήσια της συνήθους τιμής διασποράς των υψηλά μη γραμμικών ινών που χρησιμοποιούνται στο συμβατικό αναγεννητή Mamyshev. Με τον τρόπο αυτό, οι παλμοί γειτονικών καναλιών δεν αλληλεπιδρούν ισχυρά στα κομμάτια της ίνας λόγω της υψηλής τοπικής διασποράς, ενώ η δυνατότητα να δράσει το φαινόμενο SPM και επομένως να υπάρξει φασματική διεύρυνση και αναγεννητική δράση διατηρείται λόγω της περιοδικής αντιστάθμισης και της συνολικά χαμηλής μέσης διασποράς του τομέα.

Η επίδοση του αναγεννητή εξαρτάται πλήρως από το είδος των στοιχείων που χρησιμοποιούνται στον τομέα ως DCM. Αν τα στοιχεία είναι απλές ίνες ανώμαλης διασποράς, η μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ των WDM καναλιών παραμένει καταστρεπτική, όπως και στο συμβατικό αναγεννητή Mamyshev, καθιστώντας αδύνατη την πολυκυματική λειτουργία της διάταξης. Αν αντίθετα χρησιμοποιούνται στοιχεία περιοδικής ομαδικής καθυστέρησης (PGDD-Periodic Group Delay Devices), ο αναγεννητής λειτουργεί αποδοτικά και μπορεί να αναγεννήσει κάθε ένα από τα πολυπλεγμένα κανάλια [2.48]. Για να κατανοηθεί η διαφορά, σημειώνεται ότι τα PGDD είναι οπτικά φίλτρα, τα οποία επιβάλλουν περιοδική ως προς το μήκος κύματος καθυστέρηση διάδοσης [2.48]. Αν η περίοδος είναι ίση με τη φασματική απόσταση των εισερχόμενων καναλιών, όπως ενδεικτικά παρουσιάζεται στο σχήμα 2.12, οι παλμοί διαφορετικών καναλιών συμπιέζονται χρονικά χωρίς να μετακινούνται ο ένας ως προς τον άλλον. Επομένως, στην έξοδο των PGGD, οι παλμοί συνεχίζουν τη μη γραμμική τους διάδοση από το σημείο στο οποίο την είχαν διακόψει, εξασφαλίζοντας με τον τρόπο αυτό πλήρεις συγρούσεις. Αντίθετα, η χρήση γραμμικών ινών ανώμαλης διασποράς ως στοιχεία DCM, προκαλεί ταυτόχρονα με τη συμπίεση των παλμών, σχετική μετατόπισή τους προς την αντίθετη κατεύθυνση σε σχέση με ό,τι συμβαίνει στην ίνα ομαλής διασποράς, προκαλώντας εξάρτηση της συμπεριφοράς της διάταξης από τη μεταδιδόμενη πληροφορία.

Η αναγκαιότητα χρήσης ειδικών και άρα ακριβών στοιχείων (PGDD), τα οποία επιπλέον παρουσιάζουν αυξημένη και εξαρτώμενη από το μήκος κύματος εξασθένηση [2.48], κάνει τη συγκεκριμένη μέθοδο ιδιαίτερα δαπανηρή και περίπλοκη. Παρ' όλα αυτά, η μέθοδος παραμένει ιδιαίτερα σημαντική καθώς εισήγαγε την ιδέα της διαχείρισης διασποράς στο μη γραμμικό τομέα του αναγεννητή Mamyshev.



Σχήμα 2.13: Γενική μορφή και πλήθος παραμέτρων του πολυκυματικού αναγεννητή διαχείρισης διασποράς που σχεδιάστηκε στα πλαίσια της διατριβής.

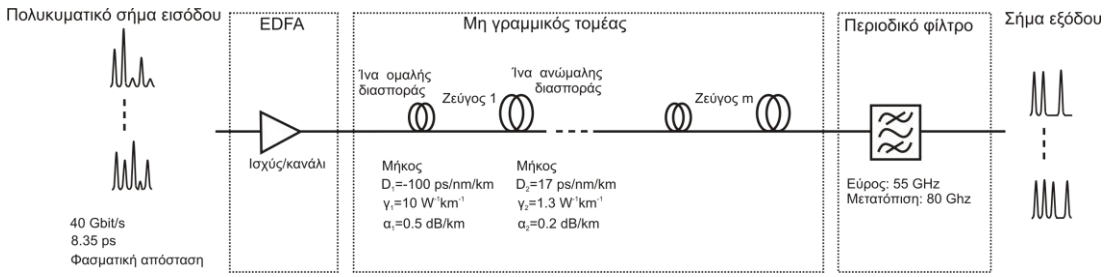
2.2.3 Σχεδίαση και μελέτη του πολυκυματικού αναγεννητή

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζεται η σχεδίαση και η μελέτη πολυκυματικού αναγεννητή που έγινε στα πλαίσια της διατριβής με κατάλληλη τροποποίηση του αναγεννητή Mamyshev. Η μέθοδος υιοθετεί τη βασική ιδέα που εισήγαγε η αναφορά [2.48], δηλαδή τη διαχείριση διασποράς στο μη γραμμικό τομέα του αναγεννητή, αλλά διαφοροποιείται σαφώς επικεντρώνοντας στη σχεδίαση του χάρτη διασποράς με χρήση αποκλειστικά και μόνο συμβατικών οπτικών ινών. Η χρήση συμβατικών ινών δίνει σημαντικό συγκριτικό πλεονέκτημα στη μέθοδο όσον αφορά το κόστος, τη δυνατότητα πρακτικής υλοποίησης και τη χρηστικότητά της. Υπενθυμίζεται δε ότι σημείο αφετηρίας της μελέτης αποτέλεσε το κατηγορηματικό πόρισμα προηγούμενης εργασίας [2.48], ότι σε καμία περίπτωση δεν θα ήταν δυνατή η αποδοτική λειτουργία του αναγεννητή αν ο χάρτης διασποράς περιελάμβανε αποκλειστικά οπτικές ίνες.

Στόχο της σχεδίασης αποτέλεσε αναγεννητής με διαχείριση διασποράς και γενική μορφή, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.13. Ο αναγεννητής αποτελείται από έναν οπτικό ενισχυτή, ένα μη γραμμικό τομέα και έναν τομέα οπτικού φιλτραρίσματος. Στην είσοδό του εισέρχεται WDM σήμα με συγκεκριμένη φασματική απόσταση μεταξύ των πολυπλεγμένων καναλιών. Ο ρυθμός μετάδοσης ανά κανάλι είναι επίσης συγκεκριμένος, όπως και το σχήμα και ο κύκλος καθήκοντος των παλμών. Ο αναγεννητής πρέπει να λειτουργεί αποτελεσματικά για οποιαδήποτε σχετική καθυστέρηση μεταξύ των καναλιών και οποιαδήποτε πολωτική κατάσταση. Η σχεδίαση έγινε με βάση τη χειρότερη περίπτωση αλληλεπίδρασης, όπου όλα τα κανάλια είναι γραμμικά πολωμένα στην ίδια διεύθυνση. Ο μη γραμμικός τομέας αποτελείται από πλήθος m όμοιων ζευγών ινών. Η πρώτη ίνα σε κάθε ζεύγος έχει ομαλή, ενώ η δεύτερη έχει ανώμαλη διασπορά και δρα ως το στοιχείο αντιστάθμισης της διασποράς. Η μέση διασπορά $D_{μέση}$ του μη γραμμικού τομέα υπολογίζεται με βάση τη σχέση:

$$D_{μέση} = -L_1 \cdot |D_1| + L_2 \cdot |D_2| \qquad (2.24)$$

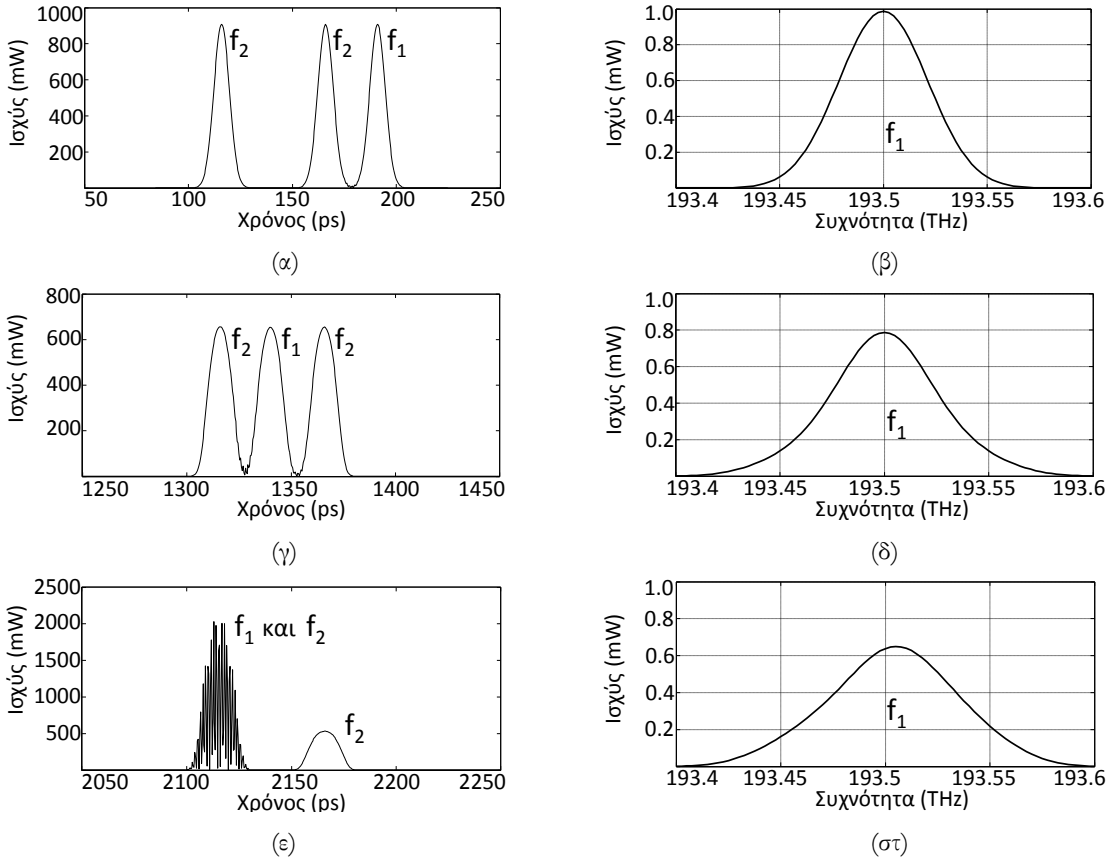
όπου L_1, D_1, L_2 και D_2 τα μήκη και οι τιμές διασποράς της πρώτης και της δεύτερης ίνας σε κάθε ζεύγος, αντίστοιχα. Σε αντίθεση με προηγούμενες μελέτες, η δεύτερη ίνα του κάθε ζεύγους θεωρήθηκε επίσης μη γραμμική. Τέλος, στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα το WDM σήμα φιλτράρεται περιοδικά, έτσι ώστε το κάθε κανάλι να φιλτράρεται γύρω από μία μετατοπισμένη συχνότητα σε σχέση με την αρχική φέρουσα, σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev. Ένα τέτοιο περιοδικό φίλτρο μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί με συστοιχία απλών συζευκτών και συμβατικών φίλτρων, με AWG ή



Σχήμα 2.14: Τιμές των παραμέτρων του πολυκυματικού αναγεννητή που υποτέθηκαν και παράμετροι προς μελέτη και βελτιστοποίηση.

ίνα στην οποία έχουν εγγραφεί πολλαπλά φράγματα περίθλασης Bragg (FBG-Fiber Bragg - Gratings).

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13, το πεδίο παραμέτρων του πολυκυματικού αναγεννητή είναι πράγματι πολυδιάστατο, καθιστώντας τη βελτιστοποίηση της σχεδίασής του εξαιρετικά πολύπλοκη. Σε αντίθεση με το συμβατικό αναγεννητή Mamyshev, η διάδοση στο μη γραμμικό τομέα του πολυκυματικού αναγεννητή γίνεται τόσο σε ίνες ομαλής όσο και ανώμαλης διασποράς, και για το λόγο αυτό, δεν υπάρχει ακριβής αντιστοίχηση μεταξύ των παραμέτρων των δύο αναγεννητών. Για τον περιορισμό των παραμέτρων και την απλοποίηση της σχεδίασης η μελέτη περιορίστηκε σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s ανά κανάλι και γκαουσιανούς παλμούς με πλήρες χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος 8.35 ps. Επιπλέον, υποτέθηκε ότι για τη δημιουργία του χάρτη διασποράς είναι διαθέσιμες συμβατικές ίνες αντιστάθμισης διασποράς (DCF-Dispersion Compensating Fibers) και συμβατικές μονορρυθμικές ίνες μετάδοσης (SMF-Single Mode Fibers). Διευκρινίζεται ότι σύμφωνα με την ορολογία που έχει χρησιμοποιηθεί ως τώρα, οι DCF χρησιμοποιούνται ως οι ίνες ομαλής διασποράς, ενώ οι SMF ως τα στοιχεία αντιστάθμισης διασποράς. Η επιλογή των συγκεκριμένων τύπων ινών έγινε με βάση τη συμβατικότητα, την ευρεία και εύκολη χρήση και το χαμηλό τους κόστος, το οποίο καθιστά τον προτεινόμενο αναγεννητή μία εύκολη και πρακτικά υλοποιήσιμη λύση. Η επιλογή των συγκεκριμένων ινών δεν αναιρεί τη γενικότητα της σχεδίασης, καθώς η κανονικοποιημένη εξίσωση διάδοσης, όπως αυτή δίνεται στην εξίσωση (2.16), βοηθά στην εύρεση κανόνων κλιμάκωσης ως προς την ισχύ των παλμών και το μήκος των τμημάτων, έτσι ώστε η μη γραμμική διάδοση σε κάθε κομμάτι να έχει το ίδιο αποτέλεσμα για όλες τις δυνατές επιλογές ινών. Βεβαίως θα πρέπει να επισημανθεί ότι η ισχύς των παλμών δεν μπορεί να ρυθμιστεί ξεχωριστά για τη διάδοση στις DCF και τη διάδοση στις SMF. Δεδομένης λοιπόν της επιλογής των DCF, αν θέλαμε να αντικαταστήσουμε τις SMF με άλλον τύπο ίνας ανώμαλης διασποράς, θα μπορούσαμε να πάρουμε ακριβώς το ίδιο αποτέλεσμα, μόνο στην περίπτωση που ο νέος τύπος θα είχε τον ίδιο λόγο γ/D με τις SMF. Σε κάθε περίπτωση πάντως, τα όρια ανοχής της διάταξης αποδείχθηκαν κατά τη μελέτη αρκετά μεγάλα, και θα επέτρεπαν με μικρή μεταβολή της παραμέτρου $D_{μέση}$ παραπλήσιο αποτέλεσμα στην έξοδο του αναγεννητή ακόμα και για ίνες με διαφορετικό λόγο γ/D. Τέλος, όσον αφορά τα οπτικά φίλτρα στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα, επιλέχθηκαν και πάλι γκαουσιανά φίλτρα με εύρος 55 GHz και φασματική μετατόπιση 80 GHz. Η επιλογή του εύρους έγινε με βάση όσα ήδη έχουν αναλυθεί στις προηγούμενες παραγράφους, έτσι ώστε το χρονικό εύρος των παλμών στην έξοδο του αναγεννητή να είναι παραπλήσιο του εύρους των παλμών εισόδου. Επιπλέον, η επιλογή της φασματικής μετατόπισης έγινε εμπειρικά και αποτέλεσε έναν αποτελεσματικό



Σχήμα 2.15: Συνδιάδοση ενός παλμού συχνότητας f_1 (193.5 THz) με δύο παλμούς συχνότητας f_2 (194.3 THz) μέσα σε ίνα DCF. Στην αριστερή στήλη φαίνεται το χρονικό ίχνος των παλμών, και στη δεξιά στήλη το φάσμα του παλμού σε συχνότητα f_1. Η πάνω σειρά αναφέρεται στην είσοδο της ίνας, η μεσαία σειρά μετά από 80 m και η κάτω σειρά μετά από 120 m διάδοσης.

συμβιβασμό μεταξύ της δυνατότητας της διάταξης να καταπιέζει τους ψευδοπαλμούς και να αναιρεί την διακύμανση ισχύος των πραγματικών παλμών. Στο σχήμα 2.14 παρατίθενται οι τιμές των παραμέτρων που υποτέθηκαν στη σχεδίαση του πολυκυματικού αναγεννητή και αναφέρονται οι υπόλοιπες παράμετροι ως προς τις οποίες μελετήθηκε και βελτιστοποιήθηκε η διάταξη. Σημειώνεται ότι σε αυτήν την πρώτη μελέτη δεν λήφθησαν υπόψιν η κλίση διασποράς που παρουσιάζουν οι ίνες DCF και SMF, καθώς και οι απώλειες σύνδεσης (splicing loss) μεταξύ των δύο τύπων ινών.

Με δεδομένους τους τύπους ινών που αποτελούν το μη γραμμικό τομέα και τη σχέση (2.24) να επιτρέπει στο μήκος L_2 της SMF να καθορίζει τη μέση διασπορά του τομέα, οι σχεδιαστικές παράμετροι που πρέπει να βελτιστοποιηθούν για δεδομένη φασματική απόσταση των καναλιών είναι το μήκος L_1 της DCF, η μέση διασπορά $D_{μέση}$, η ισχύς ανά κανάλι και το πλήθος m των ζευγών. Το μήκος L_1 καθορίζει την ένταση (strength) του χάρτη διασποράς που υλοποιείται, η παράμετρος $D_{μέση}$ τη συσσωρευμένη διασπορά στο τέλος της διάδοσης, ενώ η αρχική ισχύς και το πλήθος των ζευγών καθορίζουν τη μη γραμμικότητα και το συνολικό μήκος της διάδοσης.

Όπως θα αποδειχθεί, κεντρικό ρόλο για την αποτελεσματικότητα της μεθόδου και μέγιστη σημασία για τη βελτιστοποίηση της σχεδίασης του αναγεννητή έχει η ένταση του χάρτη διασποράς και επομένως η επιλογή του μήκους L_1 της DCF. Αν το μήκος είναι αρκετά μεγάλο, έτσι ώστε η σχετική μετατόπιση ενός πολυπλεγμένου καναλιού ως προς κάποιο γειτονικό του να είναι κατά πολύ μεγαλύτερη της χρονικής διάρκειας ενός δυφίου, τότε η

χρονική διάρκεια μιας πιθανής μερικής σύγκρουσης ενός παλμού του με κάποιον παλμό του γειτονικού καναλιού, θα είναι ένα μικρό μόνο μέρος της συνολικής διάρκειας της διάδοσης. Κατ'επέκταση, μπορεί να προβλεφθεί ότι και η επιζήμια στροφή φάσης που επάγεται στον παλμό λόγω XPM κατά τη διάρκεια αυτής της σύγκρουσης θα αποτελεί μία μικρή μόνο διαταραχή της στροφής φάσης που επάγεται στον ίδιο παλμό λόγω SPM καθόλη τη διάρκεια της διάδοσής του.

Τα παραπάνω περιγράφονται καλύτερα με τη βοήθεια του σχήματος 2.15, το οποίο παρουσιάζει αποτέλεσμα προσομοίωσης δύο καναλιών με φασματική απόσταση 800 GHz και αναπαριστά τη συνδιάδοση ενός παλμού φέρουσας f_1 193.5 THz με δύο παλμούς φέρουσας f_2 194.3 THz σε ίνα DCF μήκους 120 m. Οι τρεις παλμοί έχουν αρχικό εύρος ημίσειας ισχύος 8.35 ps και ισχύ κορυφής 900 mW. Λόγω της ομαλής της διασποράς, ο παλμός με φέρουσα f_1 ταξιδεύει ταχύτερα στην ίνα. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.21) υπολογίζεται ότι η σχετική μετακίνηση των δύο καναλιών στο τέλος της διάδοσης είναι 76.8 ps, η οποία αντιστοιχεί στη χρονική διάρκεια περίπου τριών δυφίων για σήματα ρυθμού μετάδοσης 40 Gb/s. Θεωρώντας ότι στην είσοδο της ίνας οι δύο παλμοί υψηλότερης συχνότητας προπορεύονται κατά μία και τρεις χρονοθυρίδες αντίστοιχα του παλμού χαμηλότερης συχνότητας, ο τελευταίος αναμένεται να προσπεράσει το έναν από τους δύο παλμούς και περίπου να συγχρονιστεί με το δεύτερο στο τέλος της διάδοσης. Στην αριστερή στήλη του σχήματος 2.15 εικονίζεται το χρονικό ίχνος των τριών παλμών στην είσοδο (σχήμα 2.15α), μετά από 80 m (σχήμα 2.15β) και στην έξοδο της ίνας (σχήμα 2.15γ). Στη δεξιά στήλη εικονίζονται τα αντίστοιχα φάσματα του παλμού παρατήρησης με φέρουσα f_1. Όπως παρατηρείται, μετά από διάδοση σε 80 m, ο παλμός παρατήρησης έχει υποστεί μία πλήρη σύγκρουση. Το χρονικό του προφίλ όμως είναι παρόμοιο με τον προπορευόμενο παλμό συχνότητας f_2 που έχει υποστεί μόνο τη συνδυασμένη δράση της διασποράς και του φαινομένου SPM και η οποία έχει προκαλέσει τη διεύρυνσή του. Αντίστοιχα, το φάσμα του παλμού παρατήρησης, εικονίζεται στο σχήμα 2.15δ, όπου φαίνεται ότι έχει διευρυνθεί (κυρίως λόγω SPM) αλλά δεν παρουσιάζει καμία ασυμμετρία. Η έλλειψη ασυμμετρίας δηλώνει την ελάχιστη επίδραση της πλήρους σύγκρουσης που έχει υποστεί ο παλμός. Αντίθετα στην έξοδο της ίνας, ο παλμός παρατήρησης συμπίπτει με τον προπορεύομενο παλμό συχνότητας f_2, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15ε. Το φάσμα του (σχήμα 2.15στ) παρουσιάζεται ασύμμετρο καθώς η μερική σύγκρουση που έχει υποστεί έχει προκαλέσει λόγω XPM φασματική μετατόπιση προς υψηλότερες συχνότητες. Αν αυτό το κομμάτι DCF είναι μέρος του μη γραμμικού τομέα του αναγεννητή, στο επόμενο στιγμιότυπο, τα δύο κανάλια θα διαδίδονται μέσα σε SMF και η κατεύθυνση της σχετικής μετατόπισης θα αντιστραφεί. Σε κάθε περίπτωση η αντίστροφη πορεία μέσα στην SMF δεν μπορεί να αναιρέσει την επίπτωση της μερικής σύγκρουσης που έλαβε χώρα στην DCF, επειδή η μη γραμμική αλληλεπίδραση στην ίνα ανώμαλης διασποράς έχει εντελώς διαφορετικά χαρακτηριστικά συγκρινόμενη με την αλληλεπίδραση μέσα στην ομαλής διασποράς DCF.

Με βάση τα παραπάνω, ο μόνος τρόπος να ελαχιστοποιηθεί η επίπτωση της μερικής σύγκρουσης είναι να αντιστοιχεί σε χρονική διάρκεια πολύ μικρότερη από τη συνολική διάρκεια της διάδοσης στην DCF. Εντελώς σχηματικά μπορούμε να εισάγουμε μία παράμετρο τ η οποία να δηλώνει το λόγο αυτών των χρόνων. Θεωρώντας και πάλι ότι η

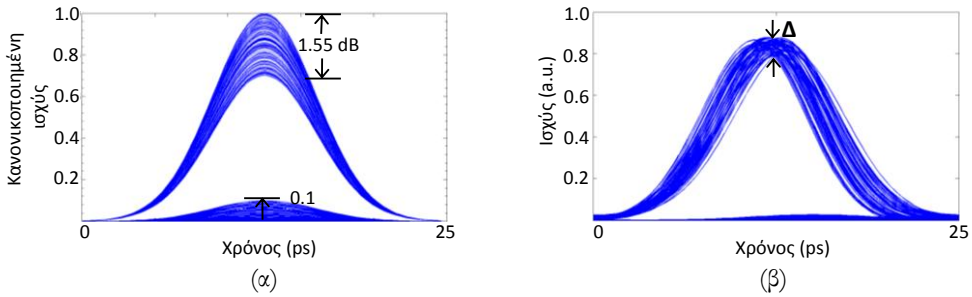
αλληλεπίδραση ξεκινά όταν οι παλμοί επικαλύπτονται στα σημεία ημίσειας ισχύος, και χρησιμοποιώντας ένα διορθωτικό παράγοντα δ για να εκφράσουμε το (μεγαλύτερο) χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος σε αυτό το σημείο της διάδοσης σα συνάρτηση της αρχικής του τιμής T_{FWHM}, καταλήγουμε στην επόμενη σχέση:

$$\tau = \frac{\delta \cdot T_{FWHM}}{(\sigma\chi\varepsilon\tau\iota\kappa\acute{\eta}\ \mu\varepsilon\tau\alpha\tau\acute{o}\pi\iota\sigma\eta)} \tag{2.25}$$

Η παραπάνω σχέση αναφέρεται βεβαίως σε μία μόνο συγκεκριμένη περίπτωση συνδιάδοσης, όπως αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 2.15. Δεν έχει απόλυτη ισχύ και δε θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για να υπολογισθεί με απόλυτο τρόπο το ποσοστό της ανεπιθύμητης φάσης λόγω XPM προς την ωφέλιμη φάση που επάγεται λόγω SPM. Κάτι τέτοιο θα απαιτούσε γνώση των συγκεκριμένων ακολουθιών των δυφίων στα WDM κανάλια, των σχετικών τους καθυστερήσεων, καθώς και των πολωτικών τους καταστάσεων. Σε κάθε περίπτωση όμως δείχνει τον τρόπο με τον οποίο μπορεί να ελαχιστοποιηθεί η μη γραμμική αλληλεπίδραση των καναλιών, ο οποίος δεν είναι άλλος από τη μεγιστοποίηση της σχετικής μετατόπισης. Δεδομένης της διασποράς της ίνας και της φασματικής απόστασης των καναλιών, αύξηση αυτού του όρου συνεπάγεται αύξηση του μήκους L_1 της DCF, και επομένως ισχυροποίηση του χάρτη διασποράς. Το συμπέρασμα αυτό, αν και ιδιαίτερα απλό, διαφοροποίησε ριζικά τη μελέτη μας από προηγούμενες προσπάθειες [2.48], οι οποίες είχαν αποτύχει στη σχεδίαση πολυκυματικού αναγεννητή αποκλειστικά με ίνες, και έστρεψε τη σχεδίαση προς την αναζήτηση βέλτιστων και ιδιαίτερα ισχυρών χαρτών διασποράς.

Δυστυχώς, η ένταση του χάρτη διασποράς δεν μπορεί να αυξάνει χωρίς να υποβαθμίζεται η αναγεννητική δράση της διάταξης ακόμη και σε μονοκυματική λειτουργία, κάνοντας φανερό το συμβιβασμό που θα πρέπει να γίνει μεταξύ της δυνατότητας για αναγέννηση και τον περιορισμό της μη γραμμικής αλληλεπίδρασης των καναλιών σε πολυκυματική λειτουργία. Η απόλυτη τιμή του γινομένου $L_1 \cdot D_1$ που καθορίζει την ένταση του χάρτη διασποράς θα πρέπει να παραμένει μέσα σε συγκεκριμένα όρια, έτσι ώστε να αποφεύγεται η υπερβολική χρονική διαπλάτυνση των παλμών, η οποία οδηγεί σε μείωση της δράσης του φαινομένου SPM, αλλά και στην παρουσία διασυμβολικής παρεμβολής (ISI).

Για τον καθορισμό αυτών των ορίων αλλά και των υπολοίπων παραμέτρων του αναγεννητή, η σχεδίασή του ξεκίνησε με την ενδελεχή μελέτη της μονοκυματικής του λειτουργίας. Οι παράμετροι του αναγεννητή που υποτέθηκαν ανακεφαλαιώνονται στο σχήμα 2.14, ενώ οι υπόλοιπες παράμετροι συνδέονται με τον τρόπο που έχει ήδη περιγραφεί, επιτρέποντας την αξιολόγηση της απόδοσης ως προς τη δύναμη του χάρτη διασποράς $L_1 \cdot D_1$, τη μέση διασπορά $D_{\mu\acute{\varepsilon}\sigma\eta}$, τη μέση ισχύ του (μονοκυματικού) οπτικού σήματος και τον αριθμό των ζευγών DCF-SMF. Ως σήμα εισόδου υποτέθηκε και πάλι σήμα συχνότητας 193.5 THz με 1.55 dB διακύμανση ισχύος κορυφής και ψευδοπαλμούς με ισχύ μέχρι και 10% της μέγιστης ισχύος των πραγματικών παλμών, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.16α. Η απόδοση του αναγεννητή αξιολογήθηκε ποσοτικά με βάση την παραμένουσα διακύμανση ισχύος Δ, όπως εικονίζεται στο σχήμα 2.16β. Η διακύμανση Δ μετρήθηκε στο κέντρο του διαγράμματος οφθαλμού του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή, λαμβάνοντας με τον τρόπο αυτό υπόψιν και το timing jitter που εισάγεται από τη διάταξη. Το σχήμα 2.17

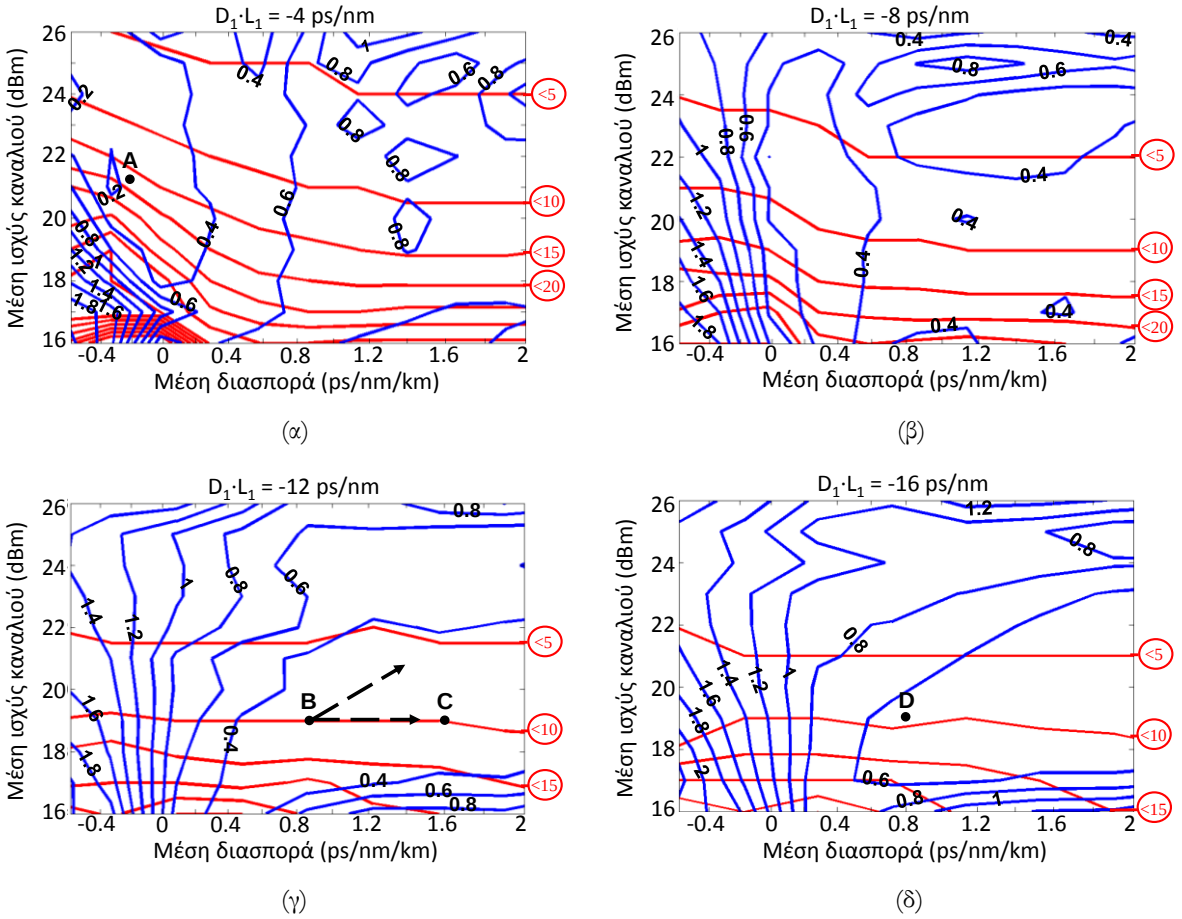


Σχήμα 2.16: Μετρητική στη μελέτη της απόδοσης του αναγεννητή σε μονοκυματική λειτουργία: (α) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, και (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου. Η μελέτη έγινε ως προς την παραμένουσα διακύμανση ισχύος Δ του σήματος στην έξοδο.

παρουσιάζει τα αποτελέσματα αυτής της μελέτης μέσω τεσσάρων διαγραμμάτων (contour plots), καθένα από τα οποία αντιστοιχεί σε διαφορετική ένταση του χάρτη διασποράς. Πιο συγκεκριμένα, τα σχήματα 2.17α, 2.17β, 2.17γ και 2.17δ αντιστοιχούν σε μήκος DCF ίσο με 40, 80, 120 και 160 m, ή ισοδύναμα σε τιμή του γινομένου $L_f \cdot D_f$ ίση με -4, -8, -12 και -16 ps/nm. Υποθέτοντας επιπλέον 800 GHz φασματική απόσταση WDM καναλιών σε πολυκυματική λειτουργία, τα τέσσερα διαγράμματα αντιστοιχούν σε σχετική μετατόπιση των γειτονικών 40 Gb/s καναλιών μέσα στην DCF, ίση με τη διάρκεια 1, 2, 3 και 4 δυφίων, αντίστοιχα. Οι άξονες περιγράφουν τη μέση διασπορά του χάρτη και τη μέση ισχύ του σήματος, ενώ στο κάθε διάγραμμα αποτυπώνονται ταυτόχρονα η παραμένουσα διακύμανση Δ (με μπλε γραμμή σε dB), καθώς και ο αριθμός των ζευγών DCF-SMF (με κόκκινη γραμμή) που απαιτείται για την επίτευξη της ελάχιστης κάθε φορά διακύμανσης.

Και στα τέσσερα διαγράμματα είναι χαρακτηριστική η οριζόντια κατά προσέγγιση διεύθυνση των καμπυλών για τον αριθμό ζευγών DCF-SMF, η οποία δηλώνει το γενικό συμβιβασμό μεταξύ της απαραίτητης ισχύος και του πλήθους των ζευγών που θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν. Όσον αφορά τώρα την απόδοση του αναγεννητή, διαπιστώνεται ότι στον ασθενή χάρτη διασποράς (σχήμα 2.17α), ελάχιστη διακύμανση ισχύος επιτυγχάνεται για αρνητικές τιμές της μέσης διασποράς. Πιο συγκεκριμένα, διακρίνεται μία εκτεταμένη περιοχή στο άνω αριστερό μέρος του διαγράμματος όπου η αρχική διακύμανση των 1.55 dB έχει συρρικνωθεί σε τιμές μικρότερες από 0.4 dB. Μέσα σ'αυτήν την περιοχή έχει επιλεχθεί ενδεικτικά το σημείο λειτουργίας A, το οποίο αντιστοιχεί σε παραμένουσα διακύμανση περίπου ίση με 0.2 dB. Για τους ισχυρότερους χάρτες διασποράς η βέλτιστη μέση διασπορά μετακινείται προς υψηλότερες τιμές. Παρατηρείται λοιπόν χαρακτηριστικά στο σχήμα 2.17γ μία εκτεταμένη περιοχή ελάχιστης διακύμανσης στο κάτω δεξιό τμήμα του διαγράμματος, μέσα στην οποία έχουν επιλεχθεί τα σημεία λειτουργίας B και C, για τα οποία η παραμένουσα διακύμανση είναι περίπου 0.3 dB. Παρόμοια, στο σχήμα 2.17δ έχει επιλεχθεί το σημείο λειτουργίας D για το οποίο η παραμένουσα διακύμανση είναι περίπου 0.5 dB και το οποίο βρίσκεται σε μία εκτεταμένη περιοχή βέλτιστης λειτουργίας επίσης στο κάτω δεξιό τμήμα του διαγράμματος.

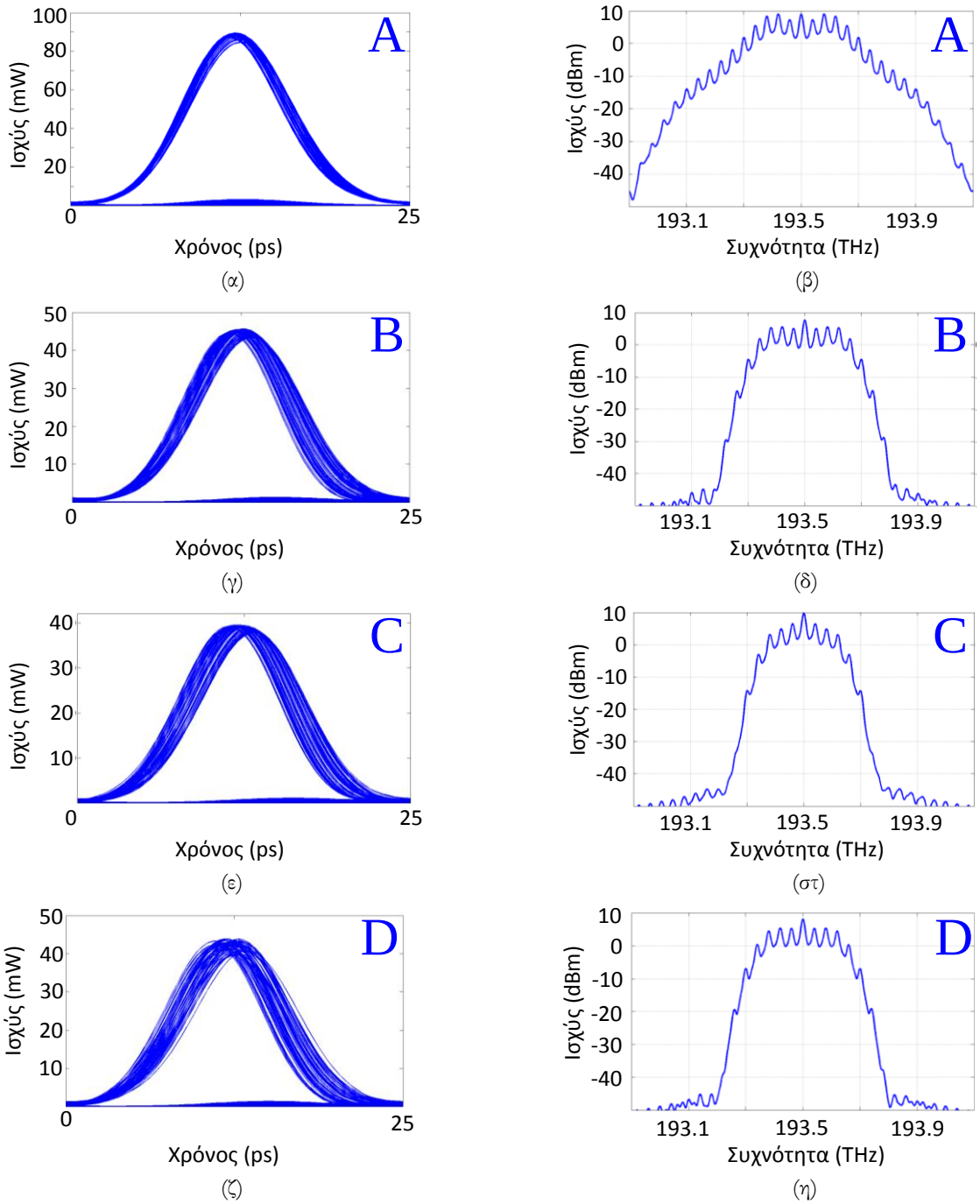
Για να γίνουν κατανοητά τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των τεσσάρων σημείων λειτουργίας που επιλέγησαν, παρουσιάζονται στο σχήμα 2.18 τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του αναγεννητή (αριστερή στήλη) καθώς και τα διευρυμένα φάσματα (0.1 nm resolution) στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα (δεξιά στήλη). Για το σημείο λειτουργίας A το διάγραμμα οφθαλμού και το διευρυμένο φάσμα ομοιάζουν ιδιαίτερα με τα αντίστοιχα



Σχήμα 2.17: Μελέτη απόδοσης αναγεννητή σε μονοκυματική λειτουργία για 4 διαφορετικές τιμές του γινομένου $D_1 \cdot L_1$: (α) -4 ps/nm, (β) -8 ps/nm, (γ) -12 ps/nm, και (δ) -16 ps/nm. Στο κάθε διάγραμμα απεικονίζεται η παραμένουσα διακύμανση ισχύος και ο αριθμός των ζευγών DCF-SMF που απαιτούνται.

διαγράμματα του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev με ίνα ομαλής διασποράς, λόγω του ασθενούς χάρτη διασποράς και της αρνητικής μέσης τιμής του. Το διάγραμμα οφθαλμού αποτυπώνει τη δραστική μείωση της διακύμανσης ισχύος και το μικρό βαθμό εμφανιζόμενου timing jitter. Αντίστοιχα, το φάσμα του σχήματος 2.18β παρουσιάζει εξαιρετική ομαλότητα γύρω από τη συχνότητα 193.58 THz (κεντρική συχνότητα φίλτρου) και έντονη διεύρυνση. Για την ποσοτικοποίηση αυτής της διεύρυνσης, υπολογίζουμε την ισχύ στην κατά 400 GHz μετατοπισμένη συχνότητα 193.9 THz, την οποία και βρίσκουμε μόλις κατά 25 dB χαμηλότερη σε σχέση με την ισχύ της φέρουσας.

Το σημείο λειτουργίας B, το οποίο αντιστοιχεί σε ισχυρότερο χάρτη διασποράς με θετική μέση τιμή (0.86 ps/nm/km) παρουσιάζει διαφοροποιημένα χαρακτηριστικά. Το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο αποτυπώνει την επίσης δραστική μείωση της διακύμανσης ισχύος, η οποία συνοδεύεται από την εντονότερη εμφάνιση timing jitter. Όσον αφορά το φάσμα στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα, είναι επίσης εξαιρετικά επίπεδο στη φασματική περιοχή του φίλτρου, αλλά η ισχύς του μειώνεται απότομα για μεγαλύτερες μετατοπίσεις. Είναι χαρακτηριστικό ότι η ισχύς στα 193.9 THz έχει μειωθεί κατά τουλάχιστον 50 dB σε σχέση με την ισχύ της φέρουσας. Με αναφορά στο σχήμα 2.17γ όπου φαίνεται η θέση του σημείου λειτουργίας B θα πρέπει να σημειωθεί ότι μετατόπιση στο διάγραμμα κατά τη διεύθυνση του κεκλιμένου βέλους (μεγαλύτερη ισχύς και μεγαλύτερη μέση διασπορά) δίνει παρόμοια επίδοση και χαρακτηριστικά, τόσο ως



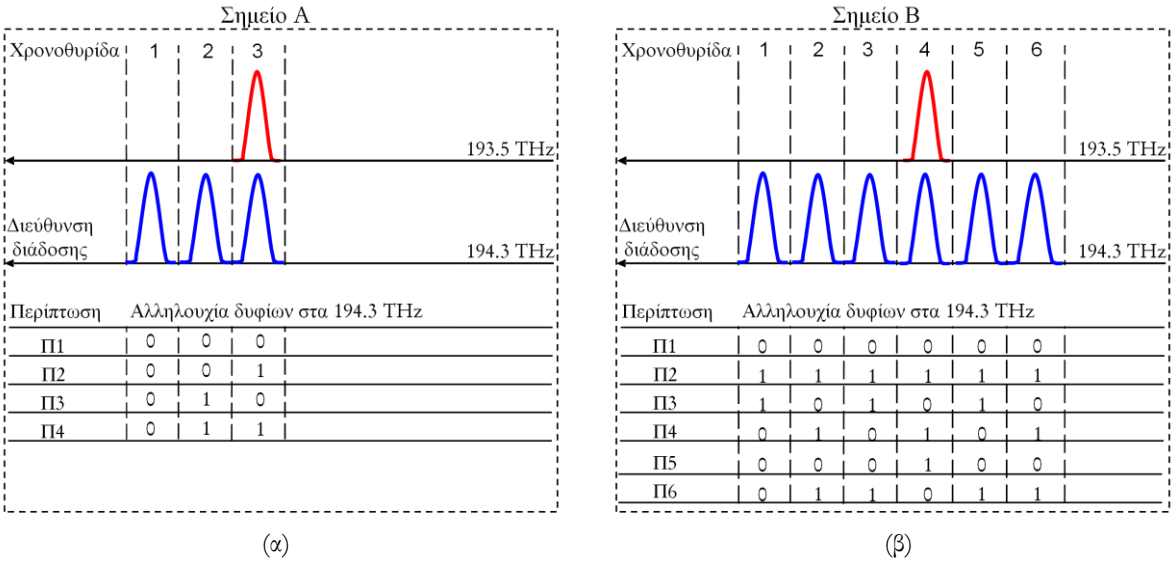
Σχήμα 2.18: Μελέτη μονοκαναλικής λειτουργίας του αναγεννητή: διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του αναγεννητή και φάσματα του σήματος στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα για τα σημεία λειτουργίας Α, Β, Γ και Δ που εικονίζονται στο σχήμα 2.17.

προς το διάγραμμα οφθαλμού όσο και ως προς το φάσμα. Η επιλογή του συγκεκριμένου σημείου έγινε με βάση ένα λογικό συμβιβασμό ανάμεσα στην απαιτούμενη ισχύ (19 dBm) και τον αριθμό των ζευγών DCF-SMF που θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν (10). Αντίθετα, η μετατόπιση κατά τη κατεύθυνση του οριζόντιου βέλους διαφοροποιεί τα χαρακτηριστικά του αναγεννητή. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί το σημείο λειτουργίας C, για το οποίο δίνονται το διάγραμμα οφθαλμού και το διευρυμένο φάσμα στα σχήματα 2.18ε και 2.18στ αντίστοιχα. Το διάγραμμα οφθαλμού παρουσιάζει εντονότερο timing jitter και ασυμμετρία, ενώ η φασματική διεύρυνση είναι σημαντικά μειωμένη με αποτέλεσμα το

φάσμα να μην είναι επίπεδο στη ζώνη μετάδοσης του φίλτρου. Τέλος στα σχήματα 2.18ζ και 2.18η εικονίζονται το διάγραμμα οφθαλμού και το φάσμα που αντιστοιχούν στο σημείο λειτουργίας D. Παρόλο που το φάσμα ομοιάζει με αυτό του σημείου λειτουργίας B, το διάγραμμα οφθαλμού είναι υποβαθμισμένο καθώς η παραμένουσα διακύμανση ισχύος και κυρίως το timing jitter που εισάγεται είναι αυξημένα. Η υποβάθμιση αυτή προέρχεται από τη μεγαλύτερη διασυμβολική παρεμβολή (ISI) κατά τη διάδοση του σήματος στο μη γραμμικό τομέα λόγω του ισχυρότερου χάρτη διασποράς.

Με βάση τα παραπάνω, τα συμπεράσματα που εξάγονται είναι τα ακόλουθα: το σημείο λειτουργίας A προσφέρει οπωσδήποτε την υψηλότερη απόδοση σε μονοκυματική λειτουργία του αναγεννητή. Όσο η ένταση του χάρτη διασποράς αυξάνει, το βέλτιστο σημείο λειτουργίας μετατοπίζεται προς υψηλότερες τιμές της μέσης διασποράς, ενώ η ποιότητα της αναγέννησης αναπόφευκτα υποβαθμίζεται. Τέλος η τιμή -12 ps/nm του γινομένου $L_1 \cdot D_1$ εμφανίζεται να αποτελεί ένα συμβατικό όριο, πέρα από το οποίο η απόδοση του αναγεννητή ακόμα και σε μονοκυματική λειτουργία μειώνεται σημαντικά λόγω κυρίως της έντονης εμφάνισης timing jitter. Συνδυάζοντας το αξίωμα ότι πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή είναι εφικτή μόνο όταν η αντίστοιχη μονοκυματική λειτουργία παραμένει αποδοτική και τη βασική υπόθεση ότι η μη γραμμική αλληλεπίδραση των καναλιών θα παραμένει μικρή μόνο για ισχυρούς χάρτες διασποράς, επιλέχθηκε ως σημείο λειτουργίας του πολυκυματικού αναγεννητή το σημείο B. Η συγκεκριμένη επιλογή αποτέλεσε το κυριότερο αποτέλεσμα της μελέτης βελτιστοποίησης των παραμέτρων του αναγεννητή που παρουσιάστηκε συνοπτικά στα διαγράμματα του σχήματος 2.17.

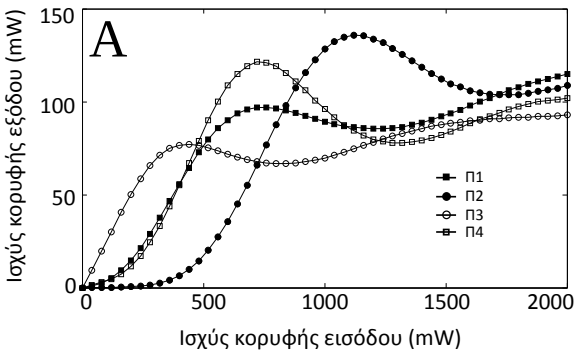
Για την επιβεβαίωση της υπόθεσης ότι ισχυροί χάρτες διασποράς επιτρέπουν την πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή, μελετήθηκαν τα σημεία λειτουργίας A και B σε λειτουργία δύο καναλιών με φασματική απόσταση 800 GHz. Σύμφωνα με την υπόθεσή μας, η πολυκυματική λειτουργία στο σημείο B αναμένεται πολύ πιο αποδοτική απ' ότι στο σημείο A, σε αντίθεση με την μονοκυματική περίπτωση. Η μελέτη εστίασε στην εξάρτηση των συναρτήσεων μεταφοράς για τα δύο σημεία λειτουργίας συναρτήσει της αλληλουχίας των δυφίων στο γειτονικό κανάλι. Πιο συγκεκριμένα υποτέθηκε μοναδικός παλμός συχνότητας 193.5 THz, ο οποίος συνδιαδίδεται με παλμούς του γειτονικού καναλιού συχνότητας 194.3 THz. Οι χρονοθυρίδες των δυφίων των δύο καναλιών είναι αρχικά συγχρονισμένες όπως φαίνεται στο σχήμα 2.19. Για το κάθε σημείο λειτουργίας λαμβάνονται υπόψιν οι θυρίδες δυφίων με τα οποία θα μπορούσε να αλληλεπιδράσει ο παλμός των 193.5 THz λόγω των συγκεκριμένων χαρτών διασποράς. Έτσι λοιπόν, στο σχήμα 2.19α που αναφέρεται στο σημείο λειτουργίας A, λαμβάνονται υπόψιν η θυρίδα που είναι αρχικά συγχρονισμένη με τον παλμό καθώς και οι προπορευόμενες δύο θυρίδες δυφίων, με τα οποία θα αλληλεπιδράσει ο παλμός κατά τη διάδοσή του στο μη γραμμικό τομέα, λόγω της μεγαλύτερης ταχύτητας διάδοσης που έχει στην περιοχή ομαλής διασποράς. Αντίστοιχα, για το σημείο λειτουργίας B λαμβάνονται υπόψιν, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.19β, η συγχρονισμένη θυρίδα, οι τρεις προπορευόμενες και οι δύο ακόλουθες. Οι θυρίδες αυτές μπορεί να περιέχουν ή να μην περιέχουν παλμούς ανάλογα με τη λογική πληροφορία (pattern) που μεταδίδεται. Για το σημείο λειτουργίας A διακρίνουμε λοιπόν τέσσερις ενδεικτικές περιπτώσεις αλληλουχίας δυφίων στο κανάλι συχνότητας 194.3 THz,



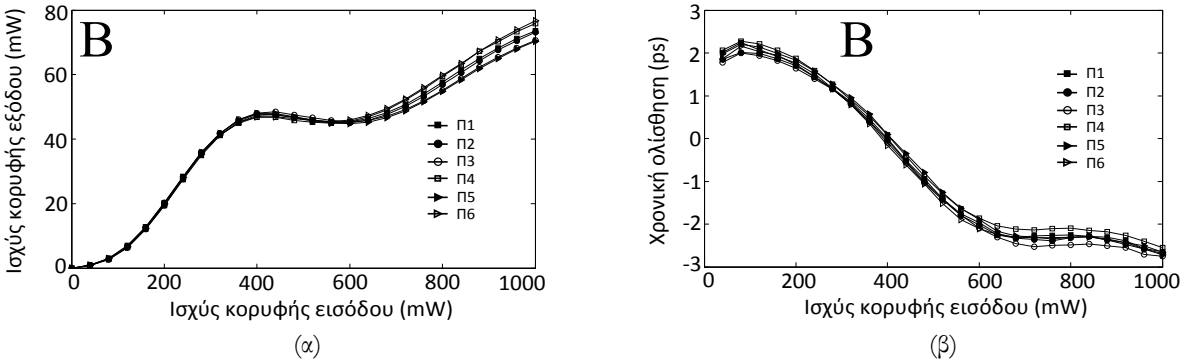
Σχήμα 2.19: Μελέτη αναγεννητή σε λειτουργία δύο καναλιών για τα σημεία λειτουργίας Α και Β που εικονίζονται στο σχήμα 2.17. Ο μοναδικός παλμός του καναλιού συχνότητας 193.5 THz αλληλεπιδρά με παλμούς του γειτονικού καναλιού. Για κάθε κανάλι προσδιορίζεται αριθμός περιπτώσεων αλληλεπίδρασης με βάση την αλληλουχία των δυφίων.

οι οποίες περιγράφονται στο κάτω μέρος του σχήματος 2.19α. Παρόμοια, για το σημείο Β εξετάζουμε έξι περιπτώσεις. Για κάθε μία από αυτές εξάγεται η συνάρτηση μεταφοράς για τον παλμό των 193.5 THz και οι συναρτήσεις αυτές συγκρίνονται. Στην περίπτωση παρουσίας παλμών στο γειτονικό κανάλι, η ισχύς κορυφής τους υποτίθεται ίση με 650 mW για το σημείο λειτουργίας Α και 400 mW για το σημείο Β, καθώς αντιστοιχούν στις ιδανικές τιμές σε μονοκυματική λειτουργία. Και για τα δύο σημεία λειτουργίας η περίπτωση Π1 υποθέτει μηδενικά όλα τα δυφία του γειτονικού καναλιού, και επομένως αναφέρεται στη μονοκυματική λειτουργία του αναγεννητή.

Στο σχήμα 2.20 παρουσιάζονται για το σημείο λειτουργίας Α οι συναρτήσεις μεταφοράς που αντιστοιχούν στις τέσσερις περιπτώσεις του σχήματος 2.19α. Όπως παρατηρείται οι καμπύλες διαφέρουν ριζικά, καθιστώντας φανερό ότι η πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή σε αυτό το σημείο λειτουργίας είναι αδύνατη, καθώς η ισχύς εξόδου του κάθε παλμού για το κανάλι συχνότητας 193.5 THz εξαρτάται από την πληροφορία που μεταδίδεται στο διπλανό κανάλι. Το ίδιο συμπέρασμα θα ίσχυε προφανώς και στην περίπτωση που η μελέτη είχε γίνει ως προς ένα παλμό του καναλιού συχνότητας 194.3 THz, καθώς και στην περίπτωση που είχαν θεωρηθεί περισσότερα των δύο συνδιαδιδόμενα



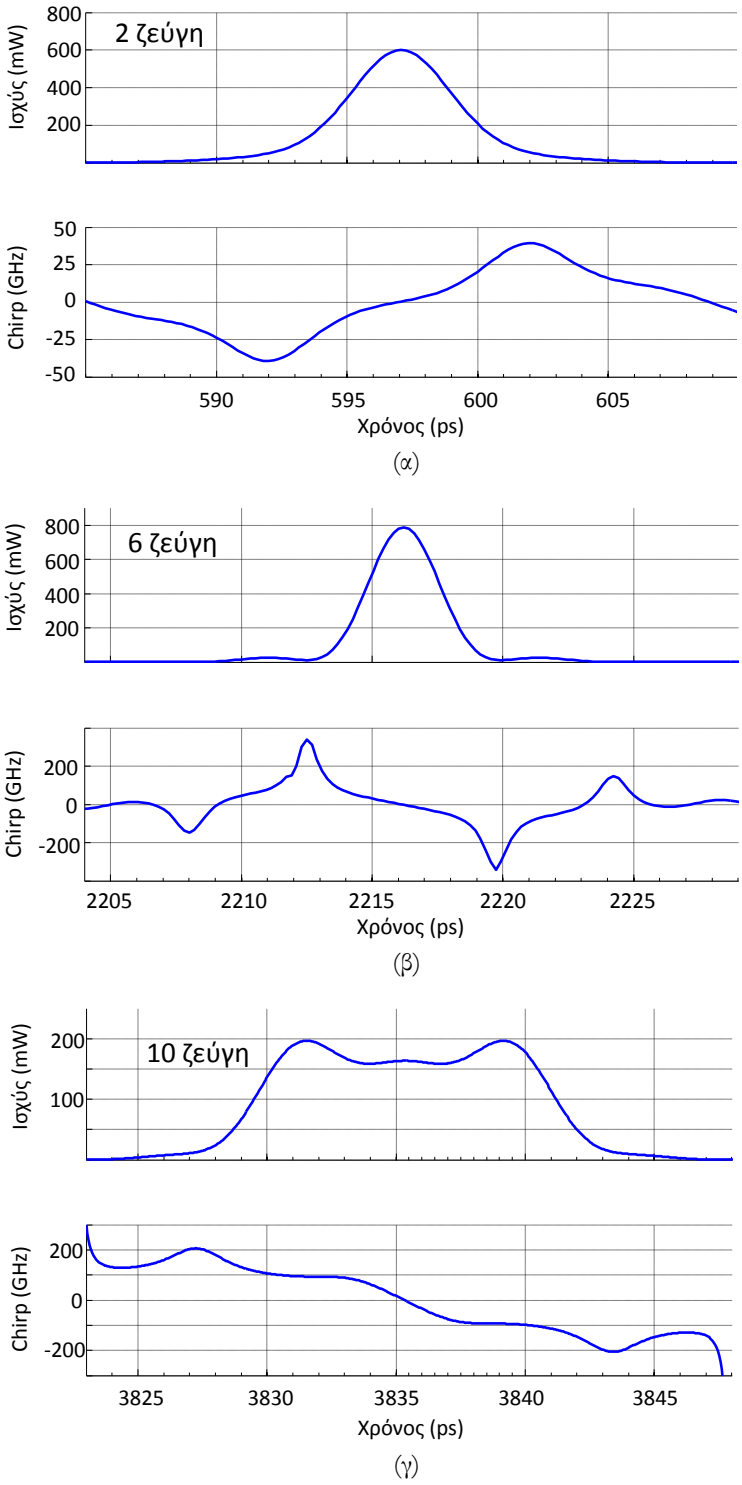
Σχήμα 2.20: Μελέτη αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας Α που εικονίζεται στο σχήμα 2.17: Συνάρτηση μεταφοράς του παλμού συχνότητας 193.5 THz για τις 4 περιπτώσεις που περιγράφονται στο σχήμα 2.19α.



Σχήμα 2.21: Μελέτη αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας B που εικονίζεται στο σχήμα 2.17: (α) Συνάρτηση μεταφοράς του παλμού συχνότητας 193.5 THz για τις 6 περιπτώσεις που περιγράφονται στο σχήμα 2.19β και (β) αντίστοιχη χρονική ολίσθηση (timing jitter) του παλμού στην έξοδο.

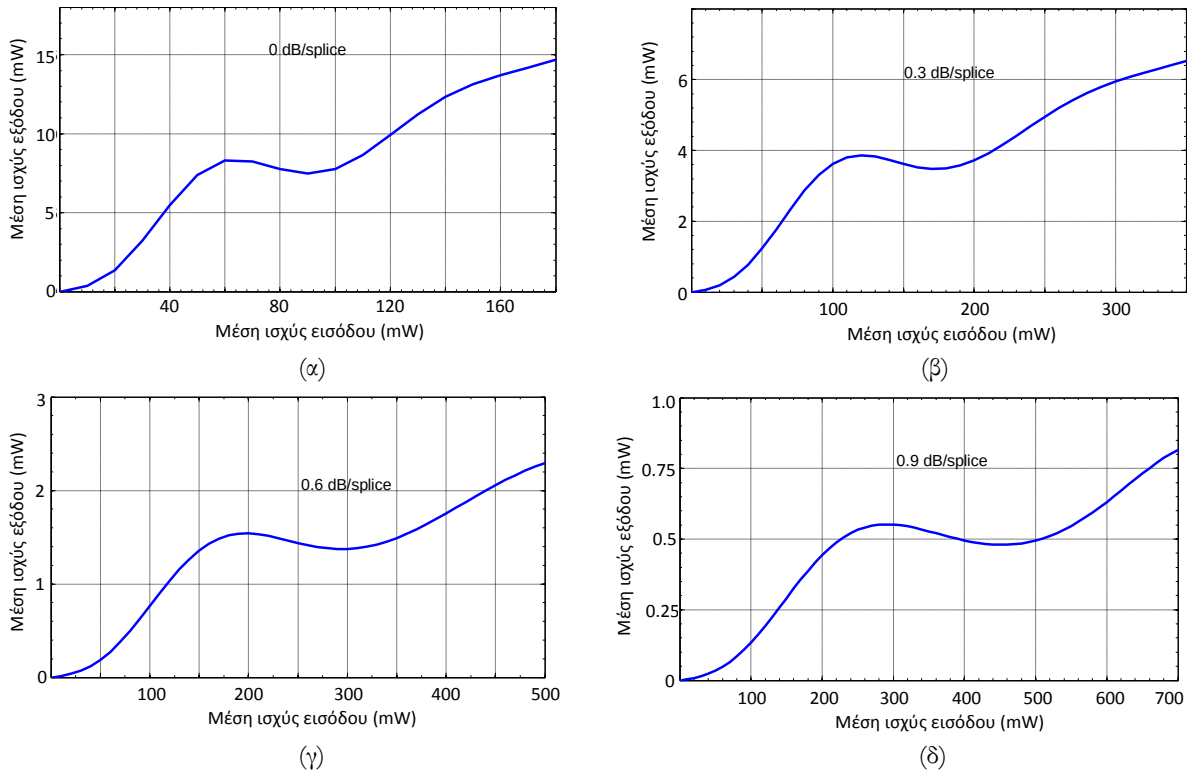
κανάλια. Αντίθετα, στο σχήμα 2.21α παρουσιάζονται για το σημείο λειτουργίας B οι συναρτήσεις μεταφοράς που αντιστοιχούν στις έξι περιπτώσεις του σχήματος 2.19β. Όπως διακρίνεται οι έξι καμπύλες ταυτίζονται πλήρως στη λειτουργική περιοχή του αναγεννητή, παρουσιάζοντας μικρή μόνο απόκλιση για εξαιρετικά υψηλές τιμές ισχύος κορυφής. Η ταύτιση των συναρτήσεων μεταφοράς αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα ευρήματα αυτής της μελέτης και επιβεβαιώνει τη βασική ιδέα πάνω στην οποία στηρίχθηκε η σχεδίαση του πολυκυματικού αναγεννητή, ότι δηλαδή η χρήση ισχυρού χάρτη διασποράς ελαχιστοποιεί τη μη γραμμική αλληλεπίδραση των WDM καναλιών και επιτρέπει την πολυκυματική λειτουργία του. Το συμπέρασμα αυτό μπορεί κάλλιστα να γενικευθεί για παρουσία περισσότερων καναλιών και επομένως πιο περίπλοκων συνδυασμών μεταδιδόμενων (παρεμβαλλόμενων) δυφίων. Στο σχήμα 2.21β παρουσιάζεται επιπλέον η χρονική μετατόπιση του παλμού στην έξοδο του αναγεννητή σε σχέση με τον παλμό που αντιστοιχεί στην περίπτωση Π1 (μονοκυματική λειτουργία) και για ισχύ κορυφής εισόδου 400 mW. Όπως παρατηρείται, οι καμπύλες που αντιστοιχούν στις έξι διαφορετικές περιπτώσεις ακολουθούν την ίδια πορεία αλλά δεν ταυτίζονται πλήρως κάνοντας φανερό ότι στην πολυκυματική λειτουργία θα εμφανίζεται επιπλέον timing jitter που θα υπερτίθεται στο timing jitter που εισάγει ούτως ή άλλως η μονοκυματική λειτουργία του αναγεννητή, και το οποίο είναι προφανές στο διάγραμμα οφθαλμού του σχήματος 2.18γ αλλά και στην καμπύλη Π1 του σχήματος 2.21β.

Στο σημείο αυτό είναι σημαντικό να περιγραφεί συνοπτικά για το σημείο λειτουργίας B η εξέλιξη του χρονικού προφίλ και του chirp ενός παλμού κατά τη διάδοση του στο χάρτη διασποράς. Στα σχήματα 2.22α, 2.22β και 2.22γ φαίνεται το προφίλ και το chirp του παλμού στην έξοδο του δεύτερου, έκτου και δέκατου ζεύγους DCF-SMF του μη γραμμικού τομέα. Μέτα από δύο ζεύγη, ο παλμός αρχικής ισχύος 400 mW και FWHM χρονικής διάρκειας 8.35 ps παρουσιάζεται κατά τι συμπιεσμένος έχοντας θετικό chirp. Στην έξοδο του έκτου ζεύγους ο παλμός έχει συμπιεστεί περαιτέρω (χρονική διάρκεια περίπου 3 ps) και παρουσιάζει πλέον αρνητικο chirp γύρω από το κέντρο του, ενώ στα τελευταία ζεύγη διαπλατύνεται και αποκτά ακόμη πιο έντονο και γραμμικό αρνητικό chirp. Γίνεται λοιπόν φανερό ότι διάδοση του παλμού είναι σημαντικά πιο πολύπλοκη απ' ότι στην απλή ίνα ομαλής διασποράς του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev, όπου κατά τη διάδοση ο παλμός διαπλατύνεται σταθερά και συσσωρεύει θετικό chirp. Το γεγονός ότι στον πολυκυματικό αναγεννητή ο παλμός παραμένει συμπιεσμένος για σημαντικό μέρος



Σχήμα 2.22: Διάδοση παλμού στο μη γραμμικό τομέα του αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας Β: Χρονικό προφίλ και chirp παλμού μετά από διάδοση σε (α) 2, (β) 6 και (γ) 10 ζεύγη DCF-SMF.

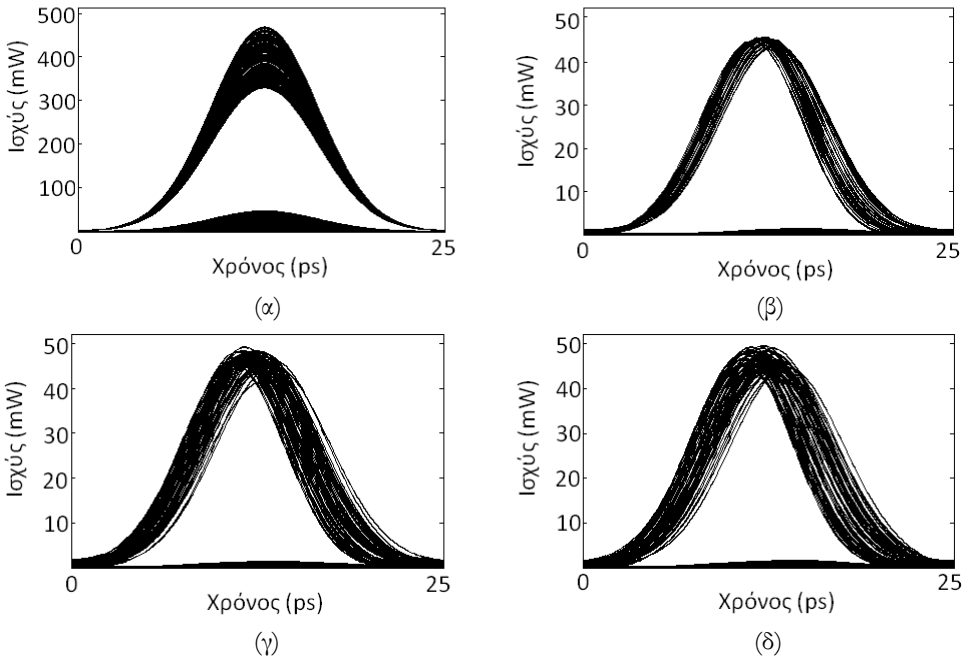
της συνολικής διάδοσης συμβάλλει οπωσδήποτε στον περιορισμό της διακαναλικής μη γραμμικής αλληλεπίδρασης, καθώς περιορίζει το ποσοστό του χρόνου όπου παλμοί γειτονικών καναλιών επικαλύπτονται. Από την άλλη μεριά, το γεγονός ότι ο παλμός είναι διευρυμένος στο τέλος της διάδοσης, συμβάλλει εξαιρετικά έτσι ώστε η αντιστοίχηση της φασματική επιλογής του φίλτρου με συγκεκριμένο χρονικό εύρος του παλμού να μην εισάγει αστάθεια, timing jitter και έντονη παραμένουσα διακύμανση πλάτους.



Σχήμα 2.23: Συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητή στο σημείο λειτουργίας B: Έχει θεωρηθεί ότι η κάθε σύνδεση μεταξύ ινών διαφορετικού τύπου εισάγει απώλεια (α) 0 dB, (β) 0.3 dB, (γ) 0.6 dB και (δ) 0.9 dB.

Τέλος, θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην έως τώρα μελέτη του αναγεννητή λήφθηκε υπόψιν η εξασθένηση που εισάγουν επιμέρους οι ίνες DCF και SMF, αλλά αμελήθηκαν οι απώλειες σύνδεσής τους (splicing loss). Οι απώλειες αυτές, όπως θα περιγραφεί και στην επόμενη ενότητα, δεν είναι αμελητέες λόγω των διαφορετικών διαστάσεων του πυρήνα και επομένως του διαδιδόμενου ρυθμού για κάθε τύπο ίνας. Στο σχήμα 2.23 παρουσιάζονται οι συναρτήσεις μεταφοράς για το σημείο λειτουργίας B, θεωρώντας τέσσερις διαφορετικές τιμές των απωλειών σύνδεσης. Όπως παρατηρείται, η μορφή των καμπυλών παραμένει αναλλοίωτη, κάνοντας φανερό ότι ακόμα και για υψηλές τιμές απωλειών διατηρείται η δυνατότητα του αναγεννητή να καταπιέζει ψευδοπαλμούς και διακύμανση ισχύος με το τίμημα βεβαίως των αυξημένων απαιτήσεων ισχύος ανά κανάλι στην είσοδο του αναγεννητή. Στην πράξη ειδικές τεχνικές σύνδεσης μπορούν να επιτύχουν απώλειες <0.3 dB ανά σύνδεση DCF και SMF [2.49].

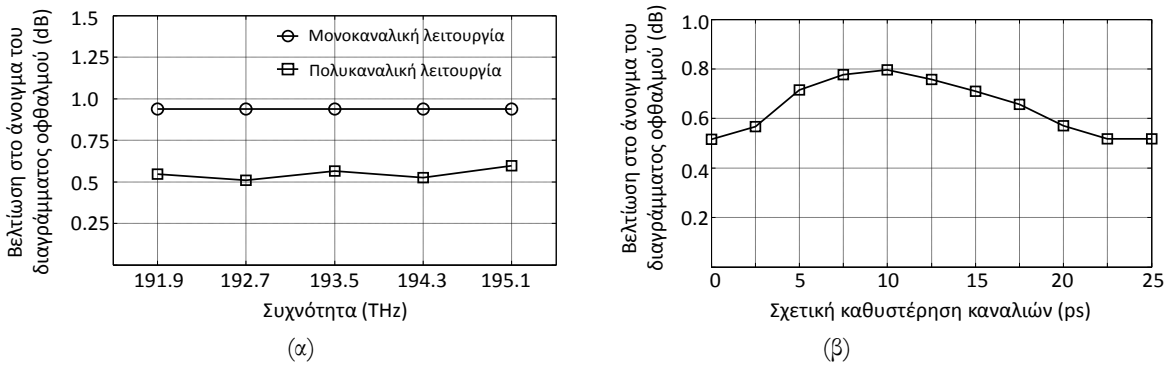
Με δεδομένη πλέον την επιλογή του σημείου λειτουργίας, ο αναγεννητής προσομοιώθηκε σε πολυκυματική λειτουργία για σήμα εισόδου πέντε WDM καναλιών με φασματική απόσταση 800 GHz (6.4 nm). Η υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος μοντελλοποιήθηκε και πάλι συμπεριλαμβάνοντας παρουσία ψευδοπαλμών και διακύμανση ισχύος κορυφής. Στο κάθε κανάλι κωδικοποιήθηκε ΨΔΑ έβδομης τάξης, η οποία εκκινούσε από διαφορετικό σημείο της περιοδικότητάς της, παρέχοντας την απαραίτητη αποσυσχέτιση. Οι παλμοί των διαφορετικών καναλιών θεωρήθηκαν συγχρονισμένοι στην είσοδο του μη γραμμικού τομέα και με κοινή πόλωση. Στο σχήμα 2.24α εικονίζεται το διάγραμμα οφθαλμού του τρίτου καναλιού (συχνότητα 193.5 THz) στην είσοδο του μη γραμμικού τομέα, ενώ στο σχήμα 2.24β εικονίζεται το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο για μονοκυματική λειτουργία. Τα αντίστοιχα διαγράμματα των υπολοίπων καναλιών είχαν



Σχήμα 2.24: Διάγραμμα οφθαλμού: (α) σήματος εισόδου, (β) σήματος εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία, (γ) του καναλιού με την καλύτερη απόδοση σε πολυκυματική λειτουργία, και (δ) του καναλιού με τη χειρότερη επίδοση σε πολυκυματική λειτουργία.

πανομοιότυπα χαρακτηριστικά. Για πολυκυματική λειτουργία, εικονίζονται στα σχήματα 2.24γ και 2.24δ τα διαγράμματα εξόδου των καναλιών με την υψηλότερη και χαμηλότερη ποιότητα, αντίστοιχα. Όπως παρατηρείται, ο αναγεννητής προσφέρει ταυτόχρονη για όλα τα κανάλια καταπίεση των ψευδοπαλμών και της διακύμανσης ισχύος βελτιώνοντας σημαντικά την ποιότητά τους. Η ποσοτικοποίηση αυτής της βελτίωσης έγινε με βάση το άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού (eye-opening) σε χρονικό παράθυρο διάρκειας 2.5 ps (10% της διάρκειας του δυφίου) στο κέντρο του διαγράμματος οφθαλμού, και παρουσιάζεται στο σχήμα 2.25α. Για μονοκυματική λειτουργία η βελτίωση στο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού προσεγγίζει τα 0.9 dB για όλα τα κανάλια, ενώ για πολυκυματική λειτουργία η μεταβολή παραμένει θετική και κυμαίνεται μεταξύ 0.5 και 0.6 dB. Στην περίπτωση κατά την οποία η σχετική καθυστέρηση των καναλιών δεν είναι μηδενική αλλά παραμένει σταθερή ανά δύο κανάλια η βελτίωση στο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού είναι ακόμα μεγαλύτερη και μπορεί να προσεγγίσει την αντίστοιχη τιμή για μονοκυματική λειτουργία. Στο σχήμα 2.25β συνοψίζονται τα ευρήματα αυτής της μελέτης για το κανάλι συχνότητας 193.5 THz, όπου φαίνεται ότι η μηδενική καθυστέρηση αντιπροσωπεύει πράγματι μη ιδανική συνθήκη για την πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή.

Το επιλεγμένο σημείο λειτουργίας Β του αναγεννητή χαρακτηρίζεται από γινόμενο $L_1 \cdot D_1$ ίσο με -12 ps/nm. Η τιμή αυτή επιτρέπει στη σχετική μετατόπιση μέσα στην DCF παλμών γειτονικών καναλιών με φασματική απόσταση 800 GHz, να ισούται με τη διάρκεια περίπου τριών δυφίων (~ 75 ps). Για μικρότερη φασματική απόσταση η σχετική μετατόπιση είναι μικρότερη και επομένως η μη γραμμική αλληλεπίδραση σημαντικά μεγαλύτερη. Αντίστοιχα, για μεγαλύτερη φασματική απόσταση των καναλιών η σχετική μετατόπιση αυξάνει και η απόδοση της πολυκυματικής προσεγγίζει την απόδοση της μονοκυματικής λειτουργίας. Στο σχήμα 2.26 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της αντίστοιχης μελέτης με



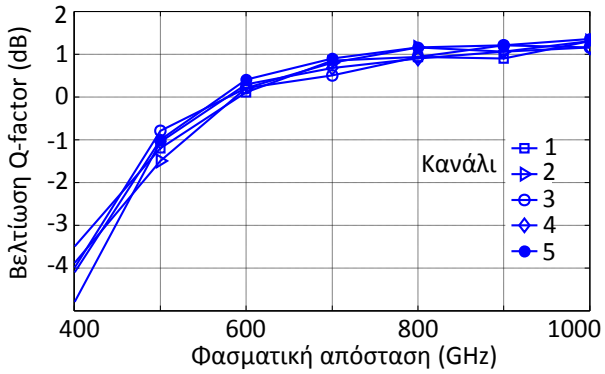
Σχήμα 2.25: (α) Βελτίωση στο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού σε μονοκυματική και πολυκυματική λειτουργία 5 καναλιών και (β) αντίστοιχη βελτίωση για το τρίτο κανάλι ως συνάρτηση της σχετικής καθυστέρησης μεταξύ των καναλιών.

βάση τον παράγοντα ποιότητας (Q-factor), ο οποίος ορίζεται ως:

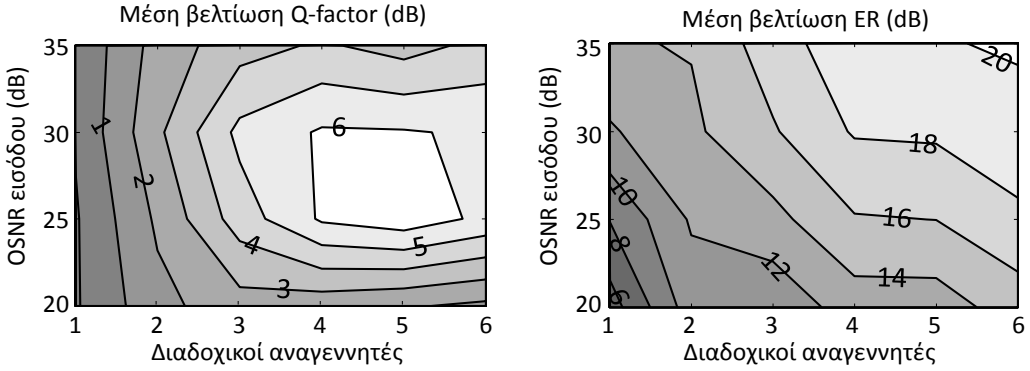
$$Q-factor(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 - \sigma_0}\right) \tag{2.26}$$

όπου μ_1, σ_1, μ_0 και σ_0 η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση στο διάγραμμα οφθαλμού για το επίπεδο των λογικών «1» και λογικών «0» αντίστοιχα. Όπως παρατηρείται, η φασματική απόσταση των 600 GHz αποτελεί το όριο πάνω από το οποίο η πολυκυματική λειτουργία του αναγεννητή γίνεται αποδοτική και προσφέρει ταυτόχρονη αναγέννηση και στα πέντε κανάλια. Για 800 GHz φασματική απόσταση η βελτίωση του Q-factor σε κάθε κανάλι είναι περίπου 1 dB ενώ για μεγαλύτερες τιμές φασματικής απόστασης προσεγγίζει τα 1.5 dB.

Τέλος, ο πολυκυματικός αναγεννητής μελετήθηκε ως προς τη δυνατότητα διαδοχικής διασύνδεσής του σε πραγματικό οπτικό δίκτυο (cascadeability). Το WDM σήμα εισόδου περιελάμβανε και πάλι πέντε 40 Gb/s κανάλια με 800 GHz φασματική απόσταση, 15 dB λόγο σβέσης (ER) και μεταβλητό OSNR. Το σήμα εισέρχεται στο οπτικό δίκτυο και διαδίδεται σε έξι διαδοχικούς κόμβους, οι οποίοι απέχουν μεταξύ τους 35 km. Η ζεύξη μεταξύ των κόμβων γίνεται με ίνα μετάδοσης SMF, ενώ η αντιστάθμιση της διασποράς είναι πλήρης και γίνεται με ίνα DCF. Οι απώλειες της διάδοσης αντισταθμίζονται από ενισχυτές EDFA σε κάθε κόμβο, οι οποίοι υποτέθηκαν με εικόνα θορύβου (NF-Noise Figure) 7 dB. Η δυνατότητα διαδοχικής διασύνδεσης των πολυκυματικών αναγεννητών αξιολογείται συγκρίνοντας τις παραμέτρους Q-factor και ER για κάθε κανάλι και σε κάθε κόμβο του δικτύου στην περίπτωση που γίνεται και στην περίπτωση που δε γίνεται



Σχήμα 2.26: Βελτίωση του Q-factor των πέντε καναλιών σε πολυκυματική λειτουργία σα συνάρτηση της φασματικής τους απόστασης.



(α) (β)

Σχήμα 2.27: Μελέτη διαδοχικής σύνδεσης του αναγεννητή σε λειτουργία πέντε καναλιών: Μέση βελτίωση του (α) Q-factor, και (β) ER μετά από κάθε αναγεννητή σαν συνάρτηση του OSNR των σημάτων στην είσοδο του συστήματος μετάδοσης.

χρήση των αναγεννητών. Στο σχήμα 2.27α φαίνεται η μέση ανάμεσα στα πέντε κανάλια βελτίωση του Q-factor όταν γίνεται χρήση του αναγεννητή σε κάθε κόμβο. Η βελτίωση δίνεται για κάθε κόμβο του δικτύου ως συνάρτηση του OSNR στην είσοδο του συστήματος. Όπως παρατηρείται, μέγιστη βελτίωση της τάξης των 5-6 dB επιτυγχάνεται στον πέμπτο κόμβο για αρχικό OSNR μεταξύ 25 και 30 dB. Στο σχήμα 2.27β παρουσιάζεται η αντίστοιχη μελέτη για το ER και φαίνεται η δραστική αύξησή του στην περίπτωση χρήσης των αναγεννητών λόγω της ικανότητάς τους να καταπιέζουν τους ψευδοπαλμούς των οπτικών καναλιών.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι τα ευρήματα της συγκεκριμένης μελέτης είναι ιδιαίτερα σημαντικά για δύο λόγους: ο πρώτος είναι ότι αποδεικνύουν τη δυνατότητα διαδοχικής χρήσης του πολυκυματικού αναγεννητή, η οποία αποτελεί βασική προϋπόθεση πρακτικής αξιοποίησής του σε πραγματικό οπτικό δίκτυο δεδομένων. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι αποδεικνύουν επίσης τη δυνατότητα αναγέννησης σημάτων όταν η υποβάθμιση της ποιότητάς τους δεν είναι ντετερμινιστικά μοντελοποιημένη αλλά είναι στοχαστική και οφείλεται στο χαμηλό OSNR λόγω της συσσώρευσης ASE από τους ενισχυτές του δικτύου.

2.3 Λειτουργία του πολυκυματικού αναγεννητή στα 10 Gb/s

Στην ενότητα 2.3 παρουσιάζεται η υλοποίηση του πολυκυματικού αναγεννητή με βάση τους σχεδιαστικούς κανόνες της ενότητας 2.2 και περιγράφεται η πειραματική διαδικασία αξιολόγησης της λειτουργίας του για σήμα WDM τεσσάρων καναλιών με βασικό ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s [2.50]-[2.51]. Το διαθέσιμο πλέγμα (grid) συχνοτήτων για τα τέσσερα κανάλια καθόρισε τη φασματική απόσταση των καναλιών σε 600 GHz.

2.3.1 Υλοποίηση του πολυκυματικού αναγεννητή

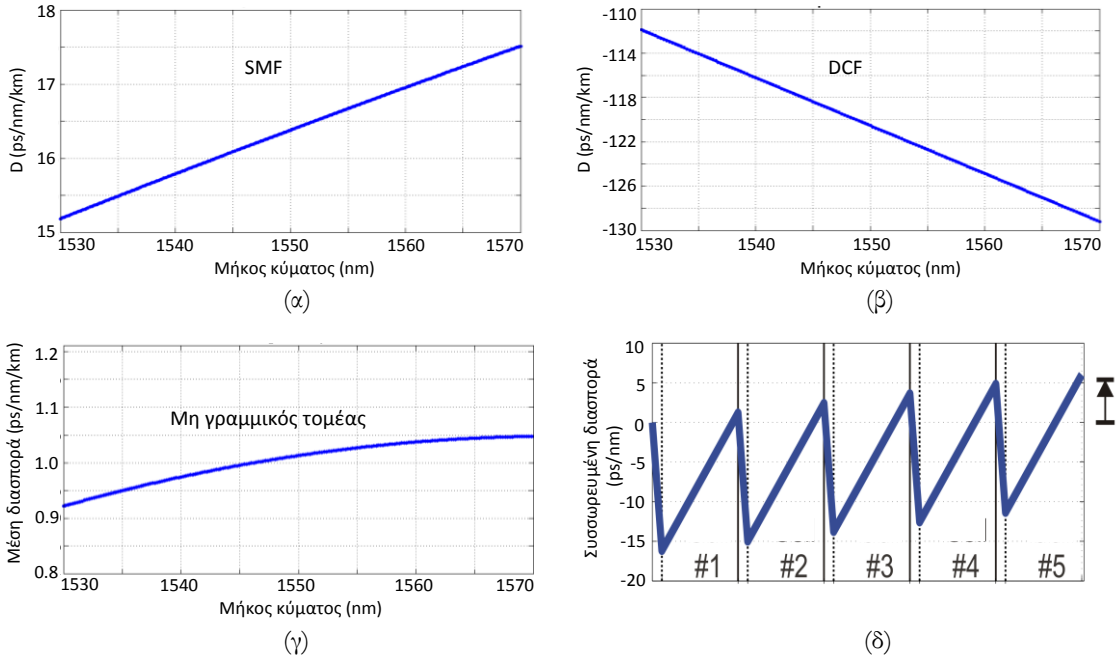
Η υλοποίηση του αναγεννητή βασίστηκε στα συμπεράσματα της ενότητας 2.2. Σε σχέση με τη θεωρητική μελέτη που παρουσιάστηκε, η πειραματική επίδειξη στα 10 Gb/s παρουσιάζει το πλεονέκτημα του μικρότερου κύκλου καθήκοντος των παλμών λόγω του μειωμένου κατά 4 φορές ρυθμού μετάδοσης, αλλά και το μειονέκτημα της μικρότερης φασματικής απόστασης λόγω του διαθέσιμου πλέγματος συχνοτήτων. Δεδομένου ότι το

	Μήκος	Διασπορά	Κλίση διασποράς	Παράμετρος μη γραμμικότητας	Εξασθένηση
	(m)	(ps/nm/km)	(ps/nm²/km)	(/W/km)	(dB/km)
DCF	134	-120.5	-0.432	5.3	0.45
SMF	1060	16.4	0.058	1.3	0.23

(α)

(β)

Σχήμα 2.28: (α) Παράμετροι των DCF και SMF ινών που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του πολυκυματικού αναγεννητή, και (β) φωτογραφία του μη γραμμικού τομέα του αναγεννητή.

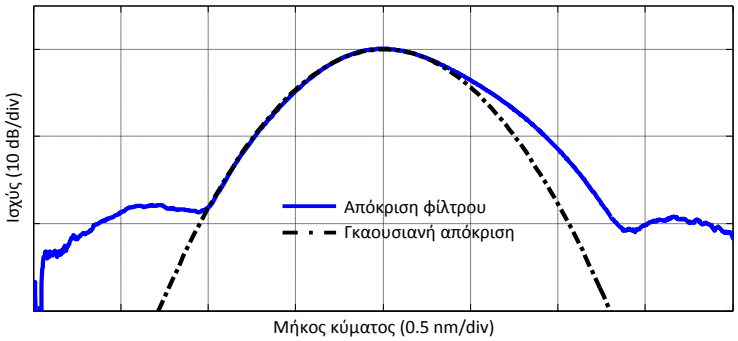


(α) (β) (γ) (δ)

Σχήμα 2.29: (α) Πειραματικός χαρακτηρισμός της καμπύλης διασποράς της SMF, (β) πειραματικός χαρακτηρισμός της καμπύλης διασποράς της DCF, (γ) υπολογισμός της μέσης διασποράς σα συνάρτηση του μήκους κύματος, και (δ) υλοποιημένος χάρτης διασποράς του πολυκυματικού αναγεννητή.

χρονικό εύρος των παλμών που χρησιμοποιούνται στην πειραματική μελέτη είναι συγκρίσιμο με το αντίστοιχο εύρος στη θεωρητική μελέτη (8.35 ps), το μήκος της DCF επιλέχθηκε ώστε η σχετική μετατόπιση δύο γειτονικών καναλιών να είναι και πάλι της τάξης των 75 ps. Με τη φασματική απόσταση των καναλιών όμως να είναι 600 και όχι 800 GHz, η επιλογή αυτή συντελεί σε τιμή του γινομένου $L_1 \cdot D_1$ της τάξης των -16 ps/nm, και επομένως το σημείο λειτουργίας στην πειραματική μελέτη είναι πιο κοντά στο σημείο D του σχήματος 2.17δ και όχι στο σημείο B του σχήματος 2.17γ.

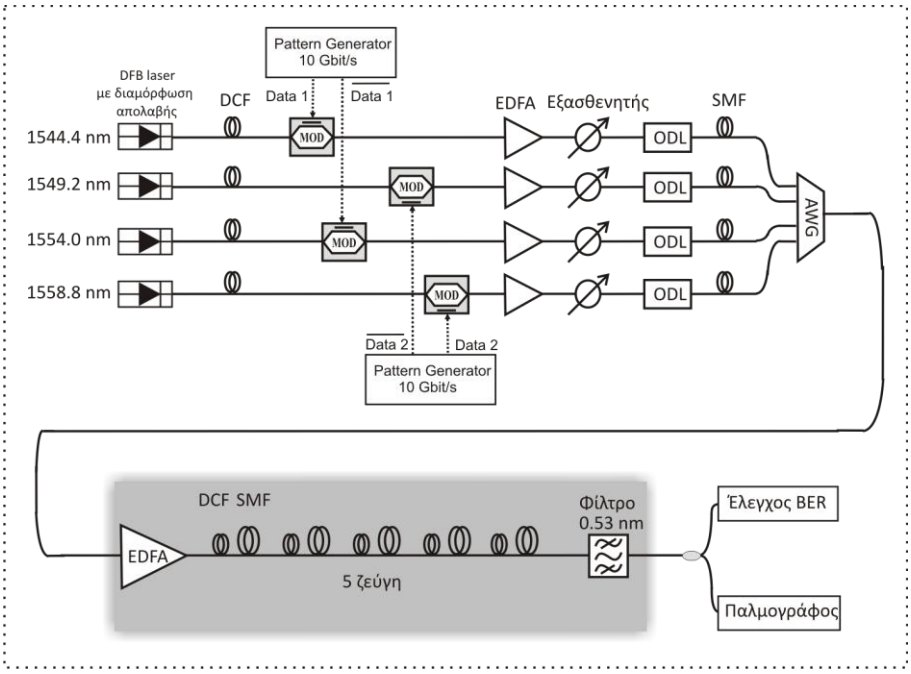
Για την υλοποίηση του μη γραμμικού τομέα ήταν διαθέσιμες ίνες DCF και SMF, τα χαρακτηριστικά των οποίων συνοψίζονται στο σχήμα 2.28α. Οι τιμές της διασποράς, της κλίσης της διασποράς καθώς και του παράγοντα μη γραμμικότητας προδιαγράφονται από τον κατασκευαστή και αναφέρονται στο μήκος κύματος των 1550 nm. Το φυσικό μήκος της DCF σε κάθε ζεύγος του μη γραμμικού τομέα επιλέχθηκε ίσο με 134 m, έτσι ώστε η σχετική μετατόπιση γειτονικών καναλιών να είναι ίση με 77.5 ps. Το μήκος αντίστοιχα της SMF επιλέχθηκε ίσο με 1060 m έτσι ώστε η μέση διασπορά του μη γραμμικού τομέα να είναι θετική και ίση με περίπου 1 ps/nm/km. Τέλος, ο αριθμός των ζευγών επιλέχθηκε για



Σχήμα 2.30: Πειραματικός χαρακτηρισμός απόκρισης πλάτους του οπτικού φίλτρου του αναγεννητή και αντιστοίχηση με τη θεωρητική καμπύλη γκαουσιανού φίλτρου.

καθαρά πρακτικούς λόγους ίσος με 5. Με βάση αυτές τις τιμές το συνολικό μήκος του μη γραμμικού τομέα ήταν 5970 m. Στο σχήμα 2.28β εικονίζεται η υλοποίηση του μη γραμμικού τομέα και η τοποθέτησή του σε κουτί μικρών διαστάσεων. Η εγγενής απώλεια της διάταξης (insertion loss) μετρήθηκε ίση με 9 dB και οφείλεται στις υψηλές απώλειες σύνδεσης μεταξύ των ινών DCF και SMF (~ 0.9 dB/splice). Τονίζεται ότι οι απώλειες σύνδεσης θα μπορούσαν να περιοριστούν σε τιμές χαμηλότερες από 0.3 dB/splice με εξειδικευμένες τεχνικές, που περιλαμβάνουν χρήση επιπλέον ίνας ενδιάμεσων διαστάσεων πυρήνα. Κάτι τέτοιο θα οδηγούσε σε μικρότερη εγγενή απώλεια της διάταξης και οπωσδήποτε μικρότερες απαιτήσεις ισχύος για τη λειτουργία της, όπως έχει ήδη περιγραφεί. Τα χαρακτηριστικά του χάρτη διασποράς που υλοποιεί ο μη γραμμικός τομέας φαίνονται στο σχήμα 2.29. Στο σχήμα 2.29α φαίνεται η καμπύλη της διασποράς της ίνας SMF, όπως αυτή υπολογίστηκε πειραματικά με χρήση πηγής cw μεταβλητού μήκους κύματος. Στον σχήμα 2.29β εικονίζεται η αντίστοιχη καμπύλη για την ίνα DCF, η οποία υπολογίστηκε πειραματικά με την ίδια τεχνική. Συνδυάζοντας αυτές τις καμπύλες και τα μήκη των ινών σε κάθε ζεύγος του τομέα προκύπτει η καμπύλη εξάρτησης της μέσης διασποράς $D_{μέση}$ του χάρτη συναρτήσει του μήκους κύματος λειτουργίας, η οποία εικονίζεται στο σχήμα 2.29γ. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι συχνότητες των 4 καναλιών που χρησιμοποιήθηκαν ξεκινούν από τα 1544.4 nm και εκτείνονται μέχρι τα 1558.8 nm, παρατηρείται ότι η μέση διασπορά παραμένει πρακτικά σταθερή (±2%) σε όλο το εύρος ενδιαφέροντος. Η παρατήρηση αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική καθώς συνεπάγεται παρόμοια απόδοση του αναγεννητή και για τα τέσσερα κανάλια. Τέλος, στο σχήμα 2.29δ αποτυπώνεται ο υλοποιημένος χάρτης διασποράς και φαίνεται η μεταβολή της συσσωρευμένης διασποράς (σε ps/nm) κατά μήκος του μη γραμμικού τομέα. Δεδομένης της $D_{μέση}$ (περίπου 1 ps/nm/km) και του συνολικού μήκους του τομέα, παρατηρούμε ότι στην έξοδο της πέμπτης SMF η συσσωρευμένη διασπορά είναι πράγματι περίπου ίση με +6 ps/nm.

