



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

Αμιγώς Οπτική Επεξεργασία Δεδομένων σε Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Κωνσταντίνος Χ. Βυρσωκινός

Αθήνα, Μάιος 2007



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

Αμιγώς Οπτική Επεξεργασία Δεδομένων σε Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Κωνσταντίνος Χ. Βυρσωκινός

Συμβουλευτική Επιτροπή : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Νικόλαος Ουζούνογλου
Ιάκωβος Βενιέρης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 8^η Μαΐου 2007.

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

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

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Χιτζανίδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Βλάχος
Επικ. Καθηγητής Παν. Πατρών
Αθήνα, Μάϊος 2007

.....
Ι. Βενιέρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.
.....
Ε. Βαρβαρίγος
Καθηγητής Παν. Πατρών

.....
Κωνσταντίνος Χ. Βυρσωκινός

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

Copyright © Κωνσταντίνος Χ. Βυρσωκινός, 2007.

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.

“All science is either physics or stamp collecting.”

Ernest Rutherford (1871 - 1937), in J. B. Birks "Rutherford at Manchester" (1962)

“I am among those who think that science has great beauty. A scientist in his laboratory is not only a technician: he is also a child placed before natural phenomena which impress him like a fairy tale.”

Marie Curie (1867 - 1934)

“In the beginning there was nothing. God said, 'Let there be light!' And there was light. There was still nothing, but you could see it a whole lot better.”

Ellen DeGeneres

*Στους γονείς μου Κατερίνα και Χρήστο,
στα αδέρφια μου Χριστίνα και Σάκη,
και στο μικρό Χρήστο*

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η υιοθέτηση των δικτύων δεύτερης γενιάς από τους σύγχρονους τηλεπικοινωνιακούς φορείς ενώ κατάφερε να μειώσει σημαντικά τον αριθμό των οπτικό-ηλεκτρονικό-οπτικών (O-E-O) μετατροπών στο δίκτυο, εν τούτοις επέφερε και σημαντικά μειονεκτήματα. Το γεγονός ότι η μεταγωγή της πληροφορίας πραγματοποιείται σε επίπεδο μήκος κύματος (λ), όπως επίσης και ότι για την αύξηση της χωρητικότητας των δικτύων χρησιμοποιείται ένας ολοένα αυξανόμενος αριθμός μηκών κύματος, έχει ως αποτέλεσμα την μεγάλη αναποτελεσματικότητα στη χρήση του παρεχομένου εύρους ζώνης και την μεγάλη ανάγκη για εποπτεία και έλεγχο του δικτύου αντίστοιχα.

Οι παραπάνω επισημάνσεις αποτέλεσαν και το έναυσμα για την ερευνητική περιοχή στην οποία εστιάζεται η διατριβή αυτή, η οποία παρουσιάζει κυκλώματα ψηφιακής επεξεργασίας δεδομένων για μελλοντικά αμιγώς οπτικά δίκτυα. Τα κυκλώματα αυτά είναι ένα συμβολόμετρο NOLM (Non Linear Optical Loop Mirror) πολλαπλών λειτουργιών που επιδεικνύεται ως μη γραμμικός συμπίεστης σολιτονίων, ένας 2x2 Διακόπτη που βασίζεται σε μια οπτική πύλη Mach Zehnder και ένα Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων που αποτελείται από δύο οπτικές πύλες Mach Zehnder σειριακά συνδεδεμένες μεταξύ τους.

Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του συμβολομέτρου NOLM που παρουσιάζεται στη διατριβή αυτή αφορά το σχεδιασμό του καθώς επιτυγχάνει σταθερή ισχύ στις δύο θύρες εξόδου του, ανεξάρτητα από τις περιβαλλοντικές συνθήκες που μεταβάλλουν την πολωτική κατάσταση των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων. Η πολωτική αναισθησία οφείλεται στην εισαγωγή ενός στροφέα πόλωσης Faraday (Faraday Rotator Mirror) μέσα στο βρόγχο του συμβολόμετρου. Έτσι στην αρχή παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας της τροποποιημένης έκδοσης του NOLM, έπειτα αναφέρονται οι προσομοιώσεις που έλαβαν χώρα ώστε να ληφθούν κάποια πρώτα αποτελέσματα και να βελτιστοποιηθεί ο σχεδιασμός του. Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την υλοποίηση και πειραματική εξέταση της διάταξης και συγκρίνονται με αυτά των προσομοιώσεων. Η πολωτική αναισθησία επιβεβαιώνεται με περαιτέρω πειραματικά αποτελέσματα τα οποία και αντιπαρατίθενται με αυτά ενός συμβατικού NOLM. Στο τέλος της διατριβής προτείνονται και τρόποι βελτιστοποίησης του κυκλώματος με τη χρήση ιών φωτονικών κρυστάλλων (Photonic Crystal Fiber)

Η προτεινόμενη τροποποιημένη έκδοση του NOLM μπορεί με κατάλληλο σχεδιασμό να χρησιμοποιηθεί για μια πλειάδα εφαρμογών π.χ διακόπτης, φίλτρο, κ.α αλλά για την κάλυψη των αναγκών του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών (Ε.Φ.Ε.) επιδείχθηκε ως μη γραμμικός συμπίεστης σολιτονίων. Έτσι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί όπως είναι ως συμπληρωματικό υποσύστημα σε ήδη υπάρχοντες πομπούς για την αναβάθμιση του ρυθμού επανάλιψης με τον οποίο εκπέμπουν παλμούς οι οποίοι πρέπει να είναι μορφής επιστροφής στο μηδέν (Return to Zero-RZ). Πρέπει να σημειωθεί ότι το προτεινόμενο NOLM δεν λειτουργεί με παλμούς μορφής μη επιστροφής στο μηδέν (Non Return to Zero-RZ). Η επίδραση από μια τέτοια αναβάθμιση

είναι ότι χρειάζεται ένας μικρότερος αριθμός μηκών κύματος (καναλιών) για την παροχή της ίδιας χωρητικότητας, το οποίο σημαίνει απλούστερα δίκτυα και άρα μικρότερη ανάγκη για εποπτεία και έλεγχο.

Στη συνέχεια η διατριβή ασχολείται με τους Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού (Semiconductor Optical Amplifiers-SOAs), οι οποίοι υπερτερούν σε πολλά σημεία έναντι των ινών υψηλής μη γραμμικότητας, όπως αυτή που χρησιμοποιήθηκε στο NOLM, για εφαρμογές αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος. Οι ενισχυτές αυτοί αποτελούν το βασικό στοιχείο των συμβολομέτρων Mach Zehnder (MZIs) που αποτελούν τις ψηφιακές πύλες του 2x2 Διακόπτη και του Κυκλώματος Ρολογιού και Δεδομένων. Τα μακροσκοπικά χαρακτηριστικά των SOAs είναι αυτά που επηρεάζουν και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των MZIs. Έτσι παρουσιάζεται η προσπάθεια που έγινε για την εύρεση παραμέτρων σε ένα εμπορικά διαθέσιμο πρόγραμμα προσομοιώσεων οπτικών στοιχείων (Virtual Photonics-VPI) και μεταξύ αυτών και SOAs. Ο στόχος ήταν η ομάδα παραμέτρων να διαμορφώνει το μοντέλο του SOA έτσι ώστε η μακροσκοπική συμπεριφορά αυτού να περιγράφει όσο το δυνατόν πλησιέστερα αυτή των SOAs που έχει στην κατοχή του Ε.Φ.Ε., για μια πλειάδα διαφορετικών συνθηκών λειτουργίας. Με το εργαλείο αυτό διαθέσιμο έγινε μια προσπάθεια να προβλεφθεί η απόδοση των δύο κυκλωμάτων (2x2 διακόπτης και κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων) σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps, για τον οποίο τα δύο υποσυστήματα δεν μπορούν να εξεταστούν εύκολα πειραματικά στο Ε.Φ.Ε. Ωστόσο, πρώτα έπρεπε να επιβεβαιωθεί ότι το μοντέλο του SOA και επομένως και του MZI λειτουργεί πολύ καλά για τα 10Gbps.

Τα πειραματικά αποτελέσματα της λειτουργίας της πύλης ως 2x2 διακόπτη σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10Gbps παρουσιάζονται έπειτα. Αυτά συγκρίνονται με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, με τα οποία ταυτίζονται, επιβεβαιώνοντας έτσι την ακρίβεια του μοντέλου και των παραμέτρων του SOA σε εφαρμογές μεταγωγής. Παίρνοντας αυτό ως βάση προσομοιώνεται η απόδοση του κυκλώματος για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40 Gbps. Τα αποτελέσματα αυτά αποτελούν το έναυσμα για συμπεράσματα ως προς τον τρόπο βελτιστοποίησης της λειτουργίας μιας πύλης MZI ως 2x2 Διακόπτη για οποιοδήποτε ρυθμό δεδομένων.

Με το ίδιο πρόγραμμα γίνεται αναπαραγωγή των πειραματικών αποτελεσμάτων του κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10 Gbps. Τα στοιχεία αυτά πιστοποιούν την ακρίβεια του μοντέλου και σε συνθήκες κορεσμού καλύπτοντας έτσι όλες τις συνθήκες λειτουργίας του SOA. Με τη βοήθεια του μοντέλου γίνεται μια πρόβλεψη για τη λειτουργία της διάταξης στα 40Gbps, στα οποία φαίνεται ότι το κύκλωμα λειτουργεί με καλύτερα αποτελέσματα. Στο τέλος παρουσιάζεται μια μελέτη η οποία εξετάζει την ικανότητα του κυκλώματος να αφαιρεί το jitter του σήματος εισόδου, παρέχοντας την έξοδο σήμα βελτιωμένης ποιότητας, υποδηλώνοντας χαρακτηριστικά 3R αναγέννησης (reamplification, reshaping, retiming).

Τα δύο αυτά κυκλώματα με την ικανότητα που έχουν να επεξεργάζονται την πληροφορία σε επίπεδο δυφίου και επομένως και σε επίπεδο πακέτου, ανεξαρτήτως μεγέθους και πρωτοκόλλου, αποτελούν ιδανικές λύσεις για τον δέκτη και τον πίνακα μεταγωγής ενός οπτικού κόμβου μελλοντικών οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων. Ένας τέτοιος κόμβος μπορεί να παρέχει σε πραγματικό χρόνο επεξεργασία των εισερχόμενων πακέτων δεδομένων, χωρίς καμία ηλεκτρονική παρέμβαση. Το αποτέλεσμα από την εγκατάσταση τέτοιων κόμβων σε ένα μελλοντικό αμιγώς οπτικό δίκτυο θα είναι η πολύ πιο αποτελεσματική χρησιμοποίηση της χωρητικότητας που υπάρχει σε ένα δίκτυο. Έτσι αποφεύγεται η ανάγκη για επενδύσεις σε

εγκατάσταση νέων καναλιών (μηκών κύματος) ώστε να καλυφθεί η ολοένα αυξανόμενη ανάγκη για παροχή μεγαλύτερου εύρους ζώνης στον τελικό χρήστη.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου, συμβολόμετρο NOLM, μη γραμμική συμπίεση σολιτονίων, στροφέας πόλωσης Faraday, οπτική επεξεργασία σήματος, οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού, μετρήσεις άντλησης καταγραφής, συμβολόμετρο Mach Zehnder, οπτική ανάκτηση ρολογιού, οπτική ανάκτηση δεδομένων, 2x2 διακόπτης, μείωση χρονικού jitter, φίλτρο Fabry Perrot, οπτική 3R αναγέννηση

ABSTRACT

The adoption of second generation networks from the telecommunication providers, although succeeded to decrease drastically the number of opto-electronic-opto (O-E-O) conversions in the network, introduced also severe drawbacks. The facts that the information is switched through the channels in a wavelength level (λ switching) and also for the increment of the capacity of the network is used a constantly rising number of wavelengths, have resulted an extensive inefficiency of the usage of the available bandwidth and a massive requirement for supervising and control of the network, respectively.

The above remarks became the basis for the research area in which this thesis is focused on and is presenting digital signal processing circuits for future optical networks. These circuits are a NOLM (Non Linear Optical Loop Mirror) interferometer, capable for multiple functions, configured and investigated here as a non linear soliton compressor, a 2x2 switch based on a single Mach Zehnder gate and a Clock and Data Recovery Circuits comprised of two optical Mach Zehnder gates in a cascaded interconnection.

The special attribute of the NOLM interferometer presented in this thesis, is related with its design as it succeeds to provide constant power at its two output ports, independent of the environmental conditions, which alter the polarization of the two counter-propagating signals. The polarization insensitivity is due to the insertion of a Faraday Rotator Mirror in the loop of the interferometer. So initially is presented the principle of operation of this modified NOLM, and then are reported the simulations which took place aiming to optimize the design and the reception of some first results. After that, the results from the implementation and experimental evaluation of the circuit are presented and compared additionally to the ones from the simulations. The polarization insensitivity of the proposed layout is demonstrated with further experimental results presented against the ones originating from a conventional NOLM. At the end of the thesis are suggested also means to optimize the circuit with the adoption of non linear Photonic Crystal Fibers in the loop.

The suggested modified layout of the NOLM can be used with suitable design for a variety of applications such as switch, filter and others. However, for the needs of Photonic Communication Research Laboratory it was demonstrated as a non linear soliton compressor. In this configuration can be used as an add-on unit to already existing transmitters to upgrade the repetition rate in which they can emit Return to Zero format (RZ) pulses. It should be mentioned that the proposed NOLM scheme cannot be used with Non Return to Zero format (NRZ) pulses. The impact from such an upgrade is that a fewer number of wavelengths are required for the provision of the same capacity and resulting thus simpler networks. It is obvious that these networks involve less need for control and supervision from the operators' perspective.

After that the thesis is focused in Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs), which outclass in many areas highly non linear fibers such as the one used in the NOLM above, in application related to all optical signal processing. These amplifiers are the fundamental elements of Mach Zehnder Interferometers (MZIs), which are regarded as the digital gates of the 2x2 switch and the Clock and Data Recovery Circuit (CDR). The macroscopic characteristics of the SOAs are the ones which determine the operational characteristics of the MZIs. So it is presented the effort that took place for discovering a set of parameters in a commercially available program (Virtual Photonics-VPI), capable of simulating variable photonic elements and among them, SOAs. The target was the set of parameters to configure the SOA model so as to describe macroscopically as closer as possible, the characteristics of the SOAs that PCRL owns, in a variety of operational conditions. With this tool available it was made an effort to predict the performance of the two circuits (2x2 switch and CDR) at 40Gbps bit rate, for which the two subsystems could not be easily tested at PCRL. However, firstly it had to be confirmed that the SOA and thus the MZI model functions very well for the bit rate of 10Gbps.

The experimental results from the operation of the gate as a 2x2 switch at 10Gbps bit rate are presented next. These are compared with the results from the simulations and agree totally, confirming in this way the accuracy of the model and the set of the parameters of the SOA for switching applications (small gain regime). Based on these results it is simulated the circuit for 40Gbps bit rate and its performance is evaluated. All these results provide enough information so as to suggest optimization methods for operation of the MZIs as 2x2 switches at any bit rate.

With the same program are reproduced also the experimental results of the Clock and Data Recovery Circuit at 10Gbps bit rate. These data certify the accuracy of the SOA model and in saturation conditions, addressing thus all possible operation conditions. The model is helpful so as predict the performance of the circuit at 40Gbps, in which bit rate it seems to operate better. Finally it is presented a simulation study, which examines the capability of the CDR subsystem to remove jitter from the incoming pulse train, providing at the output signal with better quality, indicating 3R (reamplification, reshaping, retiming) regeneration attributes.

The intrinsic capability of these two circuits to process the information in a bit level and thus in packet level, independent of the size and the protocol of the packets, render both circuits as ideal solutions for the receiver and the switching matrix of an optical node of future packet switched optical networks. Such a node can provide on the fly process of the incoming optical packets without any o-e-o conversion or electronic interference. The outcome from the installations of these nodes will be the efficient usage of the available capacity in a network, eliminating in this way the need for investing in new channels so as to cover the growing demand for provision of higher bandwidth to the end user.

KEY WORDS

Optical packet switched networks, NOLM interferometer, non linear soliton compression, Faraday rotator mirror, optical signal processing, semiconductor optical amplifier, pump probe measurements, Mach Zehnder interferometer, optical clock recovery, optical data recovery, 2x2 switch, timing jitter reduction, Fabry Perot filter, optical 3R regeneration

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η εκπόνηση της παρούσης διατριβής έλαβε χώρα κατά την περίοδο 2002-2006 στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου υπό την επίβλεψη του Αναπληρωτή Καθηγητή και Διευθυντή του Εργαστηρίου κ. Ηρακλή Αβραμόπουλου.

Πρώτα από όλους θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Αβραμόπουλο για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε και την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ στην Ελλάδα με μια ερευνητική περιοχή που πάντα με συνάρπαζε από τις προπτυχιακές μου σπουδές. Η καθοδήγηση του μέσω της τεράστιας εμπειρίας του και των γνώσεων του, ήταν πάντοτε σημαντικός αρωγός για την αντιμετώπιση των οποιωνδήποτε προβλημάτων παρουσιάστηκαν στη διάρκεια της διατριβής. Η ατελειώτη δουλειά και η επιμονή για την επίτευξη του στόχου είναι στοιχεία που διδάχτηκα και που αποτελούν πλέον σημαντικά στοιχεία του χαρακτήρα μου.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω και όλους τους ανθρώπους (άλλοι νυν διδάκτορες και άλλοι ακόμα υποψήφιοι) με τους οποίους συνεργάστηκα καθ'όλη τη διάρκεια του ερευνητικού έργου. Έτσι ξεκινώντας κατά σειρά αρχαιότητας οι Δρ. Γιώργος Θεοφιλόπουλος, Χρήστος Μπίντζας και Μάριος Καλύβας ήταν οι άνθρωποι που με έβαλαν στο κλίμα του εργαστηρίου, ενώ οι Δρ. Νίκος Πλέρος και Κων/νος Γιαννόπουλος ήταν οι συνεργάτες μου με τους οποίους διεξήγαγα τα πρώτα μου πειράματα και τους οποίους ευχαριστώ θερμά για όλο το χρόνο που μου αφιέρωσαν εξηγώντας όλες τις απορίες μου. Στην επόμενη γενιά ερευνητών, τους κ. Λεοντή Σταμπουλίδη, Γιώργο Κανέλλο, Δημήτρη Τσιώκο και Ευστράτιο Κεχαγιά που ξεκίνησαν την διδακτορική τους διατριβή την ίδια χρονική περίοδο, τους εύχομαι σύντομα και αυτούς να ολοκληρώσουν την διδακτορική τους διατριβή. Στα νεώτερα μέλη του εργαστηρίου, τους κ. Δημήτρη Αποστολόπουλο, Δημήτρη Πετραντωνάκη, Παναγιώτη Ζακυνθινό και κα. Όλγα Ζουραράκη τους εύχομαι καλή συνέχεια και αντοχή στο δύσκολο έργο που τους περιμένει, καθώς τα πειράματα που πρέπει να φέρουν εις πέρας στο εγγύς μέλλον είναι πολλά και δύσκολα.

Θα ήθελα ακόμα να αναφέρω και τους προπτυχιακούς φοιτητές τους οποίους είχα την τιμή να κάνω επίβλεψη της διπλωματικής τους εργασίας. Κατά χρονολογική σειρά με την οποία συνεργάστηκα αυτοί είναι οι κ. Γιάννης Κατσίκας, Άρης Περπερής, Δημήτρης Νταντής, Γιάννης Κραμπής, Γιώργος Πιτσιλαδής και κα. Μόνικα Ξενικού. Με όλους αυτούς ασχολήθηκα με σημαντικά ερευνητικά προβλήματα μέσω προσομοιώσεων και προέκυψαν πολλά και σημαντικά αποτελέσματα. Παρόλο που το μεγαλύτερο μέρος των αποτελεσμάτων αυτών δεν παρουσιάζεται σε αυτήν εδώ την διατριβή, εν τούτοις οι γνώσεις που αποκόμισα από τις συνεργασίες αυτές τόσο επιστημονικές όσο και διδακτικές ήταν πάρα πολλές και θα ήθελα να τους ευχαριστήσω όλους για την επιλογή τους να εμπιστευτούν την διπλωματική τους εργασία σε μένα.

Από τον εξωεργαστηριακό κύκλο θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Johny και την οικογένεια του για την βοήθεια που απλόχερα μου πρόσφεραν όταν τους χρειάστηκα.

Ακόμα θα ήθελα να ευχαριστήσω και τον Διαδικτυακό ραδιοφωνικό σταθμό <http://cyberjamz.com/> για την συντροφιά που μου πρόσφερε τις ατελείωτες ώρες των προσομιώσεων και καθ' όλη τη διάρκεια συγγραφής της διατριβής αυτής.

Τέλος η διδακτορική αυτή διατριβή δεν θα μπορούσε να ολοκληρωθεί με κανέναν τρόπο χωρίς την υλική, ηθική αλλά και ψυχολογική υποστήριξη των γονιών μου Κατερινάς και Χρήστου, της αδερφής μου Χριστίνας και του αδερφού μου Σάκη. Η ενθάρυνση της μητέρας μου καθ' όλη τη διάρκεια του ερευνητικού αλλά και συγγραφικού έργου της διατριβής, ιδίως στα σημεία που η απογοήτευση ή η κούραση ήταν έντονη, ήταν καθοριστικής σημασίας για να συνεχίσω την προσπάθεια μου. Ένα μεγάλο ευχαριστώ και στον μικρό Χριστάκη που ήρθε πρόσφατα στον κόσμο και ο οποίος παρόλο που νομίζει ότι είμαι ο «κακός» θείος, εγώ τον αγαπώ πάρα πολύ.

Τα παραπάνω γράφτηκαν στις 5 Ιουνίου του 2006 οπότε και ολοκληρώθηκε η συγγραφή της διατριβής. Οι στρατιωτικές όμως υποχρεώσεις σε συνδυασμό με την κατάληψη της σχολής ΗΜΜΥ του Ε.Μ.Π δεν μου έχουν επιτρέψει να παρουσιάσω τα αποτελέσματα της διατριβής μέχρι και τον Μάιο του 2007.

Κωνσταντίνος Χ. Βυρσωκινός

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	5
ABSTRACT	9
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	17
1.1 ΑΥΞΗΣΗ ΚΙΝΗΣΗΣ ΣΤΑ ΠΑΓΚΟΣΜΙΑ ΔΙΚΤΥΑ	17
1.2 ΔΙΕΙΣΔΥΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΩΝ ΣΥΝΔΕΣΕΩΝ	18
1.3 ΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΚΑΙ ΤΑΣΕΙΣ ΣΤΗΝ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΤΕΛΙΚΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ	20
1.4 ΕΞΕΛΙΞΗΣ ΤΗΣ ΔΟΜΗΣ ΤΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ	22
1.4.1 <i>Οπτικά Δίκτυα Πρώτης Γενιάς</i>	22
1.4.2 <i>Οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς</i>	25
1.5 ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΚΕΤΟΥ	29
1.6 ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΟΠΤΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΚΕΤΩΝ	31
1.7 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ 40Gb/s/ΚΑΝΑΛΙ	33
1.8 ΚΙΝΗΤΡΑ ΚΑΙ ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ	35
1.9 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ	37
1.10 ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	41
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	45
2.1 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΣΥΜΠΙΕΣΗΣ	45
2.1.1 <i>Επίδραση Αυτοδιαμόρφωση Φάσης κατά τη διάδοση παλμού μορφής Gauss σε μη γραμμικό μέσο</i>	45
2.1.2 <i>Επίδραση του φαινομένου της διασποράς ταχύτητας ομάδας</i>	49
2.1.3 <i>Διασπορά ανώτερης τάξης</i>	51
2.2 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΟΥ NOLM	52
2.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ NOLM ΩΣ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ	57
2.4 ΤΟ ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΟ NOLM ΩΣ ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ	60
2.5 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ NOLM	63
2.6 ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΟΛΩΣΗΣ FARADAY	65
2.6.1 <i>Επεξήγηση λειτουργίας FRM με προσπίπτον σήμα το οποίο βρίσκεται σε δύο κάθετες πολώσεις</i>	66
2.6.2 <i>Απόδειξη αναίρεσης της διπλοθλαστικότητας οπτικών ινών με τη χρήση FRM</i>	68
2.6.3 <i>Απόδειξη ορθογωνιότητας της πολωτικής κατάστασης μεταξύ σημάτων εισόδου και εξόδου στον FRM</i>	69
2.7 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ NOLM ΠΟΥ ΥΛΟΠΟΙΗΘΗΚΕ ΣΤΟ Ε.Φ.Ε	69
2.8 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΗΣ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΙΝΑΣ	72
2.9 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΣΥΜΠΙΕΣΤΗ	74
2.10 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	75
2.10.1 <i>Διάδοση μέσω DSF 1 στον πάνω κλάδο</i>	76
2.10.2 <i>Διάδοση μέσω DSF 1 στον κάτω κλάδο</i>	77
2.10.3 <i>Διάδοση μέσω SMF στον πάνω κλάδο (πρώτο στάδιο συμπίεσης)</i>	79

2.10.4	Διάδοση μέσω SMF στον κάτω κλάδο (πρώτο στάδιο συμπίεσης).....	80
2.10.5	Διάδοση μέσω DSF 2 στον πάνω κλάδο.....	82
2.10.6	Διάδοση μέσω DSF 2 στον κάτω κλάδο.....	83
2.10.7	Παλμός στη θύρα μετάδοσης πριν από τη διάδοση μέσω της SMF εξόδου.....	85
2.10.8	Παλμός στη θύρα μετάδοσης μετά από τη διάδοση μέσω της SMF εξόδου.....	86
2.10.9	Παλμός στη θύρα ανάκλασης.....	89
2.11	ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ.....	91
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....		95
3.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	95
3.2	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΣΥΜΠΙΕΣΤΗ.....	95
3.3	ΡΥΘΜΙΣΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.....	97
3.4	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ.....	99
3.4.1	Έξοδος Ενισχυτή Ερβίου.....	100
3.4.2	Είσοδος στη Μη γραμμική ίνα DSF.....	100
3.4.3	Πρώτο πέρασμα από τη DSF ίνα.....	102
3.4.4	Πρώτο στάδιο συμπίεσης.....	104
3.4.5	Δεύτερο πέρασμα από τη DSF ίνα.....	106
3.4.6	Θύρα Ανάκλασης.....	108
3.4.7	Θύρα Μετάδοσης.....	108
3.5	ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΛΩΤΙΚΗΣ ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑΣ ΤΗΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.....	112
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....		117
4.1	ΟΠΤΙΚΗ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΣΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥΣ.....	117
4.2	ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΟ MACH-ZEHNDER.....	119
4.3	ΟΙ SOAs ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΟΥΣ ΑΛΛΟΥΣ ΟΠΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ.....	123
4.4	ΥΛΙΚΟ ΤΟΥ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	124
4.5	Η ΑΝΑΓΚΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	125
4.6	Η ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	127
4.7	ΜΕΘΟΔΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΟΥ SOA ΣΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ VPI.....	129
4.8	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ SOAs ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ.....	130
4.9	ΔΟΜΗ ΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ ΤΗΣ CIP.....	131
4.10	ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	135
4.11	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΕΡΔΟΥΣ ΟΠΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	136
4.12	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΘΟΡΥΒΟΥ ΑΥΘΟΡΜΗΤΗΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ.....	139
4.13	ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΟΥ ΔΕΙΚΤΗ ΔΙΑΘΛΑΣΗΣ ΣΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	140
4.14	ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΗΣ ΦΑΣΗΣ ΣΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	142
4.15	ΔΥΝΑΜΙΚΕΣ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΕΣ ΣΤΟΥΣ ΟΠΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	144
4.16	ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ.....	148
4.16.1	Καμπύλες Κέρδους.....	148
4.16.2	Χρονική απόκριση του Κέρδους.....	150
4.17	ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ.....	157
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....		163
5.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	163
5.2	ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ 2x2 ΜΕ ΜΙΑ ΠΥΛΗ SOA-MZI.....	164
5.2.1	Προβλήματα λειτουργίας του SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτη.....	165

5.2.2	Πειραματική Υλοποίηση του 2x2 Διακόπτη	167
5.2.3	Προσομοίωση του MZI ως 2x2 Διακόπτη στα 10 Gbps.....	170
5.2.4	Προσομοίωση του MZI ως 2x2 Διακόπτη στα 40 Gbps.....	174
5.3	ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΝΑΚΤΗΣΗΣ ΡΟΛΟΓΙΟΥ ΚΑΙ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ	180
5.3.1	Αρχή λειτουργίας Κυκλώματος APΔ	181
5.3.2	Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού	181
5.3.3	Πειραματική Υλοποίηση του Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων στα 10 Gbps	183
5.3.4	Πειραματικά Αποτελέσματα από την Υλοποίηση του Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων	183
5.3.5	Προσομοίωση Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων στα 10Gbps	186
5.3.6	Μείωση του Χρονικού Jitter από το Κύκλωμα APΔ	194
5.3.7	Λειτουργία του Κυκλώματος APΔ με Πακέτα Δεδομένων σε ρυθμό μετάδοσης 10Gbps	201
5.3.8	Προσομοίωση Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων στα 40Gbps	209
5.3.9	Λειτουργία του Κυκλώματος APΔ με Πακέτα Δεδομένων σε ρυθμό μετάδοσης 40Gbps	222
5.4	ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	229
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.....		231
6.1	ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ	231
6.2	ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ.....	232
6.2.1	Πολωτικά Αναίσθητο Συμβολόμετρο NOLM.....	232
6.2.2	Εύρεση Παραμέτρων για το Μοντέλο του Οπτικού Ημιαγωγίμου Ενισχυτή (SOA) και Χαρακτηρισμός του.....	234
6.2.3	Προσομοίωση Πύλης SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτης	237
6.2.4	Προσομοίωση Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων.....	240
6.3	ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΕΡΕΥΝΑ	243
6.3.1	Κύκλωμα Συμπιεστή	243
6.3.2	2x2 Διακόπτης και Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων	244
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α		247
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β.....		248

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

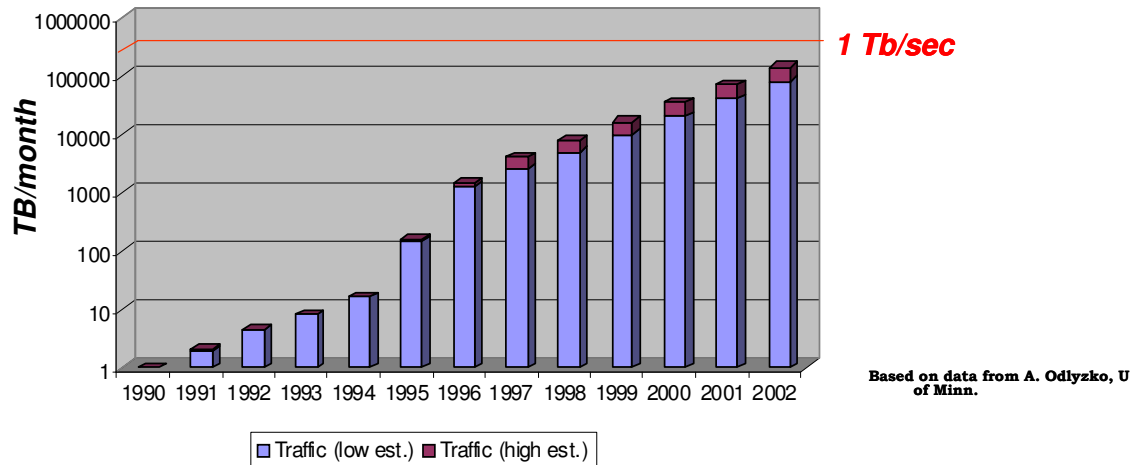
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 *Αύξηση Κίνησης στα Παγκόσμια Δίκτυα*

Η εποχή, την οποία διανύουμε, έχει χαρακτηριστεί δικαίως από πολλούς ως η εποχή της πληροφορίας, καθώς καθημερινά η ανθρωπότητα κατακλύζεται από πληθώρα πληροφορίας σε διάφορες μορφές (Internet, τηλεόραση, τηλεφωνία κ.α.). Είναι γεγονός, επίσης, ότι η τάση της ανθρωπότητας για συνεχή πληροφόρηση αυξάνει σε καθημερινή βάση, καθιστώντας έντονη την ανάγκη για περισσότερη χωρητικότητα στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Αυτός είναι και ο βασικότερος λόγος για τις ραγδαίες αλλαγές, που συμβαίνουν στην βιομηχανία των τηλεπικοινωνιών, καθώς η ανάγκη αυτή συντελεί στη συνεχή ανάπτυξη νέων τεχνολογιών και στην κατασκευή δικτύων με πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Οι σημαντικότεροι παράγοντες, που έχουν συντελέσει στη συνεχή αναζωογόνηση αυτής της ανάγκης, είναι [1.1]:

- Η εκπληκτική ανάπτυξη του Διαδικτύου (Internet) και του Παγκόσμιου Ιστού (World Wide Web) αναφορικά με τον αριθμό των χρηστών, αλλά κυρίως με το χρόνο χρήσης και κατ' επέκταση το εύρος ζώνης για τον καθένα από αυτούς.
- Η αυξανόμενη ανάπτυξη τεχνολογιών ευρυζωνικής πρόσβασης, όπως για παράδειγμα η ψηφιακή συνδρομητική γραμμή (Digital Subscriber Line-DSL) και τα καλωδιακά modem [1.2], τα οποία μπορούν να προσφέρουν εύρος ζώνης της τάξης των μερικών Mb/s ανά χρήστη.
- Η συνεχής δικτύωση επιχειρήσεων με γραμμές μεταφοράς πολύ υψηλών ταχυτήτων. Τα δίκτυα αυτά χρησιμοποιούνται ευρέως είτε για εσωτερική αλληλοσύνδεση των διαφόρων τμημάτων της επιχείρησης, είτε για επικοινωνία διαφορετικών επιχειρήσεων μεταξύ τους.
- Η μείωση του κόστους παροχής εύρους ζώνης. Η μείωση αυτή είναι αποτέλεσμα αφενός της προόδου των τηλεπικοινωνιών, και αφετέρου της κατάργησης του μονοπωλίου μεμονωμένων παροχών υπηρεσιών (service providers), ως αποτέλεσμα της απελευθέρωσης του χώρου.
- Οι αλλαγές στον τύπο της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, καθώς τα τελευταία χρόνια τα δίκτυα κατακλύζονται από πληροφορίες δεδομένων. Μεγάλες τηλεπικοινωνιακές εταιρίες, όπως η MCI WorldCom και η AT&T αναφέρουν ετήσια αύξηση στη μετάδοση δεδομένων 1000% και 300%, αντίστοιχα.

Χαρακτηριστικό της αυξανόμενης ανάγκης για περισσότερη χωρητικότητα των δικτύων είναι το γράφημα της Εικ. 1.1, το οποίο δείχνει την τηλεπικοινωνιακή κίνηση στο Διαδίκτυο κατά τα τελευταία 12 χρόνια, σύμφωνα με το μέσο όρο των εκτιμήσεων ερευνητών του Πανεπιστημίου της Μινεσότα για το Δεκέμβριο κάθε έτους [1.3]:



Σχήμα 1.1: Η συνολική καταγραφή της τηλεπικοινωνιακής κίνησης στο Διαδίκτυο για την τελευταία δεκαετία. ([1.3]).

Από την Εικ. 1.1. φαίνεται ότι η κίνηση στο Διαδίκτυο διπλασιάζεται περίπου κάθε χρόνο και σύμφωνα με τα νούμερα που δίνονται, η προβλεπόμενη κίνηση ανά δευτερόλεπτο το 2012 θα είναι κοντά στο 1 Pbps. Η μεγάλη αυτή αύξηση της κίνησης παγκοσμίως που παρουσιάζεται στην Εικ. 1.1 οφείλεται κυρίως στην αύξηση της κίνησης δεδομένων στα δίκτυα που είναι κοντά στον τελικό χρήστη και τα οποία ονομάζονται δίκτυα πρόσβασης. Υπολογισμοί δείχνουν ότι η κίνηση στα δίκτυα αυτά αυξάνεται κατά:

- Ασία: 100%, αλλά Ιαπωνία: 150%
- Ευρώπη: 100%
- Η.Π.Α.: 70%

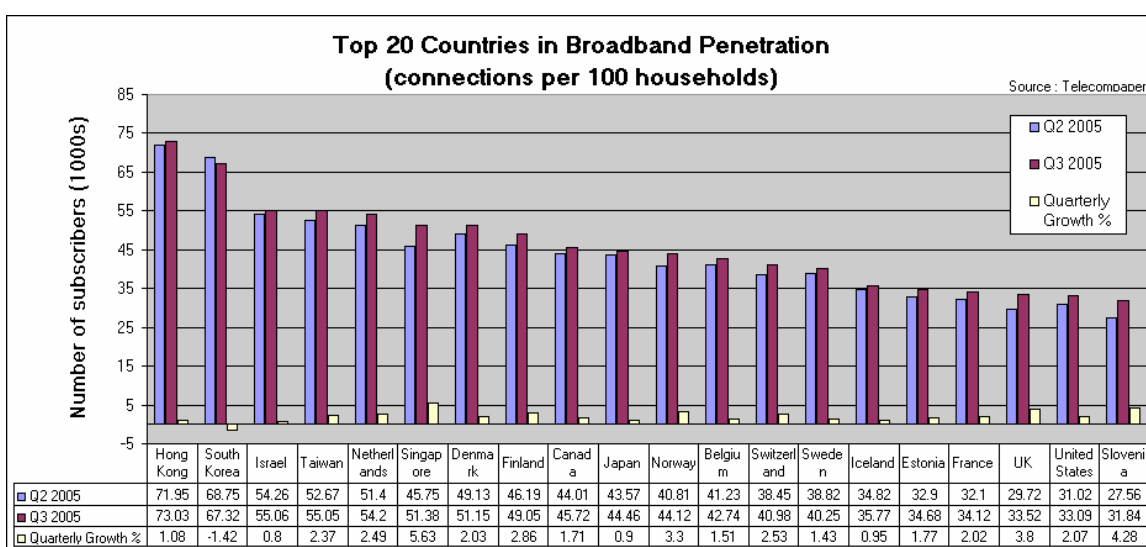
Η κάλυψη της ανάγκης αυτής, δηλαδή η συνεχής αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης αποτελεί και ο βασικότερος λόγος για τον οποίο οι τεχνολογικές εξελίξεις έχουν οδηγηθεί στην ανάπτυξη οπτικών δικτύων υψηλής χωρητικότητας, καθώς οι οπτικές ίνες παρουσιάζουν τεράστιο εύρος ζώνης συγκριτικά με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Πιο συγκεκριμένα, το διαθέσιμο φασματικό εύρος ζώνης των οπτικών ινών γύρω από την φασματική περιοχή του 1.5 μm είναι της τάξης των ~25THz, δηλαδή περίπου 1000 φορές μεγαλύτερο από ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων [1.1], [1.4]-[1.6].

1.2 Διείσδυση ευρυζωνικών συνδέσεων

Στην προηγούμενη παράγραφο φάνηκε ότι η μεγάλη αύξηση της κίνησης στα δίκτυα πρόσβασης αποτελεί πραγματικό καταλύτη για την εξέλιξη της μορφής των τηλεπικοινωνιακών δικτύων παγκοσμίως. Ο κύριος λόγος που παρατηρούνται τα στοιχεία της Εικ. 1.1 είναι η μεγάλη αύξηση της ζήτησης για ευρυζωνικές συνδέσεις από τους απλούς χρήστες αλλά

ταυτόχρονα και η επιθυμία αυτών που έχουν ήδη τέτοιες συνδέσεις για πρόσβαση σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Έτσι οι τάσεις που παρατηρούνται σε παγκόσμιο επίπεδο ως προς τη διείσδυση και τα χαρακτηριστικά των ευρυζωνικών συνδέσεων είναι:

Το *Hong Kong* σήμερα προηγείται παγκοσμίως ως προς τον αριθμό των ευρυζωνικών συνδέσεων ανά 100 νοικοκυριά όπως φαίνεται από τον πίνακα της Εικ. 1.2 [1.7]. Το ποσοστό διείσδυσης ευρυζωνικότητας στη χώρα αυτή ξεπερνά το 70%, ενώ πολύ κοντά είναι και η Νότιος Κορέα, η οποία έχει όμως πολύ μεγαλύτερο αριθμό συνδρομητών. Στο συνέδριο Optical Fiber Communication το 2004 η Νότιος Κορέα επισήμως ανακοίνωσε ότι οι τηλεπικοινωνιακοί φορείς της θα κινηθούν σε μορφή συνδέσεων στις οποίες η οπτική ίνα θα φτάνει στο σπίτι του κάθε χρήστη (Fiber To The Home-FTTH) αντικαθιστώντας το χαλκό. Το γεγονός αυτό λαμβάνει χώρα όχι για λόγους ανταγωνισμού επειδή η Ιαπωνία κινείται ήδη προς αυτή την κατεύθυνση από τα μέσα του 2001, αλλά απλώς επειδή υπάρχει πραγματική ανάγκη για την προσφορά ευρυζωνικών υπηρεσιών, όπως θα αναλυθεί στην επόμενη παράγραφο.



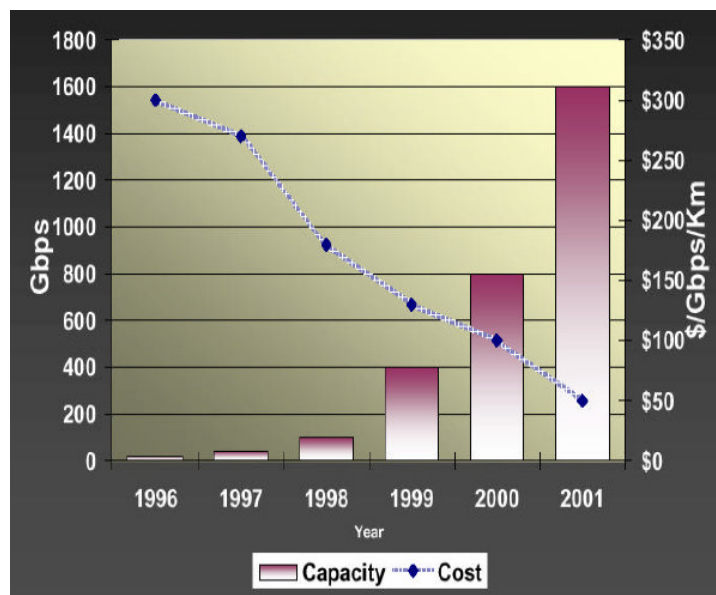
Σχήμα 1.2: Χώρες με το μεγαλύτερο αριθμό συνδρομητών με ευρυζωνική σύνδεση ανά 100 νοικοκυριά παγκοσμίως [1.7]).

Από την άλλη πλευρά ενώ η Ιαπωνία είναι 10η ως προς το ποσοστό διείσδυσης των ευρυζωνικών συνδέσεων, ηγείται παγκοσμίως στην προσφορά του φθηνότερου Δυφίου ως προς το κόστος σύνδεσης. Επίσης προηγείται και στο μεγαλύτερο εύρος ζώνης που μπορεί να έχει ένας απλός χρήστης εφόσον το επιθυμεί (1Gbps) με την τεχνολογία FTTH. Εάν και η τεχνολογία xDSL είναι ακόμα κυρίαρχη ως προς τον αριθμό των συνδέσεων (ο μεγαλύτερος αριθμός των συνδρομητών έχει σύνδεση της τάξης των 10 Mbps), η τεχνολογία FTTH διεισδύει πολύ γρήγορα καθώς προωθείται πολύ ενεργά και από την Ιαπωνική κυβέρνηση. Έτσι σύμφωνα με τα τελευταία στοιχεία της Ιαπωνικής Κυβέρνησης στο τέλος του 2005 υπήρχαν στην Ιαπωνία 4.64 εκατομμύρια συνδέσεις FTTH παρουσιάζοντας αύξηση 90% σε σχέση με ένα χρόνο πριν. Αντίθετα οι συνδέσεις xDSL ήταν 14.5 εκατομμύρια παρουσιάζοντας αύξηση μόνο 8% [1.8]. Οι παράγοντες που συνεισφέρουν στην μείωση του κόστους και ταυτόχρονα ραγδαία εξάπλωση της τεχνολογίας FTTH στην Ιαπωνία είναι:

- Η προσφορά καινούργιων φθηνών οπτικό-ηλεκτρονικών τεχνολογιών που επιτρέπει στους τηλεπικοινωνιακούς φορείς τη διάθεση πομποδεκτών για συνδέσεις FTTH σε κόστος πολύ χαμηλό σε σχέση με το πρόσφατο παρελθόν.

Έτσι οι απλοί χρήστες μπορούν να προμηθεύονται τέτοιες συνδέσεις σε τιμές ανταγωνιστικές με αυτές της τεχνολογίας xDSL. Πέρα όμως και από το κομμάτι των δικτύων πρόσβασης και στα υπόλοιπα μέρη του δικτύου (μητροπολιτικά δίκτυα και δίκτυα κόρου) το κόστος μεταφοράς ανά δυφίο μειώνεται κατά 35% τον χρόνο όπως δείχνει η Εικ. 1.3.

- Η πυκνότητα του πληθυσμού στις μεγάλες πόλεις.
- Η παρουσία πολλών χρηστών με τεχνολογία xDSL που έχει ως συνέπεια την πολύ εύκολη συμφόρηση των δικτύων πρόσβασης και τέλος
- Η δημιουργία εφαρμογών που στηρίζονται στην ανάπτυξη της τεχνολογίας τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (High Definition Television-HDTV). Η πλήρη υποστήριξη των εφαρμογών αυτών απαιτεί εύρος ζώνης πολύ περισσότερο από μερικά Mbps.



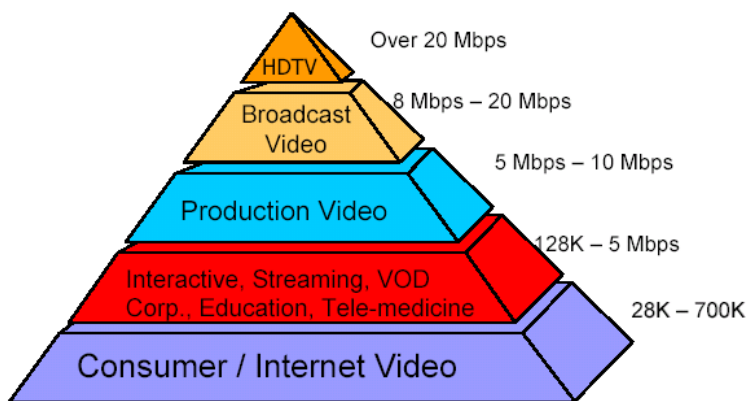
Σχήμα 1.3: Αύξηση χωρητικότητας ανά σύστημα και κόστος μεταφοράς δυφίου [1.9]).

1.3 Μορφή της κίνησης και τάσεις στην εφαρμογές των τελικών χρηστών

Στα δίκτυα πρόσβασης σήμερα δεν αυξάνει μόνο ο αριθμός των χρηστών που έχουν ευρυζωνική πρόσβαση. Οι χρήστες που έχουν ήδη τέτοιες συνδέσεις απαιτούν συνεχώς μεγαλύτερο εύρος ζώνης καθώς όπως αποδείχθηκε με το πέρασμα του χρόνου η εξέλιξη του Διαδικτύου συνοδεύεται από τη δημιουργία μιας ολοένα αυξανόμενης πλειάδας δικτυακών εφαρμογών. Η ταχύτητα σύνδεσης με το Δίκτυο ήταν ένας από τους κυριότερους παράγοντες που επηρεάζει την επιλογή των χρηστών για τις προτιμητέες εφαρμογές και επομένως και την απαίτηση τους για εύρος ζώνης.

Ενώ η αναζήτηση στον παγκόσμιο ιστός (WWW) ήταν η κυρίαρχη δικτυακή εφαρμογή κατά τη δεκαετία του 1990, η διείσδυση των ευρυζωνικών συνδέσεων στη δεκαετία που διανύουμε επέφερε ως κύρια χρήση τις εφαρμογές Peer to Peer προγραμμάτων. Έτσι σήμερα με

τα προγράμματα αυτά μπορεί να γίνει πολύ εύκολα η διακίνηση μεγάλων αρχείων μεταξύ των χρηστών όπως είναι π.χ. μουσική, εικόνες και video. Μια καινούργια εφαρμογή που αναμένεται να αποτελέσει πηγή μεγάλης κίνησης δεδομένων στο Δίκτυο στο άμεσο μέλλον είναι η αποκαλούμενη «τριπλή υπηρεσία» (Triple Service). Μέσω της υπηρεσίας αυτής είναι δυνατή η παροχή φωνής, ήχου και εικόνας σε κάθε σπίτι με μία μόνο σύνδεση. Με τον τρόπο αυτό μπορούν οι συνδρομητές να παρακολουθούν τηλεοπτικά προγράμματα κατά απαίτηση (video on demand). Όπως είναι όμως προφανές μια τέτοια υπηρεσία απαιτεί μεγάλο εύρος ζώνης που ξεπερνάει τα 20Mbps όπως φαίνεται στην Εικ. 1.4. Η είσοδος μάλιστα εμπορικά διαθέσιμων δεκτών τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (HDTV) σε προσιτές τιμές εδώ και τρία χρόνια [1.10] αυξάνει κατά πολύ το εύρος ζώνης που πρέπει να παρέχεται σε κάθε σύνδεση για την πλήρη αξιοποίηση των δεκτών αυτών. Έτσι σύμφωνα με τα παραπάνω στο σύντομο μέλλον η απαίτηση για εύρος ζώνης ανά νοικοκυριό αναμένεται να είναι ~100Mbps λαμβάνοντας υπόψιν ότι κάθε σπίτι θα έχει κατά μέσο όρο δύο δέκτες HDTV. Τέτοιο εύρος ζώνης δεν μπορεί να προσφερθεί από την τεχνολογία xDSL και για το λόγο αυτό διεισδύει με τόσο μεγάλο ρυθμό η τεχνολογία FTTH στην Ιαπωνία. Τα χαρακτηριστικά αυτά ως προς το απαιτούμενο εύρος ζώνης/σύνδεση αναμένεται να μεταφερθούν και στον υπόλοιπο κόσμο στο απώτερο μέλλον. Η Εικ. 1.4 παρουσιάζει το τυπικό εύρος ζώνης που απαιτείται ανά πιθανή εφαρμογή.



Σχήμα 1.4: Τυπικό εύρος ζώνης που απαιτείται ανά δικτυακή εφαρμογή.

Από την άλλη πλευρά η εταιρική χρήση ευρυζωνικών συνδέσεων όπως Εικονικά Ιδιωτικά Δίκτυα (Virtual Private Networks-VPN) και Εικονικά Τοπικά Δίκτυα (Virtual Local Area Networks-VLAN) αυξάνεται με διψήφια ποσοστά τα τελευταία χρόνια. Επίσης σημαντική αύξηση παρουσιάζουν και οι εφαρμογές που στηρίζονται στο Διαδίκτυο για την αποθήκευση πληροφοριών και τη μεταφορά τους μέσα από δίκτυα ευρείας περιοχής (Wide Area Network-WAN). Επομένως μπορούμε να συμπεράνουμε ότι όπως και με τους απλούς χρήστες, η απαίτηση από τους εταιρικούς για μεγαλύτερο εύρος ζώνης είναι ένας καθοριστικός παράγοντας που συμβάλει στην αύξηση της κίνησης δεδομένων στο δίκτυο συνολικά. Η Εικ. 1.5 παρουσιάζει τους τύπους των εφαρμογών που αναμένεται να προκύψουν ανά τάξη κίνησης: απλοί χρήστες, εταιρικοί χρήστες και χονδρικής πώλησης που αναφέρεται στους πάροχους τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών.

Και για τις δύο περιπτώσεις χρηστών, «απλούς» και «εταιρικούς», ένα σημαντικό στοιχείο που πρέπει να ληφθεί υπόψιν είναι ότι οι εφαρμογές που σχετίζονται με το «κατέβασμα» streaming video. Οι εφαρμογές αυτές παράγουν ροές κίνησης δεδομένων που είναι

μικρότερης εκρηκτικότητας σε σχέση με τις ροές που προκύπτουν από την ανταλλαγή αρχείων μέσω peer to peer προγραμμάτων. Έτσι κατά την παρακολούθηση video παρέχεται στον τελικό χρήστη ένα σταθερό εύρος ζώνης που διαρκεί από μερικά λεπτά έως και μερικές ώρες (όσο και η διάρκεια του video). Αντίθετα οι peer to peer εφαρμογές απαιτούν σύνδεση μεταξύ δύο χρηστών (ή δύο απόμακρων σημείων της ίδιας εταιρίας) με το μέγιστο δυνατό εύρος ζώνης. Καθώς όμως ο αριθμός των χρηστών αλλά και των αρχείων που διακινούνται μέσα στο Δίκτυο αλλάζει συνεχώς, το αποτέλεσμα είναι η κίνηση στο δίκτυο που προέρχεται από τα προγράμματα αυτά είναι εκρηκτικής μορφής (burst mode). Τα στοιχεία αυτά είναι ιδιαίτερα σημαντικά για το τρόπο που πρέπει να διαχειρίζεται την κίνηση δεδομένων ένα σύγχρονο δίκτυο.

	ΑΓΟΡΑ	ΠΑΡΕΧΟΜΕΝΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ
	Απλοί Χρήστες	<ul style="list-style-type: none"> ▪ E-Οικονομία ▪ E-Εμπόριο ▪ Τηλεργασία ▪ Τηλεδιάσκεψη ▪ Δικτυακά Παιχνίδια ▪ Παρακολούθηση Video ▪ Διαδραστικά Πολυμέσα
	Εταιρικοί Χρήστες	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Υψηλής Ταχύτητας VPN ▪ E-Εμπόριο (B2B) ▪ Τηλεργασία ▪ Τηλεδιάσκεψη ▪ Ασύρματα LAN ▪ Τηλεϊατρική ▪ Μεταφορά αρχείων ασφαλείας
	Λιανικής Πώλησης	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Οπτικά VPNs ▪ Ethernet VPNs

Σχήμα 1.5: Λίστα προσφερόμενων υπηρεσιών ανά κατηγορία αγοράς.

1.4 Εξέλιξης της Δομής των Σύγχρονων Τηλεπικοινωνιακών Δικτύων

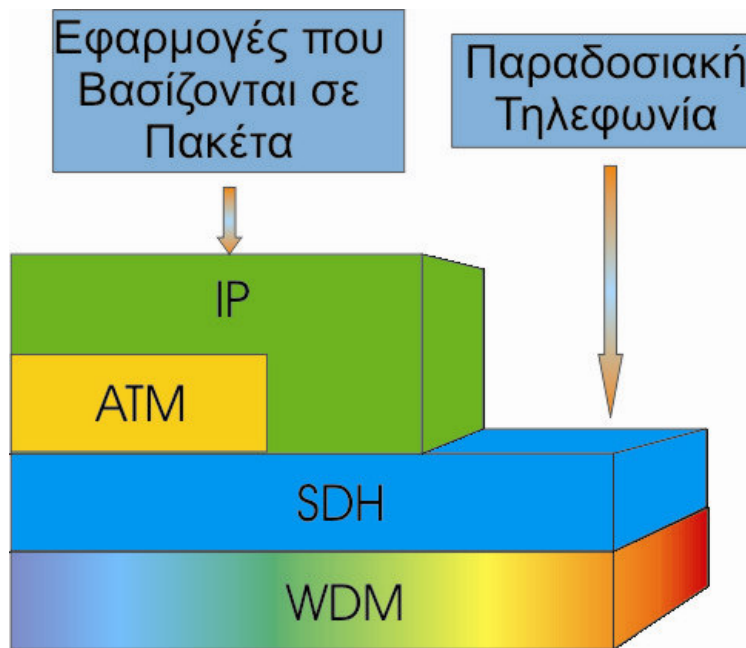
1.4.1 Οπτικά Δίκτυα Πρώτης Γενιάς

Στα πρώτα στάδια της ανάπτυξης του Διαδικτύου, το IP δίκτυο ήταν ένα μέρος μόνο του τηλεπικοινωνιακού δικτύου και οι IP δρομολογητές συνδεόταν μεταξύ τους χρησιμοποιώντας SDH ψηφιακά μονοπάτια (μισθωμένες γραμμές). Αυτό ήταν κάτι πολύ φυσικό αφού το μεγαλύτερο μέρος του παγκόσμιου τηλεπικοινωνιακού δικτύου ανήκε σε φορείς που

αποτελούσαν κρατικό μονοπώλιο και οι παραδοσιακές υπηρεσίες φωνής ήταν ο κύριος οδηγός για την ανάπτυξη των εταιριών αυτών για πολλά χρόνια. Έτσι για να φθάσει ένα IP πακέτο από τον αρχικό έως τον τελικό του προορισμό, μεταφέρονταν και δρομολογούνταν από κόμβο σε κόμβο επειδή δεν υπάρχει έμφυτη η ικανότητα δρομολόγησης στο IP πρωτόκολλο.

Πολύ γρήγορα έγινε αντιληπτό ότι το IP δίκτυο θα μπορούσε να μεταφέρει σχεδόν όλες τις υπηρεσίες, συμπεριλαμβανομένων αυτών πραγματικού χρόνου, όπως τηλεφωνικές επικοινωνίες και μετάδοση video. Ωστόσο όμως το IP πρωτόκολλο ήταν σχεδιασμένο αρχικά για μετάδοση δεδομένων και επομένως είναι βέλτιστης προσπάθειας (best effort). Δηλαδή δεν μπορεί να προσφέρει αυστηρές εγγυήσεις ως προς την ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service-QoS) σχετικά με την καθυστέρηση και την πιθανότητα απόρριψης που αντιμετωπίζει κάθε IP πακέτο σε κάθε κόμβο. Το IP δίκτυο είχε έλλειψη ως προς τους μηχανισμούς που χρειάζονταν για την επίβλεψη και δρομολόγηση της κίνησης οι οποίοι θα εξασφάλιζαν την δημιουργία υψηλής ποιότητας, αξιόπιστα και μεγάλης κλίμακας δίκτυα.

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού, εισήχθη η τεχνολογία ATM ως ένα ενδιάμεσο επίπεδο μεταξύ IP και SDH. Το ATM αποτελεί το μηχανισμό μετάδοσης για την διασύνδεση μεταξύ των IP δρομολογητών με εικονικά μονοπάτια (Virtual Paths-VP) ή εικονικά κυκλώματα (Virtual Circuitis-VC). Έτσι στην προσέγγιση αυτή, τα ATM και τα IP δίκτυα διαχειρίζονται ξεχωριστά. Ένα πακέτο IP διαχωρίζεται σε πολλά ATM κελιά στους απόμακρους κόμβους του ATM δικτύου κορμού και τα κελιά αυτά ταξιθέτονται ξανά και επανασυναρμολογούνται στους κεντρικούς κόμβους. Στη συνέχεια στους εσωτερικούς κόμβους του δικτύου, πολυπλέκονται ηλεκτρονικά στο χρόνο και τοποθετούνται σε SDH πλαίσια. Η κάθε SDH ψηφιακή σύνδεση μεταξύ των κόμβων επιφορτίζεται σε ένα μήκος κύματος. Εάν η ανάγκη για χωρητικότητα μετάδοσης μεταξύ δύο κόμβων ξεπεράσει τα 10Gbps (SDH-192/STM-64), τότε προστίθενται καινούργια μήκη κύματος και γίνεται πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (Wavelength Division Multiplexing). Η δομή ενός τέτοιου δικτύου παρουσιάζεται στην Εικ. 1.6.



Σχήμα 1.6: Σχηματική αναπαράσταση της δομής ενός τριώνυ του τηλεπικοινωνιακού δικτύου.

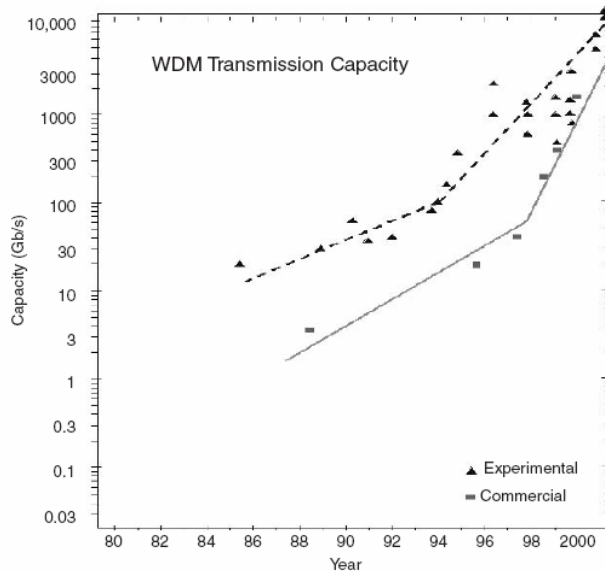
Η δομή ενός δικτύου κατά τα πρότυπα της Εικ. 1.6 παρουσιάζει πολλά προβλήματα ως προς τη λειτουργία του. Πέρα από το κόστος του που είναι ιδιαίτερα υψηλό, αφού απαιτούνται υψηλού κόστους ηλεκτρονικά κυκλώματα που αποτελούν τις διεπαφές μεταξύ των διαφορετικών τεχνολογιών, υπάρχουν και σημαντικά προβλήματα πολυπλοκότητας. Η Εικ. 1.7 δείχνει ένα παράδειγμα των διπλών πανομοιότυπων λειτουργιών που αναπαράγονται σε κάθε επίπεδο κατά τη μεταφορά των IP πακέτων μέσω ενός ATM/SDH δικτύου. Κάθε επίπεδο έχει λειτουργίες πολυπλεξίας και ορισμένα έχουν και λειτουργίες δρομολόγησης, προστασίας και/ή επαναφορά υπηρεσίας. Με τον τρόπο αυτό όμως δεν υπάρχουν μόνο διπλές πανομοιότυπες λειτουργίες μεταξύ των επιπέδων, αλλά είναι πολύ πιθανό να παρατηρούνται και συγκρούσεις μεταξύ τους όσον αφορά την προστασία και την αποκατάσταση της λειτουργίας του δικτύου όταν αυτό αποτύχει ή ακόμα και καταρρεύσει. Έτσι απλοποίηση μεταξύ της σχέσης των επιπέδων και ελαχιστοποίηση των διπλών πανομοιότυπων λειτουργιών είναι απαραίτητα στοιχεία για την υλοποίηση αποτελεσματικών δικτύων. Αυτό μπορεί να γίνει με την εκμετάλλευση των φωτονικών τεχνολογιών.