Ως αναπόσπαστο μέρος του αναγεννητή χρησιμοποιήθηκε στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα ρυθμιζόμενο ως προς το κεντρικό μήκος κύματος ζωνοπερατό φίλτρο για το φιλτράρισμα και την αξιολόγηση καθενός εκ των τεσσάρων καναλιών. Ο πειραματικός χαρακτηρισμός της απόκρισης πλάτους του φίλτρου έγινε με τη βοήθεια ευρυζωνικής πηγής θορύβου (ημιαγωγικός οπτικός ενισχυτής) και εικονίζεται στο σχήμα 2.30. Το 3-dB εύρος του φίλτρου υπολογίστηκε ίσο με 0.53 nm και η απόκρισή του βρέθηκε να ομοιάζει εξαιρετικά με την απόκριση γκαουσιανού φίλτρου πρώτης τάξης.

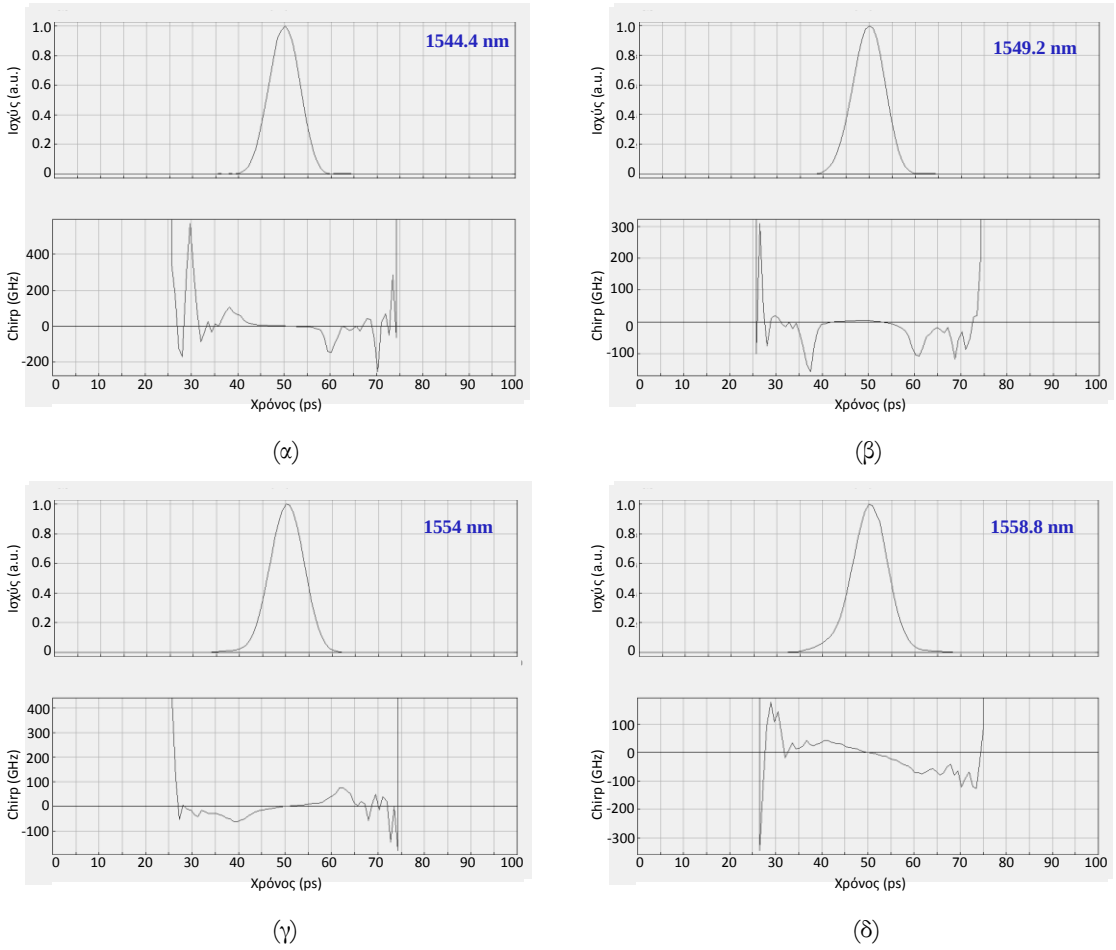


Σχήμα 2.31: Πειραματική διάταξη.

2.3.2 Πειραματική διάταξη

Στο σχήμα 2.31 παρουσιάζεται η γενική πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε. Για την παραγωγή των σημάτων χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις δίοδοι laser σε συχνότητες 1544.4 (κανάλι 1), 1549.2 (κανάλι 2), 1554 (κανάλι 3) και 1558.8 nm (κανάλι 4), οι οποίες σχημάτιζαν ένα πλέγμα φασματικής απόστασης 4.8 nm (600 GHz). Χρησιμοποιώντας την τεχνική της απολαβής κέρδους (gain switching), επιτυγχάνονταν παλμική λειτουργία των διόδων με ρυθμό επανάληψης 10 GHz. Στην έξοδο των διόδων οι παλμοί συμπιέζονταν γραμμικά με χρήση καθορισμένου μήκους DCF της τάξης ορισμένων δεκάδων μέτρων. Στη συνέχεια οι τέσσερις παλμοσειρές διαμορφώνονταν με τη βοήθεια δύο γεννητριών δυαδικών ακολουθιών, όπως φαίνεται στο σχήμα. Πριν πολυπλεκτούν τα τέσσερα οπτικά σήματα περνούσαν από σειρά προενισχυτών, εξασθενητών, οπτικών γραμμών καθυστέρησης (ODL-Optical Delay Line) και ινών SMF. Οι προενισχυτές προσέφεραν την απαραίτητη προενίσχυση, ενώ οι εξασθενητές επέτρεπαν στα τέσσερα σήματα να εισέλθουν στην κοινή ίνα μετά το AWG με την ίδια ακριβώς ισχύ. Επιπλέον, οι ODL παρείχαν πλήρη έλεγχο της σχετικής καθυστέρησης των καναλιών, ενώ οι ίνες SMF με διαφορετικό εν γένει μήκος προσέφεραν την απαραίτητη αποσυσχέτιση μεταξύ των τεσσάρων ακολουθιών.

Τα κανάλια πολυπλέκονταν με τη βοήθεια AWG, το οποίο διέθετε φίλτρα εύρους 50 GHz. Οι παλμοί των τεσσάρων καναλιών χαρακτηρίστηκαν ως προς το χρονικό προφίλ και το chirp στην έξοδο του AWG με τη βοήθεια της τεχνικής αυτοσυσχέτισης FROG (Frequency Resolved Optical Gating) [2.52]. Τα αποτελέσματα εικονίζονται στο σχήμα 2.32, όπου φαίνεται ότι οι παλμοί των τεσσάρων καναλιών διέθεταν εν γένει διαφορετικά χαρακτηριστικά ως προς το χρονικό εύρος και το αρχικό τους chirp. Πιο συγκεκριμένα το FWHM χρονικό εύρος ήταν 7.9, 8.1, 8.6 και 8.8 ps για τα κανάλια 1 έως 4. Μετά το AWG το πολυπλεγμένο σήμα εισερχόταν στον αναγεννητή, ο οποίος αποτελούνταν από έναν

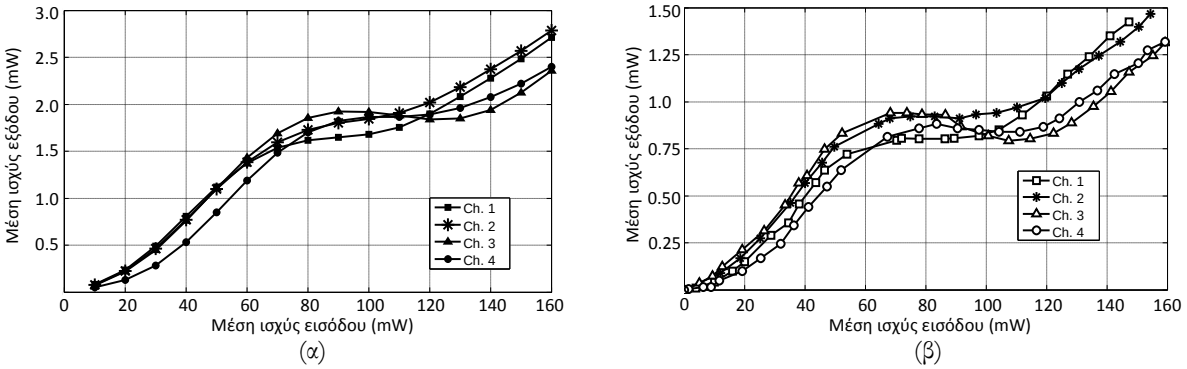


Σχήμα 2.32: Πειραματικός χαρακτηρισμός του χρονικού προφίλ και του chirp των παλμών στην είσοδο του αναγεννητή για το: (α) κανάλι 1, (β) κανάλι 2, (γ) κανάλι 3, και (δ) κανάλι 4.

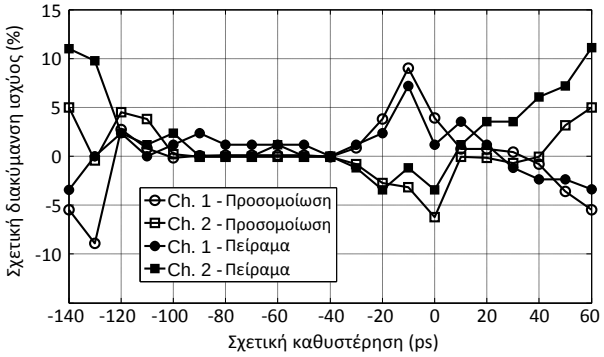
EDFA υψηλής ισχύος, το μη γραμμικό τομέα και το οπτικό φίλτρο. Μεταβάλλοντας το κεντρικό μήκος κύματος του φίλτρου ήταν δυνατή η ανεξάρτητη επιλογή και αξιολόγηση καθενός εκ των τεσσάρων καναλιών. Με βάση την πειραματική μελέτη των συναρτήσεων μεταφοράς, για όλα τα κανάλια επιλέχθηκε ως βέλτιστη μετατόπιση του φίλτρου ως προς το οπτικό φέρον η τιμή των -0.7 nm (87.5 GHz), η οποία βρίσκεται πολύ κοντά στην τιμή των 80 GHz που είχε επιλεγεί στη θεωρητική μελέτη της ενότητας 2.2. Τέλος μετά το οπτικό φίλτρο το επιλεγμένο σήμα εισερχόταν στα διαγνωστικά όργανα για απεικόνιση και μετρήσεις ρυθμού λαθών (BER-Bit Error Rate).

2.3.3 Πειραματικά αποτελέσματα

Τα διαφορετικά χαρακτηριστικά των παλμών στην είσοδο του αναγεννητή είχαν ως αποτέλεσμα μικρές διαφορές στις συναρτήσεις μεταφοράς των τεσσάρων καναλιών σε μονοκαναλική λειτουργία. Στο σχήμα 2.33α φαίνεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης για τις συναρτήσεις μεταφοράς των τεσσάρων καναλιών, λαμβάνοντας υπόψιν τα χαρακτηριστικά των παλμών εισόδου και τις παραμέτρους της πειραματικής διάταξης. Για την εξαγωγή των καμπυλών υποτέθηκε για το κάθε κανάλι εναλλάξ παρουσία 0 και 1 στην αλληλουχία των δυφίων, που ισοδυναμεί με οπτικό ρολόι συχνότητας 5 GHz. Στο σχήμα 2.33β εικονίζονται οι αντίστοιχες πειραματικές καμπύλες, οι οποίες όπως φαίνεται βρίσκονται σε συμφωνία με τις θεωρητικές. Η μικρή διαφορά που παρατηρείται στην



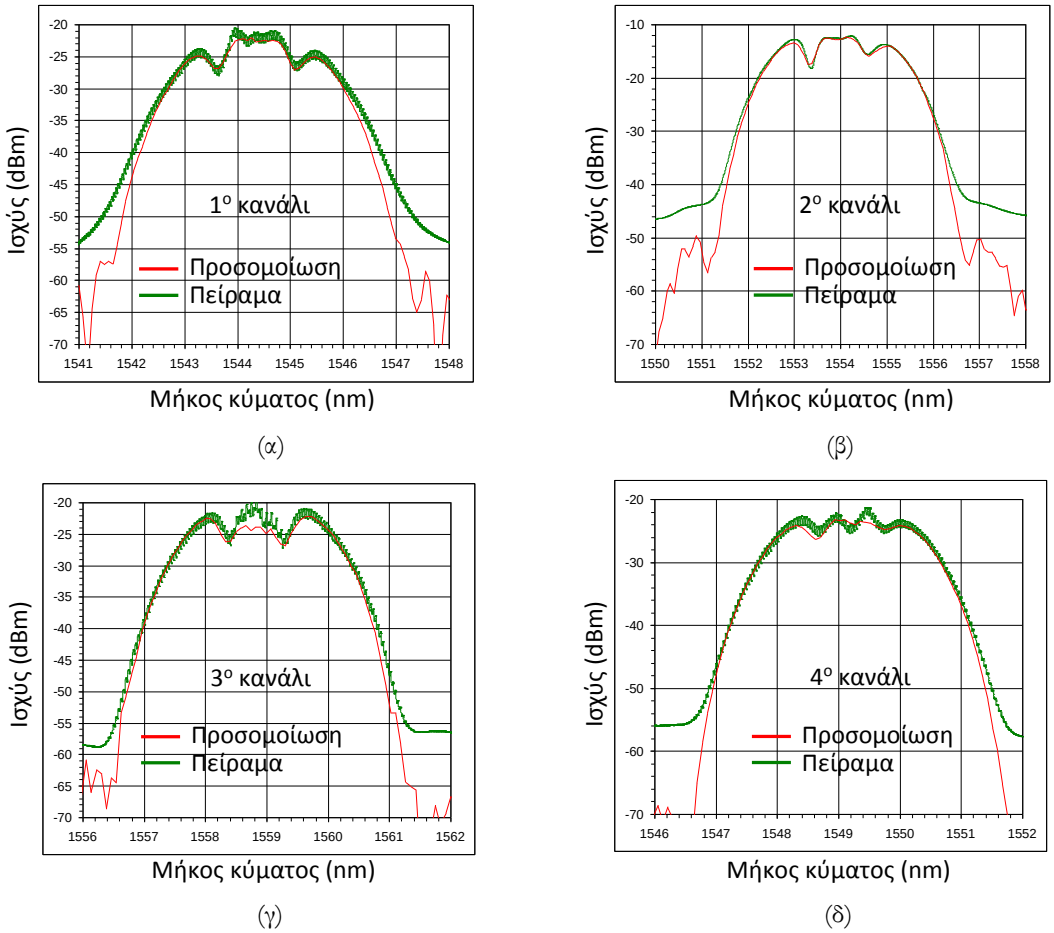
Σχήμα2.33: (α) Αριθμητικές και (β) πειραματικές συναρτήσεις μεταφοράς του αναγεννητή για τα τέσσερα κανάλια.



Σχήμα 2.34: Θεωρητική και πειραματικά καταγεγραμμένη μεταβολή (%) της ισχύος εξόδου για τα κανάλια 1 και 2 ως συνάρτηση της σχετικής τους καθυστέρησης σε λειτουργία δύο καναλιών.

απαραίτητη ισχύ εισόδου που παρατηρείται μπορεί να αποδοθεί σε απώλειες κατά τη σύνδεση των διατάξεων, ενώ η σαφής διαφορά στην ισχύ εξόδου μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων κατά 3 dB, οφείλεται στη εγγενή απώλεια (insertion loss) του οπτικού φίλτρου, η οποία είναι αυτής της τάξης και η οποία δεν λήφθηκε υπόψιν στις προσομοιώσεις. Στο σημείο αυτό πρέπει να επισημανθεί η σπουδαιότητα των αποτελεσμάτων του σχήματος 2.33β, καθώς αποτέλεσαν την πρώτη πειραματική επιβεβαίωση της δυνατότητας που έχει η προτεινόμενη διάταξη να λειτουργήσει ως 2R αναγεννητής καταπιέζοντας ψευδοπαλμούς και διακύμανση ισχύος στο επίπεδο των λογικών «1».

Η πρώτη πειραματική μελέτη της μη γραμμικής αλληλεπίδρασης των καναλιών στον αναγεννητή αφορούσε σύστημα δύο καναλιών (κανάλι 1 και κανάλι 2) στα οποία είχαν και πάλι κωδικοποιηθεί εναλλάξ «0» και «1». Οι ακολουθίες αυτές επέτρεψαν την πλήρη μελέτη της αλληλεπίδρασης των παλμών, αφού ο υλοποιημένος χάρτης διασποράς επιτρέπει την αλληλεπίδραση ενός παλμού με μόνο έναν άλλο παλμό από το γειτονικό κανάλι. Η μέση ισχύς κάθε καναλιού στην έξοδο του ενισχυτή καθορίστηκε στα 90 mW, η οποία αντιστοιχεί σε ιδανικό σημείο λειτουργίας, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.33β. Για κάθε κανάλι υπολογίστηκε η επί τοις εκατό μεταβολής της ισχύος εξόδου σε σχέση με την μονοκυματική λειτουργία ως συνάρτηση της σχετικής καθυστέρησης των δύο καναλιών. Τα αποτελέσματα δίνονται στο σχήμα 2.34, όπου θετικές τιμές της σχετικής καθυστέρησης δηλώνουν πρωτοπορία των παλμών του καναλιού 1. Μέγιστη μεταβολή της τάξης του 11% εμφανίζεται για σχετική καθυστέρηση ίση με περίπου 60 ps, ενώ παρατηρείται και μία δεύτερη περιοχή υψηλής αλληλεπίδρασης για μικρές αρνητικές τιμές της καθυστέρησης. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώθηκαν από προσομοιώσεις τα αποτελέσματα των

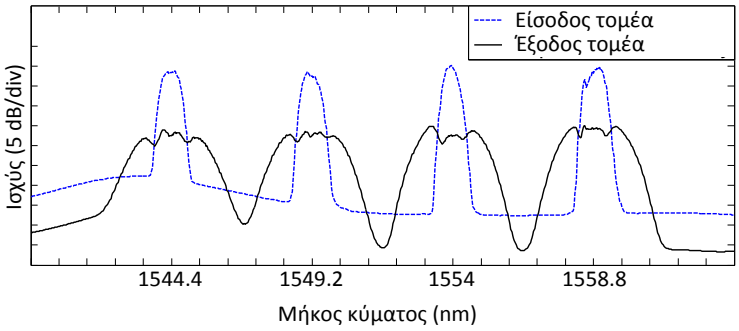


Σχήμα 2.35: Θεωρητικά και πειραματικά καταγεγραμμένα φάσματα στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα για τα τέσσερα κανάλια σε μονοκαναλική λειτουργία.

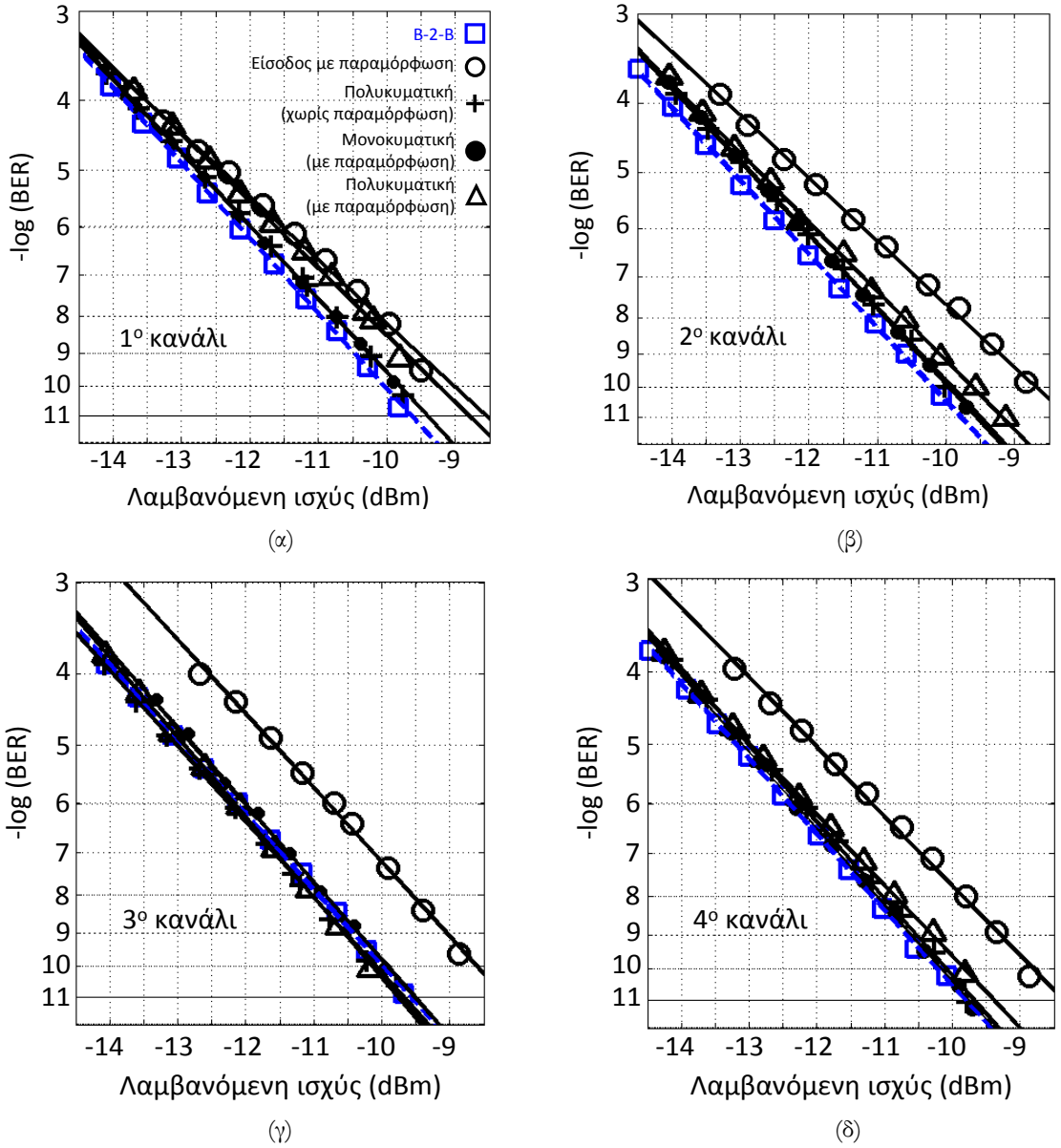
οποίων παρουσιάζονται στο ίδιο σχήμα. Η σπουδαιότητα της συγκεκριμένης μελέτης έγκειται στην εύρεση μη ιδανικών συνθηκών όσον αφορά τη μη γραμμική αλληλεπίδραση των καναλιών κατά τη λειτουργία του αναγεννητή, οι οποίες αξιοποιήθηκαν κατά την περαιτέρω μελέτη του, όπως θα περιγραφεί στη συνέχεια.

Στο σχήμα 2.35 παρουσιάζονται τα πειραματικά καθώς και τα θεωρητικά προβλεπόμενα φάσματα στην έξοδο του μη γραμμικού τομέα για τα τέσσερα κανάλια σε μονοκυματική λειτουργία. Στο κάθε κανάλι είχε κωδικοποιηθεί ΨΔΑ 31ης τάξης και η μέση ισχύς στην είσοδο του τομέα ήταν 90 mW. Όπως παρατηρείται, η ταύτιση των πειραματικών και θεωρητικών αποτελεσμάτων είναι απόλυτη, και η φασματική διευρύνση που επιτυγχάνεται είναι σημαντική. Αντίστοιχα, το σχήμα 2.36 εικονίζει τα πειραματικά καταγεγραμμένα φάσματα εισόδου και εξόδου του μη γραμμικού τομέα σε πολυκυματική λειτουργία με ταυτόχρονη παρουσία και των τεσσάρων καναλιών. Και πάλι στο κάθε κανάλι ήταν κωδικοποιημένη η ΨΔΑ 31ης τάξης ή η συμπληρωματική της σύμφωνα με την πειραματική διάταξη του σχήματος 2.31, και η ισχύς ανά κανάλι ήταν 90 mW. Τόσο στο φάσμα εισόδου όσο και στο φάσμα εξόδου είναι φανερό ότι το OSNR ήταν σημαντικά μικρότερο για τα δύο πρώτα κανάλια σε σύγκριση με τα επόμενα.

Η πλήρης αξιολόγηση του πολυκυματικού αναγεννητή έγινε με τη βοήθεια μετρήσεων BER και την επισκόπηση των διαγραμμάτων οφθαλμού. Στο σχήμα 2.37 παρουσιάζονται συνοπτικά τα κυριότερα αποτελέσματα των μετρήσεων BER. Για κάθε κανάλι εξάχθηκαν



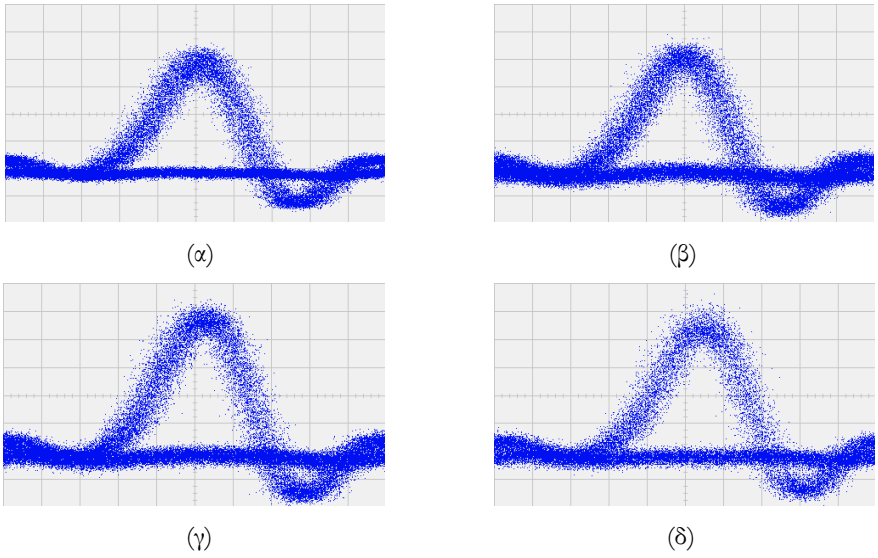
Σχήμα 2.36: Πειραματικά καταγεγραμμένο φάσμα στην είσοδο και την έξοδο του μη γραμμικού τομέα για μέση ισχύ εισόδου ανά κανάλι ~90 mW.



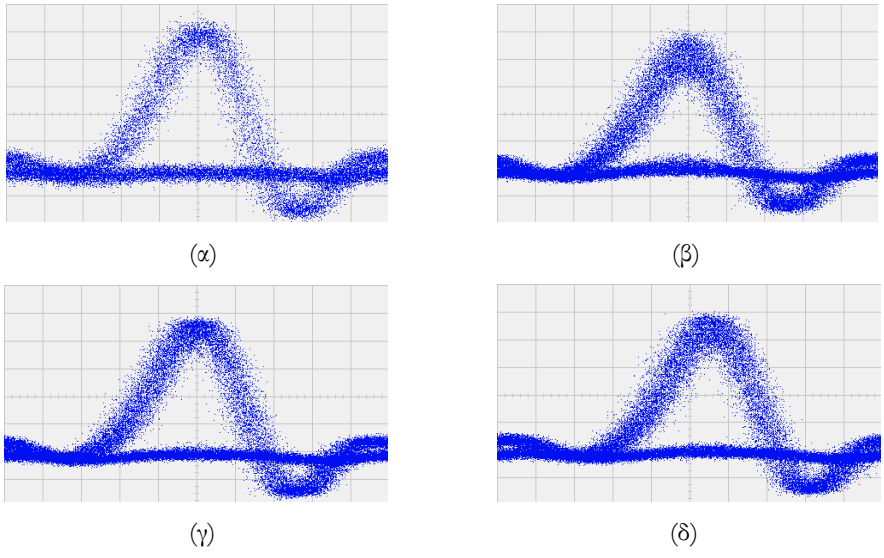
Σχήμα 2.37: Μετρήσεις BER για το (α) κανάλι 1, (β) κανάλι 2, (γ) κανάλι 3, και (δ) κανάλι 4.

πέντε καμπύλες, οι οποίες αντιστοιχούν στο σήμα εισόδου χωρίς παραμόρφωση (B2B-Back-to-Back), το σήμα εισόδου με παραμόρφωση, το σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία όταν το σήμα εισόδου ήταν παραμορφωμένο και το σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία όταν το σήμα εισόδου ήταν με ή χωρίς παραμόρφωση.

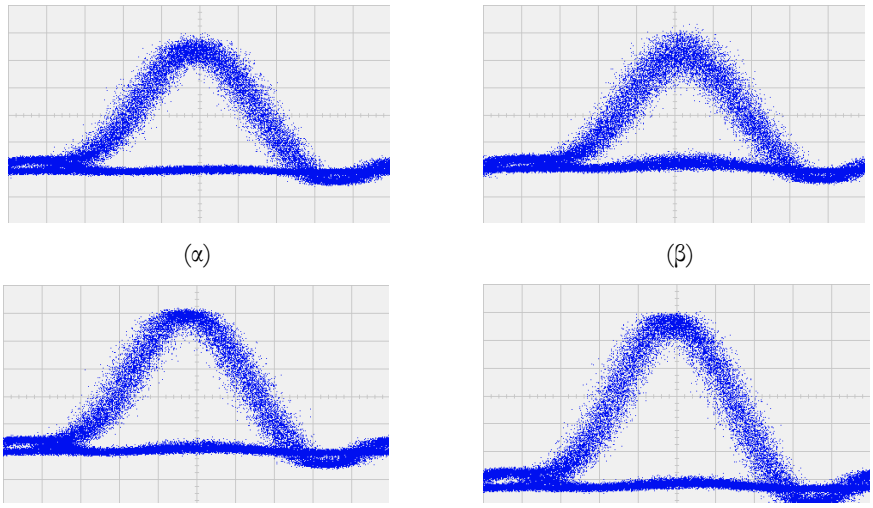
Επισημαίνεται ότι η παραμόρφωση του σήματος εισόδου επιτυγχανόταν για κάθε κανάλι με επιλογή μη ιδανικού σημείου λειτουργίας του διαμορφωτή, η οποία προξενούσε την εμφάνιση ψευδοπαλμών και διακύμανσης ισχύος κορυφής. Επίσης για τις μετρήσεις σε πολυκυματική λειτουργία η σχετική καθυστέρηση των καναλιών που επιλέχθηκε αντιστοιχούσε στη χείριστη συνθήκη λειτουργίας σύμφωνα με τα αποτελέσματα του σχήματος 2.34. Έτσι λοιπόν το κάθε κανάλι προπορευόταν σε σχέση με το γειτονικό του μεγαλύτερου μήκους κύματος κατά 60 ps στην είσοδο του μη γραμμικού τομέα. Τονίζεται όμως ότι οι μετρήσεις επαναλήφθηκαν για πλήθος τυχαίων συνδυασμών σχετικής καθυστέρησης, χωρίς να καταγραφεί χειρότερο αποτέλεσμα πολυκαναλικής λειτουργίας σε σύγκριση με ό,τι παρουσιάζεται στο σχήμα 2.37.



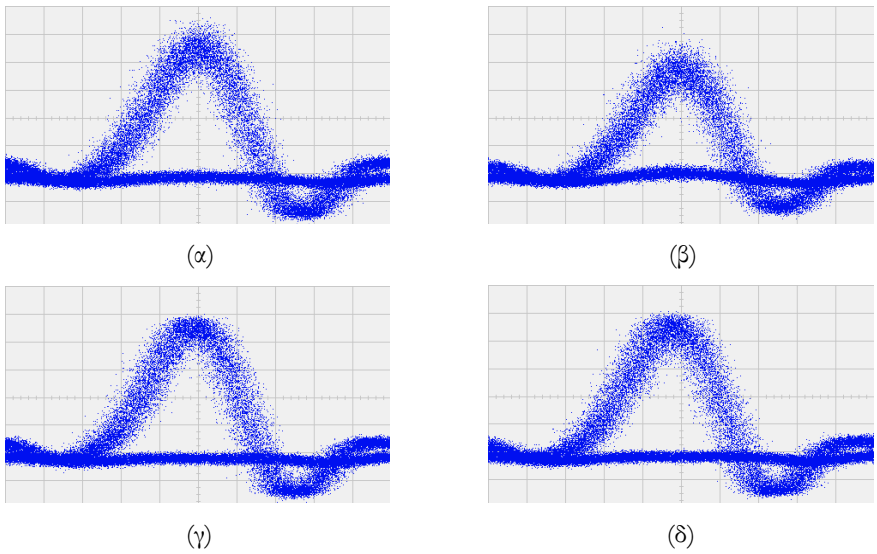
Σχήμα 2.38: Κανάλι 1: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.



Σχήμα 2.39: Κανάλι 2: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.



Σχήμα 2.40: Κανάλι 3: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.



Σχήμα 2.41: Κανάλι 4: (α) B2B, (β) είσοδος με παραμόρφωση, (γ) σήμα εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο) και (δ) σήμα εξόδου σε πολυκυματική λειτουργία (για παραμορφωμένη είσοδο). Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.

Στην περίπτωση σήματος εισόδου χωρίς παραμόρφωση, τόσο σε μονοκυματική όσο και σε πολυκυματική λειτουργία ο αναγεννητής δεν εισήγαγε καμία ποινή ισχύος κάνοντας με αυτόν τον τρόπο φανερό ότι η αλληλεπίδραση των καναλιών είναι ελάχιστη. Στην περίπτωση εισόδου με παραμόρφωση και σε μονοκυματική λειτουργία, η παραμόρφωση μπορούσε να περιοριστεί για όλα τα κανάλια, αλλά με σαφώς καλύτερη απόδοση για τα κανάλια 3 και 4 και λιγότερη καλή για τα κανάλια 1 και 2. Η διαφοροποίηση στην απόδοση σχετίζεται με τις διαφορετικές συναρτήσεις μεταφοράς των τεσσάρων καναλιών, όπως αυτές εικονίζονται στο σχήμα 2.33β, αλλά και με το μικρότερο OSNR που χαρακτηρίζει τα δύο πρώτα κανάλια.

Στην περίπτωση εισόδου με παραμόρφωση και σε πολυκυματική λειτουργία, το σήμα στην έξοδο ήταν βελτιωμένο (αναγεννημένο) για όλα τα κανάλια. Θεωρώντας ως αναφορά, τιμή του ρυθμού λαθών ίση με 10^{-9}, η αρνητική ποινή ισχύος (negative power penalty) ήταν

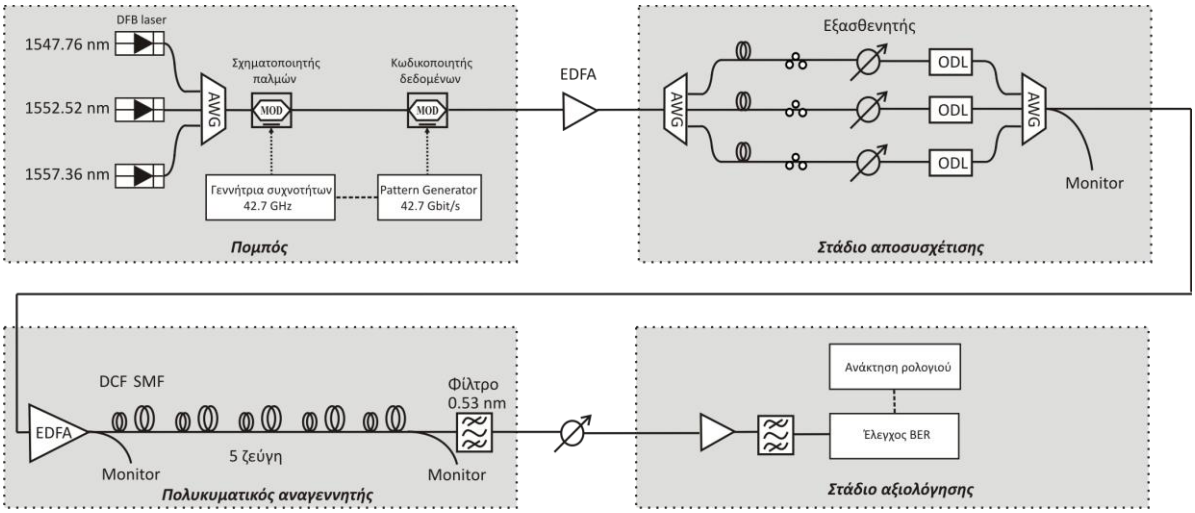
περίπου 0.3 dB για το πρώτο κανάλι αλλά ξεπερνούσε τα 0.8 dB για όλα τα υπόλοιπα κανάλια. Τέλος σημειώνεται ότι για την ίδια αναφορά, η ποινή ισχύος μεταξύ της πολυκυματικής και της μονοκυματικής λειτουργίας παρέμενε για κάθε κανάλι μικρότερη από 0.5 dB δηλώνοντας τη μικρή αλληλεπίδραση των καναλιών και τη δυνατότητα της διάταξης για πολυκυματική λειτουργία.
Στα σχήματα 2.38, 2.39, 2.40 και 2.41 παρουσιάζονται ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμού για το κανάλι 1, 2, 3 και 4 αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζονται για κάθε κανάλι το διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εισόδου χωρίς παραμόρφωση (B2B), του σήματος εισόδου με παραμόρφωση, του σήματος εξόδου με παραμορφωμένη είσοδο σε μονοκυματική λειτουργία και του σήματος εξόδου με παραμορφωμένη είσοδο σε πολυκυματική λειτουργία. Και στα τέσσερα σχήματα είναι φανερή η βελτίωση των χαρακτηριστικών του διαγράμματος οφθαλμού του σήματος εξόδου σε σχέση με το παραμορφωμένο σήμα εισόδου.
Συμπερασματικά, στην ενότητα 2.3 περιγράφτηκε η υλοποίηση του πολυκυματικού αναγεννητή με βάση τις αρχές σχεδίασης που αναπτύχθηκαν στην ενότητα 2.2, και παρουσιάστηκε η πρώτη πειραματική αξιολόγησή του. Ο αναγεννητής χρησιμοποιηθήκε για την αναγέννηση σημάτων με ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s σε μονοκυματική λειτουργία, καθώς και για την ταυτόχρονη αναγέννηση τεσσάρων WDM καναλιών του ίδιου ρυθμού μετάδοσης και φασματικής απόστασης 600 GHz. Μέσω μετρήσεων BER και επισκόπησης των διαγραμμάτων οφθαλμού διαπιστώθηκε ότι ο πολυκυματικός αναγεννητής με διαχείρηση διασποράς μειώνει δραστικά τη μη γραμμική αλληλεπίδραση των καναλιών και επομένως επιτρέπει την ταυτόχρονη αναγέννησή τους με αρνητική ποινή ισχύος μέχρι και 1.5 dB για σήματα εισόδου με παραμόρφωση.

2.4 Λειτουργία του πολυκυματικού αναγεννητή στα 40 Gb/s

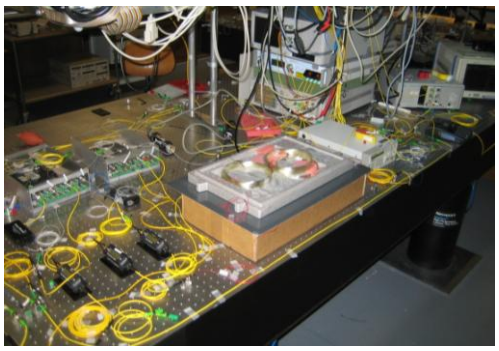
Στην ενότητα 2.4 παρουσιάζεται η πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του πολυκυματικού αναγεννητή σε ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s, καθώς και τα πειραματικά αποτελέσματα αυτής της αξιολόγησης [2.53]-[2.54].

2.4.1 Πειραματική διάταξη

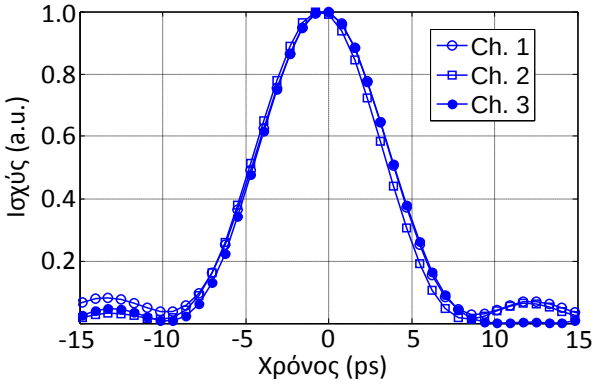
Ο αναγεννητής που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα σχεδιάστηκε για λειτουργία με RZ παλμούς χρονικού εύρους περίπου 8 ps, και επομένως είναι κατάλληλος για σήματα 40 Gb/s, στα οποία η διάρκεια του δυφίου ισούται με 25 ps. Ο διαθέσιμος πειραματικός εξοπλισμός επέβαλε την πολυκυματική αξιολόγηση του αναγεννητή με τρία κανάλια αυτού του ρυθμού και φασματική απόσταση 600 GHz. Σε σύγκριση με τη λειτουργία στα 10 Gb/s, ο μικρότερος κύκλος καθήκοντος (~33%) που επιβάλλει ο υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης αναμένεται να αυξήσει την αλληλεπίδραση των καναλιών και να δυσχεράνει τη λειτουργία του αναγεννητή.
Στο σχήμα 2.42 παρουσιάζεται η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε. Αποτελείται από τον πομπό των τριών καναλιών, το στάδιο αποσυσχέτισης, τον πολυκυματικό αναγεννητή και το στάδιο αξιολόγησης. Ο πομπός αποτελείται από τρεις διόδους laser (DFB) με μήκη κύματος 1547.76 (κανάλι 1), 1552.52 (κανάλι 2) και 1557.36 nm



Σχήμα 2.42: Πειραματική διάταξη.



(α)



(β)

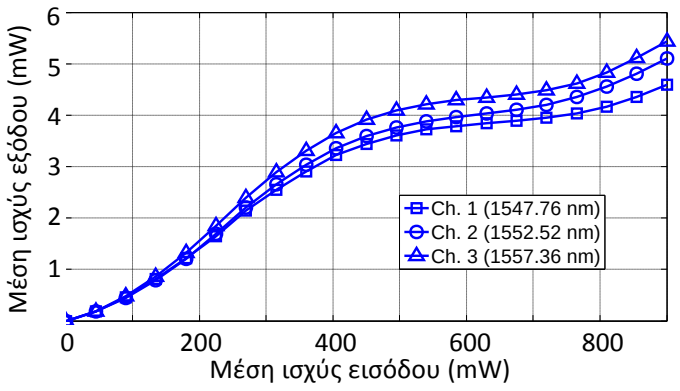
Σχήμα 2.43: (α) Άποψη της πειραματικής διάταξης και (β) πειραματικός χαρακτηρισμός του χρονικού εύρους των παλμών για τα τρία κανάλια στην είσοδο του αναγεννητή.

(κανάλι 3). Οι έξοδοι των τριών διόδων πολυπλέκονται με τη βοήθεια ενός AWG και οδηγούνται στον πρώτο διαμορφωτή για σχηματοποίηση παλμών (pulse carving). Στην έξοδο του διαμορφωτή συνυπάρχουν τρια οπτικά (ρολόγια) (optical clocks) με συχνότητα 42.7 GHz και FWHM χρονικό εύρος παλμών ~8 ps (κύκλος καθήκοντος 33%). Οι τρεις παλμοσειρές οδηγούνται στο δεύτερο διαμορφωτή, ο οποίος κωδικοποιεί και στα τρία οπτικά ρολόγια κοινή πληροφορία (αλληλουχία δυφίων). Στην έξοδο του πομπού το σήμα ενισχύεται από έναν προενισχυτή και εισέρχεται στο στάδιο της αποσυσχέτισης. Τα τρία κανάλια αποπολυπλέκονται από το δεύτερο AWG και κάθε ένα από αυτά διαδίδεται μέσω ίνας SMF τυχαίου μήκους, ελεγκτή πόλωσης, εξασθενητή και οπτικής γραμμής καθυστέρησης (ODL) πριν επαναπολυπλεχθούν με τη βοήθεια του τρίτου AWG. Στο στάδιο της αποσυσχέτισης οι SMF διαφορετικού εν γένει μήκους επιτρέπουν την αποσυσχέτιση των δυαδικών ακολουθιών των τριών καναλιών, οι ελεγκτές πόλωσης παρέχουν ανεξάρτητο έλεγχο της πολωτικής κατάστασης κάθε καναλιού, οι εξασθενητές επιτρέπουν τον καθορισμό κοινής στάθμης ισχύος για κάθε κανάλι στην είσοδο του αναγεννητή, ενώ οι οπτικές γραμμές καθυστέρησης παρέχουν τη δυνατότητα επιλογής της σχετικής καθυστέρησης σε επίπεδο δυφίου μεταξύ των τριών καναλιών. Μετά την εκ νέου πολυπλεξία τους, τα τρία κανάλια εισέρχονται στον αναγεννητή που αποτελείται από έναν οπτικό ενίσχυτη υψηλής ισχύος (μέγιστη ισχύς 33 dBm), καθώς και το μη γραμμικό τομέα

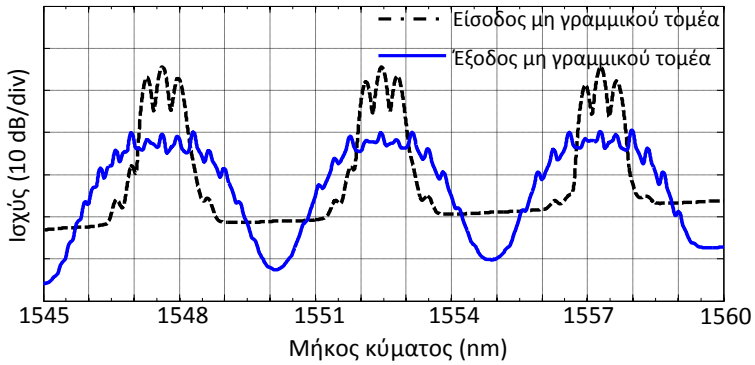
και το ρυθμιζόμενο φίλτρο που περιγράφτηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Όπως έχει ήδη περιγραφεί, το γινόμενο $L_1 \cdot D_1$ της DCF κάθε ζεύγους ισούται με περίπου -16 ps/nm και επιτρέπει για σήματα 40 Gb/s που απέχουν φασματικά κατά 600 GHz (4.8 nm) να υφίστανται σχετική μετατόπιση ίση περίπου με τη διάρκεια 3 δυφίων. Τέλος, μετά τον αναγεννητή το σήμα κατευθύνεται στο δέκτη για απεικόνιση και μετρήσεις BER.
Στο σχήμα 2.43α παρουσιάζεται φωτογραφία της πειραματικής διάταξης, ενώ στο σχήμα 2.43β εικονίζονται τα αποτελέσματα του χαρακτηρισμού των παλμών των τριών καναλιών στην είσοδο του αναγεννητή. Ο χαρακτηρισμός έγινε με τη βοήθεια της τεχνικής αυτοσυσχέτισης FREAG (Frequency Resolved Electro-absorption Gating) [2.55] και έδειξε ότι οι παλμοί και των τριών καναλιών είχαν περίπου μηδενικό chirp και σχεδόν ταυτόσημο FWHM χρονικό εύρος της τάξης των 8 ps.

2.4.2 Πειραματικά αποτελέσματα

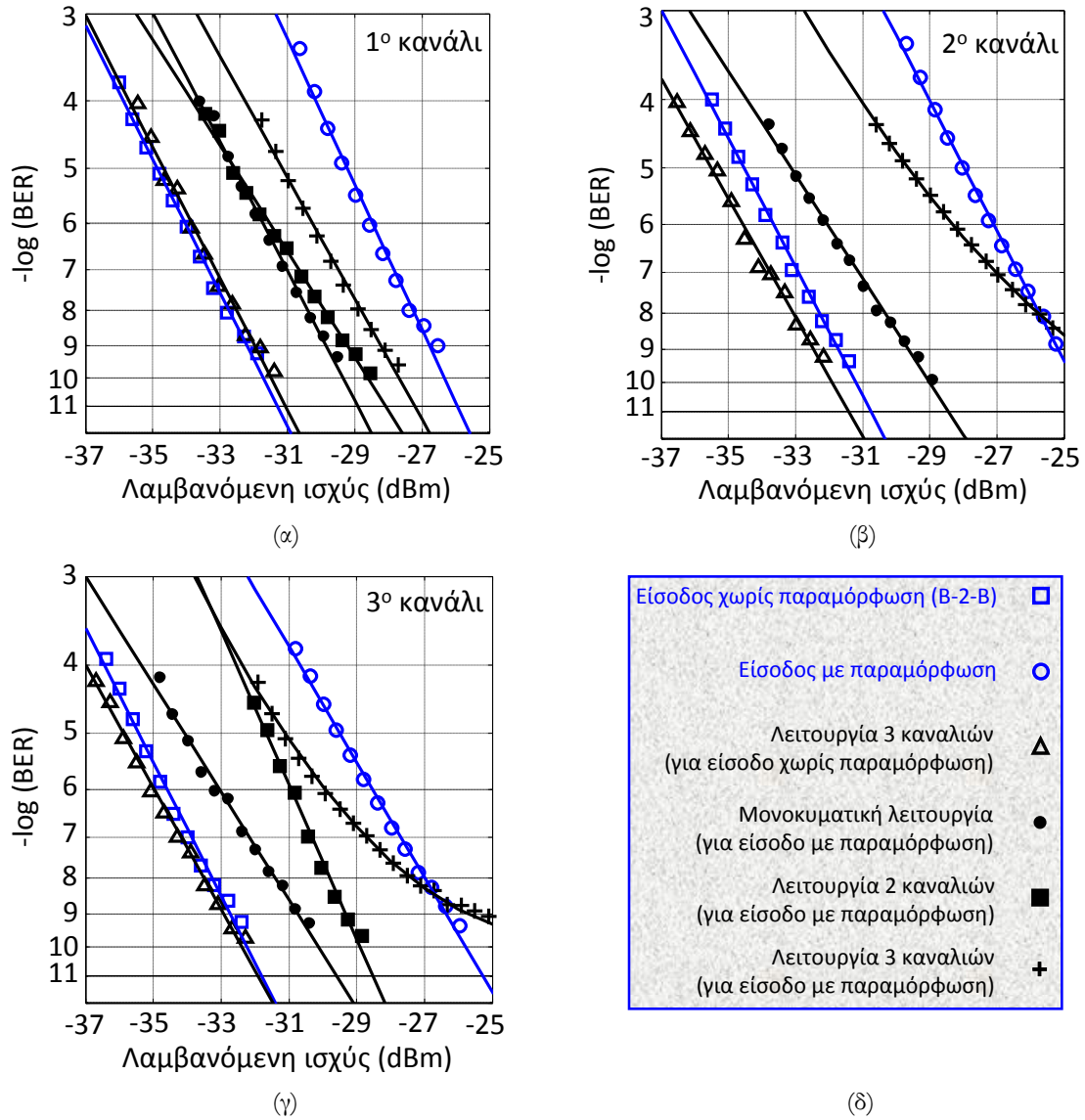
Το πρώτο βήμα στον πειραματικό χαρακτηρισμό του αναγεννητή ήταν η εξαγωγή των συναρτήσεων μεταφοράς για τα τρία κανάλια. Μελέτη των συναρτήσεων μεταφοράς για διαφορετικές τιμές της μετατόπισης της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου σε σχέση με το οπτικό φέρον κατέληξε στην επιλογή των -0.6 nm (75 GHz) ως βέλτιστη τιμή και για τα τρία κανάλια. Η μικρή απόκλιση σε σύγκριση με την τιμή των -0.7 nm που είχε βρεθεί ως βέλτιστη στην ενότητα 2.3 οφείλεται στα διαφορετικά χαρακτηριστικά των παλμών (χρονικό εύρος και chirp) στα δύο πειράματα. Στο σχήμα 2.44 παρουσιάζονται οι πειραματικές συναρτήσεις μεταφοράς των τριών καναλιών για τη βέλτιστη μετατόπιση του φίλτρου (-0.6 nm). Για την εξαγωγή τους χρησιμοποιήθηκε για κάθε κανάλι ως είσοδος στο μη γραμμικό τομέα οπτικό ρολόι με ρυθμό επανάληψης 42.7 GHz. Όπως παρατηρείται, οι τρεις καμπύλες παρουσιάζουν αξιοσημείωτη ομοιότητα λόγω των κοινών χαρακτηριστικών που έχουν οι παλμοί των τριών καναλιών, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.43β.
Η απόδοση του αναγεννητή σε μονοκυματική και πολυκυματική λειτουργία αξιολογήθηκε κυρίως μέσω μετρήσεων BER. Και στα τρία κανάλια κωδικοποιήθηκε η ΨΔΑ 31ης τάξης, και η ισχύς κάθε καναλιού στην είσοδο του μη γραμμικού τομέα βελτιστοποιήθηκε γύρω από την τιμή των 360 mW. Το σχήμα 2.45 εικονίζει στην περίπτωση ταυτόχρονης παρουσίας και των τριών καναλιών χωρίς αρχική παραμόρφωση το πολυκυματικό φάσμα στην είσοδο και την έξοδο του μη γραμμικού τομέα, όπου φαίνεται η φασματική διεύρυνση των τριών καναλιών. Επίσης παρατηρείται η μικρή διαφοροποίηση του OSNR μεταξύ των



Σχήμα 2.44: Πειραματικά καταγεγραμμένες συναρτήσεις μεταφοράς του αναγεννητή για τα τρία κανάλια.



Σχήμα 2.45: Πειραματικά καταγεγραμμένα φάσματα στην είσοδο και την έξοδο του μη γραμμικού τομέα σε πολυκυματική λειτουργία για σήματα χωρίς παραμόρφωση και για μέση ισχύ εισόδου ανά κανάλι 360 mW.



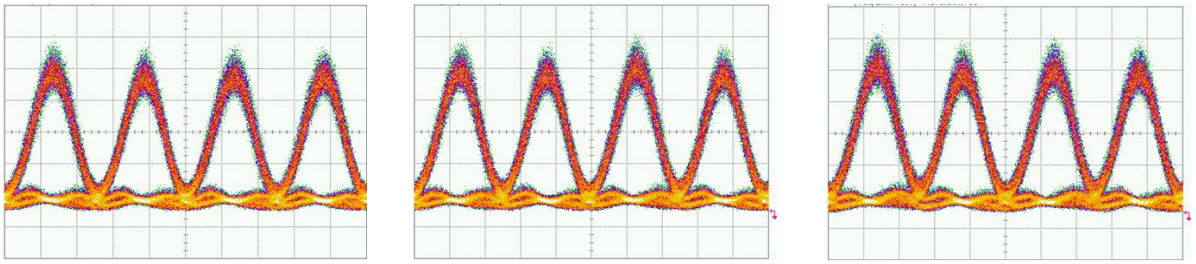
Σχήμα 2.46: Μετρήσεις BER για το: (α) κανάλι 1, (β) κανάλι 2 και (γ) κανάλι 3. (δ) Υπόμνημα συμβόλων.

τριών καναλιών, με το κανάλι 1 να παρουσιάζει το υψηλότερο και το κανάλι 3 το χαμηλότερο OSNR. Σε μη μονοκαναλική λειτουργία του αναγεννητή και σε αντίθεση με την πειραματική διαδικασία της ενότητας 2.3, δεν επιχειρήθηκε να εντοπιστεί

ντετερμινιστικά συγκεκριμένος συνδυασμός σχετικών καθυστερήσεων μεταξύ των καναλιών που να οδηγεί σε μέγιστη αλληλεπίδραση και επομένως χείριστη απόδοση του αναγεννητή. Αντίθετα επιλέχθηκε κατά τη διάρκεια των μετρήσεων η επί τόπου (on-the-fly) αναζήτηση χείριστου συνδυασμού πολώσεων και σχετικών καθυστερήσεων με τη βοήθεια των τριών ελεγκτών πόλωσης και ODL. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων BER που παρουσιάζονται στη συνέχεια αναφέρονται όταν πρόκειται για μη-μονοκυματική λειτουργία στο χειρότερο συνδυασμό αυτών των παραμέτρων.

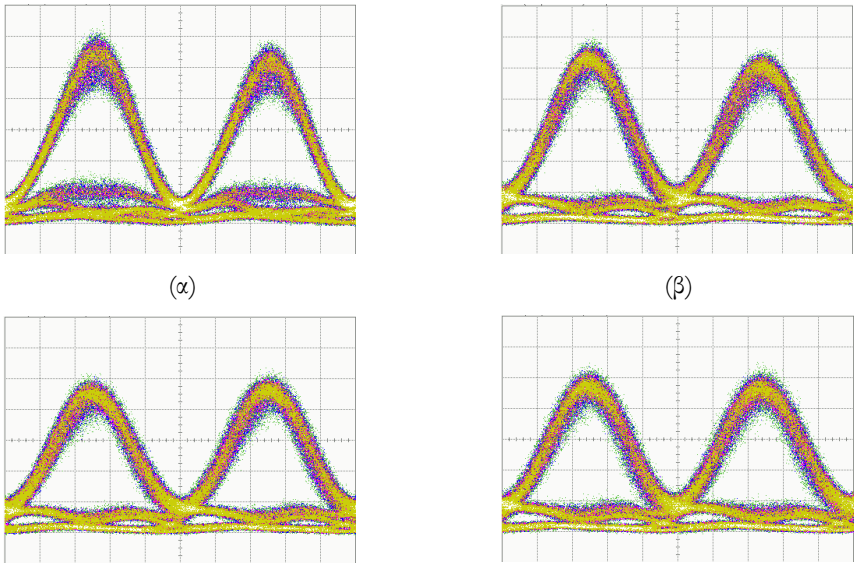
Τα συγκεκριμένα αποτελέσματα ανακεφαλαιώνονται στο σχήμα 2.46. Σε μονοκαναλική λειτουργία και για σήμα εισόδου χωρίς παραμόρφωση, ο αναγεννητής δεν εισήγαγε καμία παραμόρφωση και ποινή ισχύος για κανένα από τα τρία κανάλια. Τα αποτελέσματα αυτά δεν παρουσιάζονται στα διαγράμματα. Σε λειτουργία τριών καναλιών, η κατάσταση παρέμενε η ίδια, με τον αναγεννητή να μην εισάγει και πάλι ποινή ισχύος (για το κανάλι 2 παρατηρείται μάλιστα αρνητική ποινή ισχύος), δηλώνοντας τον ελάχιστο βαθμό μη γραμμικής αλληλεπίδρασης μεταξύ των τριών καναλιών. Όταν στο σήμα εισόδου είχε προκληθεί παραμόρφωση με μη ιδανική επιλογή του σημείου λειτουργίας του δεύτερου διαμορφωτή, η διάταξη μπορούσε σε μονοκυματική λειτουργία να παρέχει αναγέννηση, η οποία εκφραζόταν με αρνητική ποινή ισχύος που κυμαινόταν από 3 έως 4.5 dB. Η δυνατότητα αναγέννησης παρέμενε και σε λειτουργία 2 καναλιών (κανάλι 1 και 2) με φασματική απόσταση 1200 GHz. Όπως παρατηρείται η αρνητική ποινή ισχύος ήταν μειωμένη δηλώνοντας παραμένουσα μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ των δύο καναλιών αλλά παρέμενε ιδιαίτερα υψηλή (2.5 dB για το κανάλι 1 και 2.9 dB για το κανάλι 3 στο επίπεδο 10^{-9}) αποδεικνύοντας την αποτελεσματική λειτουργία του αναγεννητή. Τέλος, όταν το κανάλι 2 προστιθόταν στο πολυκυματικό σήμα συνυελώντας σε λειτουργία 3 καναλιών με φασματική απόσταση 600 GHz, η δυνατότητα αναγέννησης διατηρούνταν για το κανάλι 1, αλλά όχι και για τα άλλα δύο κανάλια τα οποία παρουσίαζαν error floor. Παρατηρώντας καλύτερα τις καμπύλες του σχήματος 2.46, μπορεί να υποτεθεί ότι σε μεγάλο βαθμό η διαφοροποίηση της απόδοσης μεταξύ των τριών καναλιών και η αδυναμία αναγέννησης για τα κανάλια 2 και 3 οφείλεται στο μεγαλύτερο βαθμό παραμόρφωσης που είχε προκληθεί στα συγκεκριμένα κανάλια. Η υπόθεση αυτή ενισχύεται και από το γεγονός ότι για σήμα χωρίς παραμόρφωση και σε λειτουργία 3 καναλιών, όχι μόνο δεν παρατηρούνταν error-floor αλλά και καμία θετική ποινή ισχύος. Με βάση λοιπόν τα παραπάνω, μπορεί κανείς να αναμένει ότι για μικρότερο βαθμό παραμόρφωσης θα μπορούσε να επιτευχθεί ταυτόχρονη αναγέννηση και των τριών καναλιών στην αντίστοιχη λειτουργία του πολυκυματικού αναγεννητή.

Στο σχήμα 2.47 παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού του σήματος εισόδου για κάθε κανάλι στην περίπτωση που δεν έχουν παραμόρφωση (B2B). Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζονται για το κανάλι 1 το διάγραμμα οφθαλμού της εισόδου όταν έχει υποστεί παραμόρφωση (σχήμα 2.48α) και το διάγραμμα οφθαλμού της εξόδου σε μονοκυματική λειτουργία (σχήμα 2.48β), σε λειτουργία δύο καναλιών (σχήμα 2.48 γ) και τέλος σε λειτουργία τριών καναλιών (σχήμα 2.48δ). Τα αντίστοιχα διαγράμματα για τα κανάλια 2 και 3 δίνονται στα σχήματα 2.49 και 2.50, με την εξαίρεση βέβαια της λειτουργίας δύο καναλιών για το κανάλι 2, η οποία δεν ορίστηκε στην πειραματική μελέτη. Όπως παρατηρείται, για όλα τα κανάλια και σε όλες τις περιπτώσεις λειτουργίας, ο αναγεννητής



(α) (β) (γ)

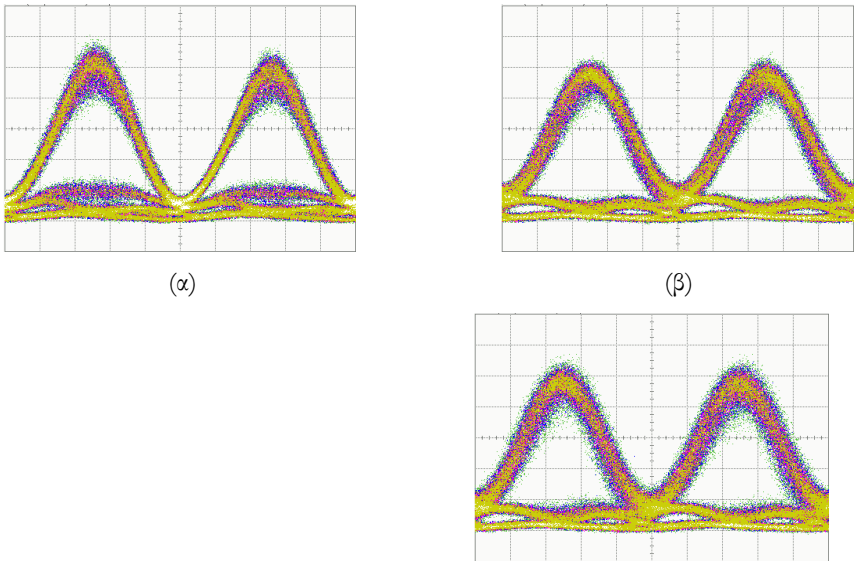
Σχήμα 2.47: Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εισόδου χωρίς παραμόρφωση (B2B) για το: (α) Κανάλι 1, (β) Κανάλι 2 και γ) Κανάλι 3. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.



(α) (β)

(γ) (δ)

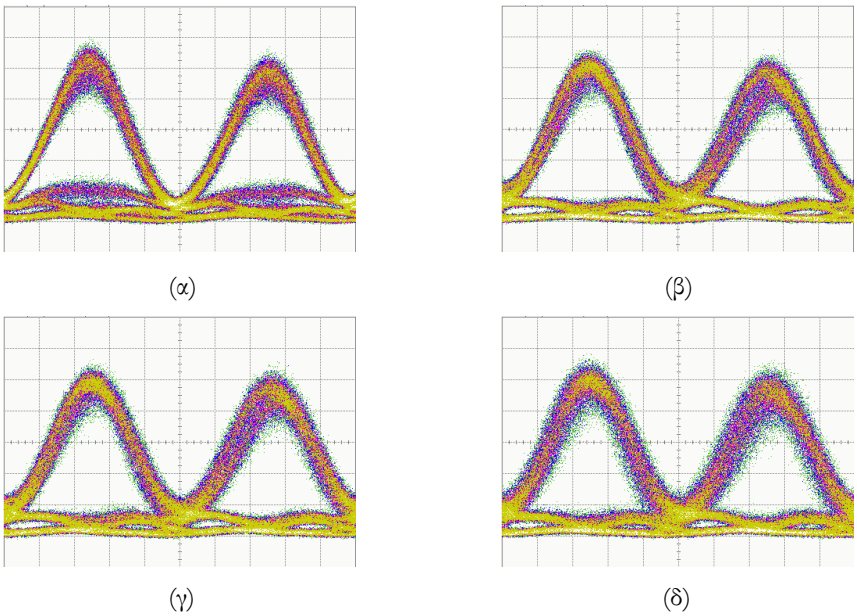
Σχήμα 2.48: Κανάλι 1: (α) είσοδος με παραμόρφωση, (β) έξοδος αναγεννητή σε λειτουργία ενός καναλιού, (γ) έξοδος σε λειτουργία 2 καναλιών, και (δ) έξοδος σε λειτουργία 3 καναλιών. Χρονική κλίμακα: 5 ps/div.



(α) (β)

(γ)

Σχήμα 2.49: Κανάλι 2: (α) είσοδος με παραμόρφωση, (β) έξοδος αναγεννητή σε λειτουργία ενός καναλιού, και (γ) έξοδος σε λειτουργία 3 καναλιών. Χρονική κλίμακα: 5 ps/div.

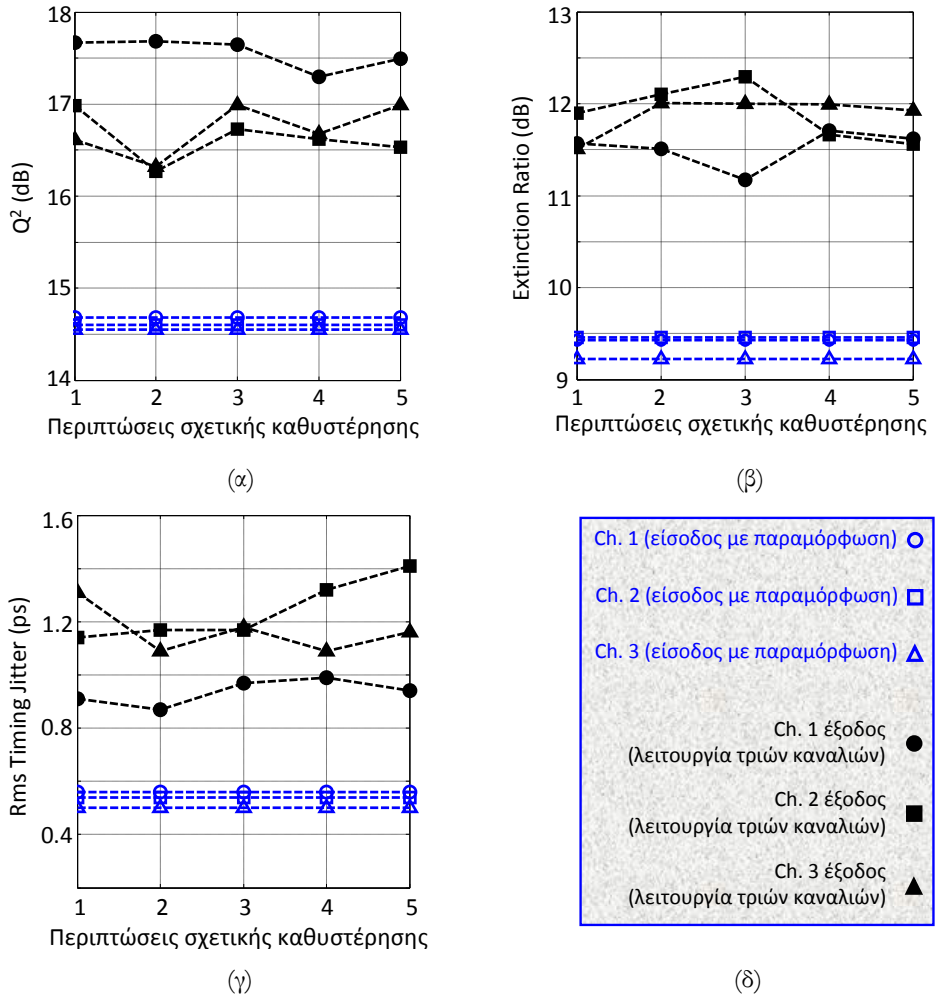


Σχήμα 2.50: Κανάλι 3: (α) είσοδος με παραμόρφωση, (β) έξοδος αναγεννητή σε λειτουργία ενός καναλιού, (γ) έξοδος σε λειτουργία 2 καναλιών, και (δ) έξοδος σε λειτουργία 3 καναλιών. Χρονική κλίμακα: 5 ps/div.

επιτυγχάνει σημαντική μείωση της διακύμανσης ισχύος για τους πραγματικούς παλμούς και δραστική καταπίεση των ψευδοπαλμών. Από την άλλη μεριά, σε λειτουργία 3 καναλιών, η έξοδος των καναλιών 2 και 3 παρουσιάζει αυξημένο timing jitter, το οποίο συντελεί σε μείωση του ανοίγματος του διαγράμματος οφθαλμού και τελικά στην εμφάνιση error-floor στις μετρήσεις BER.

Για την επαλήθευση αυτής της υπόθεσης πραγματοποιήθηκε επιπλέον μελέτη, τα αποτελέσματα της οποίας παρουσιάζονται στο σχήμα 2.51. Συγκεκριμένα για πέντε τυχαίους συνδυασμούς πολώσεων και σχετικών καθυστερήσεων των τριών καναλιών και για σήματα εισόδου με καθυστέρηση, μετρήθηκαν πάνω στα διαγράμματα οφθαλμού εξόδου με τη βοήθεια communication analyzer, ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor), ο λόγος σβέσης (ER) και το timing jitter. Επιλέγοντας τη χειρότερη ανάμεσα στις πέντε περιπτώσεις για κάθε κανάλι, η βελτίωση στην παράμετρο Q^2 κυμαίνεται ανάμεσα στα κανάλια μεταξύ 1.7 και 2.7 dB, ενώ η αντίστοιχη βελτίωση στο ER κυνμαίνεται μεταξύ 1.6 και 2.1 dB. Αντίθετα όμως παρατηρείται στο σχήμα 2.51γ σημαντική αύξηση του timing jitter και στα τρία κανάλια, και ιδιαίτερα στα κανάλια 2 και 3. Το επιπλέον timing jitter επάγεται από τη μη γραμμική αλληλεπίδραση των καναλιών μέσω του φαινομένου XPM, και αποτελεί το βασικό λόγο αδυναμίας αναγέννησης για τα κανάλια 2 και 3.

Συνοψίζοντας, στην ενότητα 2.4 παρουσιάστηκε η πειραματική αξιολόγηση του πολυκυματικού αναγεννητή στα 42.7 Gb/s. Για σήματα εισόδου χωρίς παραμόρφωση, καταγράφηκε επιτυχής λειτουργία της διάταξης για τρία WDM κανάλια με 600 GHz φασματική απόσταση. Για σήματα εισόδου με ισχυρή παραμόρφωση (ποινή ισχύος σε σχέση με B-2-B περίπου 6 dB), καταγράφηκε αναγέννηση δύο καναλιών με 1200 GHz φασματική απόσταση. Σε σχέση με το πείραμα που παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.3 (4x10 Gb/s με 600 GHz απόσταση), η αναγέννηση των δύο καναλιών συνιστά διπλασιασμό του παράγοντα φασματικής εκμετάλλευσης (spectral efficiency) της διάταξης από 1.67% σε 3.33%, και επιπλέον αποδεικνύει ότι η λειτουργία του αναγεννητή είναι συμβατή με παλμούς μεγάλου κύκλου καθήκοντος (~33%). Όταν επιχειρήθηκε λειτουργία τριών



Σχήμα 2.51: Μετρήσεις βασισμένες στα διαγράμματα οφθαλμού των τριών καναλιών για πέντε τυχαίους συνδυασμούς σχετικής καθυστέρησης. Μετρήσεις των παραμέτρων: (α) Q^2, (β) ER, και (γ) timing jitter. (δ) Υπόμνημα συμβόλων.

καναλιών με 600 GHz φασματική απόσταση, το επαγόμενο timing jitter απέτρεψε την αναγέννηση δύο εκ των τριών καναλιών παρά τη δραστική μείωση της διακύμανσης ισχύος και την καταπίεση των ψευδοπαλμών. Παρόλο που δεν επιβεβαιώθηκε πειραματικά, η διάταξη αναμένεται να αποδίδει ικανοποιητικά ακόμα και γι'αυτήν την φασματική απόσταση όταν ο βαθμός της παραμόρφωσης των σημάτων στην είσοδο είναι μικρότερος.

2.5 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο μελετήθηκε θεωρητικά, σχεδιάστηκε, υλοποιήθηκε και χαρακτηρίστηκε πειραματικά στα 10 και τα 40 Gb/s πρωτότυπη διάταξη πολυκυματικής αναγέννησης [2.50]-[2.51], [2.53]-[2.54]. Η ανάπτυξη πολυκυματικών αναγεννητών αποτελεί σημαντικότατο στόχο στην τεχνολογία των οπτικών επικοινωνιών, καθώς μπορεί να αντικαταστήσει τις σημερινές διατάξεις, οι οποίες βασίζονται στην αποπολυπλεξία των καναλιών, την επί μέρους επεξεργασία καθενός εξ'αυτών και την επαναπολυπλεξία τους, και επομένως να έχει ιδιαίτερα θετικό αντίκτυπο όσον αφορά το κόστος και τη λειτουργικότητά τους.

Ο πολυκυματικός αναγεννητής που παρουσιάστηκε στο παρόν κεφάλαιο βασίστηκε στη ριζική τροποποίηση του αναγεννητή Mamyshev, ο οποίος αποτελεί μία από τις πιο

αξιόπιστες και λειτουργικές λύσεις αμιγώς οπτικής 2R αναγέννησης και ο οποίος βασίζεται στο φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM) μέσα σε μη γραμμική ίνα. Πιο συγκεκριμένα, το σήμα εισόδου εισέρχεται με μεγάλη ισχύ μέσα σε μη γραμμική ίνα ομαλής διασποράς και διευρύνεται φασματικά λογω του φαινομένου SPM. Στην έξοδο της ίνας το φάσμα φιλτράρεται από οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο, του οποίου η ζώνη μετάδοσης είναι μετατοπισμένη σε σχέση με το οπτικό φέρον του σήματος. Το φίλτρο λειτουργεί με τον τρόπο αυτό ως το στοιχείο απόφασης και απορρίπτει τους ψευδοπαλμούς οι οποίοι δεν έχουν διευρυνθεί αρκετά, ενώ αφήνει να μεταδοθούν και μάλιστα με παρόμοια ισχύ τους πραγματικούς παλμούς του σήματος ακόμα και στην περίπτωση που αυτοί παρουσιάζουν έντονη διακύμανση ισχύος στην είσοδο.

Παρά την εξαιρετική απόδοση του αναγεννητή Mamyshev σε λειτουργία ενός καναλιού, η πολυκυματική του λειτουργία για πρακτικές τιμές της φασματικής απόστασης των καναλιών είναι αδύνατη, όπως επιβεβαίωσε η μελέτη στη δεύτερη ενότητα του κεφαλαίου. Ο λόγος για τον οποίο αποτυγχάνει είναι ότι για τιμές των παραμέτρων του για τις οποίες το φαινόμενο SPM προσφέρει την απαραίτητη μη γραμμικότητα σε κάθε κανάλι για τη φασματική του διεύρυνση και αναγέννηση, η αλληλεπίδραση των διαφορετικών καναλιών μέσω των φαινομένων FWM και κυρίως XPM, είναι τόσο έντονη ώστε προκαλεί τελικά την έντονη παραμόρφωση των σημάτων.

Η λύση που προτάθηκε στα πλαίσια της διατριβής στοχεύει στην ελαχιστοποίηση της μη γραμμικής αλληλεπίδρασης με ταυτόχρονη όμως διατήρηση της επίπτωσης του φαινομένου SPM ώστε να είναι δυνατή η αναγεννητική λειτουργία της διάταξης. Η λύση στηρίζεται στην αντικατάσταση της απλής μη γραμμικής ίνας ομαλής διασποράς από έναν προσεκτικά σχεδιασμένο χάρτη διασποράς. Με τον τρόπο αυτό η τοπική διασπορά σε κάθε σημείο του υλοποιημένου χάρτη είναι ιδιαίτερα υψηλή και επομένως ελαχιστοποιεί την αλληλεπίδραση γειτονικών καναλιών, ενώ η μέση διασπορά παραμένει μικρή διατηρώντας τη συνεκτικότητα των παλμών και την ωφέλιμη δράση του φαινομένου SPM.

Στην δεύτερη ενότητα του κεφαλαίου μελετήθηκε θεωρητικά η λειτουργία ενός τέτοιου αναγεννητή στην περίπτωση υλοποίησης του χάρτη διασποράς με εναλλάξ χρήση συμβατικών ινών αντιστάθμισης διασποράς (DCF) και μονορρυθμικών ινών μετάδοσης (SMF), οι οποίες καθιστούν την προτεινόμενη λύση εξαιρετικά φθηνή και πρακτική. Η μελέτη κατέδειξε τον τρόπο με τον οποίο διασυνδέονται οι παράμετροι του αναγεννητή ώστε οι σχεδιαστικοί κανόνες να έχουν γενική ισχύ, εστίασε όμως στη σχεδίαση πολυκυματικού αναγεννητή κατάλληλου για παλμούς εισόδου εύρους περίπου 8 ps, κατάλληλους για λειτουργία με βασικό ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s. Το βασικό συμπέρασμα της μελέτης ήταν η δυνατότητα ενός τέτοιου αναγεννητή στην περίπτωση θετικής μέσης διασποράς και ισχυρών χαρτών διασποράς, οι οποίοι να επιτρέπουν μεγάλη σχετική μετατόπιση μεταξύ γειτονικών καναλιών σε κάθε κομμάτι ίνας του χάρτη. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται η επίδραση των ιδιαίτερα επιζήμιων ατελών συγκρούσεων μεταξύ των παλμών και επομένως της μη γραμμικής αλληλεπίδρασης μεταξύ των καναλιών. Το συμβατικό όριο σχετικής μετατόπισης που εξασφαλίζει μικρή διακαναλική αλληλεπίδραση ορίστηκε ίσο με τη διάρκεια τριών περίπου δυφίων για 40 Gb/s σήματα (~75 ps). Το όριο αυτό για σήματα με φασματική απόσταση 800 GHz (6.4 nm) αντιστοιχεί σε ένταση του χάρτη διασποράς ίση με -12 ps/nm, όπως αυτή καθορίζεται από το γινόμενο του μήκους

επί τη διασπορά κάθε ίνας DCF που περιλαμβάνεται στο χάρτη. Για μεγαλύτερες εντάσεις του χάρτη διασποράς, ο περιορισμός της αλληλεπίδρασης των καναλιών είναι μεγαλύτερος αλλά η απόδοση του αναγεννητή ακόμα και σε μονοκυματική λειτουργία υποβαθμίζεται λόγω κυρίως του έντονου timing jitter που επάγεται στο σήμα εξόδου. Με βάση τα παραπάνω ευρήματα, η μελέτη επεκτάθηκε ενδελεχώς στην λειτουργία πέντε καναλιών στα 40 Gb/s με φασματική απόσταση 800 GHz, και έκανε φανερή τη δυνατότητα αναγέννησης για σήματα τόσο με ντετερμινιστική όσο και με στοχαστική παραμόρφωση στην είσοδο, καθώς και τη δυνατότητα σειριακής διασύνδεσης των αναγεννητών (cascadeability).

Στην τρίτη ενότητα παρουσιάστηκε η υλοποίηση και η πρώτη πειραματική επίδειξη πολυκυματικής λειτουργίας του αναγεννητή στα 10 Gb/s. Λόγω του διαθέσιμου εξοπλισμού η πειραματική αξιολόγηση έγινε για τέσσερα πολυπλεγμένα κανάλια με εύρος παλμών περίπου 8 ps και 600 GHz φασματική απόσταση. Διατηρώντας την επιλογή σχετικής μετατόπισης ~75 ps μεταξύ γειτονικών καναλιών, η ένταση του χάρτη διασποράς αντιστοιχούσε σε τιμή -16 ps/nm, και για την υλοποίησή του περιελήφθηκαν πέντε ζευγάρια DCF-SMF. Τα αποτελέσματα του πειράματος έδειξαν την ταυτόχρονη αναγέννηση των τεσσάρων καναλιών για σήματα εισόδου με παραμόρφωση και αποτέλεσαν διεθνώς την πρώτη επίδειξη πολυκυματικής λειτουργίας του τροποποιημένου αναγεννητή Mamyshev με διαχείριση διασποράς. Λόγω του χαμηλού ρυθμού μετάδοσης η φασματική εκμετάλλευση (spectral efficiency) του συστήματος ήταν 1.67% και ο κύκλος καθήκοντος των παλμών περίπου 8%. Κλιμακώνοντας τον αριθμό των καναλιών με βάση τη φασματική τους απόσταση (600 GHz ή 4.8 nm) είναι βάσιμη η υπόθεση ότι ο αναγεννητής θα μπορούσε να εξασφαλίσει την ταυτόχρονη αναγέννηση επτά καναλιών μέσα στο τυπικό εύρος ζώνης των 30 nm που αντιστοιχούν σε συμβατικό ενισχυτή EDFA. Τέλος ένα πολύ σημαντικό συμπέρασμα από την πρώτη πειραματική αξιολόγηση ήταν η σχεδόν απόλυτη ταύτιση μεταξύ αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων, η οποία δηλώνει την αξιοπιστία των θεωρητικών μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν για την περιγραφή της λειτουργίας του αναγεννητή, καθώς και την αξιοπιστία των αποτελεσμάτων της θεωρητικής μελέτης στη δεύτερη ενότητα του κεφαλαίου.

Στην τέταρτη ενότητα παρουσιάστηκε η πειραματική αξιολόγηση του ίδιου αναγεννητή στα 40 Gb/s. Για έντονα παραμορφωμένα σήματα εισόδου, η διάταξη μπορούσε να αναγεννήσει δραστικά δύο κανάλια με φασματική απόσταση 1200 GHz (9.6 nm). Η ταυτόχρονη αναγέννηση τριών καναλιών με απόσταση 600 GHz (4.8 nm) δεν καταγράφηκε παρότι η διάταξη μείωνε σημαντικά τη διακύμανση ισχύος κορυφής των πραγματικών παλμών και καταπίεζε τους ψευδοπαλμούς. Το επαγόμενο timing jitter όμως προκαλούσε κλείσιμο του διαγράμματος οφθαλμού και εισαγωγή λαθών στα σήματα εξόδου, όταν επιλέγονταν οι πλέον αντίξοες συνθήκες όσον αφορά τις πολωτικές καταστάσεις και τις σχετικές καθυστερήσεις των τριών καναλιών. Με βάση την επιτυχή λειτουργία της διάταξης στα 600 GHz φασματική απόσταση για σήματα εισόδου χωρίς παραμόρφωση, γίνεται ισχυρή η υπόθεση ότι η διάταξη θα μπορούσε να παρέχει ταυτόχρονη αναγέννηση σε σήματα εισόδου με μικρότερο βαθμό παραμόρφωσης. Σε κάθε περίπτωση, η επιτυχής λειτουργία της με 1200 GHz απόσταση αποτέλεσε σημαντική βελτίωση σε σχέση με το πείραμα στα 10 Gb/s όσον αφορά τη φασματική εκμετάλλευση (από 1.67 σε 3.56%), και απέδειξε τη συμβατότητα του αναγεννητή με παλμούς

ρεαλιστικού κύκλου καθήκοντος (33%). Κλιμακώνοντας και πάλι τον αριθμό των καναλιών δεδομένης της φασματικής απόστασης (1200 GHz ή 9.6 nm) και του τυπικού εύρους των 30 nm των EDFA, η διάταξη θα μπορούσε να αναγεννήσει ταυτόχρονα τέσσερα 40 Gb/s κανάλια. Θα πρέπει πάντως να αναφερθεί ότι με βάση τα αποτελέσματα της θεωρητικής μελέτης, αναμένεται ότι η σχεδίαση αναγεννητή με χρήση ασθενέστερου χάρτη διασποράς (-12 ps/nm) και λειτουργία με σήματα φασματικής απόστασης 800 GHz (6.4 nm) αποτελεί τον ιδανικότερο συμβιβασμό μεταξύ της φασματικής εκμετάλλευσης και της ελαχιστοποίησης της διακαναλικής παρεμβολής. Με βάση αυτήν την υπόθεση ταυτόχρονη αναγέννηση πέντε 40 Gb/s καναλιών μέσα στο εύρος ζώνης των EDFA μπορεί να επιτευχθεί και αποτελεί πιθανότατα το πρακτικό όριο του πολυκυματικού αναγεννητή που σχεδιάστηκε.

Αναφορές

[2.1] Xu Lisong, H.G. Perros, G. Rouskas, "Techniques for optical packet switching and optical burst switching," IEEE Communications Magazine, 39 (1), January 2001, pp. 136-142.

[2.2] A. N. Pinto, "Timing Jitter in Optical Communication Systems," in *Frontiers in Optics*, OSA Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2006), paper FMD5.

[2.3] R. H. Stolen and C. Lin, "Self-phase-modulation in silica optical fibers", Phys. Rev. A 17 (4), 1978, p. 448.

[2.4] R. Stolen and J. Bjorkholm, "Parametric amplification and frequency conversion in optical fibers", IEEE J. Quantum Electron. 18 (7), 1982, p. 1062.

[2.5] M. N. Islam *et al.*, "Cross-phase modulation in optical fibers", Opt. Lett. 12 (8), 1987, p. 625.

[2.6] K. Schuh, B. Junginger, E. Lach, A. Klekamp and E. Schlag, "85.4 Gbit/s ETDMreceiver with full rate electronic clock recovery circuit", ECOC 2004, paper Th4.1.1, Stockholm Sweden, September 2004.

[2.7] H. C. Hansen Mulvad, L. K. Oxenløwe, M. Galili, A. T. Clausen, L. Grüner-Nielsen, P. Jeppesen, "1.28 Tbit/s single-polarisation OTDM-OOK data generation and demux", Electronics Letters, 45 (5), February 2009, pp. 280-281.

[2.8] H. C. Hansen Mulvad, M. Galili, L. K. Oxenløwe, H. Hu, A. T. Clausen, J. B. Jensen, C. Peucheret, and P. Jeppesen, Demonstration of 5.1 Tbit/s data capacity on a single-wavelength channel." Optics Express, 18 (2), 2010, pp. 1438-1443.

[2.9] C. R. Giles and E. Desurvire, "Modeling erbium-doped fiber amplifiers", J. Lightw. Technol., 9 (2), 1991, p. 271.

[2.10] A. Uskov, J. Mork, and J. Mark, "Theory of short-pulse gain saturation in semiconductor laser amplifiers," IEEE Photon. Technol. Lett., 4 (5), May 1992, pp. 443–446.

[2.11] M. Eiselt, W. Pieper and H. G. Weber, "SLALOM: Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror", OSA/IEEE J. Lightwave Technol.,13 (10), 1995, pp. 2099-2112.

[2.12] Μ. Καλύβας, «Αμιγώς οπτική ψηφιακή επεξεργασία σήματος σε τηλεπικοινωνιακά δίκτυα με το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2003.

[2.13] 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," in ECOC 2006, paper Tu1.3.4., Cannes France, 2006.

[2.14] C. Cheng, X. Zhang, Y. Zhang, L. Liu and D. Huang, "Measurement of the Carrier Recovery Time in SOA based on Dual Pump FWM," in ACP 2009, paper ThK4, Shanghai China, November 2009.

[2.15] M. Sugawara et al., "Quantum-dot semiconductor optical amplifiers for high-bit-rate signal processing up to 160 Gb/s and a new scheme of 3R regenerators," Meas. Sci. Technol., 13, 2002, pp. 1683-1691.

[2.16] M. Spyropoulou, S. Sygletos, I. Tomkos, "Simulation of Multiwavelength Regeneration Based on QD Semiconductor Optical Amplifiers," IEEE Photon. Technol. Lett. 19 (20), October 2007, pp. 1577-1579.

[2.17] D. Dahan, R. Alizon, A. Bilenca, and G. Eisenstein, "Optical noise reduction in inter-band Raman mediated wavelength conversion," Electron. Lett., 39, February 2003, pp. 307–309.

[2.18] B.-E. Olsson, P. Ohlen, L. Rau, and D. J. Blumenthal, "A simple and robust 40-Gb/swavelength converter using fiber cross-phase modulation and optical filtering," IEEE Photon. Technol. Lett., 12, July 2000, pp. 846-848.

[2.19] E. Ciaramella and S. Trillo, "All-optical signal reshaping via four-wave mixing in optical fibers," IEEE Photon. Technol. Lett., 12, July 2000, pp. 849–851.

[2.20] H. Murai, Y. Kanda, M. Kagawa, and S. Arahira, "Regenerative SPM-Based Wavelength Conversion and Field Demonstration of 160-Gb/s All-Optical 3R Operation," J. Lightwave Technol. 28, 2010, pp. 910-921.

[2.21] M. Galili, H.C. Hansen Mulvad, L.K. Oxenløwe, H. Ji, A.T. Clausen and P. Jeppesen, "640 Gbit/s wavelength conversion," in OFC 2008, paper OTuD4, San Diego USA, February 2008.

[2.22] H. Avramopoulos, N.A. Whitaker and M.C. Gabriel, "All-Optical Processing with the Nonlinear Fiber Sagnac Interferometer," in Conference on Progress in Nonlinear Optics: Organic and Polymeric Materials, Pullman USA, 1992.

[2.23] N. J. Doran and D. Wood, "Nonlinear-optical loop mirror," Opt. Lett.,13, 1988, pp. 56-58, 1988.

[2.24] N. J. Smith and N. J. Doran, "Picosecond soliton propagation using nonlinear optical loop mirrors as intensity filters," Electron. Lett., 30, June 1994, pp. 1084-1085, June 1994.

[2.25] Z. Huang, A. Gray, Y. W. A. Lee, I. Khrushchev, and I. Bennion, "40 Gb/s transmission over 4000 km of standard fiber using in-line nonlinear optical loop mirrors," ECOC 2003, 1, September 2003, pp. 134-135.

[2.26] M. Matsumoto, "Performance Analysis and Comparison of Optical 3R Regenerators Utilizing Self-Phase Modulation in Fibers," OSA/IEEE J. Lightw. Technol., 22 (6) June 2004.

[2.27] M. Asobe, A. Hirano, Y. Miyamoto, K. Sato, K. Hagimoto, and Y. Yamabayashi, "Noise reduction of 20 Gbit/s pulse train using spectrally filtered optical solitons," *Electron. Lett.*, 34, May 1998, pp. 1135-1136.

[2.28] B. Dany, P. Brindel, O. Leclerc, and E. Desurvire, "Transoceanic 4x40 Gbit/s system combining dispersion-managed soliton transmission and new 'black-box' in-line optical regeneration," Electron. Lett., 35, March 1999, pp. 418-419.

[2.29] A. Sahara, T. Inui, T. Komukai, H. Kubota, and M. Nakazawa, "40-Gb/s RZ transmission over transoceanic distance in a dispersion managed standard fiber using a new inline synchronous modulation method," IEEE Photon. Technol. Lett., 12, June 2000, pp. 720-722.

[2.30] M. Matsumoto, "Analysis of optical regeneration utilizing self-phase modulation in a highly nonlinear fiber," IEEE Photon. Technol. Lett., 14, March 2002, pp. 319–321.

[2.31] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," ECOC 1998, Madrid Spain, September 1998 pp. 475–476.

[2.32] S. Taccheo and K. Ennser, "Investigation of amplitude noise and timing jitter of supercontinuum spectrum-sliced pulses," IEEE Photon.Technol. Lett., 14, Aug. 2002, pp. 1100–1102.

[2.33] N. Yoshikane, I. Morita, and N. Edagawa, "Improvement of dispersion tolerance by SPM-based all-optical reshaping in receiver," IEEE Photon. Technol. Lett., 15, January 2003, pp. 111–113.

[2.34] Y. Su, G. Raybon, R.-J. Essiambre, and T.-H. Her, "All-optical 2R regeneration of 40-Gb/s signal impaired by intrachannel four-wave mixing," IEEE Photon. Technol. Lett., 15, February 2003, pp. 350–352.

[2.35] G. Raybon, Y. Su, J. Leuthold, R. J. Essiambre, T.-H. Her, C. Joergensen, P. Steinvurzel, K. Dreyer, and K. Feder, "40 Gb/s pseudo linear transmission over one million kilometers," OFC 2002, Anaheim USA, 2002, p. 42.

[2.36] T.-H. Her, G. Raybon, and C. Headley, "Optimization of pulse regeneration at 40 Gb/s based on spectral filtering of self-phase modulation in fiber," IEEE Photon. Technol. Lett. 16, 2004, pp. 200-202 (2004).

[2.37] X. Liu, C. Xu, and W. H. Knox, "Characteristics of all-optical 2R regenerator based on self-phase modulation in high-nonlinear fibers," CLEO 2002, 2002, pp. 612-613.

[2.38] A. G. Striegler, and B. Schmauss, "Analysis and Optimization of SPM-Based 2R Signal Regeneration at 40 Gb/s," OSA/IEEE J. of Lightw. Technol. 24, 2006, pp. 2835-2843.

[2.39] P. Johannisson, and M. Karlsson, "Characterization of a self-phase-Modulation-based all-optical regeneration system," IEEE Photon. Technol. Lett. 17, 2005, pp. 2667-2669.

[2.40] L. Provost, C. Finot, P. Petropoulos, K. Mukasa, and D. Richardson, "Design scaling rules for 2R-Optical self-phase modulation-based regenerators," Optics Express, 15, 2007, pp. 5100-5112.

[2.41] 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," OSA/IEEE J. of Lightw. Technol., 24, 2006, pp. 1142-1148.