Σχήμα 1.7: Πανομοιότυπες διπλές λειτουργίες κατά τη μετάδοση IP πακέτων σε ένα δίκτυο μέσω της τεχνολογία IP-ATM.

Πέρα από τα προβλήματα κόστους και πολυπλοκότητας, υπάρχουν και πρακτικά προβλήματα στην ικανότητα δρομολόγησης της μεγάλης ποσότητας IP δεδομένων που υπάρχει σήμερα στο δίκτυο, όταν αυτό υλοποιείται σύμφωνα με τη δομή της Εικ. 1.6. Για τη μεταφορά των δεδομένων μεταξύ δύο κόμβων σήμερα χρησιμοποιείται η WDM τεχνολογία στην οποία πολυπλέκοντας 32-80 μήκη κύματος το κάθε ένα από τα οποία εμπεριέχει πληροφορία με ρυθμό μετάδοσης 2.5 ή 10Gbps. Έτσι σε ένα πλήρως φορτωμένο δίκτυο οι ηλεκτρονικοί δρομολογητές θα πρέπει να είναι σε θέση να διαχειριστούν και να προωθήσουν ακόμα και 0.5Tbps πληροφορίας [1.11]. Θα πρέπει όμως να λάβει κανείς υπόψιν επιπλέον το γεγονός ότι έχουν ήδη δειχθεί σε εργαστήρια πειράματα μετάδοσης στα οποία ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων ξεπερνάει το 10 Tbps [1.12],[1.13], όπως φαίνεται και από το γράφημα της Εικ. 1.8. Από το ίδιο γράφημα όμως που παρουσιάζει της αύξηση της μεταφορικής χωρητικότητας των

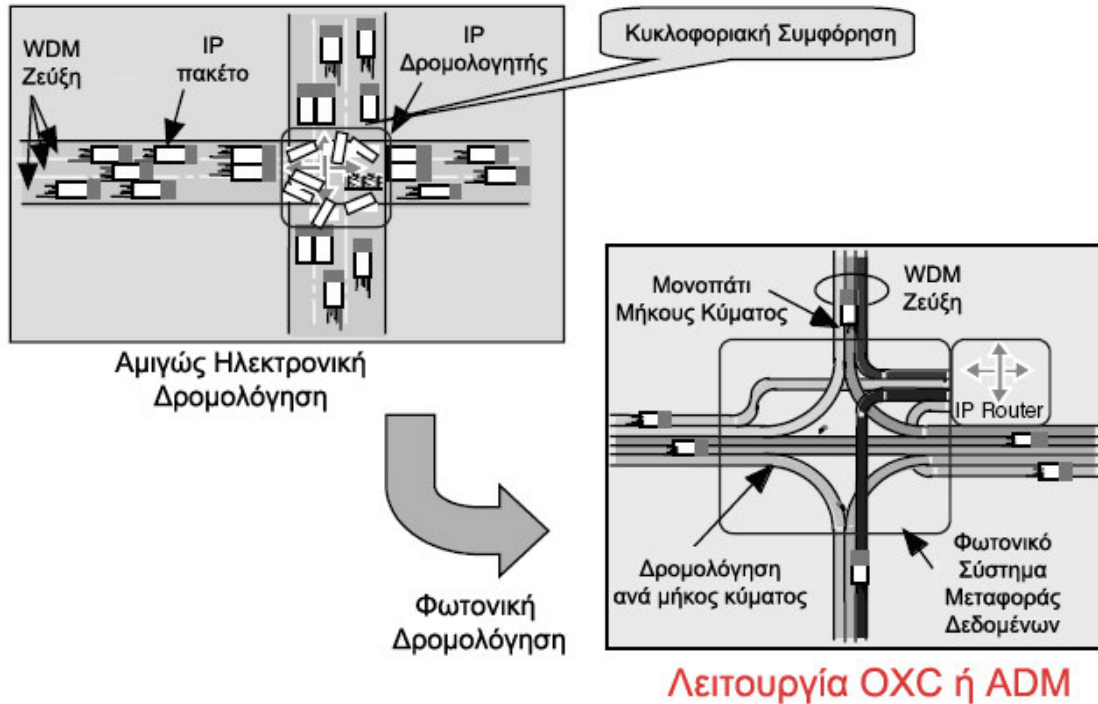
οπτικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με την πάροδο του χρόνου, τόσο αυτών που έχουν γίνει σε εργαστήρια (και συμβολίζονται με τρίγωνα), όσο και αυτών που είναι ήδη εγκατεστημένα ως εμπορικά συστήματα (και συμβολίζονται με τετράγωνα), προκύπτει ότι υπάρχουν εμπορικές ζεύξεις με ικανότητα μετάδοσης που ξεπερνάει τα 3 Tbps. Συγκρίνοντας τα νούμερα αυτά με την ταχύτητα επεξεργασίας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων γίνεται αντιληπτό ότι τα ηλεκτρονικά δεν μπορούν να διαχειρισθούν τόσο μεγάλη ποσότητα IP πληροφορίας. Τη μεγαλύτερη χωρητικότητα δρομολόγησης IP πακέτων σήμερα παρουσιάζουν αυτοί της εταιρίας Cisco, η οποία έχει επιδείξει ένα σύστημα με συνολική χωρητικότητα 720 Gbps (72 κάρτες x 10Gbps εκάστη) [1.14]. Επιπρόσθετα ήδη έχουν δειχθεί πειράματα με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps ανά κανάλι σε εμπορικά εγκατεστημένα συστήματα [1.15],[1.16]. Σε τόσο υψηλές ταχύτητες όμως δεν υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμοι IP δρομολογητές, ενώ ακόμα και εάν στο μέλλον υπάρξουν θα έχουν ιδιαίτερα αυξημένο κόστος και υψηλή κατανάλωση ενέργειας.



Σχήμα 1.8: Αύξηση χωρητικότητας μετάδοσης από οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Τα τρίγωνα αντιπροσωπεύουν πειραματικά αποτελέσματα, ενώ τα τετράγωνα εμπορικά εγκατεστημένα συστήματα [1.17].

1.4.2 Οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς

Με τα οπτικά δίκτυα πρώτης γενιάς για να υπάρχει πρόσβαση στην οπτική ζεύξη μεταξύ δύο σημείων, όλα τα WDM κανάλια πρέπει να μετατραπούν σε ηλεκτρικά σήματα και καθένα από αυτά πρέπει να τερματιστεί σε κάθε κόμβο. Έτσι η συνολική χωρητικότητα μετάδοσης της κάθε ζεύξης πρέπει να δρομολογηθεί ηλεκτρονικά (πακέτο προς πακέτο) με βάση την επικεφαλίδα του κάθε πακέτου και η επεξεργασία αυτή να γίνει από κόμβο σε κόμβο. Ωστόσο όμως στα IP δίκτυα, τα περισσότερα πακέτα απλώς διέρχονται από τον κάθε κόμβο και μόνο ένα μικρό μέρος της συνολικής χωρητικότητας της ζεύξης πρέπει να τερματίζεται σε κάθε έναν από αυτούς. Εάν τα πακέτα που απλώς διέρχονται από τον κόμβο δρομολογούνται χωρίς να μετατρέπονται σε ηλεκτρικά σήματα και χωρίς πακέτο προς πακέτο επεξεργασία, τότε η IP επεξεργασία σε κάθε κόμβο ελαχιστοποιείται και η συνολική απόδοση δρομολόγησης του κόμβου αυτού αυξάνεται σημαντικά. Εφαρμόζοντας την τεχνική αυτή εξαφανίζεται η IP κυκλοφοριακή συμφόρηση που παρατηρείται σε πολλούς κόμβους όπως φαίνεται σχηματικά στην Εικ. 1.9.

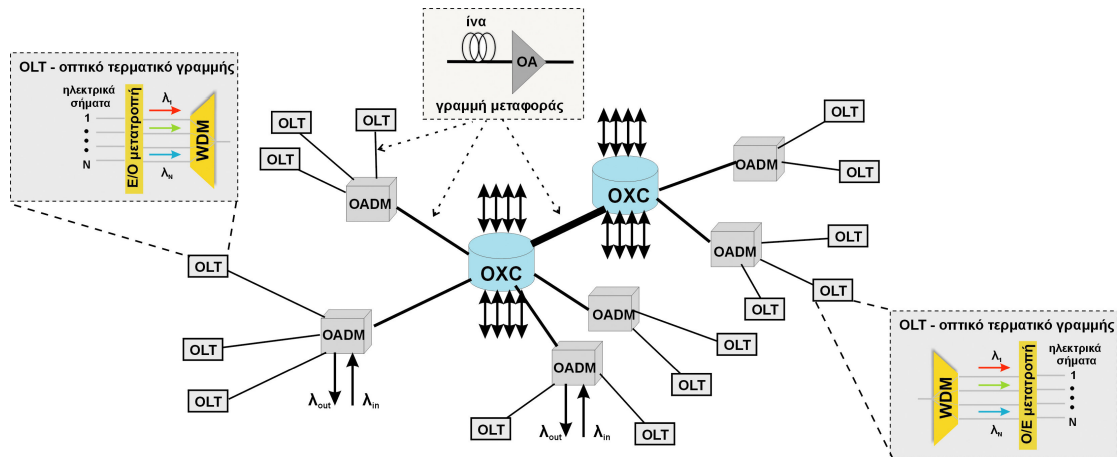


Σχήμα 1.9: Αποφυγή IP κυκλοφοριακής συμφόρησης στους κόμβους με την υιοθέτηση της φωτονικής δρομολόγησης [1.17].

Για να λάβει χώρα το γεγονός αυτό πρέπει να μεταφερθούν ορισμένες από τις διεργασίες μεταγωγής και δρομολόγησης, που επιτελούνται από ηλεκτρονικά κυκλώματα, απευθείας στο οπτικό επίπεδο. Έτσι με την υιοθέτηση της φωτονικής δρομολόγησης ορισμένες λειτουργίες γίνονται σε συντομότερο χρονικό διάστημα, ενώ ταυτόχρονα απαλλάσσονται τα ηλεκτρονικά κυκλώματα από την επεξεργασία όλου του όγκου δεδομένων. Η αποφυγή των οπτικό-ηλεκτρονικό-οπτικών μετατροπών (OEO conversions) των IP δεδομένων σε κάθε κόμβο έχει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Σημαντική μείωση του κόστους του δικτύου που σχετίζεται με τους IP δρομολογητές
- Βελτιωμένη αξιοπιστία του δικτύου καθώς απαιτείται μικρότερος αριθμός ηλεκτρονικών κυκλωμάτων
- Μικρότερη κατανάλωση ενέργειας λόγω του μικρότερου αριθμού ηλεκτρονικών
- Μικρότερη απαίτηση για ψύξη των ηλεκτρονικών στους κόμβους

Τα δίκτυα που χρησιμοποιούν τη φωτονική τεχνολογία για τη δρομολόγηση των WDM καναλιών ονομάζονται οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς και η αρχιτεκτονική τους παρουσιάζεται στην Εικ. 1.10. Τα βασικά δομικά συστήματα αυτών των δικτύων είναι τα οπτικά τερματικά γραμμής (optical line terminal-OLT), οι οπτικοί πολυπλέκτες προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (optical add/drop multiplexer-OADM) και τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (optical cross-connect-OXC). Σημαντικά δομικά συστήματα είναι, επίσης, οι οπτικοί ενισχυτές, οι οποίοι χρησιμοποιούνται ανά τακτές αποστάσεις μετάδοσης για την επανενίσχυση των οπτικών σημάτων.



Σχήμα 1.10: Τα βασικά δομικά τμήματα και η διασύνδεση αυτών στα WDM οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς.

Τα οπτικά τερματικά γραμμής χρησιμοποιούνται στα τερματικά άκρα μίας ζεύξης για τη μετατροπή του ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό ή αντίστροφα και την πολυπλεξία ή αποπολυπλεξία των WDM καναλιών διαφορετικού μήκους κύματος, ανάλογα με το αν το τερματικό είναι στην είσοδο ή στην έξοδο της ζεύξης. Κατά συνέπεια, N ηλεκτρικά σήματα αντιστοιχίζονται σε N κανάλια διαφορετικού μήκους κύματος.

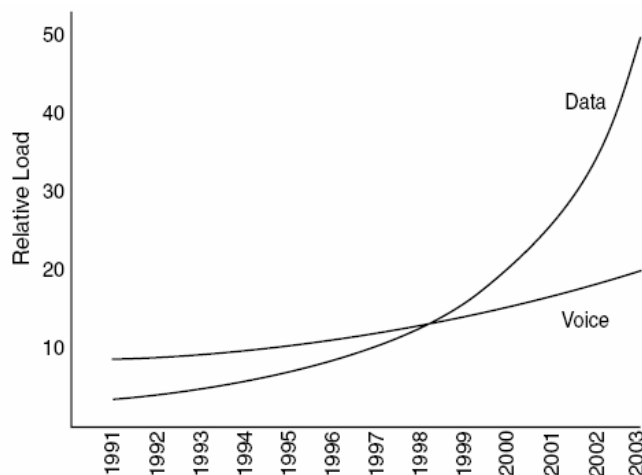
Οι αυξημένες λειτουργικές δυνατότητες των οπτικών δικτύων δεύτερης γενιάς οφείλονται στη χρήση των οπτικών πολυπλεκτών προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (OADMs) και των οπτικών στοιχείων διασύνδεσης (OXCs). Τα στοιχεία αυτά τοποθετούνται σε ενδιάμεσα σημεία της ζεύξης, όπως φαίνεται και στην Εικ. 1.10, και ο βασικός τους ρόλος είναι η δρομολόγηση των εισερχόμενων WDM καναλιών [1.1]. Οι OADMs επιλεκτικά «αφαιρούν» ορισμένα κανάλια από τη ζεύξη και επιτρέπουν τη διέλευση των υπολοίπων καναλιών, ενώ ταυτόχρονα μπορούν να «προσθέτουν» νέα κανάλια στη ζεύξη στη θέση αυτών που «αφαιρέθηκαν». Ανάλογη λειτουργία επιτελούν και οι OXCs, αλλά με πολύ μεγαλύτερο αριθμό καναλιών. Οι OXCs διαχειρίζονται σημαντικά περισσότερες εισόδους/εξόδους και πιο πολύπλοκες τοπολογίες δικτύων από τους OADMs. Συνήθως χρησιμοποιούνται για την σύνδεση πολύπλοκων τοπολογιών δικτύου και διαφόρων υποδικτύων μεταξύ τους. Αντίθετα, οι OADMs χρησιμοποιούνται σε σημεία της ζεύξης, στα οποία απαιτείται ο τοπικός τερματισμός της μετάδοσης κάποιων καναλιών και η εισαγωγή και η δρομολόγηση νέων καναλιών σε διαφορετικούς προορισμούς του δικτύου, και συνδέονται σε τοπολογίες γραμμής ή τοπολογίες δακτυλίου. Δεδομένης της ικανότητας των OXCs να χειρίζονται πολύ μεγαλύτερο όγκο δεδομένων, οι OXCs τοποθετούνται σε κεντρικά ενδιάμεσα σημεία της ζεύξης, ενώ οι OADMs τοποθετούνται περισσότερο κοντά στα τερματικά σημεία της ζεύξης [1.1].

Με βάση την παραπάνω ανάλυση τα WDM οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς παρέχουν συνδέσεις μήκους κύματος μεταξύ των τερματικών, και για το λόγο αυτό αποκαλούνται και δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος (wavelength-routed networks). Κατά συνέπεια οι συνδέσεις μεταξύ των τερματικών γραμμής είναι υψηλής χωρητικότητας και παρέχονται σε σταθερή βάση.

Με βάση τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά των WDM δικτύων δεύτερης γενιάς προκύπτει αναμφισβήτητο το συμπέρασμα, ότι τα δίκτυα αυτά παρέχουν τη δυνατότητα για ευρυζωνικές συνδέσεις υψηλής ταχύτητας δεδομένων και μεγάλης χρονικής διάρκειας, καθώς

και τη δυνατότητα για αποδοτική διαχείριση ενός τεράστιου όγκου δεδομένων απευθείας στο οπτικό επίπεδο. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι ιδιαίτερος ελκυστικά για τα μεγάλης έκτασης δίκτυα ευρείας περιοχής (WANs) και στα δίκτυα κορμού (Backbone Networks), στα οποία η τηλεπικοινωνιακή κίνηση συναθροίζεται σε οντότητες δεδομένων μεγάλου μεγέθους και είναι επιθυμητή η δέσμευση υψηλής χωρητικότητας για μεγάλο χρονικό διάστημα. Για το λόγο αυτό, τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς βρίσκουν κυρίως εφαρμογή στα δίκτυα ευρείας περιοχής, χρησιμοποιώντας υψηλής χωρητικότητας στατικές συνδέσεις μηκών κύματος για τη διασύνδεσή τους [1.1].

Τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς όμως έχουν ένα πολύ σημαντικό μειονέκτημα. Δεν παρέχουν τη δυνατότητα για χειρισμό οντοτήτων δεδομένων μικρού μεγέθους (granularity), αν και αυτή η δυνατότητα θα ανήκει σίγουρα στις βασικές απαιτήσεις των χρηστών από τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα. Αρκεί να αναλογιστεί κανείς ότι το 50% των IP πακέτων αυτή τη στιγμή έχουν μέγεθος μικρότερο από 522 bytes και ότι το μέγεθος του 50% αυτών των πακέτων κυμαίνεται μεταξύ 40-44 bytes [1.19] για να συνειδητοποιήσει την αξία αυτής της δυνατότητας. Η επέμβαση στη μεταδιδόμενη πληροφορία περιορίζεται, όμως, στα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς σε επίπεδο μήκους κύματος και ο χρόνος μεταγωγής της πληροφορίας (switching period) είναι της τάξης δεκάδων λεπτών [1.20], με αποτέλεσμα η δέσμευση ενός τεράστιου εύρους ζώνης σε μία σύνδεση να διατηρείται στατική για πολύ μεγάλο χρονικό διάστημα μετά την εδραίωση της σύνδεσης, ακόμα και αν αυτή είναι ανενεργή. Κατά συνέπεια, τα δίκτυα αυτά επειδή επιτελούν μεταγωγή κυκλώματος, δεν είναι σε θέση να παρέχουν εύρος ζώνης κατ' απαίτηση και είναι πλήρως αδύνατη η εξυπηρέτηση εκρηκτικών ροών δεδομένων όπως αυτές προκύπτουν από τις εφαρμογές των peer to peer προγραμμάτων. Επιπλέον, ο αριθμός των δυνατών συνδέσεων στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος καθορίζεται από το μέγιστο αριθμό χρησιμοποιούμενων καναλιών-μηκών κύματος (<1000), με αποτέλεσμα να υπάρχουν συγκρούσεις (collisions) στην κίνηση δεδομένων, όταν οι επιθυμητές συνδέσεις ξεπερνούν σε αριθμό τα διαθέσιμα μήκη κύματος.



Σχήμα 1.11: Ρυθμός ανάπτυξης της κίνησης δεδομένων και φωνής τη προηγούμενη δεκαετία [1.21] .

Την αναποτελεσματικότητα των δικτύων δεύτερη γενιάς δείχνει και η Εικ. 1.11 στην οποία παρουσιάζεται η σχετική ανάπτυξη της κίνησης στο δίκτυο από δεδομένα και φωνή όπως έχει αναφερθεί από τους κύριους παγκόσμιους τηλεπικοινωνιακούς φορείς [1.21]. Η εικόνα αυτή δείχνει ότι ενώ η κίνηση από φωνή αναπτύσσεται με περίπου 7% το χρόνο, η ευρεία χρήση peer to peer προγραμμάτων τα τελευταία χρόνια έχει ως αποτέλεσμα η κίνηση δεδομένων να

αυξάνεται με πολύ μεγαλύτερο ρυθμό. Για την ικανοποίηση της ανάγκης αυτής για παροχή μεγαλύτερου εύρους ζώνης οι φορείς επενδύουν σήμερα εκτενώς σε δίκτυα δεύτερης γενιάς στα οποία όπου υπάρχει ζήτηση για περισσότερη χωρητικότητα, προστίθενται καινούργια κανάλια SDH (STM-4/64) σε καινούργια μήκη κύματος μέσω της WDM πολυπλεξίας. Η χρήση όμως OADM και OXC για την διαχείριση IP και Ethernet πληροφορίας έχει ως αποτέλεσμα την τρομερά άσκοπη χρήση του εύρους ζώνης. Επομένως στόχος δεν πρέπει να είναι η ανάπτυξη τεχνολογιών για την παροχή όσο το δυνατόν μεγαλύτερης ικανότητας μετάδοσης από τα διάφορα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, αλλά η αποτελεσματική χρήση του εύρους ζώνης στα ήδη υπάρχοντα και εγκατεστημένα.

1.5 Αμιγώς Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτου

Ο βασικός στόχος των μελλοντικών φωτονικών δικτύων είναι η αποδοτική εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης των οπτικών δικτύων, υπό την έννοια της παροχής συνδέσεων υψηλής χωρητικότητας μόνο κατά το χρονικό διάστημα, για το οποίο οι συνδέσεις αυτές είναι ενεργές [1.1]. Για την επίτευξη της παροχής εύρους ζώνης κατ' απαίτηση στόχος είναι η επαναφορά της ψηφιακής μορφής των δικτύων από την αναλογική που έχουν τώρα με την υιοθέτηση της μεταγωγής κατά μήκος κύματος. Αυτό μπορεί να γίνει με την υιοθέτηση της τεχνικής μεταγωγής πακέτου που έχει επιδειχθεί ότι λειτουργεί αποτελεσματικά με τους IP ηλεκτρονικούς δρομολογητές, αλλά αντικαθιστώντας τα ηλεκτρονικά κυκλώματα με οπτικά ώστε να ξεπεραστούν τα προβλήματα που αναφέρονται στην Παράγραφο 1.4.2.

Στα αμιγώς οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων η πληροφορία αποστέλλεται με τη μορφή οπτικών *πακέτων* δεδομένων και όχι με τη μορφή μεγάλου μεγέθους συνεχών ροών δεδομένων. Το κάθε πακέτο δεδομένων αποτελείται:

- **από το πεδίο της επικεφαλίδας (header)**, του οποίου το περιεχόμενο καθορίζει τον προορισμό του πακέτου μέσα στο δίκτυο, ενώ επίσης μπορεί να εμπεριέχει και άλλες πληροφορίες όπως π.χ. την ποιότητα υπηρεσίας (QoS) που πρέπει να έχει το πακέτο ανάλογα με το είδος της πληροφορίας που μεταφέρει (φωνή, video ή απλώς δεδομένα)
- **από το πεδίο του φορτίου (payload)**, το περιεχόμενο του οποίου είναι τα χρήσιμα δεδομένα προς μετάδοση, και
- **από την προστατευτική ζώνη δυφίων (guardbands)**, η οποία περιέχει τον απαραίτητο αριθμό βοηθητικών δυφίων για την υποστήριξη των διαφόρων λειτουργικών διαδικασιών του δικτύου.

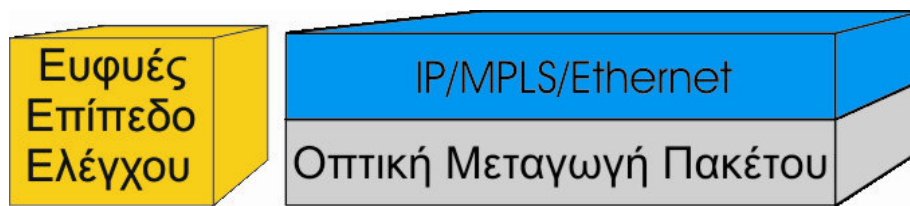
Τα βασικά χαρακτηριστικά που διακρίνουν ένα οπτικό δίκτυο μεταγωγής πακέτων είναι [1.1], [1.18]:

- Η **μεταγωγή και η δρομολόγηση των δεδομένων επιτελούνται απευθείας στο οπτικό επίπεδο** χωρίς την μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό και αντίστροφα. Η αμιγώς οπτική μεταγωγή εγγυάται επεξεργασία των δεδομένων σε μεγαλύτερες ταχύτητες, οπότε και μεγαλύτερο συνολικό ρυθμό διέλευσης δεδομένων, όπως επίσης και μικρότερη κατανάλωση ισχύος.
- Η **μεταγωγή γίνεται σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου και κάθε πακέτο επεξεργάζεται ως ξεχωριστή οντότητα**. Αυτή είναι και η βασική διαφορά ενός

οπτικού μεταγωγέα πακέτων από τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (OXCs), που χρησιμοποιούνται στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος. Ο οπτικός μεταγωγέας πακέτων μπορεί, βέβαια, θεωρητικά να λειτουργεί και σε επίπεδο μήκους κύματος, όπως οι OXCs, χωρίς να ισχύει, όμως, το αντίστροφο.

Για την υλοποίηση των οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων υπάρχουν, όμως, ορισμένοι σημαντικοί ανασταλτικοί παράγοντες, οι οποίοι συνιστούν βασικούς περιορισμούς. Οι παράγοντες αυτοί είναι [1.18]:

- Η δρομολόγηση των πακέτων με βάση τον τελικό τους προορισμό με αποτέλεσμα να δημιουργούνται **πίνακες δρομολόγησης (routing look-up tables) υπερβολικά μεγάλου μεγέθους**, ιδιαίτερα στα IP δίκτυα, και να αυξάνει δραματικά η πολυπλοκότητα της δρομολόγησης.
- Η μέχρι στιγμής **αδυναμία** των οπτικών κυκλωμάτων να παρέχουν αξιόπιστη καταχώρηση και **αποθήκευση δεδομένων (buffering)** [1.22]-[1.24], ανταγωνιστική της ηλεκτρονικής μνήμης τυχαίας προσπέλασης (Random Access Memory - RAM), ώστε να αποφεύγονται οι συγκρούσεις των πακέτων.



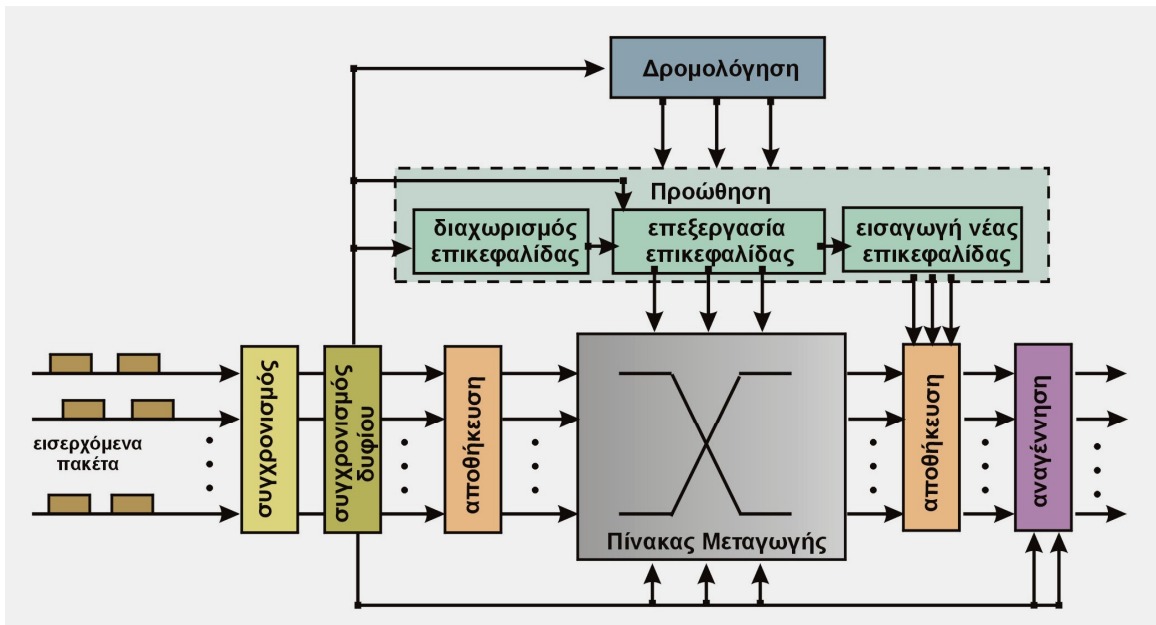
Σχήμα 1.12: Σχηματική αναπαράσταση της δομής ενός μελλοντικού τηλεπικοινωνιακού δικτύου που βασίζεται στην αμιγώς οπτική μεταγωγή πακέτου.

Τα προβλήματα που αναφέρονται παραπάνω σχετικά με την χρήση της τεχνολογίας αμιγώς οπτικής μεταγωγής πακέτου σε οπτικά δίκτυα, μπορούν να αντιμετωπιστούν με τη χρήση κατάλληλων πρωτοκόλλων που έχουν αναπτυχθεί ειδικά για αυτόν το σκοπό [1.25]-[1.29]. Έτσι σύμφωνα με το σενάριο αυτό η μεταγωγή των πακέτων γίνεται στο οπτικό επίπεδο και την αποκατάσταση της επικοινωνίας μεταξύ των δρομολογητών την εξασφαλίζει ένα ανώτερο στρώμα ελέγχου το οποίο «τρέχει» παράλληλα με τη μεταφορά του κύριου όγκου δεδομένων. Το επίπεδο ελέγχου καθώς έχει μικρό εύρος ζώνης και δεν μεταφέρει χρήσιμη πληροφορία μπορεί να είναι ηλεκτρικό. Από την άλλη το επίπεδο ελέγχου πρέπει να επιτελεί και όλες τις ευφύες πράξεις του δικτύου όπως είναι η ρύθμιση του κάθε κόμβου για τη δρομολόγηση των πακέτων ώστε να αποφεύγεται η σύγκρουση μεταξύ τους (contention resolution), η εύρεση της τοπολογίας του δικτύου, η επαναδρομολόγηση των πακέτων σε περίπτωση αποτυχίας κάποιου κόμβου, η παροχή ποιότητας υπηρεσίας στα πακέτα κ.α. Η υιοθέτηση μιας τέτοιας λύσης οδηγεί σε μια τελείως αποδόμηση του δικτύου και την απλοποίηση του αφού η πληροφορία διακινείται από το αρχικό πομπό έως τον τελικό δέκτη με τη μορφή πακέτων, είτε σε μορφή IP είτε σε μορφή Ethernet, όπως φαίνεται από την Εικ. 1.12. Επομένως ο συνδυασμός του έξυπνου ηλεκτρικού επιπέδου ελέγχου και του φυσικού επιπέδου ικανού να επιτελεί τη δρομολόγηση κάθε πακέτου ανεξάρτητα μπορεί να μεγιστοποιήσει την απόδοση των οπτικών δικτύων. Η τεχνολογία όμως για τη δημιουργία του φυσικού επιπέδου δηλαδή κόμβων που να μπορούν να δρομολογούν αμιγώς οπτικά πακέτα δεδομένων δεν είναι σήμερα πλήρως ανεπτυγμένη.

1.6 Τεχνολογία Οπτικών Δικτύων Μεταγωγής Πακέτων

Η υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων βρίσκεται ακόμη σε καθαρά ερευνητικό στάδιο στα εργαστήρια διάφορων ερευνητικών ομάδων. Η γενική πεποίθηση, η οποία επικρατούσε κατά την περίοδο έναρξης της παρούσας διατριβής, ήταν ότι υπάρχουν σημαντικές δυσκολίες στην υλοποίηση των απαραίτητων δομικών συστημάτων για τέτοιου είδους δίκτυα, οι οποίες απορρέουν κυρίως από την απαίτηση για τη διεξαγωγή των λειτουργικών διεργασιών σε επίπεδο πακέτων μικρού μεγέθους.

Παρόλα αυτά έγιναν και συνεχίζουν να γίνονται ορισμένες αξιόλογες προσπάθειες προς την κατεύθυνση αυτή και ήδη έχει προταθεί ένας, σχετικά μικρός όμως, αριθμός αρχιτεκτονικών οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων. Οι σημαντικότερες εξ' αυτών είναι οι αρχιτεκτονικές Staggering [1.30], SLOB [1.31], HORNET [1.32], KEOPS [1.33], DAVID [1.34] και STOLAS [1.35], LASAGNE [1.36], OPSnet [1.37]. Σε όλες αυτές τις απόπειρες, όμως πλην μίας (LASAGNE), πολλές σημαντικές λειτουργικές διεργασίες του δικτύου διεξάγονται από ηλεκτρονικά κυκλώματα, με αποτέλεσμα να περιορίζεται η ταχύτητα επεξεργασίας των πακέτων. Η ίδια κατάσταση επικρατεί και στις υλοποιήσεις οπτικών η υβριδικών κόμβων μεταγωγής πακέτων, που έχουν παρουσιαστεί πιο πρόσφατα και αναφέρουν συνολική διέλευση δεδομένων σε ρυθμούς 1,2 [1.38] και 2,5 Tb/s [1.39], στις οποίες χρησιμοποιείται αποπολυπλεξία των υψίρρυθμων εισερχόμενων ροών δεδομένων σε χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, ώστε να μπορούν να ανταποκριθούν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα.



Σχήμα 1.13: Η δομή ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων.

Μια περισσότερο παραστατική και λεπτομερή ανασκόπηση της τεχνολογίας, που έχει προταθεί μέχρι στιγμής για την υλοποίηση των απαραίτητων δομικών συστημάτων δρομολόγησης και μεταγωγής στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων, μπορεί να γίνει με τη βοήθεια του σχήματος της Εικ. 1.13. Στο σχήμα αυτό φαίνεται το δομικό διάγραμμα ενός οπτικού κόμβου μεταγωγής πακέτων και οι σημαντικότερες λειτουργικές του διεργασίες του, οι οποίες είναι η **δρομολόγηση (routing)**, η **προώθηση (forwarding)**, η **μεταγωγή (switching)**, η

αποθήκευση (buffering), η **πολυπλεξία (multiplexing)**, ο **συγχρονισμός (synchronization)** και η **αναγέννηση (regeneration)** [1.1].

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

Η **προώθηση (forwarding)** των πακέτων είναι ίσως η πιο πολύπλοκη λειτουργία σε έναν κόμβο μεταγωγής πακέτων. Η επικεφαλίδα κάθε εισερχόμενου πακέτου στον κόμβο διαχωρίζεται από το φορτίο του πακέτου και οδηγείται στον κύριο επεξεργαστή του κόμβου. Ο επεξεργαστής αυτός συγκρίνει την επικεφαλίδα με τα περιεχόμενα του πίνακα δρομολόγησης και αναγνωρίζει τον επιθυμητό προορισμό του πακέτου, οπότε στη συνέχεια παράγει ένα κατάλληλο σήμα ελέγχου για τον καθορισμό της κατάστασης μεταγωγής του οπτικού μεταγωγέα. Επιπλέον, παράγει επίσης τη νέα επικεφαλίδα του πακέτου, η οποία επανεισάγεται στο πακέτο για τη σηματοδότηση του επόμενου προορισμού του στο δίκτυο.

Η **μεταγωγή (switching)** είναι η ουσιαστική διαδικασία οδήγησης του εισερχόμενου πακέτου στην καθορισμένη από τη διαδικασία προώθησης έξοδο του κόμβου. Η λειτουργία αυτή επιτελείται από τον πίνακα μεταγωγής, ο οποίος ουσιαστικά αποτελείται από συστοιχίες κατάλληλα συνδεδεμένων μεμονωμένων οπτικών διακοπών. Στον τομέα της υλοποίησης αυτού του σταδίου τα οπτικά κυκλώματα έχουν να παρουσιάσουν αξιοσημείωτη πρόοδο προτείνοντας μια σειρά επιλογών [1.40]-[1.42], όπως τη χρήση μετατροπών μήκους κύματος και παθητικών φίλτρων επιλεκτικών ως προς το μήκος κύματος (AWGs) [1.43], συστοιχιών ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών [1.44], ή συστοιχιών 2x2 [1.45] ή 4x4 [1.46] οπτικών διακοπών ημιαγωγού, και επιδεικνύοντας μεταγωγή σε ρυθμούς μετάδοσης άνω των 40 Gb/s. Στους οπτικούς πίνακες μεταγωγής γίνονται ιδιαίτερα εμφανή τα πλεονεκτήματα των οπτικών ημιαγωγικών συμβολομετρικών διακοπών ως μεταγωγικών στοιχείων, καθώς παρέχουν τη δυνατότητα για επεξεργασία σε επίπεδο δυφίου σε χρονικές κλίμακες μερικών psec.

Η **αποθήκευση (buffering)** των πακέτων χρησιμοποιείται, κυρίως, για την αποφυγή των συγκρούσεων των πακέτων στον κόμβο, στην περίπτωση που δύο ή περισσότερα εισερχόμενα πακέτα επιθυμούν ταυτόχρονα την ίδια έξοδο του κόμβου. Η αποθήκευση των πακέτων μπορεί εναλλακτικά να γίνει στην αρχή του κόμβου, στο τέλος, ή ακόμη και εσωτερικά στον οπτικό μεταγωγέα του κόμβου. Η απαραίτητη πληροφορία για το αν κάποιο πακέτο απαιτείται να αποθηκευθεί πριν τη δρομολόγησή του και για χρονικό διάστημα αποθήκευσής του προκύπτει από το αποτέλεσμα της λειτουργίας προώθησης. Στον τομέα αυτό η οπτική τεχνολογία παρουσιάζει εμφανή αδυναμία έναντι της ηλεκτρονικής, καθώς ακόμη δε διαφαίνεται στον ορίζοντα πολύ πιθανή η υλοποίηση μιας οπτικής μνήμης ανάλογης της ηλεκτρονικής RAM. Μέχρι στιγμής η οπτική αποθήκευση επιτυγχάνεται κυρίως με χρήση οπτικών ινών μεγάλου μήκους για την εισαγωγή χρονικών καθυστερήσεων μεταξύ των πακέτων [1.31], [1.47]-[1.53].

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

πολύ εντυπωσιακά αποτελέσματα σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων [1.54]-[1.57], εκμεταλλευόμενη την ταχύτερη χρονική απόκριση των οπτικών ενεργών στοιχείων.

Ο **συγχρονισμός (synchronization)** είναι στη γενική του περίπτωση η διαδικασία χρονικής διάταξης δύο σημάτων. Στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων συνήθως αναφερόμαστε με τον όρο αυτό τόσο στη διάταξη των εισερχόμενων δεδομένων, ώστε αυτά να ευθυγραμμίζονται χρονικά με ένα τοπικό σήμα ρολογιού (συγχρονισμός δυφίου), όσο και στη χρονική ευθυγράμμιση μεταξύ των πακέτων, που εισέρχονται στον κόμβο από διαφορετικές εισόδους του. Η δεύτερη περίπτωση αντιμετωπίζεται σχετικά με επιτυχία από τα οπτικά κυκλώματα, που έχουν παρουσιαστεί μέχρι στιγμής, όπως είναι οι συστοιχίες ημιαγωγίων οπτικών ενισχυτών [1.44] συνδυασμένες με διαφορετικά μήκη ινών για την εισαγωγή επιλεκτικών χρονικών καθυστερήσεων [1.58]. Το στάδιο του συγχρονισμού είναι, κατά κανόνα, το πρώτο σύστημα που συναντούν τα δεδομένα κατά την είσοδό τους στον κόμβο.

Η **αναγέννηση (regeneration)** αφορά στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος δεδομένων πριν αυτό εξέλθει του κόμβου και συνεχίσει τη διαδρομή του στο δίκτυο, ώστε να αποφευχθεί η μη αντιστρεπτή παραμόρφωση των χαρακτηριστικών του σήματος και η τελική λήψη λανθασμένης πληροφορίας. Η 3R αναγέννηση περιλαμβάνει τρεις λειτουργίες: τον επανασυγχρονισμό (Re-timing) των δυφίων του σήματος, την αναμόρφωση του σχήματος των παλμών του (Re-shaping), και την επανενίσχυση (Re-amplifying) του σήματος. Για τον επανασυγχρονισμό του σήματος απαιτείται ξανά η ανάκτηση ενός υψηλής ποιότητας σήματος ρολογιού σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου, η οποία, όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, δεν έχει καταστεί ακόμη δυνατή. Για το λόγο αυτό οι οπτικές διατάξεις αναγέννησης δεδομένων έχουν περιοριστεί σε συνεχείς ροές οπτικών δεδομένων, όπου βέβαια έχουν να παρουσιάσουν εντυπωσιακά επιτεύγματα σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης [1.59]-[1.63].

Η αναγέννηση των δεδομένων όταν υφίσταται στον τελικό προορισμό τους, δηλαδή στον δέκτη τότε η διαδικασία αυτή ονομάζεται και **λήψη (reception)** του σήματος. Η διαδικασία αυτή συνίσταται στην αναγνώριση δυφίο προς δυφίο του περιεχομένου του πακέτου και στην τελική απόφαση για το ποια δυφία του πακέτου αντιστοιχούν στο λογικό '1' και ποια στο λογικό '0'. Προφανώς και αυτή η διαδικασία πρέπει να επιτελείται σε επίπεδο πακέτου, γεγονός που έχει καθοριστική συμβολή στην απουσία αξιολογών προτάσεων για τη διεξαγωγή της στο οπτικό επίπεδο, μιας και αυτή προϋποθέτει την αντίστοιχη ανάκτηση ρολογιού σε επίπεδο πακέτου.

1.7 Συστήματα με Ρυθμό Μετάδοσης Πληροφορίας 40Gbps/Κανάλι

Η εισαγωγή της τεχνολογίας αμιγώς οπτικής μεταγωγής πακέτου στα φωτονικά δίκτυα όπως αναφέρθηκε μπορεί να συνεισφέρει σε δύο πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα. Πρώτον την απλούστευση του μέσω της αποδόμησης των επιπέδων του και δεύτερον την αποδοτικότερη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης που μπορεί να παρέχει ένα τέτοιο δίκτυο. Μία άλλη παράμετρος ωστόσο που μπορεί να βοηθήσει στην περαιτέρω απλοποίηση ενός δικτύου είναι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ανά WDM κανάλι από τα 10Gbps που είναι σήμερα στα 40Gbps. Το νούμερο αυτό επιλέγεται καθώς παραδοσιακά στα συστήματα SDH/STM η αύξηση της απόδοσης τους γίνεται με τετραπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης ανά κανάλι.

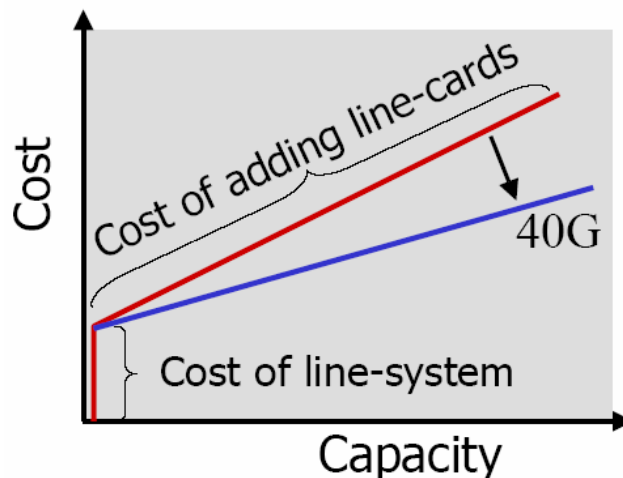
Τέτοια συστήματα (SDH-768/STM-256) έχουν παρουσιαστεί εδώ και μια πενταετία. Σημαντικό στοιχείο είναι ότι για τη μετάδοση τόσο υψίσυχνης πληροφορίας δεν απαιτείται η

τοποθέτηση καινούργιας οπτικής ίνας. Στο παρελθόν έχουν δημοσιευθεί πειράματα στα οποία γίνεται η μετάδοση πολλών τέτοιων WDM καναλιών SDH-768/STM-256 μεταξύ σημείων που επικοινωνούν ήδη με συστήματα στα 10Gbps/κανάλι [1.15],[1.16]. Πάντως πρέπει να αναφερθεί ότι η αύξηση του εύρους ζώνης ανά κανάλι δεν συνεισφέρει τόσο πολύ στην συνολική αύξηση της χωρητικότητας μετάδοσης του συστήματος αφού η ίδια χωρητικότητα μπορεί να επιτευχθεί και με WDM πολυπλεξία στα 10Gbps/κανάλι. Τα συγκριτικά πλεονεκτήματα είναι η απλοποίηση της δομής του δικτύου και η μείωση του συνολικού του κόστους. Έτσι εάν χρησιμοποιείται οπτική ή ηλεκτρική πολυπλεξία στο χρόνο (OTDM/ETDM) για τη μεταφορά της ίδιας ποσότητας πληροφορίας που υπάρχει σε N WDM κανάλια, τότε λαμβάνει χώρα μια απλοποίηση του δικτύου η οποία οφείλεται στα εξής γεγονότα:

- Χρειάζονται λιγότεροι πομποί (Tx) και λιγότεροι δέκτες (Rx)
- Μικρότεροι σε μέγεθος NxN πίνακες μεταγωγής στους κόμβους
- Απλούστευση πινάκων δρομολόγησης που βασίζονται στο μήκος κύματος
- Απλούστευση της λογικής τοπολογίας του δικτύου (logical simplification)
- Μικρότερη ανάγκη για παρακολούθηση της απόδοσης του (monitoring) και
- Συνολικά ανάγκη για λιγότερο έλεγχο της λειτουργίας του δικτύου (network control)

Το γεγονός επίσης ότι υπάρχουν λιγότερα ενεργά και παθητικά στοιχεία σε ένα τέτοιο δίκτυο παρέχει επίσης το πολύ μεγάλο πλεονέκτημα ότι είναι μικρότερη η πιθανότητα κάποιο από τα στοιχεία (κυρίως τα ενεργά) να τεθεί εκτός λειτουργίας και επομένως να καταρρεύσει το δίκτυο. Επίσης ο μικρότερος αριθμός ενεργών στοιχείων σημαίνει ότι είναι μικρότερη η κατανάλωση ενέργειας και επομένως η ανάγκη για ψύξη των συστημάτων αυτών στα σημεία παρουσίας (Point of Presence/PoP) του φορέα που χρησιμοποιεί ένα τέτοιο σύστημα για την παροχή υπηρεσιών στους πελάτες/συνδρομητές του.

Η υιοθέτηση όμως τεχνολογίας 40Gbps/κανάλι έχει και σημαντικά οφέλη στο κόστος ενός τέτοιου συστήματος, όπως φαίνεται και στην Εικ. 1.14 σύμφωνα με τα στοιχεία της εταιρίας Mintera [1.64].



Σχήμα 1.14: Κόστος της συνολικής μεταφορικής ικανότητας ενός συστήματος ως συνάρτηση της χωρητικότητας του [1.64].

Σε ένα ήδη εγκατεστημένο σύστημα η επέκταση της χωρητικότητας του με την πρόσθεση καινούργιων καναλιών στα 40Gbps έναντι 10Gbps έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της κλίσης του κόστους που σχετίζεται με την αναβάθμιση του συστήματος αυτού. Ιστορικά μάλιστα ο τετραπλασιασμός του ρυθμού μετάδοσης ανά κανάλι έχει μειώσει το κόστος μετάδοσης μιας μονάδας εύρους ζώνης κατά 40% περίπου [1.65]. Το συμπέρασμα αυτό προκύπτει εάν ληφθεί υπόψιν όχι μόνο το κόστος κτήσης αλλά και το κόστος συντήρησης ενός τέτοιου συστήματος. Έτσι ενώ το κόστος κτήσης των 40Gbps στοιχείων π.χ. πομποδέκτες, είναι σημαντικά υψηλότερο αυτή τη στιγμή έναντι των αντίστοιχων 10Gbps, η απλοποίηση της δομής του και ο μικρότερος αριθμός στοιχείων που απαιτούνται για την παροχή της ίδιας χωρητικότητας έχουν ως τελικό αποτέλεσμα το συνολικό άθροισμα να ευνοεί την υιοθέτηση της 40Gbps τεχνολογίας.

1.8 Κίνητρα και Εξέλιξη της Διατριβής

Από την ανάλυση που παρατέθηκε στις προηγούμενες παραγράφους προκύπτει ότι το ζητούμενο από τους τηλεπικοινωνιακούς φορείς είναι η απλοποίηση της δομής του δικτύου που κατέχουν για τη μεταφορά των δεδομένων και η βέλτιστη δυνατή παροχή του εύρους ζώνης που μπορούν να διαθέσουν προς κάθε ενδιαφερόμενο πελάτη είτε αυτός είναι ένας απλός χρήστης, είτε μια μεγάλη εταιρία. Ο συνδυασμός των δύο αυτών γεγονότων οδηγεί τότε στη δημιουργία δικτύων με τον ελάχιστο δυνατό αριθμό στοιχείων (ενεργητικών και παθητικών), το οποίο συνεπάγεται μειωμένο κόστος, τόσο κτήσης όσο και συντήρησης, ενώ επιπλέον προκύπτει και σημαντική αύξηση της αξιοπιστίας του. Έτσι για τη δημιουργία δικτύων με τα παραπάνω χαρακτηριστικά θα πρέπει ο κάθε κόμβος να μπορεί να διαχειρίζεται την πληροφορία σε μορφή πακέτων όσο το δυνατόν μικρότερου μεγέθους και σε αμιγώς οπτική μορφή. Ταυτόχρονα αυτό θα πρέπει να γίνεται σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο ρυθμό μετάδοσης για την ελαχιστοποίηση του αριθμού των WDM καναλιών που υπάρχουν στο δίκτυο.

Τα **φωτονικά κυκλώματα** που αναφέρονται στην αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος έχουν την ικανότητα να ικανοποιούν και τα δύο ζητούμενα, δηλαδή:

- πρώτον να **λειτουργούν σε ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων που δεν μπορούν να διαχειριστούν τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά**. Έτσι έχουν δειχθεί κυκλώματα τα οποία μπορούν να διαχειρίζονται τα δεδομένα σε ψηφιακή μορφή αμιγώς οπτικά, σε ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων που ξεπερνούν τα 100Gbps [1.66]
- και δεύτερον να **μπορούν να επεξεργάζονται την πληροφορία σε επίπεδο δυφίου και επομένως και σε επίπεδο πακέτου ανεξάρτητα από το μέγεθος του**. Συνεπώς τα κυκλώματα αυτά έχουν τη δυνατότητα χειρισμού πακέτων δεδομένων πολύ μικρού μεγέθους (granularity) παρέχοντας μεγάλη ευελιξία στον τρόπο διάθεσης του εύρους ζώνης στους τελικούς χρήστες.

Το παραπάνω πλαίσιο αποτέλεσε και το βασικό κίνητρο της παρούσης διατριβής. Έτσι ο κύριος στόχος της διατριβής αυτής κατά την έναρξη της ήταν η ανάπτυξη πηγών για την αναβάθμιση συστημάτων που χρησιμοποιούν φόρμα διαμόρφωσης επιστροφής στο μηδέν (Return to Zero-RZ). Στη συνέχεια όμως το ερευνητικό έργο στράφηκε στο σχεδιασμό και την προσομοίωση αμιγώς οπτικών ψηφιακών υποσυστημάτων υπερυψηλής ταχύτητας, τα οποία είναι σε θέση να διεξάγουν ζωτικές λειτουργικές διαδικασίες ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Οι λειτουργικές διαδικασίες στις οποίες εστίασε η παρούσα διατριβή ήταν

η βελτίωση της ποιότητας των δεδομένων κατά την λήψη τους στο δέκτη ενός κόμβου και η μεταγωγή τους από το θεμελιώδες στοιχείο του πίνακα δρομολόγησης αυτού που είναι ο 2x2 διακόπτης.

Πιο συγκεκριμένα, η ερευνητική προσπάθεια στα πλαίσια της παρούσης διατριβής περιελάμβανε κατά χρονική σειρά τη μελέτη, το σχεδιασμό, την προσομοίωση και την ανάπτυξη των εξής στοιχείων και κυκλωμάτων:

- I. Μελέτη, προσομοίωση και υλοποίηση ενός πολωτικά αναίσθητου συμβολομέτρου NOLM (Non Linear Loop Mirror)** χρησιμοποιώντας απλά παθητικά στοιχεία τα οποία είναι εμπορικά διαθέσιμα και εύκολο να ευρεθούν στη διεθνή αγορά [1.67][1.68]. Αυτή ήταν η πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία που παρουσιάστηκε ένα κύκλωμα τόσο απλό που να έχει αυτά τα χαρακτηριστικά. Η σχεδίαση του συμβολομέτρου του επιτρέπει να επιτελεί μια πλειάδα λειτουργιών και απλά στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (Ε.Φ.Ε.) επιδείχθηκε ως μη γραμμικός συμπίεστης σολιτονίων, ικανός να μειώνει το χρονικό εύρος των παλμών που ήταν διαμόρφωσης επιστροφής στο μηδέν (RZ). Ο λόγος που επιλέχθηκε η συγκεκριμένη λειτουργία είναι ότι στο Ε.Φ.Ε. ήταν απαραίτητο μία τέτοια διάταξη που να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως πηγή για τα κυκλώματα επεξεργασίας δεδομένων στα 40Gbps.
- II. Εύρεση παραμέτρων για το μοντέλο του Οπτικού Ημιαγωγίμου Ενισχυτή (Semiconductor Optical Amplifier-SOA)** που υπάρχει στο πρόγραμμα προσομοίωσης VPIphotonics της εταιρίας VPIsystems. Η εύρεση των παραμέτρων έγινε με στόχο τα μακροσκοπικά χαρακτηριστικά του μοντέλου του SOA να ταιριάζουν με τους SOA που έχει το Ε.Φ.Ε. και οι οποίοι έχουν περιέλθει στην κατοχή του στα πλαίσια ενός Ευρωπαϊκού Ερευνητικού Προγράμματος (MUFINS). Ο ενισχυτής αυτός αποτελεί το μη γραμμικό στοιχείο στα συμβολόμετρα Mach Zehnder (SOA-MZI) που χρησιμοποιεί το Ε.Φ.Ε. ως ψηφιακή οπτική πύλη για τα πειράματα οπτικής επεξεργασίας σήματος που υλοποιούνται κατά περιόδους. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του SOA έδειξαν ολοκληρωτική αντιστοιχία με τις αντίστοιχες πειραματικές μετρήσεις που έλαβαν χώρα στο εργαστήριο.
- III. Μετά τη σύγκριση των μακροσκοπικών χαρακτηριστικών, το μοντέλο του SOA** χρησιμοποιήθηκε για τη δημιουργία του μοντέλου μιας πύλης MZI, η οποία αποτελεί το θεμελιώδες στοιχείο των πειραμάτων του Ε.Φ.Ε. Δύο από τα πειράματα αυτά, ο **2x2 Διακόπτης** και το **Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων** [1.69] προσομοιώθηκαν με το μοντέλο του MZI και τα αποτελέσματα συγκρίθηκαν με τα αντίστοιχα πειραματικά.
 - i.** Η 2x2 λειτουργία είναι η πιο δύσκολη πράξη AND που πρέπει να επιτελέσει ένας διακόπτης, καθώς τα δύο σήματα που εισέρχονται στο διακόπτη πρέπει να μεταχθούν στην σωστή θύρα εξόδου παρουσία του σήματος ελέγχου όσο το δυνατόν καλύτερα. Η βελτιστοποίηση αυτή μάλιστα θα πρέπει να γίνεται ταυτόχρονα και για τα δύο σήματα εισόδου και αυτό είναι που καθιστά δύσκολη τη λειτουργία μιας πύλης ως 2x2 διακόπτη. Όσο χειρότερη είναι η μεταγωγή τόσο πιο έντονη είναι και η διακαναλική παρεμβολή (crosstalk) που παρατηρείται στην ποιότητα των σημάτων στις δύο εξόδους του διακόπτη. Τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις ήταν πολύ κοντά με αυτά που ελήφθησαν κατά την πειραματική

λειτουργία της πύλης SOA-MZI ως 2x2 διακόπτη σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10Gbps. Έτσι έγινε και πρόβλεψη της απόδοσης του διακόπτη στα 40Gbps.

- ii. Στη συνέχεια το μοντέλο του MZI χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων (APD), το οποίο αποτελείται από τη σειριακή διασύνδεση δύο πυλών SOA-MZI. Η πρώτη πύλη λειτουργεί ως ψαλιδιστής και επομένως εξετάστηκαν οι ιδιότητες κορεσμού του κέρδους του SOA που αποτελεί μια πολύ χρήσιμη ιδιότητα για τις εφαρμογές της αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος. Η δεύτερη πύλη λειτουργεί ως απλή AND και επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία του μοντέλου στην περιοχή ασθενούς σήματος. Η εξέταση της αντιστοιχίας μεταξύ πειράματος και προσομοίωσης έγινε τόσο για συνεχή ροή δεδομένων όσο και όταν αυτή είναι σε μορφή πακέτων. Και στην προσομοίωση αυτή υπήρχε μεγάλη συμφωνία με τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν κατά την εργαστηριακή υλοποίηση του κυκλώματος σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων στα 10Gbps. Η συμφωνία αυτή επέτρεψε την πρόβλεψη της απόδοσης του κυκλώματος και για τα 40Gbps.

Από τα παραπάνω προκύπτει συνολικά ότι το μοντέλο του Οπτικού Ημιαγωγίμου Ενισχυτή εξετάστηκε σε όλες τις περιοχές λειτουργίας και η συμπεριφορά του συμφωνεί σε κάθε περίπτωση με πολύ μεγάλη ακρίβεια με τα αποτελέσματα που προέκυψαν κατά την πειραματική λειτουργία των αντίστοιχων διατάξεων. **Πρέπει να σημειωθεί ότι στη διεθνή βιβλιογραφία δεν έχει δημοσιευθεί ομάδα παραμέτρων που να περιγράφει τόσο καλά τη λειτουργία του SOA σε όλες τις συνθήκες.**

Επομένως η εύρεση μιας σωστής ομάδας παραμέτρων για το μοντέλο του SOA του προγράμματος VPI σημαίνει ότι το συγκεκριμένο λογισμικό αποτελεί ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για το Ε.Φ.Ε. καθώς με τα υπόλοιπα υπό-προγράμματα που περιλαμβάνει μπορεί να χρησιμοποιηθεί με μεγάλη επιτυχία σε δύο περιπτώσεις. Η πρώτη είναι στην εξέταση προβλημάτων που προκύπτουν κατά την λειτουργία των πειραματικών διατάξεων. Οι προσομοιώσεις μπορούν να καθοδηγήσουν προς τη σωστή κατεύθυνση για την υπερνίκηση των προβλημάτων αυτών, όπως συνέβη πολλές φορές κατά τη διάρκεια της διδακτορικής διατριβής. Η δεύτερη περίπτωση είναι η μελέτη της απόδοσης φωτονικών κυκλωμάτων που είναι ικανά να επιτελούν πολύπλοκες λογικές πράξεις και τα οποία χρειάζονται τη διασύνδεση πολλών οπτικών πυλών για τη λειτουργία τους [1.70],[1.71]. Τα κυκλώματα αυτά μπορεί κανείς να πει ότι τείνουν να πλησιάσουν τις ικανότητες των αντίστοιχων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας (Large Scale Integrated Circuits-LSI). Η προσομοίωση γίνεται γιατί τέτοια φωτονικά κυκλώματα είναι αδύνατο να συναρμολογηθούν και να εξεταστούν στο Ε.Φ.Ε. ή σε οποιοδήποτε άλλο εργαστήριο αυτήν τη στιγμή στο κόσμο, διότι απαιτούνται σε κάθε περίπτωση τεράστια υλικοτεχνική υποδομή.

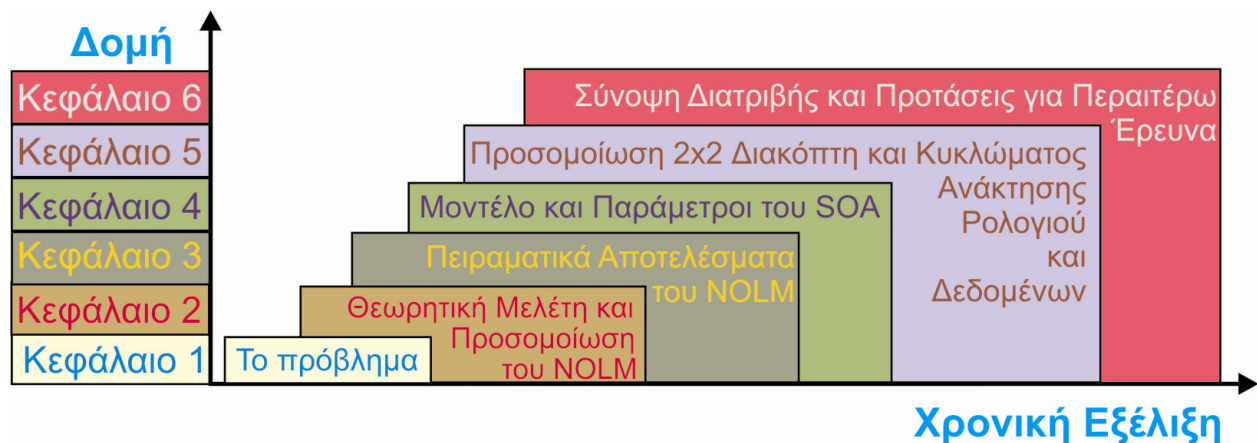
1.9 Δομή της Διατριβής

Η δομή και η χρονική εξέλιξη της διατριβής παρουσιάζεται στην Εικ. 1.14.

Το **Κεφάλαιο 2** είναι αφιερωμένο στην θεωρητική ανάλυση των αρχών λειτουργίας της μη γραμμικής συμπίεσης οπτικών παλμών και του συμβολομέτρου NOLM (Non Linear Optical Loop Mirror). Έπειτα επεξηγείται πως το συμβολόμετρο αυτό λειτουργώντας ως μη γραμμικό φίλτρο μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την ποιότητα μιας παλμοσειράς. Στη συνέχεια αναλύεται

πως η εισαγωγή ενός στροφέα πόλωσης Faraday (Faraday Rotator Mirror-FRM) μέσα σε ένα NOLM επιτυγχάνει να το θέσει πολωτικά αναισθητο και πως η «τροποποιημένη» αυτή έκδοση του NOLM υλοποιήθηκε στο Ε.Φ.Ε. Στο τέλος του Κεφαλαίου αυτού παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις του συμπεσθή με το λογισμικό VPIphotonics. Οι προσομοιώσεις αυτές έλαβαν χώρα ώστε να βελτιστοποιηθούν κάποια από τα χαρακτηριστικά του σχεδίου που ήταν προς διερεύνηση.

Το **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζει τα αποτελέσματα από την πειραματική υλοποίηση του μη γραμμικού συμπεσθή σολιτονίων. Τα αποτελέσματα αυτά συμφωνούν πλήρως με τα αντίστοιχα των προσομοιώσεων που παρουσιάζονται στο Κεφάλαιο 2. Επίσης εμφανίζονται και γραφικές παραστάσεις (μετρήσεις ισχύος και στις δύο θύρες του συμβολομέτρου όπως επίσης και σφαίρες Poincare) που αποδεικνύουν την πολωτική αναισθησία της «τροποποιημένης» αυτής έκδοσης του NOLM, κατά την παρουσία μιας εξωτερικής πηγής διαταραχών. Οι μετρήσεις αυτές συγκρίνονται με τις αντίστοιχες που προέκυψαν κατά την λειτουργία ενός συμβατικού NOLM ως μη γραμμικού συμπεσθή παρουσία της ίδιας πηγής. Το συμβατικό NOLM όπως αναμενόταν, επέδειξε έντονες διακυμάνσεις της ισχύος στις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου.



Σχήμα 1.15: Η διαστρωμάτωση και η χρονική εξέλιξη της διατριβής.

Στο **Κεφάλαιο 4** περιγράφεται αναλυτικά η αρχή λειτουργίας του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού (Semiconductor Optical Amplifier-SOA). Έπειτα αναλύονται οι φυσικοί μηχανισμοί κατά την μεταβολή του κέρδους και της φάσης του σε στατική και δυναμική λειτουργία και οι εξισώσεις που χρησιμοποιεί το λογισμικό VPI για την περιγραφή αυτών. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η ομάδα παραμέτρων του SOA που χρησιμοποιήθηκε για το σύνολο των προσομοιώσεων των κυκλωμάτων που βασίζονται στη πύλη SOA-MZI. Τέλος μελετάται η μακροσκοπική συμπεριφορά του μοντέλου του SOA σε στατικές (καμπύλες κέρδους για σήμα εισόδου συνεχούς κύματος) και δυναμικές συνθήκες (χρόνος ανάκαμψης του κέρδους από μετρήσεις άντλησης-καταγραφής/pump probe measurements) και τα αποτελέσματα αυτά συγκρίνονται με τα αντίστοιχα πειραματικά.

Στο **Κεφάλαιο 5** γίνεται η παρουσίαση των αποτελεσμάτων από τις προσομοιώσεις και η σύγκριση με τα αντίστοιχα πειραματικά της πύλης SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτης και στο κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων. Όπως προαναφέρθηκε υπάρχει σχεδόν ταύτιση μεταξύ τους κατά την λειτουργία των δύο κυκλωμάτων σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10Gbps και έτσι γίνεται πρόβλεψη της απόδοσης τους όταν αυτά θα λειτουργούν με σήματα εισόδου στα

40Gbps. Από τα αποτελέσματα που παρατηρήθηκαν σε όλη τη σειρά των προσομοιώσεων για τον 2x2 Διακόπτη προέκυψαν και κάποιες συμπεράσματα τα οποία παρατίθεντο ως συμβουλές για την επίτευξη το δυνατόν μικρότερης διακαναλικής παρεμβολής κατά τη λειτουργία του SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτη. Επίσης για το κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων γίνεται και ανάλυση της ικανότητας του να βελτιώνει την ποιότητα σήματος εισόδου το οποίο έχει διάφορες τιμές χρονικού jitter. Από πολύ μικρές στις οποίες το σήμα είναι σχεδόν τέλειο, έως πολύ μεγάλες στις οποίες το διάγραμμα ματιού είναι τελείως κλειστό.

Το τελευταίο και **6^ο Κεφάλαιο** της διατριβής αυτής παρουσιάζει μια σύνοψη των αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται στη διατριβή ενώ προτείνει και τρόπους με τους οποίους μπορούν να βελτιστοποιηθούν όλα τα κυκλώματα. Επίσης δίνει και κατευθύνσεις στις οποίες μπορεί να συνεχιστεί η έρευνα λαμβάνοντας ως βάση τα αποτελέσματα της διατριβής.

Στο **Παράρτημα Α** παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τις μετρήσεις άντλησης καταγραφής των SOAs των οποίων έγινε προσπάθεια προσομοίωσης των χαρακτηριστικών τους. Οι μετρήσεις αυτές έλαβαν χώρα στα εργαστήρια της εταιρίας Center for Integrated Photonics Ltd, UK όπου και παράγονται αυτοί.

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.

1.10 Αναφορές Κεφαλαίου

- [1.1] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Optical networks: A practical perspective", Academic Press Inc., NY, 2nd Ed., 2002.
- [1.2] R. W. Smith, "Broadband Internet connections: A user's guide to DSL and cable", Addison-Wesley Pub Co., 1st Edition, 2002.
- [1.3] A. M. Odlyzko "Internet traffic growth: Sources and implications", <http://www.dtc.umn.edu/~odlyzko>
- [1.4] P. E. Green, Jr., "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπalos, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [1.5] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 2nd Ed., John Wiley & Sons Inc., NY, 1997.
- [1.6] I. P. Kaminow and T. L. Koch, "Optical fiber telecommunications IIIB", Academic Press Inc., NY, 1997.
- [1.7] Από <http://www.websiteoptimization.com/bw/0601/>
- [1.8] Από http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/eng/main_data.html
- [1.9] Rod C. Alferness, "Challenges for Future Networks", presented at NSF Workshop, Washington DC, October 21, 2002.
- [1.10] Από <http://www.hdtvgalaxy.com/news.php>
- [1.11] D. J. Blumenthal et al., "Optical Packet Switching and Associated Optical Signal Processing", presented at IEEE/LEOS Summer Topicals 2002, Quebec, Canada, TuG2, pp. 17-19.
- [1.12] S. Bigo et al., "10.2 Tb/s (256x42.7 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100Km TeraLight fiber with 1.28bit/s/Hz spectral efficiency", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2001, Anaheim, CA, USA, PD25/1-3.
- [1.13] K. Fukuchi et al., "10.92 Tb/s (273x40 Gb/s) triple band/ultra-dense WDM optical repeated transmission experiment", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2001, Anaheim, CA, USA, PD24/1-3.
- [1.14] Από <http://www.cisco.com/en/US/products/hw/routers/ps368/index.html>
- [1.15] Από <http://www.mintera.com/news/Cernet010605.html>
- [1.16] Από <http://www.mintera.com/news/mci.html>
- [1.17] A. K. Dutta, N. K. Dutta, M. Fujiwara, "WDM TECHNOLOGIES: OPTICAL NETWORKS", Elsevier, Academic Press, 2004
- [1.18] Shun Yao et al., "All-optical packet switching for Metropolitan Area Networks: Opportunities and Challenges", IEEE Commun. Mag., Mar. 2001, pp. 142-148
- [1.19] D. Blumenthal et al., "All-Optical Label Swapping Networks and Technologies", IEEE/OSA J. of Lightwave Technology, Vol. 18, No. 12, pp. 2058-2075, Dec. 2000
- [1.20] A. Takada et al., "Architecture of Ultrafast Optical Packet Switching Ring Network", IEEE/OSA J. of Lightwave Technology, Vol. 20, No. 12, pp. 2306-2315, Dec. 2002
- [1.21] Από www.rhk.com
- [1.22] L. Tancevski et al., "Optical routing of asynchronous, variable length packets", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 18, pp. 2084-2093, October 2000.
- [1.23] A. Jourdan et al., "The perspective of optical packet switching in IP dominant backbone and metropolitan networks", IEEE Commun. Mag., vol. 39, pp. 136-141, March 2001.
- [1.24] D.K. Hunter and I. Andonovic, "Approaches to optical internet packet switching", IEEE Comm. Mag., pp. 116-122, Sept. 2000.
- [1.25] C. Qiao, "Labeled Optical Burst Switching for IP-over_WDM Integration", IEEE Comm. Mag., pp. 104-114, Sept. 2000.
- [1.26] C. Qiao and M. Yoo, "Optical burst switching (OBS) - a new paradigm for an Optical Internet," J. High Speed Networks (JHSN), vol. 8, no. 1, pp. 69-84, 1999.

- [1.27] A. Detti, M. Listanti, "Application of Tell & Go and Tell & Wait Reservation Strategies in a Optical Burst Switching Network: a Performance Comparison", presented at IEEE International Conference on Telecommunication (ICT), Vol.2, pp. 540-548, June 2001.
- [1.28] L. Xu, H. G. Perros, and G. Rouskas, "Techniques for Optical Packet Switching and Optical Burst Switching", IEEE Comm. Mag., pp. 136-142, Jan. 2001.
- [1.29] S. Verma, H. Chaskar, and R. Ravikanth, "Optical Burst Switching: A Viable Solution for Terabit IP Backbone", IEEE Network, pp. 48-53, Nov/Dec. 2000.
- [1.30] Z. Haas, "The "Staggering switch:" An electronically controlled optical packet switch," IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 11, pp. 925–36, 1993.
- [1.31] D. Hunter et al., "SLOB: A switch with large optical buffers for packet switching", IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 16, pp. 1725–1736, 1998.
- [1.32] D. Wonglumsom et al., "Experimental demonstration of an Access Point for HORNET – a Packet-Over_WDM Multiple-Access MAN", IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 18, pp. 1709-1717, 2000
- [1.33] C. Guillemot et al., "Transparent optical packet switching: The European acts KEOPS project approach," IEEE/OSA J. Lightwave Tech., vol. 16, pp. 2117-2134, 1998.
- [1.34] L. Dittmann et al., "The European IST Project DAVID: a viable approach towards optical packet switching", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 21, pp. 1026-1040, Sept. 2003.
- [1.35] K. Vlachos, et al., "STOLAS: switching technologies for optically labeled signals", IEEE Commun. Mag., vol. 41, pp. 43-49, Nov. 2003.
- [1.36] F. Ramos et al., "IST-LASAGNE: towards all-optical label swapping employing optical logic gates and optical flip-flops", IEEE/OSA J. Lightwave Tech., vol. 23, pp. 2993- 3011, 2005.
- [1.37] D. Klionidis, C.T. Politi, R. Nejabati, M.J. O'Mahony, D. Simeonidou, " OPSnet: design and demonstration of an asynchronous high-speed optical packet switch", IEEE/OSA J. Lightwave Tech., vol. 23, pp. 2914-2925, 2005.
- [1.38] J. Gripp et al., "4x4 Demonstration of a 1.2 Tb/s (32 x 40 Gb/s) Optical Switch Fabric for Multi-Tb/s Packet Routers", presented at European Conference on Optical Communication 2002 (ECOC 2002), post-deadline paper PD 2.4, Copenhagen, Denmark
- [1.39] M. Duelk et al., "Fast Packet Routing in a 2.5 Tb/s Optical Switch Fabric with 40 Gb/s Duobinary Signals at 0.8 b/s/Hz Spectral Efficiency", presented at Optical Fiber Communication Conference 2003 (OFC 2003), PD8-1, Atlanta, USA
- [1.40] G. I. Papadimitriou et al., "Optical Switching: Switch Fabrics, Techniques, and Architectures", IEEE/OSA J. of Lightwave Technol., vol. 21, no. 2, pp. 384-405, Feb. 2003.
- [1.41] J. H. Okayama and M. Kawahara, "Prototype 32x32 optical switch matrix", Electron. Lett., vol. 30, No. 14, pp. 1128–1129, 1994.
- [1.42] J. Gripp et al., "Optical Switch Fabrics for Ultra-High-Capacity IP Routers", IEEE/OSA J. of Lightwave Technol. Vol. 21, No. 11, pp. 2839-2850, Nov. 2003
- [1.43] H. Uenohara et al., "Investigation of High-Speed Wavelength Routing and Bit-Error-Rate Performance of an Optical Packet Switch With an Optical Digital-to-Analog Conversion-Based Header Processor", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 3, pp. 951-953, Mar. 2004
- [1.44] N. Sahri et al., "A highly integrated 32-SOA gates optoelectronic module suitable for IP multi-terabit optical packet routers", Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2001, Anaheim, CA, USA, vol. 4, PD32.
- [1.45] G. Theophilopoulos et al., "Optically addressable 2x2 exchange bypass packet switch", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, No. 7, pp. 998-1000, July 2002.
- [1.46] R. Varazza et al., "A 4x4 optical crosspoint packet switch matrix with minimized path-dependent optical gain", 29th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2003, vol. 3, We1.5.2, pp. 386-387, Rimini, Italy
- [1.47] H. J. S. Dorren et al., "Optical packet switching and buffering by using all-optical signal processing methods", J. Lightwave Technol., Vol. 21 pp. 2-12, Jan. 2003.

- [1.48] M. Kalyvas et al., "All-optical write/read memory for 20 Gb/s data packets", *Electron. Lett.*, vol. 36, No. 12, pp. 1050-1051, 2000.
- [1.49] Y. Haijun, S.J.B. Yoo, "All-optical variable buffering strategies and switch fabric architectures for future all-optical data routers", *IEEE/OSA J. Lightwave Tech.*, vol. 23, pp. 3321- 3330, 2005.
- [1.50] K.K. Merchant et al., "Analysis of an optical burst switching router with tunable multiwavelength recirculating buffers", *IEEE/OSA J. Lightwave Tech.*, vol. 23, pp. 3302-3312, 2005.
- [1.51] J. Khurgin, "Adiabatically tunable optical delay lines and their performance limitations", *Opt. Lett.*, Vol. 30, No. 15, pp. 2778-2780, 2005.
- [1.52] R. Geldenhuys, et al., "Multiple recirculations through Crosspoint switch fabric for recirculating optical buffering", *Electron. Lett.*, Vol. 41, No. 20, pp. 1136-1138, 2005.
- [1.53] T. Zhanq, K. Lu, J.P. Jue, "Shared fiber delay line buffers in asynchronous optical packet switches", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 24, pp. 118-127, 2006.
- [1.54] B. S. Robinson et al., "Demultiplexing of 80-Gb/s pulse-position modulated data with an ultrafast nonlinear interferometer", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, No. 2, pp. 206-208, 2002.
- [1.55] C. Schubert et al., "Comparison of Interferometric All-Optical Switches for Demultiplexing Applications in High-Speed OTDM Systems", *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol.*, vol. 20, No. 4, pp. 618-624, 2002
- [1.56] E. Jahn et al., "Monolithically integrated asymmetric Mach-Zehnder interferometer as a 20 Gbit/s all-optical add/drop multiplexer for OTDM systems", *Electron. Lett.*, vol. 32, No. 3, pp. 216-217, 1996.
- [1.57] C. Schubert et al., "Error-free all-optical add-drop multiplexing at 160 Gbit/s", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, pp. PD17.1-PD17.3., Atlanta, USA
- [1.58] T. Sakamoto et al., "Optical packet synchronizer using wavelength and space switching", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, No. 9, pp. 1360-1362, 2002.
- [1.59] O. Leclerc, et al., "160Gbit/s all-optical regenerator", Conference on Lasers and Electro-Optics, pp. 680-681, May 2000.
- [1.60] B. Sartorius et al., "System application of 40 GHz all-optical clock in a 40 Gb/s optical 3R regenerator", presented at Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, Baltimore, pp. PD11-1– PD11-3, 2000.
- [1.61] O. Leclerc et al., "Optical regeneration at 40 Gb/s and beyond", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 21, pp. 2779-2790, 2003.
- [1.62] S. Boscolo, S.K. Turitsyn, V.K. Mezentsev, "Performance comparison of 2R and 3R optical regeneration schemes at 40 Gb/s for application to all-optical networks", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 23, pp. 304-309, 2005.
- [1.63] S. Satomi, M. Yaqi, S. Ryu, S. Asano, "Field trial of all-optical 2R regeneration in 40-Gbit/s WDM transmission systems with optical add/drop multiplexing", *IEICE Trans. Commun.*, Volume E88-B, No. 5, pp. 1926-1933, 2005.
- [1.64] B. Mikkelsen and C. Rasmussen, "40G systems – drivers, status and applications", Technical Paper, <http://www.mintera.com/techpaperspages/IOCpg1.html>
- [1.65] B. Mikkelsen, C. Rasmussen, P. Mamyshev, F. Liu, S. Dey, and F. Rosca, "Deployment of 40 Gb/s systems: Technical and cost issues", *OSA Trends in Optics and Photonics*, Vol. 95B, pp. 95-97, 2004
- [1.66] S. A. Hamilton et al., "100 Gb/s optical time-division multiplexed networks", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, Vol. 20, No. 12, pp. 2086-2100, 2002.
- [1.67] L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, P. Bakopoulos, G. Guekos, and H. Avramopoulos, "Optical pulse compression in a polarization insensitive non linear loop mirror", *Opt. Comm.*, Vol. 238/1-3, pp. 105-111, 2004
- [1.68] K. Vyrsoinos, L. Stampoulidis, P. Bakopoulos, G. Guekos, and H. Avramopoulos, "Polarization Insensitive NOLM employing a Faraday Rotator Mirror", presented at 30th European Conference on Optical Communication (ECOC2004), 5-9 Sept. 2004, Stockholm, Sweden, We 4.P014

- [1.69] 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* vol.13, No. 17, pp. 6401-6406, 2005.
- [1.70] K. Vysokinos et al., "ARTEMIS: A New Architecture for All-Optical Asynchronous Self-Routing Network with Efficient Contention Protection and QoS Differentiation", presented at the 31st European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, UK, We4.P.083.
- [1.71] L. Stampoulidis et al., "ARTEMIS: A 40 Gb/s All-Optical Self-Router using Asynchronous Bit and Packet-Level Optical Signal Processing, presented at Globecom 2005, St. Louis, MO, U.S.A.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΣΥΜΠΙΕΣΤΗ ΣΟΛΙΤΟΝΙΩΝ

2.1 Αρχή λειτουργίας μη γραμμικής συμπίεσης

2.1.1 Επίδραση Αυτοδιαμόρφωση Φάσης κατά τη διάδοση παλμού μορφής Gauss σε μη γραμμικό μέσο

Προκειμένου να γίνει μια πρώτη προσέγγιση του μηχανισμού συμπίεσης, θεωρείται ένας γκαουσιανός παλμός που διέρχεται αρχικά από ίνα, στην οποία διεγείρεται το μη γραμμικό φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM), ενώ παράλληλα η επίδραση της διασποράς είναι αμελητέα, δηλαδή το μήκος L και τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά της ίνας είναι τέτοια ώστε :

$$L \geq L_{NL} \text{ και } L_{NL} \geq L_D \quad (2.1)$$

με

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \text{ και } L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0} \quad (2.2)$$

όπου L_D και L_{NL} το μήκος διασποράς και το μη γραμμικό μήκος αντίστοιχα, T_0 το χρονικό εύρος του παλμού στο $1/e$ της ισχύος κορυφής του, β_2 η διασπορά της ταχύτητας ομάδας, P_0 η ισχύς κορυφής των παλμών εισόδου και γ η σταθερά μη γραμμικότητας της ίνας [2.1].

Η σχέση μεταξύ L_D και L_{NL} καθορίζει την τάξη του σολιτονίου N που εισέρχεται στον συμπίεστη: περαιτέρω

$$N^2 = \frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} \quad (2.3)$$

Η εξίσωση διάδοσης σε μια τέτοια ίνα παίρνει τη μορφή:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{i}{L_{NL}} \cdot e^{-\alpha z} \cdot |U|^2 \cdot U \quad (2.4)$$

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

$$U(z, T) = U(0, T) \cdot e^{i\varphi_{NL}(z, T)} \quad (2.5)$$

με

$$\varphi_{NL}(z, T) = |U(0, T)|^2 \cdot \frac{z_{eff}}{L_{NL}} \quad (2.6)$$

και

$$z_{eff} = \frac{1}{a} (1 - e^{-ax}) \quad (2.7)$$

Η εξίσωση (2.5) δείχνει ότι η αυτοδιαμόρφωση φάσης προκαλεί μια αλλαγή φάσης που εξαρτάται από την ισχύ του παλμού, ενώ η μορφή του παλμού (η οποία καθορίζεται από το $|U(z, T)|^2$ παραμένει η ίδια. Η μη γραμμική στροφή φάσης $\varphi_{NL}(\mathbf{z}, T)$, η οποία δίνεται από τη σχέση (2.6) αυξάνει με την απόσταση διάδοσης \mathbf{z} . Το μέγεθος \mathbf{z}_{eff} αντιπροσωπεύει το ενεργό μήκος (z effective), το οποίο είναι μικρότερο από το πραγματικό, εξαιτίας των απωλειών \mathbf{a} της ίνας. Αν $\mathbf{a} = \mathbf{0}$, τότε $\mathbf{z} = \mathbf{z}_{eff}$. Η μέγιστη στροφή φάσης παρατηρείται στο κέντρο του παλμού ($T = 0$), όπου και ισχύς κορυφής είναι μέγιστη. Εφόσον $|U(0, 0)| = 1$, για τη μέγιστη στροφή φάσης ισχύει:

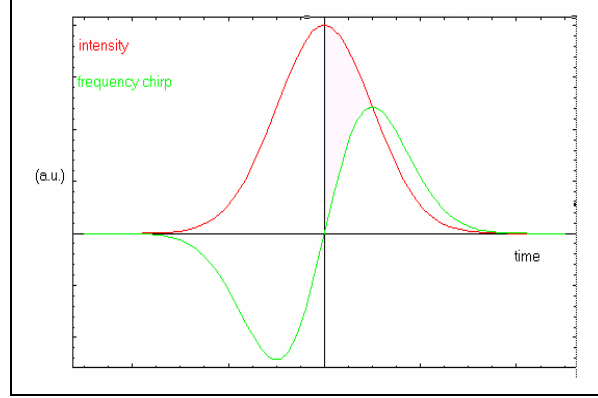
$$\varphi_{max} = \frac{z_{eff}}{L_{NL}} = \gamma P_0 z_{eff} \quad (2.8)$$

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

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

$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\varphi_{NL}}{\partial T} = -\frac{\partial(|U(z, T)|^2)}{\partial T} \cdot \frac{z_{eff}}{L_{NL}} \quad (2.9)$$

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



Σχήμα 2.1: Παλμός μορφής Gauss μετά τη διάδοση του στην ίνα υπό την επίδραση SPM (κόκκινο χρώμα) και το αντίστοιχο τρέμουλο συχνότητας (πράσινο χρώμα).

Παρατηρείται ότι ο παλμός παραμένει αναλλοίωτος, ενώ το μπροστινό του μέρος αποκτά συνιστώσες μετατοπισμένες σε χαμηλότερες συχνότητες (red shifted) και το όπισθεν μέρος του συνιστώσες μετατοπισμένες σε υψηλότερες συχνότητες (blue shifted). Επίσης το chirp είναι σχεδόν γραμμικό στο κεντρικό τμήμα του παλμού. Τέλος, όσο πιο απότομα άκρα έχει ο παλμός, τόσο μεγαλύτερο είναι το chirp που εισάγεται. Αυτό φαίνεται και από την παράγωγο στη σχέση (2.9).

Η διεύρυνση του φάσματος του παλμού λόγω αυτοδιαμόρφωσης φάσης μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (2.9), θέτοντας $\frac{\partial(\delta\omega(T))}{\partial T} = 0$, βρίσκοντας δηλαδή τη μέγιστη τιμή του $\delta\omega(T)$. Έτσι, η μέγιστη αυτή τιμή προκύπτει (για γκαουσιανό παλμό)

$$\delta\omega_{\max} = \frac{0.86}{T_0} \varphi_{\max} \quad (2.10)$$

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

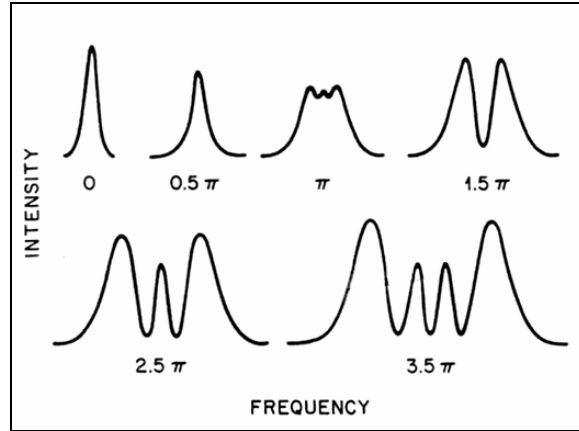
$$\delta\omega_{\max} = 0.86 \cdot \varphi_{\max} \cdot \Delta\omega \quad (2.11)$$

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

$$S(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(0, T) \cdot e^{i\varphi_{NL}(z, T) + i(\omega - \omega_0)T} dT \right| \quad (2.12)$$

$$\text{όπου } S(\omega) = |\tilde{U}(z, \omega)|^2 \quad (2.13)$$

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

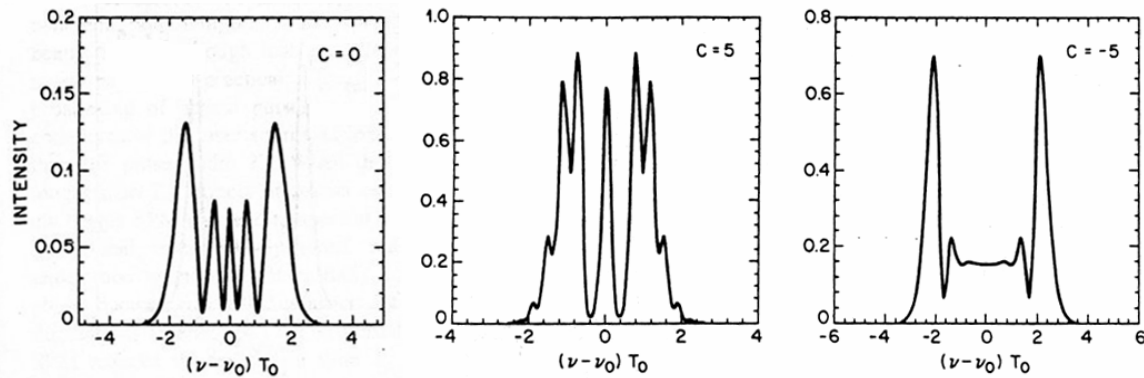


Σχήμα 2.2: Διεύρυνση φάσματος για ένα παλμό μορφής Gauss χωρίς αρχικό chirp. Σε καθένα από τα φάσματα έχει αντιστοιχηθεί η μέγιστη στροφή φάσης φ_{\max} στο κέντρο του παλμού [2.1].

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

$$\varphi_{\max} \cong (M - 1/2)\pi \quad (2.14)$$

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



Σχήμα 2.3: Φάσμα ενός γκαουσιανού παλμού μετά από μη γραμμική στροφή φάσης $\varphi_{\max} = 4.5\pi$, στην περίπτωση που αυτός δεν έχει αρχικό chirp ($C = 0$) (αριστερή εικόνα), στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = 5$ (μεσαία εικόνα) και στην περίπτωση που έχει αρχικό chirp $C = -5$ (δεξιά εικόνα) [2.1].

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

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι όσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς κορυφής και επομένως και η τάξη του σολιτονίου του παλμού που εισέρχεται σε δεδομένη μη γραμμική ίνα τόσο

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

2.1.2 Επίδραση του φαινομένου της διασποράς ταχύτητας ομάδας

Θεωρείται τώρα ο παλμός, ο οποίος μέσω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης, έχει αποκτήσει γραμμικό και θετικό chirp στο κέντρο του [2.2]. Αν ο παλμός αυτός διαδοθεί σε μία ίνα ανώμαλης διασποράς ($\beta_2 < 0$), τότε θα τείνει να αποκτήσει γραμμικό και αρνητικό chirp (εξαιτίας της ανώμαλης διασποράς). Αποτέλεσμα αυτού θα ήταν η αλληλεξουδετέρωση των δύο chirp και η μείωση του χρονικού εύρους του παλμού. Απαραίτητη προϋπόθεση για να γίνει αυτό βέλτιστα, είναι προφανώς η χρήση κατάλληλου μήκους ίνας ανώμαλης διασποράς, ώστε ο τελικός παλμός να έχει $C = 0$ στη κεντρική του περιοχή. Αν χρησιμοποιηθεί μεγαλύτερο μήκος, θα ισχύει $C < 0$, ενώ αν χρησιμοποιηθεί μικρότερο, $C > 0$. Επίσης, για την ίνα ανώμαλης διασποράς, θεωρείται ότι ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$L \ll L_{NL} \text{ και } L \geq L_D \quad (2.15)$$

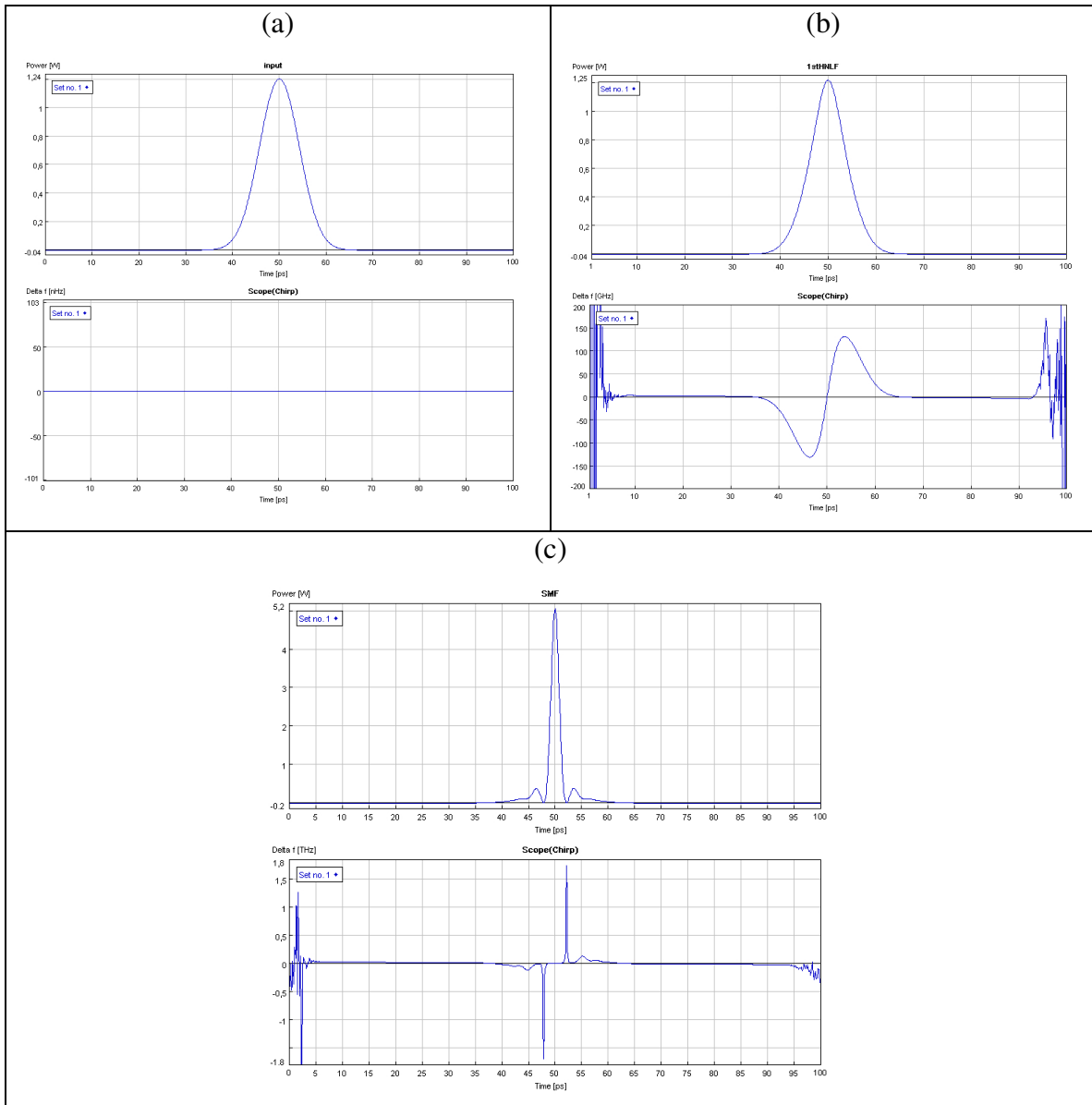
δηλαδή, δεν παρατηρείται αυτοδιαμόρφωση φάσης.

Στο πεδίο του χρόνου, η χρονική συμπίεση των παλμών απεικονίζεται ως εξής:

Στην περιοχή της μη ομαλής διασποράς ισχύει:

$$\beta_2 = -\frac{1}{u_g} \cdot \frac{du_g}{d\omega} < 0 \text{ οπότε και } \frac{du_g}{d\omega} > 0 \quad (2.16)$$

Δηλαδή οι συνιστώσες υψηλότερων συχνοτήτων διαδίδονται γρηγορότερα από τις συνιστώσες χαμηλότερων συχνοτήτων. Έτσι, επειδή το όπισθεν τμήμα του παλμού εισόδου χαρακτηρίζεται από υψηλές συχνότητες και το μπροστινό από χαμηλές (όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1), ο παλμός συμπιέζεται χρονικά. Βέβαια, το τρέμουλο συχνότητας που εισάγεται είναι γραμμικό και αντίθετο αυτού που εισάγεται με την αυτοδιαμόρφωση φάσης και επομένως το chirp δεν αντισταθμίζεται πλήρως με τη μέθοδο αυτή, παρά μόνο στο κεντρικό τμήμα του παλμού. Αποτέλεσμα του γεγονότος αυτού είναι ο παλμός να συμπιέζεται μόνο στο τμήμα του που γίνεται η αντιστάθμιση του γραμμικού chirp. Αντίθετα η επίδραση της ανώμαλης διασποράς στο μη γραμμικό chirp που έχει αποκτήσει ο παλμός από την αυτοδιαμόρφωση φάσης είναι η δημιουργία πλευρικών λοβών όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 2.4. Μάλιστα όσο μεγαλύτερη είναι η αυτοδιαμόρφωση φάσης και επομένως και η συμπίεση του παλμού, τόσο μεγαλύτερο είναι και το μη γραμμικό chirp που δεν αντισταθμίζεται και άρα και οι πλευρικοί λοβοί που σχηματίζονται στη βάση του. Οι πλευρικοί αυτοί λοβοί όμως είναι ανεπιθύμητοι καθώς αφενός μεταφέρουν μέρος της ενέργειας των παλμών το οποίο δεν είναι χρήσιμο και αφετέρου μειώνουν το λόγο αντίθεσης τους. Στην πράξη με τη μέθοδο αυτή έχουν δημιουργηθεί παλμοί με χρονικό εύρος έως 20 fs [2.3]-[2.7].



Σχήμα 2.4: Αρχή λειτουργίας μη γραμμικού συμπιεστή σολιτονίων (a) Παλμός εισόδου στη μη γραμμική ίνα με αρχικό chirp $C=0$, (b) παλμός στην έξοδο της μη γραμμικής ίνας όπου απεικονίζεται και το θετικό chirp που έχει αποκτήσει ο παλμός (c) Παλμός στην έξοδο της απλής μονορυθμικής ίνας όπου απεικονίζονται οι πλευρικοί λοβοί στη βάση του όπως επίσης και το μη αντισταθμισμένο chirp στα άκρα του.

Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό ότι για την επίτευξη υψηλών λόγων συμπίεσης θα πρέπει η διαδικασία μη γραμμικής συμπίεσης να γίνεται σε περισσότερα του ενός στάδια, δηλαδή οι μεταβολές της αυτοδιαμόρφωσης φάσης να τείνουν να λάβουν χώρα κατά όσο το δυνατόν αδιαβατικό τρόπο. Με τη μέθοδο αυτή αποφεύγεται η δημιουργία ισχυρών πλευρικών λοβών (wings) και ταυτόχρονα η ενέργεια του παλμού παραμένει στο κεντρικό του τμήμα, εξασφαλίζοντας συμπίεση υψηλής ποιότητας.

2.1.3 Διασπορά ανώτερης τάξης

Στις παραπάνω αναλύσεις δε λήφθηκαν υπόψιν οι ανώτερης τάξης όροι της σταθεράς διάδοσης γιατί θεωρήθηκαν αμελητέοι, γεγονός που οδήγησε στο συμπέρασμα ότι η χρονική διεύρυνση ενός οπτικού παλμού είναι ανάλογη μόνο του όρου β_2 . Υπάρχουν όμως περιπτώσεις που η συνεισφορά των όρων ανώτερης τάξης και κυρίως αυτή του όρου β_3 είναι σημαντική και δεν μπορεί να αγνοηθεί. Τέτοιες είναι:

- μετάδοση οπτικού σήματος στο μήκος κύματος μηδενικής διασποράς L_D όπου $\beta_2 = 0$
- μετάδοση πολύ στενών παλμών ($T_0 < 0.1$ ps).

Τότε η εξίσωση Schrödinger για την κανονικοποιημένη περιβάλλουσα $U(z,T)$ είναι:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 U}{\partial T^2} + \frac{j}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 U}{\partial T^3} \quad (2.17)$$

και ο μετασχηματισμός Fourier αυτής

$$U(z,T) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{U}(0,\omega) e^{\frac{j}{2}\beta_2\omega^2 z + \frac{j}{6}\beta_3\omega^3 z - i\omega T} d\omega U(z,T) \quad (2.18)$$

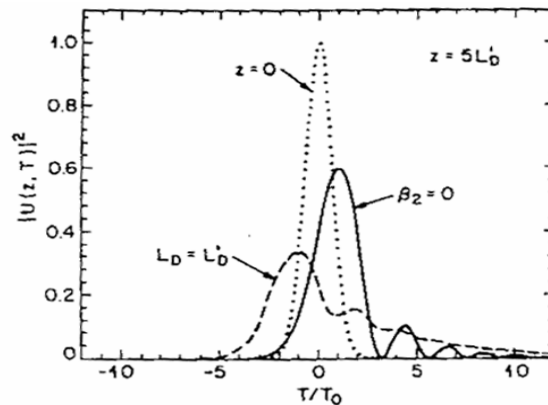
Με τον ίδιο τρόπο που έχει οριστεί το μήκος διασποράς $L_D = (T_0)^2/|\beta_2|$ ορίζεται και το μήκος διασποράς ανώτερης τάξης από τη σχέση

$$L_D' = (T_0)^3/|\beta_3| \quad (2.19)$$

Το μήκος αυτό αποτελεί μια παράμετρο που δείχνει πότε τα φαινόμενα διασποράς ανώτερης τάξης αρχίζουν να διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο. Η συνθήκη για να συμβεί αυτό είναι:

$$L_D' \leq L_D \text{ ή } T_0 \left| \frac{\beta_2}{\beta_3} \right| \leq 1 \quad (2.20)$$

Στο επόμενο Σχήμα 2.5 παρουσιάζεται η επίδραση της διασποράς ανώτερης τάξης στην περίπτωση ενός παλμού Gauss για δύο διαφορετικές τιμές της σταθερούς διάδοσης β_2 .



Σχήμα 2.5: Κυματομορφές παλμών κατά την κυματοδήγηση τους σε ένα όπου έχουμε παρουσία φαινομένων διασποράς ανώτερης τάξης [2.2].

Παρατηρούμε ότι η κυματομορφή του παλμού, από γκαουσιανή που ήταν αρχικά, εκφυλίζεται και αποκτά μια ασύμμετρη μορφή με το ένα άκρο να ακολουθεί μια φθίνουσα ταλάντωση. Για την περίπτωση που το β_3 είναι θετικό, όπως φαίνεται στο σχήμα, οι ταλαντώσεις εμφανίζονται στο πίσω μέρος του παλμού. Όταν το β_3 είναι αρνητικό, τότε το μπροστινό τμήμα του παλμού εκτελεί ταλαντώσεις. Για την περίπτωση που $\beta_2=0$ παρατηρούνται ισχυρές ταλαντώσεις, με την ένταση του παλμού να πέφτει στο 0 μεταξύ διαδοχικών ταλαντώσεων. Οι ταλαντώσεις αυτές, εξασθενούν σημαντικά ακόμα και για μικρές τιμές της σταθεράς β_2 . Για την περίπτωση που $\mathbf{L}_D' = \mathbf{L}_D$ ($\beta_2 = \beta_3/T_0$), οι ταλαντώσεις έχουν σχεδόν εξαφανιστεί και ο παλμός έχει μια μακριά ουρά στο πίσω τμήμα του. Για μεγαλύτερες τιμές του β_2 ώστε $\mathbf{L}_D' \ll \mathbf{L}_D$, ο παλμός παίρνει σχεδόν γκαουσιανή μορφή αφού η διασπορά ανώτερης τάξης παίζει έναν σχετικά δευτερεύοντα ρόλο. Ο εκφυλισμός που περιγράφηκε, δε συμβαίνει στην περίπτωση, όπου ο παράγοντας β_2 γίνεται κυρίαρχος και συνεισφέρει μόνο αυτός στη διασπορά ταχύτητας ομάδας. Σε αυτή την περίπτωση η διασπορά εισάγει μόνο διαπλάτυνση του οπτικού παλμού χωρίς να αλλοιώνει το σχήμα του.

Από τα παραπάνω φαίνεται ότι η συμπίεση παλμών εφαρμόζοντας τον συνδυασμό αυτοδιαμόρφωση φάσης και θετικής διασποράς ενώ είναι πρακτικά ο απλούστερος καθώς δεν απαιτεί εξειδικευμένο εξοπλισμό, οι παλμοί που σχηματίζονται δεν είναι καλής ποιότητας λόγω του γεγονότος ότι χαρακτηρίζονται από πλευρικούς λοβούς (και επομένως και μειωμένο λόγο αντίθεσης) καθώς και ασυμμετρία στην περίπτωση που $T_0 \left| \frac{\beta_2}{\beta_3} \right| \leq 1$. Για την αντιμετώπιση των παραπάνω προβλημάτων απαιτείται ένα μη γραμμικό φίλτρο το οποίο θα μπορεί αφενός να απομακρύνει το υπόβαθρο που σχηματίζεται στη βάση των παλμών και αφετέρου να επαναφέρει το σχήμα τους. Ένα τέτοιο φίλτρο αποτελεί το συμβολόμετρο NOLM (Nonlinear Optical Loop Mirror) [2.8].

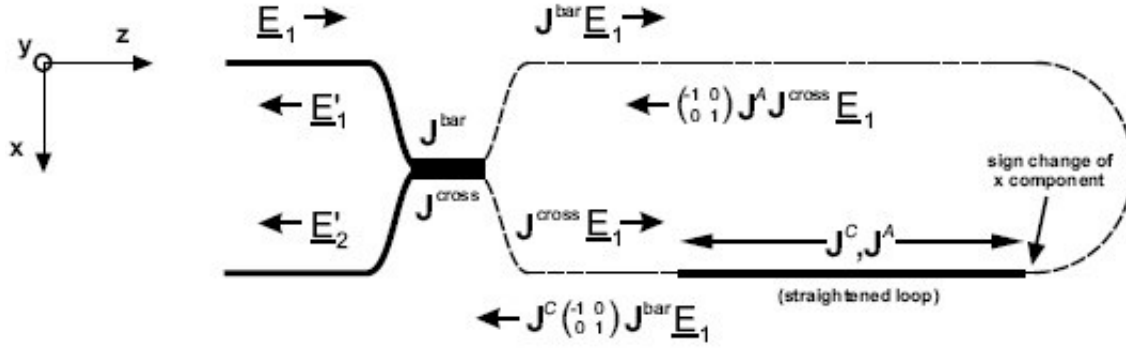
2.2 Αρχή λειτουργίας συμβολομέτρου NOLM

Κατά τον συμβολισμό Jones ένα οπτικό σύστημα όπως είναι ένα συμβολόμετρο μπορεί να περιγραφεί από έναν πίνακα μεταφοράς \mathbf{M} , οποίος ονομάζεται πίνακας Jones που δίνεται από την σχέση:

$$\underline{E}_{out} = \mathbf{M} \underline{E}_{in} \quad (2.21)$$

Όπου $\underline{E}_{in} = \begin{pmatrix} E_{x,in} \\ E_{y,in} \end{pmatrix}$ και $\underline{E}_{out} = \begin{pmatrix} E_{x,out} \\ E_{y,out} \end{pmatrix}$ είναι τα διανύσματα Jones του εισερχόμενου και

εξερχόμενου σήματος αντίστοιχα. Οι δείκτες x, y δηλώνουν το σήμα στους δύο άξονες πόλωσης αντίστοιχα, εάν θεωρήσουμε ότι το σήμα διαδίδεται κατά τον άξονα z .



Σχήμα 2.6: Σχηματική απεικόνιση του συμβολομέτρου NOLM στη περίπτωση που εισέρχεται ένα κύμα E_1 για την κατανόηση των πινάκων Jones

Για την περιγραφή ενός συμβολομέτρου κατά Jones είναι χρήσιμο να κοιτάξει κανείς το σχήμα 2.6. Έστω ότι έχουμε δύο σήματα τα οποία βρίσκεται σε έναν τυχαίο άξονα πόλωσης. Το κάθε ένα από αυτά σήματα μέσω ενός συζεύκτη ο οποίος παρουσιάζει απώλειες κ και έχει λόγω σύζευξης κ_x και κ_y στους δύο άξονες πολώσεις χωρίζεται σε δύο μέρη. Το ένα από αυτά διαδίδεται κατά την ορολογιακή φορά, ενώ το άλλο κατά την ανθωρολογιακή φορά μέσα στο βρόγχο που σχηματίζεται από την ένωση των δύο άκρων εξόδου του συζεύκτη. Λόγω της αρχής λειτουργίας της διάταξης αυτής, τα δύο σήματα διανύουν ακριβώς το ίδιο «μονοπάτι», αλλά σε αντίθετες κατευθύνσεις, με αποτέλεσμα στο συζεύκτη εξόδου να συμβάλλουν ξανά τα ίδια μέρη των αρχικών σημάτων. Τα διανύσματα Jones \underline{E}_{in} και \underline{E}_{out} τότε στην έξοδο του συμβολομέτρου μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\underline{E}_{1,out} = [M_{11} \cdot \underline{E}_{1,in} + M_{21} \cdot \underline{E}_{2,in}] \quad (2.22)$$

$$\underline{E}_{2,out} = [M_{12} \cdot \underline{E}_{1,in} + M_{22} \cdot \underline{E}_{2,in}] \quad (2.23)$$

Οι πίνακες Jones M_{pq} ($p, q \in \{1,2\}$) δίνονται από τις σχέσεις:

$$M_{11} = J^{CROSS} \cdot J^C \cdot J^{BAR} + J^{BAR} \cdot J^A \cdot J^{CROSS} \quad (2.24)$$

$$M_{12} = J^{BAR} \cdot J^C \cdot J^{BAR} + J^{CROSS} \cdot J^A \cdot J^{CROSS} \quad (2.25)$$

$$M_{21} = J^{CROSS} \cdot J^C \cdot J^{CROSS} + J^{BAR} \cdot J^A \cdot J^{BAR} \quad (2.26)$$

$$M_{22} = J^{BAR} \cdot J^C \cdot J^{CROSS} + J^{CROSS} \cdot J^A \cdot J^{BAR} \quad (2.27)$$

όπου

$$J^{BAR} = \sqrt{1-k} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{1-k_x} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-k_y} \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

και

$$J^{CROSS} = \sqrt{1-k} \cdot \begin{pmatrix} i\sqrt{k_x} & 0 \\ 0 & i\sqrt{k_y} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

Τα J^{BAR} και J^{CROSS} συμβολίζουν τη σύζευξη στη συμμετρική και στον αντιδιαμετρική θύρα εξόδου του συζεύκτη αντίστοιχα, ενώ οι πίνακες Jones J^{C} και J^{A} τη διάδοση κατά την ορολογιακή και την ανθωρολογιακή φορά αντίστοιχα.

Οι σχέσεις (2.22) και (2.23) μπορούν να γραφούν σε μια πιο συμπαγή μορφή:

$$\begin{pmatrix} \underline{E}_{1,out} \\ \underline{E}_{2,out} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{E}_{1,in} \\ \underline{E}_{2,in} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Όπου $\begin{pmatrix} \underline{E}_{1,out} \\ \underline{E}_{2,out} \end{pmatrix}$ και $\begin{pmatrix} \underline{E}_{1,in} \\ \underline{E}_{2,in} \end{pmatrix}$ είναι τετραδιάστατα διανύσματα που αναπαριστούν τα διανύσματα Jones στην είσοδο και την έξοδο του συμβολομέτρου αντίστοιχα.

Ο πίνακας Jones $M_{pq} = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix}$ τελικά μετασχηματίζεται σε έναν 16x16 πίνακα που αποκαλείται πίνακας μεταφοράς M_{NOLM} του συμβολομέτρου NOLM. Τα στοιχεία του πίνακα αυτού μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό των συντελεστών μεταφοράς ισχύος στις δύο θύρες εξόδου του NOLM. Έτσι στη θύρα ανάκλασης ο συντελεστής R_{qq} υπολογίζεται από τη σχέση:

$$R_{qq} \cdot |\underline{E}_q|^2 = |M_{qq} \cdot \underline{E}_q|^2 \quad (2.31)$$

Ενώ στη θύρα μετάδοσης, ο συντελεστής T_{pq} ($p \neq q$) υπολογίζεται από τη σχέση:

$$T_{pq} \cdot |\underline{E}_p|^2 = |M_{pq} \cdot \underline{E}_p|^2 \quad (2.32)$$

Ο πλήρης πίνακας μεταφοράς του συμβολομέτρου NOLM υπάρχει στο [2.9].

Θεωρούμε εδώ μια πιο απλή περίπτωση στην οποία ο συζεύκτης δεν παρουσιάζει απώλειες, η ίνα δεν παρουσιάζει απώλειες ($\alpha=0$), ο λόγος σύζευξης είναι ίδιος και για τους δύο άξονες πόλωσης ($\kappa_x=\kappa_y=\kappa$) και ότι σήμα εισέρχεται μέσα στο βρόγχο μόνο από τη μία θύρα εισόδου ($\underline{E}_{2,in} = 0$).

Εάν μέσα στο βρόγχο τοποθετηθεί ένα κομμάτι ίνας με μεγάλο μη γραμμικό συντελεστή Γ οι παλμοί εισέρχονται με μεγάλη ισχύ κορυφής ώστε να διεγείρεται το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM), τότε η μετατόπιση φάσης που αποχτάει ένα πεδίο E κατά τη διάδοση του σε μια απόσταση L υπό την επίδραση του SPM είναι:

$$\varphi = \frac{2\pi \cdot n_2 \cdot |E|^2 \cdot L}{\lambda} \quad (2.33)$$

Όπου n_2 είναι ο μη γραμμικός συντελεστής δείκτη διάθλασης της ίνας (Kerr).

Θεωρώντας ότι η μετατόπιση αυτή φάσης είναι πολωτικά αναίσθητη, παίρνοντας τη γενική περίπτωση όπου η μετατόπιση φάσης είναι διαφορετική για το ορολογιακά και ανθωρολογιακά κινούμενο σήμα, τότε οι πίνακες Jones που περιγράφουν τη διάδοση μέσα από το κομμάτι της μη γραμμικής ίνας είναι:

$$J^C = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_1} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_1} \end{pmatrix} \text{ και } J^A = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_2} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_2} \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Αντίστοιχα οι πίνακες Jones που περιγράφουν τη σύζευξη του σήματος στη συμμετρική και την αντισυμμετρική θύρα εξόδου του συζεύκτη είναι:

$$J^{BAR} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-k} \end{pmatrix} \text{ και } J^{CROSS} = \begin{pmatrix} i\sqrt{k} & 0 \\ 0 & i\sqrt{k} \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

Τότε τα πεδία του σήματος στις δύο θύρες εξόδου του βρόγχου είναι:

$$\underline{E}_{1,out} = [M_{11} \cdot \underline{E}_{1,in}] \quad (2.36)$$

$$\underline{E}_{2,out} = [M_{12} \cdot \underline{E}_{1,in}] \quad (2.37)$$

Όπου

$$M_{11} = J^{CROSS} \cdot J^C \cdot J^{BAR} + J^{BAR} \cdot J^A \cdot J^{CROSS} \quad (2.38)$$

και

$$M_{12} = J^{BAR} \cdot J^C \cdot J^{BAR} + J^{CROSS} \cdot J^A \cdot J^{CROSS} \quad (2.39)$$

Αναλυτικά:

$$M_{11} = \begin{pmatrix} i\sqrt{k} & 0 \\ 0 & i\sqrt{k} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e^{i\varphi_1} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-k} \end{pmatrix} + \\ + \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-k} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e^{i\varphi_2} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i\sqrt{k} & 0 \\ 0 & i\sqrt{k} \end{pmatrix}$$

Η

$$M_{11} = i \cdot \sqrt{k} \cdot \sqrt{1-k} \cdot (e^{i\varphi_1} + e^{i\varphi_2}) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

Αντίστοιχα προκύπτει

$$M_{21} = \sqrt{1-k} \cdot e^{i\varphi_1} - \sqrt{k} \cdot e^{i\varphi_2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

Άρα σύμφωνα με τις σχέσεις (2.31) και (2.32) έχουμε:

$$R_{11} \cdot |\underline{E}_{1,in}|^2 = |M_{11} \cdot \underline{E}_{1,in}|^2 = |\sqrt{1-k} \cdot \sqrt{k} \cdot i \cdot (e^{i\varphi_1} + e^{i\varphi_2})|^2 \cdot |\underline{E}_{1,in}|^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow R_{11} = (1-k) \cdot k + k \cdot (1-k) + 2k \cdot (1-k) \cdot \cos(\Delta\varphi) \Rightarrow \\ \Rightarrow R_{11} = 2k(1-k)(1 + \cos(\Delta\varphi)) \quad (2.42)$$

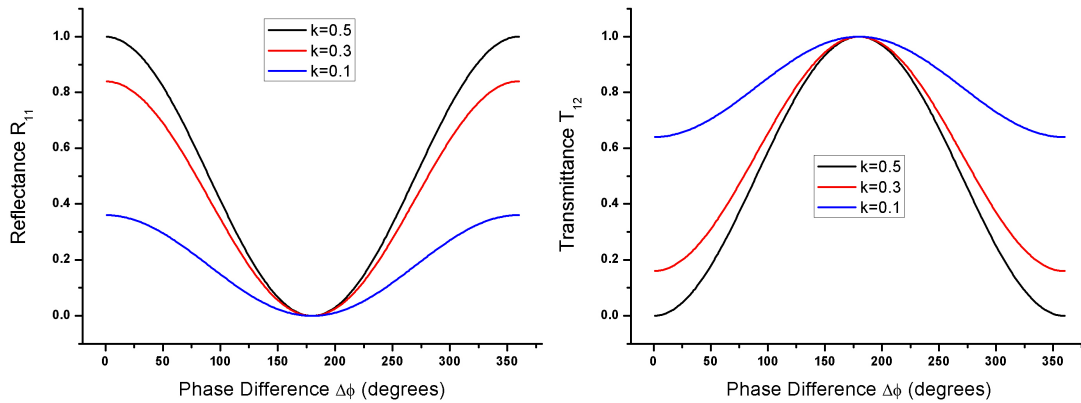
Και

$$\begin{aligned}
T_{12} \cdot |E_{1,in}|^2 &= |M_{12} \cdot E_{1,in}|^2 = |(1-k) \cdot e^{i\varphi} - k \cdot e^{i\varphi_2}|^2 \cdot |E_{1,in}|^2 \Rightarrow \\
\Rightarrow T_{12} &= (1-k)^2 + k^2 - 2k \cdot (1-k) \cdot \cos(\Delta\varphi) \Rightarrow \\
\Rightarrow T_{12} &= 1 - R_{11}
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Όπου υπενθυμίζεται ότι k είναι ο λόγος σύζευξης του συζεύκτη.

Οι σχέσεις (2.42) και (2.43) καλούνται εξισώσεις συμβολής και περιγράφουν την ισχύ ανάκλασης και μετάδοσης του συμβολομέτρου NOLM για ένα δεδομένο λόγο σύζευξης k ως συνάρτηση της διαφοράς φάσης $\Delta\varphi$ μεταξύ του ωρολογιακά και ανθωρολογιακά διαδιδόμενων σημάτων.

Οι δύο συναρτήσεις R_{11} και T_{12} αποτυπώνονται γραφικά στο Σχήμα 2.7 για διάφορους λόγους σύζευξης k . Οι καμπύλες δείχνουν την τυπική συμπεριφορά ενός συμβολομέτρου, δηλαδή η ισχύς εξόδου στις δύο θύρες είναι συμπληρωματικές. Έτσι, η μείωση της ισχύος στη μια θύρα εξόδου έχει ως αποτέλεσμα για λόγους αρχής διατήρησης της ενέργειας την μεταφορά της ισχύος αυτής στην άλλη θύρα εξόδου του συμβολομέτρου ανάλογα με τη διαφορά φάσης $\Delta\varphi$. Η μεταβολή της διαφοράς φάσης από $\Delta\varphi=0$ σε $\Delta\varphi=180^\circ$ μεταβάλλει την ισχύ στη θύρα ανάκλασης (μετάδοσης) από μέγιστη σε ελάχιστη (από ελάχιστη στη μέγιστη).



Σχήμα 2.7: Συνάρτηση μεταφοράς στις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου NOLM ως προς τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων για διάφορους λόγους σύζευξης k .

Η επίδραση του μη ιδανικού λόγου σύζευξης απεικονίζεται επίσης στο Σχήμα 2.7. Για έναν ιδανικό λόγο σύζευξης $k=0.5$ η ισχύς στη θύρα ανάκλασης (μεταγωγής) του NOLM μεταβάλλεται τελείως από 1 σε 0 (0 σε 1) σε κανονικοποιημένες τιμές. Για μη ιδανικούς λόγους σύζευξης $k=0.3$ ή $k=0.1$, η ισχύς στη θύρα μεταγωγής δεν αλλάζει τελείως από 1 σε 0. Ωστόσο η ισχύς στη θύρα ανάκλασης παραμένει 0 για διαφορά φάσης $\Delta\varphi=180^\circ$. Αυτό σημαίνει ότι τελείως αναιρετική συμβολή είναι πιθανή για το σήμα στη θύρα ανάκλασης παρόλο που ο λόγος σύζευξης δεν είναι ιδανικός.

Επομένως εάν δεν υπάρχει καμία επίδραση μέσα στο βρόγχο ώστε να προκαλεί διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων, τότε το σήμα που εισέρχεται στο συμβολόμετρο για οποιοδήποτε λόγο σύζευξης μεταδίδεται πάντα ολόκληρο στη θύρα ανάκλασης. Για το λόγο αυτό λέγεται ότι το NOLM λειτουργεί ως «καθρέφτης βρόγχου».

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η παραπάνω ανάλυση είναι υπεραπλουστευμένη καθώς δεν λαμβάνεται καθόλου υπόψιν η διπλοθλαστικότητα που υπάρχει στις οπτικές ίνες. Η επίδραση

της παραμένουσας διπλοθλαστικότητας, η οποία αγνοήθηκε στις προηγούμενες εξισώσεις, είναι ότι εισάγει μια διαφορά φάσης μεταξύ των ορθογωνίων πολωτικών καταστάσεων του διαδιδόμενου φωτός. Αυτό οδηγεί σε αλλαγή της πολωτικής κατάστασης και μια χρονική καθυστέρηση η οποία εξαρτάται από τον κύριο άξονα αυτής της διπλοθλαστικότητας. Η αλλαγή αυτή δεν είναι απαραίτητα η ίδια για φως που διαδίδεται σε διαφορετικές κατευθύνσεις και το αποτέλεσμα είναι να υπάρχει μεταφορά ισχύος από τη θύρα μεταγωγής στη θύρα ανάκλασης ανάλογα με τη διπλοθλαστικότητα της ίνας που υπάρχει στο βρόγχο.

2.3 Λειτουργία NOLM ως μη γραμμικού φίλτρου

Όπως έχει ήδη αναφερθεί σε προηγούμενη παράγραφο οι παλμοί που παράγονται από σολιτονικούς συμπίεστές κατά τη διάδοση τους μέσω εναλλασσόμενων κομματιών ινών μεγάλης μη γραμμικότητας και απλής μονορυθμικής ίνας παρουσιάζουν υπόβαθρο εξαιτίας της μη αντιστάθμισης του μη γραμμικού chirp που υπάρχει στην άκρη των παλμών. Μάλιστα όσο μεγαλύτερες είναι οι μεταβολές στο θετικό γραμμικό chirp που αποχτάει το κεντρικό κομμάτι του παλμού μέσω της ίνας μεγάλης μη γραμμικότητας, τόσο μεγαλύτερο είναι και το μη γραμμικό chirp στα άκρα του. Επομένως σχεδόν κατά ανάλογο τρόπο αυξάνεται και το υπόβαθρο που σχηματίζεται στη συνέχεια κατά τη συμπίεση του παλμού μέσω της διάδοσης του στην απλή μονορυθμική ίνα. Δηλαδή όσο αυξάνεται ο λόγος συμπίεσης, τόσο αυξάνουν τα «πτερά» στη βάση και άρα μειώνεται ο λόγος αντίθεσης των παλμών.

Η λύση στο παραπάνω πρόβλημα είναι οι μεταβολές του chirp να γίνονται κατά όσο το δυνατόν αδιαβατικό τρόπο. Κατά αυτόν το τρόπο το κομμάτι της ίνας με τη μεγάλη μη γραμμικότητα χωρίζεται σε μικρότερα κομμάτια το καθένα από τα οποία ακολουθείται από ένα κατάλληλο μήκος απλής μονορυθμικής ίνας ώστε να επιτυγχάνεται μέγιστη συμπίεση. Έτσι σχηματίζονται στην έξοδο παλμοί καλύτερης ποιότητας οι οποίοι όμως πάλι έχουν υπόβαθρο στη βάση τους.

Η αυξημένη πολυπλοκότητα της προηγούμενης διάταξης μπορεί να μειωθεί με ειδικές ίνες οι οποίες ονομάζονται ίνες μειωμένης διασποράς (Dispersion Decreasing Fiber-DDF). Στις ίνες αυτές η διασπορά δεν παραμένει σταθερή σε όλο το μήκος της ίνας αλλά μειώνεται σε βήματα σε τακτές αποστάσεις καθώς προχωράμε από την αρχή έως το τέλος της. Ο λόγος συμπίεσης που επιτυγχάνουν οι ίνες αυτές καθαρίζεται από το λόγο αρχικής προς τελικής διασποράς και συνήθως είναι μικρότερος από 20 εάν ο εισερχόμενος παλμός είναι σολιτόνιο πρώτης τάξεως ($N=1$) [2.12]. Για την επίτευξη μεγαλύτερης συμπίεσης πρέπει να αυξηθεί η ισχύς του παλμού που σημαίνει ότι εισάγεται στην ίνα σολιτόνιο ανώτερης τάξης ($1 \leq N \leq 2$). Η συμπίεση ωστόσο σολιτονίων ανώτερης τάξης σε DDF παράγει πολύ συμπιεσμένους παλμούς με μορφή πολύ κοντά στο θεμελιώδες σολιτόνιο ($N=1$), οι οποίοι όμως συνοδεύονται πάλι από ένα ευρύ χαμηλής εντάσεως υπόβαθρο. Μάλιστα όσο μεγαλύτερη είναι η ενέργεια του αρχικού παλμού ($N \geq 2$) τόσο αυξάνεται ο λόγος συμπίεσης και μειώνεται το απαιτούμενο μήκος DDF με κόστος όμως το αυξανόμενο υπόβαθρο.