[2.42] N. Yoshikane, I. Morita, T. Tsuritani, A. Agata, N. Edagawa, and S. Akiba, "Benefit of SPM-based alloptical reshaper in receiver for long-haul DWDM transmission systems," IEEE J. on Sel. Topics in Quantum Electron. 10, 2004, pp. 412-420.

[2.43] Govind P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics," Third Edition, Academic Press, New York, 2001.

[2.44] J. E. Rothenberg, "Colliding visible picosecond pulses in optical fibers," Opt. Lett. 15, 1990, pp. 443-445.

[2.45] http://www.optics.rochester.edu/users/gpa/HNLF_1h.pdf

[2.46] L. Provost, F. Parmigiani, C. Finot, P. Petropoulos, and D. J. Richardson, "Self-phase modulation-based 2R optical regenerator for the simultaneous processing of two WDM channels," in CLEO/Europe-IQEC, paper CI2-1-TUE, Munich Germany, June 2007.

[2.47] L. Provost, F. Parmigiani, P. Petropoulos, and D. J. Richardson, "Investigation of Simultaneous 2R Regeneration of Two 40-Gb/s Channels in a Single Optical Fiber," IEEE Photon. Technol. Lett., 20 (4), February 2008, pp. 270-272.

[2.48] M. Vasilyev and T. I. Lakoba, "All-optical multichannel 2R regeneration in a fiber-based device," Opt. Lett. 30 (12), June 2005, pp. 1458-1460.

[2.49] www.furukawa.co.jp/review/fr019/fr19_02.pdf

[2.50] L. Provost, Ch. Kouloumentas, F. Parmigiani, S. Tsolakidis, I. Tomkos, P. Petropoulos, D. J. Richardson, "Experimental Investigation of a Dispersion-Managed Multi-Channel 2R Optical Regenerator," in OFC 2008, paper OThJ3, San Diego USA, 25-28 February 2008.

[2.51] Ch. Kouloumentas, L. Provost, F. Parmigiani, S. Tsolakidis, P. Petropoulos, I. Tomkos, D.J. Richardson, "Four-Channel All-Fibre Dispersion-Managed 2R Regenerator," IEEE Photonics Technology Letters, 20, (13), July 2008, pp. 1169-1171.

[2.52] D.J. Kane and R. Trebino, "Characterization of Arbitrary Femtosecond Pulses Using Frequency Resolved Optical Gating," IEEE J. Quantum Electron. 29 (2), 1993, pp. 571-579.

[2.53] P. Vorreau, Ch. Kouloumentas, L. Provost, I. Tomkos, W. Freude, J. Leuthold, "Simultaneous processing of 43 Gb/s WDM channels by a fiber-based dispersion-managed 2R regenerator," in ECOC 2008, paper Th.1.B.3, Brussels Belgium, 21-25 September 2008.

[2.54] Ch. Kouloumentas, P. Vorreau, L. Provost, P. Petropoulos, W. Freude, J. Leuthold, I. Tomkos, "All-Fiberized Dispersion-Managed Multichannel Regeneration at 43 Gb/s," IEEE Photonics Technology Letters, 20, (22), November 2008, pp. 1854-1856.

[2.55] http://southernphotonics.com/technology/?CAKEPHP=e08d86480192d1ddd2b5a0db7321d5e3

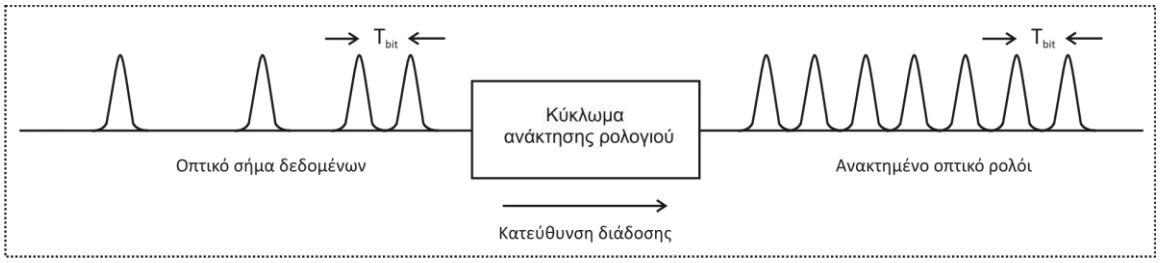
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Ανάκτηση ρολογιού σε δίκτυα οπτικών πακέτων με χρήση περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας

Η μελλοντική μετάβαση από τα σημερινά οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος στα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς και πιο συγκεκριμένα στα ασύγχρονα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων αποτελεί, όπως έχει ήδη περιγραφεί στο εισαγωγικό κεφάλαιο, σημαντικότατο στόχο της τεχνολογίας των οπτικών επικοινωνιών. Συνδυάζοντας τη δυνατότητα λειτουργίας των οπτικών δικτύων σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης με τα βασικά προτερήματα των ηλεκτρονικών δικτύων μεταγωγής πακέτων, όπως μεγαλύτερη ευελιξία, δυνατότητα χειρισμού μικρού μεγέθους δεδομένων (granularity) και στατιστική πολυπλεξία δεδομένων, αναμένεται ότι τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων θα αποτελέσουν ιδιαίτερα αποδοτικά ως προς τη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης επικοινωνιακά δίκτυα [3.1]-[3.4]. Η υλοποίησή τους προϋποθέτει τη σχεδίαση και ανάπτυξη κόμβων ικανών να επιτελούν τις βασικές διεργασίες επεξεργασίας και δρομολόγησης, καθώς και 3R αναγέννησης των πακέτων κατευθείαν στο οπτικό επίπεδο διατηρώντας το πλεονέκτημα των υψηλών ταχυτήτων.

Για το σύνολο αυτών των διεργασιών είναι απαραίτητη η λειτουργία κατάλληλα διασυνδεδεμένων και συγχρονισμένων οπτικών κυκλωμάτων. Ο συγχρονισμός τους μπορεί να επιτευχθεί με τη δημιουργία από την εισερχόμενη στον κόμβο ροή δεδομένων ενός σήματος χρονισμού, το οποίο δεν είναι άλλο από το σήμα ρολογιού στο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων [3.5]. Η διαδικασία δημιουργίας αυτού του σήματος ονομάζεται ανάκτηση ρολογιού (clock recovery) και το κύκλωμα το οποίο την επιτελεί είναι οπωσδήποτε απο τα θεμελιωδέστερα του οπτικού κόμβου, καθώς οδηγεί κατάλληλα τα υπόλοιπα κυκλώματα και τους επιτρέπει να είναι ενήμερα για το χρόνο άφιξης, το μέγεθος και το ρυθμό μετάδοσης των εισερχόμενων πακέτων.

Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται σχηματικά στο πεδίο του χρόνου η λειτουργία ανάκτησης ρολογιού από εισερχόμενο οπτικό σήμα με διαμόρφωση πλάτους RZ. Η παρουσία λογικών «1» ή «0» στο ψηφιακό σήμα πληροφορίας αναπαριστάται με την παρουσία ή απουσία παλμών, αντίστοιχα, στις διαδοχικές χρονοθυρίδες του εισερχόμενου σήματος. Η διάρκεια του κάθε δυφίου T_{bit} είναι αυστηρά καθορισμένη και αντιστρόφως ανάλογη του ρυθμού μετάδοσης του σήματος. Στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού έχουν τοποθετηθεί παλμοί στις κενές χρονοθυρίδες (των λογικών «0»), και έχει δημιουργηθεί το οπτικό ρολόι, το οποίο αποτελείται από διαδοχικούς παλμούς με χρονική απόσταση ακριβώς ίση με T_{bit}. Με τον τρόπο αυτό το οπτικό ρολόι παρέχει την πληροφορία



Σχήμα 3.1: Απεικόνιση στο πεδίο του χρόνου της λειτουργίας κυκλώματος ανάκτησης οπτικού ρολογιού.

έναρξης (άφιξης) του πακέτου, την πληροφορία του μεγέθους του, καθώς και την πληροφορία σχετικά με τις ακριβείς χρονικές στιγμές στις οποίες τα υπόλοιπα κυκλώματα επεξεργασίας του κόμβου θα πρέπει να ανιχνεύσουν την παρουσία ή απουσία παλμού μέσα στην έκταση του οπτικού πακέτου. Επιπλέον του συγχρονισμού μεταξύ των κυκλωμάτων του κόμβου, η επιτυχής ανάκτηση ρολογιού έχει ιδιαίτερη σημασία για τη λειτουργία της 3R αναγέννησης του εισερχόμενου οπτικού σήματος. Όπως ήδη περιγράφηκε στο κεφάλαιο 2, η διάδοση των σημάτων στις οπτικές ίνες, η ενίσχυσή τους και η οπτική επεξεργασία την οποία υφίστανται έχει ως αποτέλεσμα την παραμόρφωσή τους, η οποία εμφανίζεται μεταξύ άλλων και με τη μορφή timing jitter, δηλαδή χρονικής μετατόπισης του κέντρου βάρους των παλμών από το κέντρο της χρονοθυρίδας που τους αντιστοιχεί. Το timing jitter συντελεί στο κλείσιμο του διαγράμματος οφθαλμού και την εν γένει υποβάθμιση του σήματος, και επομένως καθιστά αναγκαίο τον περιοδικό επαναχρονισμό (re-timing) των παλμών [3.6]-[3.7]. Ο επαναχρονισμός είναι δυνατός με τη βοήθεια 3R αναγεννητών, μόνο όμως αν είναι διαθέσιμο οπτικό ρολόι με συχνότητα ίση ακριβώς με το ρυθμό μετάδοσης του σήματος [3.7].

Το ανακτημένο σήμα ρολογιού χαρακτηρίζεται ποιοτικά πρωτίστως από τη διαμόρφωση πλάτους, το timing jitter, το χρονικό προφίλ και το χρονικό εύρος των παλμών του [3.7]. Το ιδανικό οπτικό ρολόι αποτελείται από ισοϋψείς παλμούς με μηδενικό timing jitter και επιτρέπει υψηλή ποιότητα λειτουργίας των υπολοίπων κυκλωμάτων του οπτικού κόμβου καθώς και 3R αναγέννηση του οπτικού σήματος δεδομένων. Στην πράξη και για σήματα εισόδου που παρουσιάζουν παραμόρφωση είναι αδύνατη η ανάκτηση σήματος ρολογιού με μηδενική διαμόρφωση πλάτους και timing jitter. Είναι όμως ιδιαίτερα σημαντικό για τη δυνατότητα 3R αναγέννησης, το timing jitter του σήματος ρολογιού να είναι σημαντικά μικρότερο από το αντίστοιχο του εισερχόμενου σήματος δεδομένων. Το χρονικό προφίλ των παλμών θα πρέπει να είναι ομαλό και να ομοιάζει με τις συνήθεις κατανομές ισχύος των οπτικών παλμών (γκαουσιανή ή υπερβολικού συνημιτόνου), ενώ το χρονικό εύρος τους θα πρέπει να είναι παραπλήσιο ή και μικρότερο του αντίστοιχου εύρους των παλμών εισόδου για να εξασφαλίζεται υψηλή ποιότητα λειτουργίας ιδιαίτερα των διατάξεων 3R αναγέννησης και των πυλών ψηφιακής λογικής.

Επιπλέον παράμετροι που χαρακτηρίζουν την ποιότητα του ανακτημένου ρολογιού είναι η χρονική σταθερά ανάκτησης και η χρονική σταθερά σβέσης του ρολογιού, το μέγεθος των προστατευτικών ζωνών δυφίων καθώς και το συχνοτικό εύρος εγκλείδωσης του κυκλώματος [3.8]-[3.9]. Πιο συγκεκριμένα, η χρονική σταθερά ανάκτησης του ρολογιού (locking time) καθορίζει το χρονικό διάστημα από τη στιγμή που εισέρχεται στο κύκλωμα ο πρώτος παλμός του σήματος δεδομένων μέχρι τη στιγμή που το κύκλωμα αρχίζει να παράγει υψηλής ποιότητας παλμούς ρολογιού. Αντίστοιχα, η χρονική σταθερά σβέσης (unlocking

time) καθορίζει το χρονικό διάστημα που απαιτείται μετά την πλήρη διέλευση του σήματος μέσα από το κύκλωμα ωστέ να σταματήσει η παραγωγή παλμών ρολογιού. Το άθροισμα των χρονικών σταθερών σβέσης και ανάκτησης αντιπροσωπεύει το χρονικό διάστημα που δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί και θα πρέπει να μεσολαβεί μεταξύ διαδοχικών σημάτων (πακέτων) δεδομένων. Το χρονικό αυτό διάστημα αντιστοιχεί για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης σε συγκεκριμένο αριθμό δυφίων και ονομάζεται προστατευτική ζώνη δυφίων (guardband). Τέλος το συχνοτικό εύρος εγκλείδωσης του κυκλώματος (locking range) αντιπροσωπεύει το φασματικό εύρος μέσα στο οποίο το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά. Το εύρος αυτό είναι πάντα εντοπισμένο γύρω από μία κεντρική συχνότητα για την οποία το κύκλωμα ως κύκλωμα συντονισμού είναι προορισμένο να λειτουργεί βέλτιστα. Η συχνότητα συντονισμού ισούται με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων και έχει οπωσδήποτε συγκεκριμένη ονομαστική τιμή σε κάθε δίκτυο. Σε πολλές χρονικές περιόδους όμως η πραγματική τιμή του ρυθμού μετάδοσης μπορεί να αποκλίνει ελάχιστα από την ονομαστική του τιμή, και σε αυτές τις περιπτώσεις το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού θα πρέπει να συνεχίζει να λειτουργεί επιτυχώς.

Σε αντίθεση με τα κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού σε δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος όπου η ροή δεδομένων είναι συνεχής, το αντίστοιχο κύκλωμα σε οπτικά δίκτυα ασύγχρονων πακέτων πρέπει να ικανοποιεί ιδιαίτερα αυστηρές προδιαγραφές όσον αφορά τις χρονικές σταθερές ανάκτησης και σβέσης [3.8]-[3.9]. Πιο συγκεκριμένα σε τέτοιου είδους δίκτυα, το μέγεθος των πακέτων είναι περιορισμένο [3.10] και επομένως η χρονική σταθερά ανάκτησης θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα μικρή, της τάξης μερικών μόνο δυφίων, διατηρώντας μικρό το λόγο της χρονικής σταθεράς ανάκτησης προς τη συνολική χρονική διάρκεια του πακέτου. Παρόμοια, θα πρέπει και η χρονική σταθερά σβέσης να είναι ιδιαιτέρως μικρή, επίσης της τάξης μερικών μόνο δυφίων, έτσι ώστε το σήμα ρολογιού που αντιστοιχεί σε συγκεκριμένο πακέτο να «σβήνει» πολύ γρήγορα μετά την ολοκλήρωση της διέλευσής του, και το κύκλωμα να είναι διαθέσιμο για την ανάκτηση ρολογιού του επόμενου εισερχόμενου πακέτου. Με τον τρόπο αυτό, η απαραίτητη προστατευτική ζώνη δυφίων παραμένει περιορισμένη, επιτρέποντας την πυκνή τοποθέτηση και ακολουθία πακέτων στην εισερχόμενη ροή δεδομένων και επομένως τη σχεδόν πλήρη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Τέλος, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού θα πρέπει να ανακτά τη φάση κάθε μεμονωμένου εισερχόμενου πακέτου, καθώς τα ασύγχρονα πακέτα δεδομένων δεν έχουν συγκεκριμένη σχέση φάσης μεταξύ τους.

Έως σήμερα έχουν προταθεί και υλοποιηθεί αρκετά κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού, τα οποία είναι ως επί το πλείστον συμβατά με συνεχόμενες ροές δεδομένων αλλά όχι με τηλεπικοινωνιακή κίνηση οπτικών πακέτων. Τα κυκλώματα αυτά μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε πέντε κύριες κατηγορίες, ανάλογα με την γενική τεχνική την οποία χρησιμοποιούν [3.9], [3.11].

Η πρώτη κύρια κατηγορία αφορά κυκλώματα τα οποία βασίζονται σε βρόγχους εγκλείδωσης φάσης (phase-locked loops) [3.12]-[3.15]. Το σήμα δεδομένων εισέρχεται σε κλειστό βρόγχο, ο οποίος περιέχει το συγκριτή φάσης και τη γεννήτρια οπτικού ρολογιού. Αρχικά και κατά την είσοδο του σήματος στο βρόγχο, οι παλμοί του οπτικού ρολογιού έχουν τυχαία συχνότητα. Οι παλμοί αυτοί οδηγούνται μαζί με τους παλμούς του

εισερχόμενου σήματος στον συγκριτή φάσης, ο οποίος παράγει ένα σήμα λάθους (error signal) λόγω της διαφορετικής συχνότητας. Το σήμα λάθους οδηγεί έναν ταλαντωτή ελεγχόμενης τάσης (VCO-voltage controlled oscillator), ο οποίος με τη σειρά του οδηγεί τη γεννήτρια των οπτικών παλμών. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται ένα κύκλωμα ανάδρασης, το οποίο διορθώνει και μετατοπίζει τη συχνότητα της γεννήτριας προς τη σωστή κατεύθυνση, έως ότου η συχνότητα αυτή συμπίπτει ακριβώς με το ρυθμό μετάδοσης του σήματος δεδομένων και επομένως έχει επιτευχθεί η ανάκτηση ρολογιού. Συνηθέστερα, ο συγκριτής φάσης υλοποιείται με οπτικό τρόπο και το σήμα λάθους είναι οπτικό. Το σήμα αυτό προσπίπτει σε ταχύτατη φωτοδίοδο, η οποία παρέχει το απαραίτητο ηλεκτρικό σήμα στον VCO. Τέλος ως γεννήτρια παλμών χρησιμοποιείται πηγή laser. Παρότι η συγκεκριμένη τεχνική ανακτά οπτικό ρολόι υψηλής ποιότητας και επιπλέον, όπως έχει ήδη δειχθεί [3.13]-[3.15], έχει τη δυνατότητα λειτουργίας σε ρυθμούς μετάδοσης έως και 160 Gb/s, παρουσιάζει το καίριο μειονέκτημα της εξαιρετικά μεγάλης χρονικής σταθεράς ανάκτησης και σβέσης του ρολογιού. Για το λόγο αυτό ενώ είναι ιδιαίτερα σημαντική σε οπτικά συστήματα μετάδοσης συνεχούς ροής δεδομένων, δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε οπτικά δίκτυα πακέτων.

Η δεύτερη κύρια κατηγορία αφορά κυκλώματα που βασίζονται στην ενεργή εγκλείδωση ρυθμών (active mode-locking) laser δακτυλίου. Το σήμα δεδομένων διαμορφώνει το κέρδος της κοιλότητας, είτε προσπίπτοντας σε φωτοδίοδο το ηλεκτρικό σήμα της οποίας οδηγεί έναν διαμορφωτή πλάτους που περιλαμβάνεται στην κοιλότητα, είτε εισερχόμενο απευθείας σε ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή (SOA-semiconductor optical amplifier), ο οποίος περιλαμβάνεται επίσης στην κοιλότητα του laser. Με τον τρόπο αυτό διαμόρφωνεται το κέρδος της κοιλότητας και επιτυγχάνεται η παλμική λειτουργία του laser με συχνότητα επανάληψης ίση με το ρυθμό μετάδοσης του εισερχόμενου σήματος [3.16]-[3.19]. Πλεονεκτήματα αυτής της μεθόδου αποτελούν η λειτουργία σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης [3.19], καθώς και η ελεύθερη επιλογή του μήκους κύματος του ανακτόμενου ρολογιού σε ένα μεγάλο φασματικό εύρος, η οποία επιτυγχάνεται με την εισαγωγή μέσα στην κοιλότητα κατάλληλου ζωνοπερατού οπτικού φίλτρου. Από την άλλη μεριά και η συγκεκριμένη τεχνική χαρακτηρίζεται λόγω του μεγάλου μήκους και του υψηλού κέρδους της κοιλότητας από ιδιαίτερα μεγάλες χρονικές σταθερές ανάκτησης και σβέσης του ρολογιού, οι οποίες την καθιστούν ασύμβατη με ασύγχρονη ροή οπτικών πακέτων πεπερασμένου μεγέθους.

Η τρίτη κατηγορία κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού βασίζεται στη χρήση αυτοπαλλόμενων laser κατανεμημένης ανάδρασης (self-pulsating DFB laser) [3.20]-[3.22]. Οι παλμοί του σήματος δεδομένων εισέρχονται στο αυτοπαλλόμενο laser μέσω ενός κυκλοφορητή και αναγκάζουν την πυκνότητα των φορέων μέσα στην κοιλότητα να ταλαντώνεται γύρω από την κρίσιμη τιμή κατωφλίου για έναρξη της δράσης lasing. Η ταλάντωση επιτρέπει την παλμική λειτουργία του laser, και καθώς πραγματοποιείται με συχνότητα ίση με το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων επιτρέπει τελικά την ανάκτηση ρολογιού από το εισερχόμενο σήμα δεδομένων. Σημαντικά πλεονεκτήματα της τεχνικής είναι η λειτουργία σε ταχύτητες άνω των 40 Gb/s, η υψηλή ποιότητα των παραγόμενων παλμών, η οποία έχει επιτρέψει τη χρήση της συγκεκριμένης τεχνικής σε διατάξεις 3R αναγέννησης [3.23], καθώς και η ολοκληρώσιμη μορφή των αντίστοιχων κυκλωμάτων. Σε

σχέση με τις δύο πρώτες κατηγορίες κυκλωμάτων, τα κυκλώματα αυτής της κατηγορίας παρουσιάζουν πολύ μικρότερη χρονική σταθερά ανάκτησης, της τάξης του 1 ns, λόγω του μικρού μήκους διάδοσης του σήματος δεδομένων μέσα στην κοιλότητα του DFB laser. Για το λόγο αυτό έχουν χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση ρολογιού από ασύγχρονα πακέτα, τα οποία όμως έχουν μέγεθος μερικών χιλιάδων δυφίων [3.24]. Η χρονική σταθερά σβέσης είναι σημαντικά υψηλότερη και καθιστά απαραίτητη τη χρήση προστατευτικών ζωνών δυφίων ίσες με αρκετές εκατοντάδες δυφία, οι οποίες μειώνουν σημαντικά το εκμεταλλεύσιμο εύρος ζώνης. Για τους λόγους αυτούς, και αυτή η κατηγορία κυκλωμάτων δεν είναι κατάλληλη για ασύγχρονα πακέτα μικρού μεγέθους και πυκνής διαδοχικής ακολουθίας.

Στην τέταρτη κατηγορία κυκλωμάτων ανήκουν καθαρά ηλεκτρονικά κυκλώματα, τα οποία στην πλειονότητά τους βασίζονται στη χρήση ψηφιακών ταλαντωτών δακτυλίου (digital ring oscillators), συζευγμένων μέσω αγώγιμου δακτυλίου ανάδρασης με ηλεκτρονικές ψηφιακές πύλες [3.25]-[3.26]. Τα κυκλώματα αυτά έχουν χρησιμοποιηθεί επιτυχώς για ανάκτηση ρολογιού από ασύγχρονα οπτικά πακέτα δεδομένων. Παρουσιάζουν όμως χρονικές σταθερές ανάκτησης της τάξης του 1 ns, και σε κάθε περίπτωση η ηλεκτρονική φύση τους αναμένεται να αποτελεί διαρκή περιοριστικό παράγοντα για την χρησιμοποίησή τους στα μελλοντικά δίκτυα υπερυψηλών ταχυτήτων, τα οποία κατά πάσα πιθανότητα θα απαιτούν αμιγώς οπτικές λύσεις για την υλοποίηση των υποσυστημάτων επεξεργασίας των οπτικών σημάτων.

Τέλος, κομβικό ενδιαφέρον για την παρούσα διατριβή παρουσιάζουν τα κυκλώματα ανάκτησης ρολογιού της πέμπτης κατηγορίας, τα οποία βασίζονται στη χρήση παθητικών φίλτρων [3.27]-[3.31]. Τα παθητικά φίλτρα μπορούν να ανακτήσουν το σήμα ρολογιού από εισερχόμενο σήμα δεδομένων όταν η συνάρτηση μεταφοράς τους είναι περιοδική ως προς τη συχνότητα [3.28]. Το κυριότερο παράδειγμα τέτοιου φίλτρου αποτελεί το φίλτρο Fabry-Pérot[3.9], [3.27], [3.32], το οποίο παρουσιάζεται αναλυτικά στην επόμενη ενότητα, καθώς το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που αναπτύχθηκε στην παρούσα διατριβή βασίζεται στη χρήση του. Στο σημείο αυτό επιγραμματικά αναφέρεται ότι το φίλτρο Fabry-Pérot αποτελείται από μία κοιλότητα την οποία σχηματίζουν δύο κάτοπτρα μεγάλης εν γένει ανακλαστικότητας. Όταν ένας μοναδικός οπτικός παλμός εισέρχεται από το κάτοπτρο εισόδου διανύει την απόσταση της κοιλότητας και προσεγγίζει το κάτοπτρο εξόδου. Ένα μέρος του εξέρχεται από την κοιλότητα διαμέσου του κατόπτρου, ενώ το υπόλοιπο μέρος του ανακλάται και αφού διανύσει το διπλάσιο της απόστασης μεταξύ των κατόπτρων, ξαναπροσεγγίζει το κάτοπτρο εξόδου. Και σε αυτήν την περίπτωση ο παλμός εξέρχεται μερικώς από την κοιλότητα ενώ το υπόλοιπο μέρος του επαναλαμβάνει την παραπάνω διαδικασία. Το τελικό αποτέλεσμα είναι να παρατηρείται στην έξοδο του φίλτρου ένας παλμός που αντιστοιχεί στην πρώτη διέλευση, ακολουθούμενος από ουρά παλμών φθίνουσας ισχύος, οι οποίοι αντιστοιχούν στις επόμενες διελεύσεις. Ο ρυθμός με τον οποίο φθίνει η ισχύς των επόμενων παλμών εξαρτάται από τις απώλειες ή αντίστοιχα από τον παράγοντα ποιότητας (Q-quality) της κοιλότητας. Η χρονική απόσταση μεταξύ των παλμών ισούται με τη χρονική διάρκεια της πλήρους περιφοράς μέσα στην κοιλότητα. Αν η συγκεκριμένη χρονική διάρκεια ισούται με το χρόνο δυφίου ενός σήματος δεδομένων, στην έξοδο του φίλτρου θα παρατηρηθεί η παρουσία παλμών ακόμα και σε χρονοσχισμές

λογικών «0» του αρχικού σήματος και επομένως μπορεί επί της αρχής να επιτελεστεί η λειτουργία της ανάκτησης ρολογιού του σήματος. Για να ανακτηθεί βεβαίως σήμα ρολογιού υψηλής ποιότητας από το φίλτρο, θα πρέπει ο παράγοντας Q να είναι εξαιρετικά υψηλός, έτσι ώστε η διαμόρφωση πλάτους των παλμών ρολογιού να παραμένει μικρή ακόμα και αν στο σήμα δεδομένων υπεισέρχονται μακρές ακολουθίες συνεχόμενων «0». Η χρήση όμως κοιλοτήτων με υψηλό παράγοντα Q καθιστά το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού κατάλληλο μόνο για σήματα δεδομένων συνεχόμενης ροής καθώς επιβάλλει μεγάλες χρονικές σταθερές ανάκτησης και σβέσης. Το τελευταίο γίνεται κατανοητό αν αναλογισθεί κανείς ότι στην περίπτωση πακέτου δεδομένων, το σήμα ρολογιού θα επιβίωνε για σημαντικό χρόνο μετά την είσοδο του τελευταίου παλμού λόγω ακριβώς της υψηλής τιμής του παράγοντα Q. Επιπλέον, κατασκευαστικές δυσκολίες για την επίτευξη υψηλών τιμών Q καθώς επίσης και η μικρή ανοχή μίας τέτοιας κοιλότητας σε μικρές αποκλίσεις του ρυθμού μετάδοσης είχαν καταστήσει τα κυκλώματα αυτού του είδους μη πρακτικά για εφαρμογές ανάκτησης ρολογιού [3.9].

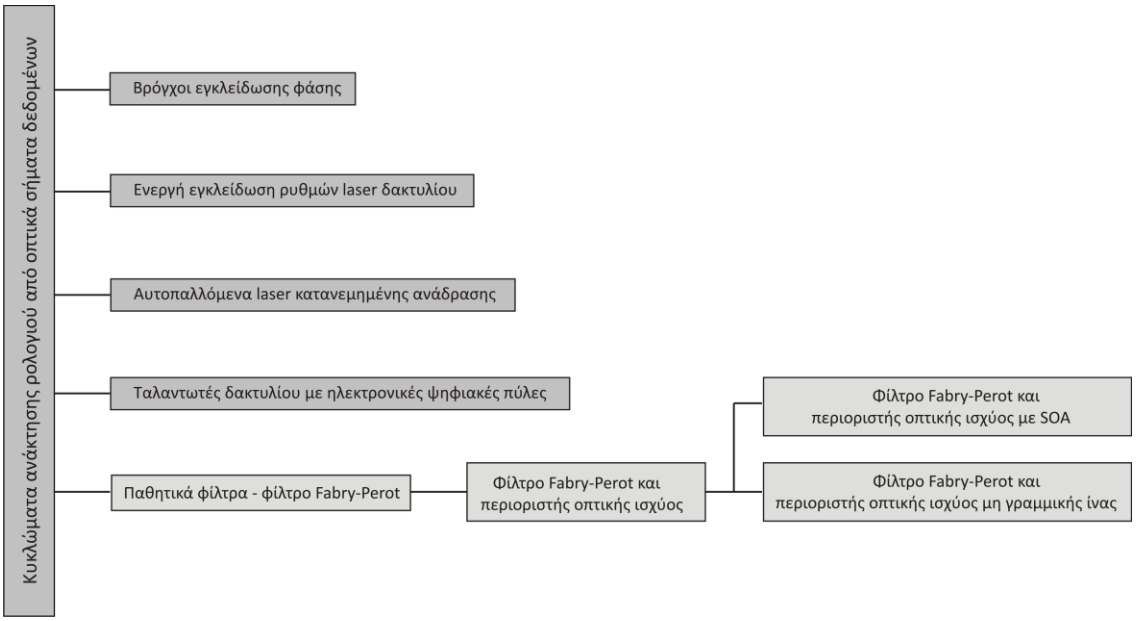
Η ιδέα χρησιμοποίησης ενός οπτικού περιοριστή ισχύος στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot επανέφερε το ενδιαφέρον για το συγκεκριμένο φίλτρο ως βασικό δομοστοιχείο ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και κατέστησε δυνατή τη χρήση κοιλοτήτων με χαμηλό παράγοντα Q [3.9]. Η επιλογή χαμηλού παράγοντα Q έχει ως αποτέλεσμα τη δραστική μείωση των χρονικών σταθερών ανάκτησης και σβέσης του ρολογιού και επομένως κάνει συμβατή τη λειτουργία του κυκλώματος με σήματα δεδομένων σε μορφή πακέτων. Από την άλλη μεριά η έντονη διαμόρφωση πλάτους των παλμών που εισάγεται από το φίλτρο Fabry-Pérot και η οποία ποικίλει ανάλογα με τη διαδοχή των δυφίων στο σήμα δεδομένων, μπορεί να αντισταθμιστεί από τον περιοριστή ισχύος που ακολουθεί το φίλτρο. Χρησιμοποιώντας για την υλοποίηση του περιοριστή ισχύος ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές (SOA-semiconductor optical amplifiers) σε διάταξη μη γραμμικού συμβολομέτρου υπερυψηλής ταχύτητας (UNI-ultrafast nonlinear interferometer) [3.33]-[3.34] ή συμβολομέτρου Mach-Zehnder [3.35]-[3.36], το συγκεκριμένο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού αποδείχτηκε ιδιαίτερα αποδοτικό για ρυθμούς μετάδοσης πακέτων έως και 40 Gb/s, επιτρέποντας πολύπλοκες λειτουργίες επεξεργασίας σε κόμβους μεταγωγής πακέτου, όπως διαχωρισμό επικεφαλίδας-φορτίου και 3R αναγέννηση [3.37]-[3.38], καθώς και την υλοποίηση οπτικών δεκτών εκρηκτικής ροής δεδομένων [3.39]-[3.40]. Παρά την αδιαμφισβήτητη επιτυχία του, ο συνδυασμός του φίλτρου Fabry-Pérot με το βασισμένο σε SOA περιοριστή ισχύος παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα, τα οποία οφείλονται εξ' ολοκλήρου στους περιορισμούς και τα εγγενή χαρακτηριστικά των SOA.

Το βασικότερο μειονέκτημα σχετίζεται με τον πεπερασμένο χρόνο ανάκαμψης των φορέων του ημιαγωγού, ο οποίος περιορίζει την ταχύτητα λειτουργίας του κυκλώματος στα 40 Gb/s. Το δεύτερο σχετίζεται με την εξαιρετική πολωτική ευαισθησία των SOA, η οποία καθιστά αναγκαία τη διαρκή εκτίμηση και ρύθμιση της πολωτικής κατάστασης των εισερχόμενων σημάτων. Το τρίτο μειονέκτημα αποτελεί η εισαγωγή επιπλέον timing jitter σε σχέση με το σήμα στην έξοδο του φίλτρου. Παρότι το φίλτρο Fabry-Pérot μειώνει δραστικά, όπως θα δειχθεί στην επόμενη ενότητα, το timing jitter των παλμών του εισερχόμενου σήματος, ο περιοριστής ισχύος αναιρεί μέρος αυτής της μείωσης λόγω του διαφορετικού χρονικού σημείου κορεσμού των SOA από τους ανισοϋψείς παλμούς που

εισέρχονται σε αυτούς. Τέλος, το τέταρτο μειονέκτημα σχετίζεται με την εγγενή αδυναμία πολυκυματικής λειτουργίας των SOA και κατ'επέκταση και του περιοριστή ισχύος, η οποία καθιστά μη εκμεταλλεύσιμη τη δυνατότητα πολυκυματικής λειτουργίας του φίλτρου Fabry-Pérot. Όπως αναφέρθηκε και στο εισαγωγικό σημείωμα του δεύτερου κεφαλαίου, η ανάπτυξη καινοτόμων SOA κβαντικών τελειών υπόσχεται την απαλοιφή των μειονεκτημάτων της περιορισμένης ταχύτητας και της αυστηρά μονοκυματικής λειτουργίας [3.41]. Παρ'όλα αυτά τουλάχιστον έως τη στιγμή που γράφεται η διατριβή, δεν έχει υπάρξει η πειραματική επιβεβαίωση.

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής προτάθηκε και αναπτύχθηκε πρωτότυπο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από οπτικά πακέτα μικρού μεγέθους το οποίο βασίζεται σε φίλτρο Fabry-Pérot χαμηλού παράγοντα Q και εναλλακτικό οπτικό περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας [3.42]-[3.44]. Ο περιοριστής βασίζεται στο φαινόμενο SPM μέσα σε ισχυρά μη γραμμική ίνα και αποτελεί τροποποίηση του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2. Η τροποποίηση έγκειται στο ότι το οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο στην έξοδο της ίνας δεν είναι μετατοπισμένο ως προς την οπτική φέρουσα του σήματος αλλά φασματικά ευθυγραμμισμένο με αυτήν. Η απλή αυτή τροποποίηση έχει δύο σημαντικές συνέπειες: πρώτον η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος της διάταξης έχει πολύ χαμηλό κατώφλι και παρουσιάζει εκτεταμένη επίπεδη περιοχή, επιτρέποντας την εξίσωση ισχύος κορυφής παλμών που αρχικά παρουσίαζαν έντονη διαμόρφωση πλάτους [3.42]. Δεύτερον, το timing jitter που εισάγεται είναι μηδενικό, καθώς η φασματική επιλογή από το φίλτρο αντιστοιχεί για όλους τους παλμούς στο χρονικό τους τμήμα γύρω από την κορυφή τους [3.42]. Ως αποτέλεσμα, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που προτείνεται αποτελεί μία σημαντικά βελτιωμένη εκδοχή του συνδυασμού φίλτρου Fabry-Pérot και περιοριστή ισχύος, καθώς λόγω της παθητικής φύσης του φίλτρου και του φαινομένου SPM (Kerr) στο οποίο στηρίζεται ο περιοριστής, αίρει τους περιορισμούς στην ταχύτητα λειτουργίας, ελαχιστοποιεί την πολωτική ευαισθησία της διάταξης, επιτρέπει την πλήρη αξιοποίηση της δράσης του φίλτρου ως προς τη μείωση του timing jitter, ενώ με κατάλληλη τροποποίηση και χρήση διαχείρισης διασποράς προσφέρει τουλάχιστον επί της αρχής την πιθανότητα πολυκυματικής λειτουργίας [3.45]. Ολοκληρώνοντας την αναφορά των υπαρχόντων λύσεων και την περιγραφή της προτεινόμενης διάταξης, το σχήμα 3.2 παρουσιάζει την κατηγοριοποίηση των κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού και τη θέση της προτεινόμενης λύσης στο δέντρο κατηγοριοποίησης.

Με βάση τα παραπάνω, η δομή του κεφαλαίου διαμορφώνεται ως εξής: στην ενότητα 3.1 παρουσιάζεται το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και περιοριστή ισχύος με ιδιαίτερη έμφαση στην επίπτωση που έχουν οι παράμετροι του φίλτρου στην επίδοση της διάταξης. Στην ενότητα 3.2 περιγράφεται ο περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας και η θεωρητική μελέτη του αντίστοιχου κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού για οπτικά πακέτα εξαιρετικά υψηλού ρυθμού μετάδοσης (160 Gb/s). Τέλος στην ενότητα 3.3 παρουσιάζεται η πειραματική επιβεβαίωση της προτεινόμενης λύσης στα 40 Gb/s, ενώ στην ενότητα 3.4 συνοψίζονται τα αποτελέσματα του κεφαλαίου.



Σχήμα 3.2: Κατηγοριοποίηση των κυκλωμάτων ανάκτησης ρολογιού και θέση του προτεινόμενου κυκλώματος (φίλτρο Fabry-Pérot και περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας) στο δέντρο κατηγοριοποίησης.

3.1 Ανάκτηση ρολογιού με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και περιοριστή ισχύος

3.1.1 Αρχή λειτουργίας του φίλτρου Fabry-Pérot

Στο σχήμα 3.3 εικονίζεται η γενική μορφή ενός φίλτρου Fabry-Pérot [3.46]. Αποτελείται από μία κοιλότητα την οποία σχηματίζουν δύο κάτοπτρα διαφορετικής στη γενική περίπτωση ανακλαστικότητας R_1 και R_2. Η αρχή λειτουργίας του φίλτρου βασίζεται στις διαδοχικές μερικές ανακλάσεις του εισερχόμενου οπτικού πεδίου στις εσωτερικές επιφάνειες των κατόπτρων και την προσθετική συμβολή των επιμέρους εξερχόμενων πεδίων. Θεωρώντας ότι πεδίο της απλής μορφής:

$$E_{in} = E \cdot e^{-j\omega t} \tag{3.1}$$

προσπίπτει στην εξωτερική πλευρά του αριστερού κατόπτρου, και θεωρώντας τις ανακλαστικότητες των δύο κατόπτρων ίσες με R προκύπτει ότι το πεδίο που θα εισέλθει στην κοιλότητα είναι:

$$E_{in}^{'} = \sqrt{1-R} \cdot E \cdot e^{-j\omega t} \tag{3.2}$$

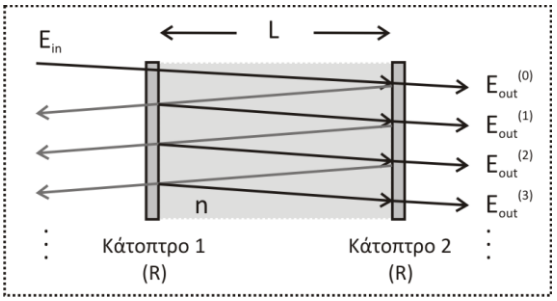
Το πεδίο αυτό θα διαδοθεί κατά μήκος της κοιλότητας συσσωρεύοντας φάση $k \cdot L$, όπου $k = \dfrac{2 \cdot \pi \cdot n}{c} \cdot f$ ο κυματαριθμός και L η απόσταση των κατόπτρων, και θα προσπέσει τελικά στην εσωτερική επιφάνεια του δεξιού κατόπτρου, έχοντας τη μορφή:

$$E_0 = \sqrt{1-R} \cdot E \cdot e^{-j(\omega t + k \cdot L)} \tag{3.3}$$

Το εξερχόμενο από την κοιλότητα πεδίο σε αυτήν την πρώτη πρόσπτωσή του στο δεξιό κάτοπτρο θα είναι:

$$E_{out}^{(0)} = (1-R) \cdot E \cdot e^{-j(\omega t + k \cdot L)} \tag{3.4}$$

Το υπόλοιπο μέρος του πεδίου ανακλάται, επιστρέφει προς το αριστερό κάτοπτρο στο



Σχήμα 3.3: Γενική μορφή οπτικού φίλτρου Fabry-Pérot.

οποίο και πάλι ανακλάται μερικώς, και τελικά ξαναπροσεγγίζει την εσωτερική επιφάνεια του δεξιού κατόπτρου. Το εξερχόμενο από την κοιλότητα πεδίο στη δεύτερη πρόσπτωσή του είναι:

$$E_{out}^{(1)} = (1-R)\cdot R\cdot E\cdot e^{-j(\omega t+k\cdot L+2\cdot k\cdot L)} \tag{3.5}$$

Προεκτείνοντας το συλλογισμό μπορεί να βρεθεί ότι το εξερχόμενο πεδίο στην n-οστή πρόσπτωση στο δεξιό κάτοπτρο είναι της μορφής:

$$E_{out}^{(n)} = (1-R)\cdot R^n\cdot E\cdot e^{-j(\omega t+k\cdot L+2\cdot n\cdot k\cdot L)} \tag{3.6}$$

Προσθέτοντας τα επιμέρους εξερχόμενα πεδία προκύπτει το συνολικό πεδίο E_{out} που εξέρχεται και υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του φίλτρου στο πεδίο της συχνότητας:

$$T(f) = \left|\frac{E_{out}}{E_{in}}\right|^2 = \left|(1-R)\cdot\sum_{n=0}^{\infty} R^n\cdot e^{-n\cdot\frac{4\pi nL}{c}\cdot f}\right|^2 = \left|\frac{1-R}{1-R\cdot e^{-\frac{4\pi nL}{c}\cdot f}}\right|^2 \tag{3.7}$$

Η συνάρτηση της εξίσωσης (3.7) είναι περιοδική ως προς τη συχνότητα και φανερώνει την περιοδικότητα που έχει το Fabry-Pérot ως φίλτρο, και ως εκ τούτου και τις ιδιότητες μνήμης που διαθέτει ως οπτικό στοιχείο. Η περιοδικότητα γίνεται καλύτερα αντιληπτή ορίζοντας την ελεύθερη φασματική περιοχή (FSR-free spectral range) ως:

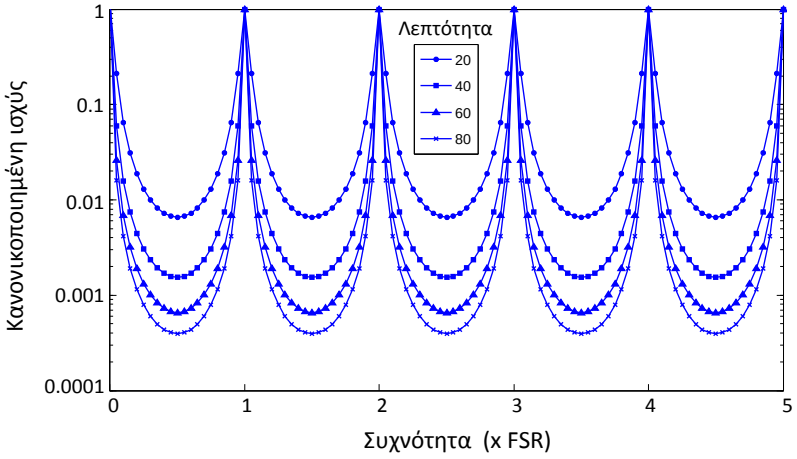
$$FSR = c/(2\cdot n\cdot L) \tag{3.8}$$

και ξαναγράφοντας την εξ. (3.7) ως ακολούθως:

$$T(f) = \frac{1}{1+\left(\frac{2\cdot\sqrt{R}}{1-R}\cdot\sin\left(\frac{\pi\cdot f}{FSR}\right)\right)^2} \tag{3.9}$$

Παρατηρώντας την εξίσωση (3.8) γίνεται φανερό ότι η παράμετρος FSR αντιστοιχεί στη συχνότητα με την οποία τα επιμέρους πεδία εξέρχονται από την κοιλότητα του φίλτρου ή ισοδύναμα με το αντίστροφο του χρόνου που απαιτείται για μία πλήρη περιφορά του πεδίου μέσα στην κοιλότητα. Επιπλέον, από την εξίσωση (3.9) παρατηρείται ότι η ίδια παράμετρος καθορίζει την περιοδικότητα του φίλτρου στο πεδίο της συχνότητας καθώς τα μέγιστα της μετάδοσης απέχουν μεταξύ τους φασματική απόσταση ίση με την τιμή της παραμέτρου FSR. Η λεπτότητα (F-finesse) ορίζεται ως ο λόγος της παραμέτρου FSR ως προς το 3-dB εύρος της κάθε κορυφής στη φασματική συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του φίλτρου. Η παράμετρος F για μεγάλες τιμές της ανακλαστικότητας γίνεται:

$$F \cong \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \tag{3.10}$$



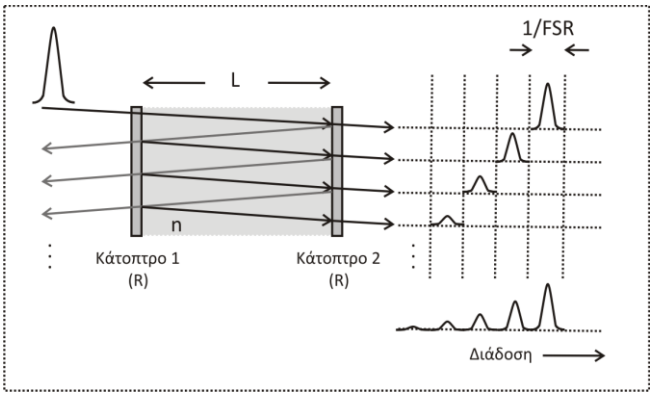
Σχήμα 3.4: Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του φίλτρου Fabry-Pérot για διάφορες τιμές της λεπτότητας.

Η λεπτότητα περιγράφει ουσιαστικά την επιλεκτικότητα του φίλτρου και το εύρος των φασματικών κορυφών, όπως εικονίζεται και στο σχήμα 3.4, το οποίο δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς ισχύος για διαφορετικές τιμές της λεπτότητας. Εξαρτάται δε, όπως φαίνεται και στην εξίσωση (3.10), αποκλειστικά από την ανακλαστικότητα των κατόπτρων ή ισοδύναμα από τις απώλειες της κοιλότητας, και επομένως συνδέεται άμεσα με τον παράγοντα Q του φίλτρου. Πιο συγκεκριμένα η λεπτότητα είναι αύξουσα συνάρτηση της ανακλαστικότητας και ευθέως ανάλογη του παράγοντα Q [3.28], καθορίζοντας το πόσο ισχυρή είναι η μνήμη που διαθέτει το Fabry-Pérot ως οπτικό στοιχείο.

Τα παραπάνω γίνονται καλύτερα κατανοητά με τη μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου. Η έξοδος του φίλτρου για κρουστική διέγερση της μορφής: $E_{in}(t) = \delta(t)$ δίνεται από τη σχέση [3.32]:

$$h(t) = (1-R) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} R^n \cdot \delta\left(t - \frac{n}{FSR}\right) \tag{3.11}$$

Με βάση την εξίσωση (3.11) και θεωρώντας ότι ένας οπτικός παλμός μπορεί να αντιμετωπιστεί ως άθροισμα κρουστικών διεγέρσεων διαφορετικού πλάτους που εκτείνεται σε ολόκληρη τη χρονική διάρκεια του παλμού, η απόκριση του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου θα αποτελείται από θεωρητικά άπειρη σειρά παλμών του ίδιου σχήματος που έχουν φθίνουσα ισχύ και χρονική απόσταση μεταξύ τους $1/FSR$. Τα παραπάνω έχουν ήδη περιγραφεί ποιοτικά στο εισαγωγικό σημείωμα του κεφαλαίου και αποδίδονται παραστατικά με τη βοήθεια του σχήματος 3.5. Η δημιουργία της άπειρης σειράς παλμών τεκμηριώνει τη λειτουργία του φίλτρου Fabry-Pérot ως στοιχείου μνήμης. Στην πράξη, η σειρά των παλμών που ακολουθεί τον πρωτεύοντα παλμό δεν είναι άπειρη, καθώς η ισχύς κάθε επόμενου παλμού προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό της ισχύος του προηγούμενου με τον παράγοντα R^2, όπως φαίνεται και από την εξίσωση (3.11). Γίνεται λοιπόν αντιληπτό ότι για μικρές τιμές της ανακλαστικότητας η ισχύς φθίνει γρήγορα μέσα στην κοιλότητα και επομένως οι παλμοί της ουράς γίνονται αμελητέοι. Αντίθετα, για μεγάλες τιμές της ανακλαστικότητας, η ισχύς διατηρείται και περιφέρεται στην κοιλότητα, έχοντας ως αποτέλεσμα έναν μεγάλο αριθμό παλμών μη αμελητέας ισχύος σε σχέση με τον πρωτεύοντα παλμό. Τα παραπάνω μπορούν να ποσοτικοποιηθούν και να εκφρασθούν ως προς τη λεπτότητα του φίλτρου με βάση τη μη γραμμική σχέση:



Σχήμα 3.5: Απόκριση στο πεδίο του χρόνου του φίλτρου Fabry-Pérot για διέγερση από έναν οπτικό παλμό.

$$F = \frac{2\pi}{\ln A} n + \frac{\pi}{2} \tag{3.12}$$

ανάμεσα στη λεπτότητα F και τον αριθμό των παλμών n που απαιτούνται έτσι ώστε η ισχύς του n-οστού παλμού εξόδου να είναι ένα ποσοστό A της ισχύος του πρωτεύοντος παλμού εξόδου.

3.1.2 Το φίλτρο Fabry-Pérot σε κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού

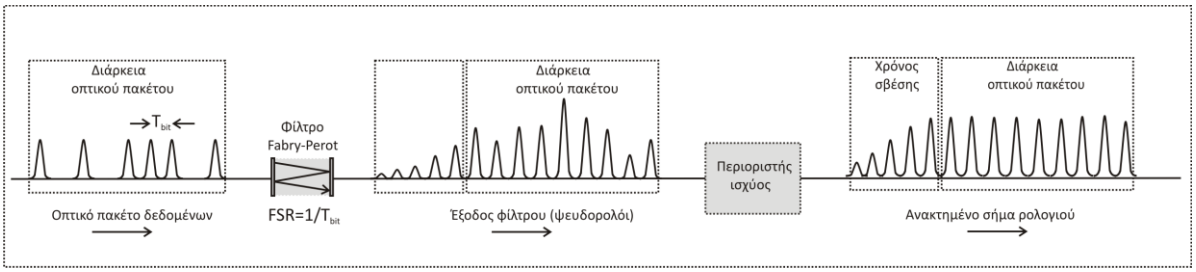
Η δυνατότητα του φίλτρου Fabry-Pérot να αποτελέσει βασικό δομοστοιχείο ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού μπορεί να γίνει κατανοητή και στο πεδίο της συχνότητας και στο πεδίο του χρόνου. Για την κατανόηση της δράσης του στο πεδίο της συχνότητας θα πρέπει να λάβει κανείς υπόψιν ότι σε ένα σήμα δεδομένων η πληροφορία για το ρυθμό μετάδοσης εντοπίζεται στις αρμονικές συνιστώσες του ρολογιού, οι οποίες βρίσκονται γύρω από το οπτικό φέρον σε πολλαπλάσια της συχνότητας που ισούται με το ρυθμό μετάδοσης. Το υπόλοιπο συχνοτικό περιεχόμενο, το οποίο εντοπίζεται μεταξύ αυτών των αρμονικών σχετίζεται με την ψηφιακή διαμόρφωση που έχει υποστεί το αρχικά αδιαμόρφωτο «τρένο» παλμών του σήματος, και επομένως περιγράφει την πληροφορία που μεταφέρει το σήμα. Η ανάκτηση του ρολογιού μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση κατάλληλου περιοδικού φίλτρου, το οποίο αφήνει να μεταδοθούν οι αρμονικές του ρολογιού, καταπιέζοντας τις ενδιάμεσες φασματικές γραμμές. Με βάση την παραπάνω περιγραφή, το φίλτρο Fabry-Pérot με FSR (σε GHz) ίση με το ρυθμό μετάδοσης του σήματος (σε Gb/s) δύναται να ανακτήσει το σήμα ρολογιού.

Η κατανόηση της δράσης του φίλτρου Fabry-Pérot στο πεδίο του χρόνου είναι ακόμα πιο λογικοφανής αν αναλογιστεί κανείς τη διακριτή του απόκριση, η οποία είναι αποτέλεσμα της περιοδικότητας στο πεδίο της συχνότητας, περιγράφεται από την εξίσωση (3.11) και έχει ως συνέπεια την παραγωγή των φθίνοντων παλμών με συχνότητα ίση με την παράμετρο FSR. Και πάλι θεωρώντας ότι η FSR είναι ίση με το ρυθμό μετάδοσης ενός σήματος δεδομένων, οι φθίνοντες παλμοί που δημιουργούνται από την είσοδο στο φίλτρο ενός πραγματικού παλμού δεδομένων καταλαμβάνουν χρονικά επακριβώς τη θέση επόμενων δυφίων. Στην περίπτωση που τα επόμενα δυφία αντιστοιχούν σε λογικά «1», οι φθίνοντες παλμοί προστίθενται πεδιακά δημιουργώντας ακόμη ισχυρότερους παλμούς, ενώ στην περίπτωση που αντιστοιχούν σε λογικά «0» καταλαμβάνουν τις κενές χρονοθυρίδες δημιουργώντας τα χαρακτηριστικά του σήματος ρολογιού.

Σε πρώτη λοιπόν προσέγγιση το φίλτρο Fabry-Pérot μπορεί πράγματι να αποτελέσει το βασικό δομοστοιχείο ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού αν τηρούνται τρεις βασικές προϋποθέσεις: 1) Η οπτική φέρουσα του σήματος δεδομένων να είναι ευθυγραμμισμένη με μία από τις φασματικές κορυφές μετάδοσης του φίλτρου, 2) η παράμετρος FSR να είναι ίση με το βασικό ρυθμό μετάδοσης του σήματος δεδομένων, και 3) το φασματικό εύρος των κορυφών μετάδοσης του φίλτρου να είναι μεγαλύτερο από το πεπερασμένο εύρος (linewidth) των αρμονικών συνιστωσών της πηγής του οπτικού σήματος δεδομένων, έτσι ώστε να μεταδίδονται ακέραιες [3.9], [3.28].

Για εισερχόμενο σήμα δεδομένων σε μορφή οπτικών πακέτων περιορισμένου μεγέθους, το σήμα στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot δύναται με βάση τα παραπάνω να έχει τα χαρακτηριστικά του σήματος ρολογιού, αλλά δεν μπορεί σε καμία περίπτωση να χρησιμοποιηθεί ως είναι σε επόμενα στάδια οπτικής επεξεργασίας. Το θεμελιώδες πρόβλημα που παρουσιάζει είναι η διαμόρφωση πλάτους, ως αποτέλεσμα της φθίνουσας ισχύος των παλμών που δημιουργούνται από την είσοδο ενός παλμού δεδομένων. Η διαμόρφωση πλάτους εξαρτάται καίρια από τη λεπτότητα του φίλτρου, αλλά δεν μπορεί δυστυχώς να υπολογισθεί αν δεν είναι επακριβώς γνωστή η ακολουθία των δυφίων στο εισερχόμενο οπτικό πακέτο δεδομένων. Διαισθητικά μπορεί κανείς να αντιληφθεί ότι η διαμόρφωση πλάτους θα είναι μεγαλύτερη αν στην παλμοσειρά εισόδου μεσολαβούν μακρές ακολουθίες λογικών «0», ενώ θα είναι μικρότερη για κοντύτερες ακολουθίες. Στην περίπτωση λοιπόν μακρών ακολουθιών απαιτείται η χρήση φίλτρου μεγαλύτερης λεπτότητας, έτσι ώστε να επιβιώνει το σήμα ρολογιού ή ισοδύναμα να διατηρείται μικρή η διαμόρφωση πλάτους. Από την άλλη μεριά, έχει ήδη περιγραφεί ότι η ιδέα της ανάκτησης ρολογιού από πυκνά τοποθετημένα πακέτα με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot, προϋποθέτει τη χρήση φίλτρου χαμηλής λεπτότητας, έτσι ώστε να μειώνεται δραστικά το μέγεθος της απαραίτητης προστατευτικής ζώνης δυφίων. Οι δύο αυτές αντίρροπες τάσεις επιβάλλουν ένα συμβιβασμό ως προς τη λεπτότητα του φίλτρου και πιο συγκεκριμένα την επιλογή όσο το δυνατό χαμηλότερης τιμής της, διατηρώντας όμως παράλληλα τη διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο του φίλτρου σε επιτρεπτά επίπεδα. Με την έκφραση «επιτρεπτά επίπεδα» περιγράφονται τιμές της διαμόρφωσης πλάτους τις οποίες μπορεί να αντισταθμίσει επαρκώς συγκεκριμένο υποσύστημα περιορισμού οπτικής ισχύος αποδίδοντας σήμα ρολογιού υψηλής ποιότητας. Όπως παρουσιάζεται σχηματικά στο σχήμα 3.6, το υποσύστημα αυτό τοποθετείται στην έξοδο του περιοδικού φίλτρου και αποτελεί αναπόσπαστο λειτουργικό τμήμα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.

Η προσεγγιστική ποσοτικοποίηση της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος στην έξοδο του Fabry-Pérot μπορεί να γίνει με αναφορά σε προηγούμενες μελέτες προσομοιώσεων [3.9], [3.33]. Χρησιμοποιώντας πακέτα που περιέχουν τμήματα ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας (ΨΔΑ) έβδομης τάξης, στην οποία μπορούν να περιληφθούν μέχρι και επτά συνεχόμενα «0», η μέγιστη διαμόρφωση πλάτους είναι περίπου ίση με 10 dB για λεπτότητα του φίλτρου ίση με 20. Όταν τα πακέτα περιέχουν τμήματα ΨΔΑ τριακοστής πρώτης τάξης, όπου μπορούν να περιληφθούν μέχρι και 31 συνεχόμενα «0», η διαμόρφωση πλάτους προσεγγίζει τα 20 dB ακόμα και για λεπτότητα ίση με 80. Ως γενικός κανόνας σχεδίασης του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, θα πρέπει η λεπτότητα του φίλτρου να επιλέγεται με τέτοιον τρόπο ώστε ανάλογα με την προκύπτουσα διαμόρφωση πλάτους στην



Σχήμα 3.6: Γενική δομή κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού από οπτικά πακέτα με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και οπτικού περιοριστή ισχύος.

έξοδο του Fabry-Pérot και τη δυνατότητα αντιστάθμισής της από τον ακόλουθο περιοριστή ισχύος, η παραμένουσα διακύμανση ισχύος του τελικού σήματος ρολογιού να παραμένει κάτω από το συμβατικό όριο των 1.5 dB [3.9], [3.33]. Στην περίπτωση που η απαραίτητη τιμή της λεπτότητας για να ικανοποιηθεί αυτή η σύμβαση γίνεται ανεπιθύμητα μεγάλη, είναι απαραίτητη η παρεμβολή λογικών «1» σε μακρές ακολουθίες λογικών «0» ώστε να παραμένει δυνατή η ανάκτηση υψηλής ποιότητας σήματος ρολογιού. Η τεχνική αυτή ονομάζεται scrabling και χρησιμοποιείται ευρύτατα σε πρωτόκολλα οπτικών συστημάτων μετάδοσης [3.47].

Όσον αφορά τέλος τα χαρακτηριστικά της εξόδου του φίλτρου Fabry-Pérot ως προς το timing jitter των παλμών, είναι δεδομένη η μείωση που επιτυγχάνεται σε σύγκριση με το εισερχόμενο σήμα δεδομένων. Η μείωση αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική και προσεγγίζει το 50% όσον αφορά τη μέση τετραγωνική τιμή της χρονικής απόκλισης (rms timing jitter) [3.9]. Μπορεί δε να εξηγηθεί αν αναλογισθεί κανείς ότι σχεδόν όλοι οι παλμοί που εμφανίζονται στην έξοδο του φίλτρου αποτελούν την υπέρθεση πολλών επιμέρους παλμών που επιβιώνουν και περιφέρονται στην κοιλότητα του φίλτρου. Η υπέρθεση αυτή τείνει να αναιρεί (average out) τις χρονικές ολισθήσεις των αρχικών παλμών και να επαναφέρει το κέντρο βάρους ισχύος στη μέση χρονική τιμή άφιξης των παλμών εισόδου ως προς τη χρονοθυρίδα που τους αναλογεί. Βεβαίως θα πρέπει να σημειωθεί ότι η μείωση του timing jitter συνοδεύεται αναπόφευκτα και από μικρή παραμόρφωση του χρονικού προφίλ των παλμών εξόδου λόγω της υπέρθεσης πολλαπλών παλμών με μικρές ολισθήσεις ως προς το χρόνο άφιξης.

Με βάση τα παραπάνω, γίνεται αντιληπτή η δυνατότητα ανάπτυξης κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού από οπτικά πακέτα με συνδυασμένη χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και οπτικού περιοριστή ισχύος. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά που πρέπει να έχει ο περιοριστής ισχύος είναι η δυνατότητα αναίρεσης όσο το δυνατόν μεγαλύτερου εύρους διαμόρφωσης πλάτους, η διατήρηση της θετικής δράσης του φίλτρου ως προς το timing jitter των παλμών εισόδου και η ομοιογένεια του χρονικού προφίλ και του χρονικού εύρους των παλμών στην έξοδο. Στην επόμενη ενότητα περιγράφεται αναλυτικά ο προτεινόμενος περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας και παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοιώσεων του αντίστοιχου κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 160 Gb/s.

3.2 Ανάκτηση ρολογιού με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας

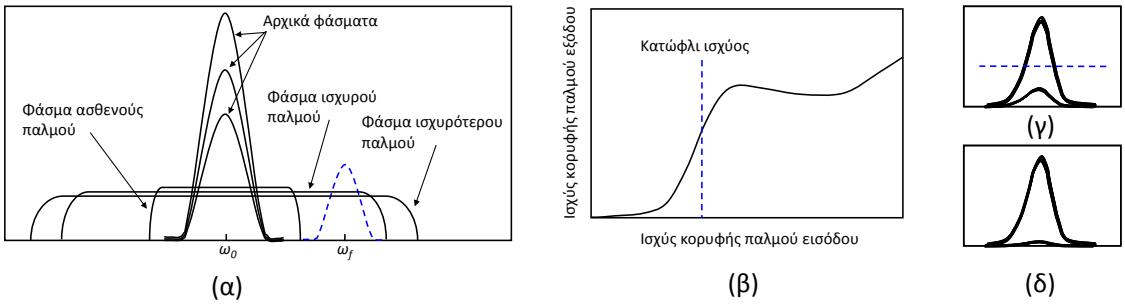
3.2.1 Αρχή λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας

Ο προτεινόμενος περιοριστής οπτικής ισχύος βασίζεται σε κατάλληλη τροποποίηση του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev [3.48], ο οποίος έχει ήδη παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 2 της παρούσας διατριβής. Ο αναγεννητής Mamyshev αποτελείται από οπτικό ενισχυτή για την ενίσχυση των RZ παλμών του εισερχόμενου σήματος δεδομένων, μη γραμμική ίνα ομαλής διασποράς και οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο, του οποίου το φασματικό κέντρο της ζώνης μετάδοσης είναι μετατοπισμένο σε σχέση με τη συχνότητα της οπτικής φέρουσας του σήματος. Καθώς οι ισχυρότεροι παλμοί διευρύνονται φασματικά περισσότερο από τους ασθενέστερους μέσα στη μη γραμμική ίνα, το μετατοπισμένο φίλτρο δρα ως πύλη απόφασης σχετικά με το αν ένας παλμός αποτελεί πραγματικό παλμό δεδομένων και θα πρέπει να μεταδοθεί ή αποτελεί ψευδοπαλμό και θα πρέπει να απορριφθεί. Η λειτουργία αυτή παριστάνεται σχηματικά στο σχήμα 3.7α. Στο σχήμα 3.7β εικονίζεται η αντίστοιχη συνάρτηση μεταφοράς με το χαρακτηριστικό κατώφλι ισχύος, το οποίο οριοθετεί συμβατικά τους πραγματικούς παλμούς από τους ψευδοπαλμούς. Σε λειτουργία αναγέννησης λοιπόν, και με βάση αυτό το κατώφλι ισχύος, το άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού ενός σήματος εισόδου (σχήμα 3.7γ) μπορεί να μεγιστοποιηθεί στην έξοδο (σχήμα 3.7δ), καθώς ο αναγεννητής είναι σε θέση να διευρύνει περαιτέρω το διαχωρισμό των επιπέδων ισχύος μεταξύ των πραγματικών παλμών και των ψευδοπαλμών.

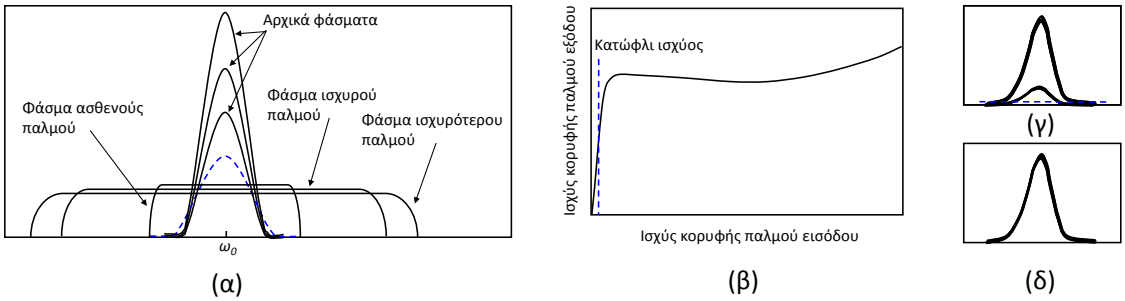
Η βασική τροποποίηση που προτάθηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής και μετατρέπει τη διάταξη από 2R αναγεννητή σε οπτικό περιοριστή ισχύος αφορά την χρήση ζωνοπερατού φίλτρου στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας, το οποίο είναι ευθυγραμμισμένο και όχι μετατοπισμένο φασματικά σε σχέση με το οπτικό φέρον του σήματος εισόδου [3.42].

Η φασματική ευθυγράμμιση αποτυπώνεται σχηματικά στο σχήμα 3.8α. Με τον τρόπο αυτό, το φίλτρο παύει να λειτουργεί ως στοιχείο απόφασης, καθώς επιτρέπει σε όλους του παλμούς, ισχυρούς ή ασθενείς, να μεταδίδονται. Ο διαφορετικός όμως βαθμός φασματικής διεύρυνσης μέσα στην ίνα επιτρέπει την εξίσωση της φασματικής πυκνότητας ισχύος στην περιοχή του φιλτραρίσματος, παλμών των οποίων η αρχική ισχύς κορυφής βρίσκεται σε ένα ιδιαίτερα μεγάλο εύρος, δίνοντας με αυτόν τον τρόπο τη δυνατότητα καταπίεσης έντονης διαμόρφωσης πλάτους των παλμών του σήματος εισόδου. Η διαφοροποίηση της λειτουργίας της διάταξης αποτυπώνεται και στην μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος, όπως αυτή εικονίζεται στο σχήμα 3.8β. Έχει ήδη περιγραφεί στο κεφάλαιο 2 ότι το κατώφλι της συνάρτησης μεταφοράς εξαρτάται κύρια από τη φασματική μετατόπιση του φίλτρου εξόδου ως προς το οπτικό φέρον. Μειώνοντας βαθμιαία ως το μηδενισμό αυτήν τη μετατόπιση, το κατώφλι μειώνεται και λαμβάνει τελικά μία ιδιαίτερα μικρή τιμή, η οποία επιτρέπει τη δημιουργία μίας εξαιρετικά ευρείας επίπεδης περιοχής (plateu) της καμπύλης και κατά συνέπεια τον περιορισμό της ισχύος κορυφής των παλμών εξόδου στην αντιστοιχούσα στάθμη.

Το τελικό αποτέλεσμα για σήμα εισόδου με διάγραμμα οφθαλμού της μορφής του σχήματος 3.8γ (ή παρόμοια του σχήματος 3.7γ) απεικονίζεται στο σχήμα 3.8δ. Στην περίπτωση φιλτραρίσματος χωρίς μετατόπιση, το κατώφλι τοποθετείται ιδιαίτερα χαμηλά



Σχήμα 3.7: Αρχή λειτουργίας αναγεννητή Mamyshev: (α) Δράση του μετατοπισμένου φασματικά οπτικού φίλτρου (διακεκομμένη γραμμή) ως στοιχείο απόφασης για τη μετάδοση ή απόρριψη των οπτικών παλμών. (β) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος. (γ) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου στον αναγεννητή και ενδεικτική τοποθέτηση του κατωφλίου ισχύος, και (δ) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εξόδου.



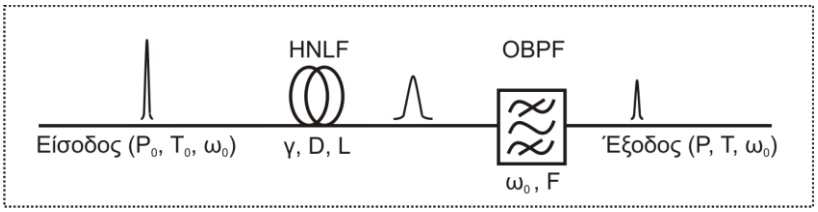
Σχήμα 3.8: Αρχή λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας: (α) Δράση του φασματικά ευθυγραμμισμένου οπτικού φίλτρου (διακεκομμένη γραμμή). Το φίλτρο δε δρα πλέον ως στοιχείο απόφασης. (β) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος. (γ) Διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου στον περιοριστή οπτικής ισχύος και ενδεικτική τοποθέτηση του κατωφλίου ισχύος, και (δ) Διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εξόδου.

και επομένως η διάταξη επιτυγχάνει τη δραστική μείωση της διαφοράς ισχύος μεταξύ ισχυρών και ασθενών παλμών. Η μείωση αυτή έρχεται σε πλήρη αντίθεση με τη διεύρυνση της διαφοράς ισχύος που επιτυγχάνει ο αναγεννητής Mamyshev, και είναι αποτέλεσμα της διαφορετικής σκοπιάς από την οποία αντιμετωπίστηκε η διάταξη στα πλαίσια αυτής της διατριβής, καθώς και της πρόβλεψης ότι μπορεί να επιτελέσει τελείως διαφορετικές λειτουργίες από τις λειτουργίες αναγέννησης που ήταν ήδη γνωστές πριν τη διατριβή.

Με βάση τα παραπάνω, ο προτεινόμενος συνδυασμός οπτικού ενισχυτή, μη γραμμικής ίνας και φασματικά ευθυγραμμισμένου ζωνοπερατού φίλτρου μπορεί επί της αρχής να χρησιμοποιηθεί επωφελώς ως οπτικός περιοριστής ισχύος σε κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, ακουλουθώντας φίλτρο Fabry-Pérot και απαλοίφωντας την έντονη διαμόρφωση πλάτους που παρουσιάζουν οι παλμοί του σήματος στην έξοδό του. Για την τεκμηρίωση αυτής της δυνατότητας ο προτεινόμενος συνδυασμός μελετάται λεπτομερώς στις επόμενες δύο παραγράφους ως προς την καταπίεση της διαμόρφωσης πλάτους που μπορεί να επιτύχει, το χρονικό εύρος των παλμών που αποδίδει, καθώς επίσης και τα χαρακτηριστικά του ως προς το timing jitter των παλμών.

3.2.2 Καταπίεση της διαμόρφωσης πλάτους που επιτυγχάνει ο οπτικός περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας

Η καταπίεση της διαμόρφωσης πλάτους μελετήθηκε με τη βοήθεια της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος που χαρακτηρίζει τον οπτικό περιοριστή ισχύος. Η μεθοδολογία της μελέτης είναι παρόμοια με αυτήν που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2 για την εξαγωγή των κανόνων σχεδίασης του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev [3.49]. Οι βασικές



Σχήμα 3.9: Βασικές παράμετροι λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας.

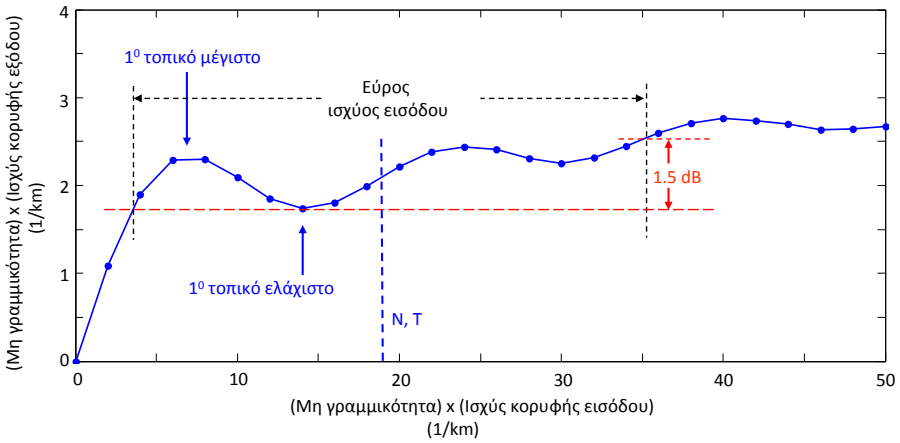
παράμετροι της διάδοσης ενός οπτικού παλμού διαμέσου του οπτικού περιοριστή ισχύος εικονίζονται στο σχήμα 3.9. Για γκαουσιανό παλμό κεντρικής συχνότητας ω_0 περιλαμβάνουν την ισχύ κορυφής P_0 και το χρονικό εύρος T_0 του παλμού, τα βασικά χαρακτηριστικά της υψηλά μη γραμμικής ίνας (HNLF-highly nonlinear fiber), όπως η παράμετρος μη γραμμικότητας γ, η παράμετρος διασποράς D και το μήκος L, καθώς και το φασματικό εύρος F του ακόλουθου ζωνοπερατού φίλτρου κεντρικής συχνότητας επίσης ω_0. Οι παραπάνω παράμετροι λειτουργίας συνδέονται στην πλειονότητά τους απευθείας με τις προδιαγραφές των στοιχείων της διάταξης. Εξαίρεση αποτελούν το χρονικό εύρος T_0, το οποίο εξαρτάται εν γένει από το σύστημα μετάδοσης και η ισχύς κορυφής P_0, η οποία εξαρτάται από τη μέση ισχύ εξόδου του χρησιμοποιούμενου οπτικού ενισχυτή, τον κύκλο καθήκοντος των παλμών και το μέγεθος των προστατευτικών ζωνών δυφίων μεταξύ των οπτικών πακέτων του δικτύου. Σημειώνεται δε, ότι στον παραπάνω καθορισμό των παραμέτρων, το χρονικό εύρος T_0 αναφέρεται στο ημίσειο εύρος του παλμού στο σημείο 1/e της ισχύος, ενώ το φασματικό εύρος F του φίλτρου αναφέρεται αντίστοιχα στο ημίσειο εύρος στο σημείο 1/e της μεταδιδόμενης ισχύος.

Λαμβάνοντας υπόψιν μόνο το δεύτερο όρο της διασποράς, η μη γραμμική διάδοση ενός παλμού μπορεί να περιγραφεί από την κανονικοποιημένη εξίσωση (2.16), η οποία αναπαράγεται εδώ προς διευκόλυνση:

$$j\frac{\partial U}{\partial \xi} = \pm\frac{1}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} - N^2 e^{-az}\left|U\right|^2 U \qquad (3.13)$$

Όπως έχει ήδη περιγραφεί στο κεφάλαιο 2, στην παραπάνω εξίσωση, το μέγεθος U περιγράφει την κανονικοποιημένη περιβάλλουσα του ηλεκτρικού πεδίου του παλμού, a είναι η εξασθένηση της ίνας και z η απόσταση της διάδοσης. Επιπλέον, οι παράμετροι ξ και τ αντιπροσωπεύουν τις κανονικοποιημένες μεταβλητές της απόστασης και του χρόνου και δίνονται από τις σχέσεις (2.17α) και (2.17β), ενώ η παράμετρος N είναι ο αριθμός σολιτονίου και καθορίζει τη σχετική σημασία των φαινομένων διασποράς και SPM κατά τη διάδοση του παλμού. Με τη βοήθεια αυτών των ορισμών γίνεται κατανοητό ότι δύο γκαουσιανοί παλμοί διαφορετικού αρχικού χρονικού εύρους (T_{01} και T_{02}) και διαφορετικής αρχικής ισχύος κορυφής (P_{01} και P_{02}) μπορούν στο τέλος της διάδοσης να δώσουν το ίδιο κανονικοποιημένο αποτέλεσμα ως προς το χρονικό και φασματικό προφίλ, αν στις δύο περιπτώσεις το φυσικό μήκος της διάδοσης αποτελεί το ίδιο ποσοστό του μήκους διασποράς ($L_1/L_{D1}=L_2/L_{D2}$) και ταυτίζονται οι αριθμοί σολιτονίου ($N_1=N_2$). Η επιπλέον χρήση φίλτρων στην έξοδο των ινών με το ίδιο κανονικοποιημένο εύρος ($F_1/F_{01}=F_2/F_{02}$), όπου $F_{01}=1/(2\pi T_{01})$ και $F_{02}=1/(2\pi T_{02})$, εξασφαλίζει το ίδιο κανονικοποιημένο αποτέλεσμα για την έξοδο του οπτικού περιοριστή ισχύος στις δύο περιπτώσεις λειτουργίας.

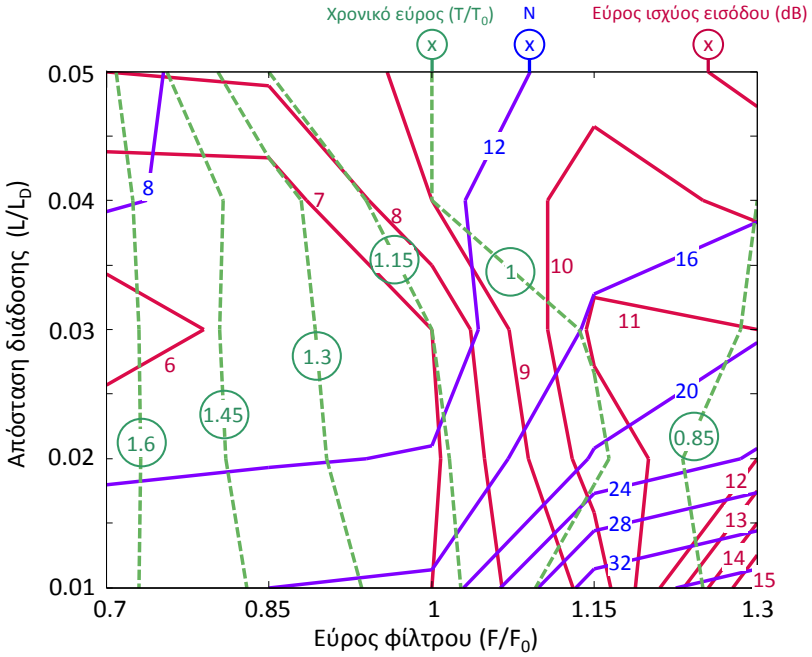
Με βάση λοιπόν τους παραπάνω κανόνες κλιμάκωσης, είναι δυνατή η ομαδοποίηση των φυσικών παραμέτρων του περιοριστή ισχύος και η απευθείας σύνδεσή τους με την επίδοση



Σχήμα 3.10: Τυπική συνάρτηση μεταφοράς οπτικού περιοριστή ισχύος και ορισμός των βασικών παραμέτρων της μελέτης. Το συγκεκριμένο παράδειγμα συνάρτησης μεταφοράς αντιστοιχεί σε κανονικοποιημένο μήκος διάδοσης $L/L_D = 0.03$ και κανονικοποιημένο εύρος του ζωνοπερατού φίλτρου $F/F_0 = 1.15$.

του περιοριστή ή ισοδύναμα με τα μετρικά μεγέθη της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος που τον χαρακτηρίζει. Στο σχήμα 3.10 εικονίζεται μια τυπική συνάρτηση μεταφορά ισχύος της διάταξης. Η συγκεκριμένη καμπύλη αντιστοιχεί σε κανονικοποιημένο μήκος μη γραμμικής διάδοσης L/L_D=0.03 και κανονικοποιημένο εύρος ζωνοπερατού φίλτρου F/F_0=1.15. Προσεγγίζει δε πολύ γρήγορα ένα πρώτο τοπικό μέγιστο και στη συνέχεια ακολουθεί φθίνουσα ταλάντωση, η οποία συντελεί στη δημιουργία πολλαπλών τοπικών ελαχίστων και μεγίστων. Η ταλάντωση αυτή οφείλεται στην έντονη αυξομείωση της φασματικής πυκνότητας ισχύος του παλμού γύρω από την κεντρική του συχνότητα κατά τη διάρκεια της φασματικής του διεύρυνσης μέσα στο μη γραμμικό μέσο. Είναι δε λιγότερο ισχυρή για λιγότερο μη γραμμική διάδοση και για μεγαλύτερο φασματικό εύρος του ακόλουθου ζωνοπερατού φίλτρου. Στο σχήμα 3.10 αποτυπώνονται τα τρία μετρικά μεγέθη, τα οποία χαρακτηρίζουν την επίδοση του οπτικού περιοριστή ισχύος στη μελέτη που έγινε. Με τη βοήθεια της καμπύλης καθορίζεται αρχικά ένα διάστημα τιμών ισχύος κορυφής εισόδου, για το οποίο η διακύμανση της ισχύος κορυφής εξόδου είναι μικρότερη από 1.5 dB. Το διάστημα αυτό περιλαμβάνει τουλάχιστον ένα από τα δύο πρώτα τοπικά ακρότατα της καμπύλης. Η τιμή διακύμανσης εξόδου των 1.5 dB επιλέχθηκε ως ένα συμβατικό όριο ανεκτής ποιότητας λειτουργίας, με βάση τα όσα έχουν ήδη αναφερθεί για την επιθυμητή ποιότητα των παλμών στην έξοδο ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού. Στη συνέχεια, έχοντας καθορίσει το λειτουργικό εύρος τιμών εισόδου, επιλέγεται το κεντρικό σημείο του διαστήματος, και καθορίζεται ο αριθμός σολιτονίου N, ο οποίος αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας. Η τιμή του N δίνει την απαραίτητη πληροφορία για τις απαιτήσεις ισχύος της διάταξης στο επιλεγμένο διάστημα. Τέλος, για το ίδιο σημείο λειτουργίας μετράται το χρονικό εύρος T του παλμού στην έξοδο της διάταξης, και κανονικοποιείται ως προς T_0.

Η σύνδεση των κανονικοποιημένων παραμέτρων της διάταξης με τις τρεις μετρικές της συνάρτησης μεταφοράς έγινε με τη βοήθεια γραφήματος (contour plot), το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 3.11. Το γράφημα ακολουθεί τη γενική δομή του αντίστοιχου γραφήματος μελέτης του συμβατικού αναγεννητή Mamyshev (σχήμα 2.8β), έχοντας στον κατακόρυφο άξονα τις τιμές της κανονικοποιημένης απόστασης διάδοσης. Ο οριζόντιος άξονας περιλαμβάνει τις τιμές του κανονικοποιημένου φασματικού εύρους του φίλτρου, για



Σχήμα 3.11: Αποτύπωση βασικών μετρικών απόδοσης και λειτουργίας του οπτικού περιοριστή ισχύος σαν συνάρτηση της κανονικοποιημένης απόστασης διάδοσης μέσα στη μη γραμμική ίνα και του κανονικοποιημένου φασματικού εύρους του ζωνοπερατού φίλτρου.

το οποίο έχει υποτεθεί μηδενική φασματική μετατόπιση ως προς τη φέρουσα συχνότητα του παλμού, σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του προτεινόμενου οπτικού περιοριστή ισχύος. Τέλος, επάνω στο γράφημα έχουν αποτυπωθεί οι τρεις μετρικές της συνάρτησης μεταφοράς σύμφωνα με την προηγούμενη περιγραφή: α) το εύρος διακύμανσης της ισχύος (σε dB) που επιτρέπει παραμένουσα διαμόρφωση μικρότερη από 1.5 dB, β) ο αριθμός σολιτονίου N για το κεντρικό σημείο του αρχικού διαστήματος, και γ) το κανονικοποιημένο χρονικό εύρος (T/T_0) των παλμών στην έξοδο της διάταξης. Σημειώνεται ότι η συμπλήρωση του γραφήματος έγινε κατόπιν μελέτης πολλαπλών συναρτήσεων μεταφοράς για παλμούς αρχικού χρονικού εύρους T_0=4.2 ps. Με τη βοήθεια όμως των κανόνων κλιμάκωσης, τα συμπεράσματα της μελέτης είναι εντελώς γενικά και περιγράφουν πλήρως τις εγγενείς δυνατότητες της διάταξης.

Παρατήρηση του γραφήματος φανερώνει την αύξηση της δυνατότητας καταπίεσης της διακύμανσης πλάτους (ισχύος) για τιμές του φασματικού εύρους του φίλτρου, μεγαλύτερες της μονάδας. Το αυξημένο φασματικό εύρος συνεπάγεται και χρονική συμπίεση των παλμών στην έξοδο, η οποία όμως όπως έχει ήδη αναφερθεί, είναι στις τυπικές περιπτώσεις εφαρμογές του σήματος ρολογιού επιθυμητή. Η διακύμανση πλάτους καταπιέζεται ιδιαίτερα αποτελεσματικά για μικρές τιμές της απόστασης διάδοσης, μετασχηματίζοντας επιτυχώς εύρος διακύμανσης τουλάχιστον 15 dB σε διακύμανση μικρότερη του 1.5 dB. Για αυτήν όμως την περιοχή λειτουργίας, οι τιμές ισχύος που απαιτούνται είναι ιδιαίτερα υψηλές, όπως αντικατοπτρίζεται από την υψηλή τιμή (34) του N. Αντίθετα για μεγαλύτερες τιμές της απόστασης διάδοσης (π.χ. L/L_D=0.03) το εύρος διακύμανσης που μπορεί να καταπιεσθεί επιτυχώς είναι μικρότερο (περίπου 11 dB), αλλά επιτυγχάνεται για σημαντικά μικρότερο βαθμό μη γραμμικότητας.

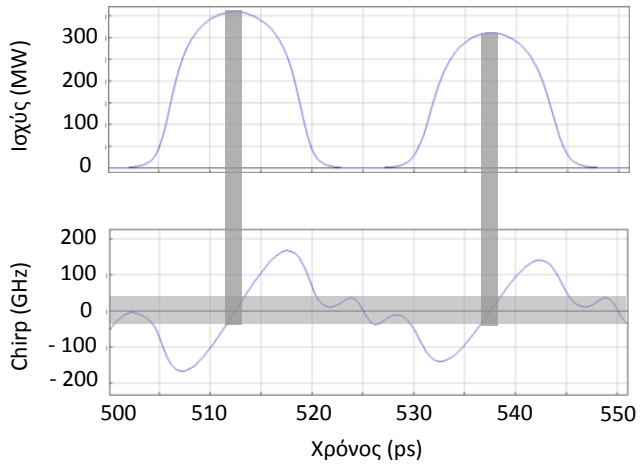
Συμπερασματικά, στην παρούσα παράγραφο παρουσιάστηκε πλήρης μελέτη της δυνατότητας του προτεινόμενου οπτικού περιοριστή ισχύος να καταπιέζει διακύμανση

πλάτους των παλμών εισόδου. Μελετώντας τη συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης, αποδείχθηκε ότι ο οπτικός περιοριστής ισχύος μπορεί εύκολα να μετασχηματίσει εισερχόμενο εύρος διακύμανσης ~10 dB σε διακύμανση μικρότερη του 1.5 dB για πλήθος συνδυασμών των βασικών του παραμέτρων. Για αρχική διακύμανση πλάτους που ξεπερνά τα 15 dB, ο προτεινόμενος περιοριστής ισχύος μπορεί και πάλι να λειτουργήσει ιδιαίτερα αποτελεσματικά με τίμημα την υψηλή μη γραμμικότητα της λειτουργίας και κατ' επέκταση τα υψηλά επίπεδα της απαιτούμενης ισχύος. Σε κάθε περίπτωση, το φασματικό εύρος του χρησιμοποιούμενου φίλτρου θα πρέπει να ξεπερνά το εύρος που καθορίζεται μέσω του μετασχηματισμού Fourier από τη χρονική διάρκεια των παλμών εισόδου. Η επιλογή αυτή γίνεται με στόχο την απόδοση στενότερων παλμών στην έξοδο της διάταξης, ιδιότητα που είναι ιδιαίτερα επιθυμητή για τις λειτουργίες οπτικής επεξεργασίας με βάση το ανακτημένο σήμα ρολογιού.

3.2.3 Χαρακτηριστικά timing jitter του οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας

Σημαντικότατη ποιοτική παράμετρος ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού αποτελεί το timing jitter του παρεχόμενου σήματος, το οποίο και οφείλει να είναι μικρότερο από το αντίστοιχο timing jitter του σήματος δεδομένων. Η μείωση αυτή είναι σε κάθε περίπτωση σημαντική για την οπτική επεξεργασία του σήματος από τα διάφορα υποσυστήματος ενός αμιγώς οπτικού κόμβου, αλλά καθίσταται εντελώς απαραίτητη όταν το σήμα ρολογιού πρόκειται να χρησιμοποιηθεί για επαναχρονισμό και 3R αναγέννηση του σήματος δεδομένων. Δεδομένου ότι το φίλτρο Fabry-Pérot διαθέτει εγγενώς τη δυνατότητα επαναχρονισμού των παλμών και μείωσης της μέσης τετραγωνικής τιμής του timing jitter προσεγγιστικά κατά 50% [3.9], αρκεί ο οπτικός περιοριστής ισχύος να μην εισάγει επιπλέον timing jitter όταν λαμβάνει ως είσοδό του το σήμα εξόδου του φίλτρου Fabry-Pérot.

Κατά τη διάρκεια της διάδοσης μέσα στη μη γραμμική ίνα οι παλμοί διευρύνονται τόσο φασματικά όσο και χρονικά, λόγω της συνδυασμένης επίδρασης του φαινομένου SPM και της ομαλής διασποράς: η ομαλή διασπορά επιτρέπει στις μικρότερες συχνότητες που δημιουργούνται λόγω SPM στο προπορευόμενο ήμισυ των παλμών να διαδίδονται γρηγορότερα, ενώ αναγκάζει τις μεγαλύτερες συχνότητες που δημιουργούνται από το ίδιο φαινόμενο στο υπολειπόμενο ήμισυ να διαδίδονται βραδύτερα, και με τον τρόπο αυτό συντελεί στη χρονική διεύρυνση των παλμών [3.50]. Το ακόλουθο ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο ανάλογα με την κεντρική του συχνότητα επιλέγει κατ' ουσία διαφορετική χρονική περιοχή των παλμών. Στην περίπτωση του αναγεννητή Mamyshev, η φασματική μετατόπιση του φίλτρου έχει ως αποτέλεσμα την επιλογή χρονικών περιοχών μακριά από την κορυφή των παλμών, και σύμφωνα με την περιγραφή που παρατέθηκε στο κεφάλαιο 2, την εμφάνιση timing jitter για παλμούς εισόδου που εμφανίζουν διαμόρφωση πλάτους. Αντίθετα, στην περίπτωση του οπτικού περιοριστή ισχύος, η μηδενική φασματική μετατόπιση του φίλτρου ως προς το οπτικό φέρον έχει ως αποτέλεσμα να επιλέγεται για όλους τους παλμούς, είτε ασθενείς είτε ισχυρούς, χρονική περιοχή εντοπισμένη επακριβώς γύρω από την κορυφή τους. Το αποτέλεσμα αυτό μπορεί να γίνει κατανοητό με τη βοήθεια της εξίσωσης (2.8), η οποία αναπαράγεται:



Σχήμα 3.12: Παράδειγμα λειτουργίας οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας: χρονικό παράθυρο δύο παλμών του σήματος στην έξοδο της ίνας (πάνω σειρά) και η αλίσθηση συχνότητας (chirp) που αυτοί παρουσιάζουν. Η χρονική περιοχή του παλμού γύρω από την κορυφή αντιστοιχεί σε τιμές chirp γύρω από το 0.

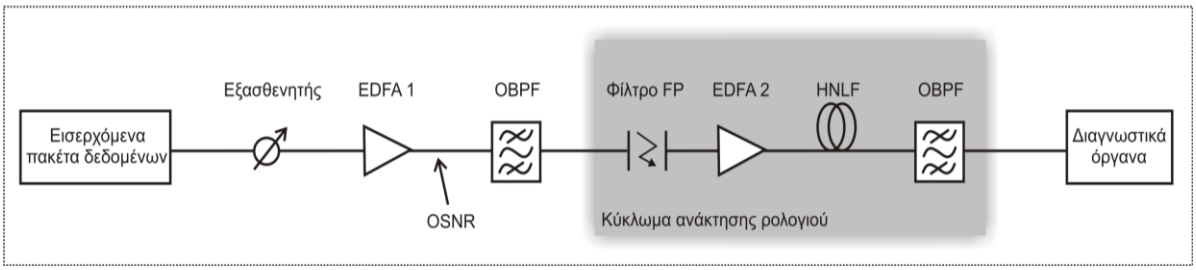
$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\varphi_{NL}}{\partial T} = -\frac{L_{eff}}{L_{NL}} \cdot \frac{\partial}{\partial T}\left\{\left|U(0,T)\right|^2\right\} \tag{3.14}$$

Η παραπάνω σχέση φανερώνει ότι η κορυφή του παλμού, η οποία χαρακτηρίζεται από μηδενική κλίση της οπτικής ισχύος, αντιστοιχεί σε μηδενική μεταβολή της στιγμιαίας συχνότητας ως προς το φέρον. Δεδομένης της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου, η οποία ταυτίζεται με τη φέρουσα συχνότητα, γίνεται αντιληπτό ότι το φίλτρο επιλέγει πράγματι περιοχή των παλμών γύρω από την κορυφή τους, με το χρονικό εύρος αυτής της περιοχής να εξαρτάται από το φασματικό εύρος του φίλτρου.