Άρα από τα προηγούμενα είναι κατανοητά ότι η επίτευξη μεγάλου λόγου συμπίεσης συνοδεύεται σε κάθε περίπτωση από το σχηματισμό ενός υποβάθρου το οποίο είναι ανεπιθύμητο σε πολλές εφαρμογές. Η απομάκρυνση του θορύβου που υπάρχει στη βάση ενός παλμικού σήματος μπορεί να πραγματοποιηθεί μόνο με τη χρήση ενός μη γραμμικού φίλτρου το οποίο

μπορεί να διαχωρίζει το σήμα από το θόρυβο. Το πιο απλό είναι το συμβολομέτρου NOLM [2.10]-[2.23].

Η θεωρητική περιγραφή του NOLM ως μη γραμμικού φίλτρου περιγράφεται στη συνέχεια.

Θεωρώντας τις παρακάτω υποθέσεις

- Η διπλοθλαστικότητα της ίνας που υπάρχει στο βρόγχο αμελητέα
- Όλο τη σήμα βρίσκεται σε μία μόνο πολωτική κατάσταση
- Η ετεροδιαμόρφωση φάσης (Cross-Phase Modulation) μεταξύ των δύο αντίθετα διαδιδόμενων παλμών είναι αμελητέα. Η υπόθεση αυτή ισχύει εφόσον η διάρκεια των παλμών είναι μικρή σε σχέση με το μήκος του βρόγχου, δηλαδή:

$$\frac{L}{c/n} \gg T_{FWHM}, \quad (2.44)$$

όπου n ο δείκτης διάθλασης του βρόγχου και L το μήκος του. Τότε σύμφωνα με την εξίσωση (2.43), η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος στη θύρα μετάδοσης T του συμβολομέτρου είναι:

$$T = \frac{P_T}{P_{IN}} = 2k(1-k)(1 - \cos(\Delta\varphi)) \quad (2.45)$$

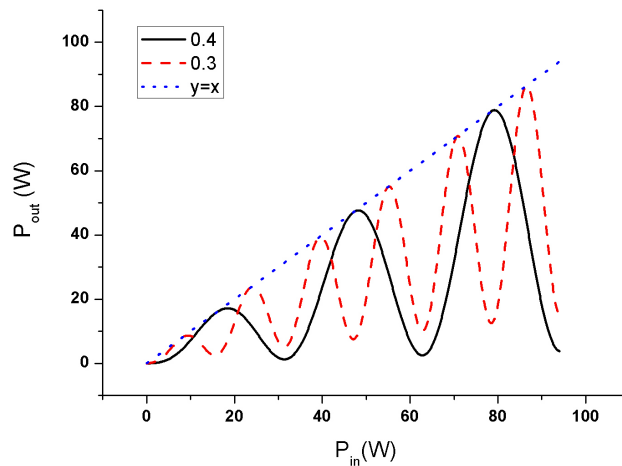
Όπου $\Delta\varphi$ είναι η διαφορά φάσης λόγω αυτοδιαμόρφωσης φάσης μεταξύ των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων κατά τη διάδοση τους στη γραμμική ίνα σύμφωνα με την (2.33):

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot n_2 \cdot E_{IN} \cdot L}{A_{eff} \cdot \lambda} \quad (2.46)$$

Και P_T και P_{IN} είναι η ισχύς κορυφής του σήματος στη θύρα μετάδοσης και στην είσοδο του συμβολομέτρου.

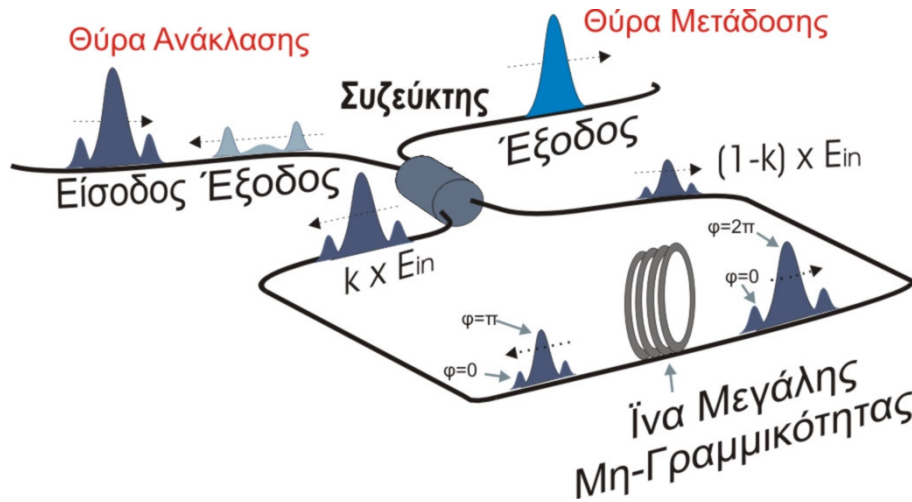
Εάν θεωρήσουμε $n_2=2.6 \times 10^{-20}$, $A_{eff}=50 \mu\text{m}^{-2}$, $\lambda=1550\text{nm}$ και $L=500\text{m}$, τότε προκύπτει:

$$\Delta\varphi = P_{in}$$



Σχήμα 2.8: Σχέση μεταξύ ισχύων κορυφής στην είσοδο και στην έξοδο του NOLM για διάφορους λόγους σύζευξης

Από την παραπάνω γραφική παράσταση προκύπτει κατά τα γνωστά ότι η ισχύς στη θύρα μετάδοσης είναι σχεδόν μηδενική για χαμηλές ισχύς εισόδου και άρα ο βρόγχος δρα ως υψηλής ανακλαστικότητας καθρέφτης. Αυξάνοντας περαιτέρω την ισχύ του σήματος εισόδου η ισχύς μεταφέρεται περιοδικά εξ' ολοκλήρου στη θύρα μετάδοσης. Άρα εάν η ισχύς κορυφής των παλμών έχει κάποιες συγκεκριμένες τιμές, τότε αυτοί μεταγόνται σχεδόν αυτούσιοι στη θύρα μεταγωγής του NOLM. Αντίθετα ο θόρυβος που υπάρχει στη βάση του σήματος επειδή έχει χαμηλή ισχύ κορυφής, για οποιοδήποτε λόγο σύζευξης, μεταγεται πάντοτε στη θύρα ανάκλασης. Άρα το NOLM λειτουργεί στην περίπτωση αυτή ως μη γραμμικό φίλτρο.



Σχήμα 2.9: Σχηματική αναπαράσταση του NOLM ως μη γραμμικού φίλτρου

Έστω ότι έχουμε επομένως ένα παλμό με έντονο θόρυβο και υπόβαθρο στη βάση του, ο οποίος εισάγεται σε ένα NOLM στο οποίο οι δύο βραχίονες εξόδου ενώνονται με ένα μεγάλης μη γραμμικότητας (Σχήμα 2.9). Εάν ο παλμός αυτός εισέλθει σε ένα συμβολόμετρο με ένα το οποίο έχει ασυμμετρία δηλαδή ο παλμός που διαδίδεται κατά την ωρολογιακή φορά έχει διαφορετική φάση από το αντίγραφο του που διαδίδεται κατά την ανθωρολογιακή φορά λόγω αυτοδιαμόρφωσης φάσης, τότε:

Οι πλευρικοί λοβοί λόγω της χαμηλής ισχύος κορυφής τους δεν προκαλούν το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης και στις δύο φορές διάδοσης και επομένως $\Delta\varphi=0$. Άρα από τη Σχέση (2.45):

$$T = 2k(1-k)(1 - \cos(\Delta\varphi)) \xrightarrow{\Delta\varphi=0} T = 0 \text{ ενώ}$$

$$R = 2k(1-k)(1 + \cos(\Delta\varphi)) \xrightarrow{\Delta\varphi=0} 4k(1-k)$$

και επομένως εξέρχονται από τη θύρα ανάκλασης του βρόγχου.

Αντίθετα εάν ο παλμός εισέλθει με κατάλληλη ισχύ εισόδου και η ασυμμετρία είναι τέτοια ώστε ο παλμός που διαδίδεται κατά την ωρολογιακή (ανθωρολογιακή) φορά αποχτάει διαφορά φάσης π σε σχέση με αυτόν που διαδίδεται κατά την ανθωρολογιακή (ωρολογιακή) φορά τότε ξανά από τη σχέση (2.45) προκύπτει:

$$T = 2k(1-k)(1 - \cos(\Delta\varphi)) = 0 \xrightarrow{\Delta\varphi=\pi} T = 4k(1-k) \text{ και}$$

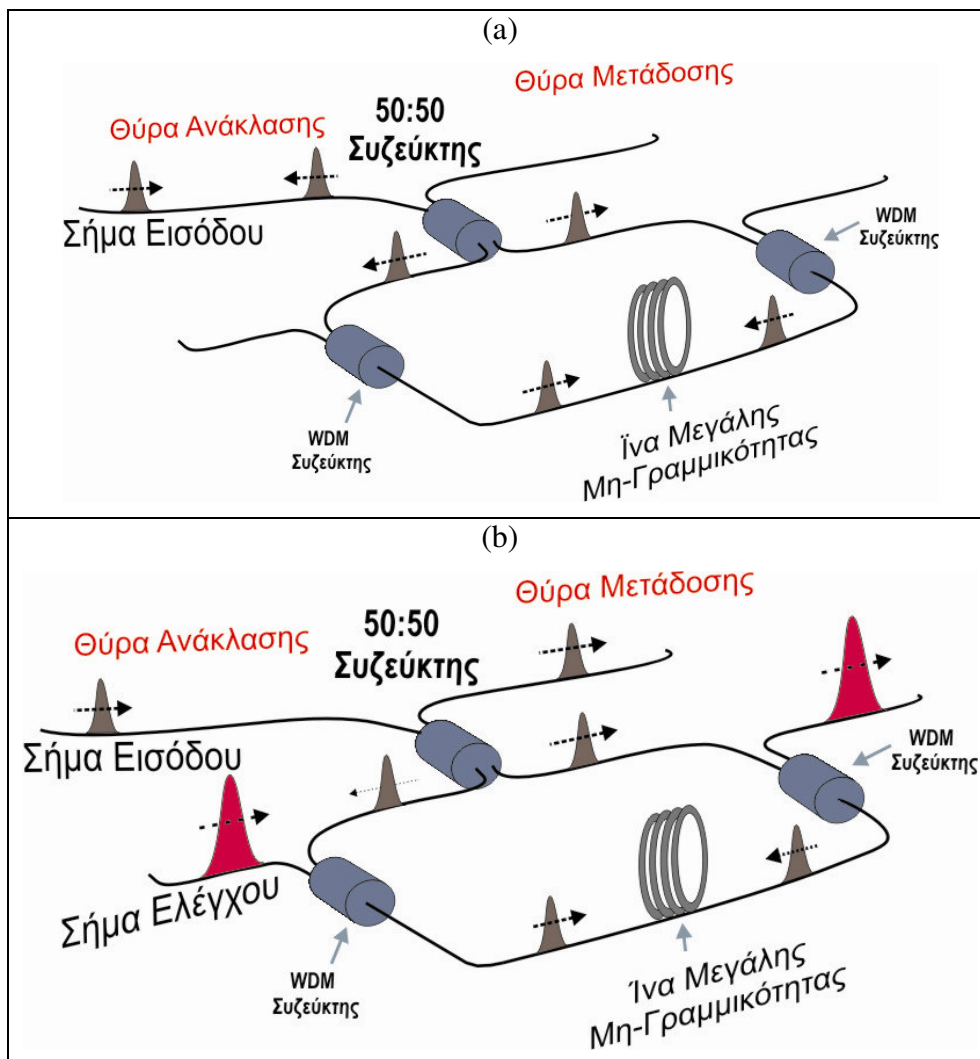
$$R = 2k(1-k)(1 + \cos(\Delta\varphi)) = 0 \xrightarrow{\Delta\varphi=\pi} R = 0$$

δηλαδή το κεντρικό κομμάτι του παλμού μεταάγεται στη θύρα μετάδοσης του NOLM.

Επομένως από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι η σύνδεση ενός NOLM στην έξοδο ενός μη γραμμικού σολιτονικού συμπιεστή επιτυγχάνει την απαλλαγή των παλμών από το υπόβαθρο τους και άρα την βελτίωση του λόγου αντίθεσης της παλμοσειράς.

2.4 Το Συμβολόμετρο NOLM ως διακόπτης

Στην προηγούμενη ενότητα είχε περιγραφεί πως το NOLM με αυτό-μεταγωγή (self-switching) μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένα μη γραμμικό φίλτρο. Σε αυτή την παράγραφο θα εξεξηγηθεί πως μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως ένας διακόπτης με τη βοήθεια ενός εξωτερικού σήματος, το οποίο ονομάζεται σήμα ελέγχου [2.11].



Σχήμα 2.10: Λειτουργία του NOLM ως διακόπτης. (a) Χωρίς την παρουσία σήματος ελέγχου οπότε το συμβολόμετρο είναι σε κατάσταση μη-μεταγωγής και (b) παρουσία σήματος ελέγχου οπότε το συμβολόμετρο είναι σε κατάσταση μεταγωγής

Η σχηματική αναπαράσταση του NOLM ως διακόπτη απεικονίζεται στην Εικ. 2.10. Και εδώ ως μη γραμμικό μέσο για την επίτευξη διαφοράς φάσης μεταξύ των δύο αντιδιαδιδόμενων

σημάτων χρησιμοποιείται μία ίνα με μεγάλη μη γραμμικότητα. Το εξωτερικό σήμα ελέγχου εισάγεται στη μη γραμμική ίνα με τη βοήθεια ενός συζεύκτη με λόγο σύζευξης κ ή ενός συζεύκτη επιλογής μήκους κύματος καθώς βρίσκεται σε διαφορετικό μήκος κύματος από το σήμα εισόδου. Επειδή πλέον η διαφορά φάσης εισάγεται με ένα εξωτερικό σήμα η ασυμμετρία στη διάταξη είναι πλέον περιττή και ο συζεύκτης του βρόγχου μπορεί να είναι 50:50. Επίσης το σήμα εισόδου δεν χρειάζεται να έχει υψηλή ισχύ στην είσοδο καθώς δεν είναι απαραίτητη η διέγερση του φαινομένου της αυτοδιαμόρφωσης φάσης.

Το εισερχόμενο σήμα εισόδου διαχωρίζεται στον 50:50 συζεύκτη εισόδου και τα δύο αντίγραφα του αρχικού σήματος διαδίδονται σε αντίθετες κατευθύνσεις. Αφού περάσουν από την ίνα υψηλής μη γραμμικότητας με χαμηλή ισχύ ώστε να μην αποκτήσουν μετατόπιση φάσης λόγω SPM συμβάλουν ξανά στον 50:50 συζεύκτη. Η ισχύς που μετάγεται στη θύρα μετάδοσης και στη θύρα ανάκλασης εξαρτάται όπως έχει ήδη αναφερθεί στην Παράγραφο 2.2 από τη διαφορά φάσης $\Delta\varphi$ μεταξύ του ωρολογιακά και ανθωρολογιακά κινούμενου σήματος. Εάν η διαφορά φάσης είναι $\Delta\varphi=0$ τότε το NOLM δρα ως καθρέφτης ενώ για $\Delta\varphi=\pi$ ως διακόπτης μεταγωγής. Η διαφορά αυτή φάσης πλέον εισάγεται από το εξωτερικό σήμα ελέγχου μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross Phase Modulation -XPM).

Για τον υπολογισμό των συντελεστών μετάδοσης και ανάκλασης του NOLM γίνονται οι ακόλουθες υποθέσεις:

- Οι οπτικές ίνες και οι συζεύκτες δεν έχουν απώλειες ($\alpha=0$, $\kappa=0$). Ο 50:50 συζεύκτης είναι πολωτικά αναίσθητος ($k_x=k_y=0$) και ο συζεύκτης που χρησιμοποιείται για την εισαγωγή του σήματος ελέγχου δεν λαμβάνεται καθόλου υπόψιν. Επίσης ο βρόγχος θεωρείται ότι αποτελείται μόνο από ίνα υψηλής μη γραμμικότητας.
- Η ίνα υψηλής μη γραμμικότητας έχει αμελητέα πολωτική (polarization mode dispersion -PMD) και χρωματική διασπορά, έτσι ώστε να διασφαλίζεται η πλήρη επικάλυψη των παλμών εισόδου και ελέγχου καθώς διαδίδονται μέσω αυτής. Τα μόνα μη γραμμικά φαινόμενα που λαμβάνονται υπόψιν είναι η αυτό-διαμόρφωση φάσης των παλμών εισόδου και η ετεροδιαμόρφωση φάσης μεταξύ του ωρολογιακά κινούμενου σήματος εισόδου και του σήματος ελέγχου. Η μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ του σήματος ελέγχου και του ανθωρολογιακά κινούμενου σήματος θεωρούνται επίσης αμελητέα.
- Το σήμα ελέγχου είναι γραμμικά πολωμένο κατά τον άξονα x . Το σήμα εισόδου είναι επίσης γραμμικά πολωμένο σε παράλληλο ή κάθετο άξονα από αυτό του σήματος ελέγχου.

Τότε λοιπόν το σήμα εισόδου που περιγράφεται από τον πίνακα Jones \underline{E}_{in} εισέρχεται στο βρόγχο. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.34) της παραγράφου 2.2 οι πίνακες Jones \mathbf{J}^C και \mathbf{J}^A για την ωρολογιακή και ανθωρολογιακή διάδοση μέσω της ίνας υψηλής μη γραμμικότητας είναι οι:

$$\mathbf{J}^C = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_{cn}} & 0 \\ & e^{i\varphi_{c\perp}} \end{pmatrix} \text{ και } \mathbf{J}^A = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_{A\parallel}} & 0 \\ & e^{i\varphi_{A\perp}} \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

Όπου:

$$\varphi_{C\parallel} = \frac{\omega}{c} L \left[n_o + n_2 \frac{P_C(t)}{A_{eff}} + 2n_2 \frac{P_{Pump}(t)}{A_{eff}} \right], \quad \varphi_{C\perp} = \frac{\omega}{c} L \left[n_o + n_2 \frac{P_C(t)}{A_{eff}} + \frac{2}{3} n_2 \frac{P_{Pump}(t)}{A_{eff}} \right] \quad (2.48)$$

Και

$$\varphi_{A\parallel} = \varphi_{A\perp} = \frac{\omega}{c} L \left[n_o + n_2 \frac{P_A(t)}{A_{eff}} \right] \quad (2.49)$$

Σε σύγκριση με του πίνακες Jones για την απλή περίπτωση που λαμβάνονται στην παράγραφο 2.2, τα διαγώνια στοιχεία πλέον δεν είναι ίδια. Αυτό συμβαίνει λόγω της πολωτικής εξάρτησης της μη γραμμικής στροφής φάσης στη μη γραμμική ίνα. Οι οπτικές ισχύς (φάσεις) $P_C(t)$ και $P_A(t)$ (φ_C και φ_A) αντιστοιχούν στα ωρολογιακά και ανθωρολογιακά κινούμενα μέρη του αρχικού παλμού για την περίπτωση της παράλληλης (\parallel) και κάθετης (\perp) πόλωσης μεταξύ του σήματος εισόδου και σήματος ελέγχου. Η οπτική ισχύς του σήματος ελέγχου συμβολίζεται με $P_{PUMP}(t)$ ενώ L είναι το μήκος της ίνας μεγάλης μη γραμμικότητας.

Για τον υπολογισμό των συντελεστών μετάδοσης και ανάκλασης του NOLM που υπάρχουν στην παράγραφο 2.2 οι πίνακες των εξισώσεων (2.42) και (2.43) αντικαθίστανται στον πίνακα μεταφοράς M_{NOLM} , οπότε προκύπτει:

$$\begin{aligned} R_{11} \cdot |E_{in}|^2 &= |M_{11} \cdot E_{in}|^2 = (1-k) \cdot 2k \cdot \left((1 + \cos(\Delta\varphi_{\parallel})) \cdot |E_{in,x}|^2 + \right. \\ &\left. + (1 + \cos(\Delta\varphi_{\perp})) \cdot |E_{in,y}|^2 \right) \end{aligned} \quad (2.50)$$

Και

$$\begin{aligned} T_{12} \cdot |E_{in}|^2 &= |M_{12} \cdot E_{in}|^2 = [1 - 2k \cdot (1-k) \cdot (1 + \cos(\Delta\varphi_{\parallel}))] \cdot |E_{in,x}|^2 + \\ &+ [1 - 2k \cdot (1-k) \cdot (1 + \cos(\Delta\varphi_{\perp}))] \cdot |E_{in,y}|^2 \end{aligned} \quad (2.51)$$

Όπου:

$$\Delta\varphi_{\parallel} = \frac{\omega}{c} L n_2 \left[(1-2k) \frac{P_{in}(t)}{A_{eff}} + 2 \frac{P_{Pump}(t)}{A_{eff}} \right] \quad (2.52)$$

$$\Delta\varphi_{\perp} = \frac{\omega}{c} L n_2 \left[(1-2k) \frac{P_{in}(t)}{A_{eff}} + \frac{2}{3} \frac{P_{Pump}(t)}{A_{eff}} \right] \quad (2.53)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις φαίνεται ξεκάθαρα ότι οι ιδιότητες ανάκλασης και μετάδοσης του NOLM εξαρτώνται από την πολωτική κατάσταση του σήματος εισόδου ακόμα και εάν ο συζεύκτης εισόδου είναι πολωτικά αναίσθητος. Αυτό οφείλεται στην αυτούσια ιδιότητα της ετεροδιαμόρφωση φάσης. Οι σχέσεις (2.52) και (2.53) μπορούν να απλοποιηθούν εάν θεωρηθεί ότι η πόλωση του σήματος ελέγχου είναι παράλληλη με αυτή του σήματος ($E_{in,y}=0$) και ότι ο λόγος σύζευξης k είναι ιδανικός 50:50 ($k=0.5$).

Τότε προκύπτει:

$$R_{11} = (1-k) \cdot k + (1-k) \cdot k + 2k \cdot (1-k) \cdot \cos(\Delta\varphi_{II}) = 0.5 + 0.5 \cdot \cos(\Delta\varphi_{II}) \quad (2.54)$$

Και

$$T_{12} = (1-k)^2 \cdot k^2 - 2k \cdot (1-k) \cos(\Delta\varphi_{II}) = 0.5 - 0.5 \cdot \cos(\Delta\varphi_{II}) \quad (2.55)$$

Η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο σημάτων δίνεται εδώ από τη σχέση:

$$\Delta\varphi(\Delta t) = \frac{\omega}{c} L n_2 2 \frac{P_{\text{pump}}(\Delta t)}{A_{\text{eff}}} = 2\gamma L P_{\text{pump}}(\Delta t) \quad (2.56)$$

Όπου Δt είναι η χρονική καθυστέρηση μεταξύ των παλμών εισόδου και ελέγχου.

Οι σχέσεις (2.54) και (2.55) είναι οι γνωστές συμβολομετρικές σχέσεις από τις οποίες προκύπτει ότι:

$$T = 0.5 + 0.5 \cdot \cos(\Delta\varphi) \xrightarrow{\Delta\varphi=\pi} T = 1$$

$$R = 0.5 - 0.5 \cdot \cos(\Delta\varphi) \xrightarrow{\Delta\varphi=\pi} R = 0$$

2.5 Προβλήματα πειραματικής λειτουργίας του NOLM

Στην παραπάνω ανάλυση που περιγράφεται η λειτουργία του NOLM ως μη γραμμικό φίλτρο και ως διακόπτη θεωρείται ότι η διπλοθλαστικότητα των ινών που υπάρχουν μέσα στο βρόγχο είναι αμελητέα. Στην πράξη όμως αυτή η υπόθεση δεν ισχύει καθώς όλες οι ίνες εμφανίζουν έστω και μια μικρή διπλοθλαστικότητα. Το αποτέλεσμα του γεγονότος αυτού είναι μικρές αλλαγές στη θερμοκρασία των ινών ή δονήσεις που εφαρμόζονται σε αυτές να προκαλούν αλλαγή της πόλωσης των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων. Μάλιστα επειδή οι θερμοκρασιακές αλλαγές και οι δονήσεις προκαλούνται κατά τυχαίο τρόπο, η πόλωση ακολουθώντας αυτές τις μεταβολές μεταβάλλεται και αυτή τυχαία. Επομένως και η συνθήκη ότι για να συμβάλλουν τα δύο σήματα στον συζεύκτη εξόδου απαιτείται τα δύο προς συμβολή σήματα να έχουν την ίδια πολωτική κατάσταση ικανοποιείται κατά τυχαίο τρόπο. Το γεγονός αυτό εμφανίζεται ως μεταβολή της ισχύος του σήματος που μετάγεται στη θύρα μεταγωγής του NOLM από 0 έως $4k(1-k)$ (από σχέση 2.45).

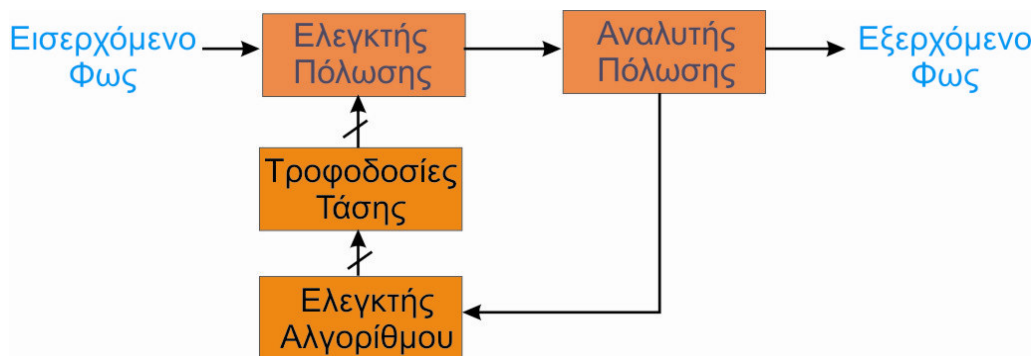
Στην περίπτωση επομένως που στην έξοδο του NOLM ακολουθούν άλλα κυκλώματα όπως π.χ άλλοι συμπιεστές, οπτικές πύλες κτλ, δημιουργείται σημαντικό πρόβλημα καθώς το κάθε ένα από αυτά τα κυκλώματα λειτουργεί σε συγκεκριμένες ισχύς. Εάν μάλιστα στην έξοδο του NOLM υπάρχουν ημιαγωγοί οι οποίοι είναι στοιχεία εξαιρετικά ευαίσθητα στην ισχύ, μια απότομη αύξηση της ισχύος στην είσοδο τους μπορεί πολύ εύκολα να τους καταστρέψει. Έτσι γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι η χρήση του NOLM σε πειραματικές διατάξεις εισάγει σοβαρές δυσκολίες και κινδύνους ιδίως εάν χρησιμοποιείται στον πομπό της διάταξης.

Για την αντιμετώπιση του παραπάνω φαινομένου συνήθως τοποθετείται ένας ελεγκτής πόλωσης μέσα στο βρόγχο ο οποίος εξασφαλίζει ότι η πόλωση του ενός σήματος ακολουθεί την πολωτική κατάσταση του άλλου και επομένως τα δύο σήματα συμβάλλουν εξ'όλοκλήρου στον συζεύκτη. Ο ελεγκτής αυτός πόλωσης μπορεί να είναι:

- **Μηχανικός** το οποίο σημαίνει ότι πρέπει κάποιος χειροκίνητα να αλλάζει την πόλωση του ενός από τα δύο σήματα. Η λύση αυτή προφανώς είναι άβολη καθώς

απαιτείται η αφιέρωση ενός ατόμου συνεχώς στη διόρθωση της πόλωσης του ενός σήματος

- **Ηλεκτροπτικός.** Στην περίπτωση αυτή υπάρχουν τρεις ή τέσσερις ηλεκτρο-οπτικοί κρύσταλλοι οι οποίοι δρουν ως ενεργά μεταβλητά πλακίδια [2.24]-[2.28]. Δηλαδή με την εφαρμογή κατάλληλης τάσης σε κάθε πλακίδιο επιτυγχάνεται αντίστοιχη περιστροφή της πόλωσης του σήματος. Θεωρητικά τρεις μόνο κρύσταλλοι είναι αρκετοί για να μετατρέψουν οποιαδήποτε εισερχόμενη πολωτική κατάσταση σε οποιαδήποτε εξερχόμενη. Το τέταρτο πλακίδιο προστίθεται για γρήγορη αναζήτηση της πόλωσης εάν είναι αναγκαίο. Ένας τέτοιος ελεγκτής πόλωσης σε συνδυασμό με έναν αναλυτή πόλωσης μπορούν να συνδεθούν μέσω ενός βρόγχου ανάδρασης όπως φαίνεται στο Σχήμα (2.11). Η αλλαγή της πόλωσης που ανιχνεύεται στον αναλυτή πόλωσης μεταφέρεται σε έναν υπολογιστή ο οποίος μέσω ενός κατάλληλου αλγορίθμου στέλνει τις κατάλληλες εντολές στα τροφοδοτικά ώστε να μεταβληθεί η τάση που εφαρμόζεται στα πλακίδια περιστροφής της πόλωσης. Δεδομένου ότι όλος ο βρόγχος ανάδρασης μπορεί να εκτελεί διόρθωση της πόλωσης σε *microsecond*, ενώ οι περιβαλλοντικές αλλαγές δονήσεων και θερμοκρασίας λαμβάνουν χώρα σε *millisecond* γίνεται αντιληπτό ότι ένας τέτοιος μηχανισμός μπορεί να λύσει την πολωτική αστάθεια που συνοδεύει το NOLM. Όμως μια τέτοια λύση απαιτεί εξειδικευμένο τεχνικό εξοπλισμό το οποίο σημαίνει αυξημένο κόστος καθώς το κόστος κάθε πολωτικού αναλυτή ανέρχεται σε πολλές χιλιάδες ευρώ, ενώ και το κόστος του ηλεκτρο-οπτικού ελεγκτή πόλωσης δεν είναι αμελητέο (>€1000). Επομένως η εφαρμογή του παραπάνω βρόγχου σε ένα εργαστήριο με περιορισμένα τεχνικά μέσα όπως είναι το Ε.Φ.Ε. καθίσταται μη πραγματοποιήσιμη.



Σχήμα 2.11: Σχηματική αναπαράσταση ενεργού σταθεροποιητή πόλωσης

Μία άλλη λύση είναι η συναρμολόγηση του βρόγχου εξ'ολοκλήρου από ίνες που διατηρούν την πόλωση (PM fibers) [2.29]-[2.31]. Η περίπτωση αυτή όμως εμπεριέχει τόσο τεχνικές, όσο και οικονομικές δυσκολίες. Οι τεχνικές δυσκολίες σχετίζονται με το γεγονός ότι η συγκόλληση απλών PM ινών απαιτεί ειδικό εξοπλισμό ενώ και η ένωση μεταξύ τέτοιων ινών εισάγει μεγαλύτερες απώλειες σε σχέση με τις απλές μονορυθμικές ίνες. Μεγαλύτερη δυσκολία όμως υπάρχει στην συγκόλληση της μη γραμμικής PM ίνας καθώς ο πυρήνας της όπως αναφέρεται [2.30] έχει σχήμα W. Οι οικονομικές δυσκολίες αναφέρονται στο κόστος μιας τέτοιας ίνας. Η ίνα αυτή έχει παρουσιαστεί μόνο ως πρωτότυπο προϊόν από την εταιρία NTT Ιαπωνίας και είναι εμπορικά διαθέσιμο σε πολύ μεγάλη τιμή ανά μέτρο ίνας. Λαμβάνοντας

υπόψιν ότι ο μη γραμμικός συντελεστής της ίνας αυτής είναι μικρός $\Gamma=4$ (WKm)⁻¹ γίνεται αμέσως αντιληπτό ότι χρειάζονται πολλά μέτρα αυτής για την επίτευξη μεγάλης στροφής φάσης και επομένως αυτή η λύση δεν ήταν υλοποιήσιμη από το Ε.Φ.Ε.

Τέλος μια άλλη αντιμετώπιση της πολωτικής ευαισθησίας του NOLM είναι με τη περιέλιξη των ινών που εμπεριέχονται στο βρόγχο σε κατάλληλο αριθμό στροφών/m που εξαρτάται από το μήκος διπλοθλαστικότητας της ίνας [2.32]. Η περιέλιξη των ινών δημιουργεί μια κυκλικά πολωμένη ίνα στην οποία εξισώνονται ο παράλληλος και κάθετος μη γραμμικός συντελεστής ολίσθησης φάσης. Έτσι ενώ σε μια γραμμικά πολωμένη ίνα ο μη γραμμικός συντελεστής στον παράλληλο και στον κάθετο άξονα είναι 2 και 2/3 αντίστοιχα, μετατρέποντας την ίνα σε κυκλικά πολωμένη και οι δύο συντελεστές παίρνουν την τιμή 4/3. Επομένως με τον τρόπο αυτό καταργείται θεμελιωδώς η πολωτική ευαισθησία του NOLM. Ωστόσο η τεχνική αυτή αναφέρεται στην περίπτωση που η στροφή φάσης την οποία αποχτάει ένα σήμα οφείλεται σε ετεροδιαμόρφωση λόγω της παρουσίας ενός ισχυρού εξωτερικού σήματος και όχι στην αυτοδιαμόρφωση όπως είναι στην περίπτωση του μη γραμμικού συμπιεστή.

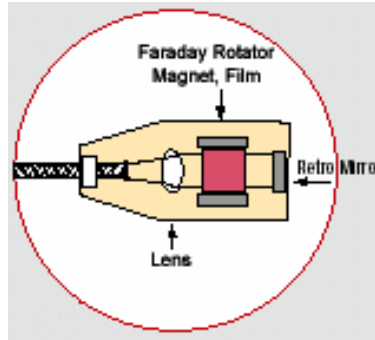
Από όλα τα παραπάνω είναι φανερό ότι καμία τεχνική λύση η οποία να μπορεί να αναιρέσει την πολωτική ευαισθησία του NOLM δεν μπορούσε να εφαρμοσθεί με τα τεχνικά μέσα που διαθέτει το Ε.Φ.Ε. Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκε μια λύση η οποία βασίζεται σε ένα οπτικό στοιχείο το οποίο ονομάζεται περιστροφέας πόλωσης Faraday (Faraday Rotator Mirror-FRM).

2.6 Περιστροφέας Πόλωσης Faraday

Το φαινόμενο Faraday περιγράφει την μη ανάστροφη περιστροφή της πόλωσης ενός σήματος καθώς διέρχεται μέσω ενός οπτικού μέσου κατά την παρουσία ενός μαγνητικού πεδίου. Ο περιστροφέας πόλωσης Faraday (Faraday Rotator Mirror) είναι ένα χαμηλού κόστους παθητικό στοιχείο το οποίο αποτελείται από έναν φακό, έναν περιστροφέα του μαγνητικού πεδίου Faraday και από έναν καθρέφτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.12. Πιο αναλυτικά το φως μέσω ενός ασφαιρικού φακού μετατρέπεται σε μια παράλληλη δέσμη η οποία διαδίδεται στο χώρο. Η δέσμη αυτή στη συνέχεια διέρχεται από έναν μόνιμο μαγνήτη (Bismuth Iron Garnet το υλικό του μαγνήτη), ο οποίος περιστρέφει οποιαδήποτε προσπίπτον διάνυσμα της πόλωσης κατά 45°. Στην έξοδο του μαγνήτη τώρα υπάρχει ένας καθρέφτης που ανακλά όλο το φως προς την αντίθετη κατεύθυνση διάδοσης. Το φως ξαναπερνώντας από τον μαγνήτη περιστρέφει ξανά κατά 45° το διάνυσμα της πόλωσης και μέσω του φακού εισάγεται στην ίνα για την διάδοση του προς την αντίθετη κατεύθυνση. Επειδή το φαινόμενο Faraday είναι μη ανάστροφο η συνισταμένη τελική πολωτική κατάσταση του σήματος εξόδου είναι περιστραμμένη κατά 90° σε σχέση με το αρχικό σήμα. Με τον τρόπο αυτό οποιεσδήποτε πολωτικές μεταβολές λαμβάνουν χώρα κατά τη διάδοση του σήματος μέσα στην ίνα αναιρούνται όπως θα δειχθεί σε επόμενη παράγραφο.

Την ιδιότητα αυτή του FRM ότι δηλαδή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως στοιχείο για την αντιστάθμιση των αλλαγών της πόλωσης λόγω διπλοθλαστικότητας της ίνας την αντιλήφθηκε πρώτα ο M. Martinelli [2.33],[2.34]. Αμέσως μετά ο FRM χρησιμοποιήθηκε σε αισθητήρες που βασίζονταν το συμβολόμετρα Michelson [2.35],[2.36] καθώς οι τυχαίες μεταβολές της πόλωσης των δύο προς συμβολή σημάτων μετέβαλε την ορατότητα των κροσσών συμβολής. Το ίδιο πρόβλημα αντιμετώπιζαν και άλλες συμβολομετρικές διατάξεις που χρησιμοποιούνταν ως αισθητήρες. Έτσι ενώ οι διατάξεις αυτές ήταν επιθυμητές καθώς συγκέντρωναν ένα μεγάλο

αριθμό πλεονεκτημάτων (μεταξύ άλλων και αυξημένη ευαισθησία), δεν μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν σε πρακτικές εφαρμογές λόγω της αυξομείωσης της ορατότητας των κροσσών συμβολής από τις περιβαλλοντικές αλλαγές. Η υιοθέτηση του FRM στους οπτικούς αισθητήρες αναίρεσε όλα αυτά τα προβλήματα



Σχήμα 2.12: Αναλυτική δομή του περιστροφέα πόλωσης Faraday (FRM)

Ο FRM έκτοτε έχει χρησιμοποιηθεί επίσης με το αυτό-ευθυγραμμισμένο (self-aligned) συμβολόμετρο για το σχηματισμό απλών και αποκλειστικά συναρμολογημένων από ίνες διατάξεων με σκοπό την μέτρηση των μη γραμμικών συντελεστών διαφόρων τύπων ινών [2.37]-[2.39]. Επίσης η χρήση του FRM ως εργαλείο για εφαρμογές οπτικής μεταγωγής έχει ερευνηθεί για την ανάπτυξη γραμμικών συμβολομέτρων με αντιστάθμιση της διασποράς [2.35],[2.36], μη συμβολομετρικών μεταγωγέων που βασίζονται στη μη γραμμική περιστροφή της πόλωσης για την διεξαγωγή αποπολυπλεξίας [2.40] ή μεταγωγής [2.41]. Συμβολόμετρο μονού βραχίονα σε συνδυασμό με FRM έχει επιδειχθεί ως πύλη η οποία επιτυγχάνει την αναγέννηση του σήματος [2.42]. Τέλος ο FRM έχει χρησιμοποιηθεί και σε διατάξεις κβαντικής κρυπτογραφίας [2.43]. Στις παρακάτω παραγράφους επεξηγείται η λειτουργία του FRM όπως επίσης αποδεικνύεται και η αντιστάθμιση της διπλοθλαστικότητας [2.44].

2.6.1 Επεξήγηση λειτουργίας FRM με προσπίπτον σήμα το οποίο βρίσκεται σε δύο κάθετες πολώσεις

Έστω ότι έχουμε ένα σήμα το οποίο βρίσκεται σε δύο πολώσεις κάθετες μεταξύ τους.

Εάν δηλώσουμε τον τυχαίο πίνακα περιστροφής Jones ως:

$$T(\vartheta) = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

Και γνωρίζουμε ότι ο πίνακας Jones ενός καθρέφτη είναι ο :

$$T_M = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.58)$$

Τότε προκύπτει ότι ο πίνακας μεταφοράς του FRM είναι ο:

$$T_{FRM} = T(+45^0) \cdot T_M \cdot T(-45^0) = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

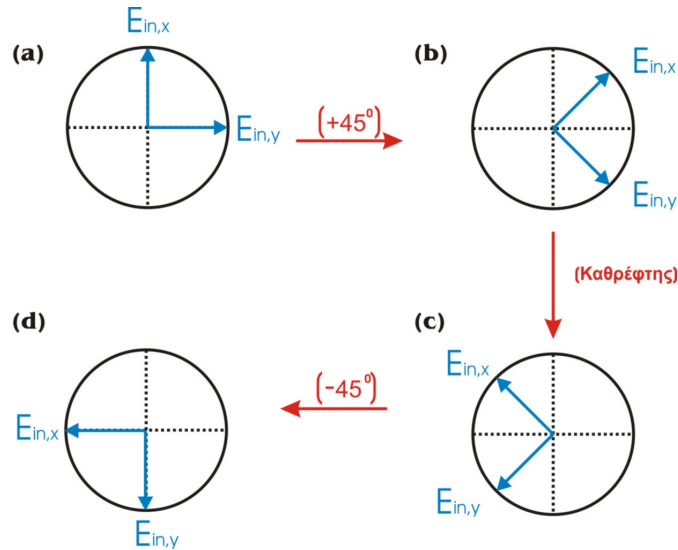
Ο παραπάνω μετασχηματισμός ισχύει στην περίπτωση που θεωρήσουμε Γαλιλαίο σύστημα αναφοράς το οποίο κινείται μαζί με το φως.

Άρα εάν θεωρήσουμε ότι τα σήματα εισόδου και εξόδου περιγράφονται από τα διανύσματα $\underline{E}_{in} = \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix}$ και $\underline{E}_{out} = \begin{pmatrix} E_{out,x} \\ E_{out,y} \end{pmatrix}$ τότε στην έξοδο του FRM το σήμα είναι:

$$\underline{E}_{out} = \begin{pmatrix} E_{out,x} \\ E_{out,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -E_{in,y} \\ -E_{in,x} \end{pmatrix} = e^{i\pi} \begin{pmatrix} E_{in,y} \\ E_{in,x} \end{pmatrix} \quad (2.60)$$

Δηλαδή τα σήματα ανταλλάσσουν πολώσεις με μια επιπλέον διαφορά φάσης π .

Αυτό γραφικά φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα (2.13):



Σχήμα 2.13: (a) Σήμα εισόδου, (b) Περιστροφή $+45^0$ λόγω FRM, (c) Αλλαγή συστήματος αναφοράς το οποίο κινείται μαζί με το φως, (d) Επιπλέον περιστροφή $+45^0$ (-45^0 στο παλιό σύστημα αναφοράς)

Εάν θεωρήσουμε ένα σταθερό Γαλιλαίο σύστημα αναφοράς και για την εμπρόσθια και την οπίσθια κίνηση του φωτός τότε ο πίνακας μεταφοράς του FRM θα αποτελείται μόνο από έναν πίνακα περιστροφής στον οποίο η γωνία περιστροφής είναι ίση με 90^0 . Άρα:

$$T(90^0) = \begin{pmatrix} \cos 90^0 & -\sin 90^0 \\ \sin 90^0 & \cos 90^0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.61)$$

Χωρίζοντας το σήμα εισόδου σε δύο συνιστώσες για τις δύο πολώσεις $\begin{pmatrix} E_{in,x} \\ 0 \end{pmatrix}$ και $\begin{pmatrix} 0 \\ E_{in,y} \end{pmatrix}$ τότε προκύπτει:

$$\begin{pmatrix} E_{out,x} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ E_{in,x} \end{pmatrix} \quad (2.62)$$

Και

$$\begin{pmatrix} 0 \\ E_{out,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ E_{in,y} \end{pmatrix} = e^{i\pi} \begin{pmatrix} E_{in,y} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

Δηλαδή τα δύο σήματα ανταλλάζουν πολώσεις, ενώ το σήμα που πηγαίνει από τον άξονα x στον άξονα y αποχτάει και μια επιπλέον διαφορά φάσης π σε σχέση με αυτό που πηγαίνει από τον άξονα y στον x .

Άρα οποιοδήποτε και από τα δύο συστήματα αναφοράς εάν επιλέξουμε η μία από τις δύο συνιστώσες θα αποχτάει επιπλέον διαφορά φάσης π σε σχέση με το άλλο. Απλώς εάν θεωρήσουμε σύστημα αξόνων το οποίο ταξιδεύει μαζί με το φως η μία συνιστώσα παίρνει στροφή φάσης $\pi/2$ και η άλλη $-\pi/2$, ενώ εάν θεωρήσουμε σταθερό το σύστημα αξόνων τότε η μία από τις δύο συνιστώσες παίρνει εξ' ολοκλήρου την επιπρόσθετη στροφή φάσης π .

2.6.2 Απόδειξη αναίρεσης της διπλοθλαστικότητας οπτικών ινών με τη χρήση FRM

Θεωρούμε ότι ο πίνακας Jones κατά την εμπρόσθια διάδοση του φωτός σε μια απλή μονορυθμική ίνα είναι:

$$T_F = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

Όπου a,b,c, και d είναι μιγαδικοί αριθμοί που εξαρτώνται από τη διπλοθλαστικότητα και την πολωτική απώλεια της ίνας.

Θεωρούμε ότι η ορίζουσα του πίνακα (2.64) είναι ίση με 1, δηλαδή:

$$ad-bc=1 \quad (2.65)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι ο Πίνακας (2.64) είναι μοναδιαίος [$c=-b^*$, $d=a^*$, όπου (*) ο συζυγής μιγαδικός εάν δεν υπάρχει πολωτική εξάρτηση].

Ο πίνακας Jones κατά την οπίσθια διάδοση του φωτός T_B είναι ο ανάστροφος του T_F όταν χρησιμοποιείται το ίδιο Γαλιλαίο σύστημα αναφοράς. Εάν όμως θεωρήσουμε σύστημα αναφοράς το οποίο κινείται μαζί με το φως, τότε ο πίνακας Jones κατά την οπίσθια διάδοση είναι:

$$T_B = T_M \cdot T_F^t \cdot T_M^t = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & -c \\ -b & d \end{pmatrix} \quad (2.66)$$

Όπου με t συμβολίζεται ο ανάστροφος πίνακας.

Άρα η συνολική διαδρομή του φωτός από την αρχή έως το τέλος είναι:

$$T_{FB} = T_B \cdot T_{FRM} \cdot T_F = \begin{pmatrix} a & -c \\ -b & d \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι οι τιμές a,b,c και d αλληλοαναιρούνται το οποίο σημαίνει ότι η πολωτική κατάσταση στην έξοδο της ίνας είναι ανεξάρτητη από τη διπλοθλαστικότητα και οποιεσδήποτε απώλειες που εξαρτώνται από την πόλωση της.

2.6.3 Απόδειξη ορθογωνιότητας της πολωτικής κατάστασης μεταξύ σημάτων εισόδου και εξόδου στον FRM

Εάν θεωρήσουμε ότι το διάνυσμα Jones του εισερχόμενου σήματος είναι:

$$\underline{E}_{in} = \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} \quad (2.68)$$

τότε στην περίπτωση που το σύστημα αναφοράς κινείται μαζί με τη διάδοση του φωτός, στο σημείο εισόδου της ίνας, το διάνυσμα Jones κατά την έξοδο του σήματος είναι:

$$\underline{E}_{out} = \begin{pmatrix} E_{out,x} \\ E_{out,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -E_{in,y} \\ -E_{in,x} \end{pmatrix} \quad (2.69)$$

Ωστόσο για να αποδειχθεί η ορθογωνιότητα μεταξύ σήματος εισόδου και εξόδου το σύστημα αναφοράς θα πρέπει να είναι το ίδιο τόσο κατά την πρόσθια όσο και για την οπίσθια διάδοση τους σήματος.

Έτσι εάν θεωρήσουμε το σύστημα της εμπρόσθιας διάδοσης καθ' όλη τη διάδοση του φωτός τότε το διάνυσμα Jones στην έξοδο είναι:

$$\underline{E}_{out} = \begin{pmatrix} E_{out,x} \\ E_{out,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -E_{in,y} \\ -E_{in,x} \end{pmatrix} \quad (2.70)$$

Ο συζυγής μιγαδικός (*) εδώ εισάγεται για να ληφθεί υπόψιν της αναστροφής της φάσης κατά την ανάκλαση στο σταθερό σύστημα συντεταγμένων.

Το εσωτερικό γινόμενο τότε των διανυσμάτων Jones των σημάτων εισόδου και εξόδου είναι:

$$\left(\underline{E}_{in}, \underline{E}_{out} \right) = E_{in,x} \cdot (E_{in,y}^*)^* - E_{in,y} \cdot (E_{in,x}^*)^* = 0 \quad (2.71)$$

Που αποδεικνύει ότι η πολωτική κατάσταση των σημάτων εισόδου και εξόδου είναι πάντα κάθετες.

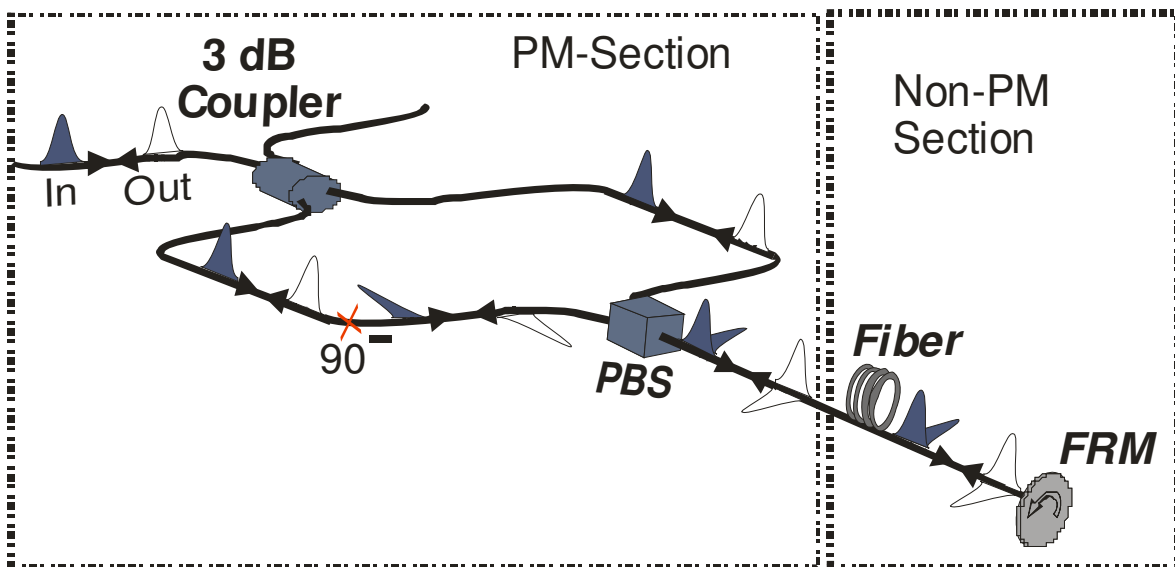
2.7 Αρχή λειτουργίας NOLM που υλοποιήθηκε στο Ε.Φ.Ε

Από την παραπάνω ανάλυση προέκυψε ότι η εισαγωγή ενός FRM μέσα στο NOLM μπορεί θεμελιωδώς να αναιρέσει όλα τα προβλήματα που σχετίζονται με την πολωτική ευαισθησία του. Το πρόβλημα όμως είναι ότι ο FRM έχει μόνο μια ίνα για την είσοδο/έξοδο των

σημάτων και επομένως δεν μπορούν να συνδεθούν απευθείας και τα δύο άκρα του συζεύκτη με λόγο σύζευξης κ που συνιστά το NOLM. Άρα τα δύο σήματα που διαδίδονται με αντίθετη φορά και έχουν το ίδιο μήκος κύματος θα πρέπει με κάποιο τρόπο να συνδυαστούν ώστε να μπορούν να διαδοθούν μαζί στην ίνα του FRM. Ταυτόχρονα όμως θα πρέπει να είναι και σε θέση να διαχωριστούν έπειτα στην έξοδο τους. Η χρήση ενός αποπολυπλέκτη/πολυπλέκτη μήκους κύματος αποκλείεται καθώς όπως προαναφέρθηκε τα δύο σήματα έχουν το ίδιο μήκος κύματος.

Η μόνη λύση που μένει για το διαχωρισμό των δύο σημάτων είναι η διαίρεση τους σε δύο πολωτικές καταστάσεις. Αυτό μπορεί να γίνει πολύ εύκολα με ένα διαιρέτη/συζεύκτη πόλωσης (Polarization Beam Splitter(PBS)/Combiner(PBC)) και επειδή ο PBC έχει δύο εισόδους μπορεί να συνδεθεί επομένως με τα δύο άκρα του συζεύκτη. Η στροφή της πόλωσης κατά 90° από τον FRM για κάθε σήμα οδηγεί σε αλλαγή πολωτικής θύρας στον PBC κατά την επιστροφή τους και άρα εξασφαλίζεται η αρχή λειτουργίας του NOLM ότι τα δύο σήματα διανύουν την ίδια ακριβώς διαδρομή.

Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος το οποίο υλοποιήθηκε πειραματικά στο Ε.Φ.Ε [2.45] απεικονίζεται αναλυτικά στο Σχήμα 2.14, όπου οι κατακόρυφοι και οι οριζόντιοι παλμοί ανταποκρίνονται σε γραμμική πόλωση κατά μήκος των αξόνων X και Y αντίστοιχα. Ο προσανατολισμός των παλμών αντιπροσωπεύει την κατάσταση της πόλωσης των σημάτων κατά τη διάρκεια της διάδοσης τους μέσα στο NOLM και περιλαμβάνονται ώστε να περιγράψουν την αρχή της σταθερότητας της πόλωσης του κυκλώματος. Το κύκλωμα αποτελείται από δύο λειτουργικά τμήματα: ένα τμήμα διατήρησης πόλωσης (PM section) που είναι υπεύθυνο για το διαχωρισμό και τη συμβολή των σημάτων και αποτελείται από έναν συζεύκτη διατήρησης πόλωσης (PM coupler) και έναν πολωτικό διαχωριστή δέσμης (Polarization Beam Splitter ή PBS). Το δεύτερο τμήμα δε διατηρεί την πόλωση (non PM section) των δύο σημάτων σταθερή καθ'όλη τη διάρκεια της διάδοσης του σε αυτό και αποτελείται από ίνες που επιλέγονται κατάλληλα ανάλογα με την εφαρμογή.



Σχήμα 2.14: Αρχή λειτουργίας του πειράματος

Πιο αναλυτικά το σήμα που εισέρχεται στο κύκλωμα είναι γραμμικά πολωμένο κατά μήκος του X άξονα και διαχωρίζεται μέσα στον 50:50 συζεύκτη διατήρησης πόλωσης (PM coupler). Μια ένωση 90° χρησιμοποιείται για να στρέψει την κατάσταση της πόλωσης των

παλμών που ταξιδεύουν κατά την αντί-ωρολογιακή φορά και τα δύο αντίθετα διαδιδόμενα σήματα εισέρχονται σε έναν PBS. Στην κοινή θύρα του PBS οι καταστάσεις πόλωσης είναι ορθογώνιες μεταξύ τους και αρχίζουν να αλλάζουν τυχαία καθώς τα δύο σήματα εισέρχονται στο τμήμα από ίνες που δε διατηρούν την πόλωση (non PM section). Η πρόσπτωση των δύο κομματιών του παλμού στην επιφάνεια του FRM προκαλεί στροφή 90^0 στην κατάσταση της πόλωσης τους και η ανάκλαση των δύο κομματιών του παλμού πίσω κατά μήκος των ίδιων ιών ουσιαστικά απαλείφει την εξέλιξη της πόλωσης που έλαβαν χώρα κατά την εμπρόσθια διάδοση τους. Γι αυτό το λόγο όλες οι διπλοθλαστικές διαταραχές που λαμβάνουν χώρα στο τμήμα που δε διατηρεί την πόλωση του NOLM αντισταθμίζονται. Όταν τα δύο κομμάτια του αρχικού παλμού φτάνουν στον PBS η ορθογωνιότητα της πολωτικής τους κατάστασης αποκαθίσταται. Χάρη στον FRM τα δύο κομμάτια του αρχικού παλμού έχουν περιστραφεί κατά 90^0 ως προς την πόλωση εισόδου τους και επομένως αναγκάζονται να ανταλλάξουν θύρες εξόδου στον PBS. Έτσι διαδίδονται κατά μήκος των αντίθετων κλάδων του NOLM. Η κατάσταση της πόλωσης των παλμών που ταξιδεύουν κατά την ωρολογιακή διεύθυνση στρέφεται κατά 90^0 στη συγκόλληση μεταξύ του διαχωριστή της πόλωσης και του 50:50 συζεύκτη στο τμήμα διατήρησης της πόλωσης. Έτσι τα δύο γραμμικά πολωμένα κομμάτια του σήματος φτάνουν στον συζεύκτη διατήρησης πόλωσης (PM coupler) και συμβάλλουν επιτυχώς στο σημείο αυτό. Λόγω της σταθερής πόλωσης μεταξύ των δύο σημάτων στη θύρα μετάδοσης τότε μεταδίδεται ένα σήμα σταθερής ισχύος.

Ένα σημαντικό στοιχείο που πρέπει να σημειωθεί είναι ότι υιοθετώντας τον FRM μέσα στη διάταξη, λόγω της στροφής φάσης π που αποχτάει το ένα σήμα σε σχέση με το άλλο όπως έχει αποδειχθεί παραπάνω, το κεντρικό κομμάτι του παλμού εξέρχεται από τη θύρα εισόδου ενώ τα φτερά από την άλλη θύρα. Δηλαδή οι θύρες μετάδοσης και ανάκλασης αντιμετωπίζονται σε σχέση με το απλό NOLM.

Αξιοσημείωτο είναι επίσης ότι η παραπάνω διάταξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί με πολύ λίγες τροποποιήσεις για την επίτευξη διαφόρων λειτουργιών όπως π.χ διακόπτες. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι στο τμήμα που δεν διατηρεί την πόλωση, μεταξύ PBC και FRM, στη θέση της μη γραμμικής ίνας μπορούν να εισαχθούν διάφορες ίνες και στοιχεία που δε διατηρούν την πόλωση για την επίτευξη της επιθυμητής λειτουργίας. Και επειδή τα στοιχεία αυτά είναι από απλή μονορυθμική ίνα είναι φανερό ότι η πολυπλοκότητα και το κόστος δεν αλλάζουν σημαντικά για οποιαδήποτε διαμόρφωση του κυκλώματος.

Στο Ε.Φ.Ε. μπορούν να παραχθούν με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής παλμοί με χρονικό εύρος της τάξης των 9-11 ps μετά από γραμμική συμπίεση με ίνα αντιστάθμισης της διασποράς. Για πειράματα όμως στα 40 Gb/s υπήρχε η ανάγκη για την παραγωγή παλμών με σχήμα Gauss, εύρος μικρότερο από 2.5 ps και με πολύ καλή ποιότητα (μεγάλο λόγο σήματος προς υπόβαθρο >20 dB). Για το λόγο αυτό η διάταξη μελετήθηκε ως μη γραμμικός συμπίεστής με την τοποθέτηση στο τμήμα μη διατήρησης της πόλωσης, ενός κομματιού μη γραμμικής ίνας για τη διέγερση της αυτοδιαμόρφωσης φάσης και μίας κατάλληλου μήκους απλής μονορυθμικής ίνας για την αντιστάθμιση του μη γραμμικού chirp. Στην αρχή έλαβαν χώρα κάποιες προσομοιώσεις για να εξεταστεί κατά πόσο μπορεί ο συμπίεστής να λειτουργήσει στα 10 GHz με βάση τους ενισχυτές ερβίου που έχει το Ε.Φ.Ε στη κατοχή του και να διερευνηθεί εάν η απαιτούμενη μονορυθμική ίνα για το δεύτερο στάδιο συμπίεσης θα έπρεπε να τοποθετηθεί εντός η εκτός του NOLM.

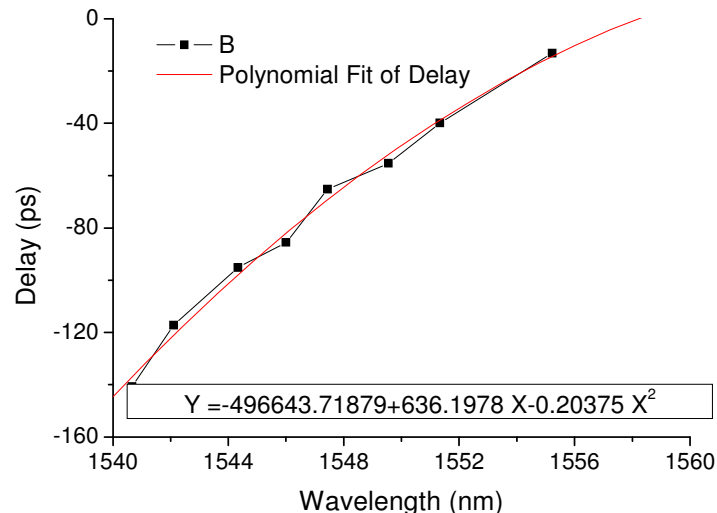
2.8 Υπολογισμός παραμέτρων της μη γραμμικής ίνας

Ένα από τα αρχικά προβλήματα για τις απαιτούμενες προσομοιώσεις ήταν ο προσδιορισμός των παραμέτρων διασποράς δεύτερης και τρίτης τάξης της ίνας μετατοπισμένης διασποράς (DSF) που θα χρησιμοποιούνταν στο πείραμα ως μη γραμμική ίνα καθώς δεν υπήρχαν φύλλα δεδομένων για αυτήν. Αντίθετα ο μη γραμμικός συντελεστής της ίνας είχε υπολογιστεί μέσα από μετρήσεις από έναν προηγούμενο διδάκτορα του Ε.Φ.Ε [2.46]. Για τη συγκεκριμένη ίνα όμως υπήρχαν κάποιες μετρήσεις οι οποίες έδειχναν την καθυστέρηση στη συγκεκριμένη ίνα σε συνδυασμό με το μήκος κύματος. Οι μετρήσεις αυτές παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

Πίνακας 2.1: Μήκος κύματος και καθυστέρηση

Μήκος Κύματος (nm)	Καθυστέρηση (ps)
1540.6	-144
1542.1	-113
1544.3	-88
1546	-81.5
1547.4	-59
1549.5	-51
1551.3	-37
1555.2	-13

Με βάση τα αποτελέσματα του πίνακα αυτού προέκυψε η γραφική παράσταση που φαίνεται στο επόμενο σχήμα:



Σχήμα 2.15: Γραφική παράσταση καθυστέρησης συναρτήσει της διασποράς

Με την καμπύλη με τις τελείες φαίνεται η γραφική παράσταση της καθυστέρησης σε συνάρτηση με το μήκος κύματος και με την άλλη καμπύλη φαίνεται η πολυωνμική της προσέγγιση η οποία αριθμητικά εκφράζεται με την παρακάτω συνάρτηση

$$Y = -496643.71879 + 636.1978X - 0.20375X^2 \quad (2.72)$$

όπου Y η καθυστέρηση σε ps και X το μήκος κύματος σε nm.

Παραγωγίζοντας αυτή τη σχέση ως προς X παίρνουμε την παρακάτω εξίσωση η οποία αποτελεί προσέγγιση της διασποράς

$$Y' = 636.1978 - 0.4075X \quad (2.73)$$

Επειδή το πείραμα θα λάμβανε χώρα με δίοδο η οποία έχει μήκος κύματος 1549.2 nm, αντικαθιστώντας το X με 1549.2 παίρνουμε την τιμή της διασποράς 4.8988ps/nm. Η τιμή αυτή είναι ανηγμένη στα 10 km ίνας. Έτσι διαιρώντας την διασπορά με 10 παίρνουμε την πραγματική τιμή της που είναι:

$$D = 0.48988 \approx 0.5 \text{ ps/nm/km}$$

Η τιμή αυτή χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις, με αντίθετο βέβαιο πρόσημο, διότι το μήκος κύματος (1549,2) είναι μικρότερο από το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς που είναι περίπου στα 1560 nm.

Παραγωγίζοντας τη σχέση (2.73) παίρνουμε την τιμή της κλίσης της διασποράς που είναι:

$$Y'' = -0.4075 \text{ ps/nm}^2$$

Που είναι κι αυτή ανηγμένη στα 10 km. Έτσι διαιρώντας και πάλι με 10 km παίρνουμε την τιμή της κλίσης της διασποράς που είναι ίση με:

$$D' = -0.0475 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$$

Τέλος στον παρακάτω πίνακα φαίνονται και τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά των ινών που χρησιμοποιήθηκαν για το μονοκυματικό συμπιεστή

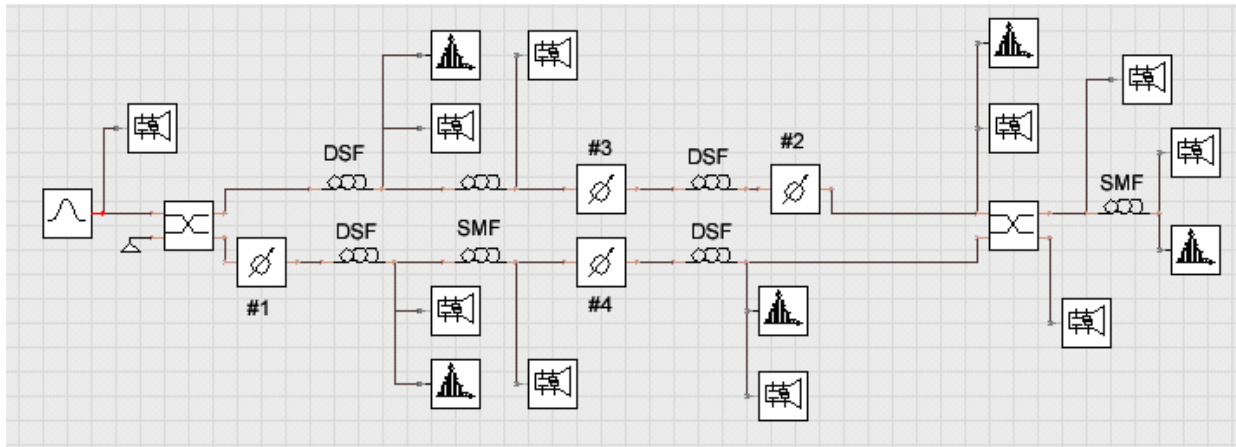
Πίνακας 2.2 : Παράμετροι κυματοδηγής SMF και DSF

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ	
	DSF	SMF
Εξασθένιση $\left(\frac{\text{dB}}{\text{km}}\right)$	0.361	0.2
Διασπορά $\left(\frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}}\right)$	-0.5	16
Κλίση διασποράς στο μήκος κύματος λειτουργίας $\left.\frac{dD}{d\lambda}\right _{\lambda=1549,2\text{nm}} \left(\frac{\text{s}}{\text{m}^3}\right)$	$-0.04 \cdot 10^3$	$0.08 \cdot 10^3$
Μη γραμμικός δείκτης διάθλασης n_2 $\left(\frac{\text{m}^2}{\text{W}}\right)$	$2.62 \cdot 10^{-20}$	$2.62 \cdot 10^{-20}$
Ενεργός διατομή πυρήνα $A_{\text{eff}} (\text{m}^2)$	$38 \cdot 10^{-8}$	$64 \cdot 10^{-12}$

2.9 Προσομοίωση του μη γραμμικού συμπίεστη

Η σχεδίαση της διάταξης μη γραμμικής συμπίεσης πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του υπολογιστικού προγράμματος VPI TRANSMISSION MAKER. Το πρόγραμμα επιλύει αριθμητικά με τη μέθοδο Fourier χωριζόμενων βημάτων (split-step Fourier method) τη μη γραμμική διαφορική εξίσωση του Schrödinger που περιγράφει τη διάδοση γραμμικά πολωμένων οπτικών κυμάτων σε ίνες. Το μοντέλο του υπολογιστικού πακέτου λαμβάνει υπόψη τη διασπορά πρώτης δευτέρας και τρίτης τάξης, την εξασθένηση, την αυτοδιαμόρφωση φάσης, την ετεροδιαμόρφωση φάσης, την μίξη τεσσάρων φωτονίων και την εξαναγκασμένη σκέδαση Raman. Από τα μη γραμμικά φαινόμενα το μόνο που ενδιαφέρει για της ανάγκες της προσομοίωσης είναι η διασπορά πρώτης και δευτέρας τάξης καθώς επίσης και η αυτοδιαμόρφωση φάσης. Έτσι, οι διάφορες παράμετροι που αντιστοιχούν στα υπόλοιπα μη γραμμικά φαινόμενα τίθενται ίσες με το μηδέν.

Στη διαδικασία της προσομοίωσης χρησιμοποιήθηκε όπως προαναφέρθηκε ως μη γραμμική ίνα DSF το καρούλι με μήκος 9630 μέτρα που υπάρχει στο Ε.Φ.Ε. Δεδομένου του μικρού συντελεστή μη γραμμικότητας της ίνας αυτής που είχε μετρηθεί ίσο με $\Gamma = 2.8 \text{ (WKm)}^{-1}$ και των ενισχυτών με μέγιστη ισχύ εξόδου 70 mW που κατέχει το Ε.Φ.Ε γίνεται αμέσως αντιληπτός ο λόγος που είναι απαραίτητο τόσο μεγάλο μήκος DSF ίνας. Επειδή το σήμα διέρχεται δύο φορές από την ίνα λόγω του FRM η διαδικασία συμπίεσης λαμβάνει χώρα και αυτή σε δύο στάδια. Με τη βοήθεια των προσομοιώσεων υπολογίσθηκαν τα κατάλληλα μήκη SMF που είναι απαραίτητα ώστε να γίνεται τελικά πλήρης αντιστάθμιση του γραμμικού chirp και οι παλμοί στην έξοδο να είναι περιορισμένου χρονικού – φασματικού γινομένου.



Σχήμα 2.16: Διάταξη προσομοίωσης του μη γραμμικού συμπίεστη.

Στο παραπάνω σχήμα απεικονίζεται η διάταξη που σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε στο VPI. Επειδή το πρόγραμμα δεν μπορεί να προσομοιώσει αντιδιαδόμενα σήματα μέσα στην ίδια ίνα και δεν υπάρχει δυνατότητα προσομοίωσης του FRM, έγινε παραλλαγή της διάταξης η οποία είναι πλέον Michelson συμβολόμετρο στο οποίο οι δύο βραχίονες είναι ακριβώς οι ίδιοι. Με τον τρόπο αυτό έτσι εξασφαλίζεται η ορθή προσομοίωση της παραλλαγμένης έκδοσης του NOLM που επρόκειται να εξεταστεί πειραματικά στο Ε.Φ.Ε.

Οι δύο συζεύκτες εισόδου/εξόδου είναι 50:50 καθώς το Ε.Φ.Ε έχει συζεύκτες μόνο με αυτό το λόγο σύζευξης σε PM έκδοση. Η δημιουργία της διαφορικής στροφής φάσης μεταξύ

των αντιδιαδιδομένων σημάτων επιτυγχάνεται με την εισαγωγής ενός εξασθενητή στον ένα βραχίονα. Έτσι τα ένα σήμα εισέρχεται στη DSF ίνα με διαφορετική ισχύ από το άλλο και επομένως εισάγεται η διαφορεική μετατόπιση φάσης λόγω SPM. Όμως και τα δύο σήματα τελικά διέρχονται από τον εξασθενητή καθώς η διαδρομή που ακολουθούν είναι κοινή. Απλά το ένα σήμα δέχεται την εξασθένηση πριν από τη διάδοση του από τις ίνες, ενώ το δεύτερο αφού έχει διέλθει από αυτές. Οι δύο αυτοί εξασθενητές είναι ο #1 και #2 στο Σχήμα 2.16.

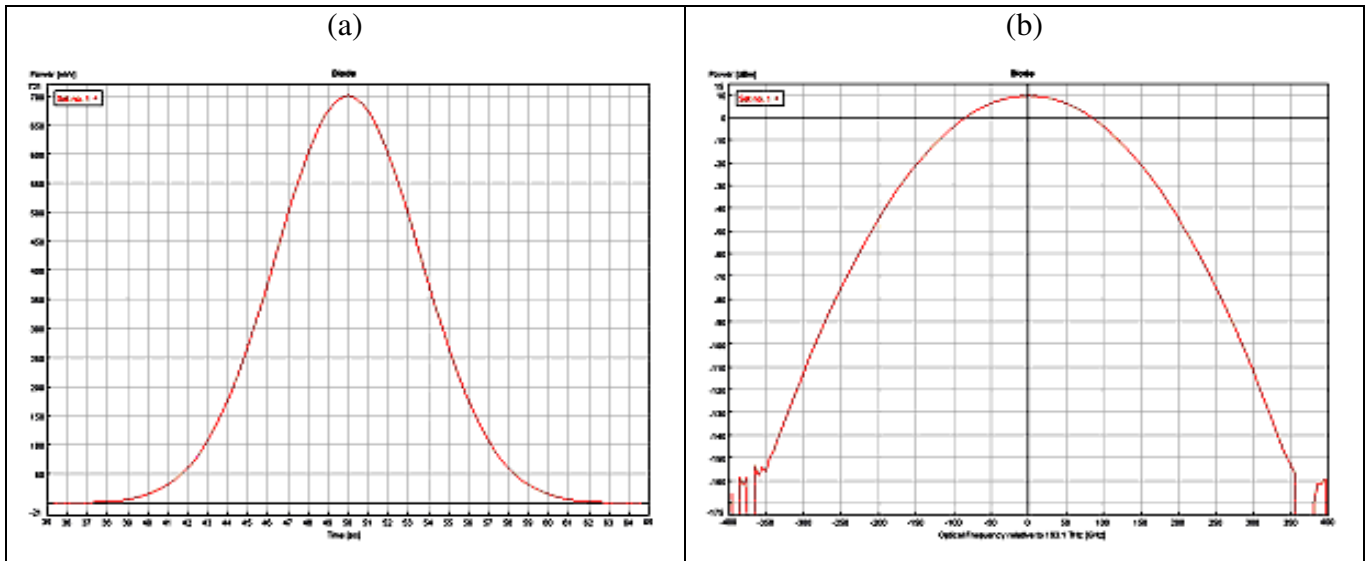
Τα δύο σήματα αφού διαχωριστούν από τον 50:50 συζεύκτη διαδίδονται από τα 9630 DSF ίνας τα οποία ακολουθούνται από τα κατάλληλα μέτρα SMF ίνας ώστε να λάβει χώρα το πρώτο στάδιο συμπίεσης. Στην πειραματική διάταξη τα μέτρα της SMF τελικά τα μισά από αυτά που υπολογίστηκαν λόγω του FRM. Στη συνέχεια τα δύο σήματα διέρχονται για δεύτερη φορά από την DSF και συμβάλλουν στον 50:50 συζεύκτη εξόδου με περίπου την ίδια ισχύ. Στην έξοδο του συζεύκτη τοποθετείται το δεύτερο κομμάτι SMF για το δεύτερο στάδιο συμπίεσης. Οι εξασθενητές #3 και #4 τοποθετούνται στη διάταξη για την προσομοίωση των απωλειών που θα υπάρχουν στο κύκλωμα μεταξύ PBC και FRM.

2.10 Αποτελέσματα

Οι παλμοί εισόδου (Σχ. 2.17) που εισάγονται στο NOLM έχουν μορφή Gauss με γραμμικό θετικό chirp 1,5 όπως έχει μετρηθεί στο Ε.Φ.Ε. [2.46] λόγω της μη τέλει αντιστάθμισης του από την ίνα αρνητικής διασποράς. Το χρονικό εύρος τίθεται ίσο με 9 ps θεωρώντας το ελάχιστο πλάτος των παλμών που παράγονται στο Ε.Φ.Ε με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής του κέρδους μιας διόδου κατανεμημένης ανάδρασης (gain switching). Για αυτές τις παραμέτρους μελετήθηκε σε ποιους ρυθμούς επανάληψης μπορεί να λειτουργήσει το NOLM με βάση τους ενισχυτές ερβίου με μέγιστη ισχύ εξόδου 70 mW που κατέχει το Ε.Φ.Ε¹.

Αρχικά θεωρήθηκε ρυθμός επανάληψης 10 GHz. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς κορυφής των παλμών στην είσοδο της διάταξης είναι ~650 mW. Θεωρώντας ότι μέσα στην μέση ισχύ των 70 mW περιλαμβάνεται θόρυβος και ότι από την έξοδο του ενισχυτή μέχρι την είσοδο της ίνας, θα υπάρχουν απώλειες της τάξης των 2-3 dB προκύπτει ότι το σήμα θα εισέρχεται στην DSF με ισχύ κορυφής ~350 mW/2 λόγω του 50:50 συζεύκτη. Αυτή η ισχύς κορυφής είναι πολύ μικρή για τη διέγερση της μη γραμμικότητας και επομένως εγκαταλείφτηκε η ιδέα της λειτουργίας του συμπιεστή στα 10 GHz μετά και από προσομοιώσεις οι οποίες επιβεβαίωσαν τα παραπάνω. Αντίθετα λειτουργώντας τον συμπιεστή στα 2.5 GHz η ισχύς κορυφής τετραπλασιάζεται και επομένως μπορεί να διεγερθεί η μη γραμμικότητα σε ικανοποιητικό βαθμό. Επομένως για τις προσομοιώσεις θεωρήθηκε ότι η ισχύς κορυφής των παλμών είναι 0.7 W.

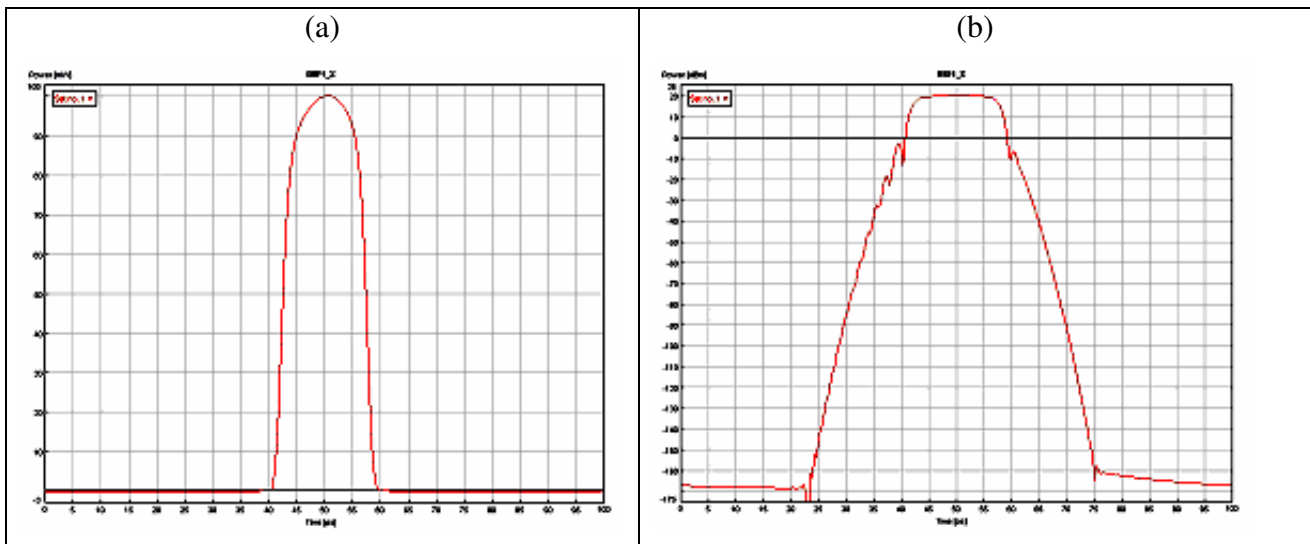
¹ Το Ε.Φ.Ε. έχει στην κατοχή του και έναν ενισχυτή με θεωρητική μέγιστη ισχύ εξόδου 500mW. Στην πράξη όμως ποτέ δεν έχει μετρηθεί ισχύς εξόδου από αυτόν τον ενισχυτή μεγαλύτερη από 400mW. Η ισχύς αυτή είναι ικανοποιητική για την διέγερση της μη γραμμικότητας κατά τη λειτουργία του συμπιεστή στα 10GHz. Όμως αυτός ο ενισχυτής είναι αφιερωμένος για την ενίσχυση των σημάτων στην είσοδο του αυτοσυσχετιστή καθώς ο κρύσταλλος που επιτελεί την πράξη της αυτοσυσχετιστής απαιτεί πολύ μεγάλη οπτική ισχύ (>150mW) και στη θέση του δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί επομένως κανένας από τους άλλους ενισχυτές που διαθέτει το Ε.Φ.Ε.

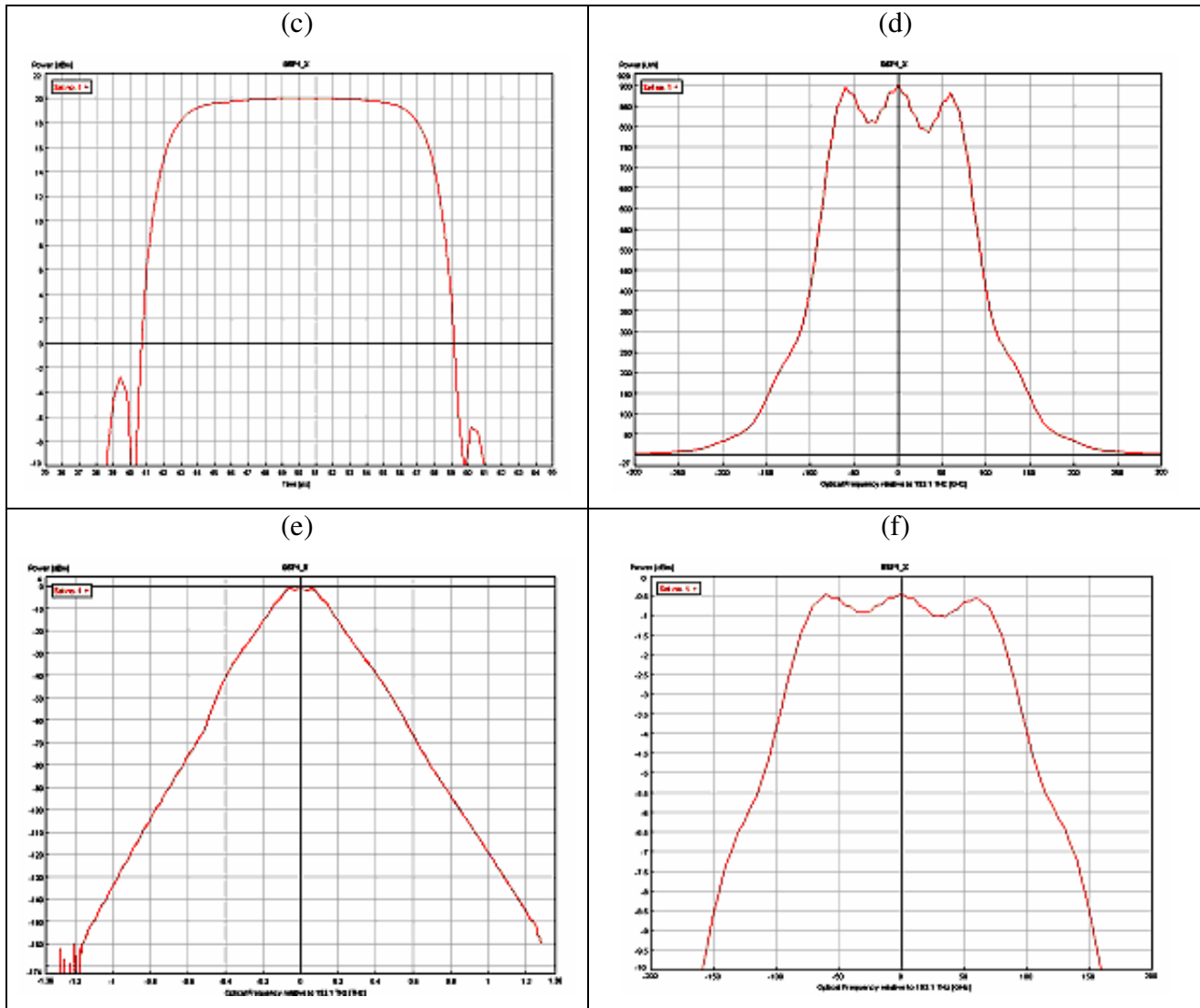


Σχήμα 2.17: Παλμοί εισόδου μετά τη γραμμική συμπίεση (a) στο πεδίο του χρόνου και (b) της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα.

2.10.1 Διάδοση μέσω DSF 1 στον πάνω κλάδο

Ο παλμός διευρύνεται χρονικά μετά το πέρασμα μέσω της DSF για πρώτη φορά στα 16 psec, (σχήμα 2.18(a)) καθώς η συνολική διασπορά της DSF ίνας δεν είναι αμελητέα, λόγω του μεγάλου της μήκους. Παρατηρείται μεγάλη χρονική διεύρυνση του παλμού λόγω της σχετικά υψηλής ισχύος κορυφής. Αυτό συμβαίνει γιατί διεγείρεται το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης που έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργούνται καινούργιες φασματικές συνιστώσες και επομένως η διασπορά να έχει ακόμα μεγαλύτερη επίδραση. Παρατηρείται επίσης η ασυμμετρία του παλμού, γεγονός που οφείλεται στα φαινόμενα διασποράς τρίτης τάξης. Στο Σχήμα 2.18(b) φαίνεται ο παλμός στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, προκειμένου να γίνει λεπτομερής εκτίμηση των πλευρικών λοβών. Προκύπτει ότι το υπόβαθρο είναι 23 dB κάτω από το επίπεδο της ισχύος κορυφής. Το chirp αλλάζει πρόσημο στο κέντρο του παλμού, ενώ το φάσμα αρχίζει να διαπλατύνεται και έχει αποκτήσει στροφή φάσης 1.5π (σχήμα 2.18(d)) όπως φαίνεται από το φάσμα σε γραμμική κλίμακα.

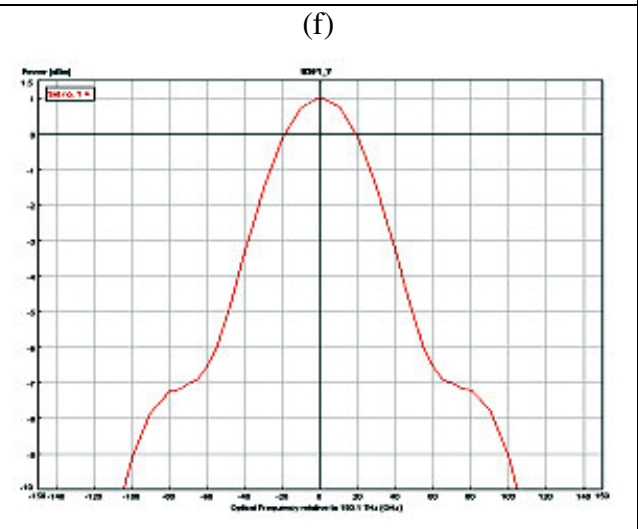
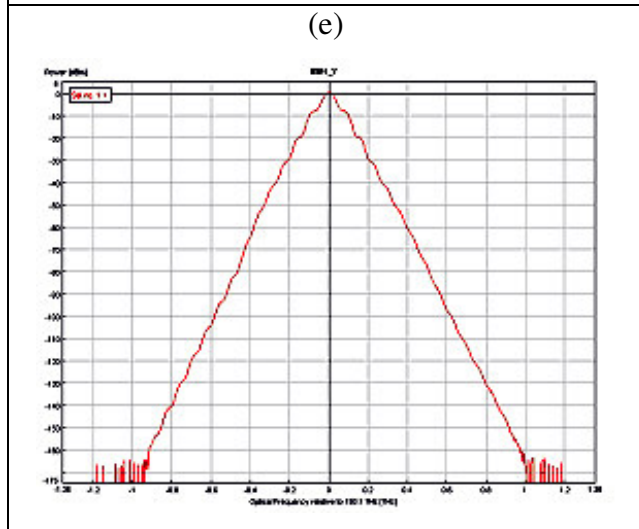
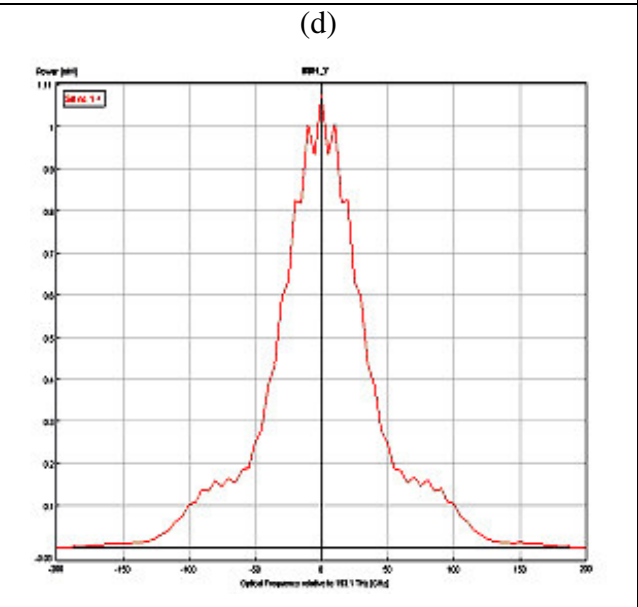
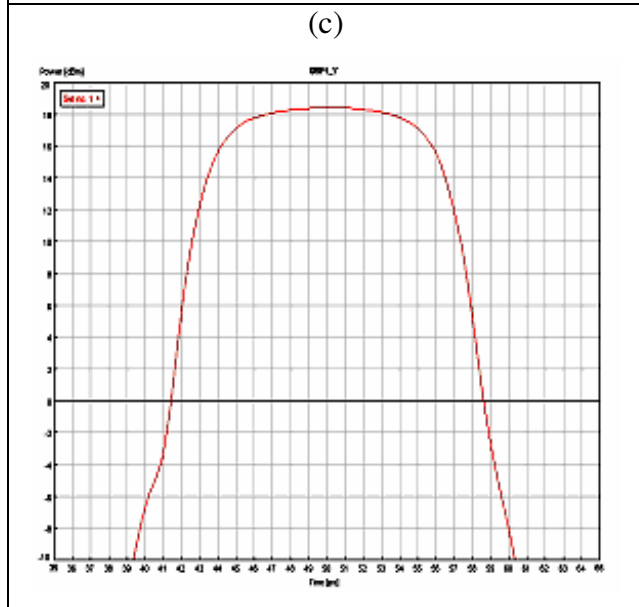
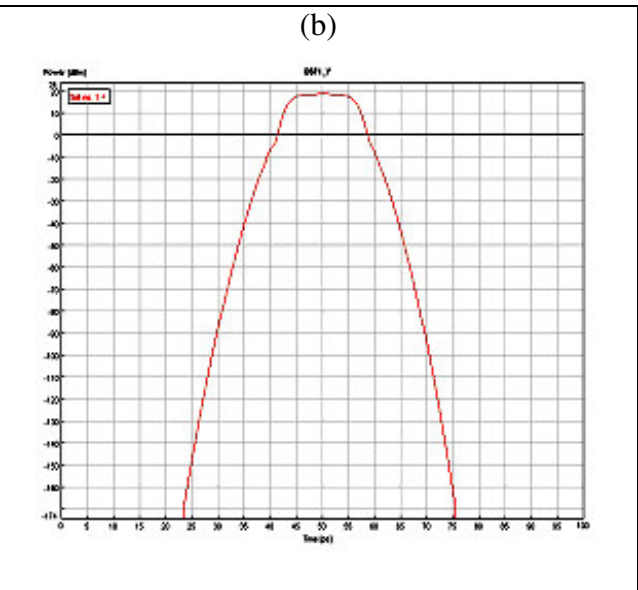
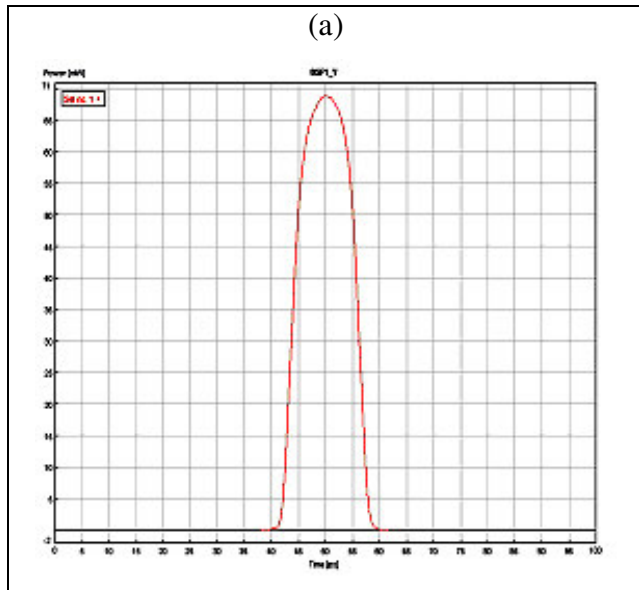




Σχήμα 2.18: Παλμός μετά τη DSF του πρώτου σταδίου (πάνω κλάδος) (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (e),(f) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα

2.10.2 Διάδοση μέσω DSF 1 στον κάτω κλάδο

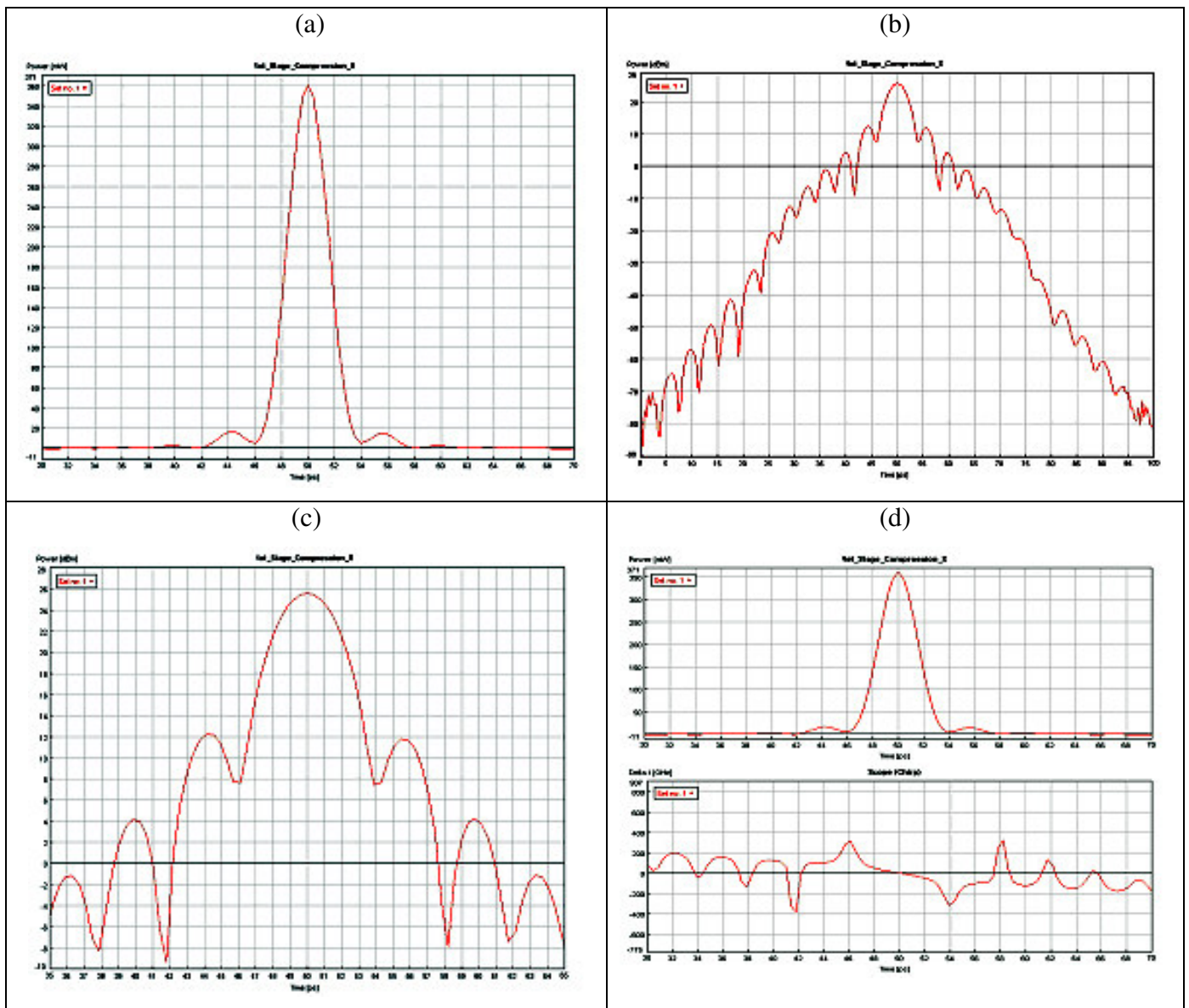
Μέσω των προσομοιώσεων προέκυψε ότι για να έχουμε τη διαφορική στροφή φάσης π μεταξύ των δύο σημάτων θα πρέπει ο εξασθενητής που εξασφαλίζει την ανισορροπία του NOLM να εισάγει απώλειες 3 dB μεταξύ των δύο βραχιόνων. Εδώ παρατηρείται και πάλι χρονική διεύρυνση του παλμού όπως και προηγουμένως αλλά σε μικρότερο βαθμό, στα 14 psec (Σχήμα 2.19(a)). Παρατηρείται ότι οι αλλαγές που επιφέρει το τμήμα αυτό της DSF δεν είναι τόσο μεγάλες όσο στην πάνω κλάδο. Αυτό οφείλεται στη σημαντικά χαμηλότερη ισχύ κορυφής των παλμών εισόδου μετά το πέρασμα του σήματος από τον εξασθενητή που έχει ως αποτέλεσμα τη μη διέγερση της αυτοδιαμόρφωσης φάσης σε τόσο μεγάλο βαθμό. Έτσι, παρατηρείται μικρότερη στροφή φάσης στο φάσμα του παλμού (περίπου μισό π) και μικρότερη φασματική διαπλάτνση όπως φαίνεται στα διαγράμματα του Σχήματος 2.19(d).

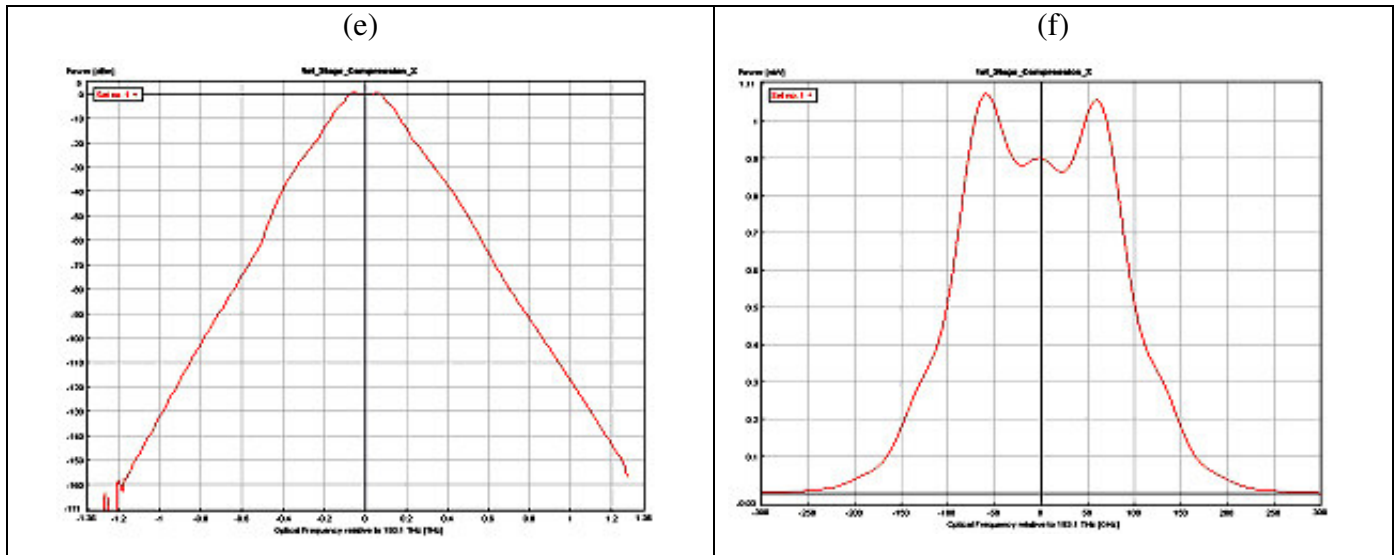


Σχήμα 2.19: Παλμός μετά τη DSF του πρώτου σταδίου (κάτω κλάδος) (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (d),(e) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα.

2.10.3 Διάδοση μέσω SMF στον πάνω κλάδο (πρώτο στάδιο συμπίεσης)

Οι προσομοιώσεις έδειξαν ότι για την επίτευξη της μέγιστης συμπίεσης του σήματος στον πάνω κλάδο, το απαιτούμενο μήκος της SMF είναι ~520m. Ο λόγος που τίθεται ως στόχος μέγιστη συμπίεση μόνο για τον πάνω κλάδο είναι ότι κατά αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται μέγιστη ισχύς κορυφής του σήματος. Επομένως και η στροφή φάσης κατά το δεύτερο πέρασμα του από την DSF ίνα γίνεται και αυτή μέγιστη όπως φαίνεται στα διαγράμματα που ακολουθούν.



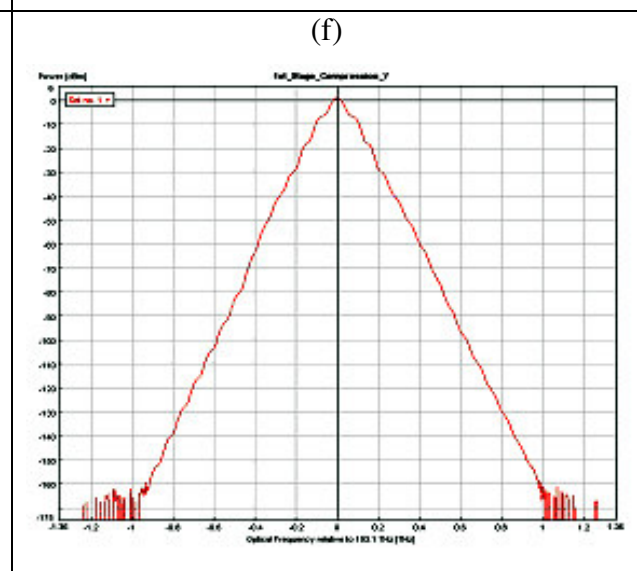
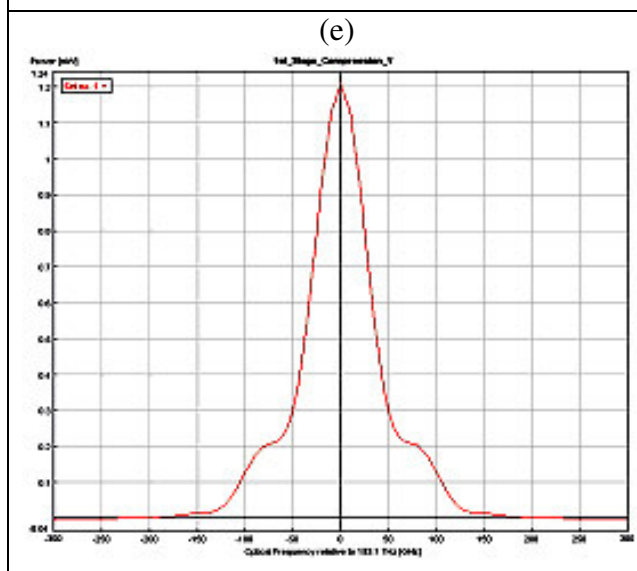
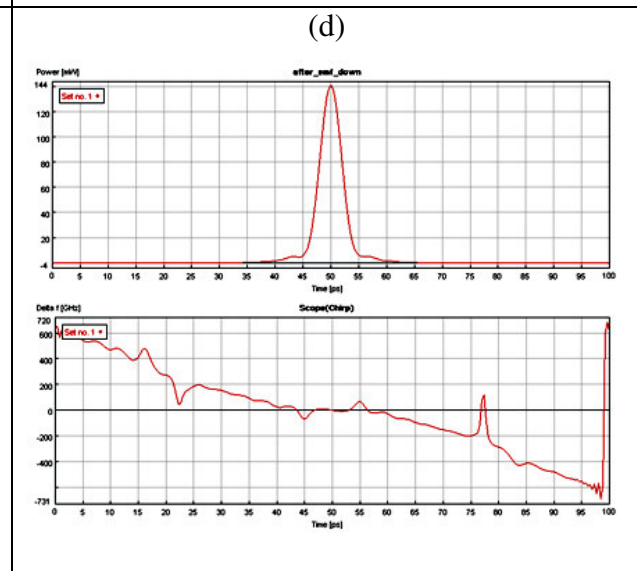
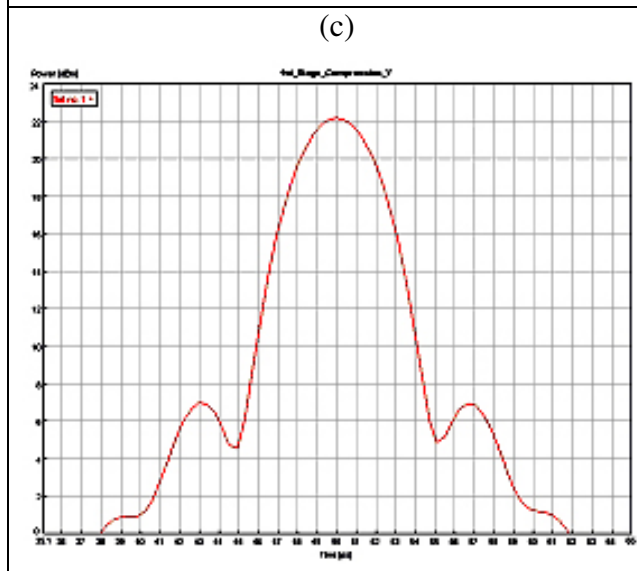
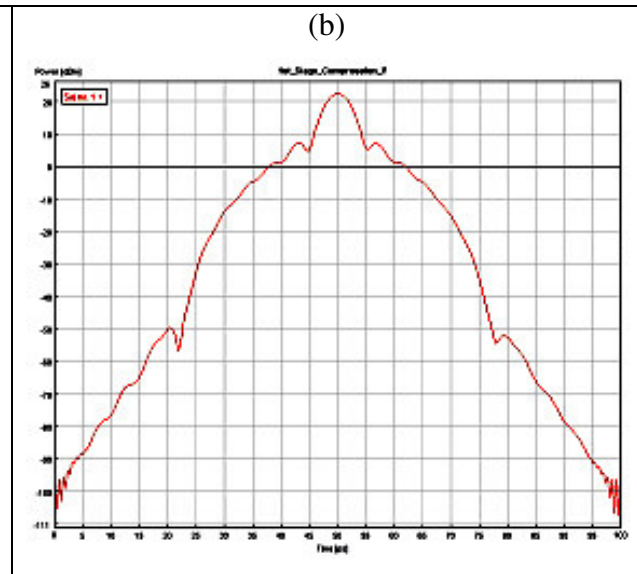
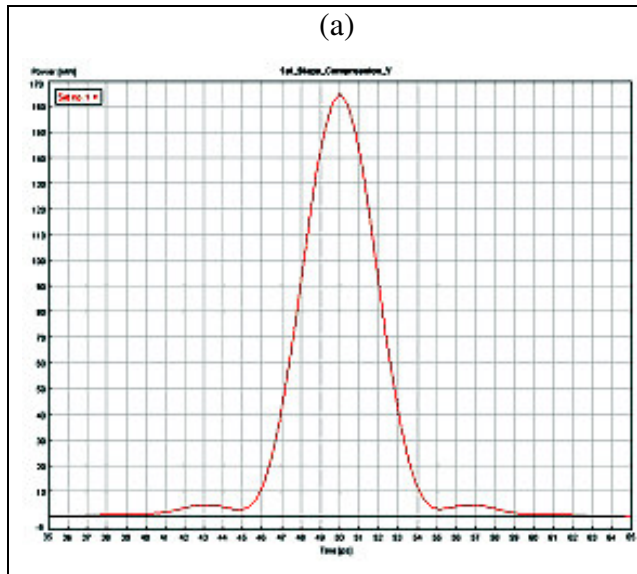


Σχήμα 2.20: Παλμός μετά την SMF του πρώτου σταδίου (πάνω κλάδος) (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο του χρόνου με το chirp, (e) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα και (f) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα.

Όπως αναμενόταν, ο παλμός συμπιέζεται χρονικά (χρονικό εύρος ημισείας ισχύος 3.7 psec) (Σχήμα 2.20(a)). Στο Σχήμα 2.20(b) φαίνεται ο παλμός στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, προκειμένου να γίνει λεπτομερής εκτίμηση των πλευρικών λοβών που αναπτύσσονται κατά τη διάρκεια της συμπίεσης από τη μη αντιστάθμιση του μη γραμμικού chirp. Προκύπτει ότι το υπόβαθρο είναι 13 dB κάτω από το επίπεδο της ισχύος κορυφής και επομένως δεν ανταποκρίνεται στο κριτήριο των 20 dB που είχε τεθεί στις προδιαγραφές του συμπίεστη. Στο Σχήμα 2.20(d) φαίνεται ότι το chirp στο κεντρικό του τμήμα είναι σχεδόν πλήρως αντισταθμισμένο από το αντίθετο πρόσημο chirp που εισάγει η SMF (περισσεύει λίγο αρνητικό chirp). Τέλος το φασματικό εύρος του παλμού παραμένει ανεπηρέαστο καθώς η SMF λόγω του μικρού μήκους της και κυρίως της μεγάλης ενεργής επιφάνειας που έχει, δεν προκαλεί αυτοδιαμόρφωση φάσης (Σχήμα 2.20 (e,f)).

2.10.4 Διάδοση μέσω SMF στον κάτω κλάδο (πρώτο στάδιο συμπίεσης)

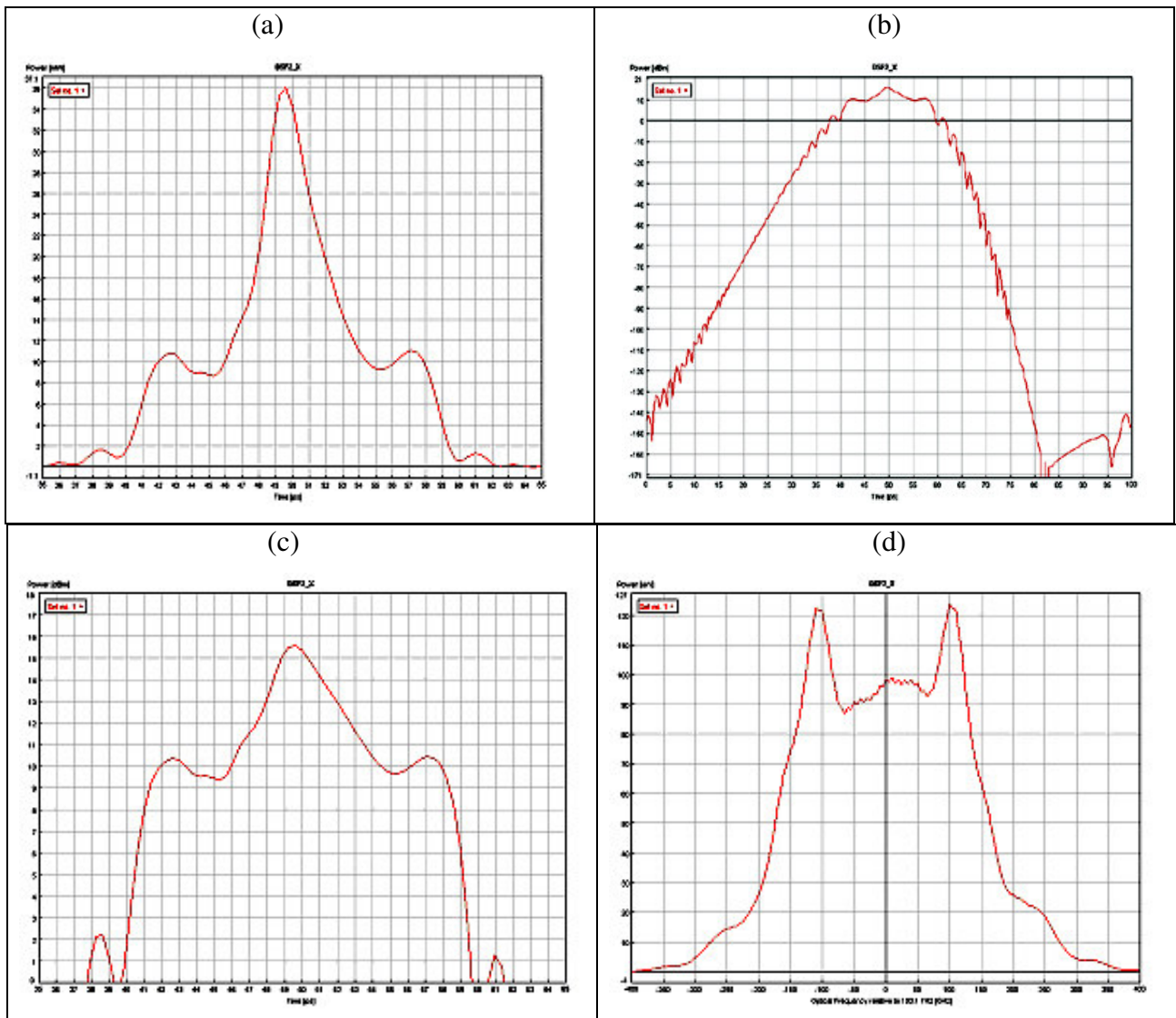
Ο παλμός συμπιέζεται χρονικά (Σχήμα 2.21(a)) και στον κάτω κλάδο με χρονικό εύρος ημισείας ισχύος τελικά 4.3 psec λόγω της μικρότερης διεύρυνσης του φάσματος κατά το πρώτο πέρασμα από την DSF. Στο Σχήμα 2.21(b,c) φαίνεται ο παλμός στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, προκειμένου να γίνει λεπτομερής εκτίμηση των πλευρικών λοβών. Προκύπτει ότι το υπόβαθρο είναι 15 dB κάτω από το επίπεδο της ισχύος κορυφής. Στο Σχ. 2.21 (d) φαίνεται ότι και στον κάτω κλάδο το chirp στο κεντρικό τμήμα του παλμού αντισταθμίζεται πλήρως από το αντίθετο chirp που εισάγει η SMF (Σχήμα 2.21 (d)), παρότι το μήκος των 520m επιλέχθηκε για την επίτευξη της μέγιστης συμπίεσης στον πάνω κλάδο. Τέλος το φασματικό εύρος του παλμού παραμένει ανεπηρέαστο καθώς όπως προαναφέρθηκε η SMF λόγω του μικρού μήκους της και κυρίως της μεγάλης ενεργής επιφάνειας που έχει, δεν προκαλεί αυτοδιαμόρφωση φάσης (Σχήμα 2.21 (e,f)).

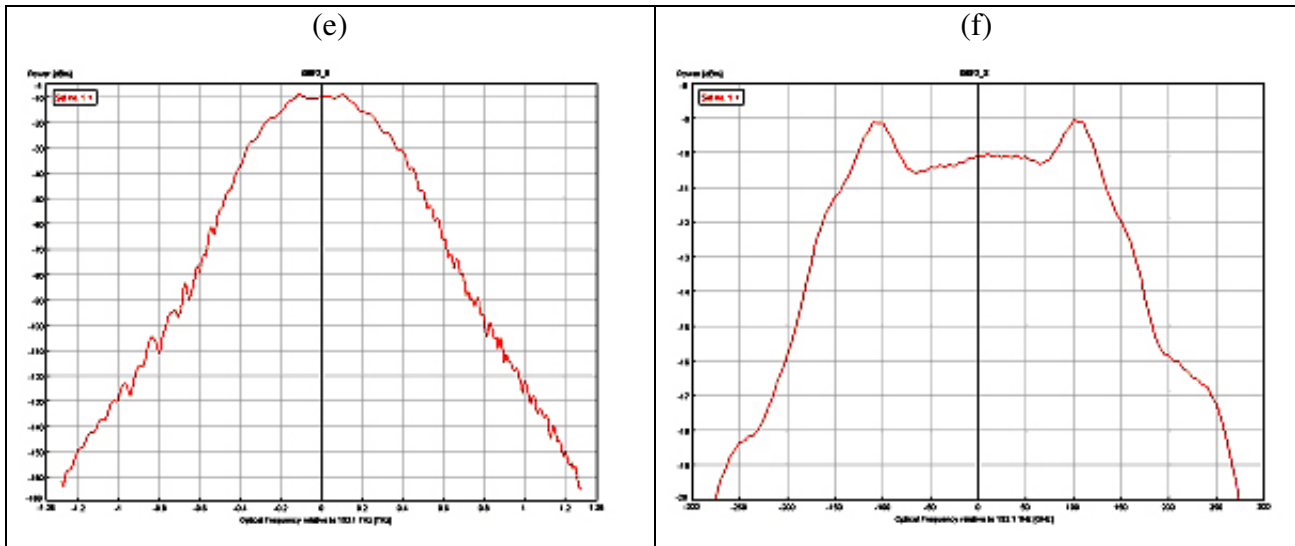


Σχήμα 2.21: Παλμός μετά την SMF του πρώτου σταδίου (κάτω κλάδος) (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο του χρόνου με το chirp, (e) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (f) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα

2.10.5 Διάδοση μέσω DSF 2 στον πάνω κλάδο

Λόγω της συμπίεσης που έχει υποστεί ο αρχικός παλμός όπως αναμενόταν διαπλάτνεται εκ νέου κατά τη διάδοση του από την DSF 1 να αφού επιδρά και πάλι το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης περίπου στον ίδιο βαθμό με αυτόν του πρώτου σταδίου. Ο λόγος είναι ότι παρόλο που η DSF παρουσιάζει απώλειες οι οποίες αγγίζουν τα 3.6 dB(0.36 dB/Km x 10 Km), η συμπίεση του παλμού στο πρώτο στάδιο προκαλεί την αύξηση της ισχύος κορυφής του. Έτσι όπως φαίνεται από το Σχήμα 2.22(a) η ισχύς κορυφής του παλμού κατά τη είσοδο του για δεύτερη φορά στη DSF είναι και πάλι 360 mW, δηλαδή όσο περίπου και κατά την εισαγωγή του για πρώτη φορά. Έτσι έχουμε χρονικό εύρος ημισείας ισχύος στα 4,5 psec (από 3,7 που ήταν μετά την SMF), παρατηρείται όμως μεγάλη διαπλάτνιση στη βάση του παλμού (Σχ. 2.22(a). Όσον αφορά το φάσμα του παρατηρείται διαπλάτνιση στη βάση του παλμού καθώς και μια έντονη στροφή φάσης (περίπου 2.5π) όπως φαίνεται και στα διαγράμματα του Σχ. 2.22 (d).





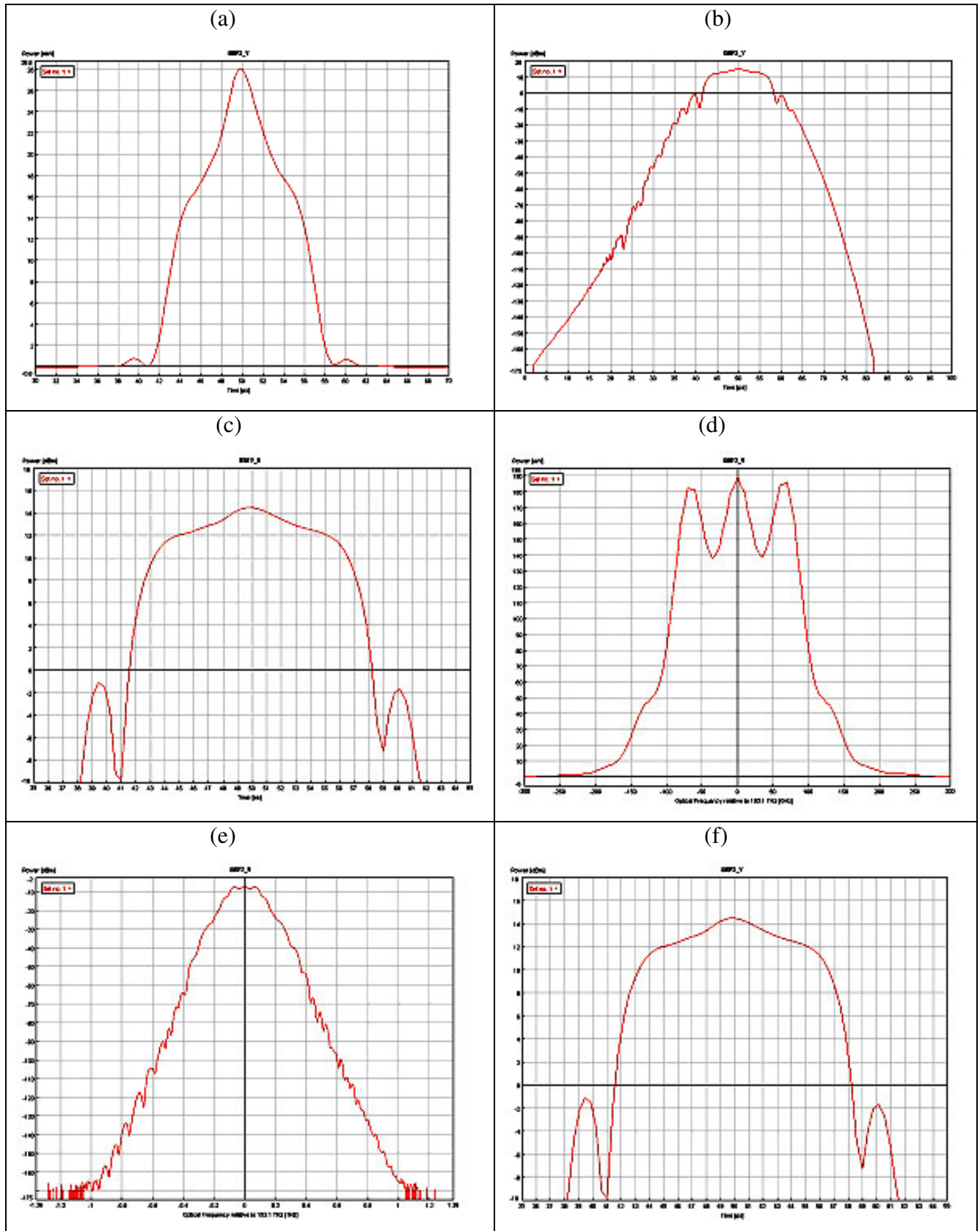
Σχήμα 2.22: Παλμός μετά τη DSF του δεύτερου σταδίου (πάνω κλάδος) (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (d),(e) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα.

Από τις εικόνες 2.22 (b,c) φαίνεται επίσης ότι η επίδραση της τρίτης τάξεως διασποράς αρχίζει και γίνεται έντονη κατά το δεύτερο πέρασμα από την DSF αφού παρόλο που στο συγκεκριμένο μήκος κύματος $\left| \frac{\beta_2}{\beta_3} \right| \geq 1$, το μεγάλο μήκος της DSF σε συνδυασμό με το διευρυμένο πλέον φάσμα του σήματος προκαλούν την ασυμμετρία των παλμών. Η συγκεκριμένη ασυμμετρία γίνεται εμφανής και στο φάσμα. Η ασυμμετρία αυτή πρέπει να τονιστεί ότι μπορεί να παρατηρηθεί μόνο μέσω προσομοιώσεων στο πεδίο του χρόνου, διότι χρειάζεται πολύ μεγάλη διακριτική ικανότητα. Πειραματικά εργαλεία που να έχουν ακρίβεια της τάξης των μερικών δεκάδων fs σε ρυθμο επανάληψης 2.5GHz, εάν και υπάρχουν είναι πολύ ακριβά και δεν είναι διαθέσιμα στο Ε.Φ.Ε². Επομένως η προσομοίωση αποτελεί ένα πολύ καλό εργαλείο για να υπάρχει μια αίσθηση πως περίπου είναι η πραγματική μορφή των παλμών που έχουν διαδοθεί για δεύτερη φορά από τη DSF ίνα.