Με βάση τα παραπάνω, ο προτεινόμενος περιοριστής ισχύος δε μεταβάλλει τη σχετική χρονική θέση των παλμών, και επομένως δεν προσθέτει timing jitter στους εισερχόμενους παλμούς. Αναμένεται λοιπόν ότι σε κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, ο περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας θα διατηρεί αναλλοίωτη τη θετική δράση του φίλτρου Fabry-Pérot ως προς το χρονισμό και ότι συνολικά το ανακτημένο σήμα ρολογιού θα παρουσιάζει μέση τετραγωνική τιμή timing jitter κατά περίπου 50% μικρότερη σε σχέση με την αντίστοιχη τιμή του σήματος δεδομένων.

3.2.4 Προσομοίωση κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 160 Gb/s

Για την επιβεβαίωση της δυνατότητας χρησιμοποίησης του περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας σε οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού, πραγματοποιήθηκε προσομοιωτική μελέτη για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 160 Gb/s. Η διάταξη της προσομοίωσης εικονίζεται στο σχήμα 3.13 και περιλαμβάνει τη γεννήτρια των οπτικών πακέτων, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και διαγνωστικά όργανα για την εκτίμηση της λειτουργίας του κυκλώματος. Η γεννήτρια παράγει περιοδικά σειρά τεσσάρων οπτικών πακέτων με ρυθμό μετάδοσης 160 Gb/s, καθένα από τα οποία περιλαμβάνει μέρος της ΨΔΑ 7ης τάξης. Το μήκος των πακέτων κυμαίνεται μεταξύ 37 και 48 δυφίων, ενώ οι προστατευτικές ζώνες δυφίων μεταξύ των πακέτων αποτελούνται από 15 μόλις δυφία. Οι παλμοί των πακέτων έχουν γκαουσιανό χρονικό προφίλ και ολικό εύρος ημίσειας ισχύος (FWHM) ίσο με 2.1 ps. Το κεντρικό μήκος κύματος των παλμών είναι 1552.52 nm. Στην έξοδο της γεννήτριας το OSNR του σήματος ρυθμίζεται με τη βοήθεια συνδυασμού



Σχήμα 3.13: Διάταξη προσομοιωτικής μελέτης.

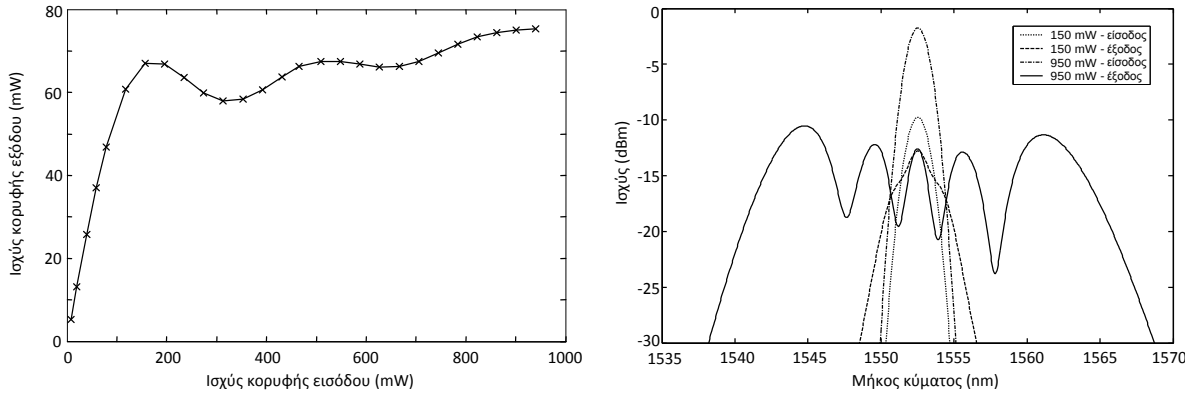
οπτικού εξασθενητή και οπτικού ενισχύτη, και μετράται στην έξοδο του ενισχυτή με φασματική ανάλυση 0.1 nm. Στη συνέχεια το σήμα φιλτράρεται από ζωνοπερατό φίλτρο εύρους 3.2 nm για την απόρριψη του εκτός ζώνης οπτικού θορύβου και εισέρχεται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού.

Το κύκλωμα αποτελείται από φίλτρο Fabry-Pérot και τον οπτικό περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας, ο οποίος με τη σειρά του περιλαμβάνει οπτικό ενισχυτή υψηλής ισχύος, μη γραμμική ίνα και ζωνοπερατό φίλτρο. Η παράμετρος FSR του φίλτρου Fabry-Pérot ισούται με 160 GHz, ενώ η λεπτότητά του με 24.5, τιμή που αντιστοιχεί σε χρόνο 1/e σβέσης ισχύος των παλμών ίσο με 4 δυφία. Ο ενισχυτής του οπτικού περιοριστή ισχύος παρουσιάζει εικόνα θορύβου (NF-noise figure) ίση με 5 dB. Η μη γραμμική οπτική ίνα έχει με τη σειρά της μήκος 625 m, και παρουσιάζει εξασθένηση 0.2 dB/km, διασπορά D ίση με -0.03 ps/nm/km, κλίση διασποράς 0.005 ps/nm^2/km και παράμετρο μη γραμμικότητας γ 32.3 W^{-1}km^{-1}. Τέλος το ακόλουθο ζωνοπερατό φίλτρο είναι ρυθμισμένο γύρω από τα 1552.52 nm και έχει γκαουσιανό φασματικό προφίλ και εύρος ίσο με 2.25 nm. Οι παραπάνω παράμετροι αντιστοιχούν σε κανονικοποιημένη απόσταση διάδοσης L/L_D≈0.015 και κανονικοποιημένο εύρος του φίλτρου F/F_0 ≈1.3 και περιγράφουν σύμφωνα με το σχήμα 3.11 σημείο λειτουργίας του οπτικού περιοριστή ισχύος, στο οποίο με κατάλληλη επιλογή της ισχύος των παλμών μπορεί διαμόρφωση πλάτους μεγαλύτερη από 14 dB να μετασχηματιστεί σε διαμόρφωση μικρότερη του 1.5 dB.

Στο σχήμα 3.14α παρουσιάζεται η συνάρτηση μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος, η οποία παρουσιάζει πράγματι τα χαρακτηριστικά που περιγράφτηκαν με τη βοήθεια του σχήματος 3.11. Για ένα μεγάλο εύρος τιμών ισχύος κορυφής στην είσοδο (120-1000 mW) η παραμένουσα διακύμανση ισχύος στην έξοδο είναι μικρότερη από 1.3 dB. Για αυτό το διάστημα τιμών εισόδου το ολικό χρονικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών στην έξοδο κυμαίνεται γύρω από τα 1.6 ps, σε συμφωνία με τα συμπεράσματα και το σχολιασμό του σχήματος 3.11.

Στο σχήμα 3.14β παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της μη γραμμικής διάδοσης στο πεδίο της συχνότητας. Συγκεκριμένα εικονίζονται τα φάσματα στην είσοδο και την έξοδο της οπτικής ίνας για παλμούς αρχικής ισχύος κορυφής 150 και 950 mW. Όπως παρατηρείται, η αρχικά μεγάλη διαφορά της φασματικής πυκνότητας ισχύος μεταξύ του ισχυρού και του ασθενούς παλμού, έχει εξαλειφθεί μετά τη μη γραμμική διάδοση στη φασματική περιοχή γύρω από το φέρον. Ζωνοπερατό φιλτράρισμα γύρω από τη φέρουσα συχνότητα επιτρέπει τη διέλευση των συγκεκριμένων μόνο φασματικών συνιστωσών και επομένως αποδίδει στην έξοδο της διάταξης παλμούς με παρόμοιο χρονικό προφίλ και ισχύ κορυφής.

Το σχήμα 3.15 ανακεφαλαιώνει τη λειτουργία του κυκλώματος για τιμή OSNR του

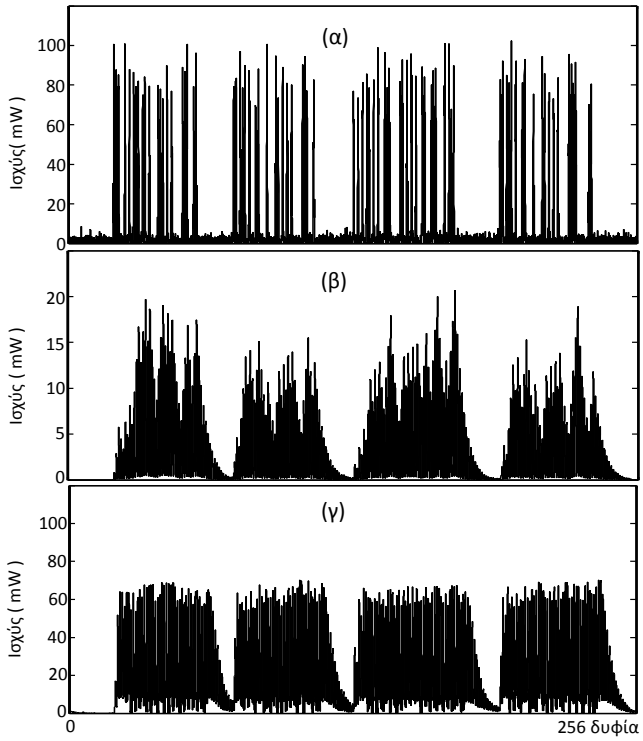


(α) (β)

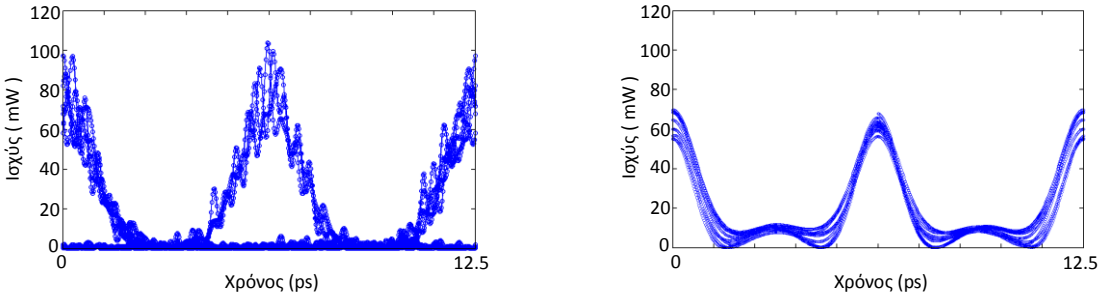
Σχήμα 3.14: (α) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του οπτικού περιοριστή ισχύος. (β) Φάσματα στην είσοδο και την έξοδο της μη γραμμικής ίνας για δύο παλμούς διαφορετικής ισχύος (150 και 950 mW) στην είσοδο της.

εισερχόμενου σήματος δεδομένων ίση με 28.5 dB. Στο σχήμα 3.15α εικονίζεται το σήμα στην είσοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, αποτελούμενο από τα τέσσερα οπτικά πακέτα δεδομένων, ενώ στο σχήμα 3.15β εικονίζεται η έξοδος του φίλτρου Fabry-Pérot. Τα δυφία που αντιστοιχούσαν σε λογικά «0» μέσα στην έκταση των οπτικών πακέτων έχουν πλέον καταληφθεί από παλμούς λόγω των ιδιοτήτων μνήμης του φίλτρου, σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του κυκλώματος. Το σήμα ομοιάζει στο σύνολό του με το επιθυμητό σήμα ρολογιού αλλά παρουσιάζει έντονη διαμόρφωση πλάτους, η οποία προσεγγίζει τα 9 dB. Τέλος, στο σχήμα 3.15γ παρουσιάζεται το ανακτημένο σήμα ρολογιού στην έξοδο του κυκλώματος. Η ισχύς εξόδου του οπτικού ενισχυτή πριν τη μη γραμμική ίνα επιλέχθηκε ίση με 20 dBm, έτσι ώστε η ισχύς κορυφής των παλμών στην είσοδο της ίνας να εμπίπτει στην επιθυμητή περιοχή λειτουργίας του οπτικού περιοριστή ισχύος, όπως αυτή αντικατοπτρίζεται στη συνάρτηση μεταφοράς του σχήματος 3.14α. Το αποτέλεσμα αυτής της επιλογής είναι ο μετασχηματισμός της διακύμανσης των 9 dB του σχήματος 3.15β σε διακύμανση μικρότερη του 1.25 dB στο σχήμα 3.15γ, και συνεπακόλουθα η απόδοση σήματος ρολογιού υψηλής ποιότητας. Σε ό,τι αφορά τους χρόνους ανάκτησης και σβέσης των επιμέρους σημάτων ρολογιού, οι χρόνοι αυτοί κυμαίνονται μεταξύ 2-3 και 11-12 δυφίων αντίστοιχα, και εξαρτώνται από τη συγκεκριμένη ακολουθία δυφίων στα τέσσερα πακέτα δεδομένων. Σε κάθε περίπτωση, οι χρόνοι ανάκτησης και σβέσης είναι εξαιρετικά μικροί και αποδεικνύουν τη συμβατότητα του συγκεκριμένου κυκλώματος με μικρά οπτικά πακέτα δεδομένων και εξαιρετικά περιορισμένες προστατευτικές ζώνες δυφίων.

Η ποιότητα του ανακτημένου σήματος ρολογιού μπορεί να εκτιμηθεί καλύτερα με τη βοήθεια των σχημάτων 3.16α και 3.16β, όπου εικονίζονται τα διαγράμματα οφθαλμού του δεύτερου πακέτου στην είσοδο και την έξοδο του κυκλώματος. Για την καλύτερη απεικόνιση του σήματος στην έξοδο, έχουν παραλειφθεί αλγοριθμικά στην επικάλυψη που αντιπροσωπεύει το διάγραμμα οφθαλμού οι παλμοί που αντιστοιχούν στους χρόνους ανάκτησης και σβέσης. Όπως παρατηρείται, το ανακτημένο σήμα ρολογιού έχει σημαντικά μικρότερο timing-jitter από το εισερχόμενο σήμα δεδομένων, ως αποτέλεσμα της δράσης του φίλτρου Fabry-Pérot, και οι παλμοί του παρουσιάζουν το αναμενόμενο χρονικό εύρος και ισχύ κορυφής, σύμφωνα με τους γενικούς κανόνες σχεδίασης του οπτικού περιοστή ισχύος που αναπαριστώνται στο σχήμα 3.11 και τη συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς του σχήματος 3.14α.



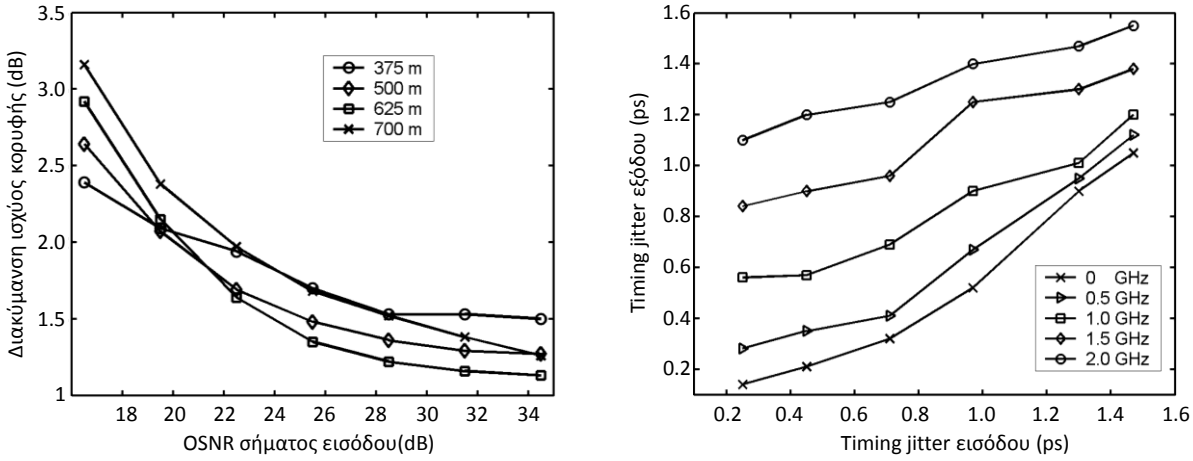
Σχήμα 3.15: Λειτουργία του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού: (α) Πακέτα δεδομένων στην είσοδο του κυκλώματος, (β) σήμα στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot και (γ) σήμα ρολογιού στην έξοδο του κυκλώματος.



Σχήμα 3.16: Διαγράμματα οφθαλμού: (α) του δεύτερου πακέτου δεδομένων στην είσοδο και (β) του αντίστοιχου σήματος ρολογιού στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.

Στο σχήμα 3.17α παρουσιάζεται η παραμένουσα διαμόρφωση πλάτους (ως ο μέσος όρος μεταξύ των τριών οπτικών πακέτων) στην έξοδο του κυκλώματος για διαφορετικές τιμές OSNR του σήματος εισόδου και διαφορετικά μήκη της μη γραμμικής ίνας στον οπτικό περιοριστή ισχύος. Όπως αναμένεται, η παραμένουσα διαμόρφωση πλάτους αυξάνει για μειούμενη τιμή OSNR, ενώ ταυτόχρονα παρατηρείται και ολίσθηση του βέλτιστου μήκους της ίνας προς μικρότερες τιμές. Παρότι η μέση παραμένουσα διαμόρφωση πλάτους διατηρείται μικρότερη από 1.8 dB για τιμές OSNR του σήματος εισόδου μεγαλύτερες από 22 dB και βέλτιστο μήκος ίνας, είναι βέβαιο ότι ο οπτικός θόρυβος αποτελεί τον κυριότερο περιοριστικό παράγοντα για το προτεινόμενο κύκλωμα. Η ευαισθησία του οφείλεται εν πολλοίς στο ότι ο οπτικός περιοριστής ισχύος βασίζεται στη φασματική διεύρυνση του σήματος εισόδου λόγω του φαινομένου SPM και επομένως ενισχύει την επίπτωση του θορύβου στη φασματική περιοχή γύρω από το αρχικό φέρον [3.51].

Τέλος, στο σχήμα 3.17β παρουσιάζονται τα αποτελέσματα μελέτης του προτεινόμενου κυκλώματος ως προς το timing jitter των τριών εισερχόμενων πακετών δεδομένων και των



(α) (β)

Σχήμα 3.17: (α) Παραμένουσα διαμόρφωση πλάτους στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού σαν συνάρτηση του OSNR στην είσοδο του κυκλώματος και του μήκους της μη γραμμικής ίνας. (β) Timing jitter των ανακτημένων σημάτων ρολογιού ως προς το timing jitter των εισερχόμενων πακέτων δεδομένων για διάφορες τιμές της απόκλισης της FSR του φίλτρου Fabry-Pérot από το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων.

αντίστοιχων ανακτημένων σημάτων ρολογιού. Στην συγκεκριμένη μελέτη το OSNR του εισερχόμενου σήματος ήταν 28.5 dB, ενώ η παράμετρος FSR του φίλτρου Fabry-Pérot παρουσίαζε μεταβλητή απόκλιση από την ιδανική τιμή των 160 GHz, που αντιστοιχεί στο ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων μέσα σε κάθε οπτικό πακέτο. Οι τιμές του timing jitter που μετρήθηκαν τόσο για το σήμα εισόδου όσο και εξόδου αντιστοιχούν στη μέγιστη χρονική απόσταση των παλμών ανά πακέτο, όπως αυτή αποτυπώνεται και μετράται στο διάγραμμα οφθαλμού. Μπορεί δε να παρατηρηθεί ότι για μηδενική απόκλιση της παραμέτρου FSR, η μείωση του timing jitter είναι της τάξης του 50% για τιμές εισόδου έως και 1 ps. Για απόκλιση ίση με 0.5 GHz (0.3%) το κύκλωμα εξακολουθεί να επιτυγχάνει σημαντική βελτίωση, ενώ η δυνατότητα βελτίωσης διατηρείται ακόμη και για απόκλιση ίση με 1 GHz (0.6%) και μεγάλες τιμές αρχικού timing jitter. Βάσει αυτών των παρατηρήσεων συμπεραίνεται ότι το προτεινόμενο κύκλωμα εκτός των άλλων διαθέτει και την απαραίτητη ανοχή σε μικρές διακυμάνσεις του ονομαστικού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων στο οπτικό σύστημα, η οποία και αποτελεί ιδιότητα ενός ιδανικού κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.

Συνοψίζοντας, στην παρούσα παράγραφο παρουσιάστηκαν αποτελέσματα προσομοιώσεων τα οποία αποδεικνύουν τη δυνατότητα λειτουργίας του προτεινόμενου κυκλώματος σε εξαιρετικά υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων (160 Gb/s) και τη συμβατότητά του με πακέτα και προστατευτικές ζώνες δυφίων μικρού μεγέθους. Η δυνατότητα λειτουργίας σε υπερυψηλές ταχύτητες οφείλεται στην παθητική φύση του φίλτρου Fabry-Pérot και στην πρακτικά ακαριαία μη γραμμική απόκριση του προτεινόμενου περιοριστή ισχύος λόγω των εγγενών ιδιοτήτων του φαινομένου SPM (Kerr) στο οποίο βασίζεται. Όπως θα δειχθεί και στην επόμενη ενότητα, η δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας σε ακόμη υψηλότερες ταχύτητες με την ίδια ακριβώς απόδοση του κυκλώματος είναι επί της αρχής απεριόριστη, με τη χρήση απλών κανόνων κλιμάκωσης των παραμέτρων του κυκλώματος και δεδομένης της διαθεσιμότητας υψηλά μη γραμμικών ινών ή ισοδύναμα οπτικών σημάτων υψηλής ισχύος.

3.3 Πειραματική μελέτη κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού με χρήση περιοριστή ισχύος στα 40 Gb/s

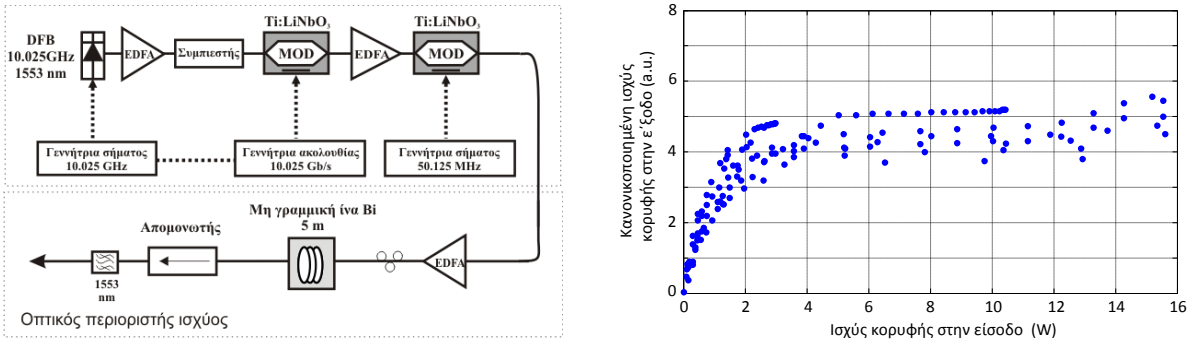
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται η πειραματική μελέτη του κυκλώματος στα 40 Gb/s, η οποία αποτέλεσε διεθνώς την πρώτη πειραματική επιβεβαίωση της προτεινόμενης τεχνικής [3.42]. Η ίνα που χρησιμοποιήθηκε στη διάταξη του οπτικού περιοριστή ισχύος ήταν υψηλά μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου με μήκος μόλις 5 m [3.52], και επέτρεψε την υλοποίηση κυκλώματος μικρών φυσικών διαστάσεων. Στην πρώτη παράγραφο περιγράφεται η πειραματική εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος, στη δεύτερη παρουσιάζεται η λειτουργία του συνολικού κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s, ενώ στην τρίτη παράγραφο περιγράφεται η επέκταση της λειτουργίας σε υχηλότερες ταχύτητες με τη βοήθεια απλών κανόνων κλιμάκωσης.

3.3.1 Πειραματική εξαγωγή συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος

Ο οπτικός περιοριστής ισχύος που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική υλοποίηση της τεχνικής περιελάμβανε οπτικό ενισχυτή ρυθμιζόμενης ισχύος εξόδου, ελεγκτή πόλωσης, την υψηλά μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου μήκους 5 m, οπτικό απομονωτή και ζωνοπερατό φίλτρο γύρω από τη φέρουσα συχνότητα ολικού εύρους στο φασματικό σημείο μετάδοσης ημίσειας ισχύος 0.6 nm. Ο ελεγκτής πόλωσης χρησιμοποιήθηκε για τη ρύθμιση της πολωτικής κατάστασης του εισερχόμενου σήματος στην ίνα, καθώς η τελευταία παρουσίαζε μικρό βαθμό διαφοροποίησης της μη γραμμικότητας στους δύο άξονες [3.52]-[3.53]. Οι βασικές παράμετροι διάδοσης της μη γραμμικής ίνας ήταν: εξασθένηση *a* ίση με 1.3 dB/m, ομαλή διασπορά *D* ίση με -270 ps/nm/km και παράμετρος μη γραμμικότητας *γ* ίσση με 950 $W^{-1}km^{-1}$.

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζεται στο σχήμα 3.18α. Με τη βοήθεια της τεχνικής απολαβής κέρδους (gain switching), δίοδος laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB-distributed feedback laser) παράγει οπτικό ρολόι με ρυθμό επανάληψης 10.025 GHz και μήκος κυματος 1553 nm, ενώ με χρήση γραμμικής και μη γραμμικής συμπίεσης το χρονικό ολικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών περιορίζεται στα ~3 ps. Το οπτικό ρολόι διαμορφώνεται σε πακέτα με τη βοήθεια του πρώτου ηλεκτροοπτικού διαμορφωτή με το κάθε πακέτο να περιλαμβάνει συνεχόμενους «1». Το σήμα στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή ενισχύεται και εισέρχεται στο δεύτερο ηλεκτροοπτικό διαμορφωτή, ο οποίος επιτρέπει την υπέρθεση ημιτονοειδούς διαμόρφωσης χαμηλής συχνότητας (50.125 MHz). Τέλος, το σήμα εισέρχεται στον οπτικό περιοριστή ισχύος και χαρακτηρίζεται κατά την έξοδό του.

Η υπερτιθέμενη ημιτονοειδής διαμόρφωση των οπτικών πακέτων παρέχει έναν ελεγχόμενο τρόπο υπολογισμού της ισχύος κορυφής κάθε παλμού για δεδομένη μέση ισχύ του σήματος εισόδου στον οπτικό περιοριστή ισχύος, ενώ ταυτόχρονα η καταγραφή της διακύμανση πλάτους των παλμών στην έξοδο για την συγκεκριμένη ισχύ εξόδου επιτρέπει τον υπολογισμό της κανονικοποιημένης ισχύος κορυφής των παλμών. Με επανάληψη της ίδιας διαδικασίας για πλήθος τιμών της μέσης ισχύος εισόδου, κατέστη δυνατή η πειραματική καταγραφή της συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος, όπως



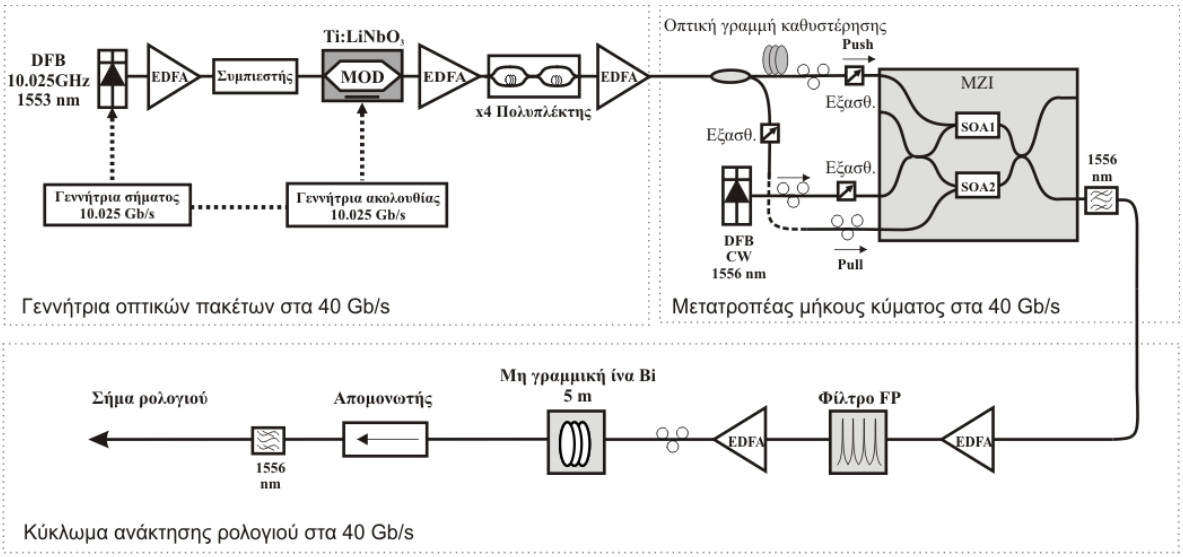
(α) (β)

Σχήμα 3.18: (α) Πειραματική διάταξη για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος χρησιμοποιώντας παλμούς με εύρος 3 ps στην είσοδο της διάταξης. (β) Πειραματική συνάρτηση μεταφοράς ισχύος (μπλε κύκλοι).

αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.18β. Η συγκεκριμένη καμπύλη βρίσκεται σε απόλυτη συμφωνία με τα αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοιώσεων και υποδεικνύει τη δυνατότητα του οπτικού περιοριστή ισχύος να περιορίσει διακύμανση πλάτους εισερχόμενου σήματος της τάξης των 9 dB σε διακύμανση ίση περίπου με 1.6 dB. Επισημαίνεται δε ότι το δυναμικό εύρος της διακύμανσης, το οποίο θα ήταν ικανή να διαχειριστεί η διάταξη θα μπορούσε ναν είναι σημαντικά μεγαλύτερο με επιπλέον ρύθμιση των κανονικοποιημένων παραμέτρων της, όπως αυτές αναλύθηκαν στην παράγραφο 3.2.2, μέσω κατάλληλης επιλογής του χρονικού εύρους των παλμών εισόδου και του φασματικού εύρους του φίλτρου.

3.3.2 Λειτουργία κυκλώματος στα 40 Gb/s

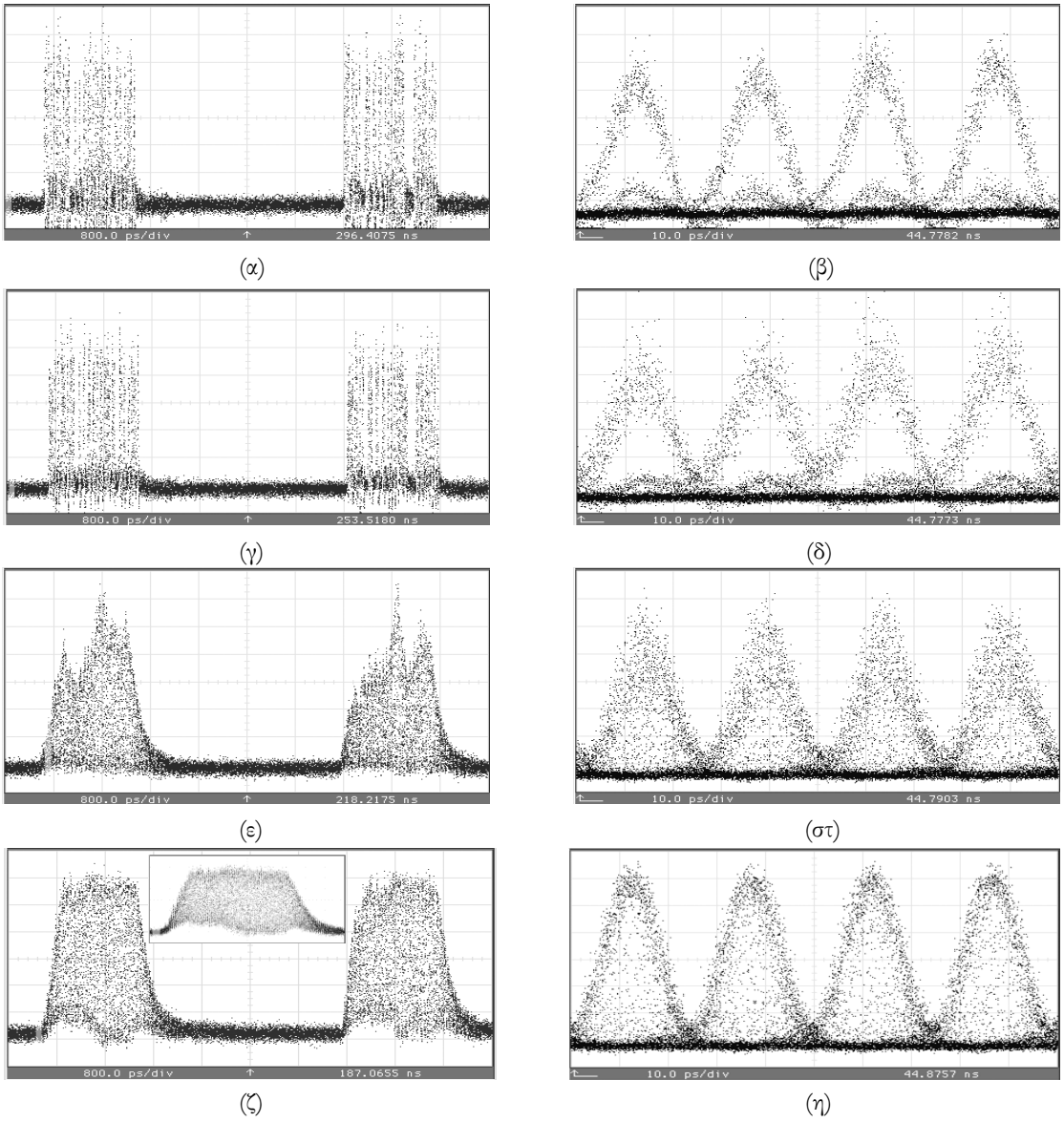
Το προτεινόμενο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με χρήση φίλτρου Fabry-Pérot και οπτικού περιοριστή μη γραμμικής ίνας αξιολογήθηκε πειραματικά με τη βοήθεια της διάταξης του σχήματος 3.19. Χρησιμοποιώντας και πάλι την τεχνική απολαβής κέρδους, δημιουργείται οπτικό ρολόι συχνότητας 10.025 GHz στα 1553 nm. Οι παλμοί συμπιέζονται στα 3 ps και το οπτικό ρολόι διαμορφώνεται από ηλεκτροοπτικό διαμορφωτή. Προγραμματίζοντας κατάλληλα τη γεννήτρια ακολουθίας δυφίων σχηματοποιούνται οπτικά πακέτα, καθένα από τα οποία περιλαμβάνει μέρος της ΨΔΑ 7ης τάξης με ρυθμό μετάδοσης 10.025 Gb/s. Ακολούθως, το οπτικό σήμα εισέρχεται σε χρονικό πολυπλέκτη που βασίζεται στην τεχνική «διαχωρισμού-ολίσθησης-και-επανένωσης» (split-shift-and-recombine) [3.54], και του οποίου οι διαφορές των οπτικών δρόμων μεταξύ των βραχιόνων σε κάθε ένα από τα δύο εν σειρά συμβολόμετρα επιτρέπουν τη διατήρηση της ίδιας ΨΔΑ. Με τον τρόπο αυτό, η έξοδος του πολυπλέκτη αποτελείται από οπτικά πακέτα δεδομένων στα 40.1 Gb/s που περιλαμβάνουν και πάλι την ΨΔΑ 7ης τάξης. Πριν την είσοδό του στο φίλτρο Fabry- Pérot του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού, το σήμα υφίσταται μετατροπή μήκους κύματος με τη βοήθεια ημιαγώγιμων οπτικών ενισχυτών (SOA) σε συμβολομετρική διάταξη Mach-Zehnder και τη χρήση της τεχνικής push-pull [3.55]. Το μήκος κύματος και το χρονικό εύρος των παλμών στην έξοδο είναι 1556 nm και 7 ps αντίστοιχα. Η παρεμβολή του μετατροπέα μήκους κύματος στη διάταξη είναι απαραίτητη για δύο λόγους: ο πρώτος σχετίζεται με τη φάση των διαδοχικών παλμών του οπτικού σήματος, η οποία δεν είναι κοινή λόγω της παρεμβολής του χρονικού



Σχήμα 3.19: Πειραματική διάταξη αξιολόγησης κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s.

πολυπλέκτη. Κάτι τέτοιο όμως απαιτείται στην είσοδο του φίλτρου Fabry-Pérot για να είναι προβλέψιμη και ακριβής η συμβολή των διαδοχικών παλμών στην κοιλότητα του φίλτρου. Η απόδοση κοινής φάσης επιτυγχάνεται με την εκ νέου διαμόρφωση της εισόδου συνεχούς κύματος (cw) από τους παλμούς του αρχικού σήματος, οι οποίοι δρουν ως παλμοί ελέγχου στην οπτική πύλη. Ο δεύτερος λόγος σχετίζεται με την ακρίβεια που απαιτείται στον καθορισμό του μήκους κύματος, ούτως ώστε να συμπίπτει με ένα από τα μέγιστα μετάδοσης του φίλτρου Fabry-Pérot. Μετά τον μετατροπέα, το σήμα δεδομένων ενισχύεται και εισέρχεται στο Fabry-Pérot, του οποίου η παράμετρος FSR και η λεπτότητα ισούνται με 40.1 GHz και 39 αντίστοιχα. Στην έξοδο το σήμα ενισχύεται από ενισχυτή υψηλής ισχύος (21 dBm μέση ισχύς) και εισέρχεται στη μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου. Τέλος, το σήμα φιλτράρεται γύρω από τα 1556 nm από οπτικό φίλτρο εύρους 0.6 nm, και ανιχνεύεται.

Στο σχήμα 3.20 παρουσιάζονται τα κυριότερα αποτελέσματα με τη βοήθεια χρονικών ακολουθιών (αριστερή στήλη) και διαγραμμάτων οφθαλμού (δεξιά στήλη) σε συγκεκριμένα σημεία της πειραματικής διάταξης. Στην πρώτη σειρά (σχήμα 3.20α και 3.20β) παρουσιάζεται τυπική ακολουθία δύο πακέτων του σήματος εισόδου, ενώ στη δεύτερη σειρά εικονίζεται το σήμα στην έξοδο του μετατροπέα μήκους κύματος. Όπως παρατηρείται, ο μετατροπέας προκαλεί διακύμανση πλάτους και σημαντική αύξηση του χρονικού εύρους των παλμών. Στην τρίτη σειρά του σχήματος 3.20 δίνεται το σήμα στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot, από όπου διαπιστώνεται η δημιουργία ψευδοσήματος ρολογιού με σημαντική διακύμανση πλάτους. Τέλος στην τέταρτη σειρά παρουσιάζονται η χρονική ακολουθία και το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του κυκλώματος, ενώ στο ένθετο του σχήματος 3.20η απεικονίζεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια η χρονική ακολουθία του σήματος ρολογιού που αντιστοιχεί στο πρώτο πακέτο. Όπως διαπιστώνεται, η λειτουργία της διάταξης είναι εξαιρετικά επιτυχής, καθώς στην έξοδό της το ανακτημένο σήμα ρολογιού παρουσιάζει σημαντικά χαμηλότερο timing jitter από το σήμα εισόδου και αμελητέα διακύμανση πλάτους. Το χρονικό εύρος των παλμών στην έξοδο είναι ~6.5 ps, ενώ οι χρόνοι ανάκτησης και σβέσης για το σήμα ρολογιού κάθε πακέτου είναι 6 και 12



Σχήμα 3.20: Η αριστερή στήλη απεικονίζει χρονικές ακολουθίες του σήματος στην (α) είσοδο του κυκλώματος, (γ) στην έξοδο του υποσυστήματος μετατροπής μήκους κύματος, (ε) στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot και (η) στην έξοδο του κυκλώματος. Στο ένθετο του σχήματος η) φαίνεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια το πρώτο πακέτο δεδομένων. Η δεξιά στήλη εικονίζει τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού. Χρονική κλίμακα: 800 ps/div για τις χρονικές ακολουθίες και 10 ps/div για τα διαγράμματα οφθαλμού.

δυφία, αντίστοιχα, αποδεικνύοντας και πειραματικά τη λειτουργικότητα της διάταξης για μικρά οπτικά πακέτα και περιορισμένες προστατευτικές ζώνες δυφίων. Θα πρέπει να τονιστεί ότι οι πεπερασμένοι χρόνοι ανάκτησης και σβέσης αποτυπώνονται στο σχήμα 2.20θ ως σημεία (hits) στο εσωτερικό του διαγράμματος οφθαλμού. Τα σημεία αυτά αποτυπώνονται με σημαντικά μικρότερη πυκνότητα όταν χρησιμοποιούνται μεγαλύτερα πακέτα εισόδου, καθώς σε αυτήν την περίπτωση αυξάνει δραστικά το πλήθος των «κανονικών» παλμών ρολογιού, ενώ το πλήθος των παλμών που αντιστοιχούν στους χρόνους ανάκτησης και σβέσης παραμένει αναλλοίωτο. Με τον τρόπο αυτό κατορθώθηκε πειραματικά ο δραστικός περιορισμός των σημείων, και επιβεβαιώθηκε ότι το κλείσιμο του διαγράμματος οφθαλμού στο σχήμα 3.20θ δεν οφείλεται σε παραμένουσα διαμόρφωση στο σήμα ρολογιού [3.42].

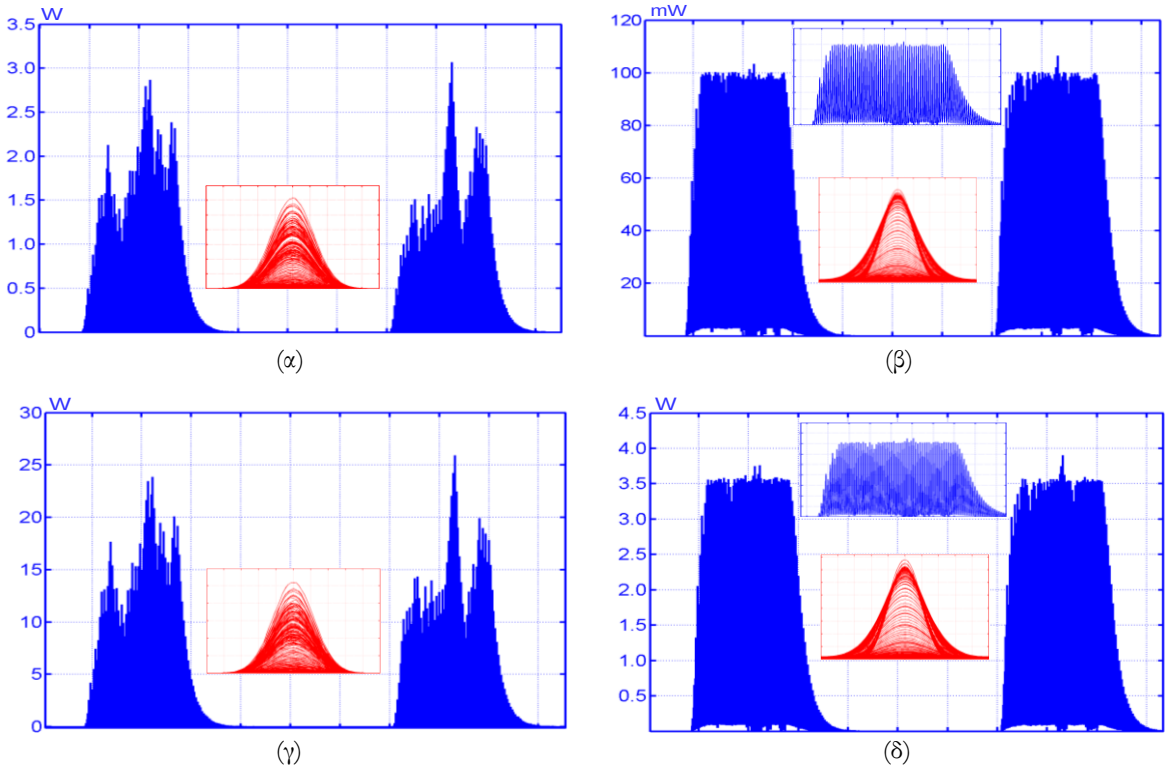
3.3.3 Επέκταση της λειτουργίας σε υψηλότερους ρυθμούς λειτουργίας

Καθώς ο οπτικός περιοριστής ισχύος μη γραμμικής ίνας δεν επιβάλλει επί της αρχής περιορισμό ως προς την ταχύτητα λειτουργίας, το συνολικό κύκλωμα ρολογιού δύναται να σχεδιαστεί για λειτουργία σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης με την ίδια ακριβώς απόδοση χρησιμοποιώντας απλούς κανόνες κλιμάκωσης των βασικών του παραμέτρων. Για την κατανόηση αυτών των κανόνων παρουσιάζεται στη συνέχεια το παράδειγμα επέκτασης λειτουργίας του πειραματικού κυκλώματος στα 160 Gb/s. Όσον αφορά το φίλτρο Fabry-Pérot η διατήρηση της ίδιας λεπτότητας και η επιλογή FSR ίσης με 160 GHz αναμένεται να συντελεί σε οπτικό σήμα εξόδου του φίλτρου με τα ίδια ακριβώς χαρακτηριστικά. Όσον αφορά τώρα τον οπτικό περιοριστή ισχύος, οι κανόνες κλιμάκωσης εξάγονται με τη βοήθεια και πάλι της εξίσωσης (2.16) η οποία αναπαράγεται για διευκόλυνση:

$$j\frac{\partial U}{\partial \xi} = \pm\frac{1}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} - N^2 e^{-\alpha z}\left|U\right|^2 U \qquad (3.15)$$

Για επέκταση από τα 40 στα 160 Gb/s, το εύρος των παλμών που εισέρχονται στην μη γραμμική ίνα θα πρέπει να υποτετραπλασιαστεί από τα 7 στα 1.75 ps. Ο αριθμός σολιτονίου N όμως διατηρείται αναλλοίωτος σύμφωνα με την εξίσωση (2.18) αν η ισχύς κορυφής των παλμών αυξηθεί κατά 16 φορές. Σε αυτήν την περίπτωση, η ίδια λύση της εξίσωσης (3.15) εξακολουθεί να ισχύει ως προς τις κανονικοποιημένες μεταβλητές της διάδοσης. Πρακτικά λοιπόν, είναι λογικό να αναμένει κανείς ότι θα προκύψουν τα ίδια χαρακτηριστικά οπτικού περιορισμού για μήκος διάδοσης 16 φορές μικρότερο και βέβαια για ζωνοπερατό φίλτρο με τετραπλάσιο φασματικό εύρος. Στην παραπάνω ανάλυση αγνοήθηκε η επίδραση των απωλειών διάδοσης, οι οποίες θα επιφέρουν μικρή μόνο διαφοροποίηση στο τελικό σήμα εξόδου.

Για την επιβεβαίωση των κανόνων κλιμάκωσης αναπτύχθηκε προσομοιωτικό μοντέλο με τη βοήθεια της πλατφόρμας προσομοιώσεων VPI. Για την προσομοίωση του πειραματικού κυκλώματος στα 40 Gb/s, χρησιμοποιήθηκαν οι ονομαστικές τιμές των φυσικών παραμέτρων του κυκλώματος, καθώς και οι τιμές μέσης ισχύος και χρονικού εύρους των παλμών, όπως αυτές μετρήθηκαν με μετρητή ισχύος και τεχνικές αυτοσυσχέτισης, αντίστοιχα. Στο σχήμα 3.21α παρουσιάζεται η χρονική ακολουθία του ενισχυμένου σήματος στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot, ενώ στο ένθετο του ίδιου σχήματος απεικονίζεται το αντίστοιχο διάγραμμα οφθαλμού. Τα διαγράμματα βρίσκονται σε πλήρη ποιοτική συμφωνία με τα αντίστοιχα πειραματικά δεδομένα που εικονίζονται στα σχήματα 3.20ε και 3.20ζ, αντίστοιχα. Στο σχήμα 3.21β παρουσιάζονται επίσης τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τη χρονική ακολουθία της εξόδου του κυκλώματος και το αντίστοιχο διάγραμμα οφθαλμού, ενώ στο δεύτερο ένθετο του σχήματος παρουσιάζεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια η χρονική ακολουθία του πρώτου οπτικού πακέτου στην έξοδο. Και για το σήμα εξόδου, τα τρία αυτά διαγράμματα βρίσκονται σε πλήρη συμφωνία με τα πειραματικά αποτελέσματα των σχημάτων 3.20η και 3.20θ αποδεικνύοντας την αξιοπιστία της μοντελοποίησης του κυκλώματος. Επισημαίνεται ότι το εικονιζόμενο διάγραμμα οφθαλμού περιλαμβάνει και τους παλμούς των διαστημάτων ανάκτησης και σβέσης καθώς δε χρησιμοποιήθηκε αλγοριθμική διαδικασία για την εξαίρεσή τους από την επικάλυψη. Στην περίπτωση χρησιμοποίησης αυτής της διαδικασίας, το προκύπτον διάγραμμα



Σχήμα 3.21: Αποτελέσματα προσομοιώσεων υπό τη μορφή χρονικών ακολουθιών και διαγράμματα οφθαλμών στα ένθετα σχήματα: (α) Σήμα 40 Gb/s στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot, (β) σήμα 40 Gb/s στην έξοδο του κυκλώματος, (γ) σήμα 160 Gb/s στην έξοδο του φίλτρου Fabry-Pérot και (δ) σήμα 160 Gb/s στην έξοδο του κυκλώματος. Το δεύτερο ένθετο σχήμα στα σχήματα (β) και (δ) απεικονίζει το πρώτο πακέτο δεδομένων με μεγαλύτερη λεπτομέρεια. Χρονική κλίμακα: 800 ps/div.

οφθαλμού ήταν πλήρως ανοικτό αποτυπώνοντας την επιτυχή λειτουργία του οπτικού περιοριστή ισχύος.

Για λειτουργία στα 160 Gb/s εφαρμόστηκαν οι κανόνες κλιμάκωσης και θεωρήθηκαν παλμοί χρονικού εύρους 1.75 ps και φίλτρο Fabry-Pérot με FSR 160 GHz και λεπτότητα ίση και πάλι με 39. Το μήκος της μη γραμμικής ίνας καθορίστηκε ίσο με 30 cm, τιμή που αντιστοιχεί στο 1/16 του αρχικού μήκους, ενώ οι υπόλοιπες παράμετροί της διατηρήθηκαν αναλλοίωτες. Τέλος η μέση ισχύς του οπτικού ενισχυτή υψηλής ισχύος στην είσοδο της μη γραμμικής ίνας καθορίστηκε ίση με 30.3 dBm, έτσι ώστε η ισχύς κορυφής των παλμών να είναι 16 φορές υψηλότερη σε σύγκριση με τη λειτουργία στα 40 Gb/s. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα σχήματα 3.21γ και 3.21δ και βρίσκονται σε πλήρη ποιοτική συμφωνία με τα αντίστοιχα διαγράμματα των σχημάτων 3.21α και 3.21β, τα οποία παρουσιάζουν αντίστοιχα αποτελέσματα για τα 40 Gb/s. Οι μικρές διαφορές των τελικών διαγραμμάτων εξόδου οφείλονται στις χαμηλότερες συνολικά απώλειες διάδοσης λόγω του μικρότερου μήκους της ίνας για την περίπτωση των 160 Gb/s. Οι διαφορές όμως αυτές είναι πραγματικά ανεπαίσθητες και δε διαφοροποιούν πρακτικά τα κυριότερα χαρακτηριστικά του κυκλώματος, όπως για παράδειγμα τους χρόνους ανάκτησης και σβέσης του ρολογιού, την παραμένουσας διαμόρφωσης πλάτους, το timing jitter, το σχήμα και το κανονικοποιημένο χρονικό εύρος των παλμών του ανακτημένου σήματος ρολογιού. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι με χρήση των ίδιων κανόνων κλιμάκωσης, είναι δυνατή η τροποποίηση των παραμέτρων του κυκλώματος για λειτουργία στα 320, 640 Gb/s ή ακόμη και σε υψηλότερες ταχύτητες, καθώς η φύση των φαινομένων στα οποία βασίζεται η

λειτουργία του κυκλώματος δεν επιβάλλει επί της αρχής κανένα περιορισμό. Θα πρέπει βεβαίως να τονιστεί ότι πρακτικά ο περιοριστικός παράγοντας αναμένεται να είναι η έλλειψη διαθέσιμης ισχύος από τους οπτικούς ενισχυτές έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η ίδια τιμή του αριθμού σολιτονίου N κατά τη μη γραμμική διάδοση. Και σε αυτήν την περίπτωση όμως οι γενικοί κανόνες κλιμάκωσης υποδεικνύουν το βαθμό μη γραμμικότητας καινούργιων τύπων μη γραμμικών οπτικών κυματοδηγών που θα επέτρεπε την ίδια απόδοση του κυκλώματος για περιορισμένη ισχύ εξόδου των διαθέσιμων οπτικών ενισχυτών.

3.4 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο μελετήθηκε θεωρητικά, σχεδιάστηκε και αξιολογήθηκε πειραματικά στα 40 Gb/s πρωτότυπο οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από σήμα δεδομένων σε δίκτυα οπτικών πακέτων. Απαραίτητο χαρακτηριστικό ενός τέτοιου κυκλώματος είναι ο μικρός χρόνος ανάκτησης και ο μικρός χρόνος σβέσης του σήματος ρολογιού, έτσι ώστε η λειτουργία του να είναι συμβατή με οπτικά πακέτα περιορισμένου μεγέθους και πυκνής χρονικής τοποθέτησης για την καλύτερη διαχείριση και εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης που μπορούν να προσφέρουν τα δίκτυα μεταγωγής οπτικών πακέτων.

Έως σήμερα η πιο αποδοτική τεχνική για την υλοποίηση ενός τέτοιου κυκλώματος βασίζεται στη χρήση φίλτρου Fabry-Pérot χαμηλού παράγοντα ποιότητας Q και η ακόλουθη χρήση οπτικού περιοριστή ισχύος ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών SOA σε διάταξη συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Για ελεύθερη φασματική περιοχή FSR του συγκεκριμένου φίλτρου ίση με το βασικό ρυθμό μετάδοσης του δικτύου, οι ιδιότητες μνήμης που διαθέτει επιτρέπουν τη γένεση παλμών στις χρονοθυρίδες που αντιστοιχούν σε λογικά δυφία «0» μέσα στην έκταση των οπτικών πακέτων, και επομένως τη δημιουργία ψευδοσήματος ρολογιού. Ο χαμηλός παράγοντας ποιότητας έχει ως συνέπεια την ταχύτατη σβέση του σήματος μετά τη διάδοση και των τελευταίων παλμών καθέ πακέτου επιτρέποντας τη χρήση εξαιρετικά περιορισμένων προστατευτικών ζωνών δυφίων μεταξύ των διαδοχικών πακέτων. Από την άλλη μεριά έχει επίσης ως συνέπεια τη δημιουργία μεγάλης διακύμανσης πλάτους μεταξύ των παλμών ρολογιού, καθιστώντας το σήμα στην έξοδο του φίλτρου μη άμεσα αξιοποιήσιμο. Για την καταπίεση αυτής της διακύμανσης και τη δημιουργία σήματος ρολογιού υψηλής ποιότητας χρησιμοποιείται στη συνέχεια οπτικός περιοριστής ισχύος ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών.

Παρά την επιβεβαιωμένα επιτυχή λειτουργία σε ρυθμούς μετάδοσης ως 40 Gb/s, το συγκεκριμένο κύκλωμα παρουσιάζει μειονεκτήματα τα οποία συνδέονται άρρηκτα με τον τύπο του οπτικού περιοριστή που χρησιμοποιείται. Τα κυριότερα μειονεκτήματα είναι η πολωτική του ευαισθησία, η μερική αναίρεση της μείωσης του timing jitter που επιτυγχάνεται από το φίλτρο Fabry-Pérot και κυρίως η αδυναμία του να λειτουργήσει σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Για την αναίρεση αυτών των μειονεκτημάτων προτάθηκε στο παρόν κεφάλαιο η χρήση οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας. Ο συγκεκριμένος οπτικός περιοριστής ισχύος αποτελεί τροποποίηση του αναγεννητή Mamyshev που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2. Η τροποποίηση συνίσταται στη χρήση ζωνοπερατού φίλτρου στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας, του οποίου το κέντρο της

φασματικής ζώνης μετάδοσης συμπίπτει με το οπτικό φέρον του εισερχόμενου σήματος. Η διάταξη λοιπόν του προτεινόμενου περιοριστή περιλαμβάνει οπτικό ενισχυτή υψηλής ισχύος, μη γραμμική ίνα και ζωνοπερατό φίλτρο. Καθώς το σήμα ενισχύεται και εισέρχεται στη μη γραμμική ίνα, οι παλμοί υψηλότερης ισχύος υφίστανται εντονότερη φασματική διεύρυνση από τους παλμούς χαμηλότερης ισχύος. Με τον τρόπο αυτό η φασματική πυκνότητα ισχύος παλμών ενός μεγάλου εύρους διακύμανσης εξισώνεται αποτελεσματικά στη φασματική περιοχή του φέροντος, και επιτρέπει με ακόλουθο ζωνοπερατό φιλτράρισμα την απόδοση παλμών με ίση περίπου ισχύ κορυφής. Ο συγκεκριμένος οπτικός περιοριστής παρουσιάζει ιδιαίτερα μικρή ευαισθησία ως προς την πόλωση, διατηρεί τη σχετική χρονική θέση των παλμών και επομένως δεν προσθέτει επιπλέον timing jitter, και τέλος επιτρέπει την επιτυχή λειτουργία του συνολικού κυκλώματος σε εξαιρετικά υψηλές ταχύτητες, καθώς στηρίζεται αποκλειστικά στο φαινόμενο Kerr.

Στη δεύτερη ενότητα του κεφαλαίου αναλύθηκε θεωρητικά ο οπτικός περιοριστής με τη βοήθεια της κανονικοποιημένης εξίσωσης μη γραμμικής διάδοσης και τη μελέτη πλήθους συναρτήσεων μεταφοράς για διαφορετικές τιμές των κανονικοποιημένων παραμέτρων. Αποτέλεσμα αυτής της μελέτης ήταν ένα τρισδιάστατο γράφημα που συνδέει την απόδοση του περιοριστή ισχύος με όλους τους δυνατούς συνδυασμούς των παραμέτρων του. Με βάση αυτό το γράφημα προβλεφθηκε η δυνατότητα μείωσης μεγάλου εύρους διακύμανσης ισχύος που ξεπερνά τα 14 dB σε τιμές μικρότερες του 1.5 dB για μικρές κανονικοποιημένες αποστάσεις διάδοσης και φασματικά εύρη του φίλτρου μεγαλύτερα από το φασματικό εύρος των παλμών, όπως αυτό δίνεται από τον μετασχηματισμό Fourier. Επιλέγοντας στη συνέχεια κατάλληλο σημείο λειτουργίας πάνω σε αυτό το γράφημα σχεδιάστηκε οπτικός περιοριστής ισχύος και προσομοιώθηκε το συνολικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού σε ρυθμό μετάδοσης 160 Gb/s. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων απέδειξαν την επιτυχή λειτουργία του κυκλώματος για πακέτα μικρού μεγέθους που περιείχαν τμήματα ΨΔΑ 7ης τάξης, καθώς η τελική διακύμανση πλάτους των παλμών του σήματος ρολογιού ήταν 1.25 dB, η μείωση του timing jitter 50% και οι χρόνοι ανάκτησης και σβέσης περίπου ίσοι με τη διάρκεια 2-3 και 11-12 δυφίων, αντίστοιχα. Επιπλέον προσομοιώσεις υπέδειξαν τη διατήρηση της επιτυχούς λειτουργίας για OSNR του σήματος εισόδου έως και 22 dB και απόκλιση της παραμέτρου FSR του φίλτρου Fabry-Pérot από την ονομαστική τιμή του ρυθμού μετάδοσης έως και 0.5% περίπου.

Στην τρίτη ενότητα του κεφαλαίου παρουσιάστηκε η πειραματική μελέτη του προτεινόμενου κυκλώματος χρησιμοποιώντας υψηλά μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου μικρού μήκους. Στο πρώτο μέρος της μελέτης επιτεύχθηκε η εξαγωγή της πειραματικής συνάρτησης μεταφοράς του οπτικού περιοριστή ισχύος, η οποία και επιβεβαίωσε τη βασική αρχή λειτουργίας, ενώ στο δεύτερο μέρος επιδείχθηκε για πρώτη φορά η αποτελεσματική λειτουργία του συνολικού κυκλώματος στα 40 Gb/s. Τα αποτελέσματα του πειράματος συγκρίθηκαν με αποτελέσματα προσομοιώσεων και βρέθηκαν σε απόλυτη συμφωνία.

Τέλος, χρησιμοποιώντας συγκεκριμένους κανόνες κλιμάκωσης που απορρέουν από απλές υποθέσεις και επεξεργασία της βασικής κανονικοποιημένης εξίσωσης μη γραμμικής διάδοσης, προσομοιώθηκε κύκλωμα με κατάλληλα τροποποιημένες παραμέτρους για λειτουργία στα 160 Gb/s. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι η απόδοση του κυκλώματος δε

διαφοροποιείται πρακτικά σε σχέση με την περίπτωση των 40 Gb/s, και με τον τρόπο αυτό επιβεβαίωσαν το κυριότερο πλεονέκτημα του προτεινόμενου κυκλώματος, το οποίο αποτελεί η δυνατότητα λειτουργίας σε υπερυψηλές ταχύτητες.

Αναφορές

[3.1] A. Borella et al., "Statistical multiplexing of random processes in packet switching networks," IEE Proceedings on Commun., 143, (5), 1996, pp. 325-334.

[3.2] A. Jourdan et al., "The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks," IEEE Commun. Mag., 39, March 2001, pp. 136-141.

[3.3] D.K. Hunter and I. Andonovic, "Approaches to optical internet packet switching," IEEE Comm. Mag., September 2000, pp. 116-122.

[3.4] L. Tancevski et al., "Optical routing of asynchronous, variable length packets," IEEE J. Select. Areas Commun., 18, October 2000, pp. 2084-2093.

[3.5] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective," Academic Press Inc., NY, 2nd Edition, 2002.

[3.6] A. N. Pinto, "Timing Jitter in Optical Communication Systems," in *Frontiers in Optics*, OSA Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2006), paper FMD5.

[3.7] B. Sartorius, "All-Optical clock recovery for 3R optical regeneration", in OFC 2001, paper MG7, USA, 2001.

[3.8] D. Chiaroni et al., "All-optical clock recovery from 10 Gbit/s asynchronous data packets," in ECOC 2000, 4, 2000, pp. 69-70.

[3.9] Ν. Πλέρος, «Ψηφιακά Συστήματα Υπερηψηλών Ταχυτήτων για Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2004.

[3.10] D. Blumenthal et al., "All-Optical Label Swapping Networks and Technologies", J. of Lightwave Technology, 18, (12), December 2000, pp. 2058-2075.

[3.11] T. von Lerber, S. Honkanen, A. Tervonen, H. Ludvigsen, F. Küppers, "Optical clock recovery methods: Review," ELSEVIER Optical Fiber Technology, 15, 2009, pp. 363-372.

[3.12] S. Kawanishi, M. Saruwatari, "10 GHz timing extraction from randomly modulated optical pulses using phase-locked loop with travelling-wave laser-diode optical amplifier using optical gain modulation," Electron. Lett. 28 (5), 1992, pp. 510-511.

[3.13] T. Yamamoto, L. Oxenløwe, C. Schmidt, C. Schubert, E. Hilliger, U. Feiste, J. Berger, R. Ludwig, H.G. Weber, "Clock recovery from 160 Gbit/s data signals using phase-locked loop with interferometric optical switch based on semiconductor optical amplifier," Electron. Lett. 37 (8), 2001, pp. 509–510.

[3.14] D.T.K. Tong, K. Deng, B. Mikkelsen, G. Raybon, K.F. Dreyer, J.E. Johnson, 160 Gbit/s clock recovery using electroabsorption modulator-based phaselocked loop, Electron. Lett. 36 (23), 2000, pp. 1951–1952.

[3.15] J.P. Turkiewicz, E. Tangdiongga, G.D. Khoe, H. de Waardt, Clock recovery and demultiplexing performance of 160-Gb/s OTDM field experiments, IEEE Photon. Technol. Lett., 16 (6), 2004, pp. 1555–1557.

[3.16] K. Smith, J.K. Lucek, "All-optical clock recovery using a mode-locked laser," Electron. Lett. 28 (19), 1992, pp. 1814–1816.

[3.17] K. Vlachos, G. Theophilopoulos, A. Hatziefremidis, H. Avramopoulos, "30 Gb/s all-optical clock recovery circuit," IEEE Photon. Technol. Lett. 12 (6), 2000, pp. 705–707.

[3.18] K.G. Vlachos, "Optical clock recovery and clock division at 20 Gb/s using a tunable semiconductor fiber ring laser," Opt. Commun. 222, 2003, pp. 249–255.

[3.19] T. Ohno et al., "Recovery of 80 GHz optical clock from 160 Gbit/s data using regeneratively modelocked laser diode", Electronics Lett. 39 (19), September 2003, pp. 1398-1400.

[3.20] M. Jinno, T. Matsumoto, "All-optical timing extraction using 1.5 lm selfpulsating multielectrode DFB LD," Electron. Lett. 24 (23), 1988, pp. 1426–1427.

[3.21] W. Mao, Y. Li, M. Al-Mumin, G. Li, "40 Gbit/s all-optical clock recovery using two-section gain-coupled DFB laser and semiconductor optical amplifier," Electron. Lett. 37 (21), 2001, pp. 1302–1303.

[3.22] C. Bornholdt et al, "All optical clock recovery at 80 GHz and beyond," in ECOC 2001, 4 , September 2001, pp. 502-503.

[3.23] C. Bornholdt et al., "Novel all-optical 3R regenerator concept demonstrated at 40 Gbit/s," in ECOC 2002, paper PD4.8, Copenhagen Denmark, 2002.

[3.24] B. Sartorius et al., "40 GHz optical clock recovery for application in asynchronous networks," in ECOC 2001, 3 , October 2001, pp. 442-443.

[3.25] D.-H. Kim et al., "Clock and data recovery circuit with two exclusive-OR phase frequency detector", Electronics Lett. 36, (16), August 2000, pp. 1347-1349.

[3.26] H. Nishizawa et al., "Design of a 10-Gb/s Burst-Mode Optical Packet Receiver Module and Its Demonstration in a WDM Optical Switching Network," J. of Lightw. Technol. 20, (7), July 2002, pp. 1078-1083.

[3.27] M. Jinno, T. Matsumoto, M. Koga, "All-optical timing extraction using an optical tank circuit," IEEE Photon. Technol. Lett. 2 (3), 1990, pp. 203–204.

[3.28] M. Jinno, T. Matsumoto, "Optical tank circuits used for all-optical timing recovery," IEEE J. Quantum Electron. 28 (4), 1992, pp. 895–900.

[3.29] X. Zhou, C. Lu, P. Shum, H.H.M. Shalaby, T.H. Cheng, P. Ye, "A performance analysis of an all-optical clock extraction circuit based on Fabry–Perot filter," J. Lightwave. Technol. 19 (5), 2001, pp. 603–613.

[3.30] T. von Lerber, J. Tuominen, H. Ludvigsen, S. Honkanen, F. Kueppers, "Multichannel and rate all-optical clock recovery," IEEE Photon. Technol. Lett. 18 (12), 2006, pp. 1395–1397.

[3.31] J. Lee, H. Cho, S.K. Lim, S.S. Lee, J.S. Ko, "Optical clock recovery scheme for a high bit rate nonreturn-to-zero signal using fiber Bragg grating filters," Opt. Eng. 44 (2), 2005, p. 020502.

[3.32] Κ. Γιαννόπουλος, «Κυκλώματα Υπερυψηλών Ταχυτήτων για Ψηφιακά Οπτικά Δίκτυα», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2004.

[3.33] C. Bintjas, K. Yiannopoulos, N. Pleros, G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, H. Avramopoulos and G. Guekos, "Clock recovery circuit for optical packets," IEEE Photon. Technol. Lett. 14, (9), September 2002, pp. 1363-1365.

[3.34] N. Pleros, K. Vyrsokinos, C. Bintjas, K. Yiannopoulos, K. Vlachos, H. Avramopoulos and G. Guekos, "All-optical clock recovery from short, asynchronous data packets at 10 Gbps," IEEE Photon. Technol. Lett. 15, (9), September 2003, pp. 1291-1293.

[3.35] D. Tsiokos, P. Bakopoulos, O. Zouraraki, G. Maxwell, A. Poustie and H. Avramopoulos, "Integrated MZI-based All-Optical Clock and Data Recovery for Asynchronous Variable Packet Length Traffic," in ECOC 2005, paper We4.P.022, Glasgow Scotland, September 2005.

[3.36] P. Bakopoulos, D. Tsiokos, O. Zouraraki, and H. Avramopoulos,G. Maxwell and A. Poustie, "Compact all-optical packet clock and data recovery circuit using generic integrated MZI switches," Opt. Express 13 (17), August 2005, pp. 6401-6406.

[3.37] C. Bintjas, N. Pleros, K. Yiannopoulos, G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, H. Avramopoulos and G. Guekos, "All-optical packet address and payload separation," IEEE Photon. Technol. Lett. 14, (12), December 2002, pp. 1728-1730, December 2002.

[3.38] L. Stampoulidis, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, P. Bakopoulos, O. Zouraraki, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Enabling Tb/s Photonic Routing: Development of Advanced Hybrid Integrated Photonic Devices to Realize High-Speed, All-Optical Packet Switching," IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron. 14 (3), May/June 2008, pp. 849 – 860.

[3.39] 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," in OFC 2006, paper PDP25, Anaheim USA, 2006.

[3.40] D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, D. Apostolopoulos, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, "All-Optical Four-Wavelength Burst Mode Regeneration Using Integrated Quad SOA-MZI Arrays," IEEE Photon. Technol. Lett. 20 (23), December 2008, pp. 1953-1955.

[3.41] M. Spyropoulou, N. Pleros, G. Papadimitriou, I. Tomkos, "A High-Speed Multiwavelength Clock Recovery Scheme for Optical Packets," IEEE Photon. Technol. Lett. 20 (24), 2008, pp. 2147-2149.

[3.42] Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, I. Tomkos, "Packet Clock Recovery Using a Bismuth Oxide Fiber-based Optical Power Limiter", OSA Optics Express, vol. 15, July 2007, pp. 9948-9953.

[3.43] Ch. Kouloumentas, A. Tzanakaki, and I. Tomkos, "Clock Recovery at 160 Gb/s and beyond, using a Fiber-Based Optical Power Limiter," IEEE Photon. Technol. Lett. 18, (22), November 2006, pp. 2365-2367.

[3.44] Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, I. Tomkos, "Packet clock recovery at 40 Gb/s and beyond, using a Fabry-Perot filter and an optical power limiter based on a bismuth oxide fiber," CLEO Europe 2007, paper CI7-4-THU, Munich Germany, Jun 2007.

[3.45] Ch. Kouloumentas, P. Vorreau, L. Provost, P. Petropoulos, W. Freude, J. Leuthold, I. Tomkos, "All-Fiberized Dispersion-Managed Multichannel Regeneration at 43 Gb/s," IEEE Photon. Technol. Lett. 20 (22), November 2008, pp. 1854-1856.

[3.46] P. E. Green, Jr., "Fiber optic networks," Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.

[3.47] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.

[3.48] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," in ECOC 1998, Madrid Spain, September 1998, pp. 475–476.

[3.49] L. Provost, C. Finot, P. Petropoulos, K. Mukasa, and D. Richardson, "Design scaling rules for 2R-Optical self-phase modulation-based regenerators," Optics Express, 15, 2007, pp. 5100-5112.

[3.50] Govind P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics," Third Edition, Academic Press, New York, 2001.

[3.51] T. N. Nguyen, M. Gay, L. Bramerie, T. Chartier, J.-C. Simon, "Noise reduction in 2R-regeneration technique utilizing self-phase modulation and filtering, " OSA Optics Express 14 (5), March 2006, pp. 1737-1747.

[3.52] Π. Μπακόπουλος, «Ευρυζωνικά φωτονικά συστήματα παραγωγής και επεξεργασίας σήματος με ισχυρά μη-γραμμικές οπτικές ίνες, με εφαρμογή σε τηλεπικοινωνίες και βιοϊατρική απεικόνιση», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2010.

[3.53] P. Bakopoulos, O. Zouraraki, K. Vyrsokinos and H. Avramopoulos, "2x2 Exchange/Bypass Switch using 0.8m of Highly Nonlinear Bismuth Oxide Fiber," IEEE Photon. Technol. Lett. 19, (10), May 2007, pp. 723-726.

[3.54] S.A. Hamilton, B.S. Robinson, T.E. Murphy, S.J. Savage, E.P. Ippen, **"**100 Gb/s optical time-division multiplexed networks," J. Lightwave Technol. 20, December 2002, pp. 2086-2100.

[3.55] O. Leclerc et al., "Polarisation-independent InP push-pull Mach-Zehnder modulator for 20 Gbit/s soliton regeneration," Electron. Lett. 34 (10), 1998, pp. 1011-1013.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

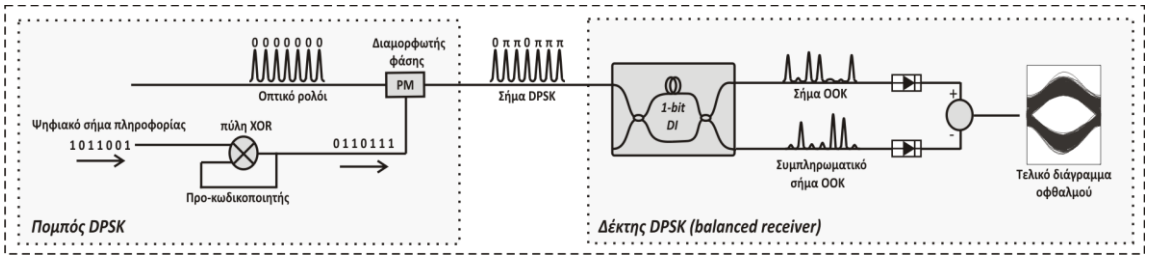
Αναγέννηση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DPSK με χρήση μη γραμμικής πύλης Sagnac

Στα δύο προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκαν οι αμιγώς οπτικές διατάξεις επεξεργασίας σήματος που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της διατριβής για οπτικά σήματα με διαμόρφωση πλάτους (OOK). Στη διαμόρφωση OOK η ψηφιακή πληροφορία αποτελούμενη από λογικά «0» και «1» κωδικοποιείται και μεταδίδεται με απουσία ή παρουσία, αντίστοιχα, οπτικών παλμών. Αποτέλεσε δε και εξακολουθεί να αποτελεί το πλέον διαδεδομένο σχήμα διαμόρφωσης (modulation format) λόγω της εύκολης υλοποίησης των διατάξεων του πομπού και του δέκτη. Παράλληλα με την εξέλιξη των φωτονικών συστημάτων OOK μετάδοσης, παρατηρήθηκε την τελευταία δεκαετία έντονη ερευνητική δραστηριότητα στην ανάπτυξη και υιοθέτηση προηγμένων σχημάτων διαμόρφωσης (advanced modulation formats) με σκοπό την καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος, τη μεγαλύτερη ανθεκτικότητα των οπτικών σημάτων στα μη γραμμικά φαινόμενα και τα φαινόμενα διασποράς, καθώς και τη μείωση των απαιτήσεων ισχύος στο δέκτη του συστήματος [4.1].

Κυρίαρχη θέση στα σχήματα διαμόρφωσης που μελετήθηκαν και εξακολουθούν να μελετώνται κατέχει η κωδικοποίηση ολίσθησης φάσης (PSK-Phase-Shift Keying) κατά την οποία η πληροφορία κωδικοποιείται στη φάση και όχι το πλάτος των οπτικών σημάτων [4.1]. Η μεταδιδόμενη οπτική ισχύς διαμοιράζεται εξίσου στις χρονοθυρίδες των δυφίων και μπορεί να καταλαμβάνει ολόκληρη ή ένα μέρος μόνο της διάρκειας του δυφίου με τη μορφή οπτικών παλμών. Στην πρώτη περίπτωση το σήμα ονομάζεται (NRZ-PSK) και η χρονική του απεικόνιση έχει τη μορφή ενός συνεχούς κύματος (cw), ενώ στη δεύτερη περίπτωση ονομάζεται (RZ-PSK) και έχει τη μορφή ενός οπτικού ρολογιού. Και στις δύο περιπτώσεις η πληροφορία εμπεριέχεται στη φάση του οπτικού σήματος μέσα στη διάρκεια του κάθε δυφίου και μπορεί να ανακτηθεί με σύγχρονη ανίχνευση (coherent detection) [4.2]-[4.3] ή απευθείας ανίχνευση (direct detection) [4.4]-[4.8] στο δέκτη του συστήματος. Για τη σύγχρονη ανίχνευση είναι απαραίτητη η χρήση μίας σταθερής αναφοράς φάσης η οποία παρέχεται από cw laser στο δέκτη του συστήματος. Το laser θα πρέπει να παραμένει κλειδωμένο ως προς τη φάση σε σχέση με το οπτικό σήμα, έτσι ώστε να συμβάλλει μαζί του με καθορισμένο τρόπο στη φωτοδίοδο του δέκτη.

Η απευθείας ανίχνευση μειώνει σημαντικά την πολυπλοκότητα του δέκτη καθώς δεν απαιτεί την ύπαρξη σταθερής αναφοράς φάσης. Αντίθετα, για το κάθε δυφίο η φάση του προηγούμενου δυφίου χρησιμοποιείται ως μία σχετική αναφορά φάσης. Στην περίπτωση

αυτή το σχήμα διαμόρφωσης ονομάζεται διαφορική μεταλλαγή ολίσθησης φάσης (DPSK-Differential Phase-Shift Keying) και η μεταδιδόμενη πληροφορία κωδικοποιείται στη μεταβολή της φάσης μεταξύ διαδοχικών δυφίων, η οποία μπορεί να ισούται με 0 ή π rad. Στο δέκτη του συστήματος, το DPSK σήμα εισέρχεται σε ένα συμβολόμετρο καθυστέρησης (DI-Delay Interferometer), του οποίου η διαφορική καθυστέρηση μεταξύ των δύο βραχιόνων ισούται με τη διάρκεια του δυφίου (1-bit DI), και επομένως οδηγεί σε συμβολή διαδοχικών δυφίων. Με τον τρόπο αυτό το DPSK σήμα αποκωδικοποιείται και μετατρέπεται σε σήμα OOK, το οποίο μπορεί να ανιχνευθεί από απλή φωτοδίοδο.
Για την ορθή ανάκτηση της ψηφιακής πληροφορίας απαιτείται στον πομπό συστήματος μετάδοσης DPSK η χρήση προκωδικοποιητή (precoder), ο οποίος συσχετίζει τα διαδοχικά δυφία του σήματος πληροφορίας και τα κωδικοποιεί στις αλλαγές της φάσης του οπτικού σήματος. Η υλοποίηση του precoder είναι ιδιαίτερα απλή καθώς βασίζεται στη χρήση ηλεκτρονικής πύλη XOR με ανάδραση [4.9]. Ένα δεύτερο σημαντικό χαρακτηριστικό της διαμόρφωσης DPSK σχετίζεται με τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης που περιγράφηκε παραπάνω. Το 1-bit DI έχει δύο θύρες εξόδου οι οποίες αποδίδουν συμπληρωματικές ακολουθίες δυφίων. Πιο συγκεκριμένα, η μία θύρα αποδίδει τη ψηφιακή ακολουθία στην είσοδο του προκωδικοποιητή και η έτερη θύρα τη συμπληρωματική ακολουθία. Οδηγώντας το σήμα και της δεύτερης θύρας σε φωτοδίοδο και αφαιρώντας τα ηλεκτρονικά σήματα που προκύπτουν από τις δύο φωτοδιόδους, καθίσταται δυνατή η επίτευξη του ίδιου ρυθμού λανθασμένων δυφίων (BER) με αυτόν συστήματος μετάδοσης OOK, με χαμηλότερη όμως οπτική ισχύ κατά 3 dB [4.1], [4.10]-[4.12]. Το συγκεκριμένο σχήμα ανίχνευσης ονομάζεται ισορροπημένη ανίχνευση (balanced detection) και αποτελεί το σημαντικότερο πλεονέκτημα της διαμόρφωσης DPSK.
Ιστορικά η έρευνα και ανάπτυξη συστημάτων οπτικής μετάδοσης (D)PSK υπήρξε έντονη στα τέλη της δεκαετίας του 1980 και στις αρχές της επόμενης δεκαετίας κυρίως για οπτικές ζεύξεις μεγάλων αποστάσεων, όπου το πλεονέκτημα της χαμηλότερης ευαισθησίας των δεκτών κατά 3 dB θα μπορούσε να αξιοποιηθεί [4.2]-[4.3]. Με την ανάπτυξη και κυριαρχία των οπτικών ενισχυτών ινών ερβίου (EDFA) το ενδιαφέρον για τη διαμόρφωση (D)PSK ατόνησε καθώς η λαμβανόμενη οπτική ισχύς έπαψε να αποτελεί τον κύριο περιοριστικό παράγοντα στο μήκος των οπτικών ζεύξεων. Το ενδιαφέρον όμως επανήλθε στις αρχές της τρέχουσας δεκαετίας καθώς η κυρίαρχη χρήση της πολυπλεξίας WDM κατέστησε αναγκαία τη βελτιστοποίηση της απόδοσης των οπτικών συστημάτων μετάδοσης. Οι χαμηλότερες απαιτήσεις ευαισθησίας του δέκτη ή ισοδύναμα οι χαμηλότερες απαιτήσεις οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (OSNR) του σήματος σε συνδυασμό με τη μεγαλύτερη ανοχή της διαμόρφωσης στα μη γραμμικά φαινόμενα, οδήγησε στα μέσα της δεκαετίας του 2000 στην επίτευξη βέλτιστων επιδόσεων από συστήματα μετάδοσης WDM μεγάλων αποστάσεων τα οποία βασίζονται σε διαμόρφωση DPSK [4.4]-[4.8]. Η μεγαλύτερη ανοχή στα μη γραμμικά φαινόμενα αποτελεί το δεύτερο μεγαλύτερο πλεονέκτημα της DPSK και πηγάζει από το γεγονός ότι η οπτική ισχύς ισοκατανέμεται σε όλες τις χρονοθυρίδες δυφίων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα για την ίδια μεταδιδόμενη μέση ισχύ, η ισχύς κορυφής των παλμών να είναι η μισή σε σχέση με την OOK διαμόρφωση και επιπλέον να μειώνεται η επίπτωση μη γραμμικών φαινομένων, όπως η ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM), η οποία εξαρτάται από τη συγκεκριμένη ακολουθία των δυφίων [4.1]. Τέλος, ένα ακόμη



Σχήμα 4.1: Τυπική δομή του πομπού και του δέκτη σε οπτικό σύστημα μετάδοσης με διαμόρφωση RZ-DPSK και απευθείας ανίχνευση (direct detection).

πλεονέκτημα της διαμόρφωσης DPSK σε σχέση με τη διαμόρφωση OOK σχετίζεται με τη μεγαλύτερη ανοχή της στο διαδοχικό οπτικό φιλτράρισμα (narrow-band optical filtering), το οποίο επίσης αποτελεί έναν από τους κύριους περιοριστικούς παράγοντες στα σύγχρονα, μεγαλύτερης διαφάνειας (transparency) και πιο εκτεταμένης οπτικής επεξεργασίας, οπτικά δίκτυα επικοινωνιών [4.1]. Στο σχήμα 4.1 παριστάνεται η τυπική διαδικασία κωδικοποίησης ψηφιακής πληροφορίας σε οπτικά σήματα με διαμόρφωση RZ-DPSK καθώς και η διαδικασία αποκωδικοποίησης και ανίχνευσης με χρήση ισορροπημένου δέκτη (balanced receiver).

Όπως περιγράφηκε και στο κεφάλαιο 2 της παρούσας διατριβής για τα σήματα OOK, η διάδοση των οπτικών σημάτων με διαμόρφωση RZ-DPSK επιφέρει τη σταδιακή αλλοίωση των βασικών τους χαρακτηριστικών λόγω γραμμικών και μη γραμμικών φαινομένων διάδοσης καθιστώντας απαραίτητη την περιοδική τους αναγέννηση. Για τους λόγους που επίσης περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 2, η αμιγώς οπτική αναγέννηση διαθέτει σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των o/e/o αναγεννητών, και ως εκ τούτου η ανάπτυξη οπτικών αναγεννητών για σήματα RZ-DPSK έχει συγκεντρώσει τα τελευταία χρόνια έντονο ενδιαφέρον και σημαντικές ερευνητικές προσπάθειες. Σε σύγκριση με τα αντίστοιχα RZ-OOK σήματα, στα οποία η αλλοίωση των χαρακτηριστικών σχετίζεται με την εξασθένιση, την αλλοίωση της μορφής των παλμών και τη συσσώρευση timing-jitter, στα σήματα διαμόρφωσης φάσης σχετίζεται επιπλέον με την αλλοίωση της φάσης των παλμών. Η αλλοίωση αυτή έχει ως αποτέλεσμα η μεταβολή της φάσης μεταξύ διαδοχικών δυφίων να μην είναι αυστηρά 0 ή π rad, αλλά να κυμαίνεται σε ένα εύρος γύρω από τις ιδανικές τιμές. Συνέπεια του θορύβου στη φάση (phase noise) είναι η εμφάνιση διακυμάνσεων στην ισχύ κορυφής και η δημιουργία παλμών «φαντασμάτων» στα αποκωδικοποιημένα OOK σήματα στην έξοδο του DI που οδηγούν σε «κλείσιμο» του τελικού διαγράμματος οφθαλμού. Η επιπλέον διάσταση στις παραμέτρους των οπτικών σημάτων DPSK κάνει επομένως αναγκαία την ανάπτυξη 2R ή 3R αναγεννητών, οι οποίοι θα είναι σε θέση να καταπιέζουν επιπλέον το θόρυβο φάσης των εισερχόμενων σημάτων ή στην χειρότερη περίπτωση θα μπορούν να επιτελούν τις λειτουργίες της 2R και 3R αναγέννησης διατηρώντας τη φάση των εισερχόμενων σημάτων αναλλοίωτη (phase preserving regenerators).

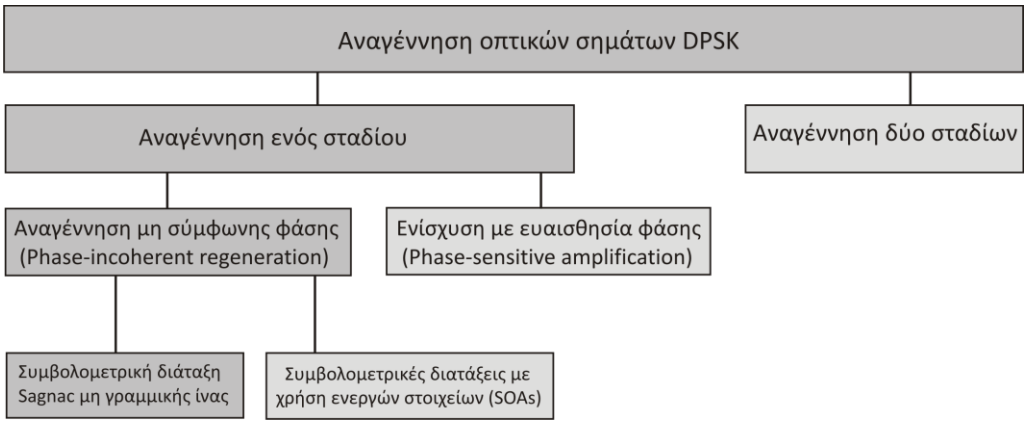
Οι αναγεννητικές διατάξεις οι οποίες έχουν προταθεί έως σήμερα στη βιβλιογραφία για σήματα RZ-DPSK μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με κριτήριο τον τρόπο με τον οποίο διαχειρίζονται και επιχειρούν να αναγεννήσουν (ή να διατηρήσουν) το πλάτος και τη φάση των παλμών του σήματος εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, οι προταθέντες αναγεννητές διακρίνονται σε διατάξεις οι οποίες επιχειρούν να αναγεννήσουν τόσο τη φάση όσο και το πλάτος των παλμών εισόδου χρησιμοποιώντας δύο διακριτά στάδια αναγέννησης [4.13] και

σε διατάξεις, οι οποίες χρησιμοποιούν ένα μόνο στάδιο επεξεργασίας, επιχειρώντας είτε να αναγεννήσουν μόνο το πλάτος των παλμών με μηδενική ή ελάχιστη διαταραχή της φάσης τους [4.14]-[4.17], είτε να αναγεννήσουν ταυτόχρονα και τα δύο χαρακτηριστικά μεγέθη των οπτικών παλμών.

Οι αναγεννητές της τελευταίας κατηγορίας διαθέτουν σε σύγκριση με αυτούς των προαναφερθέντων κατηγοριών αναμφίβολα το πλεονέκτημα της πιο συμπαγούς δομής και σύνθετης λειτουργικότητας, και διακρίνονται με τη σειρά τους σε δύο υποκατηγορίες ανάλογα με τη συγκεκριμένη τεχνική η οποία αξιοποιείται: στην πρώτη υποκατηγορία ανήκουν οι αναγεννητές οι οποίοι βασίζονται στο φαινόμενο μίξης τεσσάρων φωτονίων (FWM) και πιο συγκεκριμένα την ενίσχυση με ευαισθησία φάσης (phase-sensitive amplification) [4.18]-[4.22]. Οι συγκεκριμένοι αναγεννητές διαθέτουν τη δυνατότητα σημαντικής αναγέννησης των σημάτων εισόδου, παρουσιάζουν όμως το σημαντικό μειονέκτημα της αυξημένης πολυπλοκότητας, καθώς απαιτείται η παρουσία τοπικού ταλαντώτη με «κλειδωμένη» φάση ως προς το εισερχόμενο σήμα προς αναγέννηση. Στη δεύτερη υποκατηγορία ανήκουν οι αναγεννητές οι οποίοι βασίζονται στην αποκωδικοποίηση των εισερχόμενων σημάτων DPSK, τη μετατροπή τους σε σήματα OOK και τη χρήση των τελευταίων ως σήματα ελέγχου για τη διαμόρφωση φάσης ενός νέου φέροντος (ή οπτικού ρολογιού) σε μία αμιγώς οπτική πύλη. Η συγκεκριμένη τεχνική ονομάζεται «αναγέννηση μη σύμφωνης φάσης» (phase-incoherent regeneration), ακριβώς διότι περιλαμβάνει τη διαδικασία της αποκωδικοποίησης και επανα-κωδικοποίησης της πληροφορίας της φάσης του εισερχόμενου σήματος. Παρουσιάζει δε ιδιαίτερο ενδιαφέρον λόγω της σημαντικά απλούστερης υλοποίησής της σε σύγκριση με τις διατάξεις που βασίζονται στην ενίσχυση με ευαισθησία φάσης.

Έως την παρούσα διατριβή, η λειτουργία διατάξεων για «αναγέννηση μη σύμφωνης φάσης» είχε πειραματικά επιδειχθεί χρησιμοποιώντας συμβολομετρικές οπτικές πύλες που βασίζονταν στην παρουσία ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών (SOA-Semiconductor Optical Amplifiers) [4.9], [4.23]-[4.26]. Το πλεονέκτημα της χρήσης ενεργών στοιχείων (SOA) για την υλοποίηση της πύλης αποτελεί η δυνατότητα που παρέχεται για τη σχεδίαση ολοκληρωμένων αναγεννητικών διατάξεων μικρού μεγέθους. Από την άλλη μεριά, η χρήση των SOA επιβαρύνει σημαντικά τη διάταξη ως προς τον οπτικό θόρυβο και θέτει σημαντικούς περιορισμούς ως προς την ταχύτητα λειτουργίας του αναγεννητή λόγω του πεπερασμένου χρόνου ανάκαμψης κέρδους των SOA. Οι περιορισμοί αυτοί μπορούν εν μέρει να ξεπεραστούν για ταχύτητες λειτουργίας μέχρι 40 Gb/s με χρήση οπτικού ρολογιού αντί σήματος cw στην είσοδο της πύλης [4.9] και χρήση πολύπλοκων τεχνικών push-pull [4.24]-[4.26], εξακολουθούν όμως να αποτελούν παράγοντα εμφάνισης ανεπιθύμητης διαμόρφωσης (patterning effects) και εν γένει υποβάθμισης της ποιότητας του εξερχόμενου σήματος.

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, επιχειρήθηκε και επιτεύχθηκε πειραματικά για πρώτη φορά η λειτουργία διάταξης «αναγέννησης μη σύμφωνης φάσης» με χρήση συμβολομετρικής πύλης Sagnac μη γραμμικής ίνας. Η χρήση μη γραμμικής ίνας αντί ενεργών στοιχείων παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα τόσο ως προς την εμφάνιση θορύβου όσο και ως προς τους περιορισμούς στην ταχύτητα λειτουργίας της διάταξης λόγω του παθητικού χαρακτήρα της ίνας και της πρακτικά άμεσης απόκρισης της μη



Σχήμα 4.2: Θέση του αναγεννητή πύλης Sagnac με μη γραμμική ίνα στο δέντρο κατηγοριοποίησης οπτικών αναγεννητών σημάτων DPSK.

γραμμικότητας Kerr, αντίστοιχα. Στο σχήμα 4.2 παρουσιάζεται το δέντρο κατηγοριοποίησης οπτικών αναγεννητών σημάτων DPSK και η θέση του αναγεννητή που μελετήθηκε στην παρούσα διατριβή μέσα σε αυτό.

Η δομή του παρόντος κεφαλαίου είναι η εξής: Στην ενότητα 4.1 περιγράφεται και αναλύεται η αρχή λειτουργίας του αναγεννητή μη γραμμικής πύλης Sagnac. Η συγκεκριμένη ενότητα περιλαμβάνει σύντομη παρουσίαση του συμβολόμετρου καθυστέρησης 1-δυφίου και της πύλης Sagnac μη γραμμικής ίνας, καθώς και θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας του συνολικού κυκλώματος αναγέννησης. Στην ενότητα 4.2 παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος στα 40 Gb/s. Η μελέτη βασίστηκε στην πλατφόρμα προσομοίωσης VPItransmissionMaker και πραγματοποιήθηκε για σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης, πλάτους και ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (ASE-Amplified Spontaneous Emission). Στο δεύτερο μέρος της συγκεκριμένης ενότητας παρουσιάζεται η επέκταση της προτεινόμενης τεχνικής καθώς και σχετικά αποτελέσματα προσομοίωσης για λειτουργία του κυκλώματος στα 160 Gb/s, τα οποία αποδεικνύουν τη δυνατότητά του για υψίρρυθμη λειτουργία. Στην ενότητα 4.3 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της πειραματικής μελέτης του κυκλώματος στα 40 Gb/s ενώ, τέλος, στην ενότητα 4.4 συνοψίζονται τα αποτελέσματα και διατυπώνονται τα συμπεράσματα του παρόντος κεφαλαίου.

4.1 Αναγέννηση οπτικών σημάτων DPSK με χρήση μη γραμμικής πύλης Sagnac

Στην παρούσα ενότητα περιγράφεται η αρχή λειτουργίας του αναγεννητή μη γραμμικής πύλης Sagnac και παρουσιάζεται η θεωρητική μελέτη λειτουργίας του. Το οπτικό κύκλωμα του αναγεννητή αποτελείται από δύο κύρια υποσυστήματα, το συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου, το οποίο μετατρέπει το εισερχόμενο σήμα με διαμόρφωση φάσης σε δύο συμπληρωματικά σήματα OOK, και το συμβολόμετρο Sagnac με μη γραμμική ίνα, το οποίο χρησιμοποιείται για την επανακωδικοποίηση της πληροφορίας στη φάση ενός «νέου» φέροντος σήματος cw. Για το λόγο αυτό, πριν την ανάλυση του συνολικού κυκλώματος αναγέννησης, παρουσιάζεται στις δύο επόμενες παραγράφους η αρχή λειτουργίας των δύο βασικών υποσυστημάτων.

4.1.1 Αρχή λειτουργίας συμβολομέτρου καθυστέρησης ενός δυφίου

Το συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου (1-bit DI) αποτελεί όπως δηλώνει και το όνομα του ένα απλό οπτικό συμβολόμετρο, στο οποίο η διαφορά στο οπτικό μήκος των δύο βραχιόνων (δρόμων) αντιστοιχεί σε χρονική διαφορά ίση με τη διάρκεια ενός δυφίου για συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης σήματος. Υλοποιείται ως οπτική διάταξη ελευθέρου χώρου (free-space optics) ή συνηθέστερα ως ολοκληρωμένη οπτική διάταξη συμβολόμετρου Mach-Zehnder σε διάφορες τεχνολογίες οπτικής ολοκλήρωσης.

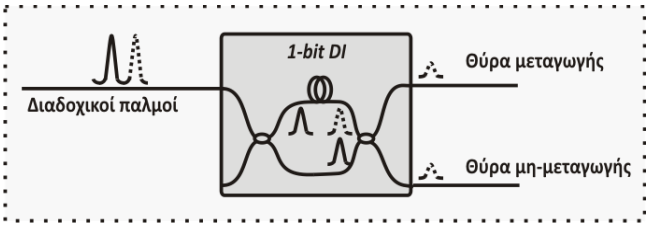
Στο σχήμα 4.3 παρουσιάζεται η γενική δομή του συμβολόμετρου καθυστέρησης όταν αυτό υλοποιείται ως συμβολόμετρο Mach-Zehnder και περιγράφεται η απλή περίπτωση ακολουθίας δύο οπτικών παλμών. Παλμός που εισέρχεται από μία από τις θύρες εισόδου της διάταξης συναντά τον πρώτο συζεύκτη (coupler) της διάταξης με λόγο διαχωρισμού ισχύος 3 dB. Ο παλμός διαιρείται σε δύο τμήματα της ίδιας ισχύος, τα οποία διαδίδονται κατά μήκος των δύο βραχιόνων του συμβολομέτρου. Το τμήμα που διαδίδεται στον κάτω βραχίονα έχοντας να διανύσει συντομότερο οπτικό δρόμο προσεγγίζει γρηγορότερα τον συζεύκτη εξόδου με λόγο διαχωρισμού ισχύος επίσης 3 dB και εξέρχεται με την ίδια ισχύ, ίση με το ¼ της αρχικής, και από τις δύο θύρες εξόδου (μεταγωγής και μη-μεταγωγής). Το τμήμα του παλμού που διαδίδεται στον άνω βραχίονα έχοντας να διανύσει μακρύτερο οπτικό (και φυσικό) δρόμο προσεγγίζει καθυστερημένα το συζεύκτη εξόδου. Στην περίπτωση που η διαφορά των οπτικών δρόμων αντιστοιχεί ακριβώς σε χρονική διαφορά ενός δυφίου, τότε το συγκεκριμένο τμήμα του πρώτου παλμού φθάνει ταυτόχρονα με το τμήμα του ακολουθούντος παλμού που διαδίδεται στον κάτω βραχίονα και συμβάλλει μαζί του στις δύο θύρες εξόδου. Το αποτέλεσμα της συμβολής εξαρτάται από τη σχετική φάση των τμημάτων που συμβάλλουν και μπορεί να οδηγήσει σε έξοδο της ισχύος από τη θύρα μεταγωγής, τη θύρα μη-μεταγωγής ή και τις δύο θύρες ταυτόχρονα. Σημειώνεται δε ότι σε όλες τις πρακτικές υλοποιήσεις, παρεμβάλλεται σε ένα από τους δύο ή και στους δύο βραχίονες ολισθητής φάσης (phase shifter), ο οποίος βασίζεται συνηθέστερα στο θερμο-οπτικό φαινόμενο και ο οποίος παρέχει ικανό εύρος «μικρορύθμισης» της φάσης του διαδιδόμενου σήματος, έτσι ώστε να εξασφαλίζει τη σε φάση (in-phase) ή εκτός φάσης (out-of-phase) συμβολή των τμημάτων διαφορετικών παλμών.

Στην περίπτωση παλμών που ανήκουν σε σήμα εισόδου με διαμόρφωση RZ-DPSK, το συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου χρησιμοποιείται για τη μετατροπή του σήματος με διαμόρφωση φάσης σε σήμα με διαμόρφωση πλάτους (OOK), και επομένως στην αποκωδικοποίηση της πληροφορίας που έχει κωδικοποιηθεί στη μεταβολή της φάσης μεταξύ διαδοχικών παλμών [4.27]-[4.29]. Πιο συγκεκριμένα, το οπτικό πεδίο των παλμών τάξης *n* και *n+1* μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

$$A_n(\tau) = A_o \cdot a(\tau) \cdot e^{-j\varphi_n^{DPSK}} \tag{4.1}$$

$$A_{n+1}(\tau) = A_o \cdot a(\tau) \cdot e^{-j\varphi_{n+1}^{DPSK}} \tag{4.2}$$

όπου *Ao* το πλάτος του οπτικού πεδίου, *a(τ)* η συνάρτηση που καθορίζει το σχήμα στο πεδίο του χρόνου (περιβάλλουσα) του παλμού και φ_n^{DPSK} και φ_{n+1}^{DPSK} οι φάσεις των δύο παλμών σύμφωνα με την κωδικοποίηση, και οι οποίες (ιδανικά) λαμβάνουν τιμή 0 ή π rad.



Σχήμα 4.3: Αρχή λειτουργίας συμβολομέτρου καθυστέρησης 1-δυφίου (1-bit delay interferometer).

Καθώς ο παλμός τάξης *n* εισέρχεται στο συμβολόμετρο χωρίζεται σε δύο τμήματα ίσης ισχύος, όπως έχει ήδη περιγραφεί. Το οπτικό πεδίο των τμημάτων στον άνω και τον κάτω βραχίονα δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$A_n^{up}(\tau) = \frac{A_o}{\sqrt{2}} \cdot a(\tau) \cdot e^{-j\varphi_n^{DPSK}} \tag{4.3}$$

$$A_n^{low}(\tau) = \frac{A_o}{\sqrt{2}} \cdot a(\tau) \cdot e^{-j\cdot(\varphi_n^{DPSK} + \frac{\pi}{2})} \tag{4.4}$$

όπου ο επιπλέον παράγοντας φάσης π/2 στην έκφραση του τμήματος του κάτω βραχίονα οφείλεται στις ιδιότητες του συζεύκτη για το τμήμα της ισχύος που συζεύγνεται στην θύρα διασταύρωσης (cross) του συζεύκτη [4.30]. Αντίστοιχες εκφράσεις με αυτές των εξισώσεων (4.3) και (4.4) ισχύουν και για τα τμήματα του παλμού τάξης *n+1*. Δεδομένης τώρα της συμβολής στον συζεύκτη εξόδου του άνω τμήματος του παλμού τάξης *n* και του κάτω τμήματος του παλμού τάξης *n+1*, το οπτικό πεδίο στις θύρες μεταγωγής $A^S(\tau)$ και μη-μεταγωγής $A^U(\tau)$ του συμβολομέτρου αποτελεί υπέρθεση των επιμέρους πεδίων και δίνεται από τις ακόλουθες εκφράσεις:

$$A^S(\tau) = \frac{A_o}{2} \cdot a(\tau) \cdot e^{-j\varphi_n^{DPSK}} - \frac{A_o}{2} \cdot a(\tau) \cdot e^{-j\varphi_{n+1}^{DPSK}} \tag{4.5}$$

$$A^U(\tau) = \frac{A_o}{2} \cdot a(\tau) \cdot e^{-j(\varphi_n^{DPSK} + \frac{\pi}{2})} + \frac{A_o}{2} \cdot a(\tau) \cdot e^{-j(\varphi_{n+1}^{DPSK} + \frac{\pi}{2})} \tag{4.6}$$

ενώ η οπτική ισχύς στις δύο θύρες δίνεται αντίστοιχα από τις παρακάτω εκφράσεις:

$$P^S(\tau) = \frac{P_o}{4} \cdot \left[a(\tau)\right]^2 \cdot \left| e^{-j\varphi_n^{DPSK}} - e^{-j\varphi_{n+1}^{DPSK}} \right|^2 \tag{4.7}$$

$$P^U(\tau) = \frac{P_o}{4} \cdot \left[a(\tau)\right]^2 \cdot \left| e^{-j(\varphi_n^{DPSK} + \frac{\pi}{2})} + e^{-j(\varphi_{n+1}^{DPSK} + \frac{\pi}{2})} \right|^2 \tag{4.8}$$

όπου P_o η ισχύς κορυφής των αρχικών παλμών στην είσοδο του συμβολόμετρου. Από τις εξισώσεις (4.7) και (4.8) γίνεται φανερό ότι η εμφάνιση ή όχι οπτικής ισχύος στις θύρες μεταγωγής και μη-μεταγωγής εξαρτάται αποκλειστικά από τις φάσεις φ_n^{DPSK} και φ_{n+1}^{DPSK} της κωδικοποίησης DPSK. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση κατά την οποία οι φάσεις των διαδοχικών παλμών είναι ίδιες και επομένως η διαφορά τους είναι μηδενική, η οπτική ισχύς εμφανίζεται στη θύρα μη μεταγωγής με τη μορφή παλμού ίσης ισχύος κορυφής με αυτήν των παλμών εισόδου. Στην ίδια περίπτωση, δεν εμφανίζεται οπτική ισχύς (παλμός) στη θύρα μεταγωγής. Στην περίπτωση κατά την οποία η διαφορά των φάσεων κωδικοποίησης ισούται με π, ο παλμός εμφανίζεται στη θύρα μη-μεταγωγής ενώ δεν εξέρχεται οπτική ισχύς από τη θύρα μεταγωγής. Γίνεται επομένως εύκολα αντιληπτό, ότι από τη θύρα

μεταγωγής εξέρχεται σήμα με διαμόρφωση πλάτους RZ-OOK το οποίο περιέχει την αρχική πληροφορία που είχε κωδικοποιηθεί στο σήμα DPSK, ενώ από τη θύρα μη-μεταγωγής εξέρχεται αντίστοιχο σήμα RZ-OOK με τη συμπληρωματική πληροφορία (ακολουθία «0» και «1»). Σε ένα συμβατικό δέκτη DPSK, τα σήματα που εξέρχονται από τις δύο θύρες οδηγούνται στις θύρες εισόδου ενός ισορροπημένου δέκτη (balanced receiver), ενώ στο κύκλωμα αναγέννησης που μελετήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής οδηγούνται στις θύρες ελέγχου της μη γραμμικής πύλης Sagnac. Η αρχή λειτουργίας της συγκεκριμένης πύλης παρουσιάζεται συνοπτικά στην επόμενη παράγραφο.

4.1.2 Αρχή λειτουργίας μη γραμμικής πύλης Sagnac

Η γενική δομή του συμβολομέτρου Sagnac με μη γραμμική ίνα εικονίζεται στο σχήμα 4.4α. Το κύριο τμήμα της διάταξης αποτελείται από ένα συζεύκτη διαχωρισμού ισχύος 3 dB (50:50), οι έξοδοι του οποίου ενώνονται μεταξύ τους σχηματίζοντας κλειστό βρόγχο. Σε αυτόν το βρόγχο παρεμβάλλεται η ισχυρά μη γραμμική ίνα (HNLF), η οποία αποτελεί και το μη γραμμικό στοιχείο της διάταξης [4.31]. Όπως έχει ήδη περιγραφεί, οι κυριότερες παράμετροι της HNLF είναι το μήκος της L, η παράμετρος χρωματικής διασποράς *D*, η παράμετρος μη γραμμικότητας *γ* και ο παράγοντας εξασθένησης *a*. Ο βρόγχος περιλαμβάνει ακόμα ένα ή στη γενική περίπτωση δύο συζεύκτες για τη σύζευξη σημάτων ελέγχου τα οποία, όπως θα εξηγηθεί στη συνέχεια, μπορούν να μετάγουν το σήμα εισόδου του συμβολόμετρου.

Όταν σήμα cw σε μήκος κύματος λ_2 εισέρχεται ως είσοδος στο συμβολόμετρο, διαχωρίζεται σε δύο τμήματα, τα οποία εξέρχονται στα σημεία Α και Δ και τα οποία διαδίδονται ωρολογιακά και ανθωρολογιακά, αντίστοιχα, μέσα στον κλειστό βρόγχο. Θεωρώντας ότι το οπτικό πεδίο του εισερχόμενου σήματος δίνεται ως εξής:

$$E_{CW} = E_o \cdot e^{-j\varphi_o} \tag{4.9}$$

τα εξερχόμενα πεδία στα σημεία Α και Δ δίνονται από τις ακόλουθες εκφράσεις:

$$E_A = \frac{E_o}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j\varphi_o} \tag{4.10}$$

$$E_\Delta = \frac{E_o}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j(\varphi_o + \frac{\pi}{2})} \tag{4.11}$$

Στην περίπτωση που δεν υπάρχουν παρόντα σήματα ελέγχου, τα δύο τμήματα του σήματος εισόδου διαδίδονται διαμέσου του βρόγχου και προσεγγίζουν και πάλι τα σημεία Δ και Α, κινούμενα ωρολογιακά και ανθωρολογιακά. Κατά τη διάρκεια της διάδοσης υφίστανται απώλειες λόγω της παρουσίας των δύο συζευκτών ελέγχου και της διάδοσης στη μη γραμμική ίνα. Επιπλέον συσσωρεύουν γραμμική και μη γραμμική στροφή φάσης λόγω της φυσικής διάδοσης και του φαινομένου αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM) μέσα στη μη γραμμική ίνα, αντίστοιχα. Το φαινόμενο χαρακτηρίζεται από απόλυτη συμμετρία και τα πεδία που προσεγγίζουν τα σημεία Δ και Α έχοντας διανύσει το μήκος του βρόγχου μπορούν να περιγραφούν ως εξής αν αγνοηθούν οι απώλειες μέσα στη μη γραμμική ίνα:

$$E'_\Delta = \frac{(1-a)\cdot E_o}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j(\varphi_o + \varphi_L + \varphi_{NL}^{SPM})} \tag{4.12}$$

$$E'_A = \frac{(1-a)\cdot E_o}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j(\varphi_o + \frac{\pi}{2} + \varphi_L + \varphi_{NL}^{SPM})} \tag{4.13}$$

Στις παραπάνω εκφράσεις η παράμετρος *a* περιγράφει το λόγο σύζευξης ισχύος των συζευκτών ελέγχου, ο οποίος στο σχήμα 4.4α αναγράφεται ίσος με 0.7, ενώ οι φ_L και φ_{NL}^{SPM} τη γραμμική και μη γραμμική στροφή φάσης:

$$\varphi_L = k \cdot L \tag{4.14}$$

$$\varphi_{NL}^{SPM} = \gamma L \cdot \frac{(1-a)\cdot |E_{in}|^2}{2} \tag{4.15}$$

όπου *k* η σταθερά διάδοσης μέσα στη μη γραμμική ίνα. Τα πεδία που περιγράφονται από τις εξισώσεις (4.12) και (4.13) συμβάλλουν και πάλι στο συζεύκτη εισόδου και επομένως τα πεδία που εξέρχονται από το βρόγχο πίσω προς τη θύρα εισόδου E^R και προς τη θύρα εξόδου E^T δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$E^R = (1-a)\cdot E_o \cdot e^{-j(\varphi_o + \varphi_L + \varphi_{NL}^{SPM} + \frac{\pi}{2})} \tag{4.16}$$

$$E^T = 0 \tag{4.17}$$

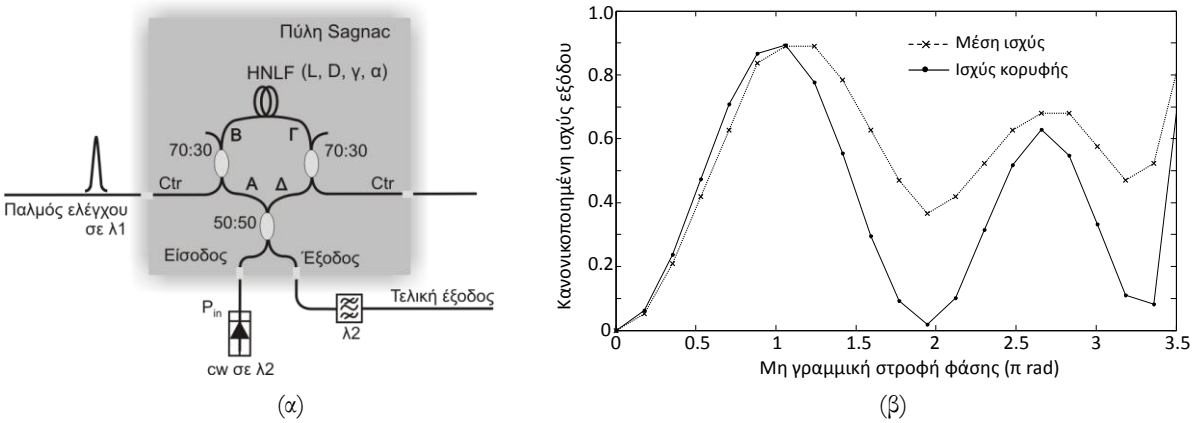
Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι στη περίπτωση κατά τη οποία δεν υπάρχουν σήματα ελέγχου, η οπτική ισχύς του εισερχόμενου σήματος cw «καθρεπτίζεται» πίσω στη θύρα εισόδου (με απώλειες που οφείλονται στους συζεύκτες ελέγχου), ενώ η ισχύς που περνά στην έξοδο του συμβολομέτρου είναι μηδενική. Για το λόγο αυτό, η συγκεκριμένη διάταξη ονομάζεται και μη γραμμικός οπτικός βρόγχος κατοπτρισμού (NOLM-Nonlinear Optical Loop Mirror). Στην περίπτωση τώρα κατά την οποία παλμός ελέγχου σε μήκος κύματος λ_1 εισέρχεται μέσα στο βρόγχο από μία εκ των θυρών ελέγχου της διάταξης, η συμμετρία του φαινομένου διαταράσσεται, καθώς ο παλμός επάγει επιπλέον στροφή φάσης στο τμήμα του σήματος εισόδου που κινείται προς την ίδια κατεύθυνση. Η επιπλέον στροφή φάσης επάγεται μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) και δίνεται ως εξής:

$$\varphi_{NL}^{XPM}(\tau) = 2\cdot\gamma\cdot L\cdot P_o \cdot \left[a(\tau)\right]^2 \tag{4.18}$$

όπου P_o η ισχύς κορυφής του παλμού ελέγχου και $a(\tau)$ η συνάρτηση περιβάλλουσάς του. Στη συγκεκριμένη περίπτωση που παρουσιάζεται στο σχήμα 4.4α, ο παλμός εισέρχεται από τον αριστερό συζεύκτη ελέγχου και επομένως επάγει μη γραμμική στροφή φάσης μόνο στο τμήμα του σήματος εισόδου που περιστρέφεται ωρολογιακά. Αποτέλεσμα αυτού είναι το τμήμα που διαδίδεται ωρολογιακά και προσεγγίζει το σημείο Δ να δίνεται από την ακόλουθη έκφραση:

$$E'_\Delta = \frac{(1-a)\cdot E_o}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j(\varphi_o + \varphi_L + \varphi_{NL}^{SPM} + \varphi_{NL}^{XPM})} \tag{4.19}$$

και επομένως η συμβολή του με το τμήμα του σήματος εισόδου που κινείται αντίρροπα και προσεγγίζει το σημείο Α να εξαρτάται από την τιμή της επαγόμενης φάσης μέσω XPM. Στην περίπτωση που η φάση αυτή ισούται με π, το σχήμα συμβολής αντιστρέφεται και η οπτική ισχύς που επιστρέφει στη θύρα εισόδου είναι μηδενική, ενώ η ισχύς που εξέρχεται από τη θύρα εξόδου είναι μέγιστη, επιτυγχάνοντας με αυτόν τον τρόπο τη μεταγωγή του



Σχήμα 4.4: (α) Δομή μη γραμμικής πύλης Sagnac. (β) Συνάρτηση μεταφοράς μη γραμμικής πύλης Sagnac: Κανονικοποιημένη ισχύς στην έξοδο της πύλης (λ_2) σα συνάρτηση της μη γραμμικής στροφής φάσης που επάγουν στο σήμα εισόδου cw οι παλμοί ελέγχου.

σήματος εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, τα πεδία που εξέρχονται από το βρόγχο πίσω προς τη θύρα εισόδου και τη θύρα εξόδου περιγράφονται ως εξής:

$$E^R = 0 \tag{4.20}$$

$$E^T = (1-a)\cdot E_o \cdot e^{-j(\varphi_o+\varphi_L+\varphi_{NL}^{SPM}+\pi)} \tag{4.21}$$

Σημειώνεται δε ότι τόσο από τη θύρα εισόδου όσο και από τη θύρα εξόδου εξέρχεται και ο παλμός ελέγχου, ο οποίος όμως βρίσκεται σε διαφορετικό μήκος κύματος (λ_1) και επομένως μπορεί να απορριφθεί με κατάλληλη επιλογή οπτικού ζωνοπερατού φίλτρου (OBPF) τοποθετημένου φασματικά γύρω από το μήκος κύματος λ_2. Σημειώνεται επίσης ότι η εξέλιξη του φαινομένου είναι παρόμοια όταν ο παλμός εισέρχεται από τον δεξιό αντί του αριστερού συζεύκτη ελέγχου. Στην περίπτωση αυτή η μη γραμμική στροφή φάσης επάγεται στο τμήμα του σήματος εισόδου που διαδίδεται ανθωρολογιακά στο βρόγχο, και όταν αυτή ισούται με π, επιτυγχάνεται και πάλι μεταγωγή της ισχύος προς τη θύρα εξόδου. Στην περίπτωση αυτή βέβαια το πεδίο που εξέρχεται περιγράφεται από τη σχέση:

$$E^T = (1-a)\cdot E_o \cdot e^{-j(\varphi_o+\varphi_L+\varphi_{NL}^{SPM})} \tag{4.22}$$

Παρατηρώντας τις εξισώσεις (4.21) και (4.22) διαπιστώνεται ότι η ισχύς που εξέρχεται από τη θύρα εξόδου είναι η ίδια στις δύο περιπτώσεις. Η φάση όμως των πεδίων διαφέρει κατά π, γεγονός που όπως θα εξηγηθεί στην επόμενη παράγραφο, έχει ιδιαίτερη σημασία για τη λειτουργία του κυκλώματος αναγέννησης σημάτων DPSK.

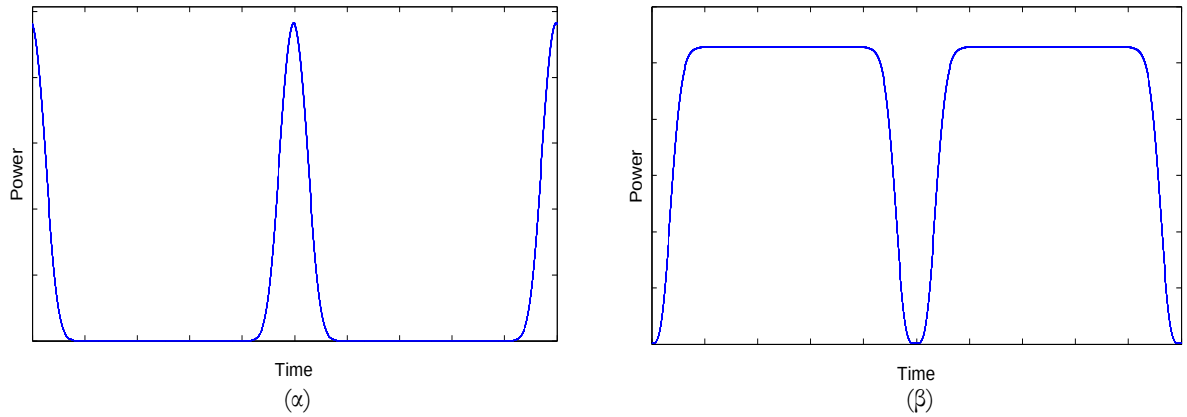
Η εξίσωση (4.18) φανερώνει ότι η μη γραμμική στροφή φάσης που επάγεται μέσω XPM και στην οποία οφείλεται η μεταγωγή του σήματος cw ακολουθεί την περιβάλλουσα ισχύος του παλμού ελέγχου. Γίνεται λοιπόν αντιληπτό ότι αν η μεταγωγή του σήματος εισόδου είναι πλήρης για την οπτική ισχύ κορυφής του παλμού, θα είναι μόνο μερική για το χρονικό διάστημα που αντιστοιχεί στο υπόλοιπο του παλμού ελέγχου. Αποτέλεσμα αυτού είναι πρακτικά η «σχηματοποίηση» παλμών από το σήμα cw στην έξοδο του συμβολομέτρου. Κατά αυτόν τον τρόπο, η μη γραμμική πύλη Sagnac μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μετατροπή μήκους κύματος του παλμικού σήματος ελέγχου καθώς και για την 2R αναγγένησή του, όπως θα δειχθεί αμέσως μετά.

Στο σχήμα 4.4β δίνονται οι συναρτήσεις μεταφοράς του συμβολόμετρου Sagnac, όπως αυτές προέκυψαν μετά από προσομοίωση με τη βοήθεια της πλατφόρμας VPI.

Παρουσιάζουν την ισχύ κορυφής και τη μέση ισχύ των εξερχόμενων παλμών σε μήκος κύματος λ_2 ως προς τη μη γραμμική στροφή φάσης που επιτυγχάνεται από τους παλμούς ελέγχου μέσω του φαινομένου XPM. Η εξερχόμενη ισχύς έχει κανονικοποιηθεί ως προς τη μέγιστη δυνατή. Πιο συγκεκριμένα, η μέγιστη δυνατή εξερχόμενη ισχύς κορυφής των σχηματοποιημένων παλμών εξαρτάται από την ισχύ του σήματος cw στην είσοδο του συμβολόμετρου και τους λόγους σύζευξης των συζευκτών ελέγχου. Η μέγιστη δυνατή μέση ισχύς εξαρτάται επιπλέον από το σχήμα των παλμών ελέγχου, τον κύκλο καθήκοντος (DC-Duty-Cycle) αυτών στο παλμικό σήμα ελέγχου και το λόγο «0» και «1» στη ροή δεδομένων του σήματος ελέγχου. Στον οριζόντιο άξονα παρουσιάζεται η μη γραμμική στροφή φάσης που επιτυγχάνεται στο κέντρο του παλμού, όπως αυτή υπολογίζεται από την εξίσωση (4.18) αντικαθιστώντας $a(\tau=0)=1$. Επισημαίνεται δε το γεγονός ότι η μη γραμμική στροφή φάσης είναι ανάλογη της ισχύος κορυφής των παλμών ελέγχου όπως φαίνεται από την ίδια εξίσωση. Οι καμπύλες του σχήματος 4.4β δείχνουν όπως αναμενόταν ότι μέγιστη μεταγωγή πολύ κοντά στη μέγιστη δυνατή τιμή επιτυγχάνεται για στροφή φάσης ίση με π. Ξεπερνώντας το συγκεκριμένο όριο, η μεταγωγή ισχύος μειώνεται και η ισχύς κορυφής των παλμών εξόδου μηδενίζεται πρακτικά για στροφή φάσης 2π, ενώ για μεγαλύτερες τιμές στροφής φάσης το φαινόμενο γίνεται ιδιαίτερα περίπλοκο και μη πρακτικό, λόγω κυρίως της ιδιαίτερα ισχυρής αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM) και της συνεπακόλουθης αλλοίωσης την οποία υφίστανται οι παλμοί ελέγχου.

Μία δεύτερη σημαντική παρατήρηση συνδέεται με τη μη γραμμική φύση των καμπυλών και ιδιαίτερα της καμπύλης της ισχύος κορυφής των εξερχόμενων παλμών. Τα κύρια μη γραμμικά τμήματά της που βρίσκονται κοντά στην αρχή των αξόνων και γύρω από την τιμή στροφής φάσης ίση με π, αναδεικνύουν τη δυνατότητα του συμβολόμετρου Sagnac να λειτουργήσει ως 2R αναγεννητής και να καταπιέσει αποτελεσματικά θόρυβο στο επίπεδο των λογικών «0» και διακύμανση πλάτους στο επίπεδο των λογικών «1» του σήματος ελέγχου [4.32]-[4.33]. Σε αντίθεση με την αντίστοιχη συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητή Mamyshev που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2 της παρούσας διατριβής, η συνάρτηση μεταφοράς του συμβολόμετρου Sagnac δεν παρουσιάζει εκτεταμένο plateau, διαθέτει όμως όπως περιγράφηκε την απαραίτητη μη γραμμικότητα για την καταπίεση του θορύβου πλάτους.

Τέλος, το σχήμα 4.5α παρουσιάζει τη χρονική μορφή του σήματος στην έξοδο του συμβολομέτρου σε μήκος κύματος λ_2 μετά το ζωνοπερατό φίλτρο. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, παλμοί έχουν «σχηματοποιηθεί» από το εισερχόμενο σήμα cw και μεταχθεί στη συγκεκριμένη θύρα. Το σχήμα 4.5β παρουσιάζει αντίστοιχα το οπτικό σήμα που θα μπορούσε να παρατηρήσει κανείς να επιστρέφει στη θύρα εισόδου. Όπως φαίνεται, το συγκεκριμένο σήμα έχει μία υψηλή στάθμη ισχύος και παρουσιάζει χαρακτηριστικά «βυθίσματα», καθώς αποτελεί ουσιαστικά το τμήμα που έχει απομείνει από το αρχικό σήμα cw μετά τη σχηματοποίηση και μεταγωγή των παλμών που αντιστοιχούν στους παλμούς ελέγχου. Για την πειραματική παρατήρηση του συγκεκριμένου σήματος, είναι αναγκαία η χρήση ενός επιπλέον συζεύκτη ή ιδανικά ενός οπτικού κυκλοφορητή (circulator) στη θύρα εισόδου της διάταξης, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η είσοδος από τη συγκεκριμένη θύρα του σήματος cw και ταυτόχρονα η εξαγωγή του σήματος που δε μετάγεται. Η χρήση ενός ζωνοπερατού φίλτρου είναι και σε αυτήν την περίπτωση απαραίτητη έτσι ώστε να



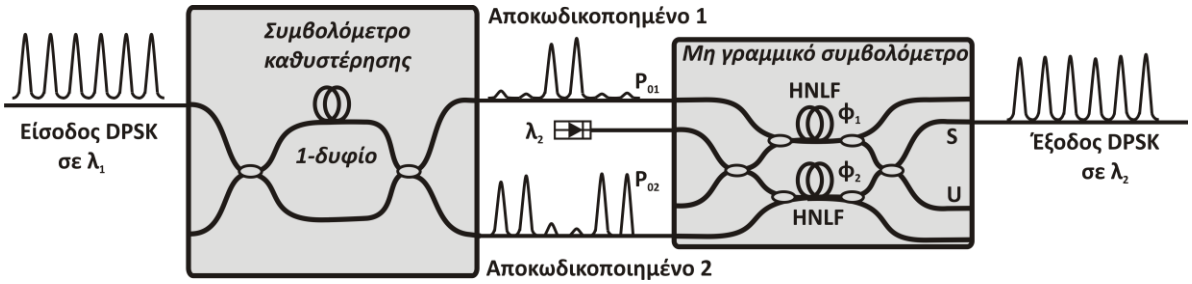
Σχήμα 4.5: (α) Τυπική μορφή παλμού (λ_2) στην έξοδο της πύλης Sagnac ως αποτέλεσμα της μεταγωγής μέρους του σήματος cw από τον παλμό ελέγχου. (β) Τυπική μορφή σήματος (λ_2) το οποίο επιστρέφει και εξέρχεται από τη θύρα εισόδου. Το σήμα αυτό μπορεί πειραματικά να απομονωθεί και να παρατηρηθεί με χρήση κυκλοφορητή (circulator) στην είσοδο της πύλης.

απορρίπτεται το σήμα ελέγχου.

4.1.3 Θεωρητική ανάλυση αναγεννητή

Το κύκλωμα αναγέννησης σημάτων RZ-DPSK που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της διατριβής συνδυάζει τη λειτουργία του συμβολόμετρου καθυστέρησης 1-δυφίου και του μη γραμμικού συμβολομέτρου Sagnac, όπως αυτά αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Το σχήμα 4.6 παρουσιάζει τη δομή του κυκλώματος και περιγράφει την αρχή λειτουργίας του. Σημειώνεται ότι το συμβολόμετρο Sagnac έχει απεικονιστεί στο συγκεκριμένο σχήμα με το ισοδύναμο συμβολόμετρο Mach-Zehnder χωρίς να μεταβάλλεται η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος.

Το σήμα DPSK με μήκος κύματος λ_1 εισέρχεται στο συμβολόμετρο καθυστέρησης και αποκωδικοποιείται με τον τρόπο που περιγράφηκε, αποδίδοντας στις θύρες εξόδου δύο ακολουθίες OOK, που περιέχουν την αρχική ακολουθία δεδομένων και τη συμπληρωματική της. Τα σήματα OOK ενισχύονται και διατηρώντας το συγχρονισμό τους οδηγούνται στο μη γραμμικό συμβολόμετρο για να λειτουργήσουν ως σήματα ελέγχου. Το συμβολόμετρο δέχεται με τη σειρά του ως σήμα εισόδου, σήμα cw σε μήκος κύματος λ_2, διάφορο του λ_1. Το σήμα αυτό κάτω από την επίδραση των δύο σημάτων ελέγχου «σχηματοποιείται» σε παλμούς και μετάγεται προς τη θύρα εξόδου όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Πιο συγκεκριμένα, λόγω του ότι τα σήματα ελέγχου είναι συμπληρωματικές ακολουθίες, εξασφαλίζεται για κάθε χρονοθυρίδα δυφίου η ύπαρξη ενός μόνο παλμού ελέγχου, και επομένως η δημιουργία παλμού στην έξοδο του μη γραμμικού συμβολόμετρου. Με βάση τώρα όσα εξηγήθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, και συνοψίζονται στις εκφράσεις των εξισώσεων (4.21) και (4.22), συμπεραίνεται ότι η φάση των εξερχόμενων παλμών θα είναι η ίδια ή θα διαφέρει κατά π, αναλόγως αν οι παλμοί ελέγχου που συνετέλεσαν στη δημιουργία τους, εισήλθαν από την ίδια ή διαφορετική θύρα ελέγχου. Γίνεται επομένως φανερό ότι στο κύκλωμα του αναγεννητή, το μη γραμμικό συμβολόμετρο επιτελεί το ρόλο της διαμορφωτή φάσης με αμιγώς οπτικό τρόπο και συγκεκριμένα στηριζόμενο στο φαινόμενο Kerr, αλλά εν γένει με παρόμοια αρχή λειτουργίας με αυτήν ενός συμβατικού συμβολομετρικού διαμορφωτή φάσης στηριζόμενου στο ηλεκτροοπτικό φαινόμενο [4.1].



Σχήμα 4.6: Δομή και αρχή λειτουργίας κυκλώματος αναγέννησης σημάτων RZ-DPSK.

Καθώς το συγκεκριμένο κύκλωμα αναγέννησης ανήκει στην κατηγορία των αναγεννητών «μη σύμφωνης φάσης» και επομένως η λειτουργία του στηρίζεται σε αποκωδικοποίηση και επαναδιάμορφωση, θα πρέπει να τονιστεί ότι το σήμα εξόδου (αναγεννημένο σήμα) υφίσταται αλλαγή ως προς την κωδικοποίηση της πληροφορίας σε σχέση με το σήμα εισόδου: θεωρώντας ότι το σήμα εισόδου είναι πράγματι κωδικοποιημένο κατά DPSK, το συμβολόμετρο καθυστέρησης στην είσοδο της διάταξης αναιρεί τη διαφορική κωδικοποίηση και αποδίδει την αυθεντική ακολουθία δεδομένων, η οποία χρησιμοποιείται ως είσοδος στον ηλεκτρονικό προ-κωδικοποιητή (precoder) για τη δημιουργία του σήματος DPSK. Δεδομένου τώρα ότι η συνέχεια του κυκλώματος αναγέννησης δεν περιλαμβάνει κάποιο αντίστοιχο υποσύστημα προκωδικοποίησης, ηλεκτρονικό ή οπτικό, παρά μόνο το μη γραμμικό συμβολόμετρο ως διαμορφωτή φάσης, γίνεται αντιληπτό ότι το σήμα εξόδου δεν περιέχει διαφορική κωδικοποίηση αλλά είναι απλό σήμα PSK. Το γεγονός αυτό δεν αποτελεί ουσιαστικό πρόβλημα σε ένα ρεαλιστικό σύστημα μετάδοσης, καθώς οι διαδικασίες μετασχηματισμού της πληροφορίας μέσω του προκωδικοποιητή και του συμβολόμετρου καθυστέρησης είναι γνωστές και πάντοτε αναστρέψιμες. Καθιστά όμως απαραίτητη τη γνώση του ακριβούς αριθμού των αναγεννητών που παρεμβάλλονται σε ένα σύστημα μετάδοσης έτσι ώστε να είναι γνωστός και ο συνολικός αριθμός συμβολόμετρων καθυστέρησης 1-δυφίου που μετασχηματίζουν την πληροφορία, συμπεριλαμβανομένου και του τελικού συμβολόμετρου καθυστέρησης στο δέκτη του συστήματος. Στην περίπτωση αυτή, θα πρέπει κατά μήκος του συστήματος να υπάρχει ίσος αριθμός στοιχείων (προκωδικοποιητών) που αναιρούν το μετασχηματισμό του συμβολόμετρου καθυστέρησης, σε οποιαδήποτε σειρά, έτσι ώστε να είναι πάντοτε δυνατή η ανάκτηση της πληροφορίας [4.9].

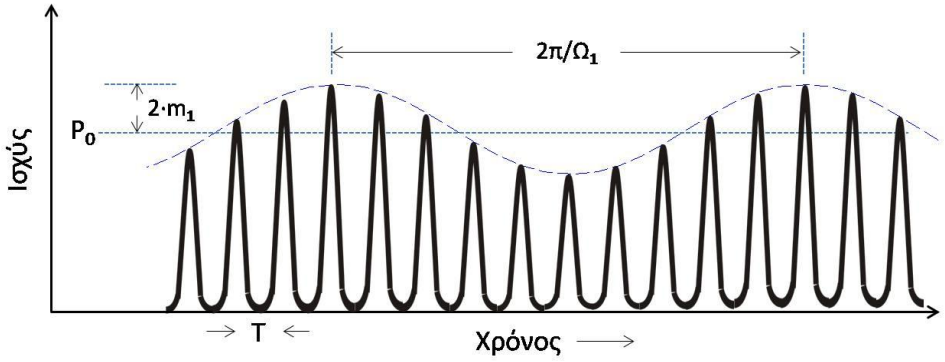
Στην έως τώρα παρουσίαση του κυκλώματος αναγέννησης περιγράφηκε ο τρόπος με τον οποίο το κύκλωμα αποκωδικοποιεί το εισερχόμενο σήμα, και δημιουργεί RZ παλμούς επαναδιαμορφώνοντας κατά φάση ένα νέο οπτικό φέρον (σήμα cw) σε διαφορετικό μήκος κύματος. Στη συνέχεια της παρούσας παραγράφου περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο το κύκλωμα δύναται να αναγεννήσει το εισερχόμενο σήμα. Στο σχήμα 4.6 έχει παρασταθεί η τυπική περίπτωση σήματος εισόδου DPSK με θόρυβο φάσης. Στην περίπτωση αυτή οι παλμοί εισόδου είναι ισοϋψείς αλλά η διαφορά φάσης μεταξύ διαδοχικών παλμών αποκλίνει από την ιδανικές τιμές 0 και π. Στην έξοδο του συμβολόμετρου καθυστέρησης 1-δυφίου προκύπτουν και πάλι δύο συμπληρωματικές ακολουθίες OOK, στις οποίες όμως εμφανίζεται διαμόρφωση πλάτους στο επίπεδο των λογικών «1» και παλμοί «φαντάσματα» στο επίπεδο των λογικών «0». Για κάθε ζεύγος παλμών στην έξοδο, όμως, το άθροισμα των ισχύων κορυφής των παλμών $P_{01}+P_{02}$ είναι σταθερό, καθώς το συμβολόμετρο

καθυστέρησης απλώς αναδιανέμει διαφορετικά τη διαθέσιμη ισχύ μεταξύ των παλμών που συγχρονισμένα εξέρχονται από τις δύο θύρες του συμβολομέτρου καθυστέρησης. Στην περίπτωση αυτή, όπως θα δειχθεί στη συνέχεια, η φάση του παλμού στην έξοδο του μη γραμμικού συμβολόμετρου παραμένει σταθερή, καθώς είναι ανάλογη του αθροίσματος $P_{01}+P_{02}$ των παλμών ελέγχου που δρουν συγχρονισμένα στην πύλη. Αντίθετα το πλάτος (ισχύς κορυφής) του παλμού εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά P_{01}-P_{02} των παλμών ελέγχου. Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι ο θόρυβος φάσης του σήματος εισόδου αναιρείται πλήρως αλλά ένα μέρος του εμφανίζεται ως θόρυβος πλάτους στο σήμα εξόδου του αναγεννητή. Η διαφορά αυτή περιλαμβάνεται στο όρισμα ενός ημιτονοειδούς όρου λόγω της μη γραμμικότητας της πύλης Sagnac και η επίδρασή της αναμένεται να απορροφάται αποτελεσματικά, συμβάλλοντας στη συνολική βελτίωση της ποιότητας του σήματος PSK στην έξοδο του αναγεννητή.

Στην περίπτωση τώρα που το σήμα εισόδου DPSK χαρακτηρίζεται από θόρυβο πλάτους, το συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου αποδίδει ζεύγη παλμών στα οποία το άθροισμα $P_{01}+P_{02}$ παρουσιάζει διακύμανση. Και σε αυτήν την περίπτωση, η πύλη Sagnac δύναται να απορροφήσει τη διακύμανση πλάτους, μετατρέποντας όμως μέρος της σε διακύμανση φάσης στο PSK σήμα εξόδου του κυκλώματος. Η ποιότητα του τελικού σήματος αναμένεται και πάλι να είναι υψηλότερη λόγω του δραστικού περιορισμού του θόρυβου πλάτους.

Τέλος, στην περίπτωση όπου το σήμα εισόδου παρουσιάζει συγχρόνως θόρυβο φάσης και θόρυβο πλάτους, όπως είναι η περίπτωση σήματος με θόρυβο ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (ASE-amplified spontaneous emission) και επομένως υποβαθμισμένο σηματοθορυβικό λόγο (OSNR), το κύκλωμα καταπιέζει αλλά ταυτόχρονα μετατρέπει το κάθε είδος θορύβου (φάσης και πλάτους) στο άλλο. Η συνολική ποιότητα του σήματος, όπως αυτή αντικατοπτρίζεται στον παράγοντα ποιότητας (Q-factor) του αποκωδικοποιημένου σήματος πριν και μετά τον αναγεννητή δύναται να βελτιωθεί για πλήθος συνδυασμού επιπέδων θορύβου, η ταυτόχρονη καταπίεση όμως του θορύβου φάσης και πλάτους στο σήμα (D)PSK αποδεικνύεται ότι είναι δυνατή μόνο όταν τα επίπεδα θορύβου πλάτους είναι χαμηλότερα από τα επίπεδα θορύβου φάσης [4.34]-[4.35]. Για την ποσοτικοποίηση αυτής της περιγραφής, στις αναφορές [4.34]-[4.35] θεωρήθηκε γκαουσσιανός θόρυβος για τη φάση και το πλάτος των παλμών εισόδου και εξάχθηκε το συμπέρασμα ότι ταυτόχρονη καταπίεση είναι δυνατή μόνο όταν η τυπική απόκλιση της κατανομής του θορύβου φάσης είναι μεγαλύτερη από την κανονικοποιημένη τυπική απόκλιση της αντίστοιχης κατανομής για το θόρυβο πλάτους. Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής η θεωρητική ανάλυση που επιχειρήθηκε βασίστηκε στην ανάλυση της λειτουργίας του κυκλώματος αναγέννησης στο πεδίο της συχνότητας [4.36]-[4.37]. Τα βασικά βήματα και αποτελέσματα αυτής της ανάλυσης παρουσιάζονται στη συνέχεια της παραγράφου, ενώ οι ενδιάμεσες αναλυτικές πράξεις παρουσιάζονται στο Παράρτημα Α της διατριβής.

Θεωρούμε ως είσοδο στο κύκλωμα αναγέννησης παλμοσειρά σήματος DPSK, η οποία χαρακτηρίζεται από συνημιτονοειδή διαμόρφωση του πλάτους του οπτικού πεδίου με πλάτος m_1 και συχνότητα Ω_1, καθώς και από συνημιτονοειδή διαμόρφωση της φάσης με πλάτος m_2 και συχνότητα Ω_2, διάφορη της Ω_1. Με αυτήν την υπόθεση το οπτικό πεδίο των παλμών τάξης n και $n+1$ γράφεται αντίστοιχα:



Σχήμα 4.7: Ενδεικτική ακολουθία παλμών σήματος DPSK με συνημιτονοειδή διαμόρφωση ισχύος εύρους διαμόρφωσης $2\cdot m_1$ και συχνότητας Ω_1.

$$A_n(\tau) = A_o \cdot \left[1 + m_1 \cdot \cos\left(\Omega_1 nT\right)\right] \cdot a(\tau) \cdot \mathrm{e}^{-j\omega t} \cdot e^{-j\varphi_n^{DPSK}} \cdot e^{-jm_2 \cos(\Omega_2 nT)} \tag{4.23}$$

$$A_{n+1}(\tau) = A_o \cdot \left[1 + m_1 \cdot \cos\left(\Omega_1 \cdot (n+1) \cdot T\right)\right] \cdot a(\tau) \cdot \mathrm{e}^{-j\omega t} \cdot e^{-j\varphi_{n+1}^{DPSK}} \cdot e^{-jm_2 \cos(\Omega_2 nT)} \tag{4.24}$$

όπου A_0 το μέσο πλάτος του οπτικού πεδίου γύρω από το οποίο υπερτίθεται η ταλάντωση πλάτους με εύρος διαμόρφωσης m_1, T η χρονική διάρκεια του δυφίου του σήματος και ω η οπτική φέρουσα του πεδίου. Σημειώνεται ότι η ταλάντωση του πλάτους του οπτικού πεδίου συντελεί σε διαμόρφωση της ισχύος, η έκφραση της οποίας για τον παλμό τάξης n είναι η ακόλουθη:

$$P_n(\tau) = A_o^2 \cdot \left[1 + 2 \cdot m_1 \cdot \cos\left(\Omega_1 nT\right) + m_1^2 \cdot \cos^2\left(\Omega_1 nT\right)\right] \cdot \left[a(\tau)\right]^2 \tag{4.25}$$

η οποία μπορεί να προσεγγιστεί ως ακολούθως:

$$P_n(\tau) = A_o^2 \cdot \left[1 + 2 \cdot m_1 \cdot \cos\left(\Omega_1 nT\right)\right] \cdot \left[a(\tau)\right]^2 \tag{4.26}$$

Η εξίσωση (4.26) περιγράφει συνημιτονοειδή διαμόρφωση ισχύος κορυφής με εύρος διαμόρφωσης $2\cdot m_1$, η οποία παριστάνεται στο σχήμα 4.7.

Για την απλοποίηση της ανάλυσης στη συνέχεια και χωρίς άρση της γενικότητας, θεωρείται ότι για τις φάσεις των παλμών τάξης n και $n+1$ που αντιστοιχούν στην κωδικοποίηση DPSK ισχύει $\varphi_n^{DPSK} = \varphi_{n+1}^{DPSK} = 0$

Χρησιμοποιώντας την ανάλυση του συμβολόμετρου καθυστέρησης 1-δυφίου και τις εκφράσεις των εξισώσεων (4.23) και (4.24) που περιγράφουν δύο διαδοχικούς παλμούς που «συγκρίνονται» από το συμβολόμετρο, εξάγονται οι ακόλουθες εκφράσεις για τις ισχείς κορυφής των δύο παλμών στην έξοδο του:

$$P_{01} = \frac{A_o^2}{4} \cdot \left| \left(1 + m_1 \cos\left(\Omega_1 nT\right)\right) e^{-jm_2 \cos(\Omega_2 nT)} - \left(1 + m_1 \cos\left(\Omega_1 (n+1)T\right)\right) e^{-jm_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)} \right|^2 \tag{4.27}$$

$$P_{02} = \frac{A_o^2}{4} \cdot \left| \left(1 + m_1 \cos\left(\Omega_1 nT\right)\right) e^{-jm_2 \cos(\Omega_2 nT)} + \left(1 + m_1 \cos\left(\Omega_1 (n+1)T\right)\right) e^{-jm_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)} \right|^2 \tag{4.28}$$

Οι παλμοί αυτοί, οδηγούνται στο μη γραμμικό συμβολόμετρο Sagnac και εισάγονται συγχρονισμένοι ως παλμοί ελέγχου από τις αντίστοιχες θύρες. Θεωρώντας συμβατικά ότι στις θύρες αυτές χρησιμοποιούνται συζεύκτες που επιτρέπουν τη σύζευξη μέσα στο συμβολόμετρο των 2/3 της ισχύος των παλμών ελέγχου, οι ισχείς των παλμών που εισάγονται στο συμβολόμετρο Sagnac και επάγουν μη γραμμική στροφή φάσης στο σήμα cw δίνονται ως εξής:

$$P'_{01} = \frac{2}{3} P_{01} \tag{4.29}$$

$$P'_{02} = \frac{2}{3} P_{02} \tag{4.30}$$

Θεωρώντας τώρα ως είσοδο στο συμβολόμετρο Sagnac σήμα cw της μορφής:

$$E_{cw} = E_{in} \cdot e^{-j \cdot \varphi_{in}} \tag{4.31}$$

και θεωρώντας αμελητέα τη διασπορά μέσα στη μη γραμμική ίνα, η μη γραμμική στροφή φάσης που επάγεται μετά τη μη γραμμική ίνα στα δύο τμήματα του σήματος cw ισούται με:

$$\varphi_1(\tau) = \gamma \cdot L \cdot \frac{|E_{in}|^2}{6} + 2 \cdot \gamma \cdot L \cdot P'_{01} \cdot \left[a(\tau) \right]^2 \tag{4.32}$$

$$\varphi_2(\tau) = \gamma \cdot L \cdot \frac{|E_{in}|^2}{6} + 2 \cdot \gamma \cdot L \cdot P'_{02} \cdot \left[a(\tau) \right]^2 \tag{4.33}$$

Στις παραπάνω εκφράσεις, οι παράμετροι γ και L αντιπροσωπεύουν την παράμετρο μη γραμμικότητας της ίνας και το μήκος της, αντίστοιχα. Ο πρώτος όρος και στις δύο εξισώσεις εκφράζει τη μη γραμμική στροφή φάσης λόγω SPM ενώ ο δεύτερος όρος την αντίστοιχη στροφή φάσης που επάγεται μέσω XPM από τον αντίστοιχο παλμό ελέγχου. Σημειώνεται ότι οι όροι του φαινομένου SPM είναι κοινοί και επομένως δεν επηρεάζουν ουσιαστικά τη λειτουργία της πύλης. Σημειώνεται επίσης ότι στους όρους αυτούς ο παράγοντας με τον οποίο διαιρείται η αρχική ισχύς του σήματος εισόδου προκύπτει ίσος με 6 λόγω της θεωρούμενης χρήσης ενός συζεύκτη 50:50 στην είσοδο του συμβολόμετρου Sagnac και συζευκτών με λόγο σύζευξης ισχύος 1:2 στις αντίστοιχες θύρες ελέγχου, όπως εξηγήθηκε. Ορίζοντας τώρα $K = 2 \cdot \gamma \cdot L$ προκύπτει:

$$\varphi_1^{XPM}(\tau) = K \cdot P'_{01} \left[a(\tau) \right]^2 \tag{4.34}$$

$$\varphi_2^{XPM}(\tau) = K \cdot P'_{02} \left[a(\tau) \right]^2 \tag{4.35}$$

Με βάση την αρχή λειτουργίας του συμβολόμετρου Sagnac, όπως αυτή έχει ήδη περιγραφεί, στη θύρα μεταγωγής (S-port) το οπτικό πεδίο δίνεται από τη σχέση:

$$E_s = E_s(m_1, m_2) = \frac{E_{in}}{6} e^{-j(\omega t + \varphi_L + \varphi_{SPM})} \left\{ e^{-j\varphi_1^{XPM}} - e^{-j\varphi_2^{XPM}} \right\} \tag{4.36}$$

Αναζητώντας τώρα για το συγκεκριμένο πεδίο μία σχέση της μορφής:

$$E_s = E_s(m_1, m_2) = A_s \cdot e^{-j(\omega t + \varphi_s)} \tag{4.37}$$

προκύπτει μετά από σειρά απλών μαθηματικών πράξεων η εξής έκφραση:

$$E_s = E_s(m_1, m_2) = \begin{cases} \frac{E_{in}}{3} \cdot |\sin B| \cdot e^{-j(\omega t + \varphi_L + \varphi_{SPM})} \cdot e^{-j\left(C - \frac{\pi}{2}\right)}, & \text{για B} > 0 \\ \frac{E_{in}}{3} \cdot |\sin B| \cdot e^{-j(\omega t + \varphi_L + \varphi_{SPM})} \cdot e^{-j\left(C + \frac{\pi}{2}\right)}, & \text{για B} < 0 \end{cases} \tag{4.38}$$

όπου οι παράμετροι B και C εκφράζονται ως:

$$\mathrm{B} = \frac{\varphi_2^{XPM} - \varphi_1^{XPM}}{2} \tag{4.39}$$

$$C = \frac{\varphi_2^{XPM} + \varphi_1^{XPM}}{2} \tag{4.40}$$

Χωρίς βλάβη της γενικότητας, η ανάλυση περιορίζεται στην περίπτωση όπου $B>0$, η οποία συμβαίνει όταν εισέρχεται ισχυρότερος παλμός στη θύρα ελέγχου 2 από ότι στη θύρα ελέγχου 1, όπως φαίνεται για το πρώτο ζεύγος παλμών ελέγχου στο σχήμα 4.6. Σε αυτήν την περίπτωση λοιπόν η παράμετρος B είναι θετική και για τα τυπικά σημεία λειτουργίας του συμβολόμετρου Sagnac παραμένει πάντοτε μικρότερη από π. Η απόλυτη τιμή στην εξίσωση (4.38) μπορεί επομένως να παραλειφθεί και με αυτόν τον τρόπο να προκύψει:

$$E_s\left(m_1,m_2\right)=\frac{E_{in}}{3}\cdot\sin\left(\frac{\varphi_2^{XPM}-\varphi_1^{XPM}}{2}\right)\cdot e^{-j\left(\omega t+\varphi_L+\varphi_{SPM}-\frac{\pi}{2}\right)}\cdot e^{-j\left(\frac{\varphi_2^{XPM}+\varphi_1^{XPM}}{2}\right)} \tag{4.41}$$

Οι όροι φάσης που περιλαμβάνονται στον πρώτο εκθετικό παράγοντα της εξίσωσης (4.41) είναι σταθεροί και μπορούν να απαλειφθούν με την πρόσθεση ενός επίσης σταθερού όρου φάσης. Συγκρίνοντας τώρα τις εξισώσεις (4.37) και (4.41) προκύπτει:

$$A_s\left(m_1,m_2\right)=\frac{E_{in}}{3}\cdot\sin\left(\frac{\varphi_2^{XPM}-\varphi_1^{XPM}}{2}\right) \tag{4.42}$$

$$\varphi_s\left(m_1,m_2\right)=\frac{\varphi_2^{XPM}+\varphi_1^{XPM}}{2} \tag{4.43}$$

Όπως διαπιστώνεται το πλάτος και η φάση του πεδίου που εξέρχεται από τη θύρα μεταγωγής, εξαρτάται από τις παραμέτρους m_1 και m_2 της διαταραχής του αρχικού σήματος DPSK, μέσω των μη γραμμικών φάσεων που έχουν επαχθεί λόγω XPM. Για την ανάλυση της εξάρτησης και τη μελέτη της ικανότητας του κυκλώματος αναγέννησης να απορροφά αυτή τη διαταραχή, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το ανάπτυγμα Taylor για τις εκφράσεις των A_s και φ_s. Με ανάπτυγμα Taylor δεύτερης τάξης λοιπόν γύρω από τις τιμές $m_1=m_2=0$ προκύπτει:

$$A_s(m_1,m_2)\approx A_s(0,0)+m_1\left.\frac{\partial A_s}{\partial m_1}\right|_{m_1=0}^{m_2=0}+m_2\left.\frac{\partial A_s}{\partial m_2}\right|_{m2=0}^{m1=0}+\frac{1}{2}\left\{m_1^2\left.\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1^2}\right|_{m_1=0}^{m_2=0}+2m_1m_2\left.\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1\partial m_2}\right|_{m_1=0,m2=0}+m_2^2\left.\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_2^2}\right|_{m2=0}^{m1=0}\right\} \tag{4.44}$$

$$\varphi_s(m_1,m_2)\approx \varphi_s(0,0)+m_1\left.\frac{\partial \varphi_s}{\partial m_1}\right|_{m_1=0}^{m_2=0}+m_2\left.\frac{\partial \varphi_s}{\partial m_2}\right|_{m2=0}^{m1=0}+\frac{1}{2}\left\{m_1^2\left.\frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_1^2}\right|_{m_1=0}^{m_2=0}+2m_1m_2\left.\frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_1\partial m_2}\right|_{m_1=0,m2=0}+m_2^2\left.\frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_2^2}\right|_{m2=0}^{m1=0}\right\} \tag{4.45}$$

Ο υπολογισμός των μερικών παραγώγων παρουσιάζεται αναλυτικά στο Παράρτημα Α της διατριβής. Χρησιμοποιώντας αυτούς τους υπολογισμούς και ορίζοντας για το κέντρο των παλμών ελέγχου ($\tau=0$) την παράμετρο θ_0 ίση με:

$$\theta_0=\frac{4\cdot K\cdot A_0^2\left[a\left(\tau=0\right)\right]^2}{6} \tag{4.46}$$

προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις για το πλάτος και τη φάση του πεδίου που εξέρχεται από το κύκλωμα αναγέννησης, οι οποίες και αποτελούν το τελικό αποτέλεσμα της ανάλυσης:

$$A_s(m_1,m_2) \approx \frac{E_{in}}{3}\cdot\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)+m_1\cdot\frac{E_{in}}{6}\cdot\theta_0\cdot\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos\left(\Omega_1 nT\right)+\cos\left(\Omega_1\left(n+1\right)T\right)\right)$$
$$+\frac{1}{2}\cdot m_1^2\cdot\frac{E_{in}}{12}\cdot\theta_0^2\cdot\begin{Bmatrix}-\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos\left(\Omega_1 nT\right)+\cos\left(\Omega_1\left(n+1\right)T\right)\right)^2\\+\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos\left(\Omega_1 nT\right)+\cos\left(\Omega_1\left(n+1\right)T\right)\right)^2\\-\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos\left(\Omega_1 nT\right)-\cos\left(\Omega_1\left(n+1\right)T\right)\right)^2\end{Bmatrix} \quad (4.47)$$
$$-\frac{1}{2}\cdot m_2^2\cdot\frac{E_{in}}{6}\cdot\theta_0\cdot\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\cos\left(\Omega_2\left(n+1\right)T\right)\right)^2$$

$$\varphi_s(m_1,m_2) \approx \frac{\theta_0}{2}+m_1\cdot\frac{\theta_0}{2}\cdot\left(\cos\left(\Omega_1 nT\right)+\cos\left(\Omega_1\left(n+1\right)T\right)\right)+\frac{1}{2}m_1^2\cdot\frac{\theta_0}{2}\cdot\left(\cos^2\left(\Omega_1 nT\right)+\cos^2\left(\Omega_1\left(n+1\right)T\right)\right) \quad (4.48)$$

Η ποιοτική ερμηνεία των εξισώσεων (4.47) και (4.48) μπορεί να γίνει με τη βοήθεια επιπλέον προσεγγίσεων, οι οποίες οδηγούν στις παρακάτω απλοποιημένες εκφράσεις για το πλάτος και τη φάση του εξερχόμενου πεδίου:

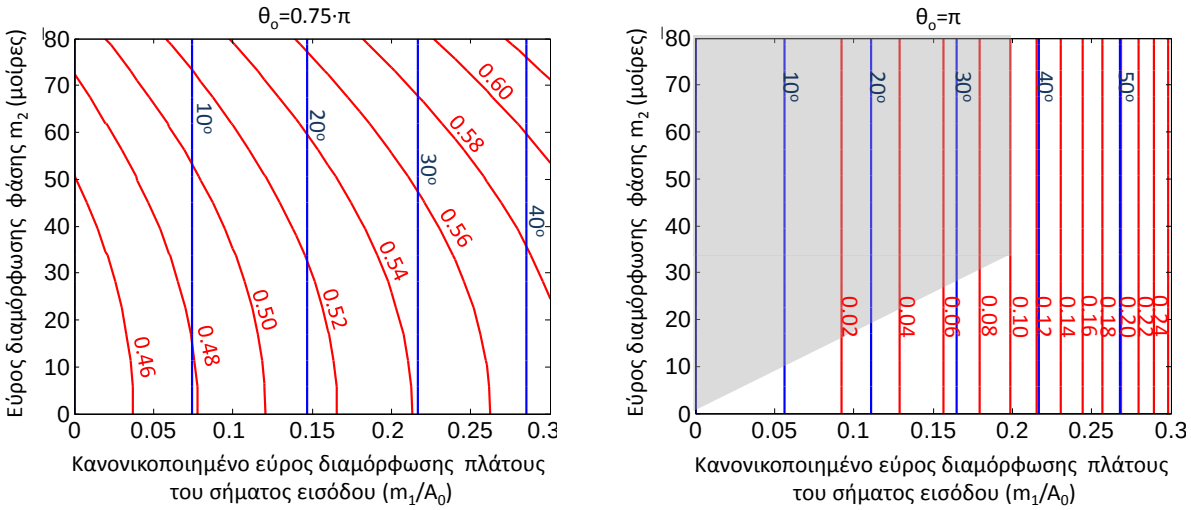
$$A_s(m_1,m_2) \approx \frac{E_{in}}{3}\cdot\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)+m_1\cdot\frac{E_{in}}{3}\cdot\theta_0\cdot\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\cos\left(\Omega_1 nT\right)$$
$$+m_1^2\cdot\frac{E_{in}}{12}\cdot\theta_0^2\cdot\left\{\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)-\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\right\}\cdot\cos^2\left(\Omega_1 nT\right) \quad (4.49)$$
$$-m_2^2\cdot\frac{E_{in}}{12}\cdot\theta_0\cdot\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\cos\left(\Omega_2\left(n+1\right)T\right)\right)^2$$

$$\varphi_s(m_1,m_2) \approx \frac{\theta_0}{2}\cdot\left\{1+2\cdot m_1\cdot\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right\} \quad (4.50)$$

Παρατηρώντας την εξίσωση (4.50), γίνεται αντιληπτό ότι ότι η διακύμανση φάσης του εξερχόμενου σήματος εξαρτάται αποκλειστικά από τη διακύμανση πλάτους του σήματος εισόδου και παρουσιάζει την ίδια συχνότητα με αυτήν. Η διακύμανση φάσης του σήματος εισόδου δε συνεισφέρει καθώς απορροφάται πλήρως από τον αναγεννητή. Η διακύμανση φάσης στο εξερχόμενο σήμα είναι επιπλέον ανάλογη της παραμέτρου θ_0, που περιγράφει το σημείο λειτουργίας του αναγεννητή. Γίνεται επομένως φανερό ότι χαμηλά επίπεδα ισχύος των παλμοσειρών ελέγχου ευνοούν την εξάλειψη της διακύμανσης φάσης. Παρατηρώντας τώρα την εξίσωση (4.49) φαίνεται ότι η λειτουργία του αναγεννητή είναι βέλτιστη όσον αφορά το θόρυβο πλάτους στο εξερχόμενο σήμα όταν το σημείο λειτουργίας του αντιστοιχεί σε στροφή φάσης $\theta_0=\pi$. Σε αυτήν την περίπτωση ο όρος $\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)$ μηδενίζεται και η εξίσωση (4.49) λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$A_s(m_1,m_2) \approx \frac{E_{in}}{3}-m_1^2\cdot\frac{E_{in}}{12}\cdot\theta_0^2\cdot\cos^2\left(\Omega_1 nT\right) \quad (4.51)$$

Και στην περίπτωση του θορύβου πλάτους, όταν επιλέγεται το συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας, η διακύμανση στο σήμα εξόδου φαίνεται να εξαρτάται από τη διακύμανση πλάτους και όχι από τη διακύμανση φάσης του αρχικού σήματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η αρχική διακύμανση φάσης μετατρέπεται εν μέρει σε θόρυβο πλάτους, αλλά ο



Σχήμα 4.8: Κανονικοποιημένο εύρος διαμόρφωσης πλάτους και εύρος διαμόρφωσης φάσης του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή, ως συνάρτηση των αντίστοιχων παραμέτρων του σήματος εισόδου. Διαγράμματα για σημείο λειτουργίας του αναγεννητή που αντιστοιχεί σε: (α) θ_0=0.75·π και (β) θ_0=π.

τελευταίος φαίνεται στη συγκεκριμένη ανάλυση που περιορίστηκε μέχρι το ανάπτυγμα Taylor δεύτερης τάξης να απορροφάται από το συμβολόμετρο Sagnac λόγω της μη-γραμμικής φύσης του. Τέλος σημειώνεται ότι η διακύμανση πλάτους στο σήμα εξόδου έχει συχνότητα διπλάσια της αντίστοιχης στο σήμα εισόδου. Το γεγονός αυτό θα πρέπει να ληφθεί υπόψιν στη διαδικασία εντοπισμού των περιοχών τιμών διακύμανσης για τις οποίες το κύκλωμα επιτυγχάνει αναγέννηση, καθώς σε σήματα DPSK έχει ιδιαίτερη σημασία η διακύμανση φάσης μεταξύ διαδοχικών δυφίων, τα οποία συγκρίνονται από το συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου, και όχι γενικότερα η διακύμανση μεταξύ απομακρυσμένων μεταξύ τους δυφίων στην ακολουθία του σήματος.

Τα συμπεράσματα που περιγράφηκαν παραπάνω επαληθεύονται στα ενδεικτικά διαγράμματα που παρουσιάζονται στο σχήμα 4.8. Χρησιμοποιώντας τις αρχικές εξισώσεις (4.47) και (4.48), τα δύο διαγράμματα αποτυπώνουν τον τρόπο με τον οποίο η διακύμανση φάσης (m_2) και η κανονικοποιημένη διακύμανση πλάτους (m_1/A_0) του σήματος εισόδου μεταφέρονται σε αντίστοιχες παραμέτρους διακύμανσης στο σήμα εξόδου. Πιο συγκεκριμένα, το σχήμα 4.8α παρουσιάζει αυτήν την αντιστοίχηση για σημείο λειτουργίας του αναγεννητή που αντιστοιχεί σε θ_0=0.75·π, ενώ το σχήμα 4.8β για το βέλτιστο σημείο λειτουργίας που αντιστοιχεί σε θ_0=π. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8α, η παρέκκλιση από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας έχει ως απότελεσμα το κανονικοποιημένο εύρος διαμόρφωσης του σήματος εξόδου να είναι κατα πολύ μεγαλύτερο του αντίστοιχου εύρους στην είσοδο του κυκλώματος. Επιπλέον, η απόκλιση από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας συντελεί στην εξάρτηση της διακύμανσης πλάτους στην έξοδο από τη διακύμανση φάσης στην είσοδο, όπως φαίνεται από την καμπύλωση των ισοβαρών καμπυλών διαμόρφωσης πλάτους. Αντίθετα, η διαμόρφωση φάσης στην έξοδο φαίνεται ότι εξαρτάται αποκλειστικά από το θόρυβο πλάτους στην είσοδο, καθώς οι αντίστοιχες ισοβαρείς καμπύλες είναι παράλληλες προς τον κατακόρυφο άξονα. Για το βέλτιστο σημείο λειτουργίας (σχήμα 4.8β), τόσο η διακύμανση πλάτους όσο και η διακύμανση φάσης στην έξοδο του αναγεννητή εξαρτώνται αποκλειστικά από το θόρυβο πλάτους του σήματος εισόδου. Το κανονικοποιημένο εύρος διαμόρφωσης πλάτους παραμένει σημαντικά μικρότερο από το

αντίστοιχο της εισόδου, ενώ και το εύρος διαμόρφωσης φάσης κινείται σε χαμηλότερα επίπεδα από το αντίστοιχο της εισόδου. Συγκρίνοντας τα δύο διαγράμματα, επαληθεύεται το συμπέρασμα ότι στην έξοδο η διαμόρφωση φάσης είναι χαμηλότερη για σημείο λειτουργίας μικρότερης τιμής της παραμέτρου θ_0. Η δραστική μείωση όμως της διαμόρφωσης πλάτους κάνει φανερή την ανάγκη λειτουργίας στο σημείο που αντιστοιχεί σε $\theta_0=\pi$. Στο σχήμα 4.8β η γραμμοσκιασμένη περιοχή περιγράφει την περιοχή τιμών για τις οποίες επιτυγχάνεται από τον αναγεννητή ταυτόχρονη μείωση τόσο του εύρους διαμόρφωσης πλάτους όσο και του εύρους διαμόρφωσης φάσης. Για τον εντοπισμό αυτής της περιοχής θεωρήθηκε ως κριτήριο το εύρος διαμόρφωσης πλάτους στην έξοδο να είναι μικρότερο από το ήμισυ του αντίστοιχου εύρους στην είσοδο του συστήματος, έτσι ώστε να λαμβάνεται υπόψιν ο διπλασιασμός της συχνότητας διαμόρφωσης, όπως εξηγήθηκε. Το σχήμα της περιοχής μέσα στην οποία επιτυγχάνεται αναγέννηση κάνει φανερή την αναγκαία συνθήκη να είναι υπαρκτή και μεγαλύτερη από μία συγκεκριμένη τιμή η αρχική διαμόρφωση φάσης, έτσι ώστε να υπάρχει ταυτόχρονη καταπίεση των δύο ειδών θορύβου. Το συμπέρασμα αυτό είναι εναρμονισμένο με το συμπέρασμα της προϋπάρχουσας ανάλυσης του αναγεννητή [4.34]-[4.35].

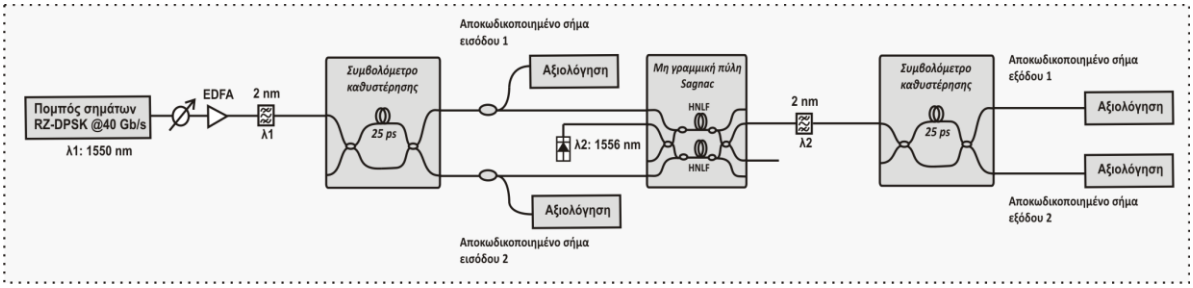
Η ανάλυση που παρουσιάστηκε στην παρούσα παράγραφο αφορά στην παρουσία συνημιτονοειδών διαμορφώσεων φάσης και πλάτους με συγκεκριμένες συχνότητες στο σήμα εισόδου του αναγεννητή. Τα συμπεράσματα της ανάλυσης όμως μπορούν να γενικευθούν για συνημιτονοειδή διαμόρφωση οποιασδήποτε συχνότητας, και επομένως και για την περίπτωση θορύβου που αποτελεί υπέρθεση διαμορφώσεων διαφορετικών συχνοτήτων με διαφορετικά εύρη διαμόρφωσης [4.36].

4.2 Προσομοίωση κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK

Στην ενότητα 4.2 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης του κυκλώματος αναγέννησης σημάτων DPSK για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40 και 160 Gb/s. Η επίλυση της μη γραμμικής εξίσωσης Schrödinger, η οποία περιγράφει τα γραμμικά και μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης μέσα στη μη γραμμική ίνα, επιτυγχάνεται στο μοντέλο της ίνας που χρησιμοποιήθηκε με τη βοήθεια της μεθόδου split-step Fourier [4.38].

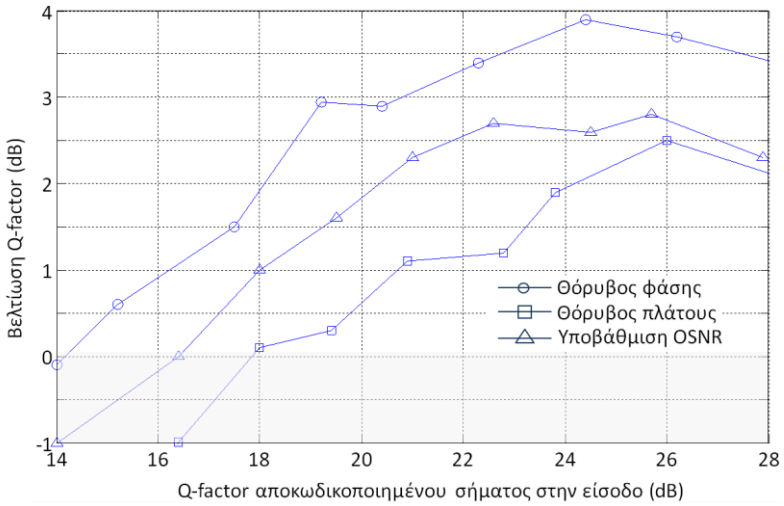
4.2.1 Προσομοίωση λειτουργίας στα 40 Gb/s

Η γενική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του κυκλώματος στα 40 Gb/s παρουσιάζεται στο σχήμα 4.9. Το πρώτο υποσύστημα της διάταξης είναι το υποσύστημα δημιουργίας των σημάτων RZ-DPSK στα 40 Gb/s με ολικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών 4 ps. Το μήκος κύματος των σημάτων είναι 1550 nm. Η συγκεκριμένη ακολουθία δυφίων που χρησιμοποιείται είναι η ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (ΨΔΑ) ένατης τάξης. Για την παλμοσειρά που παράγεται από το υποσύστημα δίνεται η δυνατότητα ρύθμισης της ισχύος κορυφής των παλμών και επιλεκτικά η δυνατότητα υπέρθεσης θορύβου πλάτους ή φάσης. Στην έξοδο του υποσυστήματος είναι τοποθετημένος ένας οπτικός εξασθενητής, ο οποίος ακολουθείται από οπτικό ενισχυτή. Ο συγκεκριμένος συνδυασμός στοιχείων χρησιμοποιείται στην περίπτωση κατά την οποία επιθυμείται η υποβάθμιση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (OSNR) του σήματος.



Σχήμα 4.9: Διάταξη προσομοίωσης κυκλώματος αναγέννησης στα 40 Gb/s.

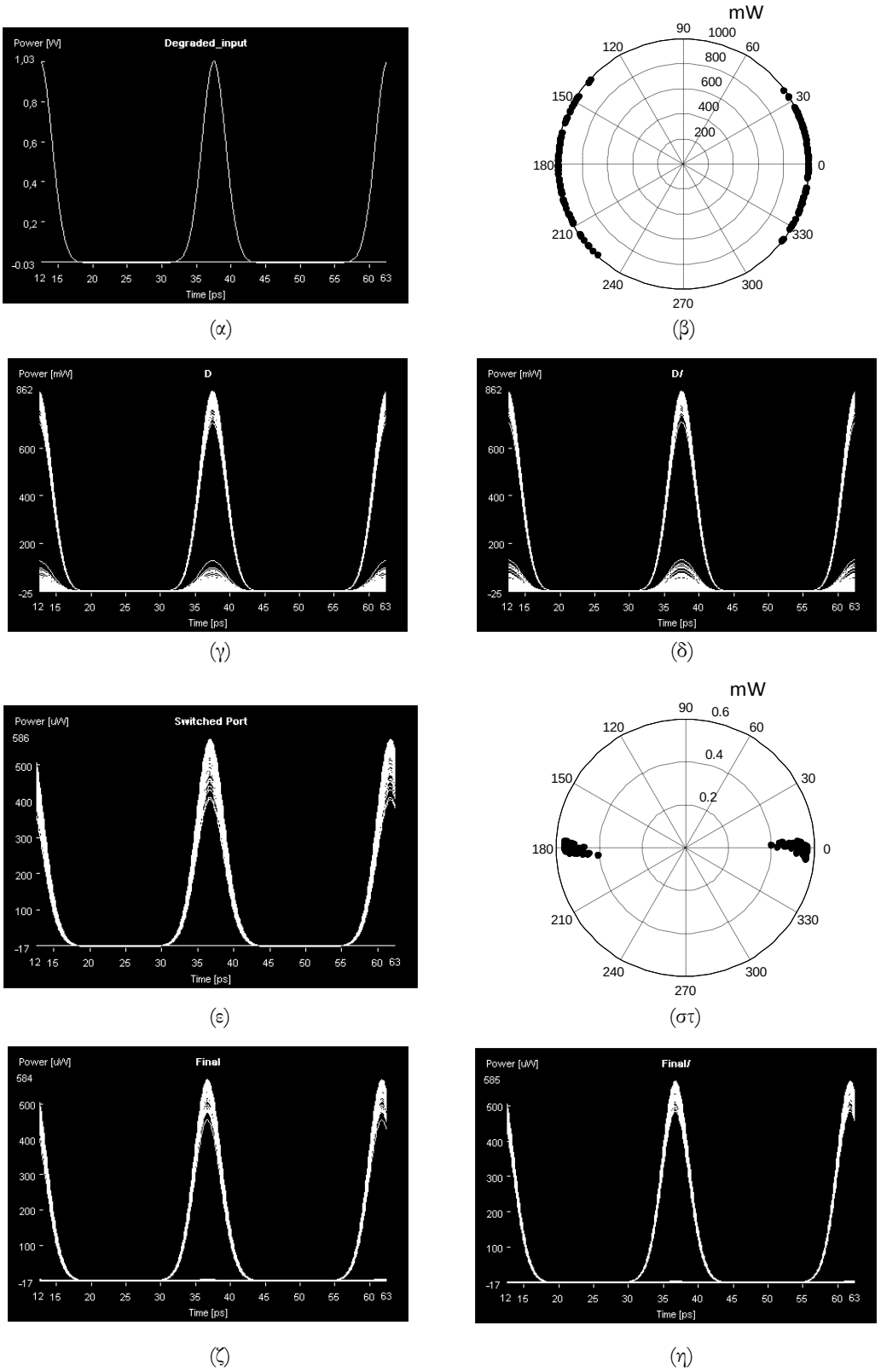
Ένα ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο με φασματικό εύρος 2 nm χρησιμοποιείται στην έξοδο του ενισχυτή για την απόρριψη του θορύβου εκτός ζώνης. Το φιλτραρισμένο σήμα εισέρχεται στο συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου, το οποίο αντιστοιχεί στη συγκεκριμένη περίπτωση σε καθυστέρηση 25 ps. Οι έξοδοι του συμβολόμετρου καθυστέρησης 1-δυφίου αποτελούν, όπως έχει ήδη περιγραφεί, συμπληρωματικές ακολουθίες OOK, των οποίων ένα τμήμα οδηγείται σε μονάδες αξιολόγησης της ποιότητάς τους και ένα άλλο τμήμα οδηγείται στις θύρες ελέγχου του συμβολόμετρου Sagnac, το οποίο προσομειώνεται ως συμβολόμετρο Mach-Zehnder. Η αξιολόγηση της ποιότητας των αποκωδικοποιημένων σημάτων γίνεται με βάση τον παράγοντα ποιότητας (Q-factor), όπως αυτός έχει οριστεί στην εξίσωση (2.26) στο κεφάλαιο 2. Η μη γραμμική πύλη δέχεται ως σήμα εισόδου σήμα cw σε μήκος κύματος λ_2 ίσο με 1556 nm. Οι ίνες που χρησιμοποιούνται στο συμβολόμετρο έχουν μήκος 240 m, διασπορά D=1.21 ps/nm/km και παράμετρο μη γραμμικότητας γ=11.5 $W^{-1}km^{-1}$ ενώ παρουσιάζουν απώλειες 0.5 dB/km. Η δε ισχύς κορυφής των παραγόμενων παλμών ρυθμίζεται κατά τέτοιο τρόπο έτσι ώστε η ισχύς κορυφής μέσα στη μη γραμμική ίνα να είναι περίπου ίση με 950 mW. Για τη σύζευξη των σημάτων ελέγχου χρησιμοποιούνται στο συμβολόμετρο συζεύκτες με λόγο σύζευξης ισχύος 70:30. Στην έξοδο του συμβολόμετρου υπάρχει ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο στα 1556 nm με εύρος ζώνης μετάδοσης 2 nm, το οποίο αποκόπτει τα σήματα ελέγχου (1550 nm) και αποδίδει το PSK σήμα στα 1556 nm. Το σήμα αυτό οδηγείται σε ένα δεύτερο συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου, όπου και αποκωδικοποιείται. Τέλος, οι συμπληρωματικές ακολουθίες OOK οδηγούνται σε διατάξεις αξιολόγησης, έτσι ώστε να υπολογιστεί και πάλι ο παράγοντας ποιότητας. Σημειώνεται δε ότι οι τιμές των παραμέτρων του κυκλώματος προσομοίωσης επιλέχθηκαν με βάση τις παραμέτρους της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική μελέτη του κυκλώματος αναγέννησης στα 40 Gb/s, όπως θα φανεί στην επόμενη ενότητα. Η μελέτη επικεντρώθηκε στον τρόπο με τον οποίο το κύκλωμα αναγέννησης βελτιώνει την ποιότητα των αποκωδικοποιημένων (OOK) σημάτων. Η σχετική αξιολόγηση της λειτουργίας του βασίστηκε στην εξάγωγη και τη σύγκριση των παραγόντων ποιότητας μεταξύ των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο και την έξοδο του αναγεννητή. Μελετήθηκαν τρεις συγκεκριμένες περιπτώσεις, οι οποίες αφορούσαν σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης, σήματα εισόδου με θόρυβο πλάτους και σήματα εισόδου με θόρυβο ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (ASE) και επομένως χαμηλό σηματοθορυβικό λόγο (OSNR). Για κάθε περίπτωση, εξετάστηκαν σήματα εισόδου με διαφορετικό βαθμό υπερτιθέμενου θορύβου, τα οποία συντελούσαν σε ένα εύρος τιμών του παράγοντα ποιότητας για τα αποκωδικοποιημένα σήματα εισόδου. Το σχήμα 4.10 συνοψίζει τα αποτελέσματα της μελέτης παρουσιάζοντας για κάθε μία από



Σχήμα 4.10: Βελτίωση παράγοντα Q (Q-factor) αποκωδικοποιημένων σημάτων DPSK στην έξοδο του αναγεννητή για σήματα εισόδου με διαφορετικά είδη θορύβου.

τις τρεις περιπτώσεις τη βελτίωση του παράγοντα ποιότητας ($20 \cdot \log_{10}(Q)$) που επιτυγχάνεται στην τελική έξοδο της διάταξης σα συνάρτηση του παράγοντα ποιότητας των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο. Δεδομένου ότι τόσο στην είσοδο όσο και την έξοδο του κυκλώματος αναγέννησης, υπάρχουν δύο αποκωδικοποιημένα σήματα, ο παράγοντας ποιότητας που παρουσιάζεται, αναφέρεται κάθε φορά στο αποκωδικοποιημένο σήμα με το χαμηλότερο εκ των δύο παράγοντα ποιότητας. Όπως παρατηρείται, η βελτίωση του Q-factor είναι μέγιστη για σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης και φτάνει μέχρι και τα 4 dB για σήματα εισόδου που αντιστοιχούν σε αποκωδικοποιημένα σήματα με Q-factor ίσο με 24-25 dB. Για σήματα εισόδου DPSK με θόρυβο πλάτους, το κύκλωμα αναγέννησης επιτυγχάνει σημαντικά μικρότερη βελτίωση του Q-factor των αποκωδικοποιημένων σημάτων. Η βελτίωση αυτή επιτυγχάνεται για τιμές του Q-factor στην είσοδο μεγαλύτερες από 18 dB και φτάνει έως περίπου τα 2.5 dB για Q-factor εισόδου ίσο περίπου με 26 dB. Τέλος, για σήματα εισόδου με χαμηλό OSNR, τα οποία χαρακτηρίζονται τόσο από θόρυβο φάσης όσο και από θόρυβο πλάτους, το κύκλωμα αναγέννησης δύναται να προσφέρει βελτίωση του Q-factor, η οποία κινείται σε ενδιάμεσες τιμές μεταξύ της αντίστοιχης βελτίωσης για σήματα με θόρυβο φάσης και της βελτίωσης για σήματα με θόρυβο πλάτους. Η βελτίωση αυτή ξεκινά να υφίσταται για Q-factor εισόδου ίσο περίπου με 16 dB και προσεγγίζει τα 3 dB για Q-factor εισόδου περίπου ίσο με 26 dB.

Στα επόμενα σχήματα περιγράφονται τρεις χαρακτηριστικές περιπτώσεις λειτουργίας του αναγεννητή με την παρουσίαση διαγραμμάτων οφθαλμού και αστερισμού (eye-diagrams και constellation-diagrams) για τα σήματα (D)PSK στην είσοδο και την έξοδο του αναγεννητή καθώς και με την παρουσίαση διαγραμμάτων οφθαλμού για τα αντίστοιχα ζεύγη αποκωδικοποιημένων σημάτων. Πιο συγκεκριμένα, στο σχήμα 4.11 παρουσιάζεται η περίπτωση σήματος εισόδου το οποίο περιέχει αποκλειστικά θόρυβο φάσης και αντιστοιχεί σε αποκωδικοποιημένα σήματα με Q-factor ίσο με 23 dB. Στο σχήμα 4.11α εικονίζεται το διάγραμμα οφθαλμού του σήματος εισόδου, στο οποίο φαίνεται ότι η διαμόρφωση πλάτους είναι μηδενική. Στο σχήμα 4.11β όμως παρουσιάζεται το αντίστοιχο διάγραμμα αστερισμού, το οποίο κάνει φανερό τον έντονο θόρυβο φάσης, καθώς η τελευταία κινείται



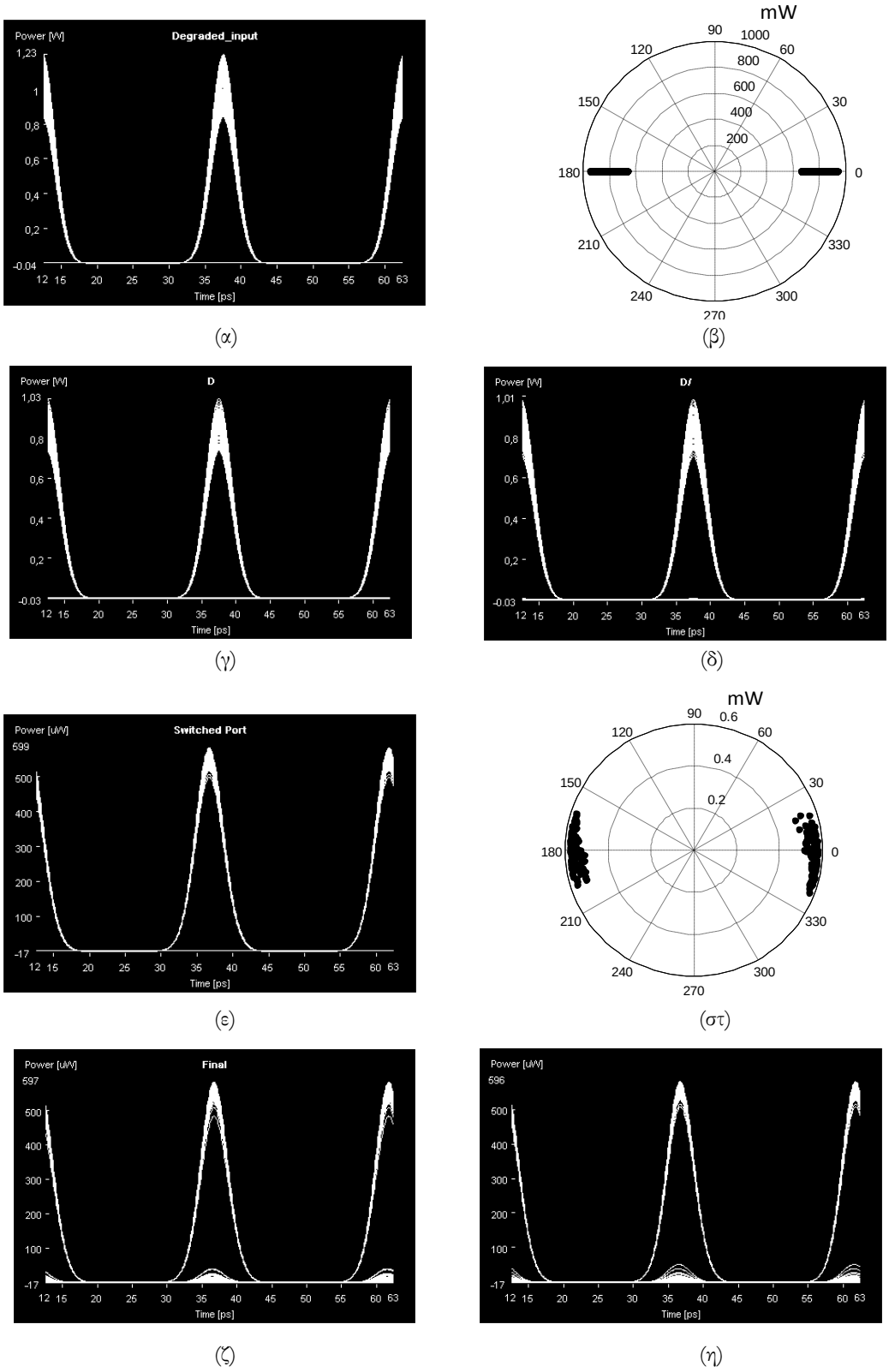
(α) (β)

(γ) (δ)

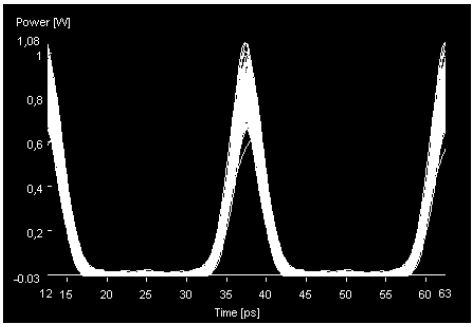
(ε) (στ)

(ζ) (η)

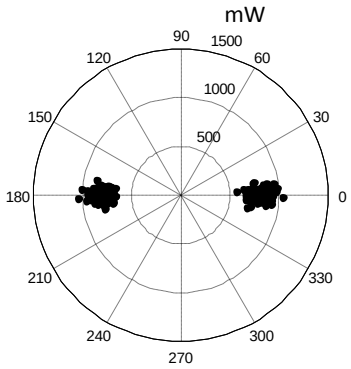
Σχήμα 4.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης για σήμα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με θόρυβο φάσης: (α) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, (β) διάγραμμα αστερισμού σήματος εισόδου, (γ) διάγραμμα οφθαλμού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο, (δ) διάγραμμα οφθαλμού του συμπληρωματικού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο. (ε)-(η) Αντίστοιχα διαγράμματα του σήματος DPSK και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή. Ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor) των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο ισούται με 23 dB.



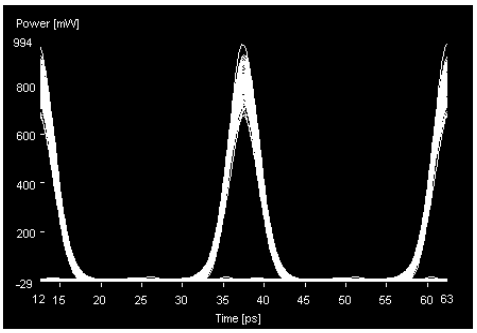
Σχήμα 4.12: Αποτελέσματα προσομοίωσης για σήμα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με θόρυβο πλάτους: (α) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, (β) διάγραμμα αστερισμού σήματος εισόδου, (γ) διάγραμμα οφθαλμού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο, (δ) διάγραμμα οφθαλμού του συμπληρωματικού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο. (ε)-(η) Αντίστοιχα διαγράμματα του σήματος DPSK και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή. Ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor) των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο ισούται με 22.7 dB.



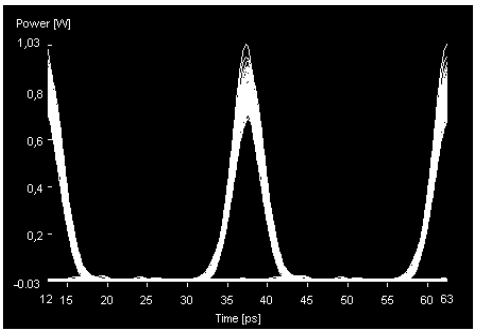
(α)



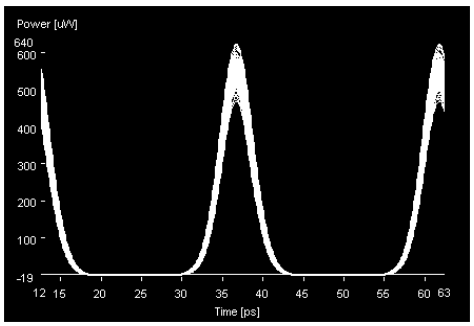
(β)



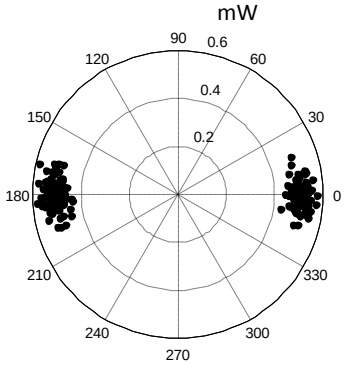
(γ)



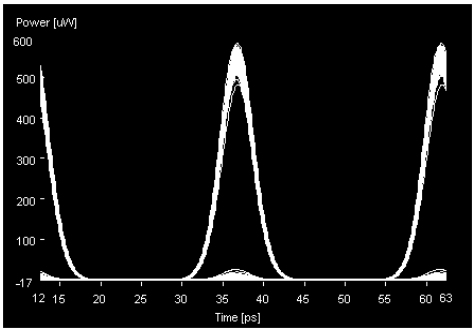
(δ)



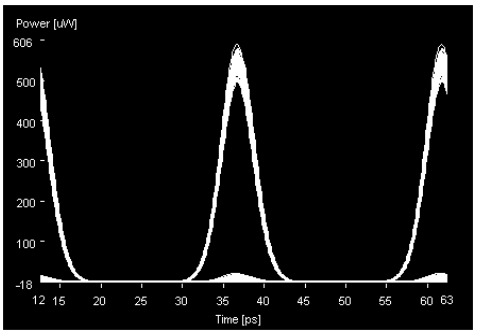
(ε)



(στ)



(ζ)



(η)

Σχήμα 4.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης για σήμα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με 17.5 dB OSNR: (α) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εισόδου, (β) διάγραμμα αστερισμού σήματος εισόδου, (γ) διάγραμμα οφθαλμού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο, (δ) διάγραμμα οφθαλμού του συμπληρωματικού αποκωδικοποιημένου σήματος στην είσοδο. (ε)-(η) Αντίστοιχα διαγράμματα του σήματος DPSK και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή. Ο παράγοντας ποιότητας (Q-factor) των δύο αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο ισούται με 22.7 και 23.1 dB αντίστοιχα.