2.10.6 Διάδοση μέσω DSF 2 στον κάτω κλάδο

Ο παλμός κατά το πέρασμα του για δεύτερη φορά από την DSF διευρύνεται ξανά. Η αυτοδιαμόρφωση φάσης σε συνδυασμό με την αρνητική διασπορά της DSF προκαλεί την διεύρυνση του παλμού, η οποία όμως δεν είναι σε τόσο μεγάλο βαθμό όσο στον πάνω κλάδο που δεν υπάρχει η αρχική εξασθένηση. Έτσι ο παλμός κατά την έξοδο του από την ίνα αυτή έχει χρονικό εύρος ημισείας ισχύος 8 psec. Πάλι όμως το σχήμα του παλμού παρουσιάζει έντονη απόκλιση από την μορφή Gauss, λόγω του αυξημένου chirp που έχει αποκτήσει. Η απόκλιση όμως αυτή δεν είναι τόσο έντονη όσο αυτής που έχει ο παλμός μετά το πέρασμα για δεύτερη φορά από την DSF στον πάνω κλάδο. Όσον αφορά το φάσμα παρατηρείται διαπλάτυνση και καθώς και μια έντονη στροφή φάσης (περίπου $1,5\pi$) όπως φαίνεται και στα διαγράμματα του Σχήματος 2.23.

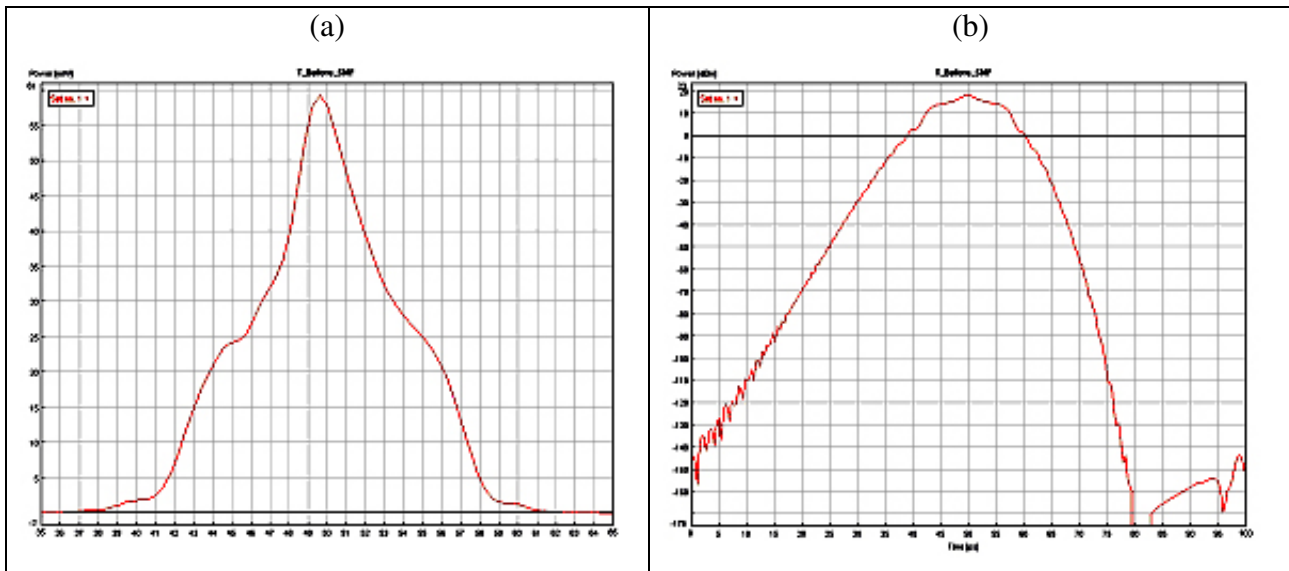
² Όργανο που μετράει με ακρίβεια 50fs παλμούς στο πεδίο του χρόνου είναι ο αυτοσυσχετιστής που έχει το Ε.Φ.Ε. Ωστόσο η πράξη αυτοσυσχέτισης που εκτελεί το όργανο δίνει πάντα μορφές παλμών οι οποίες είναι συμμετρικές, όπως θα φανεί και από τα πειραματικά αποτελέσματα που παρατίθενται στο επόμενο κεφάλαιο.

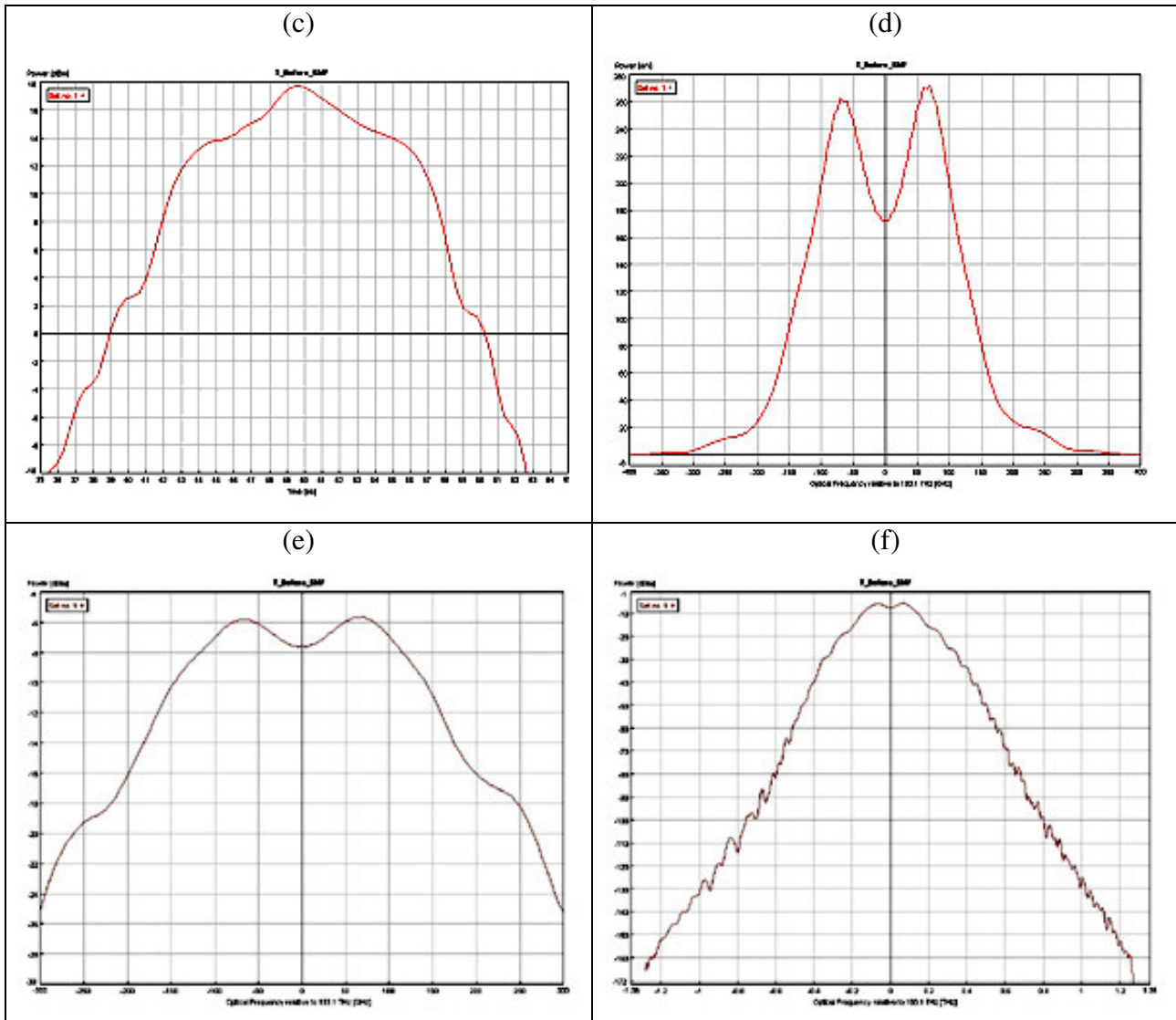


Σχήμα 2.23: Παλμός μετά τη DSF του δεύτερου σταδίου (κάτω κλάδος) (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (d),(e) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα.

2.10.7 Παλμός στη θύρα μετάδοσης πριν από τη διάδοση μέσω της SMF εξόδου

Στο σημείο αυτό βλέπουμε το αποτέλεσμα της συμβολής των δύο σημάτων (πάνω και κάτω κλάδος) στη θύρα μετάδοσης. Η εισαγωγή της εξασθένησης των 3 dB στον κάτω κλάδο έχει ως αποτέλεσμα το κεντρικό τμήμα των δύο παλμών εξαιτίας της διαφοράς φάσης π (περίπου 2.5π στον πάνω κλάδο και 1.5π στον κάτω), να μετάγεται στη θύρα μετάδοσης. Αντίθετα και σύμφωνα με τη θεωρία οι πλευρικοί λοβοί λόγω της μηδενικής διαφοράς φάσης μεταξύ τους μετάγονται στη θύρα ανάκλασης. Αυτό μπορεί να επιβεβαιωθεί από την σύγκριση των εικόνων 2.20(a) και 2.24(a). Τα έντονα φτερά που υπάρχουν στη βάση του παλμού μετά το πρώτο στάδιο συμπίεσης, δεν υπάρχουν στον παλμό της θύρας μετάδοσης. Επίσης ο παλμός της εικόνας 2.24(a) φαίνεται να αποτελείται από δύο τμήματα, τα οποία προέρχονται από το κεντρικό τμήμα του παλμού του άνω κλάδου το οποίο επικάθεται πάνω στο κεντρικό τμήμα του παλμού του κάτω κλάδου, δηλαδή το κεντρικό κομμάτι του παλμού της εικόνας 2.22(a) συμβάλλει με το κεντρικό κομμάτι της εικόνας 2.23(b). Τα δύο αυτά συμπεράσματα επιβεβαιώνουν τη σωστή λειτουργία του NOLM. Παρατηρείται επίσης ότι το φάσμα αποχτάει μια μορφή Gauss η οποία στην κορυφή του παρουσιάζει ανομοιομορφία εξαιτίας της στροφής φάσης που έχουν αποκτήσει τα δύο συμβαλλόμενα σήματα.





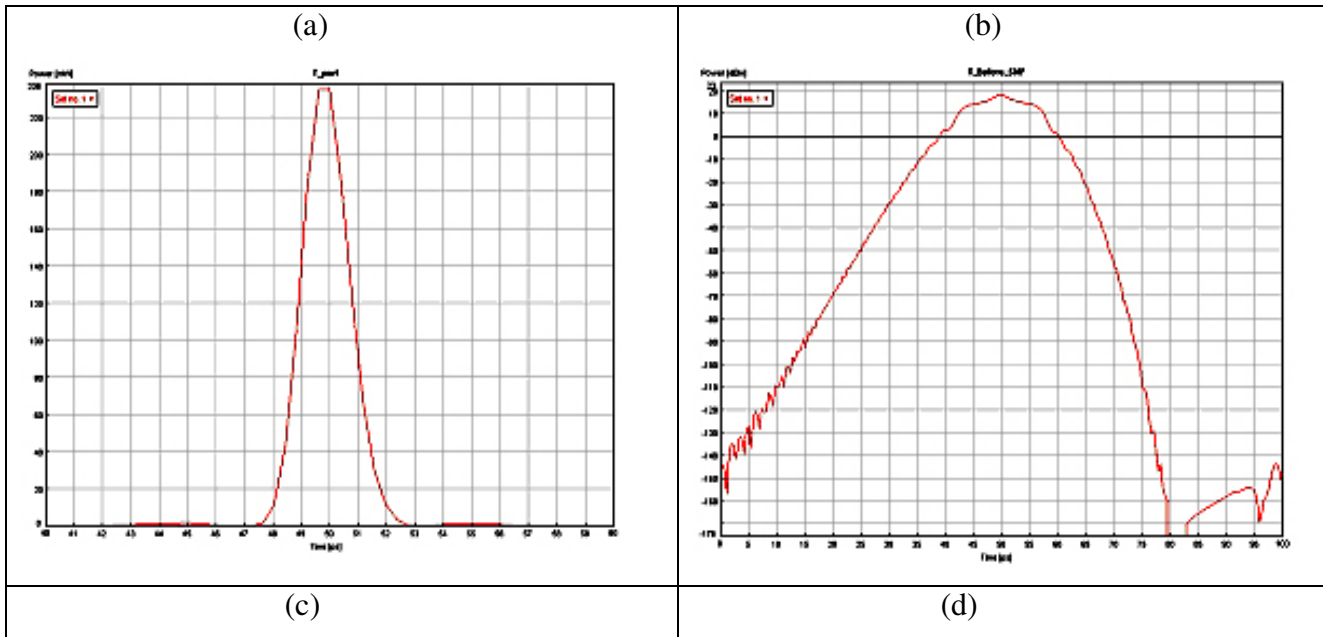
Σχήμα 2.24: Παλμός στη θύρα μετάδοσης πριν από την SMF εξόδου (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (e),(f) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα

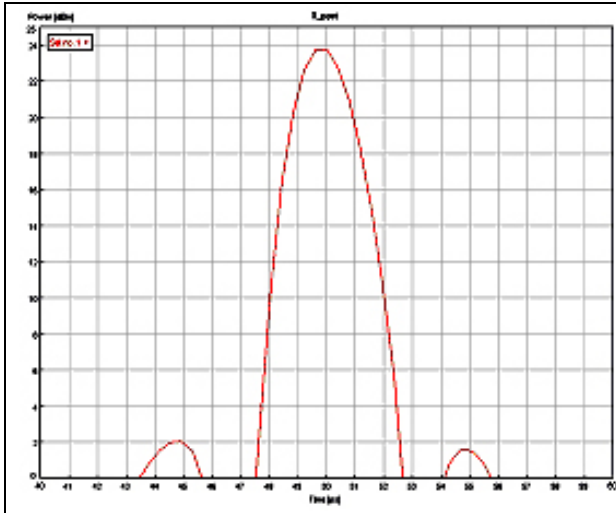
2.10.8 Παλμός στη θύρα μετάδοσης μετά από τη διάδοση μέσω της SMF εξόδου

Ο καθαρός παλμός απαλλαγμένος από τα φτερά της πρώτης συμπίεσης οδηγείται στη συνέχεια σε ένα δεύτερο κομμάτι SMF για τη δεύτερη συμπίεση. Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην παράγραφο 2.6, ένας από τους λόγους που προσομοιώθηκε η διάταξη ήταν και η εξεύρεση της θέσης της δεύτερης SMF, δηλαδή εάν θα έπρεπε να τοποθετηθεί εντός ή εκτός του βρόγχου. Αρχικά μελετήθηκε η διάταξη με την SMF εντός. Η λύση αυτή εάν και παρείχε στην έξοδο παλμούς καλύτερης ποιότητας καθώς και τα φτερά που δημιουργούνταν στο δεύτερο στάδιο συμπίεσης αφαιρούνταν τελικά από το NOLM, υπήρχαν δύο ισχυρά μειονεκτήματα. Πρώτον η SMF προκαλούσε διεύρυνση του παλμού με τη μεγάλη ισχύ και επομένως χαμηλότερη ισχύ κορυφής κατά την είσοδο του για πρώτη φορά στην DSF. Έτσι η μέγιστη στροφή φάσης που

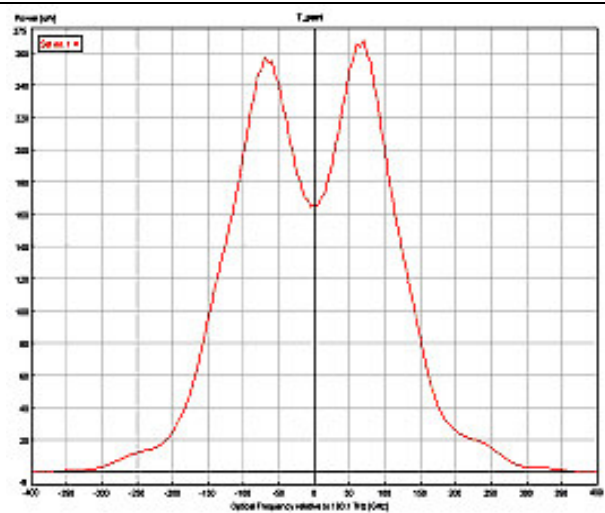
αποκτούσαν οι παλμοί ήταν σημαντικά χαμηλότερη, μικρότερη από π κατά το πρώτο στάδιο και μικρότερη από 1.5 π συνολικά για το ισχυρό σήμα. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα ο τελικός παλμός στην έξοδο μετάδοσης να έχει εύρος μεγαλύτερο από 2.5 ps, γεγονός που έθετε τον συμπίεστη εκτός των προδιαγραφών που είχαν τεθεί εξ' αρχής. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι οι παλμοί μετά τη δεύτερη συμπίεση έχουν πολύ μεγάλη διαφορά στο εύρος τους και επομένως ένα πολύ μικρό μέρος της συνολικής ισχύος μεταγόταν στη θύρα μετάδοσης. Για το λόγο αυτό αποφασίστηκε η δεύτερη SMF να τοποθετηθεί εκτός του βρόγχου. Τα δύο αυτά συμπεράσματα επιβεβαιώθηκαν και πειραματικά.

Οι παρακάτω εικόνες απεικονίζουν τα αποτελέσματα μετά το πέρασμα των παλμών από την SMF ίνα εξόδου της οποίας το βέλτιστο μήκος μέσω των προσομοιώσεων βρέθηκε ότι είναι ίσο με 290m. Για αυτό το μήκος προέκυψε ότι το χρονικό εύρος ημισείας ισχύος ήταν 1.8 psec, που ήταν και το ελάχιστο. Στο Σχήμα 2.25 (b) φαίνεται ο παλμός στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα και προκύπτει ότι το υπόβαθρο είναι 22 dB κάτω από το επίπεδο της ισχύος κορυφής. Έτσι φαίνεται μια βελτίωση της τάξης των 9 dB σε σχέση με το πρώτο στάδιο συμπίεσης. Στο Σχήμα 2.25 (g) φαίνεται ότι το chirp στο κεντρικό του τμήμα αντισταθμίζεται πλήρως από το αντίθετο προσήμου chirp που εισάγει η SMF. Στο φάσμα δεν παρατηρούνται διαφορές σε σχέση με αυτό πριν από την SMF εξόδου. Τέλος παρατηρείται μια μικρή ασυμμετρία του παλμού εξαιτίας της τρίτης τάξης διασποράς η οποία είναι πιο ορατή σε λογαριθμική κλίμακα.

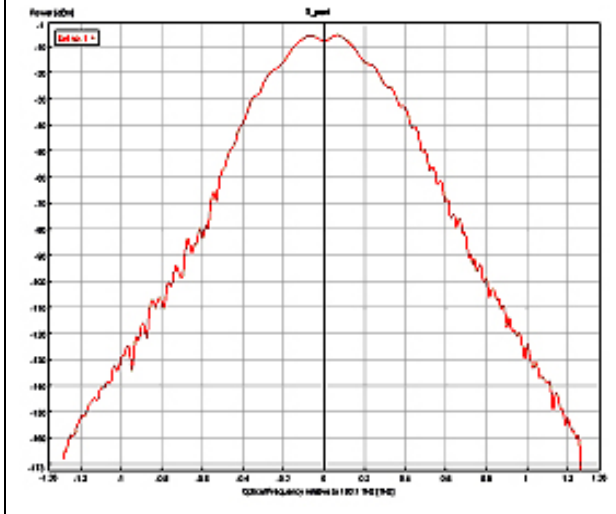




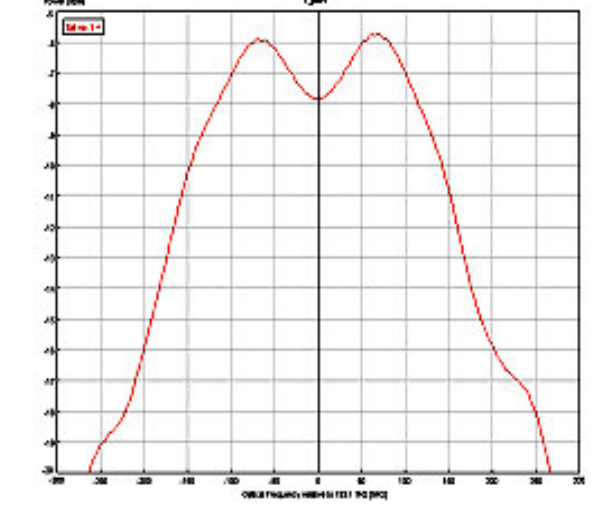
(e)



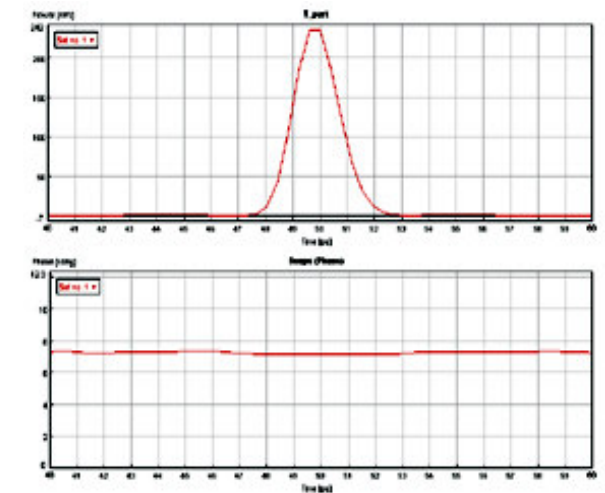
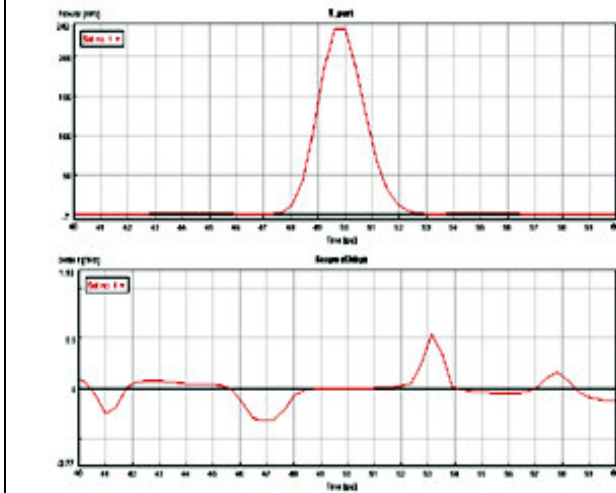
(f)



(g)



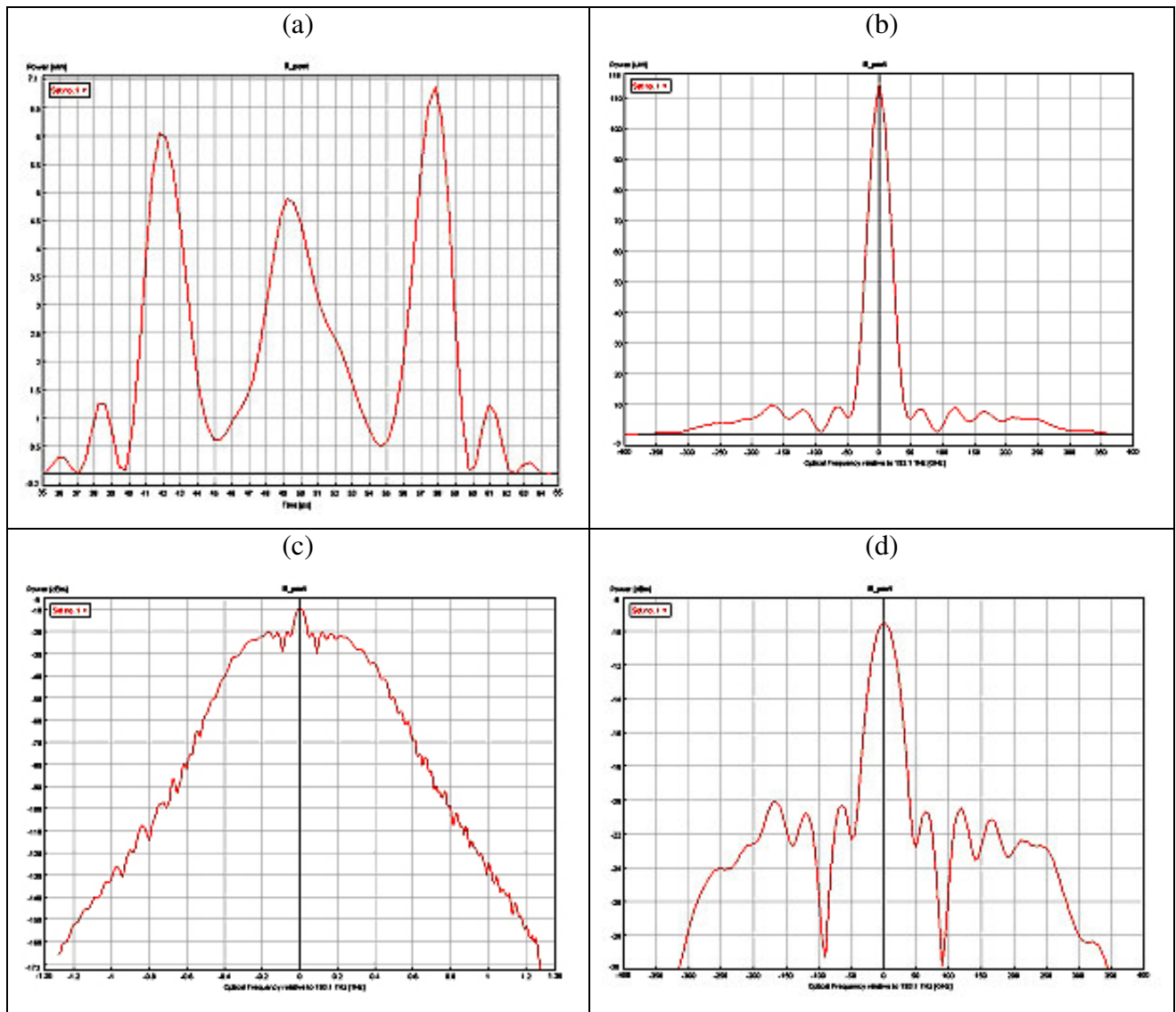
(h)



Σχήμα 2.25: Παλμός στη θύρα μετάδοσης μετά από την SMF εξόδου (a) στο πεδίο του χρόνου, (b),(c) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα, (d) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα, (e),(f) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα και (g),(h) στο πεδίο του χρόνου με το chirp και την φάση αντίστοιχα

2.10.9 Παλμός στη θύρα ανάκλασης

Στην επόμενη Εικόνα 2.26 παρουσιάζεται ο παλμός στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας στη θύρα ανάκλασης. Στο σχήμα 2.26(a) πιο συγκεκριμένα φαίνεται ουσιαστικά ότι στη θύρα αυτή μετάγεται ότι έχει περισσένει από το φιλτράρισμα των δύο προς συμβολή παλμών, δηλαδή ένα μικρό κομμάτι των κεντρικών παλμών με πολύ χαμηλή ισχύος όπως επίσης και οι πλευρικοί λοβοί που είχαν σχηματιστεί κατά το πρώτο στάδιο συμπίεσης. Το φάσμα επίσης του σήματος αυτού είναι τελείως ακανόνιστο όπως παρουσιάζεται στα Σχήματα 2.26 (c,d).



Σχήμα 2.26: Παλμός στη θύρα ανάκλασης (a) στο πεδίο του χρόνου, (b) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα, (c),(d) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα

2.11 Αναφορές Κεφαλαίου

- [2.1] G.P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", Boston: Academic Press, 1989, Κεφάλαιο 4.
- [2.2] G.P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", Boston: Academic Press, 1989, pp. 76.
- [2.3] F. Futami, Y. Takushima, and K. Kikutsi, "Generation of 10 GHz, 200 fs Fourier transform limited optical pulse train in from modelocked semiconductor laser at 1.55 μ m by pulse compression using dispersion-flattened fiber with normal group-velocity dispersion", *Electron. Lett.*, vol. 34, No. 22, pp. 2129-2130, 1998.
- [2.4] Y. Matsui, M. D. Pelusi, and A. Suzuki, "Generation of 20-fs Optical Pulses from a Gain-Switched Laser Diode by a Four-Stage Soliton Compression Technique", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 10, pp. 1217-1219, 1999.
- [2.5] S. V. Chernikov, D.J. Richardson, E. M. Dianov, and D. N. Payne, "Picosecond soliton pulse compressor based on dispersion decreasing fiber", *Electron. Lett.*, vol. 28, No. 19, pp. 1842-1844, 1992.
- [2.6] K. Suzuki, K. Iwatsuki, S. Nishi, M. Saruwatari, and T. Kitoh, "160 Gb/s sub-picosecond transform-limited pulse signal generation utilizing adiabatic soliton compression and optical time division multiplexing", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 2, pp. 352-354, 1994.
- [2.7] M. Nakazawa, E. Yoshida, H. Kubota, and Y. Kimura, "Generation of a 170 fs , 10 GHz transform-limited pulse train at 1.55 μ m using a dispersion decreasing, erbium-doped active soliton compressor", *Electron. Lett.*, vol. 30, No. 19, pp. 2038-2040, 1994.
- [2.8] N. J. Dorran, and D. Wood, "Nonlinear-optical loop mirror", *Opt. Letters*, vol. 13, pp. 56-59, 1988.
- [2.9] D.B. Mortimore, "Fiber Loop Reflectors", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 6, No. 7, pp. 1217-1224, 1988.
- [2.10] K. Smith, N. J. Dorran, and P.G. J. Wigley, " Pulse shaping, compression and pedestal suppression employing a nonlinear-optical loop mirror", *Opt. Letters*, vol. 15, pp. 56-58, 1990
- [2.11] M. Jinno, and T. Matsumoto, "Nonlinear Sagnac Interferometer Switch and Its Applications", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 28, No. 4, pp. 875-882, 1992.
- [2.12] M.D. Pelusi, Y. Matsui, and A. Suzuki, "Pedestal Suppression from Compressed Femtosecond Pulses Using a Nonlinear Fiber Loop Mirror", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 35, No. 6, pp. 867-874, 1999
- [2.13] Y. Khrushev, I. H. White, and R.V. Penty, "High Quality laser diode pulse compression in dispersion-imbalanced loop mirror", *Electron. Lett.*, vol. 34, No. 10, pp. 1009-1010, 1998.
- [2.14] R. Yatsu, K. Tajira, and M. Tsuchiya, "High Quality sub-100fs optical pulse generation by fiber optic soliton compression of gain-switched distributed-feedback laser-diode pulses in conjunction with nonlinear optical fiber loops", *Opt. Letters*, vol. 24, pp. 1172-1174, 1999.
- [2.15] K. R. Tamura, and K. Sato, "50-GHz repetition rate, 280-fs pulse generation at 100-mW average power from a mode locked laser diode externally compressed in a pedestal-free pulse compressor", *Opt. Letters*, vol. 27, pp. 1268-1270, 2002.
- [2.16] L. Chusseau and E. Delevaque, "250-fs optical pulse generation by simultaneous soliton compression and shaping in a nonlinear optical loop mirror including a weak attenuation", *Opt. Letters*, vol. 19, pp. 734-736, 1994.
- [2.17] K. R. Tamura, and M. Nakazawa, "Spectral-Smoothing and Pedestal Reduction of Wavelength Tunable Quasi-Adiabatically Compressed Femtosecond Solitons Using a Dispersion Flattened Dispersion Imbalanced Loop Mirror", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.11, No. 2, pp. 230-232, 1999
- [2.18] M. Matsumoto, H. Ikeda, and A. Hasegawa, "Suppression of noise accumulation in bandwidth-limited soliton transmission by means of nonlinear loop mirrors", *Opt. Letters*, vol. 19, pp. 183-185, 1994.

- [2.19] B. E. Olsson and P. A. Andrekson, "Noise filtering with a nonlinear optical loop mirror", *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 13, No. 2, pp. 213-215, 1995.
- [2.20] B. E. Olsson and P. A. Andrekson, "Extinction Ration Improvement Using the Nonlinear Optical Loop Mirror", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, No. 1, pp. 120-122, 1995.
- [2.21] H. Ohta, S. Nogiwa, and H. Chiba, "Generation of low timing jitter, sub-picosecond optical pulses using a gain-switched DFB-LD with CW light injection and a nonlinear optical loop mirror", *IEICE Trans. Electron.*, vol. 81-C, pp. 166-168, 1998.
- [2.22] L. Steele, "Pulse compression by an optical fiber loop mirror constructed from two different fibers", *Electron. Lett.*, vol. 29, No. X, pp. 1972-1974, 1993.
- [2.23] W. S. Wong, S. N. Namiki, M. Margalit, H. A. Haus, and E. P. Ippen, "Self-switching of optical pulses in dispersion-imbalanced nonlinear loop mirror", *Opt. Letters*, vol. 22, pp. 1150-1152, 1997.
- [2.24] www.bostonati.com
- [2.25] www.generalphotonics.com
- [2.26] www.fiberbyte.com
- [2.27] www.lightwave2020.com
- [2.28] www.optellios.com
- [2.29] M. Jino, and T. Mathumoto, "Ultrafast, Low Power, and Highly Stable All-Optical Switching in an All Polarization Maintaining Fiber Sagnac Interferometer", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, No. 5, pp. 349-351, 1990.
- [2.30] K. R. Tamura, and M. Nakazawa, "A Polarization-Maintaining Pedestal-Free Femtosecond Pulse Compressor Incorporating an Ultrafast Dispersion-Imbalanced Nonlinear Optical Loop Mirror", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, No. 5, pp. 526-528, 2001.
- [2.31] Shake, H. Takara, K. Uchiyama, S. Kawanishi, and Y. Yamabayashi, "Vibration-Insensitive Nonlinear Optical Loop Mirror Utilizing Reflective Scheme", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, No. 5, pp. 555-557, 2000.
- [2.32] Y. Liang, J. W. Lou, J. K. Andersen, J. C. Stocker, O. Boyraz, and M. N. Islam, "Polarization-insensitive nonlinear loop mirror demultiplexer with twisted fiber", *Opt. Letters*, vol. 24, pp. 726-728, 1999.
- [2.33] M. Martinelli, "A universal compensator for polarization changes induced by birefringence on a retracing beam", *Opt. Commun.*, Vol. 72, pp. 341-344, 1989.
- [2.34] M. Yoshida-Dierolf, "Operator algebra fro birefringence and mirror reflection", *Opt. Commun.*, Vol. 203, pp. 79-85, 2002.
- [2.35] D. Kersey, M. J. Marone and M. A. Davis, "Polarization-insensitive fibre optic Michelson Interferometer", *Electron. Lett.*, Vol. 27, No. 6, pp.518-520, 1991.
- [2.36] J. Breguet and N. Gisin, "Interferometer using a 3x3 coupler and Faraday Mirrors", *Opt. Lett.*, Vol. 20, No. 12, pp. 1447-1449, 1995.
- [2.37] Fellegara, L. Amato, P. Sacchetto, P. Boffi, A. Melloni, M. Martinelli, "Polarization Insensitive measurement of the fiber-optic nonlinear refractive index" presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 1996, San Jose, CA, USA, vol. 2, ThS4.
- [2.38] Vinegoni, M. Wegmuller and N. Gisin, "Determination of nonlinear coefficient n_2/A_{eff} using self-aligned interferometer and Faraday Mirror", *Electron. Lett.*, Vol. 36, No. 10, pp. 886-888, 2000.
- [2.39] Vinegoni, M. Wegmuller and N. Gisin, "Measurements of the Nonlinear Coefficient of Standard SMF, DSF, and DCF Fibers Using a Self-Aligned Interferometer and a Faraday Mirror", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, No. 12, pp. 1337-1339, 2001.
- [2.40] T. Morioka, H. Takara, K. Mori and M. Saruwatari, "Ultrafast Reflective Optical Kerr Demultiplexer Using Polarization Rotation Mirror", *Electron. Lett.*, Vol. 28, No. 6, pp. 521-522, 1992.
- [2.41] Vinegoni, M. Wegmuller and N. Gisin, "All optical switching in a highly birefringent and a standard telecom fiber using a Faraday mirror stabilizing scheme", *Opt. Commun.*, Vol. 182, pp. 335-341, 2000.

- [2.42] J. Savage, B. S. Robinson, S. A. Hamilton and E. P. Ippen, “All-optical pulse regeneration in an ultrafast nonlinear interferometer with Faraday mirror polarization stabilization”, *Opt. Lett.*, Vol. 28, No. 1, pp. 13-15, 2003.
- [2.43] H. Zbinden, J. D. Gautier, N. Gisin, B. Huttner, A. Muller and W. Tittel, “Interferometry with Faraday mirrors for quantum cryptography”, *Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 7, pp. 586-587, 1997.
- [2.44] S. Yamashita, K. Hotate, and M. Ito, “Polarization Properties of a Reflective Fiber Amplifier Employing a Circulator and a Faraday Rotator Mirror”, *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 14, No. 3, pp. 385-390, 1995.
- [2.45] L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, P. Bakopoulos, G. Guekos, and H. Avramopoulos, “Optical Pulse compression in a polarization insensitive nonlinear loop mirror”, *Opt. Commun.*, Vol. 238, pp. 105-111, 2004.
- [2.46] Γ. Β. Θεοφιλόπουλος, «Αμιγώς Οπτική Μεταγωγή Πακέτων για Ψηφιακά Δίκτυα Υπερύψηλων ταχυτήτων», Διδακτορική Διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2003

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΣΥΜΠΙΕΣΤΗ

3.1 Εισαγωγή

Οι προσομοιώσεις που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο ήταν ένα πολύτιμο εργαλείο για την πειραματική υλοποίηση του μη γραμμικού συμπίεστη σολιτονίων που παρουσιάζεται σε αυτήν εδώ την ενότητα. Όπως προαναφέρθηκε αναλυτικά στο προηγούμενο κεφάλαιο πολλές από τις σχεδιαστικές παραμέτρους που είχαν επιλεγεί κατά την αρχική σύλληψη της ιδέας της διάταξης τελικά αποδείχθηκε ότι δεν μπορούσαν να υλοποιηθούν με τα τεχνικά μέσα που διαθέτει το Ε.Φ.Ε. (ο ρυθμός επανάληψης των παλμών) ή δεν ήταν η βέλτιστη λύση (η θέση του δεύτερου σταδίου συμπίεσης). Η μελέτη αυτή επομένως συνείσφερε στην αποφυγή υλοποίησης διατάξεων που δεν θα παρήγαγαν αποτελέσματα σύμφωνα με τις προδιαγραφές που είχαν τεθεί στον αρχικό σχεδιασμό του κυκλώματος.

Επειδή όμως οι προσομοιώσεις δεν συμφωνούν πάντα με τα πειραματικά αποτελέσματα υπήρχε ο φόβος ότι τελικά όλη η ανάλυση του Κεφαλαίου 2 μπορεί να μην είχε καμία ή να είχε μερική χρησιμότητα. Ο λόγος ήταν ότι για το κύριο του συμπίεστη που ήταν η DSF ίνα όπως προειπώθηκε δεν υπήρχαν φύλλα δεδομένων. Έτσι για τις παραμέτρους της όπως η διασπορά, η κλίση διασποράς και ο μη γραμμικός συντελεστής Γ θα έπρεπε να βασιστούμε στις πειραματικές μετρήσεις που είχαν γίνει για το χαρακτηρισμό της συγκεκριμένης ίνας. Οι μετρήσεις αυτές εάν και πραγματοποιήθηκαν με μεγάλη προσοχή και με πιστή ακολουθία σε σωστές διαδικασίες δεν ήταν μεγίστης ακριβείας λόγω του περιορισμένου τεχνικού εξοπλισμού που κατέχει το Ε.Φ.Ε. για τέτοιες μετρήσεις. Τελικά όμως όπως θα φανεί και από τα πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε αυτό εδώ το κεφάλαιο, ο χαρακτηρισμός της DSF ίνας υπήρξε επιτυχής.

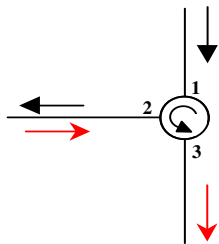
Στο Κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται αναλυτικά τα πειραματικά αποτελέσματα από κάθε σημείο της διάταξης που επιτρέπουν την σύγκριση τους με τα θεωρητικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων του προηγούμενου κεφαλαίου. Η ταύτιση μεταξύ τους υπήρξε πλήρης στα περισσότερα σημεία του κυκλώματος, ενώ σε όποια τελικά προέκυψαν διαφορές αυτές ήταν μικρού βαθμού.

3.2 Πειραματική υλοποίηση του μη γραμμικού συμπίεστη

Στο Σχήμα 3.1 φαίνεται η αναλυτική πειραματική διάταξη που συναρμολογήθηκε για τη μελέτη του μη γραμμικού συμπίεστη. Η αρχική παλμοσειρά δημιουργήθηκε από ένα laser δίοδο κατανεμημένης ανάδρασης (Distributed Feedback Laser diodes ή DFBS) στα 1549.2 nm, με τη

μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής κέρδους (gain switched). Ο ρυθμός επανάληψης τέθηκε ίσος με 2,5 GHz καθώς όπως προαναφέρθηκε μέσα από τις προσομοιώσεις φάνηκε ότι μεγαλύτεροι ρυθμοί επανάληψης δεν μπορούν να διεγείρουν τη μη γραμμικότητα σε ικανοποιητικό βαθμό. Το χρονικό εύρος των παλμών στην έξοδο της διόδου ήταν 40 ps, το οποίο μειώθηκε στα 9.4 ps μετά από γραμμική συμπίεση σε μια ίνα αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς (Dispersion Compensating Fiber, DCF) με συνολική αρνητική διασπορά ίση με -55.58ps/nm . Η παλμοσειρά εξόδου ενισχύθηκε στη συνέχεια σε έναν ενισχυτή ίνας ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifier ή EDFA) δύο σταδίων αποτελούμενο από έναν προενισχυτή κι έναν ενισχυτή υψηλής ισχύος, με μέση ισχύ εξόδου 70mW. Ένα φίλτρο με φασματικό εύρος ημισείας ισχύος 0,6 nm χρησιμοποιήθηκε μεταξύ των δύο σταδίων για να εμποδίσει την υποβάθμιση του σήματος από την ενίσχυση του θορύβου στον δεύτερο ενισχυτή.

Στην θεωρητική περιγραφή της αρχής λειτουργίας της παραλλαγμένης έκδοσης του NOLM αναφέρθηκε ότι η εισαγωγή του FRM αντιμετωπίζει τις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου. Επομένως για την παρατήρηση του τελικού σήματος είναι απαραίτητο ένα στοιχείο με τρεις θύρες το οποίο θα επιτρέπει την κυκλοφορία του σήματος κατά μια συγκεκριμένη φορά. Ένα τέτοιο στοιχείο είναι ο κυκλοφορητής του οποίου η αρχή λειτουργίας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

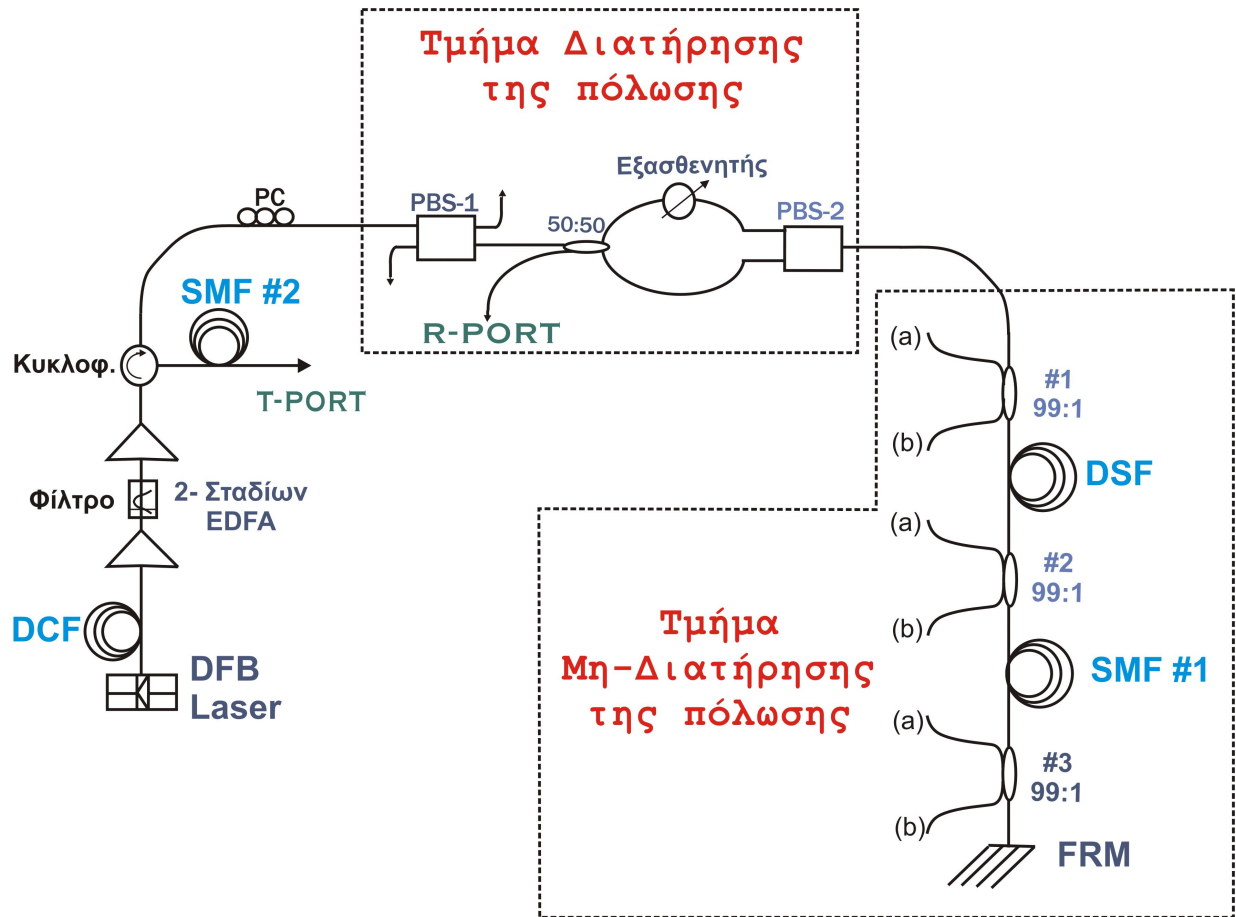


Σχήμα 3.1: Αρχή λειτουργίας οπτικού κυκλοφορητή

Έτσι οι ενισχυμένοι παλμοί στην έξοδο του EDFA εισέρχονται στη θύρα 1 ενός κυκλοφορητή και εξέρχονται από τη θύρα 2 αυτού. Στη συνέχεια η παλμοσειρά διαδίδεται σε έναν 50:50 PM συζεύκτη μέσα από τον έκτακτο άξονα ενός PBS (PBS1) έτσι ώστε να εισέλθουν στο NOLM με γραμμική κατάσταση πόλωσης. Οι δύο θύρες εξόδου του PM coupler συνδέθηκαν στον εκτακτό και μη εκτακτό άξονα ενός PBS (PBS2) και στην κοινή θύρα του PBS2 τα δύο αντίθετα διαδιδόμενα σήματα εμφανίστηκαν με ορθογώνιες καταστάσεις πόλωσης. Για να ρυθμιστεί η ανισοροπία του NOLM ένας διευρυντής δέσμης που περιείχε έναν πολωτή χρησιμοποιήθηκε σαν εξασθενητής ανάμεσα στην μια είσοδο του PM συζεύκτη και στον εκτακτό άξονα του PBS2. Έτσι ανάλογα με τη στροφή του άξονα του πολωτή σε σχέση με τον άξονα πόλωσης του σήματος μπορούσε να ρυθμιστεί το συμβολόμετρο να είναι από πλήρως ισοροπημένο (άξονας πολωτή 0^0) έως να μην επιτρέπει το σήμα να κυκλοφορεί στο NOLM (άξονας πολωτή 90^0).

Τα δύο σήματα στην έξοδο του PBS2 με διαφορετικές ισχύς λόγω του πολωτή διαδίδονται μαζί κατά μήκος των 9630m της DSF ίνας, που χρησιμοποιήθηκε για να διεγείρει το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM). Ο πολωτής ήταν κατάλληλα στραμμένος έτσι ώστε να επιτευχθεί διαφορά φάσης π ανάμεσα στα δύο τμήματα του παλμού πριν από τη συμβολή τους. Οι παλμοί αυτοί οι οποίοι είχαν αποκτήσει διαφορετικό chirp κατά το πέρασμα τους από την DSF ίνα στη συνέχεια συμπίεστηκαν καθώς διαδόθηκαν μέσα στο μέσο

διασποράς, το οποίο ήταν 270m SMF με ανώμαλη διασπορά 16ps/nmkm. Στον FRM οι δύο παλμοσειρές ανακλάστηκαν πίσω στην SMF, όπου μετά τη διάδοση μέσω αυτής, το πρώτο στάδιο της συμπίεσης είχε ολοκληρωθεί. Το φαινόμενο του SPM διεγέρθηκε ξανά, καθώς οι παλμοσειρές διαδόθηκαν για δεύτερη φορά μέσω της DSF ίνας και χωρίστηκαν στον PBS2. Μετά την συμβολή των δύο σημάτων στον 50:50 συζεύκτη διατήρησης πόλωσης (PM coupler) οι καλής ποιότητας πλέον παλμοί μεταδόθηκαν μέσα από τον PBS1 και εμφανίστηκαν στη θύρα 3 του κυκλοφορητή ενώ το απορριφθέν υπόβαθρο εμφανίστηκε στη θύρα ανάκλασης (R-port). Στη θύρα 3 του κυκλοφορητή προστέθηκαν 380m ίνας SMF ώστε να αντισταθμίσει το chirp που προκλήθηκε από το δεύτερο πέρασμα μέσα από την DSF ίνα.



Σχήμα 3.2: Σχηματική αναπαράσταση της πειραματικής διάταξης. DCF: Ίνα αντιστάθμισης της διασποράς, DSF: Ίνα μετατοπισμένης διασποράς, SMF: Απλή μονότροπη ίνα, FRM: Στροφέας πόλωσης Faraday, PC: Ελεγκτής πόλωσης, PBS: Διαχωριστής πόλωσης, R-port: Θύρα ανάκλασης, T-port: Θύρα μετάδοσης.

3.3 Ρύθμιση Πειραματικής Διάταξης

Η ρύθμιση της διάταξης παρουσίασε αρκετές δυσκολίες καθώς υπήρχαν τα εξής προβλήματα:

- Η DSF ίνα παρουσίαζε 0.2 ps/Km διασπορά εξαρτώμενη από την πόλωση (Polarization Mode Dispersion). Επομένως τοποθετώντας έναν ελεγκτή πόλωσης πριν από αυτή, το εύρος του χρονικού παλμού μεταβάλλονταν κατά 2ps. Η ρύθμιση όμως της πόλωσης ώστε το χρονικό εύρος των παλμών να γίνεται

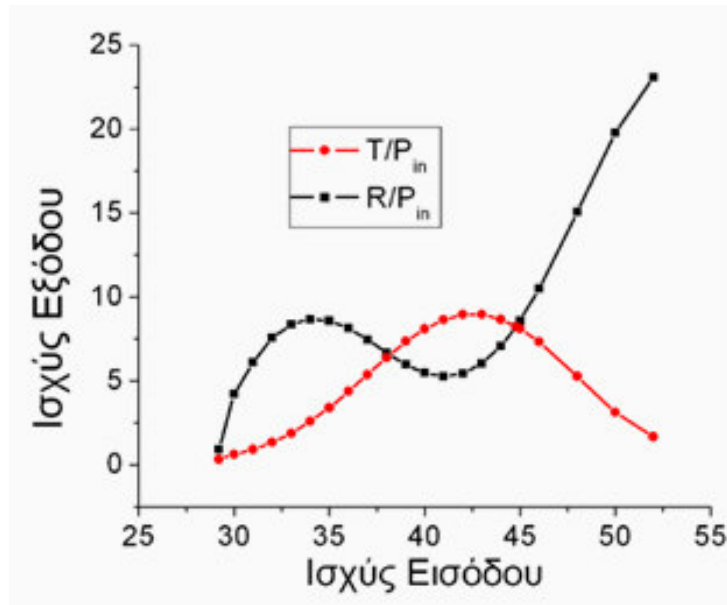
ελάχιστο, αποδείχθηκε ότι δεν ήταν σωστό. Ο λόγος ήταν ότι για το ελάχιστο χρονικό εύρος, το ποσοστό του φωτός που ήταν πολωμένο γινόταν ελάχιστο και πλησίαζε το 70%.

▪ Η δεύτερη δυσκολία ήταν ότι ανάλογα με την πόλωση που εισερχόταν το σήμα στη DSF άλλαζε και η συμπεριφορά όλου του συμβολομέτρου. Έτσι για να διαπιστωθεί η σωστή λειτουργία του βραχίονα με τον FRM αρχικά εκτελέστηκε το εξής πείραμα. Κλείνοντας τον ένα από τους δύο κλάδους π.χ τον άνω κλάδο που εμπειρείχε τον εξασθενητή και αφήνοντας να περάσει μόνο το σήμα υψηλής ισχύος, τότε και στις δύο θύρες εξόδου δεν θα έπρεπε να υπάρχει καθόλου σήμα. Στην πράξη αυτό όμως δε διαπιστώθηκε. Η αλλαγή της πόλωσης του σήματος στην είσοδο της DSF προκαλούσε και αλλαγή της ισχύος του που εξέρχονταν στις δύο θύρες εξόδου του NOLM. Έτσι με γνώμονα την ελάχιστη πολωτική διασπορά από τη DSF και επομένως τη μέγιστη συμπίεση κατά το πρώτο στάδιο, αρχικά η πόλωση της παλμοσειράς εισόδου ρυθμίστηκε ώστε το ποσοστό πόλωσης του φωτός να γίνεται ελάχιστο ($\approx 70\%$). Τότε όμως παρατηρήθηκε ότι το σήμα που γυρνούσε από τη λάθος διαδρομή (ίδια πόλωση κατά την εμπρόσθια και όπισθεν διάδοση) στις δύο θύρες εξόδου γινόταν μέγιστο. Αυτό το σήμα όμως όπως φάνηκε από το ίχνος αυτοσυσχέτισης ήταν το ανεπιθύμητο υπόβαθρο των παλμών και άρα εμπόδιζε τη λειτουργία του NOLM ως μη γραμμικό φίλτρο. Μεταβάλλοντας την πόλωση στην είσοδο της DSF ίνας φάνηκε ότι η ανάκλαση γινόταν ελάχιστη όταν το ποσοστό της πόλωσης μετά το πέρασμα του σήματος για δεύτερη φορά από τη DSF γινόταν μέγιστο (95% στον συζεύκτη #1, θύρα (α) του Σχ. 3.2). Για το λόγο αυτό η τελική ρύθμιση της διάταξης έγινε με το παραπάνω κριτήριο και όχι έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ελάχιστη πολωτική διασπορά που χαλούσε το ποσοστό πόλωσης του σήματος. Αξιοσημείωτο είναι ότι η ανεπιθύμητη ανάκλαση δεν μηδενιζόταν αλλά απλώς ελαχιστοποιόταν. Για να εξεταστεί για ποιο λόγο υπήρχε αυτή η μικρή ανάκλαση τοποθετήθηκαν μέσα στο βραχίονα η DSF και η SMF ξεχωριστά και διαπιστώθηκε τότε ότι οι ανακλάσεις μηδενίζονταν για κάθε μία από τις δύο περιπτώσεις. Επομένως βεβαιώθηκε ότι οι ανακλάσεις αυτές δημιουργούνταν στο στάδιο της μη γραμμικής συμπίεσης και ήταν τα «φτερά» που αποκτούσαν οι παλμοί στη βάση τους. Η εξαγωγή των παραπάνω συμπερασμάτων επέτρεψε τη ρύθμιση του μη γραμμικού συμπιεστή ώστε στην έξοδο του να παράγονται παλμοί καλής ποιότητας.

Πέρα από τη ρύθμιση της πόλωσης του σήματος εισόδου στη DSF ίνα έπρεπε να εξερευνηθεί και εάν το NOLM με τον FRM λειτουργούσε όντως ως διακόπτης. Σύμφωνα με τη σχέση (2.45) η ισχύς στη θύρα μετάδοσης κατά την περιστροφή του πολωτή από τις 0^0 στις 90^0 θα έπρεπε να είναι ανάλογη του όρου $1-\cos(\Delta\phi)$, όπου $\Delta\phi$ η διαφορική στροφή φάσης μεταξύ των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων.

Για την αναπαραγωγή της καμπύλης αυτής το σήμα εισήχθη στο κύκλωμα με μέγιστη ισχύ από την έξοδο του EDFA δύο σταδίων. Περιστρέφοντας τον πολωτή τότε και παρατηρώντας την ισχύ μετά το πρώτο στάδιο συμπίεσης δηλαδή στη θύρα (α) του συζεύκτη #2 του Σχήματος 3.2 καταγράφηκε η ισχύς στη θύρα ανάκλασης και στη θύρα μετάδοσης. Έτσι όταν ο πολωτής ήταν στις 0^0 τότε το NOLM ήταν σχεδόν πλήρως ισορροπημένο (υπήρχαν οι απώλειες του διευρυντή δέσμης), ενώ όταν στρεφόταν στις 90^0 τότε το σήμα χαμηλής ισχύος

απορρίπτονταν τελείως. Για τις 0° το σήμα μετρήθηκε στο σημείο εκείνο ίσο με $52\mu\text{W}$, ενώ για τις 90° ίσο με $29\mu\text{W}$. Από την μέτρηση αυτή προέκυψε τότε το παρακάτω διάγραμμα.



Σχήμα 3.3: Μεταβολή της ισχύος στη θύρα ανάκλασης και μετάδοσης μεταβάλλοντας την ισχύ του σήματος χαμηλής ισχύος μέσω του πολωτή.

Το παραπάνω σχήμα επιβεβαίωσε τη σωστή λειτουργία του NOLM ως διακόπτη καθώς η ισχύς εξόδου στη θύρα μετάδοσης προς την ισχύ εισόδου ακολουθεί την $1-\cos(\Delta\phi)$ καμπύλη της σχέσης (2.45). Επιπλέον από τη κορυφή της καμπύλης αυτής ευρέθηκε και η ισχύς εισόδου για την οποία επιτυγχανόταν διαφορετική στροφή φάσης π μεταξύ των δύο σημάτων. Η ισχύς αυτή ήταν ίση με $43\mu\text{W}$ όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.3. Δεδομένου ότι τα $29\mu\text{W}$ αντιστοιχούσαν στο σήμα υψηλής ισχύος προέκυψε ότι η απαιτούμενη ισχύ του σήματος χαμηλής ισχύος ήταν το $(43-29)/29 = 48\%$ του σήματος υψηλής ισχύος. Το συμπέρασμα αυτό επιβεβαιώθηκε και από το ίχνος αυτοσυσχέτισης καθώς όταν ρυθμιζόνταν ο πολωτής ώστε να μεγιστοποιείται η ισχύς στη θύρα μετάδοσης, τότε ο παλμός στην παραπάνω θύρα αποκτούσε το ελάχιστο χρονικό εύρος. Το αποτέλεσμα αυτό ήταν σε πλήρη συμφωνία με τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις τα οποία είχαν προβλέψει ότι για τη συγκεκριμένη ισχύ εισόδου των 70mW , ο εξασθενητής θα έπρεπε να πάρει την τιμή των 3dB για την επίτευξη της π στροφής φάσης.

3.4 Πειραματικά Αποτελέσματα

Τα πειραματικά αποτελέσματα που πάρθηκαν σε διάφορα σημεία της διάταξης παρουσιάζονται στη συνέχεια. Σε κάθε ένα από αυτά τα σημεία παρουσιάζονται οι εξής μετρήσεις:

- το οπτικό φάσμα
- το ίχνος αυτοσυσχέτισης
- η οπτική ισχύς και
- το ποσοστό πόλωσης του σήματος

Για τα οπτικά φάσματα και τα ίχνη αυτοσυσχέτισης σε πολλά διαγράμματα έγινε Sech^2 προσαρμογή με τη βοήθεια του προγράμματος Microcal Origin ώστε να υπολογίζεται με μεγάλη ακρίβεια το χρονικό ή φασματικό εύρος ημισείας ισχύος.

Η προσέγγιση Sech^2 ακολουθεί την παρακάτω συνάρτηση:

$$y = \frac{a}{\cosh^2(b \cdot (x - c))} \quad (3.1)$$

όπου a είναι το επίπεδο κορυφής της καμπύλης, c το κέντρο της καμπύλης, ενώ το b σχετίζεται με το εύρος ημισείας ισχύος σύμφωνα με τον τύπο:

$$(\Delta\nu, \Delta t)_{FWHM} = \frac{1.763}{b} \quad (3.2)$$

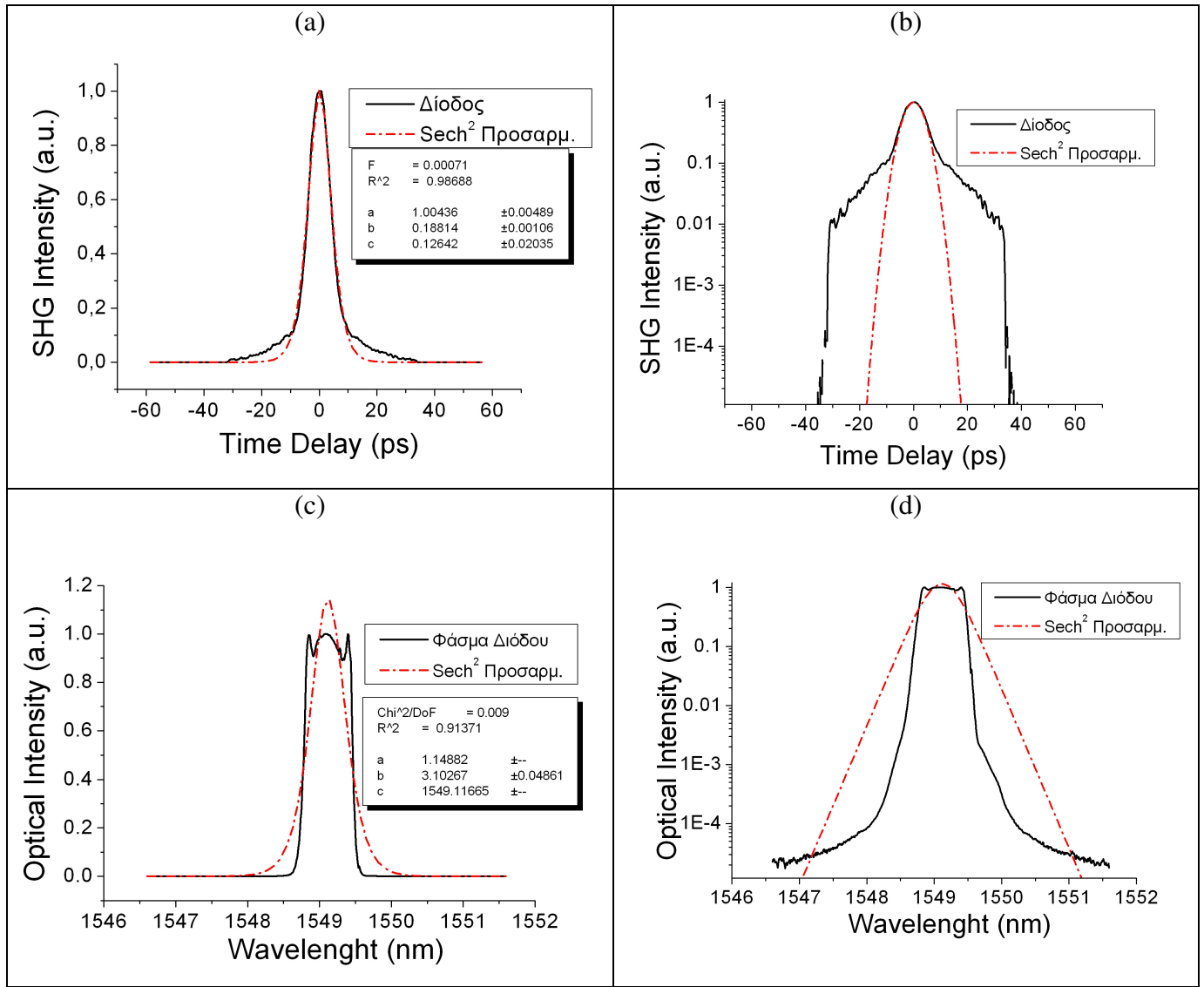
3.4.1 Έξοδος Ενισχυτή Ερβίου

Όπως αναφέρθηκε στην περιγραφή της πειραματικής διάταξης το σήμα στην έξοδο του ενισχυτή ερβίου είχε μέση ισχύ 70mW. Η ισχύς όμως αυτή δεν ήταν όλη καθαρό σήμα καθώς ένα σημαντικό μέρος αυτής ήταν θόρυβος από τον ενισχυτή δύο σταδίων. Αυτό επιβεβαιώθηκε και από τον αναλυτή πόλωσης ο οποίος στην έξοδο του ενισχυτή υψηλής ισχύος έδειξε ποσοστό πόλωσης του σήματος ίσο με 85%.