σε δύο μεγάλα τόξα γύρω από τις ιδανικές τιμές 0 και π. Η τυπική απόκλιση της φάσης στη συγκεκριμένη περίπτωση υπολογίζεται ίση με ~21.5^o. Στα σχήματα 4.11γ και 4.11δ εικονίζονται τα αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού των συμπληρωματικών αποκωδικοποιημένων σημάτων, στα οποία παρατηρείται ότι ο θόρυβος φάσης του αρχικού σήματος DPSK εκφράζεται μέσω της δημιουργίας «παλμών φαντασμάτων» και της δραστικής μείωσης του λόγου σβέσης (ER). Στα σχήματα 4.11ε και 4.11στ εικονίζονται τα διαγράμματα οφθαλμού και αστερισμού, αντίστοιχα, του σήματος PSK στην έξοδο του αναγεννητή. Όπως παρατηρείται, το κύκλωμα αναγέννησης απορροφά σχεδόν πλήρως τη διακύμανση της φάσης, αλλά μετατρέπει μέρος αυτής σε διακύμανση πλάτους. Η τελευταία, παρότι αναμένεται να απορροφάται επιτυχώς από τη μη γραμμική απόκριση του συμβολόμετρου, απορροφάται μόνο μερικώς έχοντας ως αποτέλεσμα την εμφάνιση παραμένουσας διακύμανσης πλάτους στο σήμα εξόδου. Τελος, στα σχήματα 4.11ζ και 4.11η παρουσιάζονται τα αποκωδικοποιημένα σήματα στην έξοδο του κυκλώματος, όπου φαίνεται ότι η δραστική βελτίωση του λόγου σβέσης που επιτυγχάνεται μέσω της καταπίεσης του θορύβου φάσης, συντελεί στη βελτίωση της εν γένει ποιότητας των σημάτων. Η βελτίωση αυτή ποσοτικοποιείται μέσω του Q-factor, ο οποίος υπολογίζεται ίσος με ~26.2 dB για τα αποκωδικοποιημένα σήματα στην έξοδο του κυκλώματος.

Στο σχήμα 4.12 παρουσιάζεται με παρόμοιο τρόπο, η περίπτωση σήματος εισόδου DPSK με θόρυβο πλάτους, το οποίο αντιστοιχεί σε αποκωδικοποιημένα σήματα με Q-factor 22.7 dB. Η παρουσία του θορύβου πλάτους παρατηρείται στο διάγραμμα οφθαλμού του σχήματος 4.12α, ενώ αντίστοιχα η απουσία του θορύβου φάσης στο διάγραμμα αστερισμού του σχήματος 4.12β. Στην περίπτωση αυτή, η υποβάθμιση της ποιότητας των αποκωδικοποιημένων σημάτων συνδέεται με την έντονη διαμόρφωση πλάτους, η οποία παρατηρείται στα διαγράμματα οφθαλμού των σχημάτων 4.12γ και 4.12δ. Το κύκλωμα αναγέννησης απορροφά αποτελεσματικά τη διαμόρφωση πλάτους, μετατρέποντάς την όμως εν μέρει σε διαμόρφωση φάσης, όπως παρατηρείται στα διαγράμματα οφθαλμού και αστερισμού του σήματος εξόδου PSK, τα οποία εικονίζονται στα σχήματα 4.12ε και 4.12στ, αντίστοιχα. Η τυπική απόκλιση της φάσης υπολογίζεται ίση με ~7^o. Και στην περίπτωση αυτή όμως, η εν γένει ποιότητα των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο βελτιώνεται, αυτή τη φορά μέσω της δραστικής μείωσης της διακύμανσης ισχύος κορυφής στο επίπεδο των λογικών «1». Η βελτίωση ποσοτικοποιείται και πάλι μέσω του παράγοντα ποιότητας (Q-factor), ο οποίος υπολογίζεται ίσος με ~24 dB.

Τέλος, το σχήμα 4.13 παρουσιάζει την ίδια αλληλουχία διαγραμμάτων οφθαλμού και αστερισμού για σήμα εισόδου DPSK με χαμηλό σηματοθορυβικό λόγο (OSNR=17.5 dB) το οποίο παρουσιάζει ταυτόχρονα θόρυβο φάσης και πλάτους. Ο θόρυβος φάσης ποσοτικοποιείται μέσω της τυπικής απόκλισης της φάσης, η οποία υπολογίζεται ότι είναι ίση με ~4^o. Ορίζοντας επιπλέον την κανονικοποιημένη παράμετρο διακύμανσης ισχύος κορυφής (ΚΔΙ) ως:

$$\text{ΚΔΙ} = \frac{\sigma_1}{\mu_1} \tag{4.52}$$

όπου σ_1 η τυπική απόκλιση και μ_1 η μέση τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών, ποσοτικοποιείται ο θόρυβος πλάτους και υπολογίζεται ίσος με ΚΔΙ=9.9%. Στην περίπτωση αυτή η διαδικασία αναγέννησης ομοιάζει με την αντίστοιχη διαδικασία στην

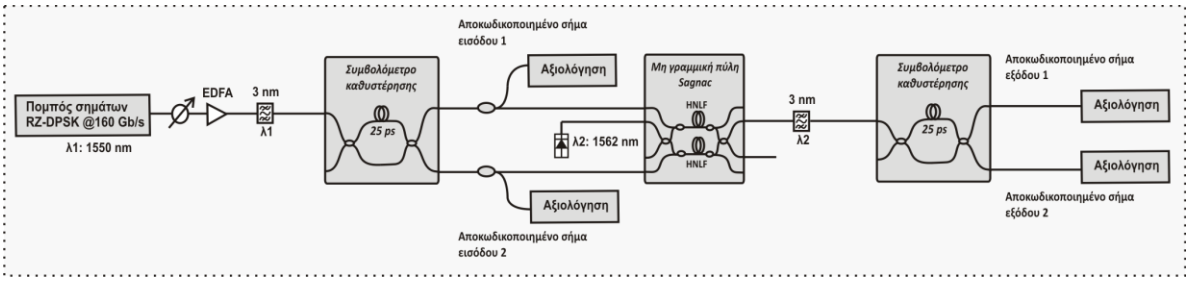
περίπτωση του θορύβου πλάτους. Η συνολική βελτίωση της ποιότητας των αποκωδικοποιημένων σημάτων προέρχεται από την καταπίεση της διακύμανσης πλάτους και την περιορισμένη μόνο αύξηση της διακύμανσης φάσης. Πιο συγκεκριμένα, το σήμα PSK στην έξοδο του κυκλώματος αναγέννησης παρουσιάζει τυπική απόκλιση φάσης περίπου ίση με 5^o αλλά η παράμετρος ΚΔΙ ισούται μόνο με ~7.5%. Ο μετασχηματισμός αυτός μεταξύ των κατανομών θορύβου πλάτους και φάσης οδηγεί τελικά σε αποκωδικοποιημένα σήματα στην έξοδο, για τα οποία ο παράγοντας ποιότητας Q-factor ισούται με ~25.2 dB.

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονιστεί ότι και το αποτέλεσμα της συγκεκριμένης προσομοίωσης είναι πλήρως εναρμονισμένο με τα συμπεράσματα της προγενέστερης θεωρητικής μελέτης [4.34]-[4.35], σύμφωνα με την οποία η ταυτόχρονη μείωση της διακύμανσης πλάτους και φάσης δεν είναι δυνατή για σήματα που χαρακτηρίζονται από θόρυβο ASE. Το επιπλέον συμπέρασμα που λαμβάνεται με τη βοήθεια της μελέτης που πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, είναι ότι ο μετασχηματισμός των δύο τύπων θορύβου, είναι ικανός να αποδώσει αποκωδικοποιημένα σήματα υψηλότερης ποιότητας, όπως αυτή ποσοτικοποιείται με τη χρήση της παραμέτρου Q-factor. Τέλος, θα πρέπει να επισημανθεί ότι σε αντίθεση με την περίπτωση θορύβου ASE ή ισοδύναμα σημάτων χαμηλού OSNR, η ταυτόχρονη μείωση της διακύμανσης πλάτους και φάσης είναι δυνατή για σήματα DPSK, στα οποία η διακύμανση φάσης είναι ισχυρότερη από την αντίστοιχη πλάτους. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η περίπτωση σημάτων DPSK, στα οποία κυριαρχεί ο μη γραμμικός θόρυβος Gordon-Mollenauer [4.39] κατά τη μετάδοσή τους σε οπτικά συστήματα WDM.

4.2.2 Προσομοίωση λειτουργίας στα 160 Gb/s

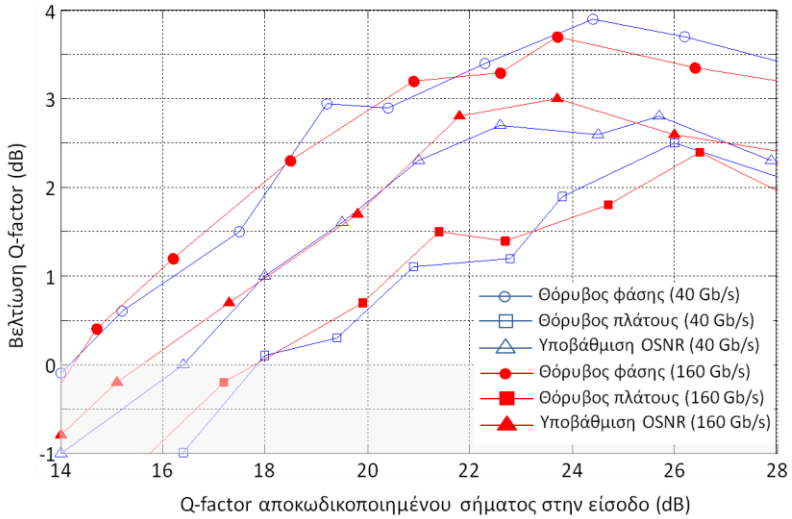
Όπως και στην περίπτωση συμβατικών οπτικών σημάτων με διαμόρφωση πλάτους OOK, έτσι και στην περίπτωση σημάτων με πιο σύνθετα σχήματα διαμόρφωσης φάσης, η δημιουργία σημάτων σε υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης βασίζεται στην τεχνική της οπτικής πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου (OTDM) [4.40]. Για τη συγκεκριμένη περίπτωση σημάτων DPSK σε ρυθμό μετάδοσης 160 Gb/s, η δημιουργία τους μπορεί να βασίζεται σε τέσσερα κανάλια των 40 Gb/s, στα οποία έχουν κωδικοποιηθεί με χρήση διαφορικής κωδικοποίησης τέσσερα ανεξάρτητα σήματα πληροφορίας. Η ανίχνευση του σήματος στο δέκτη του συστήματος, απαιτεί την αποπολυπλεξία των επιμέρους σημάτων με κατάλληλη τεχνική που βασίζεται στη χρήση συμβολόμετρου Sagnac ή το φαινόμενο μίξης τεσσάρων φωτονίων και η οποία διατηρεί τις σχετικές φάσεις των παλμών που ανήκουν στο ίδιο (απο)πολυπλεγμένο κανάλι. Μετά την αποπολυπλεξία το κάθε κανάλι οδηγείται στον δέκτη, στην είσοδο του οποίου βρίσκεται συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου ως προς το βασικό ρυθμό μετάδοσης (40 Gb/s). Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η σύγκριση διαδοχικών δυφίων του αποπολυπλεγμένου καναλιού και η αποκωδικοποίηση της πληροφορίας.

Η επέκταση της λειτουργίας του κυκλώματος αναγέννησης η οποία προτάθηκε στα πλαίσια της διατριβής για ρυθμό μετάδοσης 160 Gb/s, βασίζεται και αυτή στην ανεξάρτητη αποκωδικοποίηση των τεσσάρων πολυπλεγμένων καναλιών και την επανακωδικοποίηση της πληροφορίας στο νέο οπτικό φέρον μέσω του συμβολόμετρου Sagnac. Στη λειτουργία



Σχήμα 4.14: Διάταξη προσομοίωσης κυκλώματος αναγέννησης στα 160 Gb/s.

όμως του κυκλώματος αναγέννησης δεν είναι απαραίτητη η φυσική αποπολυπλεξία των τεσσάρων καναλιών αλλά μόνο η σύγκριση των διαδοχικών τους δυφίων μέσω ενός γραμμικού συμβολόμετρου με καθυστέρηση ίση με 25 ps [4.41]. Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του κυκλώματος στα 160 Gb/s παρουσιάζεται στο σχήμα 4.14. Είναι παρόμοια με την αντίστοιχη διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση στα 40 Gb/s, με ορισμένες μόνο διαφοροποιήσεις: το υποσύστημα παραγωγής του σήματος παράγει παλμοσειρά στα 160 Gb/s, με πολυπλεξία τεσσάρων ανεξάρτητων 40 Gb/s σημάτων. Το ολικό εύρος ημίσειας ισχύος των παλμών είναι ίσο με 2 ps έτσι ώστε να είναι δυνατή η πολυπλεξία τους στο χρόνο και η τοποθέτησή τους σε χρονοθυρίδες των 6.25 ps. Με τον τρόπο που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο, στα παραγόμενα σήματα υπερτίθεται θόρυβος φάσης, θόρυβος πλάτους ή θόρυβος ASE, ώστε να μελετηθεί η δυνατότητα αναγέννησης που παρέχει το κύκλωμα. Τα οπτικά ζωνοπερατά φίλτρα που χρησιμοποιούνται κατά μήκος του κυκλώματος έχουν αυξημένο φασματικό εύρος 3 nm, έτσι ώστε να μην αποκόπτεται φασματικό περιεχόμενο των στενότερων χρονικά παλμών. Το σήμα εισόδου εισέρχεται στο κύκλωμα αναγέννησης και συγκεκριμένα στο συμβολόμετρο καθυστέρησης με χρονική καθυστέρηση μεταξύ των οπτικών του δρόμων 25 ps. Το συμβολόμετρο καθυστέρησης συγκρίνει κάθε δυφίο του υψίρυθμου σήματος με το δυφίο που ακολουθεί τέσσερις θέσεις πιο πίσω, και επομένως συγκρίνει διαδοχικά δυφία των πολυπλεγμένων καναλιών. Η σύγκριση αυτή είναι σειριακή και οδηγεί στη δημιουργία συμπληρωματικών ακολουθιών OOK στα 160 Gb/s, οι οποίες περιέχουν χρονικά πολυπλεγμένα τα αποκωδικοποιημένα σήματα των τεσσάρων καναλιών. Οι ακολουθίες αυτές εισάγονται ως σήματα ελέγχου στο μη γραμμικό συμβολόμετρο, όπου διαμορφώνουν με τον τρόπο που έχει ήδη περιγραφεί ένα νέο οπτικό φέρον (σήμα cw). Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι το σήμα στην έξοδο του κυκλώματος είναι ένα σήμα στα 160 Gb/s με χρονικά πολυπλεγμένα τέσσερα ανεξάρτητα 40 Gb/s PSK κανάλια, τα οποία και αντιστοιχούν στα αρχικά πολυπλεγμένα κανάλια DPSK του σήματος εισόδου. Το σήμα εισόδου του μη γραμμικού συμβολόμετρου είναι σε μήκος κύματος 1562 nm, έτσι ώστε η φασματική του απόσταση από το σήμα εισόδου του κυκλώματος αναγέννησης (12 nm) να είναι η διπλάσια από την αντίστοιχη φασματική απόσταση (6 nm) στη λειτουργία του κυκλώματος στα 40 Gb/s. Η διαφοροποίηση αυτή έγινε προκειμένου να διατηρηθούν οι ίδιες συνθήκες γραμμικής παρεμβολής (cross-talk) μεταξύ του σήματος εισόδου και του διαμορφωμένου φέροντος στην έξοδο του κυκλώματος και δεδομένης της επιλογής παλμών εισόδου με ημίσειο χρονικό και επομένως διπλάσιο φασματικό εύρος σε σύγκριση με τη λειτουργία του κυκλώματος στα 40 Gb/s. Τέλος, η ισχύς κορυφής των παλμών του σήματος εισόδου αυξήθηκε κατάλληλα πέραν των 950 mW, έτσι ώστε να



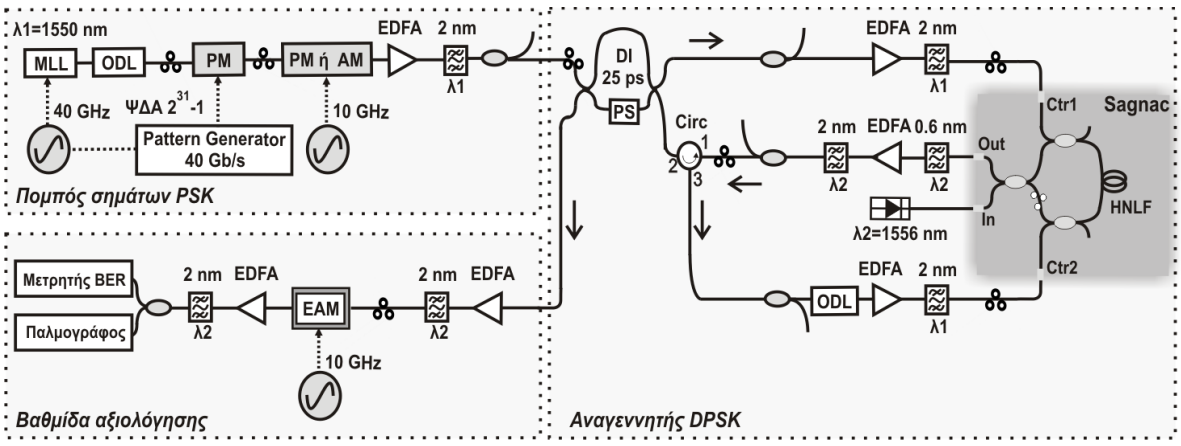
Σχήμα 4.15: Βελτίωση Q-factor αποκωδικοποιημένων σημάτων DPSK στην έξοδο του αναγεννητή για σήματα εισόδου με διαφορετικά είδη θορύβου. Συγκριτική παρουσίαση αποτελεσμάτων για λειτουργία στα 40 και τα 160 Gb/s.

εξισορροπείται επιτυχώς η αυξημένη επίδραση των φαινομένων διασποράς μέσα στη μη γραμμική ίνα λόγω του μικρότερου χρονικού εύρους των παλμών και να επιτυγχάνεται η λειτουργία του μη γραμμικού συμβολόμετρου γύρω από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας που αντιστοιχεί σε στροφή φάσης π. Το σχήμα 4.15 συνοψίζει τα αποτελέσματα της μελέτης παρουσιάζοντας τη βελτίωση του παράγοντα ποιότητας (Q-factor) των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή για τις τρεις περιπτώσεις θορύβου που εξετάστηκαν και για ένα σημαντικό εύρος υποβάθμισης των σημάτων εισόδου. Το ίδιο σχήμα παρουσιάζει επιπλέον τα αντίστοιχα αποτελέσματα για λειτουργία στα 40 Gb/s, κάνοντας φανερό μέσω αυτής της συγκριτικής παρουσίασης ότι η λειτουργία του κυκλώματος αναγέννησης στα 160 Gb/s μπορεί να είναι πρακτικά το ίδιο επιτυχής και αποτελεσματική όσο η λειτουργία του στα 40 Gb/s. Υπογραμμίζεται βέβαια ότι το αποτέλεσμα αυτό οφείλεται αποκλειστικά στη φύση και την ακριαία απόκριση του φαινομένου Kerr, πάνω στο οποίο στηρίζεται η λειτουργία του συμβολόμετρου Sagnac.

4.3 Πειραματική μελέτη κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK στα 40 Gb/s

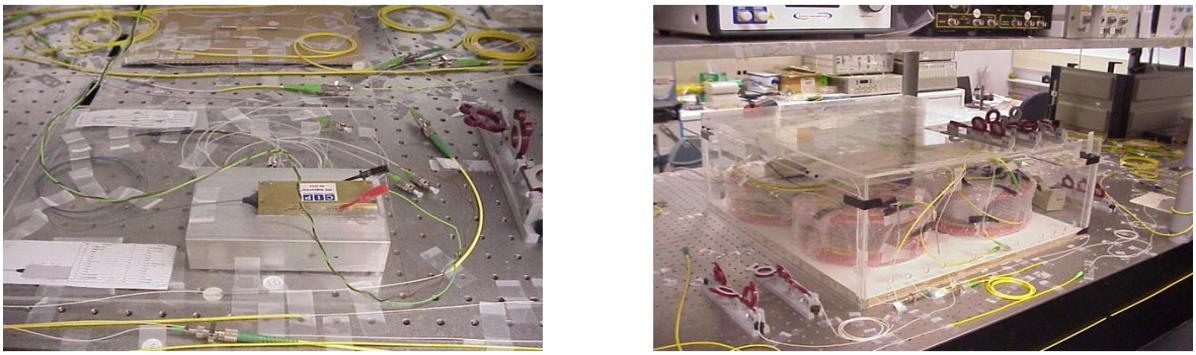
Η πειραματική μελέτη του κυκλώματος αναγέννησης ακολούθησε την ίδια δομή με τη μελέτη προσομοίωσης, προσπαθώντας να επιβεβαιώσει και να διερευνήσει τη δυνατότητα του κυκλώματος να αναγεννά σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης, θόρυβο πλάτους και θόρυβο ASE [4.41]-[4.42]. Βασίστηκε δε στην πειραματική διάταξη που παρουσιάζεται στο σχήμα 4.16.

Με τη βοήθεια laser εγκλείδωσης ρυθμών (MLL-Mode-Locked Laser) παράγεται οπτικό ρολόι με χρονικό εύρος παλμών ~4 ps, ρυθμό επανάληψης 40 GHz και μήκος κύματος 1550 nm. Το οπτικό ρολόι περνά από οπτική γραμμή καθυστέρησης (ODL) και εισέρχεται σε διαμορφωτή φάσης όπου και διαμορφώνεται κατά φάση από ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (ΨΔΑ) τριακοστής πρώτης τάξης. Το διαμορφωμένο κατά φάση σήμα (PSK) εισέρχεται στη συνέχεια σε στοιχείο, το οποίο λειτουργεί είτε ως διαμορφωτής



Σχήμα 4.16: Πειραματική διάταξη για τη μελέτη του αναγεννητή στα 40 Gb/s (MLL: Mode-Locked Laser, ODL: Optical Delay Line, PM: Phase Modulator, AM: Amplitude Modulator, EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier, HNLF: Highly Nonlinear Fiber, EAM: Electro-Absorption Modulator).

φάσης διαμορφωτής φάσης είτε ως διαμορφωτής πλάτους και ουσιαστικά υπερθέτει τον αντίστοιχο τύπο θορύβου στο σήμα. Το συγκεκριμένο στοιχείο δέχεται ως ηλεκτρική είσοδο συνημιτονοειδές σήμα συχνότητας 10 GHz, του οποίου το πλάτος ρυθμίζεται κατάλληλα έτσι ώστε να υπερθέτει το επιθυμητό βαθμό διαταραχής στη φάση ή το πλάτος του σήματος εισόδου. Σημειώνεται δε ότι η γεννήτρια συχνοτήτων που παράγει το σήμα διαταραχής δεν είναι κλειδωμένη με τη γεννήτρια της ΨΔΑ και επομένως η διαταραχή που υπερτίθεται στους παλμούς του σήματος καλύπτει όλο το εύρος και όλες τις δυνατές ενδιάμεσες τιμές που επιτρέπει το πλάτος του σήματος διαταραχής. Το υποβαθμισμένο σήμα στην έξοδο του στοιχείου διαταραχής αποτελεί πλέον το σήμα PSK προς αναγέννηση. Σημειώνεται επίσης ότι στην περίπτωση μελέτης του αναγεννητή για σήματα με υποβαθμισμένο OSNR, το στοιχείο διαταραχής αντικαθίσταται από σειρά οπτικού εξασθενητή, ενισχυτή και φίλτρου έτσι ώστε να ρυθμιστεί κατάλληλα το OSNR με τον τρόπο που παρουσιάστηκε στη μελέτη προσομοίωσης. Το σήμα στην έξοδο του στοιχείου διαταραχής ή αντίστοιχα της σειράς εξασθενητή-ενισχυτή-φίλτρου, ενισχύεται περαιτέρω και εισέρχεται στο κύκλωμα αναγέννησης και πιο συγκεκριμένα στο ολοκληρωμένο συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου. Συμβολή διαδοχικών δυφίων σε φάση ή εκτός φάσης επιτυγχάνεται από το συμβολόμετρο καθυστέρησης μέσω ενός θερμο-οπτικού ολισθητή φάσης, ο οποίος είναι τοποθετημένος σε έναν από τους βραχίονες του συμβολόμετρου. Από τις εξόδους του συμβολόμετρου εξέρχονται τα δύο συμπληρωματικά σήματα OOK, τα οποία αφού ενισχυθούν κατευθύνονται στις θύρες ελέγχου του συμβολόμετρου Sagnac. Στην πορεία των σημάτων προς τις θύρες ελέγχου, χρησιμοποιούνται κατάλληλοι συζεύκτες, οι οποίοι διαχωρίζουν τμήμα της ισχύος τους, έτσι ώστε να είναι δυνατή η οδήγησή τους προς τη βαθμίδα αξιολόγησης της διάταξης. Σημειώνεται ότι το σήμα OOK, το οποίο εξέρχεται από την κάτω θύρα εξόδου του συμβολόμετρου καθυστέρησης, διέρχεται από οπτικό κυκλοφορητή στην πορεία του προς τη θύρα ελέγχου της πύλης Sagnac για λόγους που θα εξηγηθούν στη συνέχεια. Σημειώνεται επίσης ότι το μήκος των δύο οπτικών δρόμων που οδηγούν τα συμπληρωματικά σήματα OOK στις θύρες ελέγχου της πύλης είναι το ίδιο έτσι ώστε να εξασφαλίζεται ο απόλυτος συγχρονισμός των δύο σημάτων. Ο συγχρονισμός αυτός σε επίπεδο δυφίου βελτιστοποιείται με τη χρήση οπτικής γραμμής καθυστέρησης σε έναν από



(α) (β)

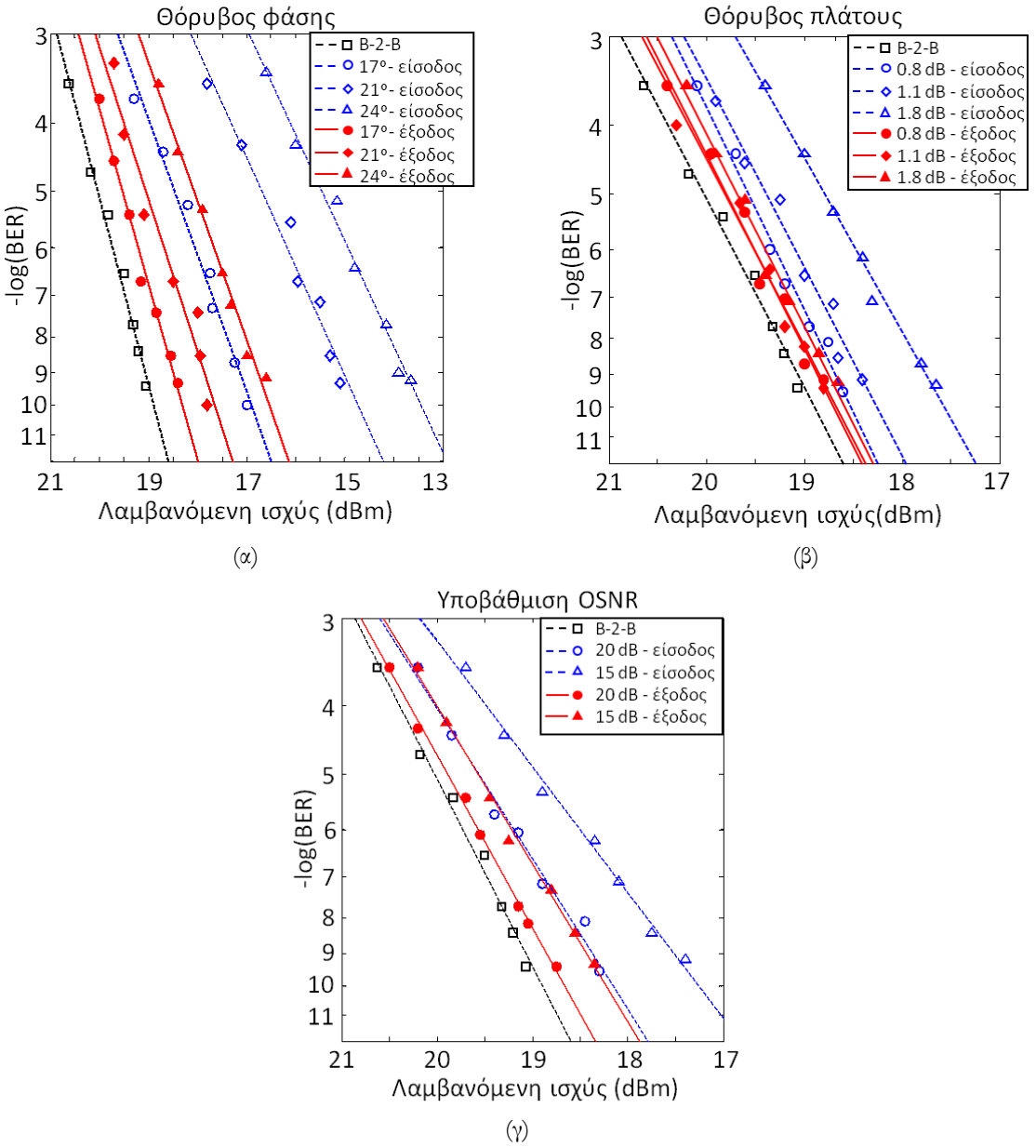
Σχήμα 4.17: Φωτογραφίες των βασικών υποσυστημάτων που χρησιμοποιήθηκαν κατά την πειραματική μελέτη του αναγεννητή: (α) Ολοκληρωμένο συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου με ελεύθερη φασματική περιοχή 40 GHz και (β) Μη γραμμικό συμβολόμετρο Sagnac.

τους δύο δρόμους με εύρος καθυστέρησης 300 ps. Το συμβολόμετρο Sagnac τροφοδοτείται με σήμα cw μήκους κύματος 1556 nm. Η μη γραμμική ίνα έχει τις ίδιες παραμέτρους που χρησιμοποιήθηκαν στην αντίστοιχη μελέτη προσομοίωσης και συγκεκριμένα: 240 m μήκος, 1.21 ps/nm/km παράμετρο διασποράς, 11.5 $W^{-1}km^{-1}$ παράμετρο μη γραμμικότητας και 0.5 dB/km απώλειες διάδοσης. Η μέση ισχύς που απαιτείται για την πλήρη μεταγωγή σήματος δεδομένων στα 40 Gb/s που περιέχει παλμούς χρονικού εύρους 4 ps ισούται με ~75 mW. Το σήμα στη θύρα εξόδου της πύλης φιλτράρεται από οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο εύρους 0.6 nm και οδηγείται μέσω του οπτικού κυκλοφορητή πίσω στο συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου για να αποκωδικοποιηθεί. Η χρήση του συμβολόμετρου καθυστέρησης τόσο ως τμήμα του αναγεννητή για τη αποκωδικοποίηση του σήματος εισόδου όσο και ως τμήμα του δέκτη για την αποκωδικοποίηση του σήματος εξόδου ήταν επιβεβλημένη λόγω της διαθεσιμότητας ενός μόνο συμβολόμετρου καθυστέρησης για τη διεξαγωγή του πειράματος. Συνεπακόλουθα, η χρήση του οπτικού κυκλοφορητή ήταν επίσης επιβεβλημένη έτσι ώστε να επιτρέπεται η ταυτόχρονη διάδοση και επεξεργασία των σημάτων εισόδου και εξόδου και προς τις δύο κατευθύνσεις διάδοσης του συμβολομέτρου καθυστέρησης. Σημειώνεται ότι η ρύθμιση της εν φάση και εκτός φάσης συμβολής στο συμβολόμετρο καθυστέρησης του σήματος εξόδου δεν είναι δυνατή με χρήση του ολισθητή φάσης καθώς αυτή θα επηρέαζε το σχήμα συμβολής του σήματος εισόδου. Σε αυτήν την περίπτωση, το σχήμα συμβολής του σήματος εξόδου καθορίζεται με μικρή μεταβολή του μήκους κύματος του σήματος cw γύρω από την τιμή 1556 nm. Τέλος, το αποκωδικοποιημένο σήμα εξόδου ενισχύεται και οδηγείται στη βαθμίδα αξιολόγησης. Σε αυτήν τη βαθμίδα το σήμα αποπολυπλέκεται στα 10 Gb/s με τη βοήθεια διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM-Electro-Absorption Modulator), έτσι ώστε να είναι δυνατή η εκτίμηση της ποιότητάς του μέσω μετρήσεων ρυθμού σφαλμάτων (BER-Bit Error Rate). Η αξιολόγηση της λειτουργίας του αναγεννητή βασίστηκε σε σύγκριση των μετρήσεων BER των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο και την έξοδο του αναγεννητή για σήματα εισόδου με διαφορετικό τύπο θορύβου. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην πειραματική μελέτη, τα σήματα εισόδου του αναγεννητή δεν ήταν σήματα DPSK αλλά PSK καθώς δε χρησιμοποιήθηκε ηλεκτρονικός προκωδικοποιητής. Στη γενική περίπτωση τα αποκωδικοποιημένα σήματα δεν περιλαμβάνουν την ίδια ακολουθία με αυτή των

σημάτων PSK, λόγω του μετασχηματισμού που γίνεται από το συμβολόμετρο καθυστέρησης 1-δυφίου. Στην περίπτωση όμως σημάτων στα οποία έχει κωδικοποιηθεί ΨΔΑ, το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού καταλήγει στην ίδια ΨΔΑ, μετατοπισμένη στο χρόνο [4.9]. Αποτέλεσμα αυτής της ιδιότητας των ΨΔΑ ήταν το γεγονός ότι οι μετρήσεις BER μπορούσαν να επιτελεστούν χωρίς την ανάγκη προγραμματισμού επιπλέον ακολουθίας στον ελεγκτή ρυθμού σφαλμάτων (BER tester).

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων συνοψίζονται στο σχήμα 4.18. Κάθε καμπύλη αναφέρεται στη χειρότερη μέτρηση ανάμεσα στα δύο συμπληρωματικά αποκωδικοποιημένα σήματα και τα τέσσερα κανάλια των 10 Gb/s που αντιστοιχούν σε ένα 40 Gb/s σήμα PSK. Σημειώνεται πάντως ότι η διαφοροποίηση που παρατηρήθηκε ανάμεσα στις οκτώ μετρήσεις ήταν η ελάχιστη και κινούνταν στα όρια του στατιστικού λάθους. Το γεγονός αυτό ήταν αναμενόμενο για τα σήματα εισόδου. Για τα σήματα εξόδου η απουσία ουσιαστικής διαφοροποίησης μεταξύ των τεσσάρων καναλιών ήταν αποτέλεσμα της ικανότητας της διάταξης να λειτουργεί σε υπερηψηλές ταχύτητες, ενώ η απουσία διαφοροποίησης μεταξύ των δύο συμπληρωματικών σημάτων αποτέλεσμα της απόλυτης συμμετρίας του μη γραμμικού συμβολόμετρου. Το τελευταίο γίνεται κατανοητό αν αναλογισθεί κανείς ότι στο ένα συμπληρωματικό σήμα OOK της εξόδου, η παρουσία παλμών προκαλείται από τη σύγκριση παλμών PSK, οι οποίοι προέρχονται από την ίδια θύρα ελέγχου στο μη γραμμικό συμβολόμετρο, ενώ στο έτερο συμπληρωματικό σήμα η παρουσία παλμών προκαλείται από τη σύγκριση παλμών PSK που προέρχονται από διαφορετικές θύρες ελέγχου. Η ομοιότητα επομένως των δύο συμπληρωματικών σημάτων συνδέεται άρρηκτα με την ομοιότητα των παλμών PSK που προέρχονται από διαφορετικές θύρες ελέγχου και κατ' επέκταση με την απόλυτη συμμετρία της μη γραμμικής πύλης. Σημειώνεται δε ότι αυτή η συμμετρία δεν ισχύει για άλλες υλοποιήσεις του μη γραμμικού συμβολόμετρου, π.χ. συμβολόμετρο Mach-Zehnder με δύο SOAs, με αποτέλεσμα την εμφάνιση μη αμελητέας διαφοροποίησης στις καμπύλες BER των δύο συμπληρωματικών αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο του αναγεννητή.

Στο σχήμα 4.18α παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης. Οι καμπύλες αναφέρονται στα αποκωδικοποιημένα σήματα στην είσοδο και την έξοδο για πλήθος βαθμών διαταραχής του εισερχόμενου σήματος. Πιο συγκεκριμένα, οι περιπτώσεις που μελετήθηκαν αφορούν σήμα εισόδου PSK χωρίς θόρυβο (B-2-B–Back-to-Back) και σήματα εισόδου με θόρυβο που αντιστοιχεί σε τυπική απόκλιση της φάσης ίση με 17^o, 21^o και 24^o. Σημειώνεται ότι ο υπολογισμός των προαναφερθέντων τιμών είναι προσεγγιστικός καθώς δεν ήταν πειραματικά εφικτό να μετρηθεί απευθείας η τυπική απόκλιση της φάσης. Αντίθετα, ο υπολογισμός σε κάθε μία περίπτωση βασίστηκε σε παρατήρηση των διαγραμμάτων οφθαλμού των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο και σύγκρισή τους με αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού προσομοιώσεων για τα οποία ήταν γνωστή η τυπική απόκλιση της φάσης. Όπως παρατηρείται στο διάγραμμα, το κύκλωμα αναγέννησης μπορούσε να προσφέρει βελτίωση της ποινής ισχύος (power penalty) έως και 3 dB για υποβαθμισμένα σήματα, τα οποία παρουσίαζαν ποινή ισχύος της τάξης των 4 dB σε σύγκριση με την B-2-B μέτρηση. Ο βαθμός αυτής της βελτίωσης είναι εντυπωσιακός και αποδεικνύει την άριστη συμπεριφορά του κυκλώματος αναγέννησης για σήματα εισόδου PSK με το συγκεκριμένο τύπο θορύβου.



Σχήμα 4.18: Μετρήσεις BER για σήματα DPSK στην είσοδο του αναγεννητή με α) θόρυβο φάσης, β) θόρυβο πλάτους και γ) θόρυβο ASE.

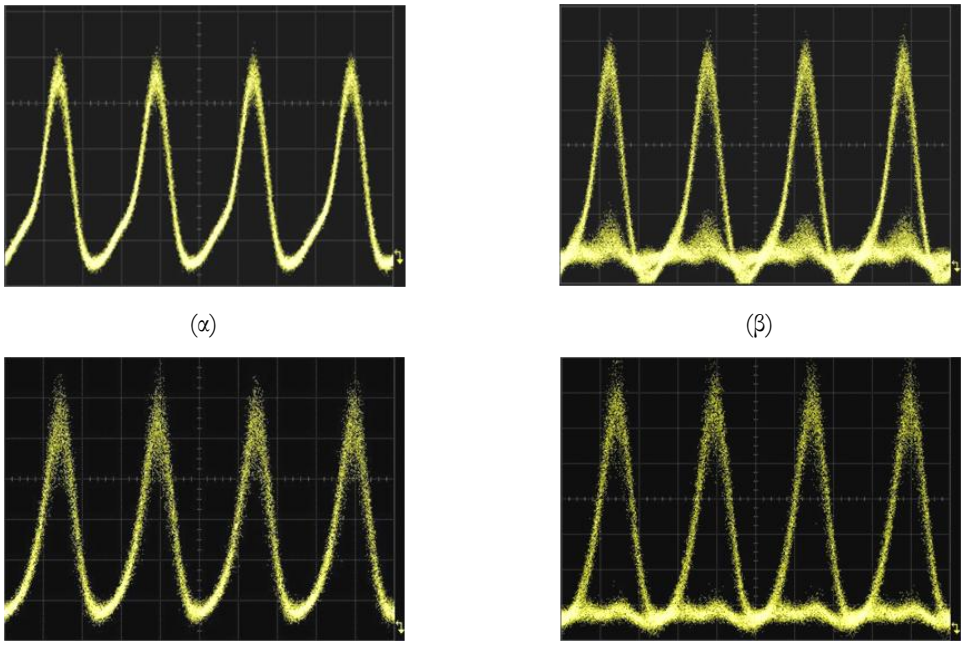
Στο σχήμα 4.18β δίνονται τα αποτελέσματα για σήματα εισόδου με θόρυβο πλάτους. Οι περιπτώσεις που εξετάστηκαν περιλαμβάνουν την περίπτωση B-2-B, καθώς και σήματα εισόδου με θόρυβο πλάτους που αντιστοιχεί σε διακύμανση ισχύος κορυφής 0.8, 1.1 και 1.8 dB. Η μέτρηση αυτών των τιμών πραγματοποιήθηκε άμεσα με τη βοήθεια ψηφιακού παλμογράφου. Όπως παρατηρείται στο διάγραμμα, η βελτίωση της ποινής ισχύος ισούται για το πιο επιβαρυμένο σήμα με περίπου 1 dB. Το αποτέλεσμα αυτό είναι ενδεικτικό της χαμηλότερης επίδοσης του κυκλώματος αναγέννησης για σήματα με θόρυβο πλάτους.

Τέλος, στο σχήμα 4.18γ παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για σήματα εισόδου με υποβαθμισμένο OSNR. Οι καμπύλες αντιστοιχούν στη μέτρηση B-2-B καθώς και σε σήματα εισόδου με 20 και 15 dB OSNR. Και στην περίπτωση σημάτων εισόδου με θόρυβο ASE το κύκλωμα αναγέννησης προσφέρει τη δυνάτοτητα βελτίωσης της ποινής

ισχύος, η οποία είναι παρόμοια με την αντίστοιχη για σήματα με θόρυβου πλάτους και κυμαίνεται στο 1 dB.
Ενδεικτικά διαγράμματα οφθαλμού που ελήφθησαν κατά την πειραματική διερεύνηση του κυκλώματος αναγέννησης παρουσιάζονται στα σχήματα 4.19, 4.20 και 4.21. Σε κάθε ένα από αυτά τα σχήματα, παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού του σήματος PSK και του αντίστοιχου αποκωδικοποιημένου σήματος για το σήμα εισόδου (πάνω σειρά) και το σήμα εξόδου (κάτω σειρά). Το σχήμα 4.19 αναφέρεται στην περίπτωση σήματος εισόδου με θόρυβο φάσης και τυπική απόκλιση φάσης 21^o, το σχήμα 4.20 σε σήμα εισόδου με μέγιστη διακύμανση ισχύος κορυφής 1.8 dB και το σχήμα 4.21 σε σήμα εισόδου με 15 dB OSNR. Παρατηρώντας τα διαγράμματα των τριών σχημάτων γίνεται φανερή η πειραματική επιβεβαίωση των συμπερασμάτων της θεωρητικής και αριθμητικής μελέτης του κυκλώματος αναγέννησης για τον τρόπο με τον οποίο οι διαφορετικοί τύποι θορύβου μετασχηματίζονται από τον αναγεννητή έτσι ώστε να προκύψει αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο υψηλότερης ποιότητας από το αντίστοιχο σήμα στην είσοδο. Πιο συγκεκριμένα, στο σχήμα 4.19γ παρατηρείται η εν μέρει μετατροπή της διακύμανσης φάσης στην είσοδο σε διακύμανση πλάτους στην έξοδο. Τα διαγράμματα οφθαλμού των αποκωδικοποιημένων σημάτων στη δεξιά στήλη παρουσιάζουν όμως το τρόπο με τον οποίο αυτή η μετατροπή συνοδεύεται από δραστική βελτίωση του λόγου σβέσης, συντελώντας στην εν γένει βελτίωση του αποκωδικοποιημένου σήματος. Αντίστοιχα, στο σχήμα 4.20γ παρατηρείται η εν μέρει απορρόφηση της διακύμανσης ισχύος κορυφής στην έξοδο όταν το σήμα εισόδου χαρακτηρίζεται από θόρυβο φάσης. Η απορρόφηση αυτή μεταφέρεται και στο αποκωδικοποιημένο σήμα, συντελώντας και πάλι στην εν γένει βελτίωση της ποιότητάς του. Τέλος, η αλληλουχία των διαγραμμάτων οφθαλμού στο σχήμα 4.21, φανερώνει ότι ο τρόπος με τον οποίο το κύκλωμα αναγέννησης επιτυγχάνει τη βελτίωση της ποιότητας του αποκωδικοποιημένου σήματος στην έξοδο για σήμα εισόδου με θόρυβο ASE ομοιάζει περισσότερο με την περίπτωση σημάτων εισόδου με θόρυβο πλάτους. Η ομοιότητα αυτή αντικατοπτρίζεται και στα παρόμοια επίπεδα βελτίωσης της ποινής ισχύος, η οποία επιτυγχάνεται για σήματα με τα δύο είδη θορύβου.

4.4 Σύνοψη – Συμπεράσματα

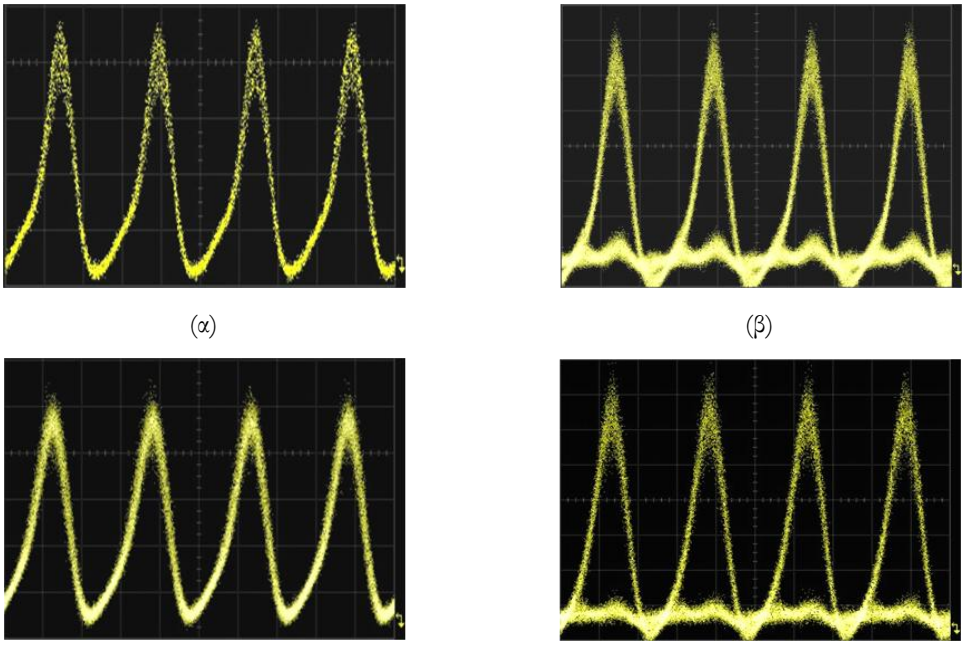
Στο κεφάλαιο 4 μελετήθηκε θεωρητικά, προσομοιώθηκε, και διερευνήθηκε πειραματικά για πρώτη φορά, η λειτουργία κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK, το οποίο βασίζεται σε συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας. Το συγκεκριμένο κύκλωμα ανήκει στην κατηγορία αναγεννητών μη σύμφωνης φάσης καθώς η λειτουργία του περιλαμβάνει την αποκωδικοποίηση των σημάτων εισόδου και την επαναδιαμόρφωση κατά φάση ενός νέου οπτικού φέροντος με τη βοήθεια του μη γραμμικού συμβολόμετρου.
Κυκλώματα αναγέννησης τα οποία βασίζονται στη συγκεκριμένη αρχή λειτουργίας έχουν επιδειχθεί στο πρόσφατο παρελθόν χρησιμοποιώντας μη γραμμικά συμβολόμετρα ενεργών στοιχείων (SOA). Το κύριο μειονέκτημα αυτών των διατάξεων αποτελεί ο περιορισμός της λειτουργίας τους όσον αφορά το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων λόγω της αδυναμίας των SOA να λειτουργήσουν χωρίς να εισάγουν παραμόρφωση σε υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Η υλοποίηση της ίδιας τεχνικής με χρήση συμβολόμετρου μη γραμμικής ίνας



(α) (β)

(γ) (δ)

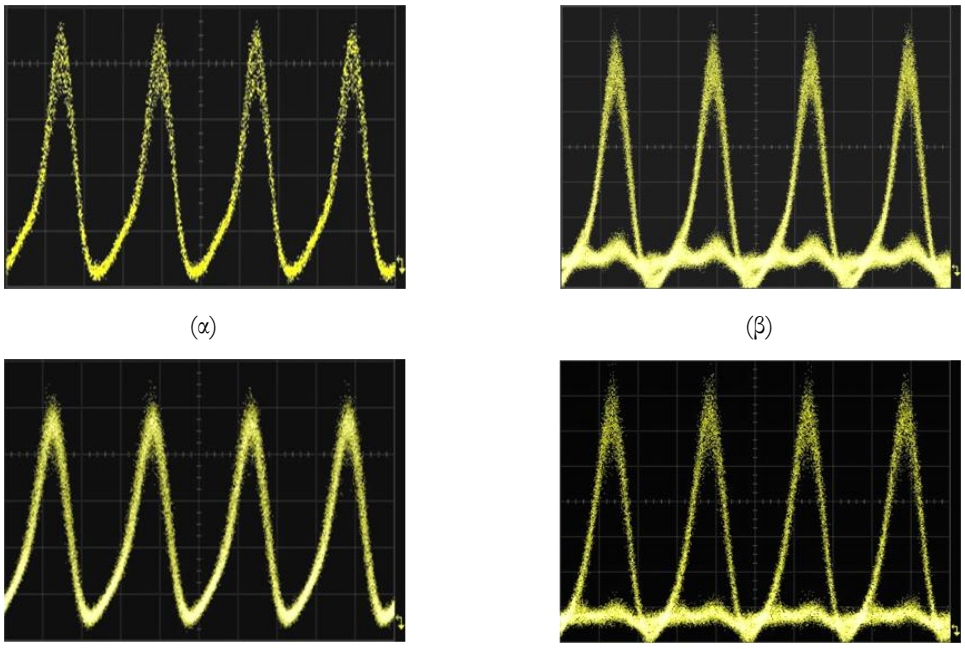
Σχήμα 4.19: Λειτουργία αναγεννητή στα 40 Gb/s για σήμα εισόδου PSK με θόρυβο φάσης που αντιστοιχεί σε τυπική απόκλιση φάσης ίση με 21°. Διαγράμματα οφθαλμού: α) σήμα PSK στην είσοδο, β) αποκωδικοποιημένο σήμα στην είσοδο, γ) σήμα PSK στην έξοδο και δ) αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο του αναγεννητή. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.



(α) (β)

(γ) (δ)

Σχήμα 4.20: Λειτουργία αναγεννητή στα 40 Gb/s για σήμα εισόδου PSK με θόρυβο πλάτους που αντιστοιχεί σε διακύμανση ισχύος κορυφής των παλμών ίση με 1.8 dB. Διαγράμματα οφθαλμού: α) σήμα PSK στην είσοδο, β) αποκωδικοποιημένο σήμα στην είσοδο, γ) σήμα PSK στην έξοδο και δ) αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο του αναγεννητή. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.



Σχήμα 4.21: Λειτουργία αναγεννητή στα 40 Gb/s για σήμα εισόδου PSK με θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής που αντιστοιχεί σε οπτικό σηματοθορυβικό λόγο ίσο με 15 dB. Διαγράμματα οφθαλμού: α) σήμα PSK στην είσοδο, β) αποκωδικοποιημένο σήμα στην είσοδο, γ) σήμα PSK στην έξοδο και δ) αποκωδικοποιημένο σήμα στην έξοδο του αναγεννητή. Χρονική κλίμακα: 10 ps/div.

ώστε να ξεπεραστούν οι περιορισμοί στην ταχύτητα λειτουργίας είχε επίσης προταθεί κατά το πρόσφατο παρελθόν. Η αντίστοιχη θεωρητική μελέτη, βασιζόταν στη θεώρηση γκαουσσιανής κατανομής για τη φάση και το πλάτος του πεδίου των παλμών του σήματος και κατέληγε στο συμπέρασμα ότι η ταυτόχρονη καταπίεση του θορύβου φάσης και πλάτους του σήματος είναι δυνατή κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες και συνδυασμούς επιπέδων θορύβου φάσης και πλάτους στο σήμα εισόδου.

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, ο αναγεννητής μη σύμφωνης φάσης με χρήση μη γραμμικού συμβολόμετρου Sagnac μελετήθηκε περαιτέρω χρησιμοποιώντας την υπόθεση συνημιτονοειδών διαταραχών συγκεκριμένων συχνοτήτων για τη φάση και το πλάτος των παλμών του σήματος εισόδου και εξάγοντας τη συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος αναγέννησης στο πεδίο της συχνότητας. Η συγκεκριμένη μέθοδος επιλέχθηκε ως μία εναλλακτική μαθηματική μέθοδος για την επιβεβαίωση των συμπερασμάτων της προϋπάρχουσας θεωρητικής ανάλυσης με τρόπο που καθιστά πιο εμφανή και κατανοητό το μηχανισμό απορρόφησης της διακύμανσης θορύβου φάσης και πλάτους.

Η θεωρητική ανάλυση για την εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς του κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.1. Τα αποτελέσματα αυτής της ανάλυσης περιγράφουν τον τρόπο με τον οποίο για κάθε συχνότητα διαταραχής, η διαταραχή φάσης του σήματος εισόδου απορροφάται πλήρως από τον αναγεννητή, τον τρόπο με τον οποίο αντίστοιχα η αρχική διαταραχή πλάτους καταπιέζεται προξενώντας όμως την εμφάνιση διαταραχής φάσης, καθώς και τις γενικές συνθήκες συμπεριλαμβανομένου του σημείου λειτουργίας του αναγεννητή έτσι ώστε η ταυτόχρονη καταπίεση της διαταραχής φάσης και πλάτους να είναι δυνατή.

Στην ενότητα 4.2, παρουσιάστηκε μελέτη προσομοίωσης με τη βοήθεια της πλατφόρμας VPI, η οποία επεκτείνει τα αποτελέσματα των προϋπαρχουσών μελετών, διερευνώντας επιπλέον την επίδραση που έχει η ανακατανομή θορύβου φάσης και πλάτους στην ποιότητα των αποκωδικοποιημένων σημάτων. Το πρώτο μέρος αυτής της μελέτης πραγματοποιήθηκε για σήματα εισόδου DPSK στα 40 Gb/s με θόρυβο φάσης, θόρυβο πλάτους ή θόρυβο ASE. Η μελέτη έκανε φανερό για πρώτη φορά ότι η ποιότητα των αποκωδικοποιημένων σημάτων, όπως αυτή περιγράφεται από τον παράγοντα ποιότητας (Q-factor), μπορεί πράγματι να βελτιωθεί ακόμη και στην περίπτωση όπου δεν είναι είναι δυνατός ο ταυτόχρονος περιορισμός της διακύμανσης φάσης και πλάτους του σήματος DPSK. Η βελτίωση του παράγοντα ποιότητας των αποκωδικοποιημένων σημάτων που επιτυγχάνεται προσεγγίζει στην καλύτερη περίπτωση τα 4 dB για σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης και τα 2.5 dB για θόρυβο πλάτους. Η περίπτωση του θορύβου ASE είναι μία ενδιάμεση περίπτωση όπου και τα δύο είδη θορύβου (φάσης και πλάτους) συνυπάρχουν και όπου ταυτόχρονη καταπίεσή τους δεν είναι δυνατή. Η βελτίωση σε αυτήν την περίπτωση ξεπερνά τα 2.8 dB για δεδομένη ποιότητα των αντίστοιχων αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο.

Στο δεύτερο μέρος της, η μελέτη εστίασε στη δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας του αναγεννητή σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και συγκεκριμένα στα 160 Gb/s. Η διάταξη που προτάθηκε βασίζεται στην υπόθεση καναλιών DPSK χαμηλότερων ρυθμών μετάδοσης, τα οποία πολυπλέκονται χρονικά για να σχηματίσουν το τελικό υψίρυθμο σήμα. Στην ενότητα 4.2, η μελέτη εστίασε στην ανάδειξη της κατ' αρχήν δυνατότητας της τεχνικής να υποστηρίξει λειτουργία για υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, βασιζόμενη στην πρακτικά ακαριαία απόκριση της μη γραμμικότητας Kerr και πιο συγκεκριμένα του φαινομένου XPM. Πράγματι, οι προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν έδειξαν ότι η απόδοση του αναγεννητή στα 160 Gb/s παραμένει πρακτικά η ίδια με αυτήν στα 40 Gb/s, αν ικανοποιούνται απλοί κανόνες κλιμάκωσης που εξασφαλίζουν ίδιες συνθήκες γραμμικής παρεμβολής μεταξύ του φάσματος των σημάτων εισόδου και εξόδου, walk-off και έντασης του μη γραμμικού φαινομένου έναντι του φαινομένου διασποράς μέσα στη μη γραμμική ίνα.

Τέλος, στην ενότητα 4.3 παρουσιάστηκε η πειραματική μελέτη του εν λόγω αναγεννητή σημάτων DPSK στα 40 Gb/s, η οποία συνιστά και την πρώτη πειραματική απόδειξη της αρχής λειτουργίας του διεθνώς. Η πειραματική μελέτη βασίστηκε σε μελέτη των διαγραμμάτων οφθαλμού και μετρήσεις BER στα αποκωδικοποιημένα σήματα και επιβεβαίωσε τις βασικές ιδιότητες του αναγεννητή. Η βελτίωση της ποινής ισχύος που επιτεύχθηκε είναι της τάξης των 3 dB για σήματα εισόδου DPSK με θόρυβο φάσης και του 1 dB για σήματα εισόδου DPSK για θόρυβο πλάτους και θόρυβο ASE.

Αναφορές

[4.1] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer, "Optical Phase-Shift-Keyed Transmission," J. Lightwave Technol. 23 (1), January 2005, pp. 115-130.

[4.2] R. A. Linke and A. H. Gnauck, "High-capacity coherent lightwave systems," J. Lightwave. Technol. 6 (11), November 1988, pp. 1750–1769.

[4.3] T. Chikama, S. Watanabe, T. Naito, H. Onaka, T. Kiyonaga, Y. Onoda, H. Miyata, M. Suyama, M. Seino, and H. Kuwahara, "Modulation and demodulation techniques in optical heterodyne PSK transmission systems," J. Lightwave Technol. 8 (3), March 1990, pp. 309–325.

[4.4] L. Becouarn, G. Vareille, P. Pecci, and J. F. Marcerou, "3 Tbit/s transmission (301 DPSK channels at 10.709 Gb/s) over 10 270 km with a record efficiency of 0.65 bit/s/Hz," in ECOC 2003, Rimini Italy, paper Th4.3.2, 2003.

[4.5] J.-X. Cai, D. G. Foursa, C. R. Davidson, Y. Cai, G. Domagala, H. Li, L. Liu, W. W. Patterson, A. N. Pilipetskii, M. Nissov, and N. S. Bergano, "A DWDM demonstration of 3.73 Tb/s over 11 000 km using 373 RZ-DPSK channels at 10 Gb/s," in OFC 2003, paper PD22, Atlanta USA, 2003.

[4.6] A. H. Gnauck et al, "2.5 Tb/s (64x42.7 Gb/s) transmission over 40x100 km NZDSF using RZ-DPSK format and all-Raman-amplified spans," in OFC 2002, paper FC2, Anaheim USA, 2002.

[4.7] C. Rasmussen et al, "DWDM 40 G transmission over trans-Pacific distance (10,000 km) using CSRZ-DPSK, enhanced FEC and all-Raman amplified 100 km Ultrawave fiber spans," in Proc. OFC 2003, paper PD18, Atlanta USA, 2003.

[4.8] I. Morita and N. Edagawa, "50-GHz-spaced 64_42.7 Gbit/s transmission over 8200 km using pre-filtered CS-RZ DPSK signal and EDFA repeaters," in ECOC 2003, paper Th4.3.1, Rimini Italy, 2003.

[4.9] P. Vorreau et al, "Cascadability and Regenerative Properties of SOA All-Optical DPSK Wavelength Converters," IEEE Photon. Technol. Lett. 18 (18), September 2006, pp. 1970-1972.

[4.10] P. A. Humblet and M. Azizoglu, "On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers," J. Lightwave Technol. 9 (11), November 1991, pp. 1576–1582.

[4.11] G. Jacobsen, Noise in Digital Optical Transmission Systems. Boston, MA: Artech House, 1994.

[4.12] S. R. Chinn, D. M. Boroson, and J. C. Livas, "Sensitivity of optically preamplified DPSK receivers with Fabry-Perot filters," J. Lightwave Technol. 14, (3), March 1996, pp. 370–376.

[4.13] M. Matsumoto and H. Sakaguchi, **"**DPSK signal regeneration using a fiber-based amplitude regenerator," OSA Opt. Express 16 (15), July 2008, pp. 11169-11175.

[4.14] K. Cvecek, K. Sponsel, C. Stephan, G. Onishchukov, R. Ludwig, C. Schubert, B. Schmauss, G. Leuchs, "Phase-Preserving 2R Regeneration of a WDM RZ-DPSK Signal Using a Nonlinear Amplifying Loop Mirror," in OFC 2008, paper OWS3, USA, March 2008.

[4.15] K. Cvecek, K. Sponsel, G. Onishchukov, B. Schmauss, and G. Leuchs, **"**2R-regeneration of an RZ-DPSK signal using a nonlinear amplifying loop mirror," IEEE Photon. Technol. Lett. 19 (3), February 2007, pp. 146-148.

[4.16] M. Matsumoto, "Regeneration of RZ-DPSK Signals by Fiber-Based All-Optical Regenerators," IEEE Photon. Technol. Lett. 17 (5), May 2005, pp. 1055-1057.

[4.17] A. Striegler and B. Schmauss, "All-Optical DPSK Signal Regeneration Based on Cross-Phase Modulation," IEEE Photon. Technol. Lett. 16, 2004, pp. 1083-1085.

[4.18] A. Bogris and D. Syvridis, "RZ-DPSK signal regeneration based on dual-pump phase-sensitive amplification in fibers," IEEE Photon. Technol. Lett. 18, 2006, pp. 2144-2146.

[4.19] K. Croussore, I. Kim, Y. Han, C. Kim, G. Li, S. Radic, "Demonstration of phase-regeneration of DPSK signals based on phase-sensitive amplification," OSA Optics Express 13 (11), May 2005, pp. 3945-3950.

[4.20] K. Croussore, I. Kim, C. Kim, Y. Han, and G. Li, "Phase-and-amplitude regeneration of differential phase-shift keyed signals using a phase sensitive amplifier," OSA Opt. Express, 14 (6), pp. 2085-2094, 2006.

[4.21] K. A. Croussore and G. Li, "Phase-Regenerative Wavelength Conversion for BPSK and DPSK Signals, IEEE Photon. Technol. Lett. 21 (2) January 2009, pp. 70-72.

[4.22] F. Parmigiani, "All-optical phase regeneration of 40Gbit/s DPSK signals in a black-box phase sensitive amplifier," in OFC 2010, paper PDPC3, San Diego USA, March 2010.

[4.23] V.S. Grigoryan, M. Shin, P. Devgan, J. Lasri, and P. Kumar, "SOAbased regenerative amplification of phase-noise-degraded DPSK signals: Dynamic analysis and demonstration," J. Lightwave Technol. 24 (1), January 2006, pp. 135-142.

[4.24] I. Kang et al, "Regenerative all-optical wavelength conversion of 40 Gb/s DPSK signals using a SOA MZI," in ECOC 2005, paper Th. 4.3.3, Glasgow Scotland, September 2005.

[4.25] I. Kang et al., **"**Characterization of the Dynamical Processes in All-Optical Signal Processing Using Semiconductor Optical Amplifiers," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 14 (3), May/June 2008, pp. 758-769.

[4.26] P. Zakynthinos, Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, P. Bakopoulos, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Multi-format all-optical 40Gb/s regeneration using an integrated SOA-MZI," ICO Photonics, Delphi Greece, October 2009.

[4.27] P. J. Winzer, "Optical transmitters, receivers, and noise," in Wiley Encyclopedia of Telecommunications, J. G. Proakis, Ed. New York: Wiley, 2002, pp. 1824–1840.

[4.28] D. Penninckx, H. Bissessur, P. Brindle, E. Gohin, and F. Bakhti, "Optical differential phase shift keying (DPSK) direct detection considered as a duobinary signal," in ECOC 2001, Amsterdam The Netherlands, 2001, pp. 456–457.

[4.29] X. Wei, X. Liu, S. Chandrasekhar, A. H. Gnauck, G. Raybon, J. Leuthold, and P. J.Winzer, "40 Gb/s duobinary and modified duobinary transmitter based on an optical delay interferometer," in Proc. ECOC 2002, paper 9.6.3, Copenhagen Denmark, September 2002.

[4.30] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.

[4.31] Κ. Βυρσωκινός, «Αμιγώς Οπτική Επεξεργασία Δεδομένων σε Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2007.

[4.32] H. Avramopoulos, N.A. Whitaker and M.C. Gabriel, "All-Optical Processing with the Nonlinear Fiber Sagnac Interferometer," in Conference on Progress in Nonlinear Optics: Organic and Polymeric Materials, Pullman USA, 1992.

[4.33] Z. Huang, A. Gray, Y. W. A. Lee, I. Khrushchev, and I. Bennion, "40 Gb/s transmission over 4000 km of standard fiber using in-line nonlinear optical loop mirrors," ECOC 2003, 1, September 2003, pp. 134-135.

[4.34] R. Elschner, C. A. Bunge, and K. Petermann, "All-Optical Regeneration of 100 Gb/s DPSK Signals," in LEOS Annual Meeting, 2007, paper ThP3, 2007

[4.35] R. Elschner, A.M. Melo, and K. Petermann, "Noise suppression properties of an interferometric-based regenerator for differential phase-shift keying data," Opt. Lett. 32, 2007, pp. 112-114.

[4.36] Ν. Πλέρος, «Ψηφιακά Συστήματα Υπερηψηλών Ταχυτήτων για Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2004.

[4.37] N. Pleros, C. Bintjas, G. T. Kanellos, K. Vlachos, H. Avramopoulos and G. Guekos, "Recipe for amplitude modulation reduction in SOA-based interferometric switches", IEEE/OSA J. of Lightwave Technol. 22 (2), December 2004.

[4.38] Govind P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics," Third Edition, Academic Press, New York, 2001.

[4.39] J. P. Gordon and L. F. Mollenauer, "Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers," Opt. Lett. 15, 2000, pp. 1351–1353.

[4.40] S.A. Hamilton, B.S. Robinson, T.E. Murphy, S.J. Savage, E.P. Ippen, **"**100 Gb/s optical time-division multiplexed networks," J. Lightwave Technol. 20, December 2002, pp. 2086-2100.

[4.41] Ch. Kouloumentas, M. Mpougioukos, A. Maziotis, and H. Avramopoulos, "DPSK Regeneration at 40 Gb/s and Beyond Using a Fiber-Sagnac Interferometer," IEEE Photonics Technology Letters, IEEE Photonics Technology Letters, 22, (16), (August 2010), pp. 1187-1189.

[4.42] Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, A. Maziotis, and H. Avramopoulos, "Phase-incoherent DPSK regeneration using a fiber-Sagnac interferometer," OFC 2010*,* paper OMT5, San Diego, 21-25 March 2010.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης Ψευδοτυχαίων Δυαδικών Ακολουθιών

Η ανάπτυξη οπτικών (υπο)συστημάτων για την αμιγώς οπτική ψηφιακή επεξεργασία σήματος αποτέλεσε αντικείμενο έντονης ερευνητικής δραστηριότητας τις τελευταίες δύο δεκαετίες [5.1]-[5.3]. Το κίνητρο αυτής της δραστηριότητας συνδέεται με τους περιορισμούς στην ταχύτητα λειτουργίας των αντίστοιχων ηλεκτρονικών διατάξεων, καθώς και στην αυξημένη κατανάλωση ισχύος που αυτές απαιτούν. Αποτέλεσμα δε αυτής της δραστηριότητας ήταν η ανάπτυξη πλήθους τεχνικών για την υλοποίηση οπτικών ψηφιακών πυλών (NOT, AND, NAND, XOR, OR κ.λ.π.), βασιζόμενες κατά κύριο λόγο σε διατάξεις οπτικών ημιαγωγικών ενισχυτών [5.4]-[5.10] ή μη γραμμικών οπτικών ινών [5.11]-[5.13], καθώς και η υλοποίηση οπτικών flip-flops [5.10], [5.14]-[5.19].

Ο λειτουργικός συνδυασμός αυτών των στοιχείων για τη σχεδίαση και υλοποίηση σύνθετων διατάξεων και κυκλωμάτων οπτικής επεξεργασίας σήματος αποτέλεσε το επόμενο βήμα αυτών των προσπαθειών με αποτέλεσμα πλήθος διατάξεων σειριακής επεξεργασίας δεδομένων. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν οι διατάξεις ημιαθροιστή (half-adder) και ψηφιακού αθροιστή (full-adder) [5.20]-[5.23], καθώς και τα εν γένει κυκλώματα επεξεργασίας επικεφαλίδας [5.24]-[5.25] και επίλυσης συγκρούσεων οπτικών πακέτων [5.26]-[5.28] σε κόμβους δρομολόγησης οπτικών δικτύων επικοινωνιών διαφόρων αρχιτεκτονικών.

Σε αντίθεση με τα οπτικά κυκλώματα σειριακής επεξεργασίας δεδομένων των οποίων η ανάπτυξη είναι διαρκής και ιδιαίτερα επιτυχής, η ανάπτυξη οπτικών κυκλωμάτων ανάδρασης για ψηφιακή επεξεργασία σήματος παραμένει υποτυπώδης. Η αιτία σχετίζεται κύρια με τη μη επιτυχή επίδειξη οπτικών καταχωρητών ολίσθησης (shift registers) οι οποίοι θα βασίζονται σε οπτικά flip-flops, τη μη πρακτική υλοποίηση διατάξεων επιβράδυνσης του φωτός, και γενικότερα με τη δυσκολία χειρισμού του φωτός κατά τη διάδοσή του σε οπτικούς κυματοδηγούς, οι οποίοι μπορούν να θεωρηθούν ότι συνιστούν την κατανεμημένη εκδοχή των καταχωρητών ολίσθησης.

Αποτέλεσμα αυτών των δυσκολιών είναι το γεγονός ότι οι υλοποιήσεις σύνθετων οπτικών κυκλωμάτων ανάδρασης οι οποίες παρουσιάζονται ως επιτυχείς στη διεθνή βιβλιογραφία μέχρι την παρούσα διατριβή είναι μόνο δύο και αφορούν την υλοποίηση ενός κυκλώματος ελέγχου ισοτιμίας (parity check) οπτικών πακέτων [5.29] και ενός κυκλώματος παραγωγής ψευδοτυχαίων δυαδικών ακολουθιών (ΨΔΑ) [5.30].

Οι ΨΔΑ αποτελούν περιοδικές ακολουθίες δυφίων με ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τα οποία θα περιγραφούν συνοπτικά στην ενότητα 5.1. Παράγονται από κυκλώματα καταχωρητών ολίσθησης και χρησιμοποιούνται σε πλήθος εφαρμογών, μεταξύ των οποίων η μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων σε γραμμές μετάδοσης δεδομένων [5.31]-[5.34]. Για να γίνει κατανοητή η σημασία τους, θα πρέπει να υπογραμμιστεί ότι σε εργαστηριακό επίπεδο, ο έλεγχος της ποιότητας λειτουργίας οποιουδήποτε συστήματος, υποσυστήματος ή απλού στοιχείου ψηφιακού συστήματος επικοινωνιών πραγματοποιείται με τη βοήθεια μετάδοσης περιοδικών δυαδικών ακολουθιών και τη μέτρηση του ρυθμού σφαλμάτων κατά τη μετάδοσή τους. Μέγιστη αξιοπιστία των μετρήσεων και επομένως βέλτιστη εκτίμηση της ποιότητας λειτουργίας των διατάξεων υπό έλεγχο (DUT-Device Under Test), επιτυγχάνεται όταν οι μεταδιδόμενες ακολουθίες ομοιάζουν κατά το δυνατό με πραγματικά σήματα δεδομένων. Η συνθήκη αυτή ικανοποιείται όταν χρησιμοποιούνται ΨΔΑ, καθώς οι συγκεκριμένες ακολουθίες, αν και ντετερμινιστικές, έχουν τέτοια δομή ώστε οι ιδιότητές τους να είναι σχεδόν ταυτόσημες με τις δομικές ιδιότητες αληθινά τυχαίων δυαδικών ακολουθιών, όπως είναι τα πραγματικά σήματα δεδομένων.

Στην περίπτωση των οπτικών συστημάτων μετάδοσης, η παραγωγή ηλεκτρικών σημάτων ΨΔΑ πραγματοποιείται από ηλεκτρονικές γεννήτριες παλμικών ακολουθιών (PPG-Pulse Pattern Generators). Τα σήματα αυτά οδηγούνται σε οπτικούς διαμορφωτές, οι οποίοι και κωδικοποιούν τις παραγόμενες ακολουθίες σε οπτικά σήματα. Η παραγωγή ΨΔΑ από ηλεκτρονικές διατάξεις σε ταχύτητες μέχρι και 12.5 Gb/s αποτελεί κοινό τόπο διεθνώς για την πλειονότητα των εργαστηρίων οπτικών επικονωνιών. Η συνεχής όμως ανάπτυξη της τεχνολογίας των οπτικών επικοινωνιών και κυρίως η ανάπτυξη των τεχνικών οπτικής πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου (OTDM-Optical Time-Division Multiplexing) καθιστά απαραίτητη για τον εργαστηριακό έλεγχο συστημάτων και οπτικών στοιχείων τη διαθεσιμότητα ΨΔΑ σε υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που ξεπερνούν κατά πολύ τα 160 Gb/s και φθάνουν έως τα 1.28 Tb/s [5.35]-[5.36]. Στις μέρες μας, η ύπαρξη ηλεκτρονικών γεννητριών για την παραγωγή ΨΔΑ στα 40 Gb/s αν και δεδομένη, αποτελεί επένδυση υψηλού κόστους για τα εργαστήρια οπτικών επικοινωνιών. Πολύ δε περισσότερο, οι διαθέσιμες ηλεκτρονικές γεννήτριες παραγωγής ΨΔΑ σε ρυθμούς μετάδοσης κοντά στα 100 Gb/s, συνιστούν εξαιρετικά πολύπλοκα ηλεκτρονικά συστήματα υψηλής κατανάλωσης ισχύος και είναι ως επενδύσεις απαγορευτικές, ενώ τέλος, ηλεκτρονικά συστήματα παραγωγής ΨΔΑ για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεν έχουν αναπτυχθεί και ούτε αναμένεται να αναπτυχθούν στα επόμενα χρόνια.

Η λύση της ασυμβατότητας μεταξύ ηλεκτρονικών συστημάτων παραγωγής ΨΔΑ «χαμηλών» ρυθμών δεδομένων και οπτικών διατάξεων που έχουν τη δυνατότητα να λειτουργούν και θα πρέπει να ελεγχούν σε «υπερηψηλούς» ρυθμούς μετάδοσης, είναι δυνατή μόνο με χρήση οπτικών τεχνικών. Η ανάπτυξη αμιγώς οπτικών διατάξεων για την παραγωγή ΨΔΑ αποτέλεσε για πολλά χρόνια έναν ιδιαίτερο φιλόδοξο στόχο με έντονες ερευνητικές προσπάθειες. Το κυριότερο αποτέλεσμα αυτών των προσπαθειών αποτέλεσε το κύκλωμα, το οποίο παρουσιάζεται στην αναφορά [5.30] ως η υλοποίηση αμιγώς οπτικής γεννήτριας παραγωγής ΨΔΑ σε ρυθμούς δεδομένων 1 Gb/s. Ο χαμηλός ρυθμός λειτουργίας του, η έλλειψη συνέχειας στη συγκεκριμένη μελέτη για περισσότερο από μία δεκαετία και κυρίως οι ασάφειες στην περιγραφή του αλγόριθμου που υλοποιήθηκε και των

αντίστοιχων πειραματικών αποτελεσμάτων [5.31], κάνουν φανερό ότι η πρακτική υλοποίηση αμιγώς οπτικής γεννήτριας ΨΔΑ παραμένει όπως και δέκα χρόνια πριν ένας ιδιαίτερα φιλόδοξος και μακρινός στόχος.

Εναλλακτική προσέγγιση στο συγκεκριμένο θέμα αποτελεί η ανάπτυξη οπτικών κυκλωμάτων τα οποία λειτουργούν ως πολλαπλασιαστές ρυθμοδότησης ΨΔΑ. Τα συγκεκριμένα κυκλώματα δε γεννούν ΨΔΑ, αλλά λειτουργούν ως εξωτερικά οπτικά κυκλώματα (plug-ins), τα οποία αναβαθμίζουν τη λειτουργία συμβατικών, φθηνών αλλά σταθερών ως προς τη λειτουργία τους ηλεκτρονικών γεννητριών. Τα κυκλώματα αυτά δέχονται ως είσοδο οπτικό σήμα ΨΔΑ και αποδίδουν στην έξοδό τους την ίδια ΨΔΑ σε υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης. Η τυπική υλοποίηση οπτικού πολλαπλασιαστή ρυθμοδότησης ΨΔΑ βασίζεται, όπως θα αναλυθεί στην παράγραφο 5.1.3, σε σειριακά κυκλώματα τα οποία περιλαμβάνουν έναν αριθμό σταδίων (συμβολόμετρων Mach-Zehnder) για το διαχωρισμό των ακολουθιών σε δύο τμήματα, τη σχετική χρονική ολίσθηση του ενός τμήματος ως προς το άλλο και την επανένωσή τους. Το κυριότερο μειονέκτημά τους αποτελεί η αύξηση της πολυπλοκότητάς τους αυξανομένου του παράγοντα πολλαπλασιασμού που επιτυγχάνουν και το χαμηλό επίπεδο ευελιξίας τους, καθώς προσφέρουν πρακτικά τη δυνατότητα πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης για μία μόνο (χαμηλή) τάξη ΨΔΑ.

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής μελετήθηκε και υλοποιήθηκε πειραματικά εναλλακτικός πολλαπλασιαστής ρυθμοδότησης ΨΔΑ, ο οποίος βασίζεται σε οπτικό κύκλωμα ανάδρασης. Η σημασία της υλοποίησης του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι ιδιαίτερη και είναι διπλή: πρώτον, η συγκεκριμένη υλοποίηση προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα ως προς τους κανόνες κλιμάκωσης της πολυπλοκότητας καθώς αποτελείται από ένα και μόνο στάδιο ανεξάρτητα από το βαθμό πολλαπλασιασμού που επιθυμείται. Επιπρόσθετα, το μήκος της γραμμής καθυστέρησης που περιλαμβάνεται στο μοναδικό στάδιο επεξεργασίας κλιμακώνεται για διαφορετικές τάξεις ΨΔΑ με τέτοιον τρόπο ώστε ο πολλαπλασιασμός ΨΔΑ υψηλών τάξεων να είναι εφικτός και πρακτικός, σε αντίθεση με ό,τι ισχύει για τα σειριακά κυκλώματα πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης. Δεύτερον, το κύκλωμα που υλοποιήθηκε αποτελεί ένα από τα ελάχιστα σύνθετα οπτικά κυκλώματα ανάδρασης τα οποία έχουν επιδειχθεί πειραματικά διεθνώς. Το γεγονός αυτό έχει από μόνο του ιδιαίτερη σημασία καθώς αποδεικνύει την πρακτική δυνατότητα υλοποίησης τέτοιων κυκλωμάτων για πλήθος εφαρμογών, όπως έλεγχο λαθών, παρεμβολή δυφίων λογικών «1» σε μακρές ακολουθίες «0» (scramblers), κωδικοποίηση/αποκωδικοποίηση κ.α.

Για την υλοποίηση των δύο οπτικών πυλών, οι οποίες περιλαμβάνονται στο κύκλωμα ανάδρασης που επιδείχθηκε πειραματικά στα πλαίσια της διατριβής, χρησιμοποιήθηκαν συμβολόμετρα Sagnac μη γραμμικής ίνας. Η λειτουργία των πυλών στηρίχθηκε στο μηχανισμό μεταγωγής του σήματος εισόδου μέσω του φαινομένου XPM, όπως αυτός περιγράφτηκε στο κεφάλαιο 4 για την περίπτωση αναγεννητή σημάτων DPSK. Η υψηλή ποιότητα λειτουργίας των συμβολόμετρων Sagnac ήταν απο τους καθοριστικότερους παράγοντες για την επιτυχή επίδειξη του κυκλώματος ανάδρασης στα 50 Gb/s, ενώ η δυνατότητά τους για λειτουργία σε υπερυψηλές ταχύτητες λόγω της φύσης της μη γραμμικότητας Kerr καθιστά εφικτή την επέκταση της λειτουργίας του κυκλώματος σε ακόμη υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης.

Με βάση τα παραπάνω, η δομή του παρόντος κεφαλαίου είναι η εξής: Στην ενότητα 5.1 γίνεται σύντομη παρουσίαση των ιδιοτήτων των ΨΔΑ, του τρόπου με τον οποίο παράγονται από τις ηλεκτρονικές γεννήτριες, καθώς και της αρχής λειτουργίας των συμβατικών οπτικών κυκλωμάτων πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης. Στην ενότητα 5.2 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του οπτικού κυκλώματος ανάδρασης και περιγράφεται αναλυτικά η υλοποίηση των δύο οπτικών πυλών, της οπτικής πύλης OR και του μετατροπέα μήκους κύματος, με τη χρήση μη γραμμικού συμβολόμετρου Sagnac. Στην ενότητα 5.3 περιγράφεται αναλυτικά η πειραματική διάταξη και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ τρίτης και έβδομης τάξης, ενώ στην ενότητα 5.4 αναλύονται οι κανόνες κλιμάκωσης του κυκλώματος για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ με άλλον παράγοντα πολλαπλασιασμού και άλλη τάξη ΨΔΑ. Τέλος στην ενότητα 5.5 συνοψίζονται τα αποτελέσματα και διατυπώνονται τα τελικά συμπεράσματα.

5.1 Ψευδοτυχαίες Δυαδικές Ακολουθίες

Στις παραγράφους της παρούσας ενότητας παρουσιάζονται με συνοπτικό τρόπο οι βασικές ιδιότητες των ΨΔΑ, ο τρόπος με τον οποίο αυτές παράγονται από ηλεκτρονικά κυκλώματα γραμμικών καταχωρητών ολίσθησης, καθώς και η αρχή λειτουργίας των σειριακών οπτικών κυκλωμάτων πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης, τα οποία βασίζονται στην τεχνική «διαχωρισμού-ολίσθησης-και-επανένωσης» (split-shift-and-recombine).

5.1.1 Ιδιότητες και τρόποι παραγωγής ΨΔΑ

Οι ιδιότητες και οι τρόποι παραγωγής ΨΔΑ παρουσιάζονται λεπτομερώς στην αναφορά [5.31], χρησιμοποιώντας τη θεωρία των πεδίων Galois. Στη παρούσα παράγραφο δίνεται μία σύντομη μόνο σύνοψη αυτής της παρουσίασης, έτσι ώστε να διευκολυνθεί η κατανόηση της σχεδίασης του κυκλώματος και των πειραματικών αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται στην ενότητα 5.3.

Μία δυαδική ακολουθία χαρακτηρίζεται ως τυχαία όταν ο τρόπος με τον οποίο παράγεται είναι τυχαίος. Όταν ο τρόπος με τον οποίο παράγεται δεν είναι γνωστός, αλλά η δυαδική ακολουθία υποβάλλεται σε έλεγχο και ικανοποιεί συγκεκριμένα κριτήρια «τυχαιότητας» χαρακτηρίζεται ως ψευδοτυχαία. Οι γνωστές ΨΔΑ που χρησιμοποιούνται για μετρήσεις σφαλμάτων σε επικοινωνιακά συστήματα χαρακτηρίζονται ορθώς ως ψευδοτυχαίες, καθώς αν και παράγονται με ντετερμινιστικό τρόπο από γραμμικούς καταχωρητές ολίσθησης με ανάδραση, ικανοποιούν συγκεκριμένα κριτήρια τυχαιότητας, τα οποία θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

Ένας καταχωρητής ολίσθησης βαθμού m είναι μία διάταξη, η οποία αποτελείται από m διαδοχικά δυαδικά στοιχεία μνήμης. Το περιεχόμενο των στοιχείων μνήμης ολισθαίνει στην αμέσως επόμενη θέση σε κάθε «χτύπημα» κάποιας μονάδας συγχρονισμού. Το άδειασμα του περιεχομένου του καταχωρητή αποφεύγεται με τη χρήση ανάδρασης: σε κάθε «χτύπημα» της μονάδας συγχρονισμού, υπολογίζεται προεπιλεγμένη συνάρτηση Boolean των m θέσεων μνήμης και το αποτέλεσμα εισέρχεται στην πρώτη θέση του καταχωρητή. Όταν η συνάρτηση Boolean είναι γραμμική, ο καταχωρητής ολίσθησης

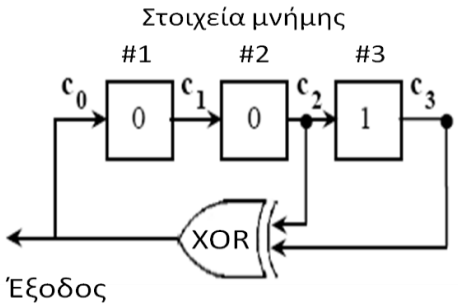
ονομάζεται γραμμικός, ενώ στην αντίθετη περίπτωση χαρακτηρίζεται ως μη γραμμικός. Η γραμμική συνάρτηση ανάδρασης είναι της μορφής:

$$f(x_1, x_2, ..., x_m) = c_1 \cdot x_1 + c_1 \cdot x_1 + ... + c_m \cdot x_m \quad (5.1)$$

όπου οι δυαδικές μεταβλητές x_i και οι δυαδικές σταθερές c_i μπορούν να λάβουν τιμή 0 ή 1. Οι μεταβλητές x_i καθορίζονται κάθε φορά από το περιεχόμενο των m στοιχείων μνήμης, ενώ οι σταθερές c_i περιγράφουν τις γραμμές ανατροφοδότησης του κυκλώματος. Η πράξη της πρόσθεσης που περιγράφεται από την εξ. (5.1) είναι πρόσθεση *mod 2* και υλοποιείται πρακτικά με λογική πύλη XOR. Ο συγκεκριμένος συνδυασμός των σταθερών c_i και επομένως το συγκεκριμένο σχήμα ανατροφοδότησης περιγράφεται από το χαρακτηριστικό πολυώνυμο του γραμμικού καταχωρητή ολίσθησης με ανάδραση. Στην περίπτωση που το πολυώνυμο αυτό είναι πρωταρχικό [5.31], η κυκλική ακολουθία που παράγεται από το γραμμικό καταχωρητή ολίσθησης είναι ανεξαρτήτως των αρχικών συνθηκών, δηλαδή των αρχικών τιμών των στοιχείων μνήμης του καταχωρητή, ακολουθία μεγίστου μήκους. Το μέγιστο αυτό μήκος ισούται με 2^m-1. Εξαίρεση στην παραπάνω περιγραφή αποτελεί η περίπτωση όπου όλα τα στοιχεία μνήμης του καταχωρητή είναι αρχικά μηδενικά. Στην περίπτωση αυτή η κατάσταση των στοιχείων παραμένει αναλλοίωτη.

Το σχήμα 5.1 έχει ληφθεί από την αναφορά [5.31]. Στο σχήμα 5.1α δίνεται η κυκλωματική αναπαράσταση γραμμικού καταχωρητή ολίσθησης τριών στοιχείων μνήμης με χαρακτηριστικό πολυώνυμο $1+X^2+X^3$, το οποίο αντιστοιχεί σε σταθερές $c_1=0$, $c_2=1$ και $c_3=1$. Στο σχήμα 5.1β παρουσιάζεται η χρονική εξέλιξη του περιεχομένου των τριών στοιχείων μνήμης για αρχικές συνθήκες που περιγράφονται από την ακολουθία [001]. Ισοδύναμα μπορεί να ειπωθεί ότι οι αρχικές τιμές των μεταβλητών είναι $x_1=0$, $x_2=0$ και $x_3=1$. Σημειώνεται ότι κάθε γραμμή στην περιγραφή της χρονικής εξέλιξης παρουσιάζει το περιεχόμενο των στοιχείων μνήμης μετά από κάθε «χτύπημα» της μονάδας συγχρονισμού. Η ακολουθία, η οποία προκύπτει ότι επαναλαμβάνεται περιοδικά είναι η 1011100. Η ακολουθία αυτή είναι μέγιστου μήκους, καθώς το μήκος της ισούται με $2^3-1=7$ δυφία. Επαναλαμβάνεται δε περιοδικά για όλα τα στοιχεία μνήμης του καταχωρητή, και μπορεί επομένως να ληφθεί από την είσοδο ή την έξοδο οποιουδήποτε στοιχείου. Στην περίπτωση όπου οι αρχικές συνθήκες του καταχωρητή ήταν διαφορετικές (αλλά όχι ταυτόχρονα μηδενικές για όλα τα στοιχεία μνήμης), η περιοδική ακολουθία που θα προέκυπτε θα ήταν η ίδια, εμφανίζοντας απλώς μία καθορισμένη χρονική ολίσθηση ως προς το σημείο εκκίνησής της. Σημειώνεται ότι τα πολυώνυμα που χρησιμοποιούνται στην πράξη για παραγωγή ΨΔΑ, οι οποίες χρησιμοποιούνται με τη σειρά τους για μέτρηση σφαλμάτων σε συστήματα μετάδοσης δεδομένων είναι κατά κύριο λόγο τα πολυώνυμα $7^{ης}$, $9^{ης}$, $11^{ης}$, $15^{ης}$, $23^{ης}$ και $31^{ης}$ τάξης.

Κάθε ΨΔΑ μεγίστου μήκους, οποιουδήποτε βαθμού, που παράγεται με αυτόν τον τρόπο από γραμμικό καταχωρητή ολίσθησης χαρακτηρίζεται από επτά συγκεκριμένες ιδιότητες, οι οποίες είναι: η ιδιότητα ισορροπίας, η ιδιότητα ομάδας, η ιδιότητα αυτοσυσχέτισης, η ιδιότητα παραθύρου, η ιδιότητα ολίσθησης και πρόσθεσης, η ιδιότητα χαρακτηριστικής φάσης και η ιδιότητα δειγματοληψίας. Οι συγκεκριμένες ιδιότητες περιγράφονται αναλυτικά και με συγκεκριμένα παραδείγματα στην αναφορά [5.31]. Σημειώνεται δε ότι ιδιαίτερο ενδιαφέρον για την υλοποίηση των οπτικών κυκλωμάτων πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης παρουσιάζει η ιδιότητα δειγματοληψίας η οποία αναφέρεται στην



(α)

Στοιχεία μνήμης

#1	#2	#3
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1
0	1	1
0	0	1

(β)

Σχήμα 5.1: (α) Κυκλωματική αναπαράσταση του γραμμικού καταχωρητή με ανάδραση χαρακτηριστικού πολυωνύμου $1+X^2+X^3$ με αρχικές συνθήκες [0 0 1]. (β) Χρονική εξέλιξη του περιεχομένου των τριών στοιχείων μνήμης του καταχωρητή (από αναφορά [5.31]).

ακολουθία που προκύπτει όταν μία ΨΔΑ $\{a_n\}$ δειγματοληπτηθεί ανά q δυφία. Η ακολουθία $\{a_n\}_q$ που προκύπτει έχει περίοδο $\frac{2^m-1}{\left(2^m-1,q\right)}$ όπου η παρένθεση δηλώνει το μέγιστο κοινό διαιρέτη των αριθμών που βρίσκονται εντός της. Για ακολουθίες $\{a_n\}$ μεγίστου μήκους και για q=2, ο παρανομαστής γίνεται ίσος με τη μονάδα και επομένως η ακολουθία $\{a_n\}_2$ παρουσιάζει την ίδια περίοδο. Πολύ δε περισσότερο, αποτελεί απλή χρονική ολίσθηση της αρχικής ακολουθίας $\{a_n\}$, γεγονός πάνω στο οποίο βασίζεται η λειτουργία των πολλαπλασιαστών ρυθμοδότησης «split-shift-and-recombine».