3.4.2 Είσοδος στη Μη γραμμική ίνα DSF

Οι απώλειες από τον ενισχυτή μέχρι την είσοδο της ίνας, δηλαδή το τμήμα διατήρησης της πόλωσης μαζί με τον κυκλοφορητή, υπολογίστηκαν ίσες με 4.3 dB. Σημαντικό τμήμα των απωλειών αυτών ήταν θόρυβος που αποκόπηκε από το PBS εισόδου καθώς οι απώλειες του υπολογίστηκαν σε 1.5 dB, ενώ το φύλλο προδιαγραφών του ανέφερε εισερχόμενες απώλειες 0.5 dB. Επομένως 1 dB του σήματος ήταν θόρυβος, το οποίο ήταν και αναμενόμενο αφού το ποσοστό πόλωσης του σήματος εισόδου μετρήθηκε 85%. Τα υπόλοιπα 2.8 dB των απωλειών οφείλονταν στον ελεγκτή πόλωσης, στον κυκλοφορητή, στον διευρυντή δέσμης, στον PBS2 (έκαστο στοιχείο εισήγαγε απώλειες περίπου 0.5dB) και στις συγκολλήσεις μεταξύ των ινών διατήρησης της πόλωσης. Στην έξοδο του PBS2 μετρήθηκε το ποσοστό πόλωσης του σήματος. Η τιμή που έδειξε ο ελεγκτή πόλωσης ήταν για κάθε ένα από τα δύο σήματα 100% και άρα το απόλωτο φως (θόρυβος) αποκόπηκε από τον PBS εισόδου.

Στο Σχ. 3.4 παρουσιάζονται το κανονικοποιημένο φάσμα και ίχνος αυτοσυσχέτισης της παλμοσειράς που δημιουργήθηκε από τη δίοδο DFB με τη μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής. Τα αποτελέσματα αυτά είναι μετά τη γραμμική συμπίεση από την ίνα αντιστάθμισης της διασποράς. Ο παλμός όπως φαίνεται και από την ιδανική Sech^2 προσαρμογή που έχει γίνει φαίνεται ότι δεν είναι πολύ καλής ποιότητας καθώς παρουσιάζει σημαντικό υπόβαθρο στη βάση του. Με τη βοήθεια του προγράμματος Origin υπολογίστηκε η επιφάνεια κάτω από την καμπύλη του ίχνους αυτοσυσχέτισης. Το εμβαδό αυτό βρέθηκε ίσο με 11.975 a.u., ενώ η επιφάνεια κάτω από τη καμπύλη της ιδανικής Sech^2 προσαρμογή μετρήθηκε ίσο με 9.18 a.u. Επομένως ένα ποσοστό περίπου 25% της μέσης ισχύς του παλμού αποτελούσε υπόβαθρο. Αυτό σημαίνει ότι η ισχύς κορυφής των παλμών είναι κατά 1dB περίπου χαμηλότερη από αυτή που υπολογίζεται θεωρώντας ότι ο παλμός έχει τέλειο Sech σχήμα.



Σχήμα 3.4: Παλμός εισόδου στο μη γραμμικό συμπιεστή στο πεδίο του χρόνου (a) στο πεδίο του χρόνου σε γραμμική κλίμακα (b) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα (c) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα και (d) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα.

Από τις ιδανικές Sech^2 προσαρμογές προέκυψε ότι το χρονικό και φασματικό εύρος ημισείας ισχύος του παλμού στην είσοδο της μη γραμμικής ίνας ήταν:

$$\Delta t = 9.4 \text{ ps} \text{ και } \Delta \lambda = 0.57 \text{ nm.}$$

Επομένως θεωρώντας τον παλμό μορφής Sech^2 , το παραμένον chirp στην έξοδο της διόδου υπολογίστηκε ίσο με **C=1.8**.

Στο άκρο (b) του #1 99:1 συζεύκτη η ισχύς και των δύο σημάτων μαζί, με τον πολωτή ρυθμισμένο για μέγιστη συμπίεση, μετρήθηκε ίση 200 μW , ενώ αυτή του σήματος υψηλής ισχύος ίση με 130 μW . Επομένως η ισχύς κορυφής του σήματος υψηλής ισχύος στην είσοδο της DSF ίνας θα έπρεπε να ήταν ίση με 550 mW. Όπως ειπώθηκε όμως παραπάνω ένα 25% της ισχύος του σήματος ήταν υπόβαθρο και άρα η ισχύς κορυφής του σήματος ήταν ~410 mW. Με

βάση το γεγονός ότι η ισχύς του σήματος χαμηλής ισχύος ήταν 3 dB χαμηλότερη, προκύπτει ότι η ισχύς κορυφής αυτού ήταν ~200 mW.

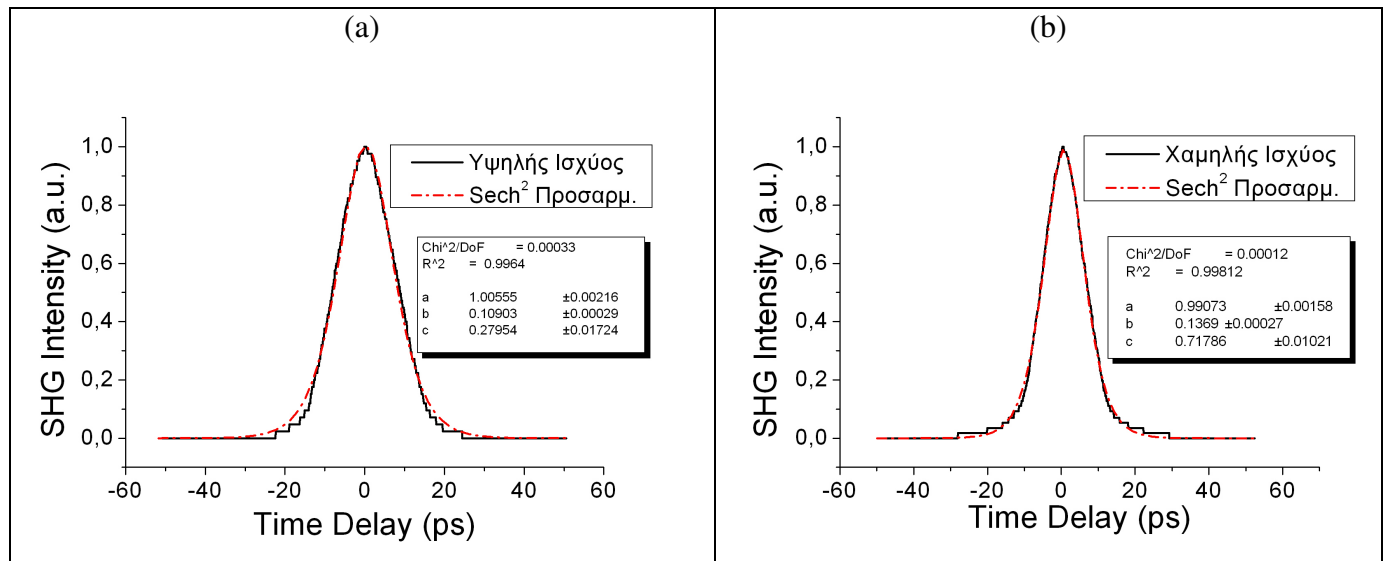
Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι οι τιμές:

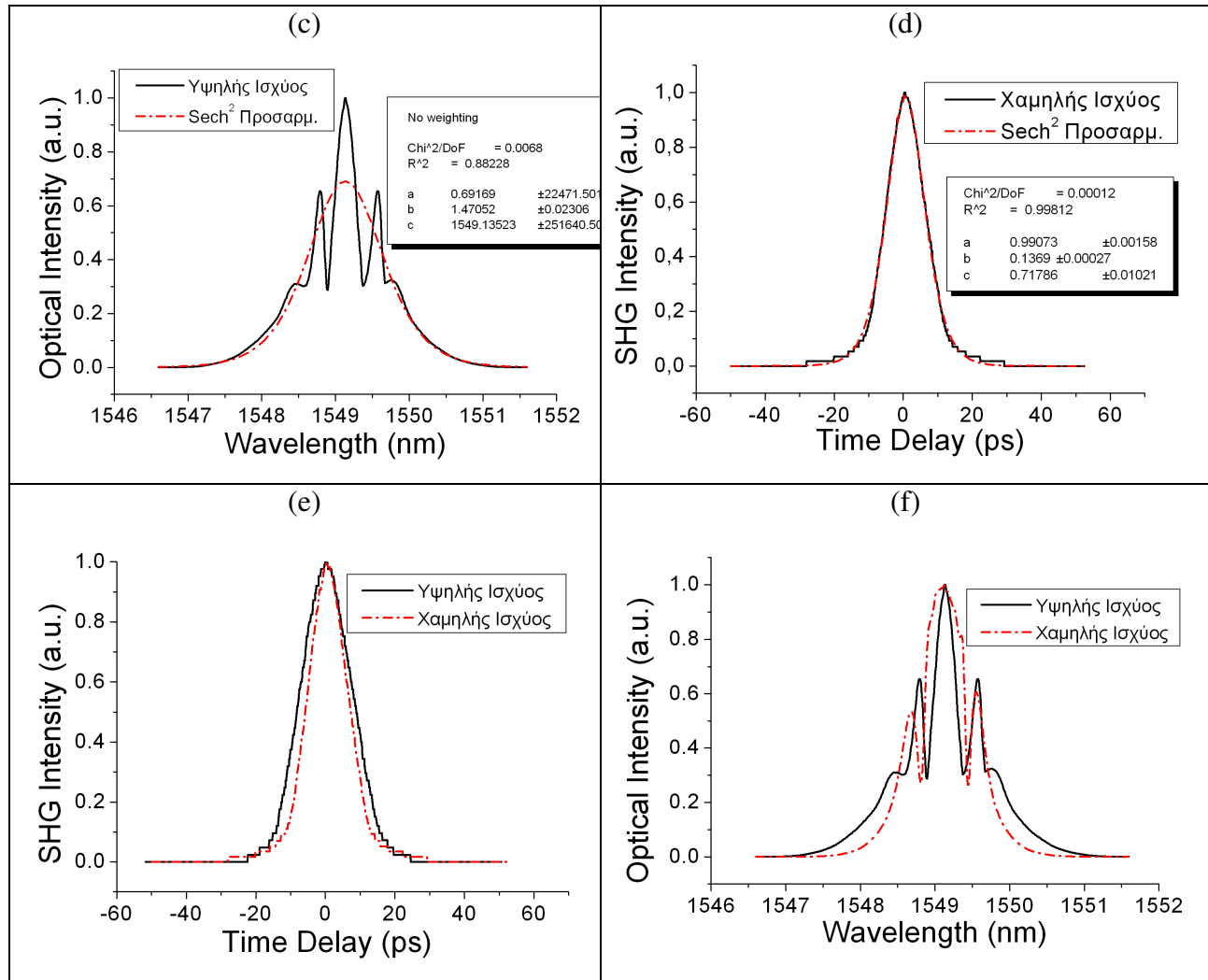
- $C=+1.5$
- $\Delta t=9\text{ps}$ και
- $P_{\text{peak}}=350\text{mW}$

που θεωρήθηκαν ως παράμετροι του σήματος εισόδου στις προσομοιώσεις της διάταξης ήταν πολύ κοντά στα πειραματικά δεδομένα.

3.4.3 Πρώτο πέρασμα από τη DSF ίνα

Στη θύρα (b) του #2 99:1 συζεύκτη καταγράφηκαν τα αποτελέσματα από το πρώτο πέρασμα του σήματος από τη μη γραμμική ίνα. Αρχικά μετρήθηκε το ποσοστό πόλωσης για κάθε ένα από τα δύο σήματα. Το ποσοστό αυτό όπως προαναφέρθηκε εξαρτάτο από την πόλωση εισόδου στην ίνα καθώς μπορούσε να μεταβληθεί από 70 έως 95%. Ανάλογα με την πόλωση αυτή μεταβαλλόταν όμως και το εύρος του παλμού από 15 έως 17 ps θεωρώντας ότι έχουν σχήμα Sech^2 , λόγω της πολωτικής διασποράς. Τελικά όμως με βάση το κριτήριο για τις ελάχιστες ανακλάσεις στη θύρα μετάδοσης το ποσοστό πόλωσης μετρήθηκε για κάθε ένα από τα δύο σήματα ίσο με 91%, ενώ το χρονικό εύρος τότε του σήματος υψηλής ισχύος ήταν ίσο με 16 ps, όπως προέκυψε από το ίχνος αυτοσυσχέτισης. Το 1% της ισχύος με βάση το άκρο (b) του #2 99:1 συζεύκτη του Σχήματος (3.2) μετρήθηκε ίσο με 86 μW και 56 μW για τα δύο σήματα μαζί και για το σήμα υψηλής ισχύος αντίστοιχα.





Σχήμα 3.5: Φάσματα και ίχνη αυτοσυσχέτισης των σημάτων υψηλής και χαμηλής ισχύος μετά το πέρασμα τους από τη DSF ίνα για πρώτη φορά. (α) Παλμός σήματος υψηλής ισχύος στο πεδίο του χρόνου (β) Παλμός σήματος χαμηλής ισχύος στο πεδίο του χρόνου (γ) Παλμός σήματος υψηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας (δ) Παλμός σήματος χαμηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας (ε) Υπέρθεση των δύο σημάτων στο πεδίο του χρόνου και (f) Υπέρθεση των δύο σημάτων στο πεδίο της συχνότητας

Από τη μορφή των φασμάτων στη γραμμική κλίμακα (Σχήματα 3.5(c) και(d)) μπορεί να συμπεράνει κανείς ότι η στροφή φάσης των δύο σημάτων λόγω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης ήταν 1.5π για το σήμα υψηλής ισχύος και κάτι λιγότερο από π για το σήμα χαμηλής ισχύος. Από τα διαγράμματα του Σχήματος (3.5) και με βάση τις Sech² προσαρμογές προέκυψε επίσης ότι το χρονικό και φασματικό εύρος του σήματος υψηλής (X) και χαμηλής (Y) ισχύος ήταν αντίστοιχα:

$$\Delta t_x = 16 \text{ ps και } \Delta t_y = 12.6 \text{ ps}$$

$$\Delta \lambda_x = 1.2 \text{ nm και } \Delta \lambda_y = 0.862 \text{ nm}$$

Επομένως οι παλμοί υψηλής ισχύος είχαν θετικό Chirp ίσο με $C_x = 7.43$, ενώ αυτοί με τη χαμηλή ισχύ εισόδου ίσο με $C_y = 4.15$. Αξιοσημείωτο είναι ότι οι παλμοί υψηλής ισχύος κατάφεραν να αυξήσουν το φάσμα τους πάνω από 100% ενώ οι χαμηλής ισχύος κατά 50% μόνο περίπου λόγω της κατά 3 dB χαμηλότερης ισχύος τους. Δηλαδή φάνηκε να υπάρχει και μια

αναλογία μεταξύ της ισχύς εισόδου και της διεύρυνσης του φάσματος. Με βάση τους παραπάνω υπολογισμούς του chirp τότε μέσω των σχέσεων:

$$T_0 = \frac{T_{FWHM}}{1.763} \quad (3.3)$$

$$L_D = \frac{T_0^2}{\beta_2} \quad (3.4)$$

$$z_{\min} = \frac{C}{1+C^2} L_D \quad (3.5)$$

$$T_{\min} = \frac{T_{FWHM}}{\sqrt{1+C^2}} \quad (3.6)$$

όπου T_{FWHM} είναι το χρονικό εύρος ημισείας ισχύος και $\beta_2=2.04 \cdot 10^{-26} \text{ m}^2/\text{s}$ (για την SMF), μπορεί να υπολογίσει κανείς το απαιτούμενο μήκος SMF ίνας που απαιτείται (Z_{\min}) για να επιτευχθεί η μέγιστη συμπίεση (T_{\min}). Επειδή μας ενδιέφερε τη μέγιστη συμπίεση να την υποστεί μόνο ο παλμός υψηλής ισχύος από τις σχέσεις (3.3) έως (3.6) προέκυψε τελικά:

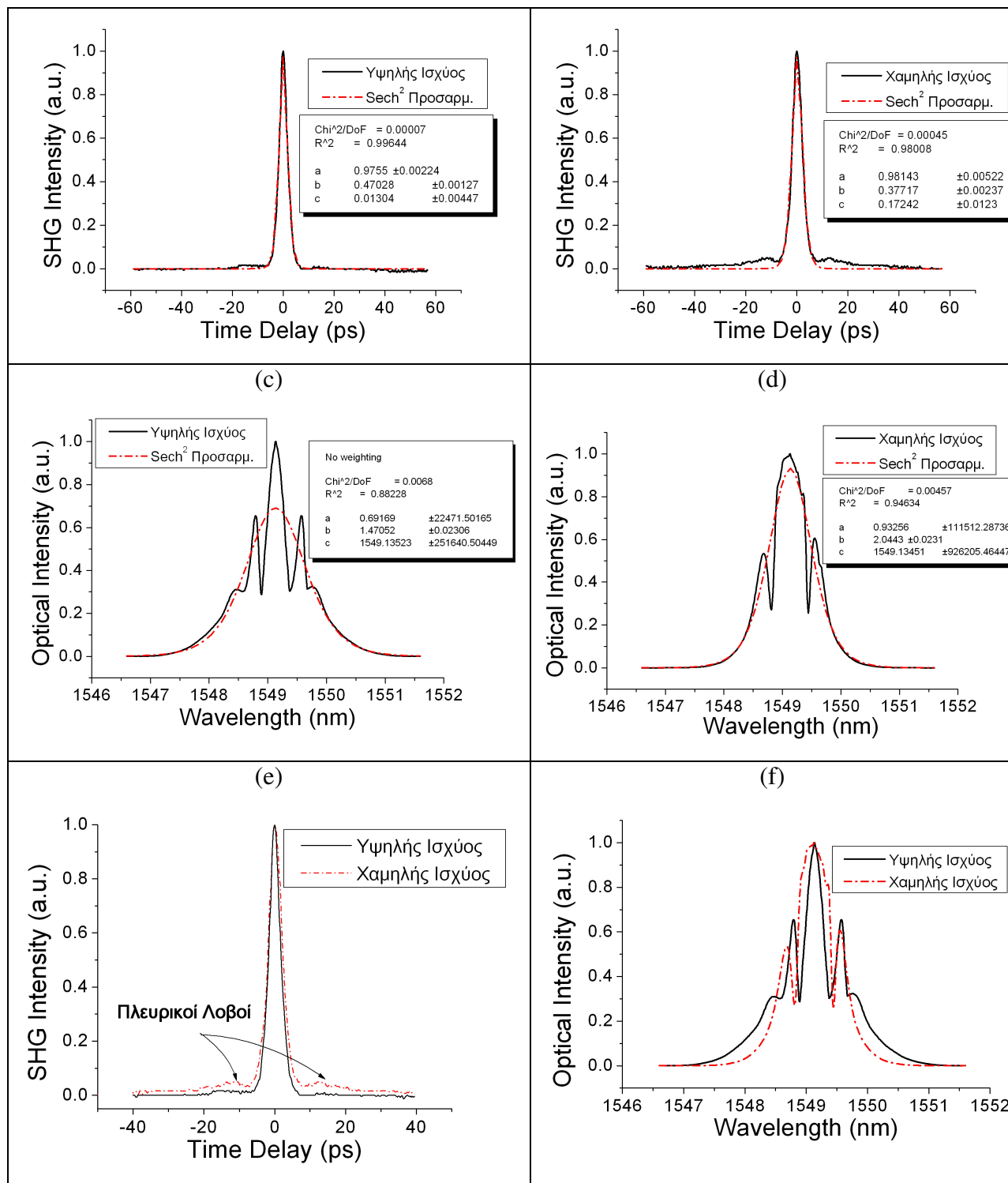
$$\mathbf{Z_{\min}=530m \text{ και } T_{\min}=2.15 \text{ ps}}$$

Άρα προσθέτοντας στην έξοδο της DSF ίνας, 530m SMF ίνας θα έπρεπε το χρονικό εύρος ημισείας ισχύος του παλμού υψηλής ισχύος να είναι ίσο με 2.15 ps.

3.4.4 Πρώτο στάδιο συμπίεσης

Μετά από δοκιμές με διάφορα μήκη ινών SMF προέκυψε ότι το βέλτιστο μήκος αυτής ώστε να επιτευχθεί μέγιστη συμπίεση, ήταν 540m. Το μήκος αυτό είναι πολύ κοντά στην τιμή που υπολογίστηκε με βάση τους παραπάνω υπολογισμούς του Chirp των παλμών υψηλής ισχύος στην έξοδο της DSF ίνας, όπως επίσης και με το μήκος που υπολογίστηκε από τις προσομοιώσεις. Μετά από τις δοκιμές αυτές προστέθηκε επομένως στην έξοδο της DSF ίνας ένα καρούλι με 270m SMF ίνας μαζί με τον FRM. Στη θύρα (a) του #2 99:1 συζεύκτη του Σχ. (3.2), δηλαδή κατά την επιστροφή των δύο σημάτων καταγράφηκαν τα αποτελέσματα από το πρώτο στάδιο συμπίεσης. Το 1% της ισχύος των δύο σημάτων μαζί μετρήθηκε ίσο με 46μW, ενώ αυτή του σήματος υψηλής ισχύος ίσο με 30 μW. Το ποσοστό πόλωσης με τον αναλυτή πόλωσης μετρήθηκε ίσο με 92% για κάθε ένα από τα δύο σήματα, δηλαδή όσο ήταν περίπου και στην έξοδο της DSF ίνας.

(a)	(b)
-----	-----



Σχήμα 3.6: Φάσματα και ίχνη αυτοσυσχέτισης των σημάτων υψηλής και χαμηλής ισχύος μετά το πρώτο στάδιο συμπίεσης. (a) Παλμός σήματος υψηλής ισχύος στο πεδίο του χρόνου (b) Παλμός σήματος χαμηλής ισχύος στο πεδίο του χρόνου (c) Παλμός σήματος υψηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας (d) Παλμός σήματος χαμηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας (e) Υπέρθωση των δύο σημάτων στο πεδίο του χρόνου και (f) Υπέρθωση των δύο σημάτων στο πεδίο της συχνότητας.

Πρέπει να σημειωθεί ότι το χρονικό εύρος των δύο σημάτων ακολουθούσε την πολωτική διασπορά της DSF ίνας. Έτσι ανάλογα με την πόλωση στην είσοδο της, το χρονικό εύρος του σήματος υψηλής ισχύος μεταβαλλόταν και αυτό από 2.7 έως 4.7 ps μετά το πρώτο στάδιο συμπίεσης. Για την κατάσταση πόλωσης που μας ενδιέφερε όμως από το ίχνος αυτοσυσχέτισης και το φάσμα προέκυψε ότι το χρονικό και συχνοτικό εύρος για το σήμα υψηλής ισχύος ήταν ίσο με:

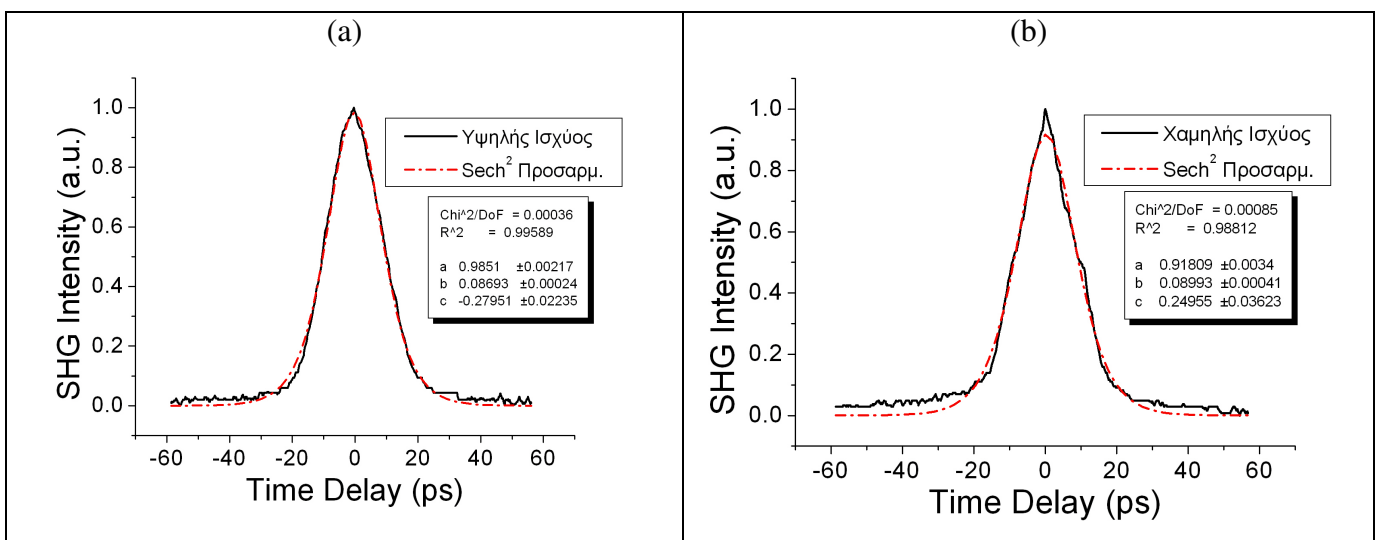
$$\Delta t_x = 3.75 \text{ ps και } \Delta t_y = 4.7 \text{ ps}$$

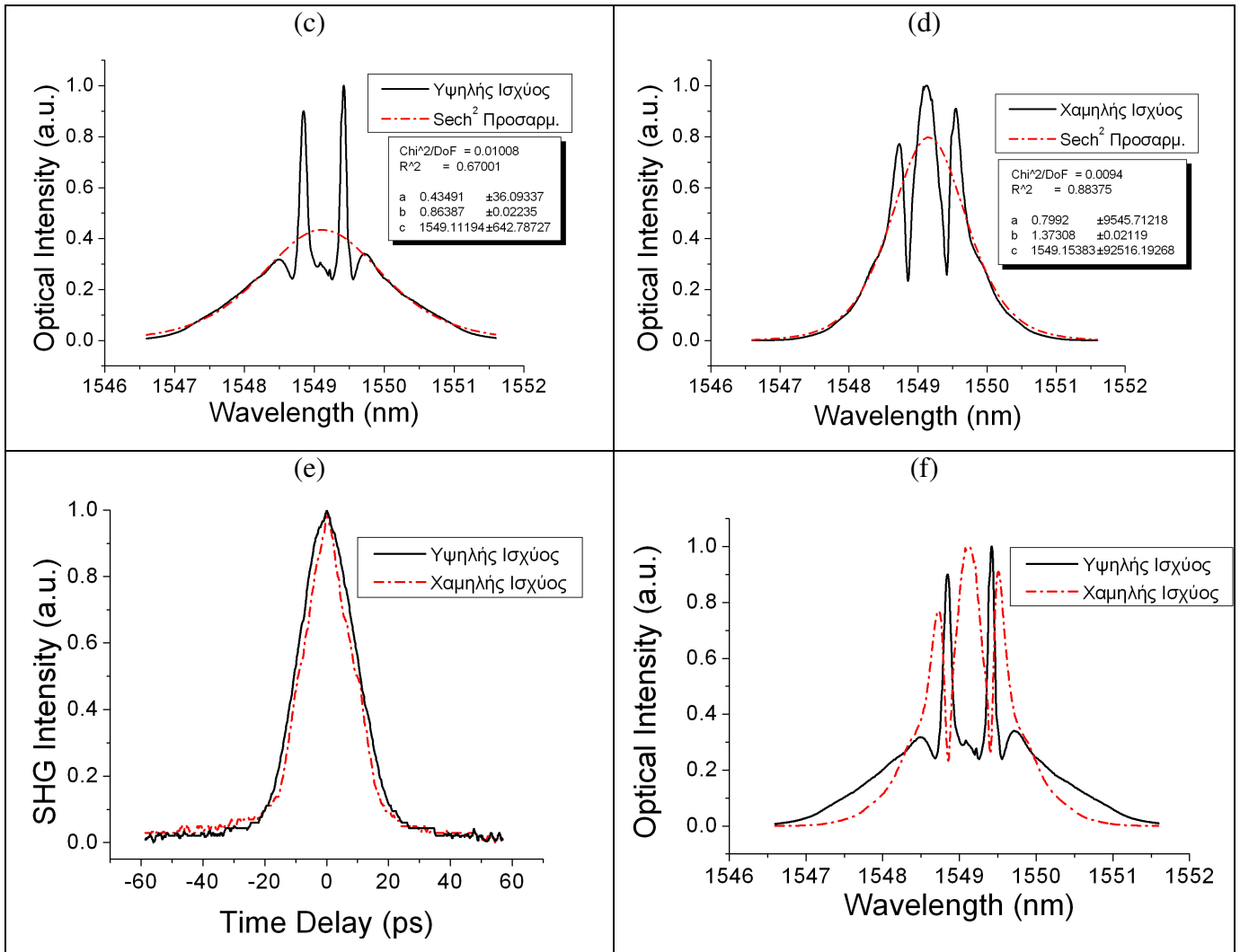
Η απόκλιση του χρονικού εύρους από αυτό που υπολογίστηκε με βάση το chirp στην έξοδο της DSF ίνας (2.15 ps) οφείλεται στο γεγονός ότι το chirp αυτό δεν είναι όλο γραμμικό και επομένως δεν αντισταθμίζεται όλο από την SMF ίνα. Αντίθετα υπάρχει και το μη γραμμικό chirp το οποίο οδηγεί στο σχηματισμό των πλευρικών λοβών όπως φαίνεται καθαρά και στο Σχ. 3.6(e). Τα φάσματα όμως και των δύο σημάτων παραμένουν αμετάβλητα αφού η μεγάλη επιφάνεια της SMF ίνας δεν οδηγεί σε αυτοδιαμόρφωση φάσης.

3.4.5 Δεύτερο πέρασμα από τη DSF ίνα

Με βάση το γεγονός ότι το 1% της μέσης ισχύος των παλμών του σήματος υψηλής ισχύος ήταν 30 μW και το χρονικό εύρος αυτών 3.75 ps, συνεπάγεται ότι η ισχύς κορυφής τους ήταν ίση με $\sim 320 \text{ mW}$. Ένα ποσοστό της παραπάνω μέσης ισχύος αποτελεί όμως το υπόβαθρο που σχηματίστηκε στη βάση των παλμών. Σε κάθε περίπτωση όμως όπως φάνηκε από τα φάσματα που πάρθηκαν στην έξοδο, η ισχύς αυτή ήταν ικανή να διεγείρει για δεύτερη φορά την αυτοδιαμόρφωση φάσης.

Στη θύρα (a) του #1 99:1 συζεύκτη του Σχ. (3.2) δηλαδή πριν από την είσοδο τους στον PBS2 καταγράφηκαν τα αποτελέσματα από τη διάδοση των δύο σημάτων για δεύτερη φορά από τη DSF ίνα. Το 1% της ισχύος των δύο σημάτων μαζί μετρήθηκε ίσο με 15 μW , ενώ αυτή του σήματος υψηλής ισχύος ίσο με 9 μW . Το ποσοστό πόλωσης με τον αναλυτή πόλωσης μετρήθηκε ίσο με 97% για κάθε ένα από τα δύο σήματα. Επομένως παρόλο που μετά το πρώτο πέρασμα από τη DSF ίνα το ποσοστό πόλωσης ελαττώθηκε στο 91%, εισάγοντας το σήμα για δεύτερη φορά στη DSF με κατάλληλη γωνία, επιτεύχθηκε η επαναπόλωση του σήματος σε ένα επιπλέον 6%. Το ποσοστό αυτό ήταν το μέγιστο που μπορούσε να επιτευχθεί και σχεδόν πλησίαζε το ιδανικό 100% ποσοστό πόλωσης στην έξοδο του PBS2.





Σχήμα 3.7: Φάσματα και ίχνη αυτοσυσχέτισης των σημάτων υψηλής και χαμηλής ισχύος μετά το δεύτερο πέρασμα από τη DSF ίνα, (a) Παλμός σήματος υψηλής ισχύος στο πεδίο του χρόνου (b) Παλμός σήματος χαμηλής ισχύος στο πεδίο του χρόνου (c) Παλμός σήματος υψηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας (d) Παλμός σήματος χαμηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας (e) Υπέρθωση των δύο σημάτων στο πεδίο του χρόνου και (f) Υπέρθωση των δύο σημάτων στο πεδίο της συχνότητας.

Από τις Sech^2 προσαρμογές στα φάσματα και στα ίχνη αυτοσυσχέτισης των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων προέκυψε ότι τα φασματικά και χρονικά τους εύρη ημισείας ισχύος ήταν:

$$\Delta t_x = 20.3 \text{ ps} \text{ και } \Delta t_y = 19.6 \text{ ps}$$

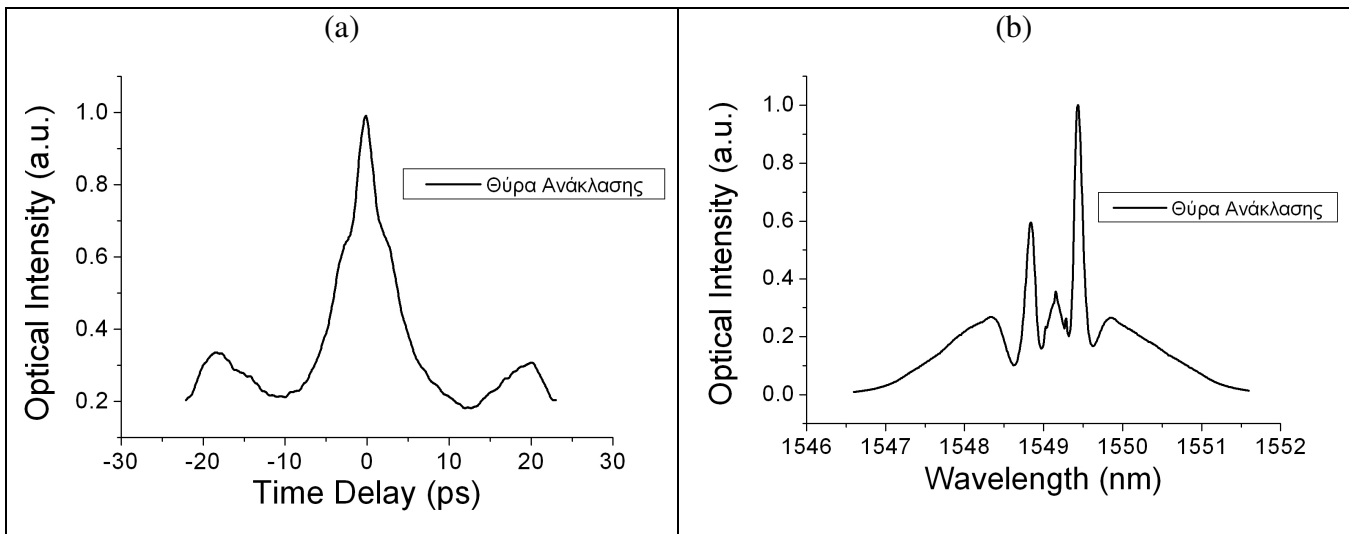
$$\Delta \lambda_x = 2.04 \text{ nm} \text{ και } \Delta \lambda_y = 1.28 \text{ nm}$$

Η διάδοση του σήματος για δεύτερη φορά από τη DSF προκάλεσε την περαιτέρω διεύρυνση του φάσματος του και για τις δύο συνιστώσες. Έτσι από το Σχ. 3.7 (c) και (d) που απεικονίζει τα φάσματα των σήματος υψηλής και χαμηλής ισχύος σε γραμμική κλίμακα προκύπτει ότι το πρώτο απόκτησε στροφή φάσης περίπου 2.5π ενώ το δεύτερο 1.5π . Επομένως

τα δύο σήματα πριν από τη συμβολή τους είχαν μια διαφορά φάσης π που εξασφάλιζε έτσι τη μέγιστη μεταγωγή σήματος στη θύρα μετάδοσης. Ένα άλλο στοιχείο που πρέπει να σημειωθεί είναι ότι τα δύο σήματα πριν από τη συμβολή τους είχαν το ίδιο χρονικό εύρος όπως φαίνεται και από το Σχ. 3.7 (ε). Αυτό είναι πολύ θετικό καθώς η συμβολή δύο σημάτων που επικαλύπτονται πλήρως χρονικά και με διαφορά φάσης π συνεπάγεται τη μέγιστη μεταφορά σήματος στη θύρα μεταγωγής.

3.4.6 Θύρα Ανάκλασης

Ρυθμίζοντας τον πολωτή ώστε τα δύο σήματα υψηλής και χαμηλής ισχύος να έχουν διαφορά 3 dB στην ισχύ προέκυψε η μέγιστη μεταφορά σήματος στη θύρα μετάδοσης. Στη θύρα ανάκλασης τότε που είναι το άλλο άκρο του 50:50 συζεύκτη διατήρησης της πόλωσης, εμφανίστηκαν το αποτέλεσμα της συμβολής των υπόβαθρων των δύο σημάτων που έχουν μηδενική διαφορά φάσης.

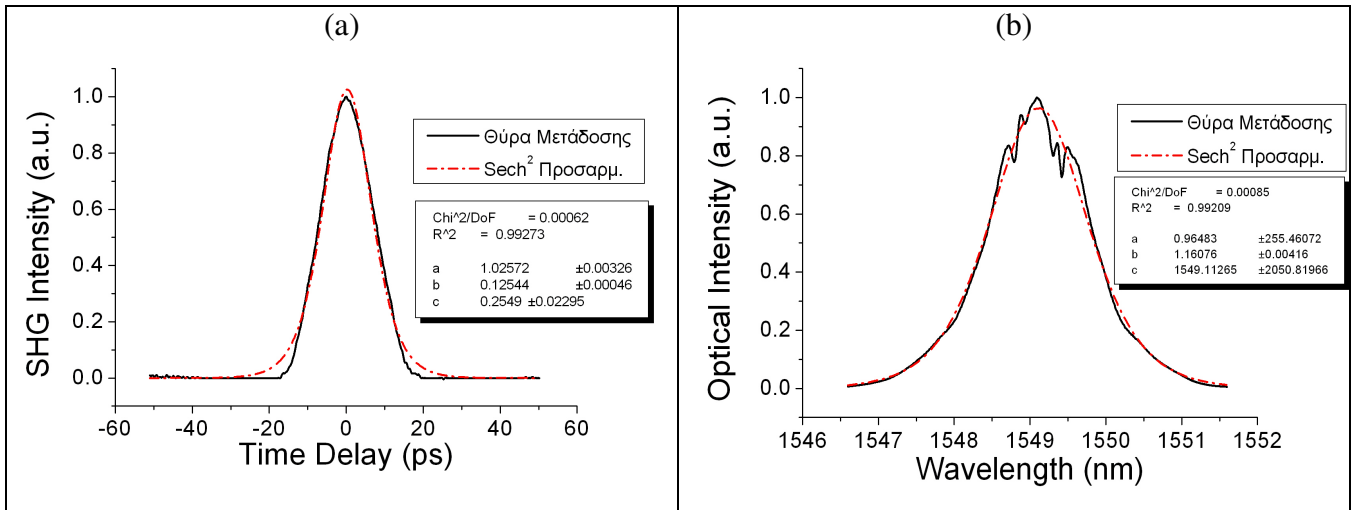


Σχήμα 3.8: Φάσμα και ίχνος αυτοσυσχέτισης του σήματος στη θύρα ανάκλασης

Από την εικόνα 3.8(a) φαίνεται καθαρά ότι ο παλμός που σχηματίζεται στη θύρα ανάκλασης αποτελείται από ένα κεντρικό κομμάτι που έχει έντονους πλευρικούς λοβούς στη βάση του. Οι λοβοί αυτοί αποτελούν το μη γραμμικό chirp που αποχτάει ο παλμός κατά τη διάδοση του δύο φορές από τη DSF. Η εικόνα 3.8(b) που απεικονίζει το φάσμα επιβεβαιώνει ότι η ποιότητα του σήματος δεν είναι καλή, αφού η περιβάλλουσα του απέχει πολύ από αυτή του ιδανικού Sech^2 .

3.4.7 Θύρα Μετάδοσης

Η λειτουργία του NOLM ως μη γραμμικού φίλτρου έχει ως επακόλουθο το σχηματισμό ενός παλμού πολύ καλής ποιότητας στη θύρα μετάδοσης. Αυτό επιβεβαιώνεται από την εικόνα 3.9, όπου παρουσιάζονται τόσο το φάσμα του όσο και το ίχνος αυτοσυσχέτισης.



Σχήμα 3.9: (α) Ίχνος αυτοσυσχέτισης και (β) φάσμα του σήματος στη θύρα Μετάδοσης

Το παραπάνω Σχ. 3.9 δείχνει ότι ο παλμός στη θύρα μετάδοσης έχει πλέον μια Sech^2 περιβάλλουσα χωρίς καθόλου πλευρικούς λοβούς οι οποίοι μετέχθηκαν στη θύρα ανάκλασης όπως φάνηκε μέσα από το Σχ. 3.8. Η μορφή του φάσματος είναι επίσης μορφής Sech^2 όπως προκύπτει από τον μετασχηματισμό Fourier. Η κορυφή μόνο έχει κάποιες ανωμαλίες που οφείλονται στις κορυφές που έχουν αποχτήσει τα φάσματα των δύο σημάτων λόγω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Οι ανωμαλίες αυτές υπάρχουν στο φάσμα κάθε παλμού που υφίσταται μη γραμμική συμπίεση.

Από τις εικόνες 3.9 (α) και (β) με βάση τις ιδανικές Sech^2 προσαρμογές φαίνεται ότι το χρονικό και φασματικό εύρος ημισείας ισχύος του παλμού που σχηματίστηκε στη θύρα μετάδοσης ήταν:

$$\Delta t_T = 14 \text{ ps} \text{ και } \Delta \lambda_T = 1.52 \text{ nm}$$

Άρα το chirp των παλμών ήταν ίσο με $C = 8.25$.

Το μειωμένο φασματικό και χρονικό εύρος του παλμού στη θύρα μετάδοσης σε σχέση με τα αντίστοιχα των δύο σημάτων που συμβλήθηκαν επιβεβαιώνει ότι στη θύρα μετάδοσης επιλέχθηκε τελικά μόνο τα κεντρικά μέρη αυτών.

Με βάση τις σχέσεις (3.3)-(3.6) εάν θεωρηθεί και πάλι ότι όλο το chirp που έχει υπολογιστεί παραπάνω είναι γραμμικό προκύπτει τότε:

$$T_0 = 7.95 \text{ ps}$$

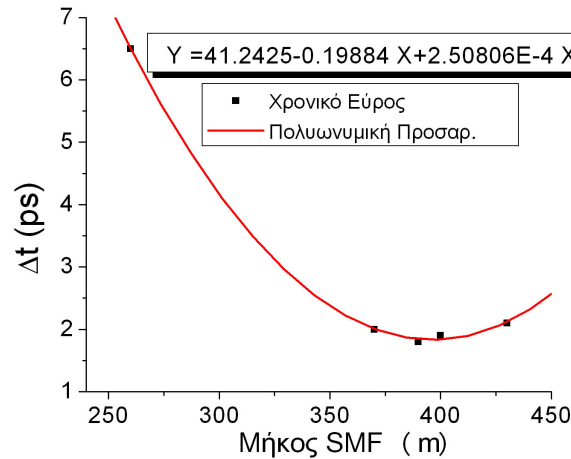
$$L_D = 3090 \text{ m}$$

$$Z_{\min} = 370 \text{ m}$$

$$T_{\min} = 1.7 \text{ ps}$$

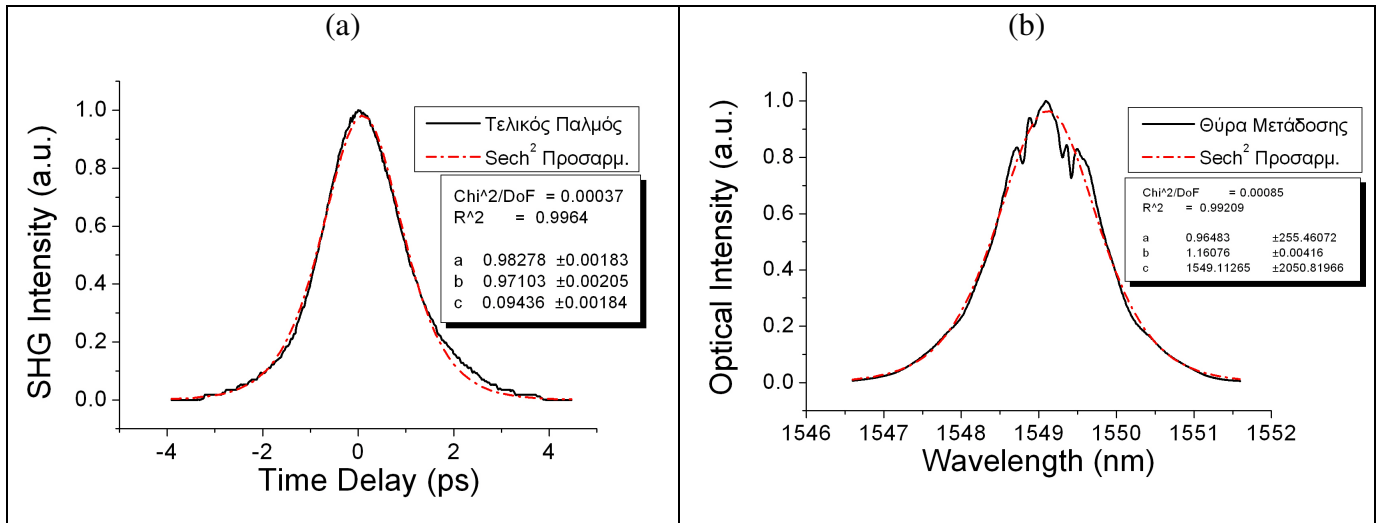
Άρα προσθέτοντας στη θύρα 3 του κυκλοφορητή 370m SMF ίνας θα έπρεπε ο παλμός ιδανικά να έχει χρονικό εύρος 1.7 ps.

Προσθέτοντας διάφορα μήκη SMF ίνας προέκυψε τότε η γραφική παράσταση.



Σχήμα 3.10: Εξάρτηση χρονικού εύρους παλμού στη θύρα μετάδοσης από το μήκος της SMF

Αρα από την παραπάνω γραφική παράσταση του Σχ. 3.10 φάνηκε ότι το απαιτούμενο μήκος SMF ώστε να επιτευχθεί μέγιστη συμπίεσης ήταν 380m, τιμή πολύ κοντά σε αυτή που υπολογίστηκε με βάση το Chirp όχι όμως και τις προσομοιώσεις (είχε υπολογιστεί ότι έπρεπε να είναι 290m SMF). Το χρονικό εύρος των 1.8 ps πάντως που προέκυψε τελικά ήταν πολύ κοντά στο θεωρητικό 1.7 ps των παραπάνω υπολογισμών αλλά και ακριβώς ίδιο με τα 1.8 ps που προέβλεψαν οι προσομοιώσεις.

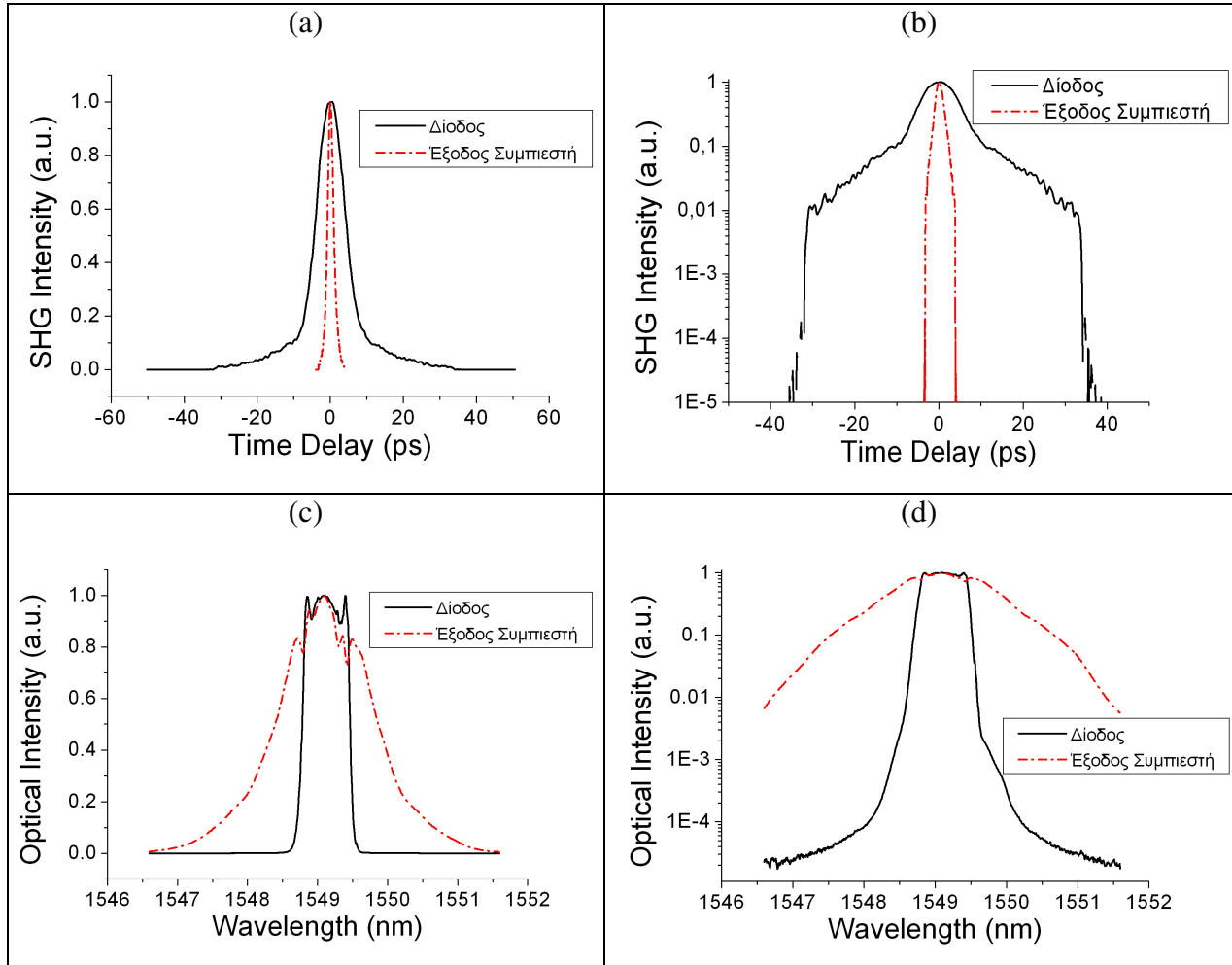


Σχήμα 3.11: Φάσμα και ίχνος αυτοσυσχέτισης του σήματος στη θύρα Μετάδοσης μετά το δεύτερο στάδιο συμπίεσης.

Από την Εικόνα 3.11 (a) με βάση τη Sech^2 προσαρμογή προέκυψε τελικά ότι το χρονικό εύρος ημισείας ισχύος του τελικού παλμού ήταν $\Delta t = 1.815 \text{ ps}$ ενώ το φασματικό του εύρος παρέμεινε αμετάβλητο στα $\Delta \lambda = 1.52 \text{ nm}$. Αξιοσημείωτο είναι η μικρότερη απόκλιση του χρονικού εύρους που επιτεύχθηκε με βάση τους υπολογισμούς του chirp, σε σχέση με το πρώτο στάδιο συμπίεσης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο παλμός στη θύρα μετάδοσης δεν έχει σχεδόν καθόλου μη γραμμικό chirp, σε αντίθεση με το πρώτο στάδιο συμπίεσης.

Το Σχ. 3.12 τέλος παρουσιάζει την σύγκριση μεταξύ του αρχικού και του τελικού σήματος τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και σε αυτό της συχνότητας σε γραμμική και

λογαριθμική κλίμακα. Από τις Εικ. 3.12(a) και (b) είναι εμφανής τόσο η χρονική συμπίεση του παλμού όσο και η απουσία πλευρικών λοβών στη βάση του. Αυτό επιβεβαιώνεται και από τη λογαριθμική κλίμακα η οποία δείχνει ότι το τελικός παλμός είναι τελείως απαλλαγμένος από υπόβαθρο.



Σχήμα 3.12: Υπέρθεση του παλμού στην είσοδο και στην έξοδο του μη γραμμικού συμπίεστή (a) στο πεδίο του χρόνου σε γραμμική κλίμακα (b) στο πεδίο του χρόνου σε λογαριθμική κλίμακα (c) στο πεδίο της συχνότητας σε γραμμική κλίμακα (d) στο πεδίο της συχνότητας σε λογαριθμική κλίμακα.

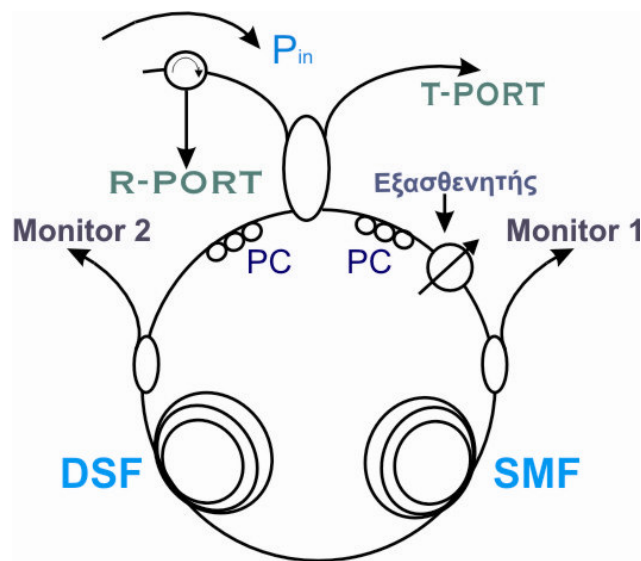
Από τις Εικ. 3.12 (c) και (d) φαίνεται και η διεύρυνση του φάσματος του σήματος λόγω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Πιο σημαντικό στοιχείο όμως είναι η μορφοποίηση του σχήματος του. Έτσι ενώ αρχικά το φάσμα έμοιαζε με παραλληλόγραμμο, λόγω της συμβολής και τη μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του NOLM, το φάσμα του τελικού σήματος έχει πολύ καλύτερη μορφή αφού πλησιάζει αυτής ενός ιδανικού Sech^2 σχήματος.

Από την παραπάνω παράθεση όλων των πειραματικών αποτελεσμάτων προέκυψε τελικά ότι εκπληρώθηκαν όλες οι προδιαγραφές που είχαν τεθεί στην αρχή κατά το σχεδιασμό του κυκλώματος. Δηλαδή εύρος παλμού μικρότερο από 2.5 ps, μορφή Sech^2 και πλευρικοί λοβοί χαμηλότεροι από 20 dB.

Τα παραπάνω χαρακτηριστικά όμως θα μπορούσαν να επιτευχθούν και με ένα απλό NOLM και μάλιστα λόγω της μη ύπαρξης των απωλειών του τμήματος διατήρησης της πόλωσης θα μπορούσε τελικά να επιτευχθεί μεγαλύτερη συμπίεση. Όπως προαναφέρθηκε όμως σημαντικό χαρακτηριστικό στοιχείο της διάταξης θα έπρεπε να είναι η πολωτική της σταθερότητα που θα έπρεπε να μεταφράζεται σε σταθερή ισχύ τόσο στη θύρα μεταγωγής όσο και στη θύρα ανάκλασης. Στην επόμενη ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που δείχνουν τις ιδιότητες αυτές του κυκλώματος.

3.5 Αποτελέσματα πολωτικής ευαισθησίας της πειραματικής διάταξης

Για την απευθείας σύγκριση της πολωτικής ευαισθησίας μεταξύ της παραλλαγμένης έκδοσης του NOLM που υλοποιήθηκε στο Ε.Φ.Ε. και ενός κανονικού, συναρμολογήθηκε στο εργαστήριο ένα συμβολόμετρο NOLM εξ'ολοκλήρου από απλές SMF ίνες. Η σχηματική αναπαράσταση της πειραματικής αυτής διάταξης απεικονίζεται στο Σχ. 3.13. Στην είσοδο του συμβολομέτρου εκχύθηκε το ενισχυμένο σήμα που προέκυψε από τον ενισχυτή δύο σταδίων. Επομένως το αρχικό σήμα ήταν ακριβώς το ίδιο με αυτό που εισερχόταν στη προηγούμενη πειραματική διάταξη.



Σχήμα 3.13: Σχηματική αναπαράσταση της πειραματικής διάταξης του συμβατικού NOLM . DSF: Ίνα μετατοπισμένης διασποράς, SMF: Απλή μονότροπη ίνα, PC: Ελεγκτής πόλωσης, R-port: Θύρα ανάκλασης, T-port: Θύρα μετάδοσης.

Μέσα στο βρόγχο τοποθετήθηκαν τα 9630m της DSF ίνας και 520m απλής SMF. Ο λόγος που τοποθετήθηκαν τα συγκεκριμένα μέτρα SMF είναι ότι με αυτό το μήκος ο παλμός του σήματος υψηλής ισχύος παρουσίαζε τη μέγιστη συμπίεση όπως παρατηρήθηκε στο Monitor 1 του Σχ. 3.13. Στα δύο monitors τότε τα χρονικά εύρη ημισείας ισχύος μετρήθηκαν για το σήμα κινούμενο κατά την ωρολογιακή και ανθρωρολογιακή φορά αντίστοιχα:

$$\Delta t_{cw}=17.6 \text{ ps και } \Delta t_{ccw}= 2.25 \text{ ps}$$

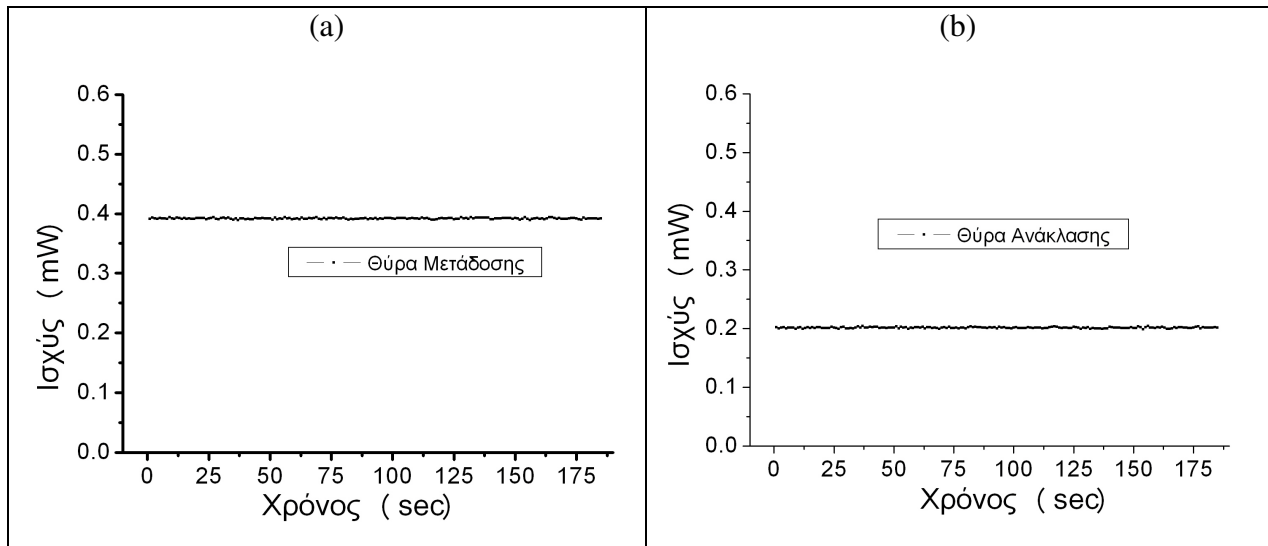
Επομένως τα δύο σήματα κατά τη συμβολή τους είχαν πολύ διαφορετικά χρονικά εύρη και επομένως ένα πολύ μικρό μέρος του σήματος τελικά μεταγόταν στη θύρα μετάδοσης. Συγκεκριμένα η ισχύς στη θύρα μετάδοσης και ανάκλασης ήταν τελικά:

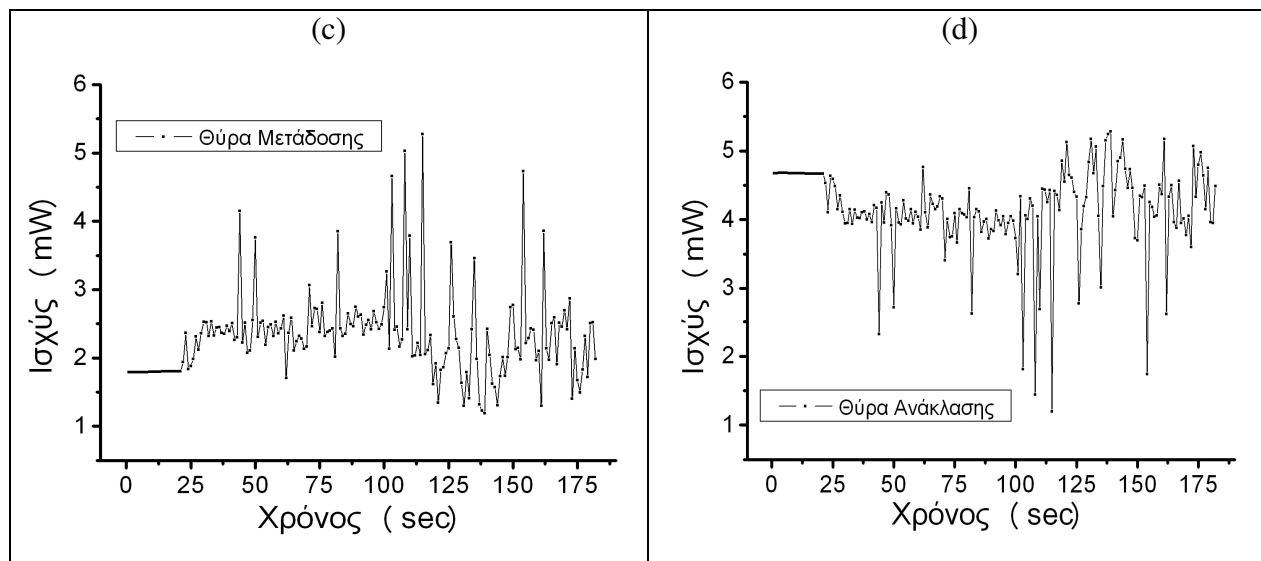
$P_T=1.75 \text{ mW}$ και $P_R=4.6 \text{ mW}$

Οι παραπάνω ισχύς επιβεβαιώνουν ότι το μεγαλύτερο μέρος του σήματος τελικά μεταγόταν στη θύρα ανάκλασης όπως φάνηκε και από τη παρατήρηση των δύο σημάτων στον αυτοσυσχετιστή. Πιο συγκεκριμένα στη θύρα μετάδοσης παρατηρήθηκε ένας στενός παλμός εύρους 2 ps χωρίς πλευρικούς λοβούς που φανερώνει ότι πράγματι το NOLM λειτουργούσε ως μη γραμμικό φίλτρο, ενώ στη θύρα ανάκλασης υπήρχε μόνο το τεράστιο υπόβαθρο. Επομένως και οι δύο διατάξεις τελικά (NOLM με FRM και συμβατικό) παρήγαγαν στην έξοδο τους παλμούς χωρίς υπόβαθρο με το ίδιο περίπου χρονικό εύρος. Η καταγραφή των ιχνών αυτοσυσχέτισης και των φασμάτων του συμβατικού NOLM δεν έγινε καθώς όπως έχει αναφερθεί αυτή η διάταξη σχηματίστηκε μόνο για να εξεταστεί η πολωτική της σταθερότητα σε σχέση με τη διάταξη που εμπεριείχε τον FRM.