Τέλος θα πρέπει να αναφερθεί ότι όταν οι ΨΔΑ έχουν κωδικοποιηθεί σε ηλεκτρικά ή οπτικά σήματα, το ίχνος τους μπορεί να καταγραφεί στο πεδίο του χρόνου με τη βοήθεια παλμογράφων κατάλληλου σκανδαλισμού. Στο πεδίο της συχνότητας, η παρατήρηση των αρμονικών του φάσματος μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια μικροκυματικού αναλυτή φάσματος. Περιλαμβάνουν αρμονικές του φέροντος με φασματική απόσταση $1/T_b$, όπου T_b η χρονική διάρκεια του δυφίου, καθώς και αρμονικές που συνδέονται με την περιοδικότητα της ΨΔΑ και έχουν φασματική απόσταση $1/(N\cdot T_b)$, όπου N το μήκος της ΨΔΑ. Οι αρμονικές αυτές διαμορφώνονται από μία συνάρτηση περιβάλλουσας η οποία εξαρτάται από το σχήμα των RZ-παλμών

5.1.2 Συμβατικό οπτικό κύκλωμα πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ

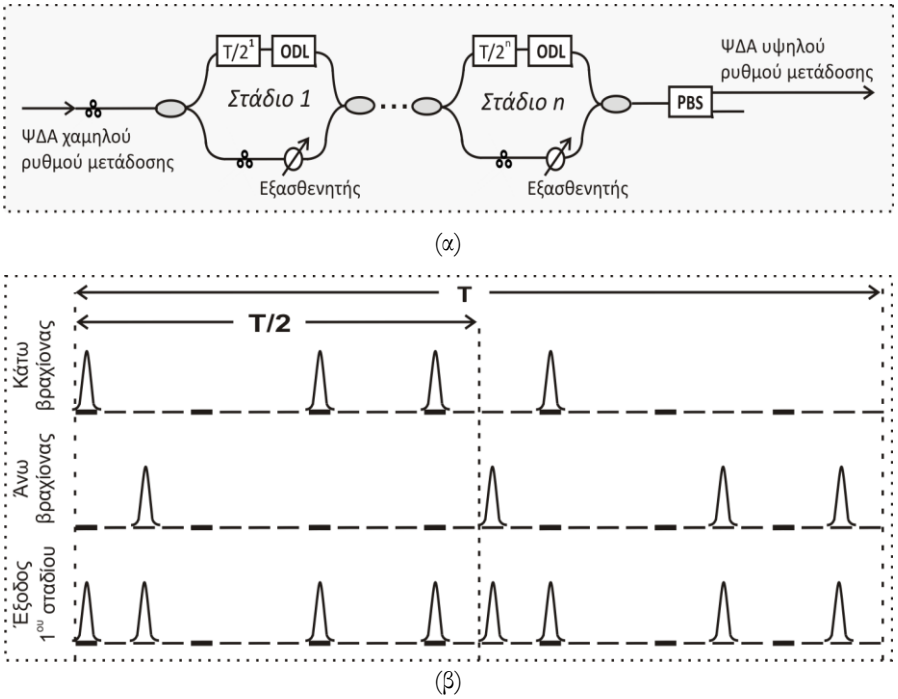
Όπως έχει ήδη περιγραφεί, ένα οπτικό κύκλωμα πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ, δέχεται ως είσοδο οπτικό σήμα (OOK) χαμηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, στο οποίο έχει κωδικοποιηθεί μία ΨΔΑ και αποδίδει στην έξοδό του οπτικό σήμα υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης το οποίο είναι κωδικοποιημένο με την ίδια ΨΔΑ.

Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται σήμερα ευρύτατα για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ βασίζεται στην τεχνική «split-shift-and-recombine» [5.37]-[5.38]. Η γενική δομή του φαίνεται στο σχήμα 5.2α. Αποτελείται από *n* στάδια, καθένα από τα οποία επιτρέπει το διπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης του σήματος που εισέρχεται στην είσοδο του σταδίου. Το κάθε στάδιο αποτελείται από ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder με ασύμμετρους βραχίονες και συζεύκτες εισόδου και εξόδου 3 dB. Το οπτικό σήμα χαμηλού ρυθμού μετάδοσης εισέρχεται στο πρώτο στάδιο του κυκλώματος και διαχωρίζεται (split) σε δύο τμήματα ίσης ισχύος. Το τμήμα που διαδίδεται στον άνω βραχίονα του συμβολόμετρου

ολισθαίνει (shift) ως προς το τμήμα που διαδίδεται στον κάτω βραχίονα, λόγω της καθυστέρησης που εισάγεται στον άνω βραχίονα από το επιπλέον μήκος οπτικής ίνας. Η ολίσθηση αυτή ρυθμίζεται ώστε να αντιστοιχεί σε χρονική καθυστέρηση ίση με το ήμισυ της περιόδου Τ της ΨΔΑ για τον αρχικό ρυθμό μετάδοσης. Για ΨΔΑ μεγίστου μήκους, με αριθμό δυφίων 2^m-1, όπου *m* η τάξη της ακολουθίας, η ολίσθηση κατά Τ/2 σημαίνει ότι οι χρονοθυρίδες του ολισθημένου άνω τμήματος παρεμβάλλονται ακριβώς στο μέσο μεταξύ δύο χρονοθυρίδων του κάτω τμήματος. Επομένως, αν οι παλμοί του αρχικού σήματος είναι αρκούντως στενοί, τα δύο τμήματα μπορούν να επανενωθούν στο συζεύκτη εξόδου του πρώτου σταδίου, χωρίς οι επιμέρους παλμοί να συμβάλλουν. Το σήμα που προκύπτει μετά την επανένωση (recombine) έχει το διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης. Λόγω δε της ολίσθησης ακριβώς κατά Τ/2 του τμήματος στον άνω βραχίονα, αποδεικνύεται με χρήση της ιδιότητας δειγματοληψίας ότι το επανενωμένο σήμα αποτελεί επίσης ΨΔΑ της ίδιας δομής και τάξης με την αρχική και επομένως προκύπτει ότι ο διπλασιασμός ρυθμοδότησης της αρχικής ακολουθίας έχει επιτευχθεί. Με τον ίδιο ακριβώς τρόπο το δεύτερο στάδιο του κυκλώματος, το οποίο χαρακτηρίζεται από χρονική διαφορά των βραχιόνων του ίση με Τ/4, δέχεται ως είσοδο την έξοδο του πρώτου σταδίου και αποδίδει στη δικιά του έξοδο ΨΔΑ τετραπλάσιου ρυθμού μετάδοσης από την αρχική ακουλουθία εισόδου. Επεκτείνοντας αυτήν τη λογική, επάγεται ότι κύκλωμα αποτελούμενο από *n* στάδια πολλαπλασιάζει το ρυθμό μετάδοσης ΨΔΑ με παράγοντα 2^n. Κάθε ένα από τα στάδιά του χαρακτηρίζεται από καθυστέρηση $T/2^i$ με i από 1 έως n.

Στο σχήμα 5.2β παρουσιάζεται σχηματικά η διαδικασία διπλασιασμού ρυθμοδότησης της ΨΔΑ τρίτης τάξης με χαρακτηριστικό πολυώνυμο $1+X^2+X^3$. Η συγκεκριμένη ακολουθία είναι η 1011100. Το τμήμα στον κάτω βραχίονα μπορεί να θεωρηθεί συμβατικά σταθερό, ενώ το τμήμα στον άνω βραχίονα ολισθημένο προς τα δεξιά (και κυκλικά) κατά Τ/2. Στην έξοδο του πρώτου σταδίου τα δύο τμήματα επανενώνονται χωρίς συμβολή των παλμών τους, δημιουργώντας την ίδια ΨΔΑ με διπλάσια συχνότητα (ρυθμό μετάδοσης). Η ακολουθία εξόδου μπορεί να εισαχθεί σε επόμενο στάδιο για να ξαναδιπλασιαστεί (τετραπλασιαστεί), ενώ οκταπλασιασμός της αρχικής ακολουθίας θα απαιτούσε αρχικούς παλμούς μικρότερου χρονικού εύρους.

Παρατηρώντας και πάλι το σχήμα 5.2α φαίνονται τα βασικά οπτικά στοιχεία του κυκλώματος πολλαπλασιασμού. Κάθε στάδιο του κυκλώματος περιλαμβάνει οπτικό εξασθενητή έτσι ώστε να εξισσοροπείται πιθανή ασυμμετρία στις απώλειες των δύο βραχιόνων ή στο λόγο διαχωρισμού ισχύος των συζευκτών. Περιλαμβάνει επίσης οπτική γραμμή καθυστέρησης (ODL-Optical Delay Line) για τη μικρορύθμιση της χρονικής ολίσθησης καθώς και ελεγκτή πόλωσης ώστε να εξασφαλίζεται κοινή πολωτική κατάσταση για τους παλμούς στην έξοδο κάθε σταδίου. Στην τελική έξοδο του κυκλώματος, η κοινή πολωτική κατάσταση των πολυπλεγμένων παλμών εξασφαλίζεται με τη χρήση διαχωριστή πόλωσης (PBS-Polarization Beam Splitter). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η σχετική καθυστέρηση στο πρώτο στάδιο δεν είναι απαραίτητο να ισούται με Τ/2 αλλά μπορεί να είναι ίση με ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου Τ συν Τ/2. Παρόμοια, η καθυστέρηση στο δεύτερο στάδιο μπορεί να ισούται με ακέραια πολλαπλάσια ημιπεριόδου Τ/2 συν Τ/4 κ.ο.κ. Σε κάθε περίπτωση πάντως, η προσπάθεια η οποία καταβάλλεται στη σχεδίαση κυκλωμάτων πολλαπλασιαστή σχετίζεται με τη χρήση οπτικών δρόμων ελάχιστου μήκους



Σχήμα 5.2: (α) Τυπική διάταξη συμβατικού πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ. (β) Διαγραμματική αναπαράσταση ολίσθησης του σήματος στον άνω βραχίονα του 1ου σταδίου και διπλασιασμού της ρυθμοδότησης της ΨΔΑ 3ης τάξης στην έξοδο του 1ου σταδίου.

έτσι ώστε να βελτιώνεται η σταθερότητα λειτουργίας των κυκλωμάτων. Παρά την απλή αρχιτεκτονική του πολλαπλασιαστή «split-shift-and-recombine», το κύκλωμα παρουσιάζει συγκεκριμένα μειονεκτήματα. Σημαντικότατο μειονέκτημα αποτελεί η πολυπλοκότητα που εισάγεται για υψηλούς παράγοντες πολλαπλασιασμού, λόγω της αναγκαίας παρουσίας πλήθους σταδίων. Είναι χαρακτηριστικό ότι για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ από τα 10 στα 160 Gb/s, απαιτούνται 4 στάδια ενώ για τελικό πολλαπλασιασμό στα 640 Gb/s απαιτούνται συνολικά 6 στάδια. Ένα δεύτερο μειονέκτημα της αρχιτεκτονικής αποτελεί η πολύ μικρή ευελιξία της για χρήση με διαφορετικής τάξης ΨΔΑ. Στη συνήθη περίπτωση, η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική χρησιμοποιείται αυστηρά και μόνο για τον πολλαπλασιασμό της ΨΔΑ έβδομης τάξης, καθώς αλλαγή για λειτουργία με ΨΔΑ άλλης τάξη θα απαιτούσε αντικατάσταση των γραμμών καθυστέρησης σε όλα τα στάδια της διάταξης. Επιπρόσθετα, σημειώνεται ότι ανεξαρτήτως του τελικού παράγοντα πολλαπλασιασμού, το πρώτο στάδιο απαιτεί γραμμή καθυστέρησης ίσης με T/2, γεγονός το οποίο αντιπροσωπεύει έναν κακό κανόνα κλιμάκωσης και κάνει πρακτικά απαγορευτική τη χρήση του κυκλώματος για ΨΔΑ μεγάλων τάξεων. Ένα ακόμα μειονέκτημα αποτελεί η δυσκολία που υπάρχει στη μικρορύθμιση των καθυστερήσεων με τα στοιχεία ODL, ώστε να εξασφαλίζονται ίσες αποστάσεις μεταξύ των «πολυπλεγμένων» ακολουθιών. Η δυσκολία αυτή μεταφράζεται στην εμφάνιση μίας ιδιαίτερης μορφής timing jitter, και μπορεί να επιλυθεί με τη χρήση πολύπλοκων τεχνικών ελέγχου των καθυστερήσεων [5.39]. Τέλος, ένα από τα κυριότερα μειονεκτήματα του κυκλώματος αποτελούν οι ιδιαίτερα αυστηρές συνθήκες ως προς την ποιότητα των εισερχόμενων παλμών που θα πρέπει να ικανοποιούνται, έτσι ώστε η ποιότητα του εξερχόμενου σήματος να είναι αποδεκτή. Πιο συγκεκριμένα, καθώς οι αρχικοί παλμοί τοποθετούνται σε γειτονικές χρονοθυρίδες του τελικού υψίρρυθμου σήματος, θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα στενοί και πρακτικά χωρίς υπόβαθρο, έτσι ώστε να

αποτρέπεται επιτυχώς η συμβολή τους. Το γεγονός αυτό κάνει αναγκαία τη χρήση πολύπλοκων σχημάτων και τεχνικών για την παραγωγή και συμπίεση των παλμών καθώς και για την καταπίεση του υποβάθρου τους. Σημειώνεται ότι για να επιτευχθεί αυτή η καταπίεση, χρησιμοποιείται ευρύτατα η τεχνική αναγέννησης Mamyshev [5.40], η οποία παρουσιάστηκε εκτεταμένα στο κεφάλαιο 2.

5.2 Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ

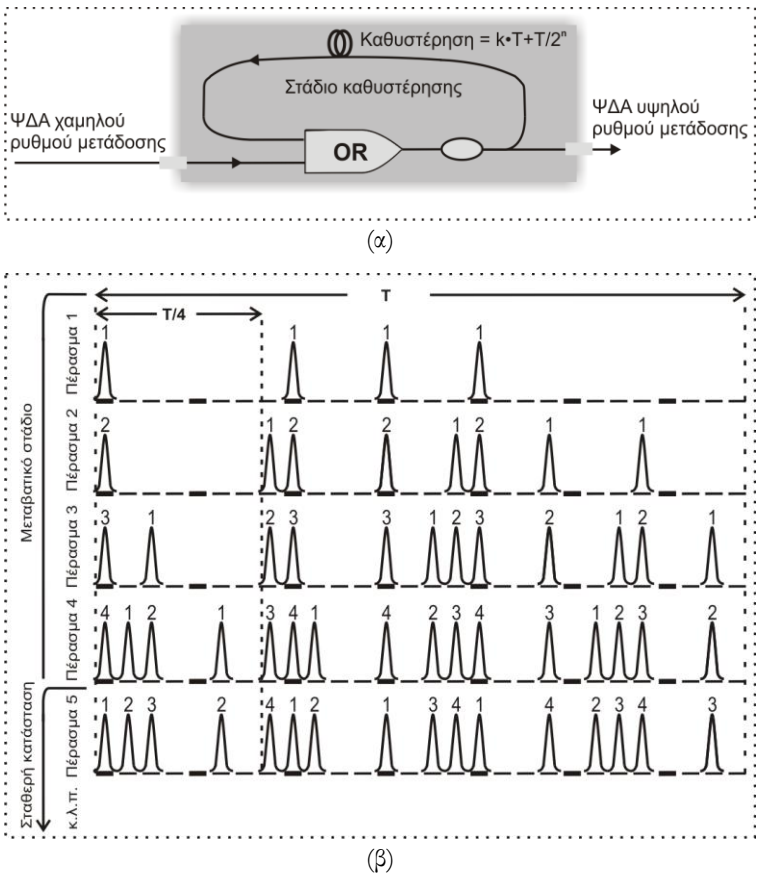
Το οπτικό κύκλωμα ανάδρασης που παρουσιάζεται στα πλαίσια της διατριβής σχεδιάστηκε ως ένα εναλλακτικό κύκλωμα πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ, το οποίο απαλείφει τα μειονεκτήματα των συμβατικών «split-shift-and-recombine» πολλαπλασιαστών ρυθμοδότησης [5.41]-[5.42]. Η αρχή λειτουργίας καθώς και τα χαρακτηριστικά των κυριότερων στοιχείων του παρουσιάζονται στις επόμενες παραγράφους.

5.2.1 Αρχή λειτουργίας

Η αρχική σύλληψη της ιδέας του κυκλώματος ανάδρασης βασιζόταν στην υλοποίηση κοιλότητας κατάλληλου μήκους με χρήση δύο κατευθυντικών συζευκτών και οπτικού δρόμου ανάδρασης. Η κοιλότητα τροφοδοτείται με οπτικό σήμα ΨΔΑ χαμηλού ρυθμού μετάδοσης και η λειτουργία της γίνεται ευκολότερα κατανοητή στο πεδίο της συχνότητας: διαθέτοντας το κατάλληλο μήκος, η κοιλότητα φιλτράρει τις ενδιάμεσες αρμονικές που υπάρχουν λόγω του χαμηλού ρυθμού μετάδοσης (line-rate) και της χαμηλής επαναληψιμότητας της περιοδικής ακολουθίας, δίνοντας ως αποτέλεσμα στην έξοδο του κυκλώματος την ίδια ΨΔΑ σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Παρότι η ιδέα ήταν ελκυστική λόγω της εξαιρετικής απλότητάς της, έγινε γρήγορα αντιληπτό ότι η συμβολή παλμών που προϋποθέτει δεν μπορεί να είναι προβλέψιμη σε κοιλότητες μεγάλου μήκους, και επομένως δεν μπορεί να αποδίδει δύο καλά καθορισμένες στάθμες «0» και «1», παρά μόνο με την ψηφιοποίησή του κυκλώματος μέσω της χρήσης οπτικής λογικής πύλης OR.

Το γενικό διάγραμμα του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 5.3α. Αποτελείται από τη λογική πύλη OR η οποία δέχεται ως εισόδους την ΨΔΑ χαμηλού ρυθμού μετάδοσης και το σήμα εξόδου μέσω ενός βρόγχου ανάδρασης. Η αρχιτεκτονική του κυκλώματος επιτυγχάνει μέσω της ανάδρασης να «διπλώσει» ουσιαστικά τα *n* στάδια του συμβατικού σειριακού πολλαπλασιαστή σε ένα μοναδικό στάδιο, ανεξαρτήτως του παράγοντα πολλαπλασιασμού που επιδιώκεται. Ο παράγοντας πολλαπλασιασμού καθορίζεται από το μήκος του βρόγχου ανάδρασης. Με βάση και πάλι την ιδιότητα δειγματοληψίας των ΨΔΑ, αποδεικνύεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης της ΨΔΑ εισόδου πολλαπλασιάζεται με παράγοντα 2^n όταν το μήκος του δρόμου ανάδρασης είναι ίσο με $T/2^n$, όπου και πάλι T η περίοδος της αρχικής ΨΔΑ. Το μήκος ανάδρασης μπορεί να είναι μεγαλύτερο από $T/2^n$ και στη γενική περίπτωση ίσο με $k \cdot T + T/2^n$ επιτρέποντας την πρακτική υλοποίηση του κυκλώματος. Το κύκλωμα «χτίζει» την πολλαπλασιασμένη ακολουθία μετά από 2^n περάσματα μέσα από τη λογική πύλη, αναπαράγοντάς τη στη συνέχεια επ' άπειρον.

Η αρχή λειτουργία του κυκλώματος γίνεται ευκολότερα κατανοητή στο πεδίο του χρόνου. Για την περιγραφή της χρησιμοποιείται το συγκεκριμένο παράδειγμα τετραπλασιασμού της



Σχήμα 5.3: (α) Γενικό διάγραμμα κυκλώματος ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ, και (β) Παράδειγμα τετραπλασιασμού ΨΔΑ τρίτης τάξης (1011100) από το κύκλωμα ανάδρασης.

ΨΔΑ τρίτης τάξης (1011100), το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 5.3β. Μετά το πρώτο πέρασμα από την πύλη OR, ο βρόγχος ανάδρασης περιέχει την αρχική (χαμηλού ρυθμού) ΨΔΑ. Στις επόμενες 2^n-1 μεταβάσεις μέσω της πύλης, οι παλμοί προσεγγίζουν μέσω του δρόμου ανάδρασης την πύλη OR όντας ολισθημένοι κατά T/4 ως προς τους παλμούς της ΨΔΑ εισόδου, και καταλαμβάνοντας κάθε φορά γειτονικές χρονοθυρίδες της τελικής ροής δεδομένων. Μέτα από σύνολο 2^n (στο συγκεκριμένο παράδειγμα 4) διελεύσεων από την πύλη OR ή ισοδύναμα 2^n-1 (στο συγκεκριμένο παράδειγμα 3) διελεύσεων μέσα από το βρόγχο ανάδρασης, το μεταβατικό στάδιο της διεργασίας έχει ολοκληρωθεί και η ΨΔΑ υψηλής ρυθμοδότησης έχει δημιουργηθεί περιέχοντας 2^n (στο συγκεκριμένο παράδειγμα 4) πολυπλεγμένες ΨΔΑ του αρχικού ρυθμού μετάδοσης. Πιο συγκεκριμένα, το αρχικό χρονικό παράθυρο το οποίο περιελάμβανε μόνο μία περίοδο της ΨΔΑ χαμηλού ρυθμού μετάδοσης, περιλαμβάνει με την ολοκλήρωση του μεταβατικού σταδίου 2^n περιόδους της ίδιας δυαδικής ακολουθίας με 2^n όμως υψηλότερη συχνότητα επανάληψης. Στο σχήμα 5.3β οι 4 πολυπλεγμένες ακολουθίες (κανάλια) υποδεικνύονται με τους αντίστοιχους αριθμούς πάνω από τους παλμούς, οι οποίοι τις συνθέτουν. Μετά από αυτό το σημείο, το κύκλωμα εισέρχεται στη σταθερή κατάσταση λειτουργίας του (steady-state) και η πύλη OR αναπαράγει την ίδια ακολουθία.

Η διαδικασία πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης που περιγράφηκε, επιτελείται από το κύκλωμα επί της αρχής για οποιαδήποτε τάξη ΨΔΑ και οποιονδήποτε παράγοντα πολλαπλασιασμού. Από την παραπάνω περιγραφή, τα δύο προφανή πλεονεκτήματα του πολλαπλασιαστή ανάδρασης σε σχέση με το συμβατικό πολλαπλασιαστή split-shift-and-

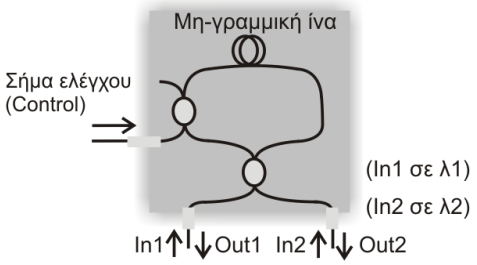
recombine είναι η ύπαρξη ενός μόνο σταδίου καθυστέρησης, η οποία προσφέρει ευελιξία, καθώς και η ευνοϊκή κλιμάκωση της απαραίτητης καθυστέρησης για υψηλούς παράγοντες πολλαπλασιασμού. Πιο συγκεκριμένα, η καθυστέρηση που απαιτείται στο βρόγχο ανάδρασης δίνεται από τη σχέση $T/2^n$ και επομένως συρρικνώνεται για υψηλές τιμές του *n*. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα η λειτουργία του κυκλώματος να είναι πρακτικά εφικτή ακόμα και για ΨΔΑ υψηλών τάξεων. Τόσο η ευελιξία του κυκλώματος όσο και η δυνατότητα του για διαχείριση μακριών ΨΔΑ παρουσιάζονται αναλυτικά στην παράγραφο 5.4.

Δύο επιπλέον πλεονεκτήματα του κυκλώματος ανάδρασης σχετίζονται με τη δυνατότητα να παρέχει επαναχρονισμό των παλμών της τελικής ακολουθίας με αποτέλεσμα τη μη εμφάνιση timing jitter, καθώς και με τη δυνατότητα να λειτουργεί με παλμούς εισόδου, οι οποίοι δεν πληρούν αυστηρά κριτήρια ως προς το χρονικό εύρος και το υπόβαθρο που περιέχουν. Οι ιδιότητες αυτές προκύπτουν από την παρουσία της λογικής πύλης OR και του συγκεκριμένου τρόπου με τον οποίο αυτή υλοποιείται, όπως εξηγείται στην επόμενη παράγραφο.

5.2.2 Οπτική πύλη OR με χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας

Η υλοποίηση της πύλης OR στο οπτικό κύκλωμα ανάδρασης βασίστηκε στη χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής πύλης ως διακόπτη 2x2 [5.23]. Η διάταξη παρουσιάζεται σχηματικά στο αριστερό μέρος του σχήματος 5.4, και η λειτουργία της βασίζεται στην ανάλυση του συμβολόμετρου Sagnac που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4 της διατριβής. Το συμβολόμετρο δέχεται ως εισόδους δύο παλμικά σήματα σε διαφορετικά μήκη κύματος λ_1 και λ_2, καθώς και παλμικό σήμα ελέγχου σε μήκος κύματος λ_3 με τους παλμούς του συγχρονισμένους με τους αντίστοιχους παλμούς των σημάτων εισόδου σε επίπεδο δυφίου. Κατά την απουσία παλμού ελέγχου, οι παλμοί των σημάτων εισόδου δε μετάγονται και καθρεφτίζονται πίσω στη θύρα από την οποία εισήλθαν. Στην περίπτωση παρουσίας παλμού ελέγχου υψηλής ισχύος κορυφής, στους παλμούς εισόδου επάγεται μη γραμμική στροφή φάσης π, προκαλώντας την μεταγωγή τους στην έτερη θύρα εισόδου/εξόδου του συμβολόμετρου. Για την εκτέλεση της πράξης OR από τη διάταξη, απαιτείται στη θύρα 1 η είσοδος οπτικού ρολογιού, το οποίο ισοδυναμεί με οπτική ροή συνεχόμενων «1». Όπως μπορεί να παρατηρηθεί και στον πίνακα αληθείας στο δεξιό τμήμα του σχήματος 5.4, κατά την περίπτωση αυτή, το σήμα εξόδου στη θύρα 2 περιγράφει το αποτέλεσμα της λογικής πράξης OR μεταξύ των παλμών του σήματος εισόδου στη θύρα 2 και των παλμών του σήματος ελέγχου. Ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της διάταξης αποτελεί το γεγονός ότι το σήμα εξόδου αποτελείται από παλμούς, των οποίων το μήκος κύματος μπορεί να είναι είτε λ_1 είτε λ_2 ανάλογα με το αν ήταν παρών ή όχι παλμός ελέγχου. Ως εκ τούτου, η πρακτική υλοποίηση της πύλης απαιτεί στην έξοδο 2 χρήση βαθμίδας οπτικού φιλτραρίσματος, η οποία θα επιτρέπει τη διάδοση των λ_1 και λ_2, αλλά θα «μπλοκάρει» τη διάδοση του λ_3, έτσι ώστε να αποκόπτεται το σήμα ελέγχου.

Με βάση την παραπάνω περιγραφή, η λειτουργία της πύλης OR για το κύκλωμα ανάδρασης, όπως αυτό παρουσιάζεται σχηματικά στο σχήμα 5.3α, μπορεί να υλοποιηθεί με εισαγωγή στη θύρα 1 οπτικού ρολογιού στον τελικό ρυθμό μετάδοσης της πολλαπλασιασμένης ΨΔΑ, εισαγωγή στη θύρα 2 της αρχικής ΨΔΑ και εισαγωγή στη θύρα



In1	In2	Control	Out2
1	0	0	0
1	0	1	1 (λ1)
1	1	0	1 (λ2)
1	1	1	1 (λ1)

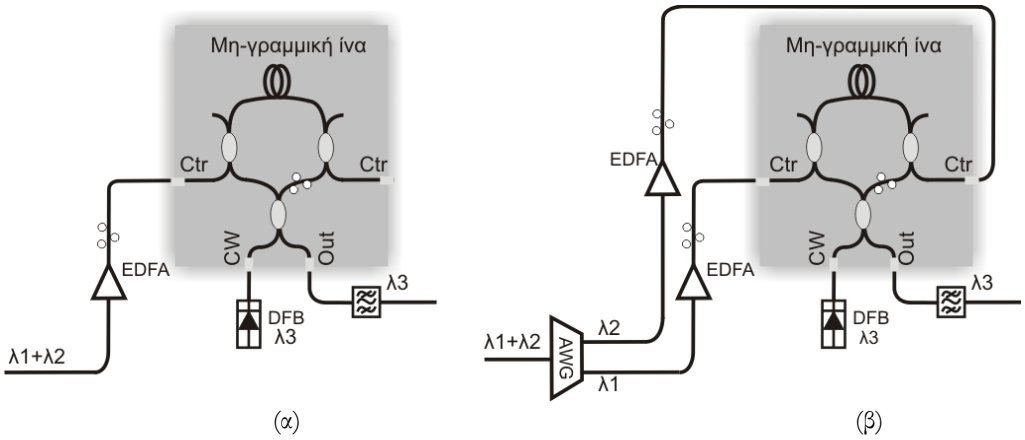
Σχήμα 5.4: Συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας σε λειτουργία 2x2 διακόπτη (αριστερά) και πίνακας αληθείας της διάταξης στην περίπτωση οπτικού ρολογιού στην είσοδο In1.

ελέγχου του σήματος ανάδρασης. Με βάση επίσης την παράσταση του κυκλώματος ανάδρασης στο σχήμα 5.3α, γίνεται αντιληπτό ότι το σήμα εξόδου της πύλης OR, οι παλμοί του οποίου βρίσκονται σε μήκη κύματος λ_1 και λ_2, θα πρέπει να υφίσταται μετατροπή μήκους κύματος (wavelength conversion) σε μήκος κύματος λ_3 προτού εισέλθει ως σήμα ελέγχου (ανάδρασης) στην πύλη OR. Η υλοποίηση του μετατροπέα μήκους κύματος πραγματοποιείται με ένα ακόμα συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας και παρουσιάζεται αναλυτικά στην επόμενη παράγραφο.

Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να τονιστεί ότι η λειτουργία της πύλης OR, εκτός της λογικής πράξης που απαιτείται για το κύκλωμα πολλαπλασιασμού, προσφέρει επίσης και τη λειτουργία του επαναχρονισμού των παλμών, εξασφαλίζοντας ότι το timing jitter στην τελική υψίρρυθμη ΨΔΑ θα είναι αμελητέο. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το γεγονός αυτό αποτελεί ένα από τα κύρια πλεονεκτήματα της μεθόδου έναντι των συμβατικών λύσεων πολλαπλασιαστή, τα οποία βασίζονται στην τεχνική «split-shift-and-recombine». Για να κατανοηθεί η λειτουργία του επαναχρονισμού, θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην κατάσταση σταθερής λειτουργίας του κυκλώματος (steady-state), οι παλμοί που μετάγονται από την πύλη OR ανήκουν στο οπτικό ρολόι εισόδου σε μήκος κύματος λ_1. Οι παλμοί αυτοί έχουν απόλυτη χρονική ευθυγράμμιση, και συντελούν έτσι ώστε το σήμα στην έξοδο της πύλης να παρουσιάζει επίσης μέγιστο βαθμό χρονικής ευθυγράμμισης ακόμα και αν το σήμα ελέγχου (ανάδρασης) παρουσιάζει timing jitter ή/και διακύμανση ισχύος κορυφής. Τα όρια ανοχής του συμβολόμετρου Sagnac στα παραπάνω είδη υποβάθμισης της ποιότητας του σήματος ανάδρασης εξαρτώνται από τη σχέση χρονικού εύρους των παλμών εισόδου και ελέγχου, καθώς και το μεταξύ τους walk-off μέσα στη μη γραμμική ίνα. Σε κάθε περίπτωση όμως παραμένουν αρκετά μεγάλα, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η σταθερότητα της λειτουργίας του κυκλώματος, όπως θα δειχτεί και στη συνέχεια του κεφαλαίου.

5.2.3 Μετατροπέας μήκους κύματος με χρήση συμβολόμετρου Sagnac μη γραμμικής ίνας

Για τη μετατροπή του μήκους κύματος του σήματος εξόδου από την πύλη OR χρησιμοποιήθηκε συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας, το οποίο δεχόταν ως είσοδο σήμα cw από laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB) σε μήκος κύματος λ_3. Η λειτουργία της διάταξης για μετατροπή μήκους κύματος σήματος δεδομένων χρησιμοποιώντας ως είσοδο σήμα cw έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 4 της διατριβής. Στη συγκεκριμένη περίπτωση της πύλης OR, το σήμα εξόδου παρουσιάζει όπως έχει ήδη περιγραφεί, την ιδιομορφία ότι κάποιοι από τους παλμούς είναι σε μήκος κύματος λ_1 ενώ κάποιοι άλλοι σε μήκος κύματος λ_2. Για ένα τέτοιο σήμα δεδομένων οι δυνατές υλοποιήσεις του μετατροπέα



Σχήμα 5.5: Υλοποιήσεις μετατροπέα μήκους κύματος με συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας για σήμα δεδομένων αποτελούμενο από παλμούς δύο μηκών κύματος λ_1 και λ_2: (α) Χρησιμοποιώντας μία θύρα ελέγχου, και (β) χρησιμοποιώντας δύο θύρες ελέγχου και σχήμα αντίρροπης διάδοσης.

μήκους κύματος είναι δύο και απεικονίζονται στο σχήμα 5.5. Στην πρώτη (συμβατική) υλοποίηση, η οποία εικονίζεται στο σχήμα 5.5α οι παλμοί διαφορετικού μήκους κύματος παραμένουν σε μία ενιαία ροή δεδομένων και διαδίδονται ομόρροπα μέσα στη μη γραμμική ίνα, εισερχόμενοι από μία θύρα ελέγχου. Στη δεύτερη υλοποίηση, η οποία παρουσιάζεται στο σχήμα 5.5β, οι παλμοί διαφορετικού μήκους κύματος διαχωρίζονται με τη βοήθεια ενός φράγματος συστοιχίας κυματοδηγών (AWG), εισέρχονται στο συμβολόμετρο από δύο θύρες ελέγχου και διαδίδονται αντίρροπα μέσα στη μη γραμμική ίνα. Επί της αρχής οι δύο υλοποιήσεις είναι ταυτόσημες. Η φάση των παλμών που σχηματίζονται στην έξοδο από παλμούς διαφορετικών θυρών ελέγχου διαφέρει βεβαιώς κατά π αλλά αυτό δεν έχει καμία πρακτική σημασία καθώς το σήμα ανάδρασης σε λ_3 δρα και πάλι ως σήμα ελέγχου στην πύλη OR με βάση την ισχύ κορυφής και όχι τη φάση των παλμών του. Η διαφοροποίηση στην απόδοση των δύο υλοποιήσεων που παρατηρείται κατά τη λειτουργία του κυκλώματος ανάδρασης σχετίζεται με την ταυτόχρονη παρουσία ισχύος και των δύο μηκών κύματος (λ_1 και λ_2) σε κάθε χρονοθυρίδα του ενοποιημένου σήματος στην έξοδο της πύλης OR. Παρότι σε κάθε χρονοθυρίδα που καταλαμβάνεται από παλμό υπερισχύει η ισχύς σε λ_1 ή λ_2, η παρουσία ισχύος στο έτερο μήκος κύματος (λ_2 ή λ_1) είναι δεδομένη λόγω της ατελούς μεταγωγής ή μη μεταγωγής των αντίστοιχων παλμών που πραγματοποιείται από την πύλη OR. Στην περίπτωση λοιπόν της πρώτης υλοποίησης, η ταυτόχρονη παρουσία στο χώρο και το χρόνο ισχύος σε διαφορετικά μήκη κύματος μέσα στη μη γραμμική ίνα οδηγεί στην εμφάνιση του φαινομένου μίξης 4 φωτονίων (FWM). Η εμφάνιση αυτή επηρεάζει την ποιότητα του σήματος κυρίως μέσω της διαρκούς μετατροπής «ωφέλιμης» σε «μη ωφέλιμη» ισχύ, η οποία μετά από διαρκείς περιφορές στην κοιλότητα ανάδρασης υποβιβάζει το σηματοθορυβικό λόγο του σήματος. Στην περίπτωση τώρα της δεύτερης υλοποίησης, η αντίρροπη διάδοση της ισχύος σε λ_1 και λ_2, έχει ως αποτέλεσμα την αποτροπή της αλληλεπίδρασης μέσω του φαινομένου FWM και επομένως τη διατήρηση υψηλού σηματοθορυβικού λόγου και εν γένει ποιότητας του σήματος.

Με βάση όσα περιγράφηκαν στην παρούσα παράγραφο καθώς και στην παράγραφο 5.2.2, γίνεται φανερό ότι το κύκλωμα ανάδρασης περιλαμβάνει δύο μη γραμμικές διατάξεις, εκ των οποίων η πρώτη (πύλη OR) προσφέρει επί της αρχής 3R αναγέννηση και η δεύτερη

(μετατροπέας μήκους κύματος) 2R αναγέννηση. Παρότι κατά την πειραματική υλοποίηση του κυκλώματος, η πύλη OR προσέφερε μόνο επαναχρονισμό για λόγους που θα εξηγηθούν στην επόμενη ενότητα, η ύπαρξη ενός στοιχείου επαναχρονισμού και ενός στοιχείου 2R αναγέννησης, αποτέλεσε τη βασική αιτία για την ισορροπία του κυκλώματος. Η ισορροπία αυτή δε μελετήθηκε θεωρητικά ως προς τα σημεία ευστάθειας, διαπιστώθηκε όμως στην πράξη μέσω της επιτυχούς λειτουργίας του κυκλώματος, η οποία αντιστοιχεί σε πρακτικά άπειρο αριθμό περιφορών του οπτικού σήματος μέσα στο βρόγχο ανάδρασης.

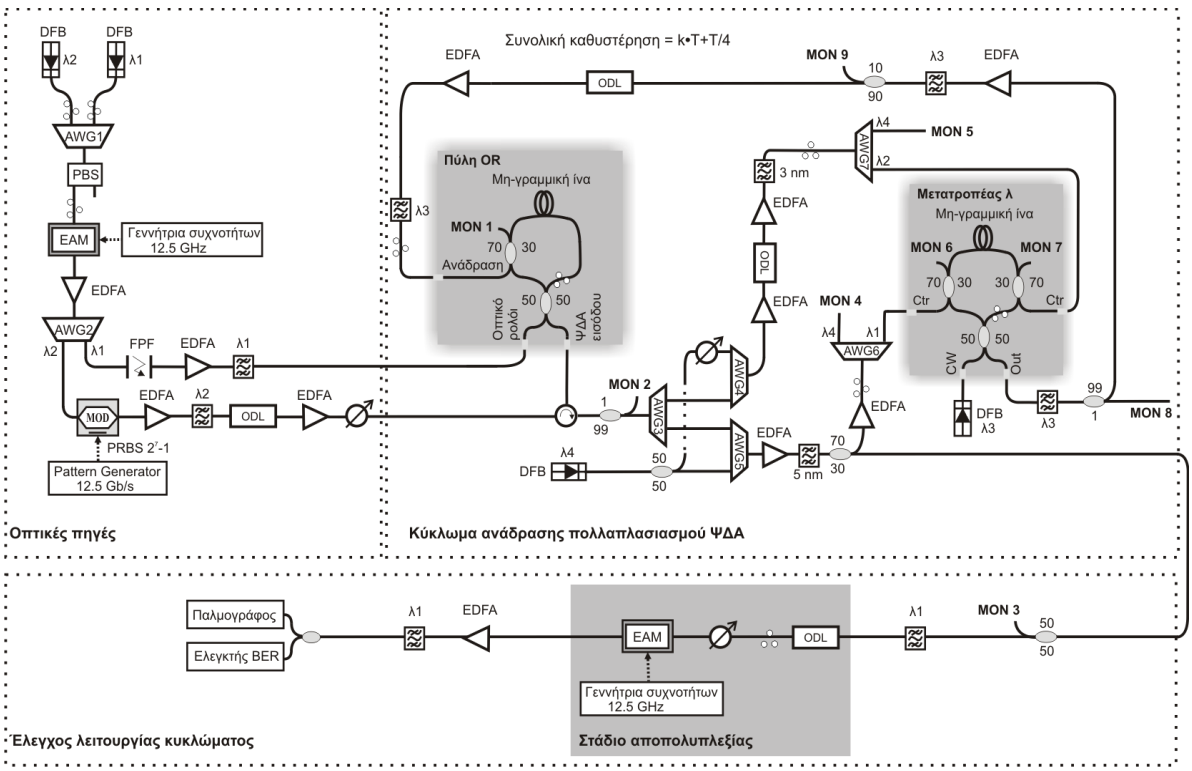
5.3 Πειραματική μελέτη κυκλώματος για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ από τα 12.5 στα 50 Gb/s

Στην ενότητα 5.3 παρουσιάζεται αναλυτικά η διάταξη για την πειραματική μελέτη του κυκλώματος ανάδρασης, καθώς και τα κυριότερα αποτελέσματα, τα οποία ελήφθησαν κατά τη χρήση του κυκλώματος για τον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης των ΨΔΑ τρίτης και έβδομης τάξης από τα 12.5 στα 50 Gb/s.

5.3.1 Πειραματική διάταξη

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ από τα 12.5 στα 50 Gb/s παρουσιάζεται στο σχήμα 5.6. Αποτελείται από το τμήμα των οπτικών πηγών, το κυρίως τμήμα του κυκλώματος ανάδρασης και το τμήμα του ελέγχου λειτουργίας.

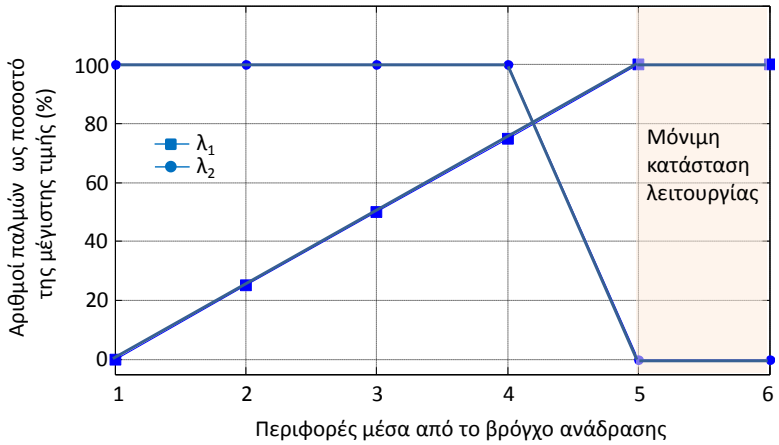
Το τμήμα των οπτικών πηγών αποδίδει στην έξοδό του οπτικό ρολόι με συχνότητα επανάληψης 50 GHz και μήκος κύματος λ_1=1557 nm, και ΨΔΑ στα 12.5 Gb/s και σε μήκος κύματος λ_2=1560 nm. Για τη δημιουργία αυτών των σημάτων χρησιμοποιούνται δύο DFB lasers στα αντίστοιχα μήκη κύματος. Οι έξοδοι των lasers περνούν από ελεγκτές πόλωσης και πολυπλέκονται με τη χρήση του πρώτου AWG (AWG1). Για την ευθυγράμμιση των πολωτικών καταστάσεων των δύο cw πριν την είσοδό τους σε διαμορφωτή χρησιμοποιείται η ακόλουθη τεχνική: η έξοδος του AWG1 οδηγείται σε διαχωριστή καταστάσεων πόλωσης (PBS), από όπου λαμβάνεται η μία από τις δύο εξόδους. Η μεγιστοποίηση της ισχύος στη συγκεκριμένη έξοδο επιτυγχάνεται με κατάλληλη ρύθμιση των προηγούμενων ελεγκτών πόλωσης για κάθε ένα από τα δύο σήματα cw ξεχωριστά. Το πολυπλεγμένο σήμα οδηγείται σε διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) ο οποίος οδηγείται από συνημιτονοειδές σήμα συχνότητας 12.5 GHz και χρησιμοποιείται ως σχηματοποιητής παλμών (pulse carver). Στην έξοδο του EAM αποδίδονται δύο σήματα οπτικού ρολογιού συχνότητας 12.5 GHz, χρονικού εύρους παλμών ~7 ps και σε μήκη κύματος λ_1 και λ_2. Τα δύο σήματα ενισχύονται και διαχωρίζονται φασματικά από το AWG2. Το οπτικό ρολόι σε μήκος κύματος λ_1 οδηγείται σε κοιλότητα φίλτρου Fabry-Perot (FPF) με ελεύθερη φασματική περιοχή (FSR) 50 GHz και λεπτότητα ίση με 100. Η λειτουργία του FPF έχει περιγραφεί αναλυτικά στο κεφάλαιο 3, όπου χρησιμοποιήθηκε για την ανάκτηση ρολογιού από εισερχόμενο σήμα δεδομένων. Στη συγκεκριμένη διάταξη, το FPF χρησιμοποιείται για τον πολλαπλασιασμό της συχνότητας επανάληψης του σήματος οπτικού ρολογιού, το οποίο δέχεται ως είσοδο. Πιο συγκεκριμένα, το FPF δέχεται ως είσοδο οπτικό ρολόι υποτετραπλάσιας συχνότητας



Σχήμα 5.6: Πειραματική διάταξη για την υλοποίηση του κυκλώματος ανάδρασης πολλαπλασιασμού ΨΔΑ από τα 12.5 στα 50 Gb/s.

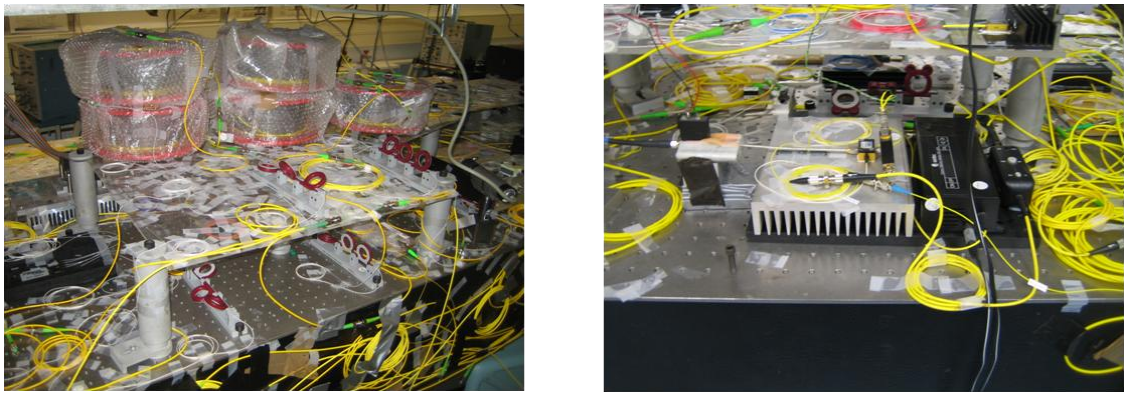
από την ελεύθερη φασματική περιοχή του και αποδίδει στην έξοδό του οπτικό ρολόι με συχνότητα επανάληψης ίση με αυτήν (50 GHz) [5.43]. Το υψίρρυθμο αυτό οπτικό ρολόι παρουσιάζει διαμόρφωση ισχύος κορυφής των παλμών της τάξης του 1 dB, λόγω της πεπερασμένης τιμής της λεπτότητας που διαθέτει. Η διαμόρφωση αυτή είναι δυνατόν να μειωθεί δραστικά με σχήμα διπλής διέλευσης μέσα από το FPF [5.43], το οποίο όμως δε χρησιμοποιήθηκε στη συγκεκριμένη διάταξη. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να σημειωθεί ότι η διαθεσιμότητα για το πείραμα του FPF με τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, αποτέλεσε την αιτία για την επιλογή των 50 Gb/s ως ρυθμού μετάδοσης της τελικής, πολλαπλασιασμένης ως προς τη ρυθμοδότηση ΨΔΑ. Το έτερο 12.5 GHz οπτικό ρολόι, το οποίο βρίσκεται σε μήκος κύματος λ_2 οδηγείται σε διαμορφωτή πλάτους, με τη βοήθεια του οποίου διαμορφώνεται από ΨΔΑ. Στην έξοδο του διαμορφωτή, το οπτικό σήμα ΨΔΑ ενισχύεται από στάδιο δύο ενισχυτών και περνά από οπτική γραμμή καθυστέρησης (ODL), έτσι ώστε να είναι δυνατός ο συγχρονισμός του με το υψίρρυθμο ρολόι σε επίπεδο δυφίων μέσα στην πύλη OR.

Το κυρίως μέρος της διάταξης αποτελείται από το κύκλωμα ανάδρασης, το οποίο περιλαμβάνει δύο συμβολόμετρα Sagnac μη γραμμικής ίνας για την υλοποίηση της πύλης OR και του μετατροπέα μήκους κύματος. Το υψίρρυθμο οπτικό ρολόι εισέρχεται από την πρώτη θύρα εισόδου ενώ η χαμηλόρυθμη ΨΔΑ μέσω ενός κυκλοφορητή από τη δεύτερη θύρα εισόδου της πύλης OR. Η ίδια πύλη δέχεται ως σήμα ελέγχου το σήμα από το δρόμο ανάδρασης του κυκλώματος, όπως έχει ήδη περιγραφεί στην παράγραφο 5.2.2. Η μη γραμμική ίνα του συμβολόμετρου είχε μήκος 180 m, παράμετρο διασποράς D ίση με 1.21 ps/nm/km και παράμετρο μη γραμμικότητας γ ίση με 10 $W^{-1}km^{-1}$. Για την πλήρη μεταγωγή των παλμών εισόδου απαιτούσε μέση ισχύ του σήματος ελέγχου περίπου 490



Σχήμα 5.7: Εξέλιξη του αριθμού των παλμών μήκους κύματος λ_1 και λ_2 κατά τη διάρκεια των περιφορών στο μεταβατικό στάδιο λειτουργίας. Ο αριθμός δίνεται ως ποσοστό του μέγιστου αριθμού παλμών για κάθε μήκος κύματος σε κάποια από τις περιφορές του σήματος.

mW, η οποία ήταν διαθέσιμη μέσω οπτικού ενισχυτή υψηλής ισχύος εξόδου. Σημειώνεται δε ότι αυτός ο υπολογισμός ισχύει για σήμα ΨΔΑ 50 Gb/s, όπως είναι πράγματι το σήμα ανάδρασης κατά τη σταθερή κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος, και για σήμα με RZ παλμούς εύρους ημίσειας ισχύος ~7 ps. Το σήμα εξόδου της πύλης εξέρχεται από τη θύρα 2 της διάταξης μέσω του οπτικού κυκλοφορητή. Όπως έχει ήδη περιγραφεί, το σήμα εξόδου περιέχει στη γενική περίπτωση παλμούς σε μήκη κύματος λ_1 και λ_2. Για λόγους, οι οποίοι έχουν εξηγηθεί στην παράγραφο 5.2.3, οι παλμοί αυτοί διαχωρίζονται από το AWG3 και οδηγούνται στις δύο θύρες ελέγχου του δεύτερου συμβολόμετρου για την μετατροπή μήκους κύματος. Στην πορεία τους προς τις θύρες ελέγχου, οι παλμοί σε λ_1 και λ_2 πολυπλέκονται με σήμα cw σε μήκος κύματος 1558 nm, έτσι ώστε να σταθεροποιηθεί η λειτουργία του κυκλώματος και να ομαλοποιηθεί η μετάβαση από το μεταβατικό στάδιο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η ανάγκη χρήσης του επιπλέον σήματος cw γίνεται κατανοητή με τη βοήθεια του σχήματος 5.3β. Κατά την εκκίνηση της λειτουργίας του κυκλώματος, η έξοδος της πύλης OR περιέχει την αρχική χαμηλόρυθμη ΨΔΑ με παλμούς σε μήκος κύματος λ_2. Σε αυτήν την πρώτη περιφορά δεν υπάρχουν παλμοί σε μήκος κύματος λ_1. Στη δεύτερη περιφορά, η έξοδος της πύλης OR περιέχει χρονικά πολυπλεγμένες τη χαμηλόρυθμη ΨΔΑ σε μήκος κύματος λ_2 και μία ακόμα χαμηλόρυθμη ΨΔΑ σε μήκος κύματος λ_1. Στην τρίτη περιφορά η έξοδος περιέχει αντίστοιχα και πάλι μία χαμηλόρυθμη ΨΔΑ σε λ_2 και δύο σε λ_1, ενώ στην τέταρτη περιφορά περιέχει μία χαμηλόρυθμη ΨΔΑ σε λ_2 και τρεις σε λ_1. Από την πέμπτη περιφορά και μετά, το κύκλωμα εισέρχεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και η έξοδος της πύλης OR περιέχει τέσσερις πολυπλεγμένες χαμηλόρυθμες ΨΔΑ σε λ_1 αλλά καμία σε λ_2. Το μεταβατικό στάδιο λειτουργίας λοιπόν αντιπροσωπεύει μία μεγάλη διακύμανση στον αριθμό των παλμών μήκους κύματος λ_1 και λ_2 που ενισχύονται από τους οπτικούς ενισχυτές και εισέρχονται από τις αντίστοιχες θύρες για να δράσουν ως παλμοί ελέγχου στη δεύτερη πύλη. Η διακύμανση αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 5.7, το οποίο απεικονίζει την εξέλιξη του αριθμού των παλμών σε κάθε μήκος κύματος κατά τις περιφορές του μεταβατικού σταδίου ως ποσοστό του μέγιστου αριθμού σε κάποια από τις περιφορές (είτε στο μεταβατικό στάδιο είτε στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας). Εξετάζοντας τους παλμούς μήκους κύματος λ_1, γίνεται κατανοητό ότι για σταθερή (μέση) ισχύ εξόδου των ενισχυτών,



(α) (β)

Σχήμα 5.8: (α) Φωτογραφία των δύο μη γραμμικών συμβολόμετρων Sagnac για την υλοποίηση της πύλης OR και του μετατροπέα μήκους κύματος, και (β) στάδιο αποπολυπλεξίας με τη χρήση διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM).

η ισχύς κορυφής τους θα ήταν πολύ υψηλή κατά τη δεύτερη περιφορά και σταδιακά θα μειωνόταν μέχρι να προσεγγίσει μία σταθερή τιμή κατά τη μόνιμη λειτουργία του κυκλώματος. Η μεγάλη αυτή διακύμανση θα εμπόδιζε την ομαλή λειτουργία της δεύτερης πύλης κατά το μεταβατικό στάδιο λειτουργίας. Μπορεί όμως να μειωθεί χρησιμοποιώντας το επιπλέον σήμα cw, το οποίο εισέρχεται μαζί με τους παλμούς μήκους κύματος λ_1 στους ενισχυτές του συγκεκριμένου τμήματος του κυκλώματος. Για τους παλμούς μήκους κύματος λ_2 αντίστοιχα, η ξαφνική παύση παλμών στην αρχή της μόνιμης κατάστασης, θα οδηγούσε στη εμφάνιση έντονου θορύβου από τους ενισχυτές, ο οποίος θα εισερχόταν από την αντίστοιχη θύρα ελέγχου στο συμβολόμετρο Sagnac και θα αποσταθεροποιούσε τη λειτουργία του. Η χρήση όμως του σήματος cw αποτρέπει αυτήν την εξέλιξη, καθώς το συγκεκριμένο σήμα συνεχίζει να υφίσταται και να παίρνει το κέρδος των ενισχυτών και μετά την είσοδο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος. Σημειώνεται ότι η επιλογή του μήκους κύματος λ_4 για το σήμα cw έγινε με τέτοιον τρόπο ώστε να εντοπίζεται φασματικά μεταξύ των λ_1 και λ_2 και επομένως να μπορεί να διαδίδεται μαζί με αυτά μέσα από τα ζωνοπερατά φίλτρα εύρους 3 και 5 nm που χρησιμοποιούνται στους αντίστοιχους οπτικούς δρόμους.

Συνεχίζοντας με την περιγραφή της πειραματικής διάταξης, παρατηρείται ότι το βοηθητικό σήμα cw πολυπλέκεται με τους παλμούς των λ_1 και λ_2 με τη βοήθεια των AWG4 και AWG5, και αποπολυπλέκεται από αυτά πριν τη δεύτερη πύλη με τη βοήθεια των AWG6 και AWG7. Ο συγχρονισμός μεταξύ των δύο σημάτων ελέγχου επιτυγχάνεται μέσω του ODL που βρίσκεται στον οπτικό δρόμο των παλμών μήκους κύματος λ_2. Η πύλη του μετατροπέα μήκους κύματος δέχεται ως είσοδο σήμα cw σε μήκος κύματος λ_3 ίσο με 1543 nm. Μέσα στο συμβολόμετρο, η μη γραμμική ίνα είχε μήκος 260 m και είχε επίσης παράμετρο διασποράς D ίση με 1.21 ps/nm/km και παράμετρο μη γραμμικότητας γ ίση με 10 $W^{-1}km^{-1}$. Η πλήρης μεταγωγή του σήματος εισόδου από τους παλμούς ελέγχου σε μήκος κύματος λ_1 και λ_2 απαιτούσε μέση ισχύ 340 και 85 mW, αντίστοιχα, η οποία ήταν για την περίπτωση του λ_1 μερικώς διαθέσιμη, οδηγώντας σε ατελή μεταγωγή του σήματος.

Στη έξοδο της δεύτερης πύλης, το σήμα φιλτράρεται και οδηγείται πίσω στην πύλη OR ως σήμα ελέγχου. Στη διαδρομή αυτή, διαδίδεται μέσα από ένα ακόμα ODL, το οποίο ρυθμίζεται έτσι ώστε η συνολική καθυστέρηση του βρόγχου ανάδρασης,

συμπεριλαμβανομένων των δύο πυλών, να είναι ίση με k·T+T/4 για τον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης της ΨΔΑ εισόδου.

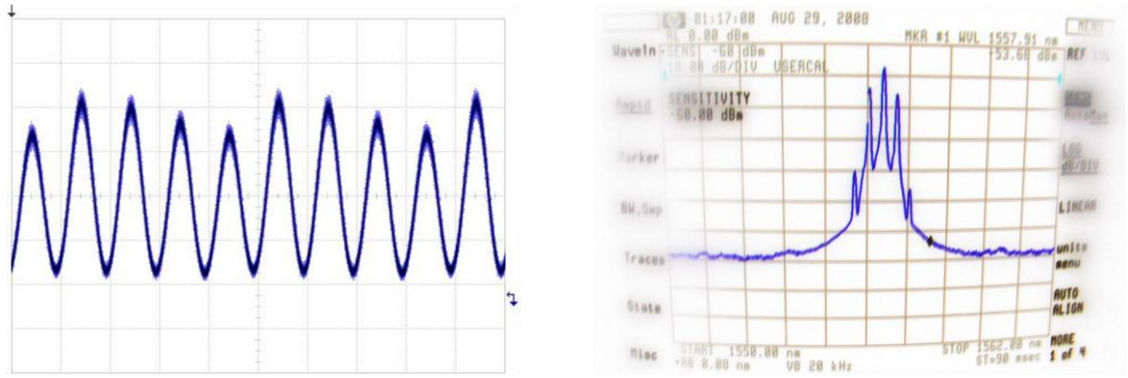
Η έξοδος του κυκλώματος με την υψίρυθμη (50 Gb/s) ΨΔΑ μπορεί να λαμβάνεται είτε μετά τη δεύτερη πύλη (μετατροπέας μήκους κύματος) είτε μετά την πύλη OR σε μήκος κύματος λ_1. Το τελευταίο είναι εφικτό διότι, όπως εξηγήθηκε παραπάνω, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος, το υψίρυθμο σήμα στην έξοδο της πύλης OR αποτελείται αποκλειστικά από παλμούς σε μήκος κύματος λ_1. Στη συγκεκριμένη υλοποίηση λοιπόν, η έξοδος λαμβάνεται από την έξοδο του AWG5 και οδηγείται στο τμήμα ελέγχου λειτουργίας του κυκλώματος. Στο τμήμα αυτό, το υψίρυθμό σήμα περνά από το στάδιο χρονικής αποπολυπλεξίας έτσι ώστε να αποπολυπλεχθούν τα τέσσερα επιμέρους κανάλια των 12.5 Gb/s. Η αποπολυπλεξία υλοποιείται με τη βοήθεια ενός δεύτερου ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή (EAM), ο οποίος δέχεται ως ηλεκτρική είσοδο συνημίτονο συχνότητας 12.5 GHz. Το σήμα αυτό παράγεται από την ίδια γεννήτρια συχνοτήτων που χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών. Η ευθυγράμμιση των παλμών κάθε καναλιού με το χρονικό παράθυρο που ανοίγει ο EAM για την επιλογή/αποπολυπλεξία του καναλιού πραγματοποιείται με τη βοήθεια ενός ακόμη ODL. Τέλος, το αποπολυπλεγμένο κανάλι, ενισχύεται, φιλτράρεται και οδηγείται στο δέκτη του συστήματος για εκτίμηση της ποιότητάς του μέσω μετρήσεων ρυθμού σφαλμάτων. Στο σχήμα 5.8 εικονίζονται δύο βασικά τμήματα της πειραματικής διάταξης. Πιο συγκεκριμένα εικονίζονται οι δύο πύλες που υλοποιούνται με τη βοήθεια συμβολόμετρων Sagnac μη γραμμικής ίνας (σχήμα 5.8α) και το στάδιο αποπολυπλεξίας (σχήμα 5.8β).

5.3.2 Πολλαπλασιασμός ρυθμοδότησης ΨΔΑ έβδομης τάξης

Η πειραματική μελέτη του κυκλώματος εστίασε στην επίτευξη τετραπλασιασμού ρυθμοδότησης της ΨΔΑ έβδομης τάξης από τα 12.5 στα 50 Gb/s. Το χαρακτηριστικό πολυώνυμο της συγκεκριμένης ΨΔΑ έβδομης τάξης που παράγεται από τη διαθέσιμη γεννήτρια περιοδικών ακολουθιών είναι το $1+X^6+X^7$ και ως εκ τούτου το χαρακτηριστικό σημείο του περιοδικού σήματος περιλαμβάνει ακολουθία επτά συνεχόμενων «1» ακολουθούμενα από έξι συνεχόμενα «0». Η επιλογή της συγκεκριμένης ΨΔΑ για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος έγινε με βάση την ευρεία χρήση της σε εργαστήρια οπτικών τηλεπικοινωνιών και τη σχετικά μικρή περίοδό της, η οποία διευκολύνει την παρατήρηση του χρονικού ίχνους της (trace) σε οπτικό παλμογράφο.

Στο σχήμα 5.9 παρουσιάζεται το διάγραμμα οφθαλμού και το φάσμα του υψίρυθμου οπτικού ρολογιού (50 GHz), το οποίο χρησιμοποιήθηκε ως είσοδο στην πύλη OR. Στο διάγραμμα οφθαλμού του σχήματος 5.9α παρατηρείται η έντονη διαμόρφωση πλάτους των παλμών του ρολογιού ως αποτέλεσμα της πεπερασμένης λεπτότητας του FPF, με τη βοήθεια του οποίου δημιουργούνταν το σήμα. Η διαμόρφωση αυτή ήταν περιοδική και μετρήθηκε με τη βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου ίση με ~1 dB. Η παρουσία της είχε αναπόφευκτα επίπτωση στη λειτουργία του κυκλώματος, η οποία αναμένεται να είναι σημαντικά βελτιωμένη στην περίπτωση κατά την οποία είναι διαθέσιμο οπτικό ρολόι υψηλής ποιότητας.

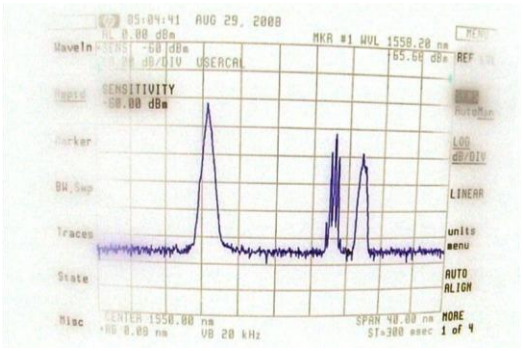
Για την εκκίνηση του κυκλώματος, εισάγονταν τα σήματα εισόδου και ρυθμίζονταν οι ισχείς των σημάτων ελέγχου στις δύο μη γραμμικές πύλες, στις τιμές ισχύος βέλτιστης



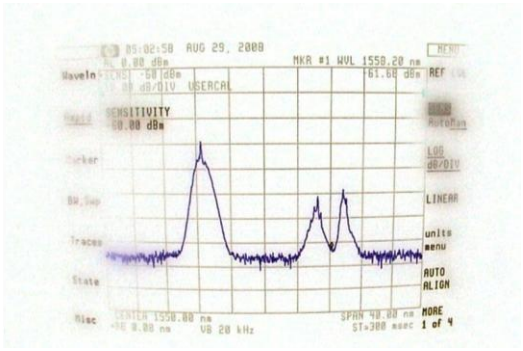
(α) (β)

Σχήμα 5.9: Υψίρρυθμο (50 GHz) οπτικό ρολόι σε μήκος κύματος λ1=1556.56 nm που δημιουργείται με τη βοήθεια του FPF και εισέρχεται στη θύρα εισόδου 1 της πύλης OR: (α) Διάγραμμα οφθαλμού με απόσταση παλμών 20 ps, και (β) Φάσμα με φασματική ανάλυση 0.1 nm. Χρονική κλίμακα για το διάγραμμα οφθαλμού 20 ps/div.

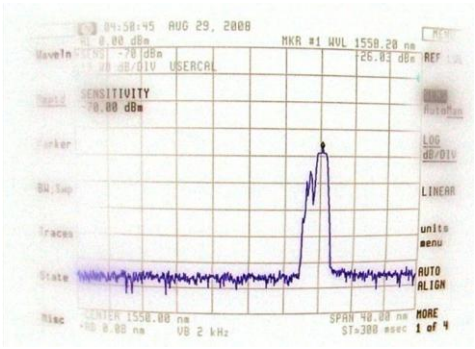
μεταγωγής. Στη συνέχεια έκλεινε ο βρόγχος ανάδρασης και ρυθμιζόταν η θέση του κύριου ODL του βρόγχου έτσι ώστε η συνολική καθυστέρησή της ανάδρασης να αντιστοιχεί σε k·T+T/4, όπου k ακέραιος αριθμός και T η περίοδος της αρχικής ακολουθίας. Για την ΨΔΑ έβδομης τάξης, η οποία έχει μήκος 127 δυφία, η περίοδός της στα 12.5 Gb/s είναι ίση με 10.16 ns, και επομένως το εν τέταρτον αυτής είναι ίσο με 2.54 ns. Δεδομένου τώρα του εύρους ρύθμισης του διαθέσιμου ODL (300 ps), γίνεται φανερό οτί το μήκος του κυκλώματος έπρεπε να είναι εκ των προτέρων ρυθμισμένο με επιλογή οπτικών ινών κατάλληλου μήκους, έτσι ώστε η καθυστέρηση ανάδρασης να είναι ίση με κάποια από τις επιθυμητές τιμές με ακρίβεια ±150 ps. Αμέσως μετά το κλείσιμο του βρόγχου, η διαδικασία παραγωγής και βελτιστοποίησης του σήματος εξόδου περιελάμβανε μικρορυθμίσεις των ελεγκτών πόλωσης και των ODL του κυκλώματος, έτσι ώστε να σταθεροποιηθεί η λειτουργία του κυκλώματος. Στο σχήμα 5.10 παρουσιάζεται σειρά φασμάτων, τα οποία ελήφθησαν στα σημεία παρατήρησης του κυκλώματος (monitors), όταν το τελευταίο είχε εισέλθει με βέλτιστο τρόπο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στο σχήμα 5.10α εικονίζεται το οπτικό φάσμα στο monitor 1 (μέσα στο πρώτο συμβολόμετρο Sagnac). Στο δεξιό μέρος αυτού του φάσματος διακρίνονται το υψίρρυθμο οπτικό ρολόι με ακριβές μήκος κύματος λ_1=1556.55 nm και η χαμηλόρυθμη ΨΔΑ με ακριβές μήκος κύματος λ_2=1559.79 nm, ενώ στο αριστερό μέρος διακρίνεται το ιδιαίτερα υψηλής ισχύος σήμα ανάδρασης (ελέγχου) σε μήκος κύματος λ_3 ίσο με 1543 nm. Σημειώνεται ότι το σήμα αυτό στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας περιέχει την τελική υψίρρυθμη ΨΔΑ. Στο σχήμα 5.10β παρουσιάζεται το φάσμα που ελήφθη στο monitor 2 και το οποίο αφορά το σήμα εξόδου της πύλης OR πριν αυτό φιλτραριστεί. Στο συγκεκριμένο φάσμα μπορεί να παρατηρηθεί η διαμόρφωση του οπτικού ρολογιού από το σήμα ελέγχου καθώς και η φασματική διεύρυνση που έχει υποστεί το ίδιο το σήμα ελέγχου λόγω του φαινομένου SPM. Στα σχήματα 5.10γ και 5.10δ παρουσιάζεται το φάσμα των οπτικών σημάτων στα monitors 4 και 5, αντίστοιχα. Τα συγκεκριμένα monitors βρίσκονται στις θύρες εξόδου των AWGs, τα οποία αποπολυπλέκουν το βοηθητικό σήμα cw σε μήκος κύματος λ_4=1558.17 nm από τα σήματα ελέγχου του μετατροπέα μήκους κύματος. Τα δύο διαγράμματα κάνουν φανερό ότι η σχετική ισχύς του βοηθητικού cw είναι πολύ πιο ισχυρή για το σήμα ελέγχου λ_2 σε σύγκριση με το σήμα ελέγχου λ_1. Το γεγονός αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το επίπεδο ισχύος του σήματος λ2



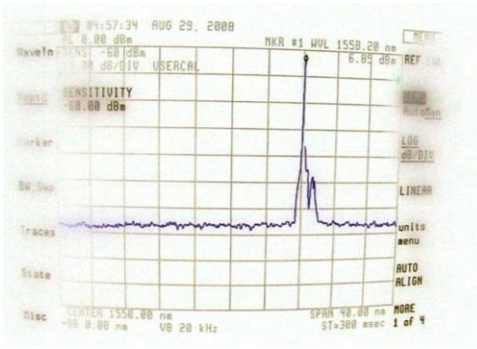
(α)



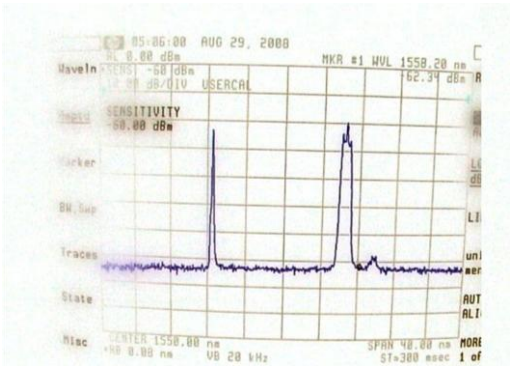
(β)



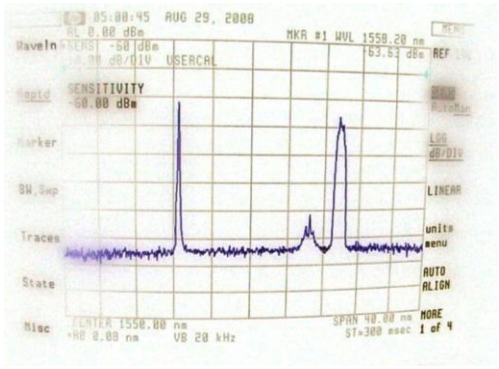
(γ)



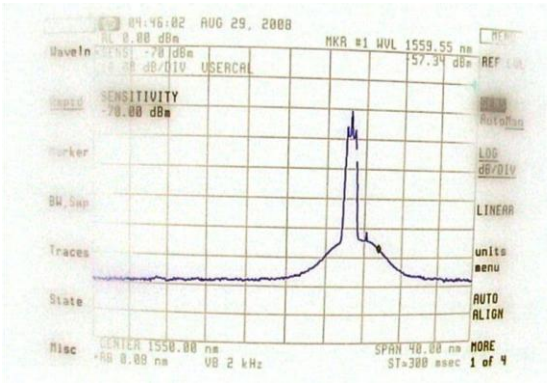
(δ)



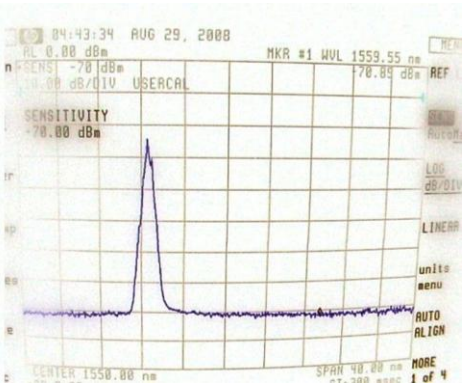
(ε)



(στ)

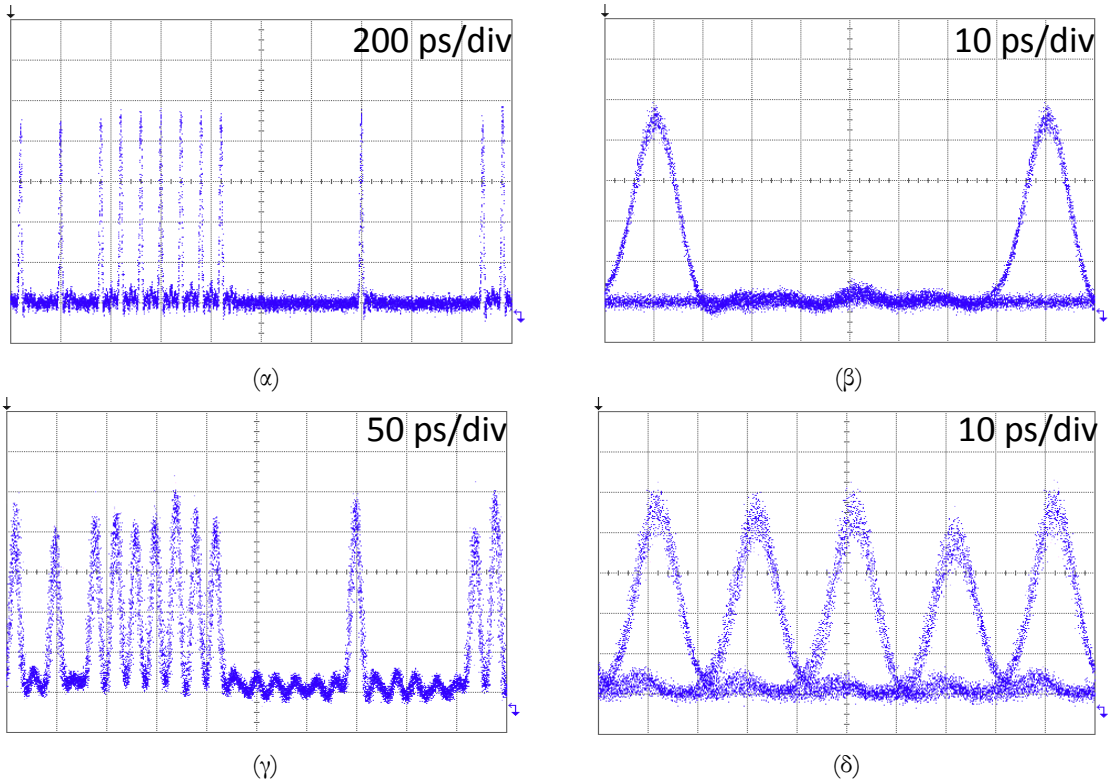


(ζ)



(η)

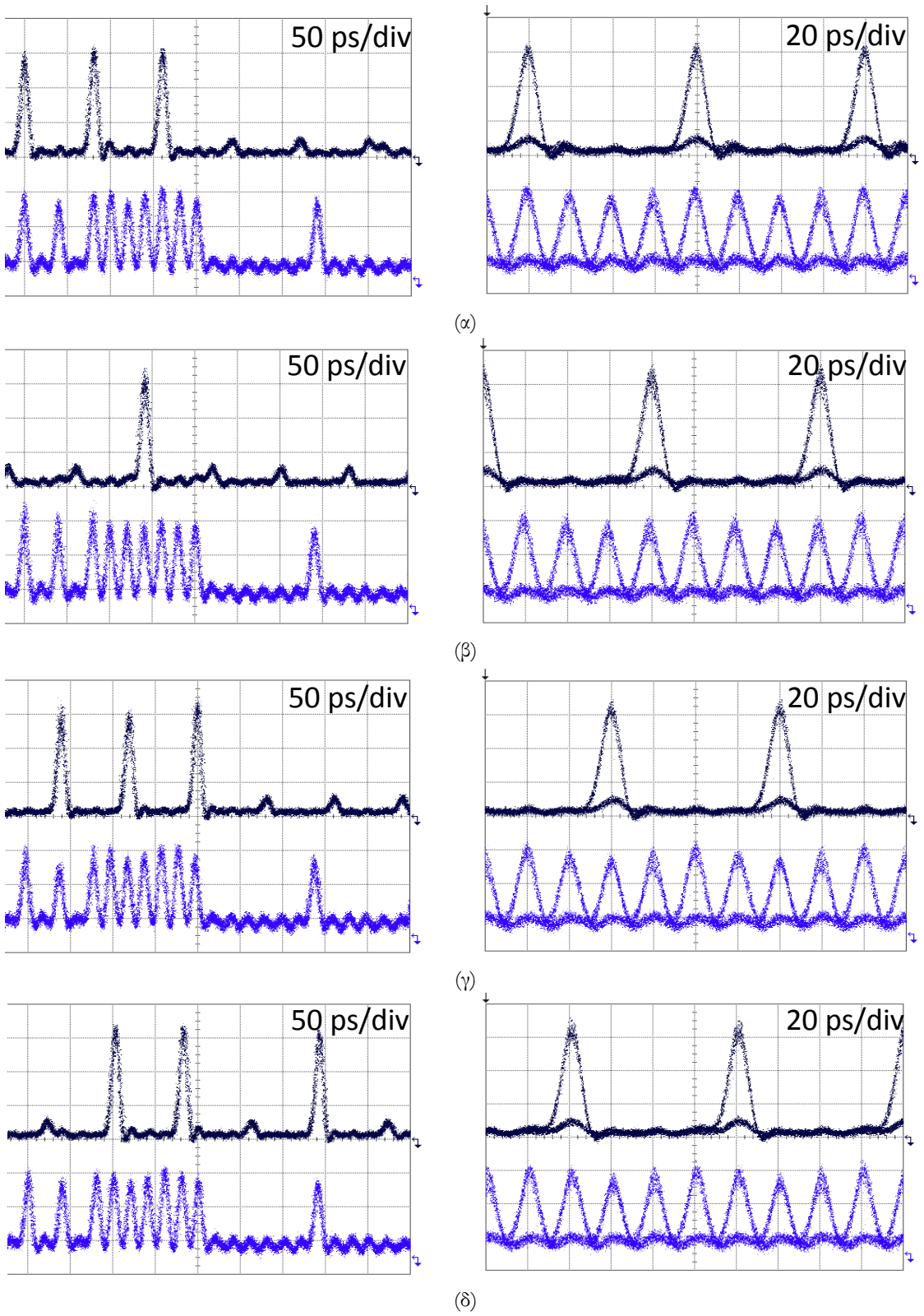
Σχήμα 5.10: Φάσματα σημάτων με φασματική ανάλυση 0.1 nm στα σημεία παρατήρησης κατά τη λειτουργία του κυκλώματος ανάδρασης για τον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης της ΨΔΑ έβδομης τάξης: (α) Monitor 1, (β) Monitor 2, (γ) Monitor 4, (δ) Monitor 5, (ε) Monitor 6, (στ) Monitor 7, (ζ) Monitor 3, και (η) Monitor 9.



Σχήμα 5.11: Απεικόνιση ΨΔΑ έβδομης τάξης στην είσοδο (12.5 Gb/s) και την έξοδο (50 Gb/s) του κυκλώματος: (α)-(β) Χρονικό ίχνος (trace) και διάγραμμα οφθαλμού (eye-diagram), αντίστοιχα, ΨΔΑ στην είσοδο, και (γ)-(δ) Χρονικό ίχνος και διάγραμμα οφθαλμού, αντίστοιχα, ΨΔΑ στην έξοδο του κυκλώματος.

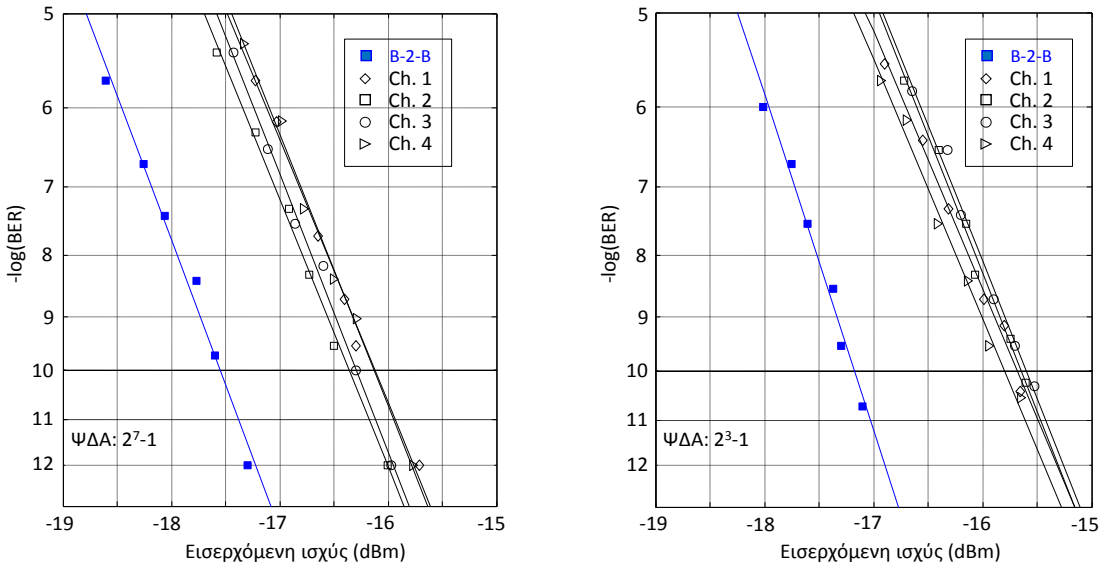
είναι θεωρητικά μηδενικό, όπως έχει ήδη εξηγηθεί στην παράγραφο 5.3.1. Στα σχήματα 5.10ε και 5.10στ δίνονται τα φάσματα στα monitors 6 και 7, τα οποία βρίσκονται μέσα στο δεύτερο συμβολόμετρο Sagnac. Σε κάθε ένα από αυτά μπορεί να παρατηρηθεί το φάσμα του σήματος cw σε λ_3 (1543 nm), το οποίο δρα ως είσοδος στην πύλη, μαζί με το αντίστοιχο σήμα ελέγχου και το τμήμα του βοηθητικού cw που έχει επιβιώσει από το προηγούμενο στάδιο φιλτραρίσματος. Τέλος, τα σχήματα 5.10ζ και 5.10η παρουσιάζουν τα φάσματα στα σημεία παρατήρησης 3 και 9, αντίστοιχα. Το σήμα στο monitor 3 περιλαμβάνει την έξοδο της πύλης OR σε μήκος κύματος λ_1 μαζί με το βοηθητικό σήμα cw. Αποτελεί ουσιαστικά το σήμα ακριβώς πριν την έξοδο του κυκλώματος, η οποία λαμβάνεται με επιπλέον φιλτράρισμα σε μήκος λ_1. Το σήμα του monitor 9 αποτελεί το σήμα εξόδου του μετατροπέα μήκους κύματος σε μήκος κύματος λ_3, το οποίο λειτουργεί ως σήμα ανάδρασης. Περιέχει την τελική υψίρρυθμη ΨΔΑ και θα μπορούσε κάλλιστα να αποτελεί το σήμα εξόδου του συνολικού κυκλώματος. Ο λόγος για τον οποίο δεν προτιμήθηκε είναι ότι παρουσίαζε εντονότερο timing jitter σε σύγκριση με το σήμα που λαμβανόταν μετά την πύλη OR σε μήκος κύματος λ_1.

Η αξιολόγηση της λειτουργίας του κυκλώματος πραγματοποιήθηκε σε πρώτο επίπεδο μέσω της παρατήρησης των χρονικών ακολουθιών (traces) και των διαγραμμάτων οφθαλμού του σήματος εξόδου. Στο σχήμα 5.11 παρουσιάζονται τα χρονικά ίχνη και τα διαγράμματα οφθαλμού για το σήμα εισόδου (ΨΔΑ στα 12.5 Gb/s) και το σήμα εξόδου του κυκλώματος (ΨΔΑ στα 50 Gb/s). Τα χρονικά ίχνη έχουν ληφθεί και για τα δύο σήματα γύρω από το χαρακτηριστικό σημείο της ΨΔΑ έβδομης τάξης με πολυώνυμο $1+X^6+X^7$, έτσι ώστε να είναι δυνατή η αναγνώριση της ακολουθίας. Η επαλήθευση ότι η



Σχήμα 5.12: Χρονικά ίχνη (αριστερή στήλη) και διαγράμματα οφθαλμού (δεξιά στήλη) για την τελική υψίρυθμη (50 Gb/s) ΨΔΑ σε συγχρονισμό με κάθε ένα από τα τέσσερα πολυπλεγμένα κανάλια (tributaries) των 12.5 Gb/s.

συγκεκριμένη ΨΔΑ έχει πράγματι κωδικοποιηθεί στο σήμα εξόδου πραγματοποιήθηκε με σάρωση ολόκληρου του περιοδικού σήματος, επιβεβαίωση ότι το μήκος της περιόδου του αντιστοιχεί σε 127 δυφία και επιτυχή σύγκριση των δυφίων του, ένα προς ένα, με τα αντίστοιχα δυφία της γνωστής ΨΔΑ. Όπως διακρίνεται στο συγκεκριμένο σχήμα, στην



Σχήμα 5.13: Μετρήσεις BER της αρχικής 12.5 Gb/s ΨΔΑ (B-2-B) και των τεσσάρων πολυπλεγμένων καναλιών (tributaries) της τελικής υψίρρυθμης (50 Gb/s) ΨΔΑ. Αποτελέσματα για: (α) ΨΔΑ έβδομης τάξης και (β) τρίτης τάξης.

έξοδο του κυκλώματος η ίδια χρονική ακολουθία με αυτήν της εισόδου λαμβάνεται σε χρονικό παράθυρο το οποίο έχει διάρκεια ίση με το εν τέταρτο του αντίστοιχου παραθύρου για το σήμα εισόδου, υποδεικνύοντας τον τετραπλασιασμό της ρυθμοδότησης της αρχικής ακολουθίας. Η παρατήρηση των διαγραμμάτων οφθαλμού στα σχήματα 5.11β και 5.11δ, από την άλλη μεριά, κάνει φανερή τη μερική υποβάθμιση του λόγω σβέσης (ER) στο σήμα εξόδου. Σημειώνεται, όμως, ότι παρά την υποβάθμιση αυτή, το διάγραμμα οφθαλμού της εξόδου παραμένει ανοικτό, υποδεικνύοντας ότι η λειτουργία του κυκλώματος αναμένεται να παραμένει χωρίς σφάλματα (error-free operation).

Στο σχήμα 5.12 το σήμα εξόδου παρουσιάζεται μέσω χρονικών ιχνών και διαγραμμάτων οφθαλμού μαζί με κάθε ένα από τα τέσσερα κανάλια των 12.5 Gb/s μετά το στάδιο αποπολυπλεξίας. Η επιλογή καθενός εκ των τεσσάρων καναλιών ήταν εφικτή με διαδοχική καθυστέρηση της υψίρρυθμης ΨΔΑ στην είσοδο του EAM κατά 20 ps. Ο μεταξύ τους συγχρονισμός κατά την κοινή τους απεικόνιση στον παλμογράφο επιτεύχθηκε, έτσι ώστε να γίνει και εποπτικά αντιληπτό ότι το συνολικό σήμα της υψίρρυθμης ΨΔΑ προκύπτει ως χρονική υπέρθεση των επιμέρους καναλιών (tributaries).

Η τελική αξιολόγηση του κυκλώματος ανάδρασης πραγματοποιήθηκε μέσω μετρήσεων ρυθμού σφαλμάτων δυφίων (BER) των επιμέρους καναλιών. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 5.13α. Για όλα τα αποπολυπλεγμένα κανάλια των 12.5 Gb/s καταγράφηκε λειτουργία χωρίς σφάλματα με ποινή ισχύος της τάξης του 1.5 dB σε σχέση με το σήμα εισόδου, το οποίο και θεωρήθηκε ως η μέτρηση Back-to-Back (B-2-B) του συστήματος. Η χαμηλή τιμή ποινής ισχύος σε συνδυασμό με την εξαιρετικά μικρή διαφοροποίησή της σε εύρος μόλις 0.3 dB μεταξύ των τεσσάρων καναλιών αποτέλεσε την ισχυρότερη απόδειξη για την επιτυχή λειτουργία του κυκλώματος ανάδρασης στα πλαίσια της πειραματικής μελέτης.

Εκτός της ΨΔΑ έβδομης τάξης, η πειραματική μελέτη του κυκλώματος περιελάμβανε και τον πολλαπλασιασμό της ΨΔΑ τρίτης τάξης. Στο σχήμα 5.13β παρουσιάζονται οι

αντίστοιχες μετρήσεις BER. Τα συμπεράσματα που εξάχθηκαν ήταν παρόμοια με αυτά κατά τη μελέτη πολλαπλασιασμού της ΨΔΑ έβδομης τάξης. Πιο συγκεκριμένα ο πολλαπλασιασμός της ΨΔΑ τρίτης τάξης από τα 12.5 στα 50 Gb/s ήταν επιτυχής και η ποινή ισχύος για τα επιμέρους κανάλια ήταν ~ 1.5 dB σε σχέση με τη μέτρηση B-2-B. Η διαφοροποίηση της ποιότητας των τεσσάρων καναλιών ήταν και σε αυτήν την περίπτωση αμελητέα (0.2-0.3 dB) υποδεικνύοντας την επιτυχή εκτέλεση του πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης. Αξίζει τέλος να σημειωθεί ότι επιπλέον στάδια πειραματικού ελέγχου του κυκλώματος περιελάμβαναν τον πολλλαπλασιασμό των αρχικών ακολουθιών (τρίτης και έβδομης τάξης) κατά παράγοντα 2 από τα 12.5 στα 25 Gb/s. Τα στάδια αυτά χρησιμοποιήθηκαν ως ενδιάμεσα βήματα επιβεβαίωσης της αρχής λειτουργίας του κυκλώματος και εξοικίωσης με τη διαδικασία ρύθμισης των παραμέτρων του.

Όσον αφορά τη σταθερότητα λειτουργίας του κυκλώματος, θα πρέπει να τονιστεί ότι, όπως αποδεικνύουν και τα αποτελέσματα των μετρήσεων BER, η λειτουργία του σε όλες τις περιπτώσεις μπορούσε πράγματι να διατηρηθεί σταθερή για χρόνο ικανό ώστε να καταγραφεί λειτουργία χωρίς σφάλματα, το οποίο αντιστοιχεί σε έναν άπειρο πρακτικά αριθμό περιφορών του σήματος μέσα στο βρόγχο ανάδρασης. Η σταθερότητα της λειτουργίας διαταρασσόταν από τυχαίες μεταβολές της πόλωτικής κατάστασης των σημάτων λόγω μηχανικών αιτιών (π.χ. ρεύματα αέρα από τον εξαερισμό του εργαστηρίου) καθώς και από τυχαίες θερμοκρασιακές μεταβολές στο χώρο του εργαστηρίου. Οι τελευταίες μετέβαλλαν το δείκτη διάθλασης των οπτικών ινών και επομένως το μήκος του οπτικού δρόμου ανάδρασης, προκαλώντας ολίσθηση της συνολικής καθυστέρησης του κυκλώματος από την ιδανική τιμή της. Το πρώτο πρόβλημα λύθηκε εν μέρει με κάλυψη των κυριότερων μερών του κυκλώματος από τα ρεύματα αέρα, ενώ η μόνιμη λύση απαιτεί τη χρήση ηλεκτρονικών ελεγκτών πόλωσης, οι οποίοι είναι σε θέση να ανιχνεύουν και να επαναφέρουν την ιδανική πολωτική κατάσταση των σημάτων. Το δεύτερο πρόβλημα αποτέλεσε την κυριότερη αιτία διαταραχής της σταθερότητας του κυκλώματος και της ανάγκης για περιοδική επαναρύθμιση του κύριου ODL στο δρόμο ανάδρασης. Η διερεύνηση αυτής της αστάθειας έδειξε ότι αποκλίσεις από την ιδανική καθυστέρηση μικρότερες από ±0.5 ps, μπορούσαν να απορροφηθούν επιτυχώς από το στοιχείο αυτόματου επαναχρονισμού του κυκλώματος, το οποίο ήταν η πύλη OR [5.42]. Για μεγαλύτερες αποκλίσεις, η πύλη OR αδυνατούσε να αποκαταστήσει το σωστό χρονισμό λόγω της συσσωρευτικής δράσης της χρονικής απόκλισης μέσω των πολλαπλών διελεύσεων μέσα από το βρόγχο ανάδρασης. Και στην περίπτωση αυτή, η μόνιμη λύση του προβλήματος, απαιτεί τη χρήση ηλεκτρονικών στοιχείων καθυστέρησης, τα οποία θα διορθώνουν αυτόματα οποιαδήποτε χρονική ολίσθηση στη χρονική τάξη που αυτή λαμβάνει χώρα λόγω των θερμοκρασιακών μεταβολών στο χώρο του πειράματος.

Θα πρέπει να τονιστεί πάντως ότι οι μικρομεταβολές τόσο της πολωτικής κατάστασης όσο και της καθυστέρησης του βρόγχου ανάδρασης μπορούν να περιοριστούν σημαντικά με την προσεκτική σχεδίαση του κυκλώματος, έτσι ώστε αυτό να έχει το μικρότερο δυνατό φυσικό μήκος. Σε αυτήν την πρώτη πειραματική υλοποίηση, η οποία στόχευε στην επιβεβαίωση της αρχής λειτουργίας της μεθόδου, η σχεδίαση του κυκλώματος με αυτά τα κριτήρια δεν αποτέλεσε προτεραιότητα. Το συνολικό μήκος του βρόγχου ανάδρασης μετρήθηκε ίσο με ~700 m. Το μήκος αυτό δηλώνει ότι για τη συγκεκριμένη υλοποίηση

πολλαπλασιασμού της ΨΔΑ έβδομης τάξης, η τιμή της παραμέτρου k στον τύπο k·T+T/4 ήταν προσεγγιστικά ίση με 344. Σημειώνεται πάντως ότι το συνολικό μήκος των ~700 m είναι κατά πολύ μεγαλύτερο του αθροίσματος των μηκών των μη γραμμικών ινών στα δύο συμβολόμετρα και θα μπορούσε να μειωθεί δραστικά με προσεκτικότερη υλοποίηση του κυκλώματος. Θα μπορούσε δε να μειωθεί περαιτέρω με χρήση μη γραμμικών ινών μικρότερου μήκους, οι οποίες είτε θα διέθεταν υψηλότερη μη γραμμικότητα είτε θα δέχονταν ως είσοδο σήματα ελέγχου υψηλότερης ισχύος. Βέλτιστη προοπτική προς αυτήν την κατεύθυνση αποτελεί η χρήση ολοκληρώσιμων μη γραμμικών κυματοδηγών σε συμβολομετρικές διατάξεις, η οποία παραμένει ακόμα στόχος προς εκπλήρωση και παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 6 ως το επόμενο βήμα για την υλοποίηση κυκλωμάτων ανάδρασης μικρού μεγέθους και υψηλής πολυπλοκότητας. Σημειώνεται πάντως ότι η μείωση του μήκους του κυκλώματος δεν ευνοεί τη συμβατότητά του με ΨΔΑ εισόδου μεγάλης τάξης. Όπως περιγράφεται και στην επόμενη ενότητα, για τη λειτουργία του κυκλώματος με ΨΔΑ μεγάλης τάξης, ο βρόγχος ανάδρασης θα πρέπει να έχει μεγάλο μήκος και επομένως η σταθεροποίησή του μπορεί να επιτευχθεί, όπως έχει ήδη αναφερθεί, με χρήση ηλεκτρονικών στοιχείων για τον έλεγχο της πόλωσης και της χρονικής καθυστέρησης.

5.4 Κανόνες κλιμάκωσης για επέκταση λειτουργίας του κυκλώματος σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης

Η ευελιξία του κυκλώματος ανάδρασης που υλοποιήθηκε για τον πολλαπλασιασμό της ρυθμοδότησης ΨΔΑ βασίζεται στο ότι περιλαμβάνει μόνο ένα στάδιο πολλαπλασιασμού και διέπεται από ευνοϊκούς κανόνες κλιμάκωσης όσον αφορά το μήκος του βρόγχου ανάδρασης για ΨΔΑ υψηλότερης τάξης.

Τάξη ΨΔΑ	40 Gb/s	160 Gb/s	320 Gb/s	640 Gb/s	640 Gb/s
7	(*k*=322) 818.52	(*k*=290) 696.12	(*k*=274) 675.72	(*k*=262) 665.52	(*k*=1032) 2621.32
9	(*k*=80) 820.16	(*k*=72) 695.60	(*k*=68) 674.83	(*k*=65) 664.46	(*k*=256) 2616.48
11	(*k*=20) 829.04	(*k*=18) 698.54	(*k*=17) 656.31	(*k*=16) 655.68	(*k*=64) 2620.80
15	(*k*=1) 819.18	(*k*=1) 696.30	(*k*=1) 675.82	(*k*=1) 665.58	(*k*=4) 2631.60
23					(*k*=0) 2621.44

Σχήμα 5.14: Ενδεικτικές τιμές απαιτούμενου μήκους (σε μέτρα) του βρόγχου ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης 10 Gb/s ΨΔΑ διαφόρων τάξεων σε τελικούς ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 640 Gb/s.

Το σχήμα 5.14 συνοψίζει το απαραίτητο μήκος του βρόγχου ανάδρασης για τον πολλαπλασιασμό διαφόρων τάξεων ΨΔΑ ρυθμού 10 Gb/s σε τελικούς ρυθμούς μετάδοσης από 40 έως 640 Gb/s. Οι τιμές του πίνακα έχουν υπολογισθεί χρησιμοποιώντας την υπόθεση ότι διάδοση σε φυσικό μήκος ίνας 1m αντιστοιχεί σε χρονική καθυστέρηση 5 ns. Για κάθε τελικό ρυθμό μετάδοσης και κάθε τάξη ΨΔΑ επιλέγεται η τιμή της παραμέτρου k έτσι ώστε τα απαραίτητα μήκη ανάδρασης να γειτνιάζουν κατά το δυνατό. Όπως παρατηρείται στο σχήμα 5.14, ο πολλαπλασιασμός των ΨΔΑ τάξης μέχρι και 15ης μπορεί να επιτευχθεί μέχρι και τα 640 Gb/s χρησιμοποιώντας μήκη του βρόγχου ανάδρασης

συγκρίσιμα με το μήκος που χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική μελέτη στα πλαίσια της διατριβής. Επιπλέον, οι ευνοϊκοί κανόνες κλιμάκωσης που περιγράφονται από τη σχέση k·T+T/4, επιτρέπουν τον πολλαπλασιασμό στα 640 Gb/s ακόμη και της ΨΔΑ 23ης τάξης, η οποία είναι μία πραγματικά μακρά ακολουθία. Το συνολικό μήκος που απαιτείται σε αυτήν την περίπτωση είναι ~2.62 km. Η λειτουργία του κυκλώματος με αυτής της τάξης μήκος ανάδρασης και χρονικό εύρος παλμών, κατάλληλο για λειτουργία στα 640 Gb/s, είναι δυνατή αν χρησιμοποιηθεί κατάλληλο σχήμα διαχείρισης της διασποράς μέσα στο βρόγχο.

5.5 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάστηκε η σχεδίαση και πειραματική μελέτη πρωτότυπου οπτικού κυκλώματος ανάδρασης για τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ. Το κύκλωμα αυτό αποτελεί διαχρονικά μόλις την τρίτη υλοποίηση πολύπλοκου οπτικού κυκλώματος ανάδρασης για αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος. Από αυτήν την άποψη, η επιτυχής υλοποίησή του έχει ιδιαίτερη σημασία, καθώς υποδεικνύει τη δυνατότητα λειτουργίας οπτικών κυκλωμάτων ανάδρασης, τα οποία αναμένεται να έχουν σημαντικές εφαρμογές στην τεχνολογία των οπτικών επικοινωνιών.

Η υλοποίησή του έχει επίσης ιδιαίτερη σημασία από πρακτικής άποψης, καθώς το συγκεκριμένο κύκλωμα προτείνει ουσιαστικά καινοτόμο μέθοδο για τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ. Έως και σήμερα η συγκεκριμένη λειτουργία υλοποιείται από σειριακά κυκλώματα που βασίζονται στην τεχνική «split-shift-and-recombine». Για πολλαπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης με παράγοντα 2^n, τα κυκλώματα αυτά αποτελούνται από n στάδια, σε κάθε ένα από τα οποία ελέγχεται επιμελώς η κατάσταση πόλωσης, η καθυστέρηση και η οπτική ισχύς των δύο τμημάτων στα οποία χωρίζεται το σήμα εισόδου. Τα κύρια μειονεκτήματα της τεχνικής είναι η κλιμάκωση της πολυπλοκότητας αυξανομένου του παράγοντα πολλαπλασιασμού, η αδυναμία τους να διαχειριστούν ΨΔΑ εισόδου υψηλής τάξης, η εμφάνιση διαφοροποίησης στη χρονική απόσταση μεταξύ των πολυπλεγμένων «καναλιών» και οι αυστηρές προδιαγραφές που απαιτούνται για τους παλμούς του σήματος εισόδου ως προς το χρονικό εύρος τους και το υπόβαθρο ισχύος.

Το κύκλωμα που μελετήθηκε επιτυγχάνει τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ χρησιμοποιώντας διάταξη ανάδρασης. Αποτελείται από ένα και μόνο στάδιο πολλαπλασιασμού ανεξαρτήτως του τελικού ρυθμού μετάδοσης, «διπλώνοντας» ουσιαστικά τα διαδοχικά στάδια μέσω του βρόγχου ανάδρασης. Ως πλεονεκτήματά του μπορούν να θεωρηθούν η διατήρηση του ίδιου βαθμού πολυπλοκότητας για οποιονδήποτε παράγοντα πολλαπλασιασμού, η ευνοϊκή κλιμάκωση του απαιτούμενου μήκους του βρόγχου ανάδρασης, η οποία ευνοεί τη λειτουργία του κυκλώματος για υψηλές τάξεις ΨΔΑ και η ικανότητά του να λειτουργεί αποδοτικά ακόμη και για παλμούς εισόδου με μεγάλο κύκλο καθήκοντος και υψηλό υπόβαθρο. Ως είσοδο δέχεται τη χαμηλόρυθμη ΨΔΑ καθώς και οπτικό ρολόι στον τελικό ρυθμό μετάδοσης. Η λειτουργία του απαιτεί επί της αρχής την παρουσία λογικής πύλης OR, ενώ η οπτική υλοποίησή του απαιτεί επιπλέον διάταξη μετατροπής μήκους κύματος για το σήμα ανάδρασης. Στα πλαίσια της διατριβής, τόσο η

λογική πύλη OR, όσο και ο μετατροπέας μήκους κύματος υλοποιήθηκαν με συμβολόμετρα Sagnac μη γραμμικής ίνας. Η υλοποίηση του κυκλώματος βασίστηκε σε μεγάλο βαθμό στη σταθερότητα και υψηλή απόδοση εν γένει του συγκεκριμένου τύπου συμβολόμετρου και επιτεύχθηκε παρά την κακή ποιότητα του διαθέσιμου οπτικού ρολογιού.

Η λειτουργία του κυκλώματος χαρακτηρίζεται από δύο καλά διαχωρισμένα στάδια: το μεταβατικό στάδιο και τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Κατά το μεταβατικό στάδιο, το κύκλωμα δέχεται ως είσοδο την αρχική ΨΔΑ χαμηλού ρυθμού και αρχίζει να «χτίζει» την τελική υψίρυθμη ΨΔΑ, παραθέτοντας παλμούς σε διαδοχικές θυρίδες δυφίων. Όταν το τελικό σήμα έχει πλέον σχηματιστεί, αναπαράγεται διαρκώς και το κύκλωμα βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η ύπαρξη του μεταβατικού σταδίου, κατά το οποίο η κατάληψη από παλμούς των χρονοθυρίδων που βρίσκονται εντός μίας περιόδου διαρκώς μεταβάλλεται, κάνει αναγκαία τη σταθεροποίηση των ενισχυτών και των μη γραμμικών πυλών του κυκλώματος με τη βοήθεια βοηθητικού σήματος cw. Η χρήση αυτής της τεχνικής αποτέλεσε το δεύτερο καίριο παράγοντα για την επιτυχή υλοποίηση του κυκλώματος, ενώ ένας τρίτος παράγοντας συνδέεται με τον υψηλό σηματοθορυβικό λόγο και κατ' επέκταση την υψηλή ποιότητα των σημάτων που περιφέρονταν μέσα στο βρόγχο ανάδρασης μέσω του ενδελεχούς φιλτραρίσματος και της προσεκτικής σχεδίασης των βαθμίδων ενίσχυσής τους.

Η πειραματική διερεύνηση του κυκλώματος εστίασε στον τετραπλασιασμό ρυθμοδότησης των ΨΔΑ τρίτης και έβδομης τάξης από τα 12.5 στα 50 Gb/s. Η επιβαίωση της καλής λειτουργίας του έγινε με παρατήρηση των χρονικών ιχνών και των διαγραμμάτων οφθαλμού των σημάτων εξόδου, καθώς και με μετρήσεις ρυθμού σφαλμάτων. Οι μετρήσεις αυτές έδειξαν ότι επιτυγχάνεται λειτουργία χωρίς σφάλματα, με μόλις 1.5 dB ποινή ισχύος ως προς την ακολουθία εισόδου (B-2-B) και με αμελητέα διαφοροποίηση της ποιότητας μεταξύ των τεσσάρων καναλιών που συγκροτούν το τελικό σήμα. Η σταθερότητα του κυκλώματος ήταν τέτοια ώστε να επιτρέπεται η καταγραφή των αποτελεσμάτων. Περαιτέρω βελτίωσή της και απαλοιφή των ασταθειών που εισάγονται από τυχαίες μεταβολές της πολωτικής κατάστασης των σημάτων λόγω μηχανικών αιτιών και από μεταβολές της καθυστέρησης στο βρόγχο ανάδρασης λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών μπορεί να επιτευχθεί με μείωση του μήκους ανάδρασης και ιδανικά με χρήση ηλεκτρονικών στοιχείων για τον έλεγχο της πόλωσης και της καθυστέρησης.

Τέλος, στην ενότητα 5.4 μελετήθηκε η δυνατότητα του κυκλώματος να λειτουργεί για διαφορετικές τάξεις ακολουθιών και διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης. Το κύριο συμπέρασμα αυτής της μελέτης ήταν ότι πράγματι, τα μήκη ανάδρασης που απαιτούνται για λειτουργία με ΨΔΑ υψηλής τάξης (μέχρι και 23ης) είναι ρεαλιστικά λόγω των ευνοϊκών κανόνων κλιμάκωσης που χαρακτηρίζουν το κύκλωμα. Επιπλέον, οι παράμετροι λειτουργίας του κυκλώματος μπορούν να ρυθμιστούν με κατάλληλο τρόπο ώστε για κάθε ρυθμό μετάδοσης να επιτρέπεται η λειτουργία του για περισσότερες της μίας ΨΔΑ με μικρές μόνο μεταβολές στο συνολικό μήκος του βρόγχου ανάδρασης.

Αναφορές

[5.1] H. Avramopoulos, "A System Perspective of All-Optical Digital Logic Gates," in IEEE/LEOS Summer Topicals 2002, paper ME2, Quebec Canada, July 2002.

[5.2] M. Saruwatari, "All-Optical Signal Processing for Terabit/Second Optical Transmission," IEEE J. on Sel. Top. in Quantum Electron. 6 (6), November/December 2000, pp. 1363-1374.

[5.3] J. P. Wang, B. S. Robinson, S. A. Hamilton, and E. P. Ippen, "Demonstration of Packet Routing using Alloptical Header Processing," IEEE Photon. Technol. Lett. 18, 2006, pp. 2275-2277.

[5.4] C. Bintjas, M. Kalyvas, G. Theophilopoulos, T. Stathopoulos, H. Avramopoulos, L. Occhi, L. Schares, G. Guekos, S. Hansmann and R. Dall'ara, 20 Gb/s All Optical XOR with UNI gate," IEEE Photon. Technol. Lett. 12 (7), 2000, pp. 834-836.

[5.5] D. Neset, M. C. Tatham, L. D. Westbrook and D. Cotter, "All-optical AND gate operating on 10 Gbit/s signals at the same wavelength using four-wave mixing in a semiconductor laser amplifier", Electron. Lett. 31 (11), 1995, pp. 896-897.

[5.6] K. L. Hall and K. A. Rauschenbach, "100-Gbit/s bitwise logic", Opt. Lett. 23 (16), 1998, pp. 1271-1273.

[5.7] H. Soto, C. A. Díaz, J. Topomondzo, D. Erasme, L. Shares and G. Guekos, "All-optical AND gate implementation using cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier", IEEE Photon. Technol. Lett. 14 (4), 2002, pp. 498-500.

[5.8] Q. Wang, G. Zhu, H. Chen, J. Jaques, J. Leuthold, Al B. Piccirilli, and N. K. Dutta, "Study of All-Optical XOR using Mach-Zehnder Interferometer and Differential scheme," J. Quantum Electron. 40, 2004, pp. 703-710.

[5.9] Z. Li, and G. Li, "Ultrahigh-Speed Reconfigurable Logic Gates Based on Four-Wave Mixing in a Semiconductor Optical Amplifier," IEEE Photon. Technol. Lett. 18, 2006, pp. 1341-1343.

[5.10] F. Ramos et al, "ISTLASAGNE: Towards All-Optical Label Swapping Employing Optical Logic Gates and Optical Flip-Flops," IEEE J. Lightwave Technol. 23, 2005, pp. 2993-3011.

[5.11] J. M. Jeong and M. E. Marhic, "All-optical logic gates based on cross-phase modulation in a nonlinear fiber interferometer," Opt. Commun. 85, 1991, pp. 430-436.

[5.12] Y. Miyoshi, K. Ikeda, H. Tobioka, T. Inoue, S. Namiki, and K. Kitayama1, "Ultrafast all-optical logic gate using a nonlinear optical loop mirror based multi-periodic transfer function," OSA Optics Express, 16 (4), February 2008, pp. 2570-2577.

[5.13] A. Bogoni, L. Poti, R. Proietti, G. Meloni, F. Ponzini, and P. Ghelfi, "Regenerative and Reconfigurable all-optical logic gates for ultra-fast applications," Electron. Lett. 41, 2005, pp. 435-436.

[5.14] E. Tangdiongga, X. Yang, Z. Li, Y. Liu, D. Lenstra, G.-D. Khoe, and H. J. S. Dorren, Optical Flip-Flop Based on Two-Coupled Mode-Locked Ring Lasers," IEEE Photon. Technol. Lett. 17 (1), January 2005, pp. 208-210.

[5.15] M. T. Hill, H. de Waardt, G. D. Khoe, and H. J. S. Dorren, "All-optical flip-flop based on coupled laser diodes," J. Quantum Electron. 37, 2001, pp. 405-413.

[5.16] M. T. Hill, H. J. S. Dorren, T. de Vries, X. J. M. Leijtens, J. H. den Besten, B. Smalbrugge, Y. S. Oei, H. Binsma, G. D. Khoe, and M. K. Smit, "A fast low-power optical memory based on coupled micro-ring lasers," Nature 432, 2004, pp. 206-209.

[5.17] M. Takenaka, M. Raburn, and Y. Nakano, "All-optical flip-flop multimode interference bistable laser diode," Photon. Technol. Lett. 17, 2005, pp. 968-970.

[5.18] R. Clavero, F. Ramos, J. M. Martinez, and J. Marti, "All-optical flip-flop based on a single SOA-MZI," Photon. Technol. Lett. 17, 2005, pp. 843-845.

[5.19] C. Reis, A. Maziotis, Ch. Kouloumentas, C. Stamatiadis, M. Bougioukos, N. Calabretta, P. Andre, R. Dionisio, B. Neto, H.J.S. Dorren, H. Avramopoulos, A. Teixeira, "All-optical synchronous S-R flip-flop based on active interferometric devices," Electronics Letters, 46, (10), May 2010, pp. 709-710.

[5.20] A. J. Poustie, "Digital optical processing," in OFC 2000, 2000, p. 212.

[5.21] A. J. Poustie, K. J. Blow, A. E. Kelly, and R. J. Manning, "All-optical binary half-adder," Opt. Commun. 156, (12), November 1998, pp. 22–26.

[5.22] J. H. Kim et al., "All-optical half-adder using semiconductor optical amplifier based devices," Opt. Commun. 218, April 2003, pp. 345–349.

[5.23] 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," IEEE Photon. Technol. Lett. 16 (1), January 2004, pp. 284-286.

[5.24] Hassan Teimoori, Dimitrios Apostolopoulos, Kyriakos G. Vlachos, Cédric Ware, Dimitrios Petrantonakis, Leontios Stampoulidis, Hercules Avramopoulos, and Didier Erasme, "Optical-Logic-Gate Aided Packet-Switching in Transparent Optical Networks," OSA/IEEE J. Lightwave Technol. 26 (16), August 2008, pp. 2848-2856.

[5.25] L. Stampoulidis, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, P. Zakynthinos, P. Bakopoulos, O. Zouraraki, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Enabling Tb/s Photonic Routing: Development of Advanced Hybrid Integrated Photonic Devices to Realize High-Speed, All-Optical Packet Switching," IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron. 14 (3), June 2008, pp. 849-860.

[5.26] L. Stampoulidis, E. Kehayas, D. Apostolopoulos, P. Bakopoulos, K. Vyrsokinos, and H. Avramopoulos, "On-the-Fly All-Optical Contention Resolution for NRZ and RZ Data Formats Using Packet Envelope Detection and Integrated Optical Switches," IEEE Photon. Techonol. Lett. 19 (8), April 2007, pp 538-540.

[5.27] P. Bakopoulos et al, "160 Gb/s All-Optical Contention Resolution with Prioritization using Integrated Photonic Components," in ECOC 2009, paper 6.3.5, Vienna Austria, 20-24 September, 2009.

[5.28] Λ. Σταμπουλίδης, «Φωτονικά συστήματα δρομολόγησης πληροφορίας με υβριδικά ολοκληρωμένα οπτικά κυκλώματα», Διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα, Ιούλιος 2009.

[5.29] J. Poustie, K. J. Blow, A. E. Kelly and R. J. Manning, "All-optical parity checker with bit-differential delay," Opt. Commun. 162, April 1999, pp. 37-43.

[5.30] A.J. Poustie, K.J. Blow, R.J. Manning, A.E. Kelly, "All-optical pseudorandom number generator," Opt. Commun. 159, January 1999, pp. 208-214.

[5.31] Μ. Καλύβας, «Αμιγώς οπτική ψηφιακή επεξεργασία σήματος σε τηλεπικοινωνιακά δίκτυα με το μη γραμμικό συμβολόμετρο υπερυψηλής ταχύτητας», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2003.

[5.32] J. J. O'Reilly and I. Rampaigul, "Circuit structures for high-digit-rate bit error ratio measurements", Proc. IEE, 134 (5), 1987, pp. 434-438.

[5.33] F. Mazda, "Telecommunication systems and applications", Oxford: Focal Press, 1996.

[5.34] D. Derickson, "Fiber optic test and measurement", Hewlett-Packard Company, NJ: Prentice Hall, 1998.

[5.35] H. C. Hansen Mulvad, L. K. Oxenløwe, M. Galili, A. T. Clausen, L. Grüner-Nielsen, P. Jeppesen, "1.28 Tbit/s single-polarisation OTDM-OOK data generation and demux", Electronics Letters, 45 (5), February 2009, pp. 280-281.

[5.36] H. C. Hansen Mulvad, M. Galili, L. K. Oxenløwe, H. Hu, A. T. Clausen, J. B. Jensen, C. Peucheret, and P. Jeppesen, Demonstration of 5.1 Tbit/s data capacity on a single-wavelength channel." Optics Express, 18 (2), 2010, pp. 1438-1443.

[5.37] S.A. Hamilton, B.S. Robinson, T.E. Murphy, S.J. Savage, E.P. Ippen,**"**100 Gb/s optical time-division multiplexed networks," J. Lightwave Technol. 20, December 2002, pp. 2086-2100.

[5.38] Π. Μπακόπουλος, «Ευρυζωνικά φωτονικά συστήματα παραγωγής και επεξεργασίας σήματος με ισχυρά μη-γραμμικές οπτικές ίνες, με εφαρμογή σε τηλεπικοινωνίες και βιοϊατρική απεικόνιση», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2010.

[5.39] B. Zhang1, L. Zhang, L.-S. Yan, I. Fazal, J.-Y. Yang, and A. E. Willner, "Continuously-tunable, bit-rate variable OTDM using broadband SBS slow-light delay line, "OSA Optics Express 15 (13), June 2007, pp. 8317-8322.

[5.40] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect," ECOC 1998, Madrid Spain, September 1998 pp. 475–476.

[5.41] C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, P. Zakynthinos, and H. Avramopoulos**,** "Rep Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences," OFC 2009, paper OThF1, San Diego USA, March 2009

[5.42] Ch. Kouloumentas, C. Stamatiadis, P. Zakynthinos, and H. Avramopoulos, "Repetition Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences," IEEE Photonics Technology Letters, 21, (27), April 2009, pp. 456-458.

[5.43] Κ. Γιαννόπουλος, «Κυκλώματα Υπευψηλών Ταχυτήτων για Ψηφιακά Οπτικά Δίκτυα», Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Αθήνα 2004.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Σύνοψη αποτελεσμάτων και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής μελετήθηκαν και υλοποιήθηκαν πειραματικά πρωτότυπες διατάξεις αμιγώς οπτικής επεξεργασία ψηφιακών οπτικών σημάτων. Με εξαίρεση τη διάταξη του οπτικού περιοριστή ισχύος, στην οποία χρησιμοποιήθηκε μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου, οι διατάξεις βασίστηκαν στη χρήση συμβατικών μη γραμμικών ινών με γνωστές και καλά διερευνημένες ιδιότητες που συνδέονται με το φαινόμενο Kerr. Ως εκ τούτου, η σημασία των διατάξεων και κατ' επέκταση της διατριβής δεν απορρέει από τη χρήση νέων υλικών αλλά από την εισαγωγή και πειραματική επιβεβαίωση καινοτόμων ιδεών και τεχνικών για την υλοποίηση πρωτοποριακών υποσυστημάτων και εφαρμογών οπτικής επεξεργασίας σήματος υψηλής απόδοσης και αυξημένης λειτουργικότητας. Ο σχεδιασμός των διατάξεων στόχευσε στην πλήρη αξιοποίηση των ιδιαίτερων ιδιοτήτων των μη γραμμικών μέσων Kerr: την επί της αρχής δυνατότητάς τους για πολυκυματική λειτουργία, τη δυνατότητα λειτουργίας σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων καθώς και την εν γένει υψηλή τους απόδοση λόγω της παθητικής φύσης τους.

Τα συγκεκριμένα υποσυστήματα τα οποία υλοποιήθηκαν περιλαμβάνουν πολυκυματικό αναγεννητή για 2R αναγέννηση σημάτων RZ-OOK σε συστήματα μετάδοσης WDM, οπτικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από πακέτα δεδομένων μικρού μεγέθους σε αρχιτεκτονικές δικτύων μεταγωγής οπτικών πακέτων, οπτικό κύκλωμα αναγέννησης σημάτων RZ-DPSK και οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ψευδοτυχαίων δυαδικών ακολουθιών (ΨΔΑ). Καλύπτουν με αυτόν τον τρόπο ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, το οποίο περιλαμβάνει την αναγέννηση οπτικών σημάτων σε οπτικά συστήματα μετάδοσης δεδομένων, την επεξεργασία τους σε κόμβους μεταγωγής/δρομολόγησης τηλεπικοινωνιακών δικτύων καθώς και την ανάπτυξη οπτικών διατάξεων ψηφιακής λογικής για συστήματα χαρακτηρισμού και μετρήσεων. Κοινός παρανομαστής και συνδετικό στοιχείο αυτών των υποσυστημάτων είναι η χρήση της μη γραμμικότητας Kerr για την επίτευξη της λειτουργίας τους. Στις περίπτωσεις του πολυκυματικού αναγεννητή και του περιοριστή ισχύος, οι ίνες που χρησιμοποιήθηκαν τοποθετήκαν σε σχήμα ευθείας διάδοσης και το φαινόμενο που αξιοποιήθηκε ήταν η αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM), ενώ στις περιπτώσεις του αναγεννητή σημάτων DPSK και του κυκλώματος πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ, οι μη γραμμικές ίνες τοποθετήκαν μέσα σε συμβολόμετρα Sagnac αξιοποιώντας το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM). Στην ενότητα 6.1 συνοψίζονται τα κυριότερα

αποτελέσματα της διατριβής και στην ενότητα 6.2 διατυπώνονται προτάσεις για περαιτέρω έρευνα με βάση τις συγκεκριμένες διατάξεις που μελετήθηκαν.

6.1 Σύνοψη και αποτίμηση αποτελεσμάτων

Η συνεισφορά της διατριβής και τα κυριότερα αποτελέσματά της συνοψίζονται στις επόμενες παραγράφους, οι οποίες αναφέρονται στα τέσσερα επί μέρους κυκλώματα που αναπτύχθηκαν.

6.1.1 Πολυκυματικός αναγεννητής μη γραμμικών ινών με διαχείριση διασποράς

Στα πλαίσια της διατριβής παρουσιάστηκε πρωτότυπη διάταξη για την ταυτόχρονη 2R αναγέννηση καναλιών WDM με κωδικοποίηση RZ-OOK. Η διάταξη υλοποιήθηκε και μελετήθηκε πειραματικά στα 10 και τα 40 Gb/s. Ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία οπτικών κυκλωμάτων αναγέννησης, τα οποία συμβάλλουν στη μείωση των οπτο-ηλεκτρο-οπτικών μετατροπών κατά μήκος των οπτικών δικτύων. Η ιδιαίτερη σημασία της σχετίζεται με το ότι μπορεί να δεχτεί ως είσοδο και να αναγεννήσει ταυτόχρονα περισσότερα του ενός κανάλια WDM σε αντίθεση με τις έως σήμερα πρακτικές, οι οποίες βασίζονται στην αποπολυπλεξία των WDM καναλιών, την επεξεργασία καθενός από αυτά από ξεχωριστές παράλληλες διατάξεις, και τέλος την εκ νέου πολυπλεξία τους.
Η σχεδίαση του πολυκυματικού αναγεννητή είχε ως αφετηρία τον αναγεννητή Mamyshev, ο οποίος αποτελεί έναν ιδιαίτερα αποτελεσματικό αναγεννητή για σήματα RZ-OOK. Ο συγκεκριμένος αναγεννητής βασίζεται στην ενίσχυση των σημάτων, τη φασματική τους διεύρυνση μέσα σε μη γραμμική ίνα λόγω του φαινομένου SPM και το ζωνοπερατό τους φιλτράρισμα σε μήκος κύματος, μετατοπισμένο σε σχέση με το μήκος κύματος του αρχικού φέροντος. Στον πολυκυματικό αναγεννητή διατηρήθηκε η ίδια αρχή λειτουργίας αλλά αντικαταστάθηκε το απλό κομμάτι μη γραμμικής ίνας από προσεκτικά σχεδιασμένο χάρτη διασποράς, αποτελούμενο από ίνες DCF και SMF, οι οποίες τοποθετήθηκαν εναλλάξ. Με τον τρόπο αυτό, κατορθώθηκε η διατήρηση της ισχύος του φαινομένου SPM, στο οποίο οφείλεται η αναγεννητική δράση, αλλά περιορίστηκαν σημαντικά τα φαινόμενα XPM και FWM, τα οποία αποτελούν τους κατ' εξοχήν περιοριστικούς παράγοντες για την πολυκυματική λειτουργία των μη γραμμικών διατάξεων μέσων Kerr.
Η θεωρητική και αριθμητική μελέτη που πραγματοποιήθηκε ανέδειξε τις κυριότερες παραμέτρους του αναγεννητή και τον τρόπο με τον οποίο συνδέονται. Οι παράμετροι αυτές περιλαμβάνουν την ισχύ των παλμών εισόδου, τον αριθμό των ζευγών DCF-SMF στο χάρτη διασποράς, την ένταση του χάρτη διασποράς, τη μέση τιμή διασποράς του χάρτη καθώς και τη μετατόπιση του ζωνοπερατού φίλτρου σε σχέση με το φέρον για κάθε κανάλι. Η μελέτη πραγματοποιήθηκε με τέτοιον τρόπο ώστε να έχει γενική ισχύ. Εστίασε όμως στη βελτιστοποίηση των παραμέτρων για παλμούς εισόδου 8 ps, που είναι κατάλληλοι για ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s. Η μελέτη έδειξε ότι αποδοτική λειτουργία ενός τέτοιου αναγεννητή είναι πράγματι δυνατή για θετικές τιμές της μέσης διασποράς και σχετικές μετατοπίσεις μεταξύ γειτονικών καναλιών μέσα σε κάθε κομμάτι DCF ίση περίπου με τη διάρκεια 3 δυφίων (~75 ps). Μεγαλύτερες μετατοπίσεις υποβαθμίζουν τη λειτουργία του αναγεννητή ακόμη και στην περίπτωση μονοκυματικής λειτουργίας, ενώ μικρότερες τιμές

μετατοπίσεων επιτρέπουν μεγαλύτερη διακαναλική αλληλεπίδραση που μειώνει την απόδοση στην περίπτωση πολυκυματικής λειτουργίας. Για κανάλια με φασματική απόσταση 800 GHz (6.4 nm), η σχετική μετατόπιση των 75 ps αντιστοιχεί σε ένταση του χάρτη διασποράς ίση με -12 ps/nm, όπως αυτή καθορίζεται από το γινόμενο του μήκους επί την τιμή της διασποράς κάθε ίνας DCF που περιλαμβάνεται στο χάρτη. Η λειτουργία του αναγεννητή με πέντε κανάλια των 40 Gb/s, τα οποία απέχουν φασματικά 800 GHz, μελετήθηκε διεξοδικά με προσομοιώσεις και δείχτηκε ότι η ταυτόχρονη αναγέννηση των καναλιών είναι δυνατή τόσο για ντετερμινιστική όσο και για στοχαστική παραμόρφωση των σημάτων στην είσοδο, ενώ επιπλέον δείχτηκε και η δυνατότητα σειριακής διασύνδεσης των αναγεννητών.

Επόμενο βήμα, αποτέλεσε η υλοποίηση του συγκεκριμένου τύπου αναγεννητή με πέντε ζεύγη DCF-SMF, συνολικό μήκος 5970 m και μέση διασπορά +1 ps/nm/km. Λόγω του διαθέσιμου εξοπλισμού σε επίπεδο συστήματος, ο αναγεννητής σχεδιάστηκε έτσι ώστε να παρέχει σχετική μετατόπιση ~75 ps μεταξύ καναλιών με φασματική απόσταση 600 GHz, αντιστοιχώντας με τον τρόπο αυτό σε ένταση του χάρτη διασποράς ίση με -16 ps/nm. Η πειραματική του αξιολόγηση στα 10 Gb/s αποτέλεσε σημαντικό επίτευγμα καθώς αντιπροσωπεύει την πρώτη ουσιαστική και τεκμηριωμένη επίδειξη πολυκυματικού αναγεννητή. Για ζωνοπερατό φιλτράρισμα μετατοπισμένο κατά 0.7 nm ως προς τα αρχικά μήκη κύματος, επιτεύχθηκε η ταυτόχρονη αναγέννηση 4 καναλιών με 600 GHz φασματική απόσταση. Η περαιτέρω αξιολόγηση του αναγγενητή στα 40 Gb/s υπήρξε επίσης ιδιαίτερα σημαντική καθώς επιτεύχθηκε η ταυτόχρονη αναγέννηση δύο καναλιών με φασματική απόσταση 1200 nm. Το αποτέλεσμα αυτό αποτέλεσε σημαντική βελτίωση ως προς τη φασματική εκμετάλλευση (spectral efficiency) της διάταξης από 1.67% σε 3.56%, και επιπλέον κατέδειξε τη δυνατότητά της να λειτουργεί με παλμούς ρεαλιστικού κύκλου καθήκοντος (33%) για οπτικά συστήματα μετάδοσης. Η ταυτόχρονη αναγέννηση τριών καναλιών με απόσταση 600 GHz (4.8 nm) επιδιώχθηκε αλλά δεν καταγράφηκε, παρότι η διάταξη μείωνε σημαντικά τη διακύμανση ισχύος κορυφής των πραγματικών παλμών και καταπίεζε τους ψευδοπαλμούς των τριών σημάτων. Το επαγόμενο timing jitter όμως προκαλούσε κλείσιμο του διαγράμματος οφθαλμού και εισαγωγή λαθών στα σήματα εξόδου, όταν επιλέγονταν οι πλέον αντίξοες συνθήκες όσον αφορά τις πολωτικές καταστάσεις και τις σχετικές καθυστερήσεις των τριών καναλιών.

Συνδυάζοντας τα αποτελέσματα της θεωρητικής και της πειραματικής μελέτης, εξήχθη το συμπέρασμα ότι η σχεδίαση αναγεννητή με πιο ασθενή χάρτη διασποράς (-12 ps/nm) και λειτουργία με σήματα φασματικής απόστασης 800 GHz (6.4 nm) αποτελεί πιθανότατα τον ιδανικότερο συμβιβασμό μεταξύ της φασματικής εκμετάλλευσης και της ελαχιστοποίησης της διακαναλικής παρεμβολής. Με βάση αυτήν την υπόθεση ταυτόχρονη αναγέννηση πέντε 40 Gb/s καναλιών μέσα στο εύρος ζώνης των EDFA είναι δυνατή και αποτελεί το πρακτικό όριο λειτουργίας του πολυκυματικού αναγεννητή που παρουσιάστηκε.

6.1.2 Ανάκτηση ρολογιού με χρήση περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας

Το δεύτερο κύκλωμα οπτικής επεξεργασίας που παρουσιάστηκε στα πλαίσια της διατριβής αφορά κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από σήμα δεδομένων σε δίκτυα οπτικών πακέτων. Το κύκλωμα στηρίχτηκε στη χρήση φίλτρου Fabry-Perot (FPF) χαμηλού παράγοντα

ποιότητας για τη γένεση ψευδοσήματος ρολογιού και τη χρήση οπτικού περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας για την καταπίεση της διακύμανσης πλάτους και την παραγωγή σήματος ρολογιού υψηλής ποιότητας.

Η συγκεκριμένη τεχνική χρήσης FPF και περιοριστή ισχύος έχει προταθεί και χρησιμοποιηθεί εκτεταμένα κατά το παρελθόν. Οι υλοποιήσεις όμως του περιοριστή ισχύος βασίζονταν σε ενεργά στοιχεία, τα οποία έχουν πολωτική ευαισθησία, αναιρούν εν μέρει τον επαναχρονισμό των παλμών που επιτυγχάνεται από το FPF και θέτουν περιορισμούς ως προς τις ταχύτητες λειτουργίες του κυκλώματος. Σκοπός επομένως στα πλαίσια της διατριβής ήταν η ανάπτυξη οπτικού περιοριστή ισχύος, ο οποίος να βασίζεται στη χρήση μη γραμμικής ίνας για την απαλοιφή των συγκεκριμένων μειονεκτημάτων.

Η υλοποίησή του είχε και πάλι ως αφετηρία τον αναγεννητή Mamyshev. Η βασική τροποποίηση που προτάθηκε ήταν η εφαρμογή ζωνοπερατού φιλτραρίσματος μετά το πέρας της μη γραμμικής διάδοσης σε μήκος κύματος, το οποίο δεν είναι μετατοπισμένο αλλά αντιστοιχεί επακριβώς στο μήκος κύματος του αρχικού φέροντος. Με τον τρόπο αυτό η συνάρτηση μεταφοράς του οπτικού περιοριστή αποκτά χαμηλό κατώφλι και μία ιδιαίτερα ευρεία περιοχή αρχικών τιμών ισχύος κορυφής των παλμών, για τις οποίες επιτυγχάνεται η καταπίεση της διακύμανσής τους.

Η θεωρητική μελέτη του οπτικού περιοριστή μη γραμμικής ίνας, πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια της κανονικοποιημένης εξίσωσης μη γραμμικής διάδοσης και την ανάλυση πλήθους συναρτήσεων μεταφοράς για διαφορετικές τιμές των κανονικοποιημένων παραμέτρων της διάδοσης και του φιλτραρίσματος των παλμών. Κατόρθωσε δε να συνδέσει την απόδοση του περιοριστή ισχύος με όλους τους δυνατούς συνδυασμούς των παραμέτρων του και να προβλέψει τη δυνατότητα μείωσης μεγάλου εύρους διακύμανσης ισχύος που ξεπερνά τα 14 dB σε τιμές μικρότερες του 1.5 dB για μικρές κανονικοποιημένες αποστάσεις διάδοσης (L/L_D<0.015) και φασματικά εύρη του φίλτρου μεγαλύτερα από το φασματικό εύρος των παλμών, όπως το τελευταίο υπολογίζεται με χρήση του μετασχηματισμού Fourier. Θα πρέπει να τονιστεί ότι η συγκεκριμένη δυνατότητα μείωσης της διακύμανσης πλάτους είναι μικρότερη από την αντίστοιχη δυνατότητα διατάξεων που βασίζονται στη χρήση ενεργών στοιχείων. Το μειονέκτημα αυτό όμως αντισταθμίζεται από τα πλεονεκτήματα του περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας, τα οποία όπως προαναφέρθηκε περιλαμβάνουν την απλότητα της σχεδίασής του, την αμελητέα εξάρτηση της απόδοσής του από την πολωτική κατάσταση των σημάτων, τη διατήρηση της μείωσης του timing-jitter που απιτυγχάνεται από το FPF, και κυρίως τη δυνατότητά του να λειτουργεί επιτυχώς σε εξαιρετικά υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

Ως επόμενο βήμα της μελέτης, η λειτουργία του συνολικού κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού προσομοιώθηκε στα 160 Gb/s, και επιβεβαιώθηκε ότι το τελικό σήμα ρολογιού το οποίο παράγεται από το κύκλωμα όταν εισέρχονται σε αυτό πακέτα δεδομένων μικρού μεγέθους, παρουσιάζει τελική διακύμανση πλάτους ~1.25 dB, μικρούς χρόνους ανάκτησης και σβέσης, καθώς και διατήρηση της μείωσης του timing jitter που επιτυγχάνεται από το FPF. Οι προσομοιώσεις υπέδειξαν ακόμη τη διατήρηση της επιτυχούς λειτουργίας για OSNR του σήματος εισόδου έως και 22 dB και απόκλιση της παραμέτρου FSR του φίλτρου Fabry-Pérot από την ονομαστική τιμή του ρυθμού μετάδοσης έως και ~0.5%.

Για την υλοποίηση του οπτικού περιοριστή ισχύος χρησιμοποιήθηκε μη γραμμική ίνα οξειδίου του βισμουθίου μικρού μήκους (5 m) και εξαιρετικά υψηλής τιμής μη γραμμικότητας (950 $W^{-1}km^{-1}$) και διασποράς (-270 ps/nm/km). Η συνάρτηση μεταφοράς του εξήχθη πειραματικά και επιβεβαίωσε τη δυνατότητά του να καταπιέσει εύρος διακύμανσης ισχύος κορυφής παλμών της τάξης των 9 dB σε τιμές μικρότερες των 1.6 dB. Με τη βοήθεια του συγκεκριμένου περιοριστή ισχύος, υλοποιήθηκε το συνολικό κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στα 40 Gb/s, παρέχοντας την τελική επιβεβαίωση της αρχής λειτουργίας της μεθόδου. Τέλος, επιπλέον προσομοιώσεις υπέδειξαν ότι με χρήση συγκεκριμένων κανόνων κλιμάκωσης, οι παράμετροι της λειτουργίας του κυκλώματος μπορούν να τροποποιηθούν κατάλληλα, έτσι ώστε να επιτευχθεί η ίδια ακριβώς απόδοση λειτουργίας σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης (160 Gb/s ή και υψηλότερα).

6.1.3 Αναγεννητής σημάτων DPSK με συμβολόμετρο Sagnac μη γραμμικής ίνας

Το τρίτο κύκλωμα που υλοποιήθηκε αφορά κύκλωμα αναγέννησης σημάτων RZ-DPSK. Από αυτήν την άποψη σχετίζεται λειτουργικά με το κύκλωμα πολυκυματικής αναγέννησης σημάτων RZ-OOK που επίσης αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Διαφέρει όμως τόσο από αυτό όσο και από τον οπτικό περιοριστή ισχύος μη γραμμικής ίνας στο ότι βασίστηκε σε διάταξη συμβολόμετρου Sagnac και στο ότι το μη γραμμικό φαινόμενο που χρησιμοποιήθηκε για τη λειτουργία του ήταν η ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM) και όχι η αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM).

Το κύκλωμα που μελετήθηκε και υλοποιήθηκε ανήκει στην κατηγορία αναγεννητών μη σύμφωνης φάσης καθώς η λειτουργία του περιλαμβάνει την αποκωδικοποίηση του σήματος εισόδου και την επαναδιαμόρφωση κατά φάση ενός νέου οπτικού φέροντος με τη βοήθεια του μη γραμμικού συμβολόμετρου.

Σε αντιστοιχία με όσα ειπώθηκαν για τον περιοριστή οπτικής ισχύος, η μέθοδος που χρησιμοποιήθηκε για την αναγέννηση των σημάτων DPSK έχει ήδη επιδειχθεί χρησιμοποιώντας μη γραμμικά συμβολόμετρα ενεργών στοιχείων (SOAs). Και σε αυτήν την περίπτωση λοιπόν, επιδιώχθηκε στα πλαίσια της διατριβής η προσαρμογή και υλοποίηση της μεθόδου με χρήση μη γραμμικής ίνας με σκοπό την απλοποίηση του κυκλώματος και τη δυνατότητα επέκτασής του σε υψίρυθμη λειτουργία.

Η θεωρητική μελέτη που διεξήχθη στο πεδίο της συχνότητας ανέδειξε τον τρόπο με τον οποίο για κάθε συχνότητα διαταραχής, η διαταραχή φάσης του σήματος εισόδου απορροφάται πλήρως από τον αναγεννητή αλλά μετατρέπεται μερικώς σε διαταραχή πλάτους, τον τρόπο με τον οποίο αντίστοιχα η αρχική διαταραχή πλάτους καταπιέζεται προξενώντας όμως την εμφάνιση διαταραχής φάσης, καθώς και τις γενικές συνθήκες συμπεριλαμβανομένου του σημείου λειτουργίας του αναγεννητή έτσι ώστε η ταυτόχρονη καταπίεση της διαταραχής φάσης και πλάτους να είναι δυνατή.

Η προσομοίωση του κυκλώματος στα 40 Gb/s επέκτεινε τα αποτελέσματα της θεωρητικής μελέτης και κατέδειξε για πρώτη φορά ότι τα αποκωδικοποιημένα σήματα στην έξοδο του αναγεννητή μπορούν να έχουν υψηλότερη ποιότητα από τα αντίστοιχα αποκωδικοποιημένα σήματα στην είσοδο, ακόμα και στην περίπτωση όπου η ταυτόχρονη καταπίεση θορύβου στη φάση και το πλάτος των σημάτων DPSK δεν είναι δυνατή. Η βελτίωση του παράγοντα

ποιότητας (Q-factor) των αποκωδικοποιημένων σημάτων προσέγγισε στην καλύτερη περίπτωση τα 4 dB για σήματα εισόδου με θόρυβο φάσης και τα 2.5 dB για θόρυβο πλάτους. Η περίπτωση του θορύβου ASE αποτελεί ενδιάμεση περίπτωση όπου και τα δύο είδη θορύβου (φάσης και πλάτους) συνυπάρχουν και η ταυτόχρονη καταπίεσή τους δεν είναι δυνατή. Η βελτίωση σε αυτήν την περίπτωση ξεπέρασε τα 2.8 dB για δεδομένη ποιότητα των αντίστοιχων αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο. Η μελέτη εστίασε επίσης στη δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας του αναγεννητή σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης (160 Gb/s), και έδειξε ότι η απόδοση του αναγεννητή παραμένει πρακτικά η ίδια, αν ικανοποιούνται απλοί κανόνες κλιμάκωσης, οι οποίοι εξασφαλίζουν τις ίδιες συνθήκες γραμμικής παρεμβολής μεταξύ του φάσματος των σημάτων εισόδου και εξόδου, walk-off και έντασης του μη γραμμικού φαινομένου έναντι του φαινομένου διασποράς μέσα στη μη γραμμική ίνα.
Τέλος, στα πλαίσια της διατριβής υλοποιήθηκε και αξιολογήθηκε πειραματικά για πρώτη φορά ο συγκεκριμένος αναγεννητής για σημάτα DPSK στα 40 Gb/s. Η πειραματική μελέτη βασίστηκε σε μελέτη των διαγραμμάτων οφθαλμού και μετρήσεις BER στα αποκωδικοποιημένα σήματα και επιβεβαίωσε τις βασικές ιδιότητες του αναγεννητή. Η βελτίωση της ποινής ισχύος που επιτεύχθηκε ήταν ~3 dB για σήματα εισόδου DPSK με θόρυβο φάσης και ~1 dB για σήματα εισόδου DPSK για θόρυβο πλάτους και θόρυβο ASE. Τα συγκεκριμένα επίπεδα βελτίωσης επιτεύχθηκαν με χρήση απλού δέκτη, και είναι βέβαιο ότι μπορούν να διευρυνθούν με χρήση ισορροπημένου δέκτη (balanced-receiver).

6.1.4 Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ

Το τέταρτο και τελευταίο κύκλωμα που υλοποιήθηκε αφορά οπτικό κύκλωμα ανάδρασης για τον πολλαπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης ψευδοτυχαίων δυαδικών ακολουθιών (ΨΔΑ). Η βασική διαφορά του σε σχέση με τις προηγούμενες τρεις διατάξεις έχει να κάνει με το γεγονός ότι δεν προορίζεται απευθείας ως στοιχείο οπτικού δικτύου επικοινωνιών, αλλά ως λειτουργικό τμήμα εξοπλισμού αξιολόγησης και μετρήσεων άλλων διατάξεων σε εργαστήρια οπτικών επικοινωνιών. Για την υλοποίηση των δύο οπτικών πυλών που περιλαμβάνει χρησιμοποιήθηκαν συμβολόμετρα Sagnac μη γραμμικής ίνας, στα οποία η μεταγωγή του σήματος ή των σημάτων εισόδου επιτυγχάνεται από σήματα ελέγχου με τη βοήθεια του φαινομένου XPM. Η ιδιαίτερη σημασία του συγκεκριμένου κυκλώματος δε σχετίζεται μόνο με την καθεαυτή χρήση του για τον πολλαπλασιασμό ρυθμοδότησης ΨΔΑ, αλλά επιπλέον με την ανάδειξη της δυνατότητας υλοποίησης οπτικών κυκλωμάτων ανάδρασης αυξημένης πολυπλοκότητας και λειτουργικότητας. Το συγκεκριμένο κύκλωμα αποτελεί μία από τις ελάχιστες υλοποιήσεις κυκλώματος ανάδρασης αυτής της κλίμακας, και αντιπροσωπεύει αναμφισβήτητα την πιο πετυχημένη και λειτουργική σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης υλοποίηση ανάμεσα σε αυτές.
Αποτελεί εναλλακτική μέθοδο προς τις διατάξεις «split-shift-and-recombine» για τον πολλαπλασιασμό της ρυθμοδότησης ΨΔΑ καθώς περιορίζει μέσω της ανάδρασης τα απαραίτητα στάδια πολλαπλασιασμού σε ένα και μόνο στάδιο ανεξαρτήτως του παράγοντα πολλαπλασιασμού. Η λειτουργία του χωρίζεται σε δύο σαφώς διαχωρισμένα στάδια: το μεταβατικό στάδιο κατά το οποίο οι παλμοί της χαμηλόρυθμης ΨΔΑ πολυπλέκονται χρονικά και τοποθετούνται σε διπλανές χρονοθυρίδες της υψίρρυθμης ακολουθίας, και τη

μόνιμη κατάσταση κατά την οποία το τελικό υψίρρυθμο σήμα έχει πλέον σχηματιστεί και αναπαράγεται από το κύκλωμα ανάδρασης. Ως πλεονεκτήματά του μπορούν να θεωρηθούν η διατήρηση του ίδιου βαθμού πολυπλοκότητας για οποιονδήποτε παράγοντα πολλαπλασιασμού, η ευνοϊκή κλιμάκωση του απαιτούμενου μήκους του βρόγχου ανάδρασης, η οποία ευνοεί τη λειτουργία του κυκλώματος για υψηλές τάξεις ΨΔΑ και η ικανότητά του να λειτουργεί αποδοτικά ακόμη και για παλμούς εισόδου με μεγάλο κύκλο καθήκοντος και υψηλό υπόβαθρο.

Η οπτική εκδοχή της μεθόδου απαιτεί οπτική πύλη OR καθώς και μία επιπλέον πύλη μετατροπής μήκους κύματος, οι οποίες υλοποιήθηκαν με συμβολόμετρα Sagnac μη γραμμικής ίνας. Σημαντικό μέρος της σχεδίασης αφορούσε τον τρόπο με τον οποίο σταθεροποιήθηκε το πέρασμα της λειτουργίας του κυκλώματος από το μεταβατικό στάδιο στη μόνιμη κατάσταση. Η σταθεροποίηση αυτή επιτεύχθηκε με τη χρήση βοηθητικού σήματος cw, το οποίο συνέδραμε ώστε να μειωθούν δραστικά οι διακυμάνσεις στην ισχύ εισόδου των ενισχυτών του κυκλώματος, καθώς και στην ισχύ κορυφής των παλμών ελέγχου στον μετατροπέα μήκους κύματος.

Κατά την πειραματική μελέτη του κυκλώματος επιτεύχθηκε ο τετραπλασιασμός ρυθμοδότησης των ΨΔΑ τρίτης και έβδομης τάξης από τα 12.5 στα 50 Gb/s. Η σταθερότητα του κυκλώματος ήταν αρκετή ώστε να επιτρέπεται η καταγραφή λειτουργίας χωρίς σφάλματα και με μόλις 1.5 dB ποινή ισχύος για το σήμα εξόδου ως προς το σήμα εισόδου. Σε κάθε περίπτωση, οι κύριοι παράγοντες αποσταθεροποίησης της λειτουργίας, οι οποίοι περιλαμβάνουν τις τυχαίες μεταβολές της πολωτικής κατάστασης των σημάτων λόγω μηχανικών αιτίων και τις μεταβολές της καθυστέρησης στο βρόγχο ανάδρασης λόγω θερμοκρασιακών αλλαγών, μπορούν να περιοριστούν με χρήση ηλεκτρονικών στοιχείων κατά μήκος του κυκλώματος για τον έλεγχο της πόλωσης και της καθυστέρησης.

6.2 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή του παρόντος κεφαλαίου, η ιδιαίτερη σημασία της διατριβής σχετίζεται με την εισαγωγή ιδεών, μεθόδων και εφαρμογών για συστήματα αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σε δίκτυα επικοινωνιών και μετρητικά συστήματα ελέγχου. Στα πλαίσια της διατριβής πραγματοποιήθηκε η βασική μελέτη καθώς και πειράματα που προσέφεραν την απόδειξη της αρχής λειτουργίας των διατάξεων (proof-of-principle), χρησιμοποιώντας ως επί το πλείστον συμβατικά μη γραμμικά οπτικά στοιχεία. Τα αποτελέσματα της διατριβής μπορούν κάλλιστα να αποτελέσουν σημεία αφετηρίας περαιτέρω έρευνας με σκοπό τη βελτιστοποίηση και την εξέλιξη των μεθόδων που παρουσιάστηκαν καθώς και τη διαφοροποίησή τους για παραπλήσιες εφαρμογές. Ως γενικό σχόλιο, οι κατευθύνσεις προς τις οποίες αναμένονται να κινηθούν οι προσπάθειες περαιτέρω έρευνας περιλαμβάνουν το γνωστό πλέον τρίπτυχο, το οποίο καθορίζει σε μεγάλο βαθμό, τις προσπάθειες της επιστημονικής κοινότητας στον τομέα της φωτονικής τεχνολογίας επικοινωνιών. Το τρίπτυχο αυτό αναφέρεται σε κυκλώματα υψηλότερων ταχυτήτων, μικρότερου μεγέθους μέσω της χρήσης καινοτόμων υλικών και τεχνολογιών ολοκλήρωσης και σε κυκλώματα υψηλότερης πολυπλοκότητας. Συγκεκριμένα σημεία, τα οποία θα μπορούσαν να αποτελέσουν αντικείμενο περαιτέρω έρευνας εκκινώντας από τα

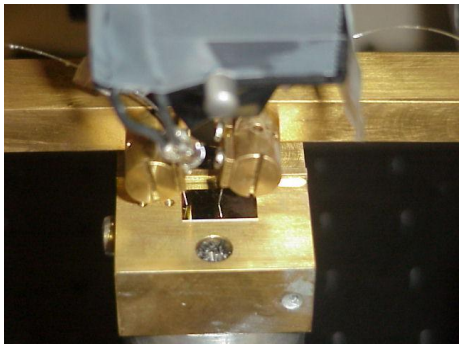
αποτελέσματα της παρούσας διατριβής παρουσιάζονται συνοπτικά στις επόμενες παραγράφους για κάθε ένα από τα τέσσερα κυκλώματα.

Πολυκυματικός αναγεννητής: Επόμενο βήμα στη μελέτη του πολυκυματικού αναγεννητή αποτελεί η βελτιστοποίηση των κανόνων κλιμάκωσης που τον διέπουν και η επέκταση της λειτουργίας του σε διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης πέρα των 40 Gb/s. Η δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας του στα 160 Gb/s θεωρείται δεδομένη. Απαιτεί όμως την ενδελεχή σχεδίαση της διάταξης για το συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης και βεβαίως την πειραματική επιβεβαίωσή της. Ιδιαίτερη σημασία αναμένεται να έχει και η υλοποίηση της μεθόδου σε χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης (10 Gb/s) με χρήση όμως παλμών ρεαλιστικού κύκλου καθήκοντος (π.χ. 33%). Μία τέτοια υλοποίηση αναμένεται να είναι επιτυχής ακόμα και για μικρές φασματικές αποστάσεις μεταξύ των καναλιών (π.χ. 200 GHz) δίνοντας τη δυνατότητα ταυτόχρονης αναγέννησης ενός μεγάλου αριθμού πολυπλεγμένων καναλιών WDM μέσα στο τυπικό εύρος λειτουργίας των οπτικών ενισχυτών EDFA με προφανή οφέλη όσον αφορά την πολυπλοκότητα και το κόστος. Τέλος, ένα ακόμη σημείο περαιτέρω διερεύνησης θα μπορούσε να αποτελεί η δυνατότητα υιοθέτησης της τεχνικής συνδυασμού ινών DCF-SMF για την υλοποίηση πολυκυματικών αναγεννητών με χρήση συμβολόμετρου Sagnac και αξιοποίηση του φαινομένου SPM. Στο συγκεκριμένο τύπο αναγεννητή, το σήμα προς αναγέννηση χωρίζεται κατά τα γνωστά σε δύο τμήματα, τα οποία διαδίδονται με αντίθετες φορές διάδοσης μέσα στη μη γραμμική ίνα του συμβολόμετρου. Εξασθενητής, ο οποίος έχει τοποθετηθεί ασύμμετρα μέσα στο συμβολόμετρο, εξασθενεί το ένα από τα τμήματα πριν την είσοδό του στην ίνα, και με τον τρόπο αυτό επιτρέπει τη δημιουργία διαφοράς φάσης π μεταξύ των δύο τμημάτων. Η διάταξη δεν απαιτεί τη χρήση ζωνοπερατού φίλτρου στην έξοδό της και δε συνοδεύει την αναγέννηση με μετατροπή του μήκους κύματος. Είναι δε αποτελεσματική στην περίπτωση μονοκυματικής λειτουργίας, αλλά αποτυγχάνει στην περίπτωση πολυρυθμικής λειτουργίας λόγω της μη γραμμικής αλληλεπίδρασης των καναλιών. Με τον τρόπο λοιπόν που η υλοποίηση του χάρτη διασποράς επέτρεψε την πολυρυθμική λειτουργία του αναγεννητή Mamyshev, αναμένεται να περιορίσει την διακαναλική παρεμβολή και στην περίπτωση του συμβολομετρικού αναγεννητή. Η διερεύνηση του αν αυτός ο περιορισμός είναι ικανός να επιτρέψει πολυρυθμική λειτουργία θα μπορούσε κάλλιστα να αποτελεί αντικείμενο περαιτέρω προσπαθειών.

Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με χρήση οπτικού περιοριστή ισχύος: Ο οπτικός περιοριστής ισχύος και το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού στο οποίο εντάχθηκε, σχεδιάστηκαν με κίνητρο τη δυνατότητά τους για υψίρυθμη λειτουργία. Είναι προφανές ότι το επόμενο βήμα της διερεύνησης αποτελεί η υλοποίησή τους στα 160 Gb/s ή και ψηλότερα. Η δυνατότητα επιτυχούς λειτουργίας σε αυτούς τους ρυθμούς μετάδοσης είναι δεδομένη και η διεξαγωγή των αντίστοιχων πειραμάτων αναμένεται να είναι επιτυχής με απλή ικανοποίηση των κανόνων κλιμάκωσης που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3.

Παράλληλα προς την κατεύθυνση υψηλότερων ταχυτήτων, οι περαιτέρω ερευνητικές προσπάθειες θα πρέπει να στραφούν προς την υλοποίηση της μεθόδου σε ολοκληρώσιμη μορφή. Για να καταστεί αυτό δυνατό, θα πρέπει η μη γραμμική ίνα, η οποία αποτέλεσε το μη γραμμικό στοιχείο Kerr του περιοριστή ισχύος να αντικατασταθεί από

ολοκληρώσιμους, μικρού μεγέθους, μη γραμμικούς κυματοδηγούς. Οι τεχνολογίες, οι οποίες είναι σήμερα υποψήφιες για τη διάθεση τέτοιων κυματοδηγών είναι η τεχνολογία υβριδικών κυματοδηγών πυριτίου με επίστρωση οργανικού πολυμερούς (SOH-Silicon Organic Hybrid) και η τεχνολογία των χαλκογενικών κυματοδηγών (chalcogenide waveguides). Στους κυματοδηγούς της πρώτης κατηγορίας, η μη γραμμική στροφή φάσης που μπορεί να επιτευχθεί μέσω SPM ή XPM περιορίζεται σε τιμές της τάξης του 0.1·π, και επομένως η χρήση τους δεν είναι ακόμη συμβατή με την εφαρμογή του περιοριστή ισχύος. Αντίθετα όμως, η μη γραμμική φάση που επάγεται σε οπτικό παλμό κατά τη διάδοσή του κατά μήκος χαλκογενικού κυματοδηγού μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερη και σε κάθε περίπτωση ικανή να οδηγήσει σε έντονη φασματική διεύρυνση. Η χρήση επομένως αυτού του υλικού είναι συμβατή με τη λειτουργία του οπτικού περιοριστή ισχύος και θα μπορούσε να αποτελέσει το επόμενο βήμα στην ανάπτυξη του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού σε ολοκληρώσιμη μορφή. Τέλος, ως μία ακόμη κατεύθυνση περαιτέρω ανάπτυξης του κυκλώματος προτείνεται η διερεύνηση πολυκυματικής λειτουργίας του αξιοποιώντας την ύπαρξη πολλαπλών ζωνών μετάδοσης στη φασματική απόκριση του φίλτρου Fabry-Perot. Στην παρούσα μορφή του κυκλώματος, η πολυκυματική λειτουργία περιορίζεται από τη διακαναλική παρεμβολή που αναμένεται στο μη γραμμικό στοιχείο του. Αντικαθιστώντας το απλό κομμάτι ίνας με κατάλληλο χάρτη διασποράς, όπως και στην περίπτωση του πολυκυματικού αναγεννητή, αναμένεται ότι η διακαναλική παρεμβολή θα περιοριστεί σημαντικά επιτρέποντας την καταπίεση της διακύμανσης πλάτους των παλμών ρολογιού για τα διάφορα μήκη κύματος. Στην περίπτωση αυτή βεβαίως, αναμένεται επίσης η επαγωγή timing jitter στους παλμούς εξόδου. Γίνεται επομένως φανερό ότι οι μελλοντικές μελέτες θα πρέπει να εστιάσουν στη διερεύνηση της ποιότητας των επιμέρους σημάτων ρολογιού και συγκεκριμένα στο αν ο επαναχρονισμός που επιτυγχάνεται από το FPF αναιρείται πλήρως από το timing jitter που εισάγεται κατά τη μη γραμμική διάδοση που ακολουθεί στον οπτικό περιοριστή ισχύος.



Σχήμα 6.1: Φωτογραφία πλινθίου μη γραμμικών κυματοδηγών πυριτίου με επίστρωση οργανικού υλικού (κυματοδηγός SOH) κατά τη διεξαγωγή πειράματος στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών του Ε.Μ.Π.

Αναγεννητής σημάτων DPSK: Στο κεφάλαιο 4 περιγράφηκε ήδη η δυνατότητα επέκτασης της λειτουργίας του αναγεννητή σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης για την αναγέννηση των επιμέρους σημάτων DPSK που πολυπλέκονται στο χρόνο και συγκροτούν το τελικό υψίρρυθμο OTDM σήμα. Η υλοποίηση πειράματος στα 160 Gb/s αποτελεί αναμφισβήτητα το επόμενο βήμα στην ανάπτυξη του κυκλώματος και τη διερεύνηση των δυνατοτήτων του. Παράλληλα, η ανάπτυξή του σε ολοκληρώσιμη μορφή με τη χρήση π.χ. ολοκληρώσιμων χαλκογενικών κυματοδηγών σε διάταξη συμβολόμετρου Mach-Zehnder,

αποτελεί μία ακόμα εναλλακτική προσέγγιση για την περαιτέρω μελέτη του κυκλώματος. Τέλος, ως ένα ακόμα εναλλακτικό βήμα περαιτέρω έρευνας, προτείνεται η διερεύνηση της δυνατότητας του κυκλώματος για την μετατροπή μήκους κύματος ή ακόμα και την αναγέννηση οπτικών σημάτων διαφορικής ορθογωνικής μεταλλαγής μετατόπισης φάσης (DQPSK-Differential Quadrature Phase-Shift Keying). Μία τέτοια διάταξη θα αποτελείται ουσιαστικά από δύο παράλληλα κυκλώματα αναγέννησης DPSK, καθένα από τα οποία θα επεξεργάζεται μία από τις δύο πολυπλεγμένες συνιστώσες I και Q του συνολικού σήματος. Η δυσκολία που αναμένεται σε αυτήν την περίπτωση σχετίζεται με το χαμηλό λόγο σβέσης (ER-extinction ratio) που παρουσιάζουν τα αποκωδικοποιημένα σήματα I και Q στην έξοδο των συμβολόμετρων καθυστέρησης, και επομένως πιθανή μελέτη θα πρέπει να εστιάσει στο αν υφίσταται επί της αρχής η δυνατότητα των συμβολόμετρων Sagnac να λειτουργούν αποτελεσματικά ως διαμορφωτές φάσης δεχόμενα ως σήματα ελέγχου παλμοσειρές χαμηλού ER.

Οπτικό κύκλωμα ανάδρασης πολλαπλασιασμού ρυθμοδότησης ΨΔΑ: Και για το συγκεκριμένο κύκλωμα, το φυσικό βήμα περαιτέρω έρευνας σχετίζεται με τη μελέτη της συμπεριφοράς του για υψηλότερο τελικό ρυθμό μετάδοσης των ΨΔΑ και κυρίως για εφαρμογή υψηλότερου παράγοντα πολλαπλασιασμού της ρυθμοδότησης. Το σημείο το οποίο θα πρέπει να εστιάσει η μελλοντική μελέτη αφορά τον τρόπο με τον οποίο μπορεί να σταθεροποιηθεί βέλτιστα το κύκλωμα κατά το μεταβατικό στάδιο, καθώς για μεγαλύτερους παράγοντες πολλαπλασιασμού το μεταβατικό στάδιο διαρκεί περισσότερο και η διακύμανση κατάληψης παλμών στην τελική ακολουθία εξόδου γίνεται μεγαλύτερη. Άλλες κατευθύνσεις έρευνας με εφαλτήριο την επιτυχία του οπτικού κυκλώματος ανάδρασης, περιλαμβάνουν τη χρήση ολοκληρώσιμων στοιχείων για την υλοποίηση των οπτικών πυλών, καθώς και τη διερεύνηση της δυνατότητας σχεδίασης και αποδοτικής λειτουργίας εναλλακτικών οπτικών κυκλωμάτων ανάδρασης εξίσου υψηλής ή και υψηλότερης πολυπλοκότητας. Πιθανά κυκλώματα αυτού του είδους περιλαμβάνουν κυκλώματα γέννησης ΨΔΑ, παρεμβολής σε ροή δεδομένων λογικών «1» όταν προκύπτουν μακριές ακολουθίες «0» (scramblers), καθώς και κυκλώματα κυκλικού ελέγχου πλεονασμού (CRC-cyclic redundancy check) για τον εντοπισμό λαθών κατά τη μετάδοση ή επεξεργασία οπτικών πακέτων δεδομένων.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Υπολογισμός μερικών παραγώγων για το ανάπτυγμα Taylor του εξερχόμενου πεδίου από το κύκλωμα αναγέννησης σημάτων DPSK

Όπως περιγράφεται στο κεφάλαιο 4, για τη μελέτη της ικανότητας του κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK να απορροφά συνημιτονοειδείς διαταραχές του πλάτους και της φάσης του σήματος εισόδου, χρησιμοποιείται το ανάπτυγμα Taylor για τις εκφράσεις του πλάτους A_s και της φάσης φ_s του οπτικού πεδίου που μετάγεται στη θύρα εξόδου του μη γραμμικού συμβολόμετρου Sagnac. Το ανάπτυγμα Taylor δεύτερης τάξης γύρω από τις τιμές $m_1 = m_2 = 0$ για τα δύο μεγέθη δίνεται ως εξής:

$$A_s(m_1,m_2) \approx A_s(0,0) + m_1 \frac{\partial A_s}{\partial m_1}\bigg|_{m_1=0}^{m_2=0} + m_2 \frac{\partial A_s}{\partial m_2}\bigg|_{m2=0}^{m1=0} + \frac{1}{2}\left\{ m_1^2 \frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1^2}\bigg|_{m_1=0}^{m_2=0} + 2m_1 m_2 \frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1 \partial m_2}\bigg|_{m_1=0,m2=0} + m_2^2 \frac{\partial^2 A_s}{\partial m_2^2}\bigg|_{m2=0}^{m1=0} \right\} \tag{A.1}$$

$$\varphi_s(m_1,m_2) \approx \varphi_s(0,0) + m_1 \frac{\partial \varphi_s}{\partial m_1}\bigg|_{m_1=0}^{m_2=0} + m_2 \frac{\partial \varphi_s}{\partial m_2}\bigg|_{m2=0}^{m1=0} + \frac{1}{2}\left\{ m_1^2 \frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_1^2}\bigg|_{m_1=0}^{m_2=0} + 2m_1 m_2 \frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_1 \partial m_2}\bigg|_{m_1=0,m2=0} + m_2^2 \frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_2^2}\bigg|_{m2=0}^{m1=0} \right\} \tag{A.2}$$

Οι σχέσεις στις οποίες βασίζονται τα αναπτύγματα είναι οι ακόλουθες:

$$A_s\left(m_1,m_2\right) = \frac{E_{in}}{3} \cdot \sin\left(\frac{\varphi_2^{XPM} - \varphi_1^{XPM}}{2} \right) \tag{A.3}$$

$$\varphi_s\left(m_1,m_2\right) = \frac{\varphi_2^{XPM} + \varphi_1^{XPM}}{2} \tag{A.4}$$

Προκύπτουν λοιπόν οι παρακάτω σχέσεις για τις παραγώγους του πλάτους του πεδίου:

$$\frac{\partial A_s}{\partial m_1} = \frac{E_{in}}{6} \cdot \cos\left(\frac{\varphi_2^{XPM} - \varphi_1^{XPM}}{2} \right) \cdot \left(\frac{\partial \varphi_2^{XPM}}{\partial m_1} - \frac{\partial \varphi_1^{XPM}}{\partial m_1} \right) \tag{A.5}$$

$$\frac{\partial A_s}{\partial m_2} = \frac{E_{in}}{6} \cdot \cos\left(\frac{\varphi_2^{XPM} - \varphi_1^{XPM}}{2} \right) \cdot \left(\frac{\partial \varphi_2^{XPM}}{\partial m_2} - \frac{\partial \varphi_1^{XPM}}{\partial m_2} \right) \tag{A.6}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1^2} = & -\frac{E_{in}}{12} \cdot \sin\left(\frac{\varphi_2^{XPM} - \varphi_1^{XPM}}{2} \right) \cdot \left(\frac{\partial \varphi_2^{XPM}}{\partial m_1} - \frac{\partial \varphi_1^{XPM}}{\partial m_1} \right) \cdot \left(\frac{\partial \varphi_2^{XPM}}{\partial m_1} - \frac{\partial \varphi_1^{XPM}}{\partial m_1} \right) + \\ & + \frac{E_{in}}{6} \cdot \cos\left(\frac{\varphi_2^{XPM} - \varphi_1^{XPM}}{2} \right) \cdot \left(\frac{\partial^2 \varphi_2^{XPM}}{\partial m_1^2} - \frac{\partial^2 \varphi_1^{XPM}}{\partial m_1^2} \right) \end{aligned} \tag{A.7}$$

$$\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_2^2} = -\frac{E_{in}}{12}\cdot\sin\left(\frac{\varphi_2^{XPM}-\varphi_1^{XPM}}{2}\right)\cdot\left(\frac{\partial\varphi_2^{XPM}}{\partial m_2}-\frac{\partial\varphi_1^{XPM}}{\partial m_2}\right)\cdot\left(\frac{\partial\varphi_2^{XPM}}{\partial m_2}-\frac{\partial\varphi_1^{XPM}}{\partial m_2}\right)+ \\ +\frac{E_{in}}{6}\cdot\cos\left(\frac{\varphi_2^{XPM}-\varphi_1^{XPM}}{2}\right)\cdot\left(\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}}{\partial m_2^2}-\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}}{\partial m_2^2}\right) \tag{A.8}$$

$$\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1\partial m_2} = -\frac{E_{in}}{12}\cdot\sin\left(\frac{\varphi_2^{XPM}-\varphi_1^{XPM}}{2}\right)\cdot\left(\frac{\partial\varphi_2^{XPM}}{\partial m_2}-\frac{\partial\varphi_1^{XPM}}{\partial m_2}\right)\cdot\left(\frac{\partial\varphi_2^{XPM}}{\partial m_1}-\frac{\partial\varphi_1^{XPM}}{\partial m_1}\right)+ \\ +\frac{E_{in}}{6}\cdot\cos\left(\frac{\varphi_2^{XPM}-\varphi_1^{XPM}}{2}\right)\cdot\left(\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}}{\partial m_1\partial m_2}-\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}}{\partial m_1\partial m_2}\right) \tag{A.9}$$

Με παρόμοιο τρόπο, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για τις παραγώγους της φάσης του πεδίου:

$$\frac{\partial\varphi_s}{\partial m_1} = \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\partial\varphi_2^{XPM}}{\partial m_1}+\frac{\partial\varphi_1^{XPM}}{\partial m_1}\right) \tag{A.10}$$

$$\frac{\partial\varphi_s}{\partial m_2} = \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\partial\varphi_2^{XPM}}{\partial m_2}+\frac{\partial\varphi_1^{XPM}}{\partial m_2}\right) \tag{A.11}$$

$$\frac{\partial^2\varphi_s}{\partial m_1^2} = \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}}{\partial m_1^2}+\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}}{\partial m_1^2}\right) \tag{A.12}$$

$$\frac{\partial^2\varphi_s}{\partial m_2^2} = \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}}{\partial m_2^2}+\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}}{\partial m_2^2}\right) \tag{A.13}$$

$$\frac{\partial^2\varphi_s}{\partial m_1\partial m_2} = \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}}{\partial m_1\partial m_2}+\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}}{\partial m_1\partial m_2}\right) \tag{A.14}$$

Οι μη γραμμικές στροφές φάσης που επάγονται από τους παλμούς ελέγχου μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) δίνονται από τις σχέσεις:

$$\varphi_1^{XPM}(\tau) = K\cdot P_{01}'\left[a(\tau)\right]^2 \tag{A.15}$$

$$\varphi_2^{XPM}(\tau) = K\cdot P_{02}'\left[a(\tau)\right]^2 \tag{A.16}$$

όπου $K = 2\cdot\gamma\cdot L$ και:

$$P_{01}' = \frac{A_o^2}{6}\cdot\left|\left(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\right)e^{-jm_2\cos(\Omega_2 nT)}-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)e^{-jm_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)}\right|^2 \tag{A.17}$$

$$P_{02}' = \frac{A_o^2}{6}\cdot\left|\left(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\right)e^{-jm_2\cos(\Omega_2 nT)}+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)e^{-jm_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)}\right|^2 \tag{A.18}$$

Με τη βοήθεια των εξισώσεων (A.15)-(A.18) υπολογίζονται οι παρακάτω μερικές παράγωγοι της φ_1^{XPM} ως προς m_1:

$$\frac{\partial\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1} = \frac{KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot \\ \cdot[\ 2\cdot\left(\left(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos(\Omega_2 nT)\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot \\ \cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\cos\left(m_2\cos(\Omega_2 nT)\right)-\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)+ \\ +2\cdot\left(\left(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos(\Omega_2 nT)\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot \\ \cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\sin\left(m_2\cos(\Omega_2 nT)\right)-\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)] \tag{A.19}$$

$$\frac{\partial^2 \varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1^2} = \frac{KA_o^2 \{a(\tau)\}^2}{6} \cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{ \; 2 \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) - \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) - \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) + \\
&+ 2 \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) - \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) - \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right)]
\end{aligned} \tag{A.20}$$

Με παρόμοιο τρόπο υπολογίζονται οι μερικές παράγωγοι της φ_2^{XPM} επίσης ως προς m_1:

$$\frac{\partial \varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_1} = \frac{KA_o^2 \{a(\tau)\}^2}{6} \cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{ \; 2 \cdot \left(\left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 nT)\right) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 (n+1)T)\right) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) + \\
&+ 2 \cdot \left(\left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 nT)\right) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 (n+1)T)\right) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right)]
\end{aligned} \tag{A.21}$$

$$\frac{\partial^2 \varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_1^2} = \frac{KA_o^2 \{a(\tau)\}^2}{6} \cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{ \; 2 \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) + \\
&+ 2 \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\cos(\Omega_1 nT) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) + \cos(\Omega_1 (n+1)T) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right)]
\end{aligned} \tag{A.22}$$

Οι αντίστοιχες μερικές παράγωγοι ως προς την μεταβλητή m_2 γίνονται:

$$\frac{\partial \varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_2} = \frac{KA_o^2 \{a(\tau)\}^2}{6} \cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{ \; 2 \cdot \left(\left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 nT)\right) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) - \left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 (n+1)T)\right) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(-\left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 nT)\right) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) \cdot \cos(\Omega_2 nT) + \left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 (n+1)T)\right) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right) \cdot \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right) + \\
&+ 2 \cdot \left(\left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 nT)\right) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) - \left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 (n+1)T)\right) \cdot \sin\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)\right) \cdot \\
&\quad \cdot \left(\left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 nT)\right) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 nT)\right) \cdot \cos(\Omega_2 nT) - \left(1 + m_1 \cos(\Omega_1 (n+1)T)\right) \cdot \cos\left(m_2 \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right) \cdot \cos(\Omega_2 (n+1)T)\right)]
\end{aligned} \tag{A.23}$$

$$\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_2^2}=\frac{2\cdot KA_0^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{\ \left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\}
\end{aligned}\tag{A.24}$$

Με παρόμοιο τρόπο οι μερικές παράγωγοι της φ_1^{XPM} ως προς m_2 δίνονται ως εξής:

$$\frac{\partial\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_2}=\frac{KA_0^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{\ 2\cdot\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+2\cdot\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\}
\end{aligned}\tag{A.25}$$

$$\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_2^2}=\frac{2\cdot KA_0^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot$$

$$\begin{aligned}
&\{\ \left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2 nT\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)+\\
&+\left(\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)+\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\right)\cdot\\
&\quad\cdot\left(-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1 nT\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2 nT\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2 nT\right)-\left(1+m_1\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)\cdot\sin\left(m_2\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\cdot\cos^2\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)\}
\end{aligned}\tag{A.26}$$

Τέλος, οι πεπλεγμένες παράγωγοι δεύτερης τάξης βρίσκεται ότι δίνονται από τις παρακάτω εκφράσεις:

$$\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1\partial m_2}=\frac{2\cdot KA_o^2\{a(\tau)\}^2}{6}\cdot$$

$$\begin{aligned}\{\ & \Big(-\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)+\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)+\\ & +\Big(\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)-\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(-\cos(\Omega_1 nT)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)+\\ & +\Big(\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)-\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)+\\ & +\Big(\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)-\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)\ \ \}\end{aligned}$$

(A.27)

$$\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1\partial m_2}=\frac{2\cdot KA_o^2\{a(\tau)\}^2}{6}\cdot$$

$$\begin{aligned}\{\ & \Big(-\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)-\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)+\\ & +\Big(\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)+\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(-\cos(\Omega_1 nT)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)+\\ & +\Big(\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)+\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)+\\ & +\Big(\big(1+m_1\cos(\Omega_1 nT)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)+\big(1+m_1\cos(\Omega_1(n+1)T)\big)\cdot\sin\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\Big)\cdot\\ & \cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2 nT)\big)\cdot\cos(\Omega_2 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\cdot\cos\big(m_2\cos(\Omega_2(n+1)T)\big)\cdot\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)\ \ \}\end{aligned}$$

(A.28)

Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι μερικές παράγωγοι υπολογίζονται για $m_1=m_2=0$, και με βάση τις εξισώσεις (A.5)-(A.14) προκύπτει:

$$\left.\frac{\partial\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1}\right|_{m_1}=0 \tag{A.29}$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1^2}\right|_{m_1=0}=\frac{2\cdot KA_o^2\{a(\tau)\}^2}{6}\cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\Big)^2 \tag{A.30}$$

$$\left.\frac{\partial\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_1}\right|_{m_1=0}=\frac{4\cdot KA_o^2\{a(\tau)\}^2}{6}\cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\Big) \tag{A.31}$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_1^2}\right|_{m_1=0}=\frac{2\cdot KA_o^2\{a(\tau)\}^2}{6}\cdot\Big(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\Big)^2 \tag{A.32}$$

$$\left.\frac{\partial\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_2}\right|_{m_2=0}=0 \tag{A.33}$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_2^2}\right|_{m_2=0}=\frac{2\cdot KA_o^2\{a(\tau)\}^2}{6}\cdot\Big(\cos(\Omega_2 nT)-\cos(\Omega_2(n+1)T)\Big)^2 \tag{A.34}$$

$$\left.\frac{\partial\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_2}\right|_{m_2=0}=0 \tag{A.35}$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_2^2}\right|_{m_2=0} = -\frac{2\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\left(\cos(\Omega_2 nT)-\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)^2 \quad (A.36)$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_1^{XPM}(\tau)}{\partial m_1\partial m_2}\right|_{m_1=0,m_2=0} = 0 \quad (A.37)$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_2^{XPM}(\tau)}{\partial m_1\partial m_2}\right|_{m_1=0,m_2=0} = 0 \quad (A.38)$$

Τέλος για $m_1=m_2=0$ ισχύει:

$$\varphi_1^{XPM}(\tau)=0 \quad (A.39)$$

$$\varphi_2^{XPM}(\tau)=\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6} \quad (A.40)$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (Α.29)-(Α.40), οι μερικές παράγωγοι (Α.5)-(Α.9) γίνονται:

$$\left.\frac{\partial A_s}{\partial m_1}\right|_{m_1=0}^{m_2=0} = \frac{E_{in}}{6}\cdot\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right) \quad (A.41)$$

$$\left.\frac{\partial A_s}{\partial m_2}\right|_{m_2=0}^{m_1=0} = 0 \quad (A.42)$$

$$\begin{aligned}\left.\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1^2}\right|_{m_1=0}^{m_2=0} = &-\frac{E_{in}}{12}\cdot\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\right)^2\cdot\sin\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)^2+\\ &+\frac{E_{in}}{6}\cdot\frac{2\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)^2-\\ &-\frac{E_{in}}{6}\cdot\frac{2\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)-\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right)^2\end{aligned} \quad (A.43)$$

$$\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_2^2} = -\frac{E_{in}}{6}\cdot\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_2 nT)-\cos\left(\Omega_2(n+1)T\right)\right)^2 \quad (A.44)$$

$$\frac{\partial^2 A_s}{\partial m_1\partial m_2}=0 \quad (A.45)$$

Αντίστοιχα οι μερικές παράγωγοι (Α.10)-(Α.15) λαμβάνουν τις ακόλουθες εκφράσεις:

$$\left.\frac{\partial\varphi_s}{\partial m_1}\right|_{m_1=0}^{m_1=0} = \frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right) \quad (A.46)$$

$$\left.\frac{\partial\varphi_s}{\partial m_2}\right|_{m_2=0}^{m_1=0} = 0 \quad (A.47)$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_s}{\partial m_1^2}\right|_{m_1=0}^{m_2=0} = \frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\cdot\left(\cos^2(\Omega_1 nT)+\cos^2\left(\Omega_1(n+1)T\right)\right) \quad (A.48)$$

$$\left.\frac{\partial^2\varphi_s}{\partial m_2^2}\right|_{m_2=0}^{m_1=0} = 0 \quad (A.49)$$

$$\left.\frac{\partial^2 \varphi_s}{\partial m_1 \partial m_2}\right|_{m_1=0, m_2=0} = 0 \tag{A.50}$$

Τέλος, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (A.41)-(A.50), οι εξισώσεις (A.1) και (A.2) λαμβάνουν την ακόλουθη μορφή:

$$\begin{aligned} A_s(m_1,m_2) \approx & \frac{E_{in}}{3}\cdot\sin\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right) \\ & + m_1\cdot\frac{E_{in}}{6}\cdot\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right) \\ & + \frac{1}{2}\cdot m_1^2\cdot\frac{E_{in}}{12}\cdot\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\right)^2\cdot\left\{\begin{array}{l} -\sin\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right)^2 \\ +\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right)^2 \\ -\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\right)^2 \end{array}\right. \\ & - \frac{1}{2}\cdot m_2^2\cdot\frac{E_{in}}{6}\cdot\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{6}\cdot\cos\left(\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_2 nT)-\cos(\Omega_2(n+1)T)\right)^2 \end{aligned} \tag{A.51}$$

$$\begin{aligned} \varphi_s(m_1,m_2) \approx & \frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12} + m_1\cdot\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right) \\ & + \frac{1}{2}m_1^2\cdot\frac{4\cdot KA_o^2\left\{a(\tau)\right\}^2}{12}\cdot\left(\cos^2(\Omega_1 nT)+\cos^2(\Omega_1(n+1)T)\right) \end{aligned} \tag{A.52}$$

Ορίζοντας για το κέντρο των παλμών ελέγχου (τ=0) την παράμετρο θ_0 ίση με:

$$\theta_0 = \frac{4\cdot K\cdot A_o^2\left[a(\tau=0)\right]^2}{6} \tag{A.53}$$

οι εξισώσεις (A.51) και (A.52) λαμβάνουν τις παρακάτω τελικές εκφράσεις:

$$\begin{aligned} A_s(m_1,m_2) \approx & \frac{E_{in}}{3}\cdot\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right) + m_1\cdot\frac{E_{in}}{6}\cdot\theta_0\cdot\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right) \\ & + \frac{1}{2}\cdot m_1^2\cdot\frac{E_{in}}{12}\cdot\theta_0^2\cdot\left\{\begin{array}{l} -\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right)^2 \\ +\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right)^2 \\ -\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)-\cos(\Omega_1(n+1)T)\right)^2 \end{array}\right. \\ & - \frac{1}{2}\cdot m_2^2\cdot\frac{E_{in}}{6}\cdot\theta_0\cdot\cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\cdot\left(\cos(\Omega_2 nT)-\cos(\Omega_2(n+1)T)\right)^2 \end{aligned} \tag{A.54}$$

$$\varphi_s(m_1,m_2) \approx \frac{\theta_0}{2} + m_1\cdot\frac{\theta_0}{2}\cdot\left(\cos(\Omega_1 nT)+\cos(\Omega_1(n+1)T)\right) + \frac{1}{2}m_1^2\cdot\frac{\theta_0}{2}\cdot\left(\cos^2(\Omega_1 nT)+\cos^2(\Omega_1(n+1)T)\right) \tag{A.55}$$

Οι εξισώσεις (Α.54) και (Α.55) αποτελούν τις τελικές εκφράσεις αυτής της ανάλυσης για το πλάτος και τη φάση του οπτικού πεδίου στην έξοδο του κυκλώματος αναγέννησης οπτικών σημάτων DPSK, και αντιστοιχούν στις εξισώσεις (4.47) και (4.48) του κεφαλαίου 4.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα περιοδικά και έγκριτα επιστημονικά συνέδρια

Στο παρόν παράρτημα παρατίθενται οι δημοσιεύσεις που επιτεύχθησαν σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και έγκριτα, διεθνή επιστημονικά συνέδρια κατά τη διάρκεια της παρούσας διατριβής. Η λίστα των δημοσιεύσεων δεν περιλαμβάνει εργασίες οι οποίες έχουν υποβληθεί σε επιστημονικά περιοδικά (1) και επιστημονικά συνέδρια (1), και βρίσκονται επί του παρόντος (Νοέμβριος 2010) υπό κρίση.

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά με κρίση

[1] Ch. Kouloumentas, M. Mpougioukos, A. Maziotis, and H. Avramopoulos, "DPSK Regeneration at 40 Gb/s and Beyond Using a Fiber-Sagnac Interferometer," IEEE Photonics Technology Letters, IEEE Photonics Technology Letters, 22, (16), (August 2010), pp. 1187-1189.

[2] C. Reis, A. Maziotis, Ch. Kouloumentas, C. Stamatiadis, M. Bougioukos, N. Calabretta, P. Andre, R. Dionisio, B. Neto, H.J.S. Dorren, H. Avramopoulos, A. Teixeira, "All-optical synchronous S-R flip-flop based on active interferometric devices," Electronics Letters, 46, (10), May 2010, pp. 709-710.

[3] L. Stampoulidis, D. Petrantonakis, C. Stamatiadis, E. Kehayas, P. Bakopoulos, Ch. Kouloumentas, P. Zakynthinos, K. Vyrsokinos, R. Dekker, E.J. Klein, "Microring-Resonator-Assisted, All-Optical Wavelength Conversion Using a Single SOA and a Second-Order Si_3N_4-SiO_2 ROADM," OSA/IEEE Journal of Lightwave Technology, 28, (4), February 2010, pp. 476-483.

[4] Ch. Kouloumentas, C. Stamatiadis, P. Zakynthinos, and H. Avramopoulos, "Repetition Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences," IEEE Photonics Technology Letters, 21, (27), April 2009, pp. 456-458.

[5] Ch. Kouloumentas, P. Vorreau, L. Provost, P. Petropoulos, W. Freude, J. Leuthold, I. Tomkos, "All-Fiberized Dispersion-Managed Multichannel Regeneration at 43 Gb/s," IEEE Photonics Technology Letters, 20, (22), November 2008, pp. 1854-1856.

[6] A.D. Ellis, D. Cotter, S. Ibrahim, R. Weerasuriya, C.W. Chow, J. Leuthold, W. Freude, S. Sygletos, P. Vorreau, R. Bonk, D. Hillerkuss, I. Tomkos, A. Tzanakaki, Ch.

Kouloumentas, D.J. Richardson, P. Petropoulos, F. Parmigiani, G. Zarris, D. Simeonidou, "Optical interconnection of core and metro networks, " Journal of Optical Networking, 7, (11), 2008, pp.928-935.

[7] Ch. Kouloumentas, L. Provost, F. Parmigiani, S. Tsolakidis, P. Petropoulos, I. Tomkos, D.J. Richardson, "Four-Channel All-Fibre Dispersion-Managed 2R Regenerator," IEEE Photonics Technology Letters, 20, (13), July 2008, pp. 1169-1171.

[8] Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, I. Tomkos, "Packet Clock Recovery Using a Bismuth Oxide Fiber-based Optical Power Limiter", OSA Optics Express, vol. 15, July 2007, pp. 9948-9953.

[9] Ch. Kouloumentas, A. Tzanakaki, and I. Tomkos, "Clock Recovery at 160 Gb/s and beyond, using a Fiber-Based Optical Power Limiter," IEEE Photonics Technology Letters, 18, (22), November 2006, pp. 2365-2367.

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά συνέδρια με κρίση

[1] E. Tipsuwannakul, M. Galili, M. Bougioukos, Maria Spyropoulou, J. Seoane, B. Zsigri, C. Peucheret, C. Lundström, G.-Wei Lu, P. O. Hedekvist, Ch. Kouloumentas, Hercules Avramopoulos, C. Ware, D. Erasme, Peter A Andrekson, "0.87 Tbit/s 160 Gbaud Dual-Polarization D8PSK OTDM Transmission over 110 km," ECOC 2010, paper We.6.C.4, Turin Italy, 20-24 September 2010.

[2] J. Lazaro, J. Fabrega, Ch. Kouloumentas, J. Prat, "Enhancing Dynamic Student Learning by Teamwork in Innovative Projects at an Erasmus Mundus Master Subject Adapted to the EHEA (EEES)," International Congress of University Teaching and Innovation (CIDUI '10), Barcelona Spain, June 30-July 2 2010.

[3] Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, A. Maziotis, and H. Avramopoulos, "Phase-incoherent DPSK regeneration using a fiber-Sagnac interferometer," OFC 2010, paper OMT5, San Diego, 21-25 March 2010.

[4] P. Zakynthinos, Ch. Kouloumentas, M. Bougioukos, P. Bakopoulos, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell and H. Avramopoulos, "Multi-format all-optical 40Gb/s regeneration using an integrated SOA-MZI," ICO Photonics, Delphi Greece, October 2009.

[5] D. Petrantonakis, C. Stamatiadis, L. Stampoulidis, P. Zakynthinos, P. Bakopoulos, E. Kehayas, Ch. Kouloumentas, R. Dekker , E. J. Klein and H. Avramopoulos A novel All-Optical Wavelength Conversion scheme using a SOA and a 2nd Order Micro-ring Resonator ROADM," ICO Photonics, Delphi, October 2009.

[6] A. Maziotis, C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, K. Vyrsokinos and N. Pleros Dual-User Wireless Heterogeneous Services over a Single Optical Carrier using Optical Frequency Multiplication," LEOS Annual Meeting Conference 2009 IEEE, Antalya Turkey, 4-8 Oct. 2009 pp. 691-692.

[7] K. Vyrsokinos, L. Stampoulidis, Z. Sheng, E. Kehayas, P. Bakopoulos, D. Petrantonakis, C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, P. Zakynthinos, R. Dekker, E.J.

Klein, D.V. Thourhout, M.T. Korthorst, H. Avramopoulos, "High-order micro-ring resonator assisted wavelength converters for scalable and power efficient photonic routers," ECOC 2009, paper P2.08, Vienna Austria, 20-24 September 2009.

[8] P. Bakopoulos, P. Zakynthinos , E. Kehayas, L. Stampoulidis, F. Fresi, C. Porzi, N. Calabretta, Ch. Kouloumentas, D. Petrantonakis, A. Maziotis, C. Stamatiadis, D. Apostolopoulos, M. Guina, D. Klonidis, L. Potì, E. Tangdiongga, A. Poustie, G. Maxwell, I. Tomkos, A. Bogoni, H.J.S. Dorren and H. Avramopoulos, "160 Gb/s All-Optical Contention Resolution with Prioritization using Integrated Photonic Components," ECOC 2009, paper 6.3.5, Vienna Austria, 20-24 September, 2009.

[9] K. Vyrsokinos, L. Stampoulidis, Z. Sheng, E. Kehayas, P. Bakopoulos, D. Petrantonakis, C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, P. Zakynthinos, R. Dekker, E.J. Klein, D.V. Thourhout, M.T. Korthorst, H. Avramopoulos, "High-order micro-ring resonator assisted wavelength converters for scalable and power efficient photonic routers," ECOC 2009, paper P2.08, Vienna Austria, 20-24 September 2009.

[10] J. Leuthold, R. Bonk, P. Vorreau, S. Sygletos, D. Hillerkuss, W. Freude, G. Zarris, D. Simeonidou, Ch. Kouloumentas, M. Spyropoulou, I. Tomkos, F. Parmigiani, P. Petropoulos, D.J. Richardson, R. Weerasuriya, S. Ibrahim, A.D. Ellis, C. Meuer, D. Bimberg, R. Morais, P. Monteiro, S. Ben Ezra, S. Tsadka, "An all-optical grooming switch with regenerative capabilities," ICTON 2009, paper We.A3.4, Azores Portugal, June 28-July 2 2009.

[11] C. Stamatiadis, Ch. Kouloumentas, P. Zakynthinos, and H. Avramopoulos**,** "Rep Rate Multiplication of Pseudo-Random Bit Sequences," OFC 2009, paper OThF1, San Diego USA, March 2009.

[12] C. Stamatiadis, D. Petrantonakis, P. Bakopoulos, E. Kehayas, P. Zakynthinos, Ch. Kouloumentas, L. Stampoulidis, R. Dekker, E. J. Klein and H. Avramopoulos, "First Demonstration of WDM-enabled All-Optical Wavelength Conversion with a SOA and a 2nd Order Microring Resonator ROADM," OFC 2009, paper PDPA8, San Diego USA, March 2009.

[13] P. Petropoulos, L. Provost, F. Parmigiani, Ch. Kouloumentas, C. Finot, K. Mukasa, P. Vorreau, I. Tomkos, S. Sygletos, W. Freude, J. Leuthold, A.D. Ellis, D.J. Richardson, "Simultaneous 2R regeneration of WDM signals in a single optical fibre," IEEE Winter Topical Meeting Series, Innsbruck Austria, 12-14 January 2009, pp. 252-253.

[14] P. Vorreau, Ch. Kouloumentas, L. Provost, I. Tomkos, W. Freude, J. Leuthold, "Simultaneous processing of 43 Gb/s WDM channels by a fiber-based dispersion-managed 2R regenerator," ECOC 2008, paper Th.1.B.3, Brussels Belgium, 21-25 September 2008.

[15] L. Provost, Ch. Kouloumentas, F. Parmigiani, S. Tsolakidis, I. Tomkos, P. Petropoulos, D. J. Richardson, "Experimental Investigation of a Dispersion-Managed Multi-Channel 2R Optical Regenerator," OFC 2008*,* paper OThJ3, San Diego USA, 25-28 February 2008.

[16] Ch. Kouloumentas, N. Pleros, P. Zakynthinos, D. Petrantonakis, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, A. Tzanakaki, H. Avramopoulos, I. Tomkos, "Packet clock recovery at 40 Gb/s and beyond, using a Fabry-Perot filter and an optical power

limiter based on a bismuth oxide fiber," CLEO Europe 2007, paper CI7-4-THU, Munich Germany, 17-22 Jun 2007.