Για την εξέταση της αναισθησίας από τις δονήσεις και την ιδιότητα του περιορισμού της ισχύς εξόδου της διάταξης με τον FRM, μετρήθηκαν οι μεταβολές της ισχύος στη θύρα μετάδοσης και ανάκλασης του συγκεκριμένου NOLM και συγκρίθηκαν με τα αποτελέσματα που καταγράφηκαν από το συμβατικό NOLM που παρουσιάστηκε παραπάνω. Οι μετρήσεις αυτές εκπονήθηκαν κατά την επίδραση μιας εξωτερικής πηγής δονήσεων που ερχόταν σε επαφή με τις ίνες στο τμήμα της διάταξης που δεν ήταν συναρμολογημένο από ίνες διατήρησης της πόλωσης και εμπεριείχε τα δύο μεγάλα καρούλια της DSF και SMF ίνας. Οι μετρήσεις διενεργήθηκαν για το χρονικό διάστημα των 3 λεπτών και η δειγματοληψία ήταν 1 δείγμα το δευτερόλεπτο.

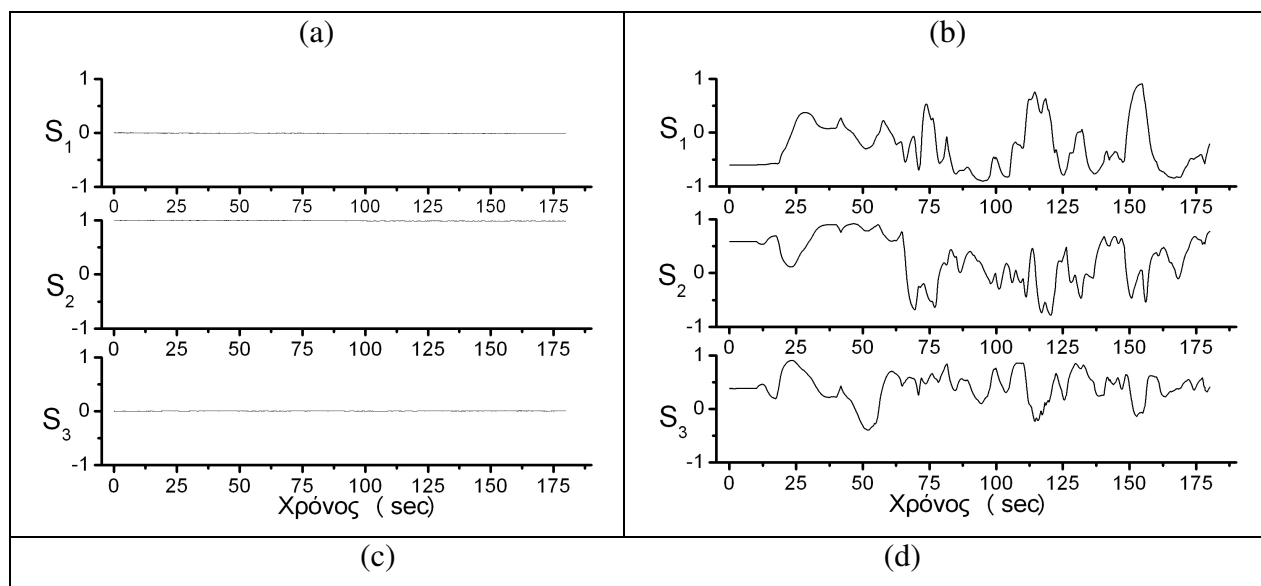
Οι εικόνες 3.14 (a) και (b) απεικονίζουν τις ισχύς που καταγράφηκαν στις δύο θύρες εξόδου για το πολωτικά αναισθητο και το συμβατικό NOLM αντίστοιχα. Η εικόνα 3.14 (a) δείχνει ότι η ισχύς στο NOLM με τον FRM παρέμενε σταθερή ανεξάρτητα από οποιαδήποτε εφαρμοζόμενη εξωτερική διαταραχή, ενώ η εικόνα 3.14 (b) δείχνει ότι κάτω από τις ίδιες συνθήκες σημαντικές μεταβολές λάμβαναν χώρα στην ισχύ μετάδοσης του συμβατικού NOLM. Αξίζει να αναφερθεί ότι η απόκλιση από τη μέση ισχύ ήταν 1% και 300% για το πολωτικά αναισθητο και το συμβατικό κύκλωμα αντίστοιχα. Οι εικόνες 3.14 (c) και (d) παρουσιάζουν τις ίδιες μετρήσεις για την ισχύ ανάκλασης και επιβεβαιώνουν την σταθερότητα της ισχύς για τη διάταξη με τον FRM και την ανταλλαγή της ισχύς μεταξύ των δύο θυρών εξόδου του συμβατικού NOLM.

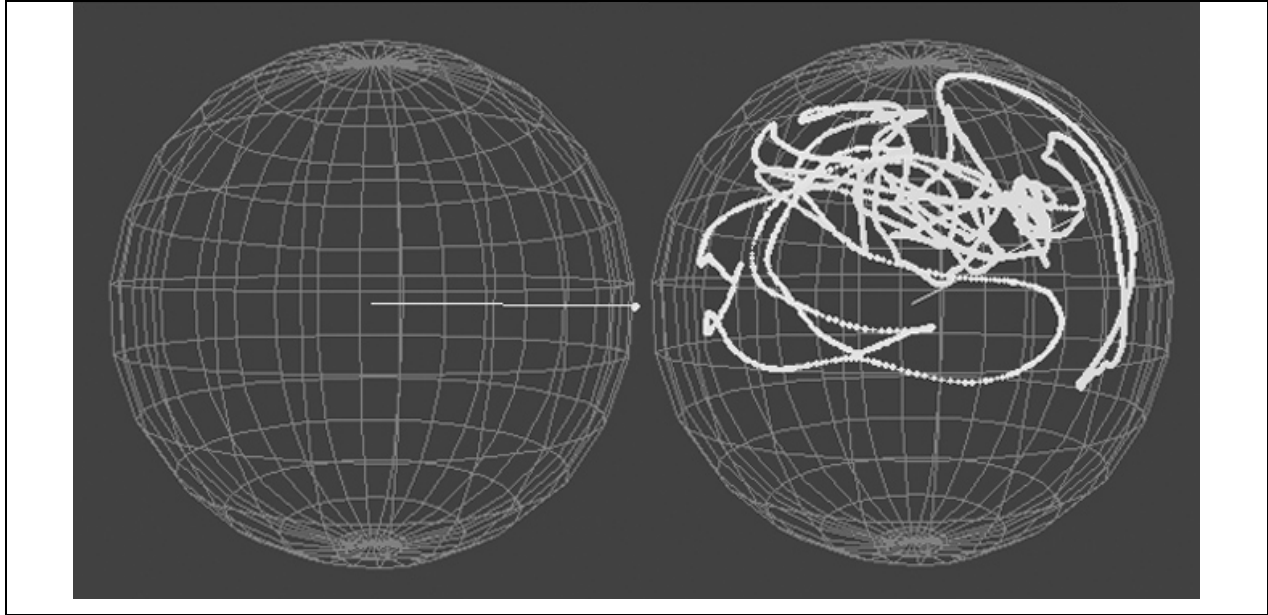




Σχήμα 3.14: Ισχύς σε σχέση με το χρόνο για (a) θύρα μετάδοσης και (c) θύρα ανάκλασης χρησιμοποιώντας το NOLM με τον FRM και (b) θύρα μετάδοσης και (d) θύρα ανάκλασης του συμβατικού NOLM. Όλες οι μετρήσεις καταγράφηκαν με την επίδραση μιας εξωτερικής πηγής δονήσεων.

Ο αναλυτής πόλωσης χρησιμοποιήθηκε επίσης για την εξέταση της ικανότητας του κυκλώματος να διατηρεί τα δύο συμβαλλόμενα σήματα στην ίδια κατάσταση πόλωσης, παρέχοντας έτσι μια σταθερή έξοδο στην έξοδο του. Οι εικόνες 3.15 (a) και (b) δείχνουν τη μεταβολή των παραμέτρων Stokes για το NOLM με τον FRM και το συμβατικό NOLM αντίστοιχα.





Σχήμα 3.15: Μεταβολής των παραμέτρων Stokes στη θύρα μετάδοσης του (a) πολωτικά αναίσθητου NOLM και (b) του συμβατικού NOLM κατά την εφαρμογή της εξωτερικής πηγής δονήσεων. Αντίστοιχες σφαίρες Poincare στη θύρα μετάδοσης (c) του NOLM με τον FRM και (d) του συμβατικού NOLM.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΟ MACH ZEHNDER ΜΕ ΟΠΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ

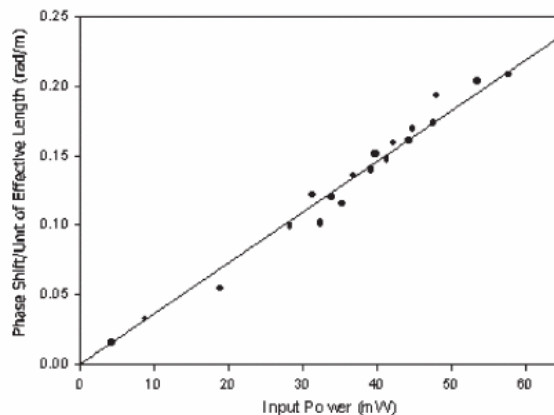
4.1 Οπτική επεξεργασία σήματος με ημιαγωγούς

Στην μέχρι τώρα πορεία της διδακτορικής διατριβής παρουσιάστηκε ένα συμβολόμετρο NOLM του οποίου ο σχεδιασμός μπορεί να χρησιμοποιηθεί για πολλές εφαρμογές και απλά παρουσιάστηκε μια από αυτές η οποία ήταν ένα μη γραμμικός συμπίεστης σολιτονίων.

Όπως έχει αναφερθεί αναλυτικά έως τώρα η συμβολομετρική μεταγωγή βασίζεται στη μεταβολή του δείκτη διάθλασης, που εισάγεται από το σήμα ελέγχου, το οποίο οδηγεί σε μεταβολή της φάσης του οπτικού σήματος δεδομένων που συνδιαδίδεται με το σήμα ελέγχου στο οπτικό μέσο. Εάν το μέσο αυτό είναι μη γραμμικές ίνες τότε αυτές προσφέρουν το πλεονέκτημα της ακαριαίας απόκρισης (<200 fs) της $\chi^{(3)}$ τρίτης τάξης επιδεκτικότητας, δηλαδή της μη γραμμικότητας τους [4.1]. Επομένως είναι πολύ χρήσιμες για τη διεκπεραίωση λογικών πράξεων ή τη μετατροπή μήκους κύματος σε υπερυψηλές ταχύτητες δεδομένων (>320 Gbps). Η εισαγωγή τους σε κυκλώματα προς χρήση σε πραγματικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα θεωρείται όμως από μεγάλη μερίδα της επιστημονικής κοινότητας αδύνατη. Ο λόγος είναι ότι τέτοια κυκλώματα δεν μπορούν να ολοκληρωθούν και επομένως ο χώρος που καταλαμβάνουν είναι σημαντικός. Για τους τηλεπικοινωνιακούς φορείς οι οποίοι συνήθως ενοικιάζουν κάποιο χώρο στα σημεία ανταλλαγής/σύνδεσης δικτύων (local exchange points), η επιθυμία για την τοποθέτηση όσο το δυνατόν περισσότερων στοιχείων στο μικρότερο δυνατό χώρο είναι πρωταρχικής σημασίας. Έτσι εάν δεν αυξηθεί σημαντικά ο συντελεστής μη γραμμικότητας των ινών αυτών ώστε να μειωθεί το απαιτούμενο μήκος, τότε η τεχνολογία αυτή δεν πρόκειται ποτέ να υιοθετηθεί σε εμπορικά διαθέσιμες εφαρμογές.

Τελευταίες τεχνολογίες στην ανάπτυξη των ινών που σχετίζονται με τις ίνες φωτονικών κρυστάλλων (Photonic Crystal Fiber-PCF) και τα χαλκογενικά γυαλιά έχουν επιτρέψει την ανάπτυξη γυαλιών με συντελεστή μη γραμμικότητας έως $\Gamma=1860 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$ [4.2], ενώ προβλέπεται ότι μπορεί ο συντελεστής αυτός να φθάσει ακόμα στην τιμή $\Gamma=5800 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$ [4.3]. Ίνες με τόσο μεγάλη μη γραμμικότητα είναι προφανές ότι απαιτούν πολύ μικρότερο μήκος για να επιτύχουν π στροφή φάσης σε σχέση με τη DSF που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα [4.4]. Όπως φαίνεται όμως και από την Εικ. 4.1 για την επίτευξη π στροφή φάσης από 1m ίνας με τη μεγαλύτερη μη γραμμικότητα που έχει κατασκευαστεί μέχρι τώρα ($\Gamma=1860 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$),

απαιτούνται παλμοί με ισχύ κορυφής 250-300mW, δηλαδή ενέργεια ~600 fJ/ παλμό εάν θεωρηθεί ότι το χρονικό του εύρος είναι 2.5 ps. Για την επίτευξη όμως τέτοιων ενεργειών απαιτούνται πολύ ισχυροί ενισχυτές ερβίου καθώς οι ίνες αυτές παρουσιάζουν δύο ισχυρά μειονεκτήματα. Το πρώτο είναι ότι παρουσιάζουν ισχυρή διασπορά (>200 ps/nm/Km) και επομένως για να υπερσχύει η σταθερά L_{NL} σε σχέση με την L_D το μήκος των ινών αυτών που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι στην πράξη λιγότερο από 2m. Δεύτερο αρνητικό στοιχείο των ινών αυτών είναι ότι λόγω του γεγονότος ότι το μεγαλύτερο μέρος του φωτός κυματοδηγείται έξω από ίνα η οποία περιβάλλεται από τα χαλκογενικά γυαλιά, υπάρχουν πολύ υψηλές απώλειες κυματοδηγησης της τάξης των 2-3 dB/m. Πέρα από τις απώλειες αυτές υπάρχουν και άλλες που σχετίζονται με τη σύζευξη του φωτός από τις απλές μονορυθμικές στις ίνες υψηλής μη γραμμικότητας καθώς είναι διαφορετική τόσο η ενεργός διατομή μεταξύ τους όσο και ο δείκτης διάθλασης. Για όλους τους παραπάνω λόγους στη πράξη τέτοιες ίνες χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα σε συνδυασμό με ενισχυτές πολύ υψηλής, της τάξης των 25-30 dBm [4.4],[4.5]. Οι ενισχυτές αυτοί είναι πολύ ακριβοί καθώς απαιτούν ειδικές ίνες ErYb και laser άντλησης (pump laser) με ισχύ εξόδου πάνω από 2W. Άρα είναι και εξαιρετικά ενεργοβόροι τέτοιοι ενισχυτές. Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει επομένως ότι η χρήση ινών σε κυκλώματα διάφορων εφαρμογών έχει σημαντικά μειονεκτήματα τα οποία σχετίζονται με το χώρο που καταλαμβάνουν, την ισχύ που απαιτούν και την ηλεκτρική ενέργεια που καταναλώνουν.



Σχήμα 4.1: Στροφή Φάσης/m ως προς την ισχύ εισόδου για ίνα με συντελεστή μη γραμμικότητας $\Gamma=1860 \text{ W}^{-1}\text{Km}^{-1}$ (από [4.2]).

Οι ημιαγωγοί είναι μία άλλη κατηγορία υλικών που χρησιμοποιείται σε φωτονικά κυκλώματα. Το μεγάλο πλεονέκτημα των ημιαγωγών είναι ότι παρουσιάζουν πολύ μεγαλύτερη $\chi^{(3)}$ τρίτης τάξης επιδεκτικότητα σε σχέση με τις ίνες και επομένως απαιτείται πολύ μικρότερο μήκος από αυτούς για την επίτευξη μετατόπισης φάσης π . Συνήθως το μήκος τους δεν ξεπερνά τα μερικά χιλιοστά του μέτρου. Οι ημιαγωγοί τώρα μπορούν να χωριστούν σε παθητικούς και ενεργούς. Οι παθητικοί που ονομάζονται απορροφητές κορεσμού (saturable absorber) έχουν το πλεονέκτημα του μικρού μεγέθους και της δυνατότητας ολοκλήρωσης σε σχέση με τις μη γραμμικές ίνες. Καθώς όμως βασίζονται στην απορρόφηση και λόγω των ισχυρών απωλειών που εισάγουν απαιτούν ισχυρούς ενισχυτές στην είσοδο τους για την αποτελεσματική λειτουργία ενός τέτοιου κυκλώματος [4.6]. Έτσι σε σχέση με τις ίνες, ενώ καταλαμβάνουν πολύ λιγότερο χώρο χρειάζονται και αυτοί για τη λειτουργία τους ισχυρούς ενισχυτές στην είσοδο τους. Επομένως για την συναρμολόγηση περισσότερο πολύπλοκων διατάξεων που απαιτούν

περισσότερες από μια πύλες ούτε και αυτή η κατηγορία υλικών μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποδοτικά

Υπάρχουν όμως και οι ημιαγωγοί των οποίων η μη γραμμικότητα βασίζεται στο κέρδος και όχι στην απορρόφηση και οι οποίοι ονομάζονται οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού (Semiconductor Optical Amplifiers-SOAs). Ο οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού είναι μια δίοδος laser Fabry Perot η οποία έχει υποστεί ειδική επεξεργασία ώστε τα δύο κάτοπτρα στα άκρα της να έχουν πολύ μικρή ανακλαστικότητα της τάξης του 10^{-5} . Κατά αυτόν τον τρόπο το σήμα διερχόμενο μέσα από την ειδική αυτή δίοδο δεν κάνει πλέον ανακλάσεις μέσα στην κοιλότητα, αλλά διέρχεται μόνο μια φορά και εξέρχεται από αυτήν με το μέγιστο δυνατό κέρδος λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής. Το κέρδος του οπτικού σήματος στους ενισχυτές αυτούς επιτυγχάνεται με αναστροφή του πληθυσμού των φορέων στην ενεργό περιοχή λόγω ηλεκτρικής έκχυσης των φορέων. Για το λόγο αυτό οι SOAs για την λειτουργία τους απαιτούν μια εξωτερική πηγή τροφοδοσίας ρεύματος.

Κύριο πλεονέκτημα τους είναι ότι παρουσιάζουν πολύ μεγαλύτερη μη γραμμικότητα σε σχέση με τις ίνες και πρακτικά SOAs με μήκος μικρότερο από 1mm είναι ικανοί για την επίτευξη στρωφής φάσης π, λόγω ετεροδιαμόρφωση φάσης, όταν το σήμα ελέγχου έχει ενέργεια μερικές δεκάδες fJ [4.7],[4.8]. Δηλαδή απαιτούν σημαντικά χαμηλότερες ενέργειες μεταγωγής, ενώ η ηλεκτρική ενέργεια που καταναλώνουν είναι συγκρίσιμη με αυτή των laser άντλησης που χρειάζονται οι ενισχυτές Erbium. Άρα από πλευράς κατανάλωσης ενέργειας οι SOAs πλεονεκτούν έναντι τόσο των ινών όσο και των παθητικών ημιαγωγών. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με το μικρό μέγεθος τους και την ικανότητα ολοκλήρωσης τους μαζί με άλλα παθητικά ή ενεργητικά στοιχεία έχουν επιτρέψει τη δημιουργία διαφόρων πολύπλοκων κυκλωμάτων. Έτσι έχουν επιδειχθεί ολοκληρωμένα κυκλώματα με SOAs τα οποία μπορούν να επιτελέσουν μια πλειάδα λειτουργιών όπως είναι αναγέννηση σημάτων με διάφορες φόρμες διαμόρφωσης [4.9]-[4.11], αλλαγή της επικεφαλίδας οπτικών πακέτων [4.12], μεταβλητή μετατροπή μήκους κύματος [4.13] ή ακόμα και μετατροπή μήκους κύματος ελεγχόμενου από οπτικό flip flop [4.14]. Από όλα αυτά είναι φανερό ότι οι ολοκληρωμένες πύλες βασισμένες σε SOAs είναι ότι πλησιέστερο διαθέτει η οπτική τεχνολογία απέναντι στα ηλεκτρονικά και για το λόγο αυτό αξίζουν να μελετηθούν εκτενώς καθώς είναι η λύση με τις μεγαλύτερες προοπτικές για την υιοθέτηση της οπτικής επεξεργασίας σήματος σε εμπορικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα.

4.2 Συμβολόμετρο MACH-ZEHNDER

Στο Κεφ. 2 περιγράφηκε αναλυτικά η οπτική πύλη NOLM, η κατασκευή της οποίας είναι η απλούστερη δυνατή. Η αντικατάσταση της μη γραμμικής ίνας που χρησιμοποιείται ως μη γραμμικό μέσο με έναν SOA οδηγεί στην σημαντική σμίκρυνση των διαστάσεων της πύλης η οποία πλέον ονομάζεται SLALOM (Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror). Πύλες αυτής της μορφής έχουν ολοκληρωθεί και μάλιστα είναι διαθέσιμες ως εμπορικό προϊόν [4.15]. Ωστόσο όμως, το παράθυρο μεταγωγής που σχηματίζεται από αυτές τις πύλες παρουσιάζει τα παρακάτω μειονεκτήματα:

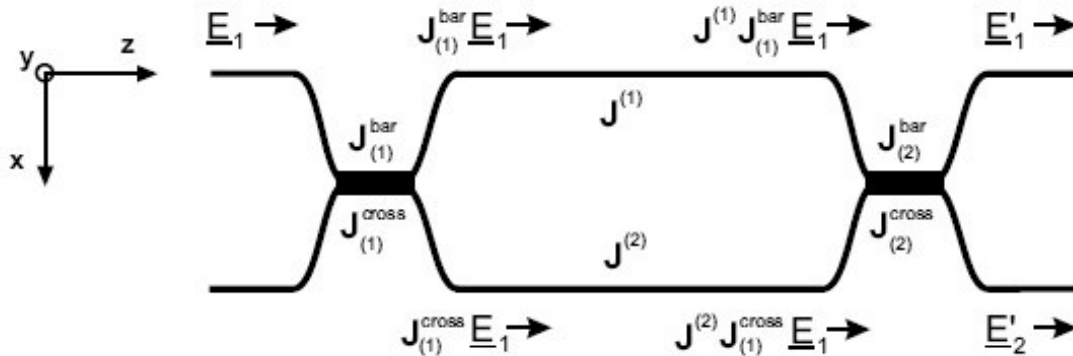
- Πειραματικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι το παράθυρο μεταγωγής που σχηματίζεται κατά το άνοιγμα του παρουσιάζει αργή κλίση, ενώ στο κλείσιμο του η κλίση αυτή είναι απότομη που είναι και το επιθυμητό [4.16]. Αυτό είναι αποτέλεσμα του γεγονότος ότι οι δύο δέσμες φωτός διαδίδονται σε ομόρροπη και

αντίρροπη φορά σε σχέση με το σήμα ελέγχου μέσα στον SOA και άρα να έχουν διαφορετικές καμπύλες φάσεως. Η διαφορετικότητα των δύο καμπυλών εξαρτάται από το μήκος του SOA και γίνεται μεγαλύτερη όσο αυξάνει το μήκος του. Άρα το μήκος του SOA καθορίζει και τη μορφή του παραθύρου μεταγωγής

- Τα ίδια πειραματικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι πέρα από τη μορφή του παραθύρου μεταγωγής άλλοι συμβολομετρικοί διακόπτες όπως το συμβολόμετρο Mach Zehnder, παρουσιάζει επίσης και μεγαλύτερους λόγους αντίθεσης.
- Σε ολοκληρωμένη μορφή το εύρος του χρονικού παραθύρου μεταγωγής δεν μπορεί να μεταβληθεί καθώς καθορίζεται από την ασυμμετρία με την οποία τοποθετείται ο SOA μέσα στο βρόγχο

Από όλα τα παραπάνω προκύπτει ότι είναι προτιμότερη για την αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος, η χρήση της οπτικής πύλης Mach Zehnder καθώς παρουσιάζει σημαντικά καλύτερη απόδοση σε σχέση με το συμβολόμετρο SLALOM. Για το λόγο αυτό και οι μελέτες που ακολουθούν στη συνέχεια βασίζονται στο συμβολόμετρο αυτό.

Η σχηματική αναπαράσταση του συμβολομέτρου Mach Zehnder (Mach Zehnder Interferometer-MZI) παρουσιάζεται στην Εικ. 4.2. Κατά τον ίδιο τρόπο με την αρχή λειτουργίας του NOLM που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, το εισερχόμενο οπτικό κύμα (\underline{E}_1 ή \underline{E}_2) διαχωρίζεται από το συζεύκτη εισόδου σε δύο κύματα. Αφού διαδοθούν σε μια απόσταση συγκεκριμένου μήκους, συμβάλλουν σε ένα δεύτερο συζεύκτη και εξέρχονται από το συμβολόμετρο (\underline{E}'_1 ή \underline{E}'_2). Η κύρια διαφορά σε σχέση με το συμβολόμετρο NOLM είναι ότι τα διαχωριζόμενο κύματα διαδίδονται σε διαφορετικούς βραχίονες και ότι συμβάλλουν σε έναν δεύτερο συζεύκτη.



Σχήμα 4.2: Σχηματική αναπαράσταση του συμβολομέτρου MZI στην περίπτωση που εισέρχεται ένα μόνο κύμα \underline{E}_1 για την κατανόηση των πινάκων Jones.

Οι πίνακες Jones στην έξοδο του MZI προκύπτουν σύμφωνα με την Εικ. 4.2 και κατά αντιστοιχία με τις εξισώσεις (2.22) και (2.23):

$$\underline{E}_{1,out} = [M_{11} \cdot \underline{E}_{1,in} + M_{21} \cdot \underline{E}_{2,in}] \quad (4.1)$$

$$\underline{E}_{2,out} = [M_{12} \cdot \underline{E}_{1,in} + M_{22} \cdot \underline{E}_{2,in}] \quad (4.2)$$

Οι πίνακες Jones M_{pq} ($p, q \in \{1,2\}$) δίνονται από τις σχέσεις:

$$M_{11} = J_2^{bar} \cdot J_1 \cdot J_1^{bar} + J_2^{cross} \cdot J_2 \cdot J_1^{cross} \quad (4.3)$$

$$M_{12} = J_2^{cross} \cdot J_1 \cdot J_1^{bar} + J_2^{bar} \cdot J_2 \cdot J_1^{cross} \quad (4.4)$$

$$M_{21} = J_2^{bar} \cdot J_1 \cdot J_1^{cross} + J_2^{cross} \cdot J_2 \cdot J_1^{bar} \quad (4.5)$$

$$M_{22} = J_2^{cross} \cdot J_1 \cdot J_1^{cross} + J_2^{bar} \cdot J_2 \cdot J_1^{bar} \quad (4.6)$$

Οι πίνακες Jones J_1^{bar} , J_2^{bar} , J_1^{cross} και J_2^{cross} περιγράφουν την διάδοση στον πάνω (ευθύ) και στον κάτω (σταυρωτό) κλάδο του συμβολομέτρου αντίστοιχα. Οι συντελεστές σύζευξης της έντασης του πεδίου για την x και y πόλωση θεωρούνται k_x^1, k_y^1 και k_x^2, k_y^2 αντίστοιχα. Οι διαφορετικοί βραχίονες χαρακτηρίζονται από τους πίνακες Jones J_1 και J_2 .

Ο συντελεστής μεταφοράς ενέργειας ($p, q \in \{1,2\}$) καθορίζεται ως:

$$T_{pq} \cdot |\underline{E}_p|^2 = |M_{pq} \cdot \underline{E}_p|^2 \quad (4.7)$$

Ο πλήρης πίνακας μεταφοράς του MZI δίνεται πάλι από ένα σύστημα 16x16 εξισώσεων οι οποίες είναι ιδιαίτερα πολύπλοκης μορφής. Για την απλοποίηση των εξισώσεων αυτών εδώ θεωρούμε ότι:

- Οι δύο οπτικοί βραχίονες έχουν το ίδιο μήκος ($L_1=L_2=L$)
- Δεν υπάρχουν απώλειες κατά τη διάδοση στις ίνες ($\alpha_1=\alpha_2=\alpha$)
- Οι συζεύκτες δεν παρουσιάζουν πολωτική εξάρτηση ($k_x^1=k_y^1=k^1$) και ($k_x^2=k_y^2=k^2$) και $k^1=k^2$

Παρόμοια με την ανάλυση της παραγράφου 2.2, ερευνάται η επίδραση της μεταβολής του δείκτη διάθλασης μεταξύ των διαχωριζόμενων κυμάτων στο συντελεστή μεταφοράς ισχύος του συμβολομέτρου. Η αλλαγή του δείκτη διάθλασης οδηγεί σε μια μεταβολή $\Delta\Phi=\Phi_1-\Phi_2$ μεταξύ των δύο κλάδων του συμβολομέτρου. Οι πίνακες Jones τότε δίνονται είναι:

$$J_1 = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_1} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_1} \end{pmatrix} \text{ και } J_2 = \begin{pmatrix} e^{i\varphi_2} & 0 \\ 0 & e^{i\varphi_2} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Αντικαθιστώντας του πίνακες J_1 και J_2 στον πίνακα μεταφοράς του MZI, οι συντελεστές μεταφοράς ισχύος T_{11} και T_{12} στην πάνω και κάτω έξοδο του συμβολομέτρου μπορούν να υπολογιστούν για την περίπτωση ενός μόνου εισερχόμενου κύματος \underline{E}_1 :

$$\begin{aligned} T_{12} \cdot |\underline{E}_1|^2 &= |M_{12} \cdot \underline{E}_1|^2 = \left| \sqrt{1-k^1} \cdot \sqrt{k^2} \cdot e^{i\varphi_1} + \sqrt{1-k^2} \cdot \sqrt{k^1} e^{i\varphi_2} \right|^2 \cdot |\underline{E}_1|^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow T_{12} &= (1-k^1) \cdot k^2 + (1-k^2) \cdot k^1 + 2\sqrt{1-k^1} \cdot \sqrt{k^2} \cdot \sqrt{1-k^2} \cdot \sqrt{k^1} \cdot \cos(\Delta\Phi) \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned}
T_{11} \cdot |E_1|^2 &= |M_{11} \cdot E_1|^2 = \left| -\sqrt{k^1} \cdot \sqrt{k^2} \cdot e^{i\varphi_2} + \sqrt{1-k^2} \cdot \sqrt{1-k^1} e^{i\varphi_1} \right|^2 \cdot |E_1|^2 \Rightarrow \\
\Rightarrow T_{11} &= k^1 \cdot k^2 + (1-k^2) \cdot (1-k^1) - 2\sqrt{1-k^1} \cdot \sqrt{k^2} \cdot \sqrt{1-k^2} \cdot \sqrt{k^1} \cdot \cos(\Delta\Phi) \Rightarrow \quad (4.10) \\
\Rightarrow T_{11} &= 1 - T_{12}
\end{aligned}$$

Οι εξισώσεις (4.9) και (4.10) έχουν την τυπική μορφή των εξισώσεων συμβολής. Για ακριβώς ίδιους συζεύκτες $k^1=k^2$ τότε έχουν ακριβώς την ίδια μορφή με τους συντελεστές μεταφοράς ισχύος του NOLM της παραγράφου 2.2. Αξιοσημείωτο είναι ότι πλήρης αναιρετική ή θετική συμβολή δεν είναι δυνατή στο MZI εάν οι δύο συζεύκτες εισόδου, εξόδου δεν είναι ίδιοι ($k^1 \neq k^2$). Για την απλοποιημένη περίπτωση που μελετάται εδώ, το MZI δεν παρουσιάζει πολωτική ευαισθησία ως προς το εισερχόμενο οπτικό κύμα. Όπως όμως έχει αναφερθεί και στην παράγραφο 2.2 για το συμβολόμετρο NOLM, αυτό δεν ισχύει για τις περισσότερες εφαρμογές καθώς οι συζεύκτες παρουσιάζουν πολωτική ευαισθησία ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζουν και διπλοθλαστικότητα.

Στους συντελεστές μεταφοράς ισχύος που παρουσιάστηκαν παραπάνω οι απώλειες και η διπλοθλαστικότητα των ινών θεωρούνται αμελητέες. Διαφορετικές απώλειες στους δύο βραχίονες είναι παρόμοια περίπτωση με μη ιδανικό λόγο σύζευξης στον συζεύκτη εισόδου και τότε τέλεια αναιρετική ή θετική συμβολή δεν είναι εφικτή για τα δύο σήματα στον συζεύκτη εξόδου. Αυτό με τη σειρά του οδηγεί σε μειωμένο λόγο αντίθεσης στις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου.

Επίσης στην ανάλυση αυτή θεωρείται ότι οι βραχίονες έχουν το ίδιο μήκος. Αντίθετα με το συμβολόμετρο NOLM όμως, το MZI δεν είναι κυκλικό συμβολόμετρο. Αυτό σημαίνει ότι τα δύο σήματα που προκύπτουν στην έξοδο του πρώτου συζεύκτη διαδίδονται σε διαφορετικούς οπτικούς δρόμους. Μια μικρή διαφορά μεταξύ των δύο δρόμων $\Delta d=L_1-L_2$ που μπορεί να οφείλεται σε μεταβολή της θερμοκρασίας, έχει ως αποτέλεσμα μια επιπλέον διαφορά φάσης $\Delta\Phi$. Επομένως αλλάζουν κατά αυτόν το τρόπο και οι συντελεστές μεταφοράς ισχύος του συμβολομέτρου. Μικρές διαφορές στο μήκος οδηγούν σε σημαντικές μεταβολές της φάσης, π.χ. $\Delta d \approx 0.75\text{mm} \rightarrow \Delta\Phi \approx \pi$. Για να χρησιμοποιηθεί επομένως το MZI ως διακόπτης πρέπει να εξασφαλίζεται η συνθήκη ότι το μήκος των δύο κλάδων παραμένει πάντοτε το ίδιο, ανεξάρτητων περιβαλλοντικών μεταβολών. Αυτό μπορεί να γίνει είτε με ενεργή σταθεροποίηση [4.17] είτε με την ολοκλήρωση του MZI σε πλινθίο [4.18]-[4.22]. Προφανώς προτιμητέα λύση είναι η ολοκλήρωση του MZI καθώς επιτυγχάνεται τόσο απλοποίηση της λειτουργίας του γιατί δεν χρειάζονται περίπλοκα ηλεκτρονικά ελέγχου. Επίσης και το σημαντικά μικρότερο μέγεθος μιας τέτοιας συσκευής είναι σε πολλές περιπτώσεις καθοριστικής σημασίας διότι επιτρέπει τη σύνδεση σε ένα πλινθίο πολλών στοιχείων.

Από την ανάλυση του συμβολομέτρου MZI που παρατέθηκε παραπάνω προέκυψε ότι τα χαρακτηριστικά μεταγωγής του καθορίζονται από τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο σημάτων που διαδίδονται στους δύο κλάδους του συμβολομέτρου. Η διαφορά αυτή φάσης εισάγεται από τους SOAs που υπάρχουν στον κάθε κλάδο και επομένως είναι τα στοιχεία που εν τέλει καθορίζουν και την απόδοση του MZI ως διακόπτη.

Στις παραγράφους που ακολουθούν περιγράφονται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά και οι ιδιότητες των SOAs.

4.3 Οι SOAs σε σχέση με τους άλλους οπτικούς ενισχυτές

Οι SOAs δεν είναι οι μόνοι ενισχυτές που χρησιμοποιούνται στις οπτικές τηλεπικοινωνίες καθώς υπάρχουν και άλλοι τύποι οπτικών ενισχυτών. Δεν είναι δυνατόν να ειπωθεί ποιος ενισχυτής είναι ο καλύτερος. Ο χαρακτηρισμός αυτός εξαρτάται από την συγκεκριμένη εφαρμογή κάθε φορά για την οποία χρησιμοποιείται ο ενισχυτής. Γενικά πάντως οι οπτικοί ενισχυτές μπορούν να διαχωριστούν σε δύο ομάδες:

- Ενισχυτές Ίνας και
- Ενισχυτές Κυματοδηγού

Οι ενισχυτές ίνας είτε έχουν ως κύριο στοιχείο ίνα στην οποία υπάρχουν προσμείξεις από σπάνιες γαίες (Ερβιο, Υτέρβιο, Πρασεοδύμιο και Θάλλιο), είτε βασίζονται σε εξαναγκασμένη σκέδαση Raman ή Brillouin. Δύο άλλα είδη οπτικών ενισχυτών χρησιμοποιούν οπτικούς κυματοδηγούς για την ενίσχυση των οπτικών σημάτων. Αυτοί είναι οι SOAs και οι EDWAs (Erbium Doped Waveguide Amplifiers) των οποίων η αρχή λειτουργίας είναι παρόμοια με αυτή των EDFAs. Τα γενικά πλεονεκτήματα ενισχυτών ίνας είναι:

- Απλή σύζευξη στις ίνες και με χαμηλές απώλειες
- Αμελητέες ανακλάσεις στις διεπαφές μεταξύ των ινών
- Πολωτική αναισθησία
- Υψηλό Κέρδος και Υψηλή Ισχύ Εξόδου
- Πολύ αργές δυναμικές διαδικασίες κατά τη μεταβολή του κέρδους. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς σε γραμμική ενίσχυση πολλών καναλιών δεν υπάρχει διακαναλική παρεμβολή μεταξύ τους (crosstalk)
- Χαμηλή Εικόνα Θορύβου

Τα μειονεκτήματα των ενισχυτών αυτών είναι ότι απαιτούν οπτικές πηγές άντλησης (optical pumps) και επίσης δεν μπορούν να ενισχύσουν όλα τα μήκη κύματος. Τα πλεονεκτήματα των SOAs είναι:

- Προσαρμοστικότητα και ικανότητα μονολιθικής ή υβριδικής ολοκλήρωσης με άλλα οπτικά στοιχεία όπως είναι συζεύκτες για την δημιουργία περισσότερο πολύπλοκων κυκλωμάτων (π.χ. Συμβολόμετρα)
- Είναι μικρού μεγέθους
- Χρειάζονται μια εξωτερική πηγή ρεύματος για την άντληση των φορέων
- Έχουν μεγάλο εύρος οπτικού εύρους ζώνης που μπορεί να ξεπεράσει τα 100nm σε σχέση με τα ~40nm των ενισχυτών ίνας
- Επιτρέπουν πολύ μεγάλη ευελιξία στην επιλογή του μήκους κύματος για το οποίο ο ενισχυτής παρουσιάζει το μέγιστο κέρδος
- Στη μη γραμμική περιοχή μπορούν να επιτελέσουν λειτουργίες αμιγώς οπτικής επεξεργασίας του σήματος λόγω των πολύ ισχυρών μη γραμμικοτήτων και των πολύ γρήγορων δυναμικών φαινομένων των φορέων στα ημιαγωγικά υλικά.
- Τέλος λόγω του ότι είναι ημιαγωγοί έχουν πολύ χαμηλό κόστος

Τα μειονεκτήματα τους είναι όλα αυτά που αναφέρονται ως πλεονεκτήματα στους ενισχυτές ίνας. Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι τελικά παρόλο που το κόστος του ημιαγωγού είναι πολύ χαμηλό, στην πράξη οι SOAs στην τελική τους μορφή (packaged) έχουν πολύ υψηλό κόστος λόγω των ειδικών διαδικασιών που απαιτούνται για την προσαρμογή των ινών στα δύο άκρα τους. Οι διαδικασίες αυτές απαιτούν ειδικό εξοπλισμό και εξειδικευμένο προσωπικό που αυξάνει τελικά πολύ το κόστος των SOAs.

4.4 Υλικό του Ημιαγωγού

Οι SOA γενικά έχουν παρόμοια δομή με τα ημιαγωγία laser. Αποτελούνται, στην ουσία, από μία διπλή ετεροένωση (double heterojunction) ενός p- και n- στρώματος εκατέρωθεν της ενεργού περιοχής. Η επιλογή ετεροδομής για την κατασκευή των SOA είναι απαραίτητη, ώστε να διατηρηθεί το πάχος της ενεργού περιοχής αρκετά μικρό, και παράλληλα να γίνεται η επανένωση των φορέων μέσα στην ενεργό περιοχή, αποφεύγοντας διάχυση τους εκτός αυτής. Επιπλέον, η χρήση διπλών ετεροενώσεων θεωρείται εξίσου απαραίτητη, ώστε να διασφαλίζεται η κυματοδότηση στην ενεργό περιοχή. Για το σκοπό αυτό το υλικό της ενεργού περιοχής επιλέγεται, ώστε να έχει λίγο μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης από τα υλικά των γύρω υποστρωμάτων. Έτσι, τόσο η κυματοδότηση του σήματος προς ενίσχυση, όσο και η επανένωση των φορέων του ενισχυτή γίνονται μέσα στα όρια της ενεργού περιοχής.

Το ενεργειακό διάκενο (άρα και το μήκος κύματος του διακένου) του ημιαγωγού καθορίζεται από την χημική του σύσταση. Έχει βρεθεί ότι τετραεδρικά μείγματα δύο στοιχείων της ομάδας III και δύο της ομάδας V μπορούν προσφέρουν τις επιθυμητές ιδιότητες για την κατασκευή των SOA. Η δομή που χρησιμοποιείται κατά κόρον είναι $(\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x)$ $(\text{As}_{1-y}\text{P}_y)$, της οποίας το ενεργειακό διάκενο μεταβάλλεται μεταξύ 0.36 eV (InAs) και 2.26 eV (GaP), καθώς οι παράμετροι x και y μεταβάλλονται στο διάστημα $[0, 1]$ [4.23], [4.24]. Όταν μάλιστα ικανοποιούν τη συνθήκη $y = 2.16 \cdot (1 - x)$, το κρυσταλλικό πλέγμα της δομής αυτής μπορεί να συνδυαστεί ιδανικά με ένα υπόστρωμα InP για τη δημιουργία διπλής ετεροένωσης. Στην περίπτωση αυτή καθίσταται δυνατή η οπτική ενίσχυση μηκών κύματος μεταξύ των 950 nm και 1800 nm, δηλαδή καλύπτεται όλο το φάσμα εκπομπής τηλεπικοινωνιακού ενδιαφέροντος.

Στις δομές των SOAs χρησιμοποιούνται τόσο ημιαγωγοί με ακατέργαστη μορφή (bulk) όσο και με μορφή πολλαπλών κβαντικών πηγαδίων (Multi Quantum Well-MQW). Τα πλεονεκτήματα των ημιαγωγών πολλαπλών κβαντικών πηγαδίων είναι ότι παρέχουν μεγαλύτερο κέρδος, μεγαλύτερο οπτικό εύρος ζώνης, μεγαλύτερη ισχύ εξόδου και χαμηλότερη εικόνα θορύβου σε σχέση με τους ημιαγωγούς ακατέργαστης μορφής. Από την άλλη πλευρά οι ημιαγωγοί ακατέργαστης μορφής επιτυγχάνουν μεγαλύτερο οπτικό παράγοντα σύμπτυξης³ (optical confinement factor) κατά την κυματοδότηση του φωτός. Αυτό είναι πολύ σημαντικό για εφαρμογές που σχετίζονται με τις μη γραμμικότητες που επιδεικνύουν οι SOAs όπως είναι η αμιγώς οπτική επεξεργασία οπτικών σημάτων. Επιπρόσθετα οι ημιαγωγοί ακατέργαστης μορφής έχουν μεγαλύτερο λόγο σύζευξης στροφής φάσης-κέρδους⁴ και επομένως παρουσιάζουν πλεονεκτήματα σε εφαρμογές που βασίζονται στην αυτοδιαμόρφωση ή την ετεροδιαμόρφωση φάσης.

³ Θα επεξηγηθεί αναλυτικά στη συνέχεια ο παράγοντας αυτός

⁴ Θα επεξηγηθεί αναλυτικά στη συνέχεια ο παράγοντας αυτός

Τα τελευταία χρόνια έχουν παρουσιαστεί και SOAs των οποίων οι ημιαγωγοί αποτελούνται από πολλαπλές κβαντικές κουκκίδες (Multiple Quantum Dots) [4.25]-[4.31]. Το μεγάλο πλεονέκτημα των ενισχυτών αυτών είναι ότι παρουσιάζουν πολύ γρήγορη απόκριση της μεταβολής του κέρδους το οποίο είναι της τάξης των μερικών ps. Ο λόγος είναι ότι οι δυναμικές διαδικασίες των φορέων στους ενισχυτές αυτούς οφείλονται αποκλειστικά σε ενδοζωνικά φαινόμενα. Το γεγονός επίσης ότι η διεύρυνση του κέρδους είναι μη ομογενή (όπως και στους EDFAs), σημαίνει ότι οι ενισχυτές αυτοί είναι σε θέση να πραγματοποιούν ταυτόχρονη ενίσχυση πολλών καναλιών πολυπλεγμένων κατά μήκος κύματος με μικρή διακαναλική παρεμβολή. Επίσης το οπτικό φάσμα στο οποίο μπορούν να ενισχύσουν σήματα εκτείνεται σε πάνω από 120nm, έναντι των 30nm των EDFA ή τα 50nm των RAMAN ενισχυτών [4.25]. Επομένως οι MQD-SOAs είναι μια πολλά υποσχόμενη λύση για την αντικατάσταση των EDFAs σε πολλές εφαρμογές που σχετίζονται με την γραμμική ενίσχυση σημάτων. Η στροφή φάσης που προκαλούν οι ενισχυτές αυτοί εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από την θερμοκρασία και από το ρεύμα έκχυσης με το οποίο επιτυγχάνεται η αναστροφή των φορέων όπως έχει δείχθει στο [4.32]. Γενικά όμως είναι ίδιου μεγέθους με τους ενισχυτές των οποίων η ενεργός περιοχή είναι πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών. Πάντως έως τώρα δεν έχει δείχθει πειραματική συμβολομετρική διάταξη η οποία να βασίζει την λειτουργία της στους ενισχυτές αυτούς.

4.5 Η ανάγκη για την προσομοίωση των Οπτικών Ενισχυτών Ημιαγωγού

Για τα πειράματα αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών χρησιμοποιούσε μέχρι πρόσφατα ως πύλη το Μη Γραμμικό Συμβολόμετρο Υπερυψηλής Ταχύτητας (Ultrafast Nonlinear Interferometer). Το συμβολόμετρο αυτό είναι μονού βραχίονα και απαιτεί έναν μόνο Οπτικό Ενισχυτή Ημιαγωγού για την λειτουργία του. Η λειτουργία του εξηγείται αναλυτικά στις διδακτορικές διατριβές προηγούμενων μελών του Ε.Φ.Ε. [4.33]-[4.36]. Το συμβολόμετρο όμως αυτό παρουσιάζει τα εξής δύο μειονεκτήματα:

- **Χαμηλό Λόγο αντίθεσης:** Ο λόγος αντίθεσης αποτελεί ένα πολύ σημαντικό κριτήριο με τον οποίο μπορεί να χαρακτηριστεί η ποιότητα ενός οπτικού σήματος στην έξοδο της πύλης. Ο λόγος αυτός ισούται με το πηλίκο της ισχύος του σήματος, που έχει μεταχθεί στην θύρα μετάδοσης παρουσία σήματος ελέγχου, προς την ισχύ του ανεπιθύμητου σήματος, που μετάγεται στη θύρα μετάδοσης ακόμα και όταν δεν υπάρχει σήμα ελέγχου. Στην ουσία εκφράζει τον λόγο αντίθεσης μεταξύ της κορυφής των παλμών του σήματος στην έξοδο της πύλης προς το υπόβαθρο που σχηματίζεται λόγω θορύβου και/ή μη τέλει μεταγωγής. Ο χαμηλός λόγος αντίθεσης επομένως σημαίνει ότι το επίπεδο του λογικού “1” του σήματος εξόδου δεν είναι πολύ καλά διακριτό ως προς το επίπεδο του λογικού “0”. Επομένως ένας τέτοιος διακόπτης εισάγει σημαντική ποινή ισχύος ως προς το ρυθμό μετάδοσης σφαλμάτων για συγκεκριμένο δέκτη.
- **Χαμηλή Σταθερότητα λειτουργίας:** Η λειτουργία του συμβολόμετρου UNI επηρεαζόταν από περιβαλλοντικές διακυμάνσεις (π.χ. θερμοκρασιακές μεταβολές) λόγω του γεγονότος ότι ήταν συναρμολογημένο από ξεχωριστά οπτικά στοιχεία τα οποία είχαν συγκολληθεί μεταξύ τους. Η αλλαγή της θερμοκρασίας προκαλούσε μεταβολή της πόλωσης των σημάτων κατά τη διάδοση τους μέσα στο συμβολόμετρο με αποτέλεσμα οι συνθήκες μεταγωγής να

αλλάζουν συνεχώς κατά τη διεξαγωγή των πειραμάτων. Επίσης οι SOAs που χρησιμοποιούνταν στα συμβολόμετρα αυτά είχαν μεγάλη ευαισθησία στην πόλωση της τάξης των 5-6 dB λόγω του μεγάλου μήκους τους (1.5mm). Έτσι γίνεται αντιληπτό ότι η επίτευξη σταθερής λειτουργίας του UNI σε κατάσταση μεταγωγής ή μη-μεταγωγής ήταν πολύ δύσκολη.

Οι SOAs που χρησιμοποιούνταν στα UNI είχαν κατασκευαστεί στο Πολυτεχνείο της Ζυρίχη (ETH Zurich) και είχαν παραχωρηθεί στο Ε.Φ.Ε. για τους ερευνητικούς σκοπούς του εργαστηρίου. Ο πλήρης χαρακτηρισμός τους υπάρχει στο [4.37]. Οι SOAs αυτοί παρόλο που είχαν πολύ μεγάλη πολωτική ευαισθησία παρουσίαζαν όμως και κάποια πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα όπως είναι η πολύ γρήγορη ανάκαμψη του κέρδους. Επίσης λόγω του γεγονότος ότι ο ημιαγωγός ήταν σε ακατέργαστη μορφή είχε το μεγάλο πλεονέκτημα ότι η στροφή φάσης που προκαλούσε στα σήματα λόγω αυτοδιαμόρφωσης ή ετεροδιαμόρφωσης φάσης ήταν πολύ μεγάλη. Έτσι μπορούσε να επιτευχθεί η στροφή φάσης με μερικά μόνο fJ [4.38].

Τα Μη Γραμμικά Συμβολόμετρα Υπερύψηλων Ταχυτήτων χρησιμοποιήθηκαν σε μια πλειάδα πειραμάτων για την επίδειξη διαφόρων λειτουργιών στην ερευνητική περιοχή της αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος [4.38]-[4.46]. Τα προβλήματα όμως σταθερότητας και ο χαμηλός λόγος αντίθεσης στην έξοδο της πύλης προκαλούσαν μεγάλα προβλήματα στη σειριακή διασύνδεση πολλών συμβολομέτρων. Παρόλα αυτά όμως το Ε.Φ.Ε. επέδειξε κυκλώματα τα οποία αποτελούνταν από δύο πύλες. Τέτοιο κύκλωμα ήταν ο ημιαθροιστής το οποίο συνιστούσαν ένας διακόπτης 2x2 σειριακά συνδεδεμένος με μια πύλη AND, ενώ στο κύκλωμα εξαγωγής της επικεφαλίδας το ρολόι που εξαγόταν από μικρά πακέτα δεδομένα (30-100 δυφία) χρησιμοποιούνταν ως σήμα ελέγχου σε μια δεύτερη πύλη για την εκτέλεση μιας λογικής πράξης AND. Με κατάλληλη καθυστέρηση του σήματος ρολογιού ως προς τα δεδομένα (όσο η χρονική διάρκεια της επικεφαλίδας των πακέτων) στη μία θύρα μεταγόταν το φορτίο του πακέτου ενώ στην άλλη θύρα της πύλης μεταδιδόταν η επικεφαλίδα του πακέτου σε κατάσταση μη μεταγωγής.

Τα παραπάνω κυκλώματα ήταν εξαιρετικά δύσκολα στην υλοποίησή τους για τους λόγους που έχουν προαναφερθεί. Η εκτέλεση επομένως περισσότερο πολύπλοκων πειραμάτων τα οποία θα απαιτούσαν περισσότερες από δύο πύλες ήταν αδύνατο να εκτελεστούν. Για τους λόγους αυτούς στην προσπάθεια για επέκταση των δυνατοτήτων του να εκτελεί περισσότερο πολύπλοκα πειράματα, το Ε.Φ.Ε. συνεργάστηκε με άλλους Ευρωπαϊκούς φορείς με στόχο την κατασκευή πολλαπλών ολοκληρωμένων συμβολομέτρων Mach Zehnder (Mach Zehnder Interferometer-MZI) και την εξέταση τους σε διάφορες διατάξεις.

Η συνεργασία του Ε.Φ.Ε. με τους άλλους φορείς έγινε στα πλαίσια του Ερευνητικού Προγράμματος MUFINS, το οποίο χρηματοδοτείται από την Ευρωπαϊκή Ένωση και στο οποίο το Ε.Φ.Ε. είναι ο συντονιστής του. Κατά τη διάρκεια του προγράμματος αυτού η εταιρία Centre for Integrated Photonics Ltd.(CIP) και το πανεπιστήμιο του Bristol που εδρεύουν στο Ηνωμένο Βασίλειο, όπως επίσης και το πανεπιστήμιο του Eindhoven της Ολλανδίας θα κατασκευάσουν κάποια πλινθία που θα εμπεριέχουν πολλές MZI πύλες. Οι πύλες αυτές θα πρέπει να εξεταστούν από το Ε.Φ.Ε. σε κάποια πειράματα τα οποία στη τελική τους φάση θα αποτελούνται από τέσσερις πύλες σειριακά συνδεδεμένες. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό σε τέτοια πολύπλοκα πειράματα είναι πολύ εύκολο να προκύψουν πολλές τεχνικές δυσκολίες από διάφορες τεχνικές σκοπιές οι οποίες θα μπορούσαν να καθυστερήσουν σημαντικά το χρόνο εκτέλεσης των πειραμάτων. Επίσης πολλά φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα μέσα στους ημιαγωγούς δεν μπορούν να παρατηρηθούν με τα τεχνικά μέσα που διαθέτει το Ε.Φ.Ε. Τέλος για την

αντιμετώπιση πολλών προβλημάτων μπορεί να υπάρχουν πολλές λύσεις. Η εξέταση της κάθε λύσης πειραματικά απαιτεί συνήθως σημαντικό χρόνο όπως επίσης και προσπάθεια από τους υποψηφίους διδάκτορες του Ε.Φ.Ε. Για όλους επομένως τους παραπάνω λόγους θα έπρεπε να αναπτυχθεί ένα μοντέλο προσομοίωσης των SOAs που θα χρησιμοποιούταν από το Ε.Φ.Ε. ως εργαλείο για την αντιμετώπιση των τυχών προβλημάτων που θα προέκυπταν στις πειραματικές υλοποιήσεις των διατάξεων, ενώ επίσης θα αποτελούσε και οδηγό για την βελτίωση των αποτελεσμάτων σε πολλές περιπτώσεις.

4.6 Η προσομοίωση των Οπτικών Ενισχυτών Ημιαγωγού

Ένα ιδανικό πρόγραμμα προσομοίωσης θα πρέπει να είναι σε θέση να αναπαράγει ακριβώς τη συμπεριφορά του ημιαγωγού σε όλες τις δυνατές καταστάσεις λειτουργίας και αν είναι επίσης δυνατόν αυτό να γίνεται στο μικρότερο δυνατόν χρόνο. Δυστυχώς όμως ένα τέτοιο πρόγραμμα προσομοίωσης δεν υπάρχει. Σε πραγματικές συνθήκες συνήθως το πρόγραμμα προσομοίωσης μπορεί να περιγράψει τη συμπεριφορά των ημιαγωγών σε μια περιορισμένη περιοχή λειτουργίας. Όσο πιο εκτενής είναι αυτή η περιοχή τόσο πιο κοντά είναι τα αποτελέσματα στην πραγματικότητα και τόσο καλύτερος είναι ο προσομοιωτής. Στην περίπτωση των SOAs όμως είναι πολύ δύσκολο να πάρει κανείς υπόψιν όλα τα φυσικά φαινόμενα και πρέπει να γίνουν κάποιες προσεγγίσεις.

Η προσομοίωση της συμπεριφοράς ενός SOA εμπεριέχει της μοντελοποίηση διαφόρων φυσικών ιδιοτήτων του ημιαγωγού. Πρώτον, πρέπει να περιγραφεί η διάδοση του κύματος του οπτικού σήματος. Τόσο η εξέλιξη του πλάτους όσο και της φάσης πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά μήκος του ημιαγωγού. Δεύτερον, οι παράμετροι του υλικού όπως είναι το κέρδος και η μεταβολή του δείκτη διάθλασης πρέπει να περιγραφούν κατά την τροφοδοσία του ημιαγωγού με τους φορείς ηλεκτρονίων από την εξωτερική πηγή. Τρίτον, η αλληλεπίδραση μεταξύ των οπτικών πεδίων και του υλικού του ημιαγωγού είναι καθοριστική, ειδικά εάν προσομοιώνεται η μη γραμμική λειτουργία του SOA. Η αλληλεπίδραση ειδικά μεταξύ των οπτικών πεδίων και του ημιαγωγίου υλικού είναι η βάση των φυσικών φαινομένων όπως είναι η διαμόρφωση κέρδους και φάσης τα οποία μας ενδιαφέρουν για τις εφαρμογές αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος.

Από την παραπάνω ανάλυση είναι φανερό ότι η προσομοίωση ενός SOA δεν είναι απλή υπόθεση. Στη διεθνή βιβλιογραφία έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα για SOAs, άλλα περισσότερο και άλλα λιγότερο περίπλοκα [4.47]-[4.53]. Πρέπει να αναφερθεί ότι και το ίδιο το Ε.Φ.Ε. έχει αναπτύξει διάφορα μοντέλα τα οποία όμως είναι απλοϊκά [4.54],[4.55]. Για τις ανάγκες του Ε.Φ.Ε. που είχαν ως στόχο την υποστήριξη της διεξαγωγής των πειραμάτων, χρειαζόταν ένα μοντέλο το οποίο θα ικανοποιούσε τις παρακάτω συνθήκες:

- Μακροσκοπική αντιστοιχία μεταξύ αποτελεσμάτων μοντέλου SOA και πειραματικών δεδομένων. Τα αποτελέσματα αυτά αναφέρονται πρώτον στις καμπύλες κέρδους που παρουσιάζει ο ημιαγωγός ως προς την εισερχόμενη οπτική ισχύ για διάφορα ρεύματα έκχυσης και δεύτερον στο χρόνο που χρειάζεται για να ανάκτησης το κέρδος του όταν παλμός συγκεκριμένης οπτικής ισχύς εισέρχεται σε αυτόν.
- Δυνατότητα ομόρροπης ή αντίρροπης φοράς μεταξύ σημάτων εισόδου και σήματος ελέγχου
- Ύπαρξη θορύβου αυθόρμητης εκπομπής (Amplified Spontaneous Emission) στο μοντέλο.

Τα δύο πρώτα στοιχεία υπήρχαν στα μοντέλα που είχε αναπτύξει το Ε.Φ.Ε σε γλώσσα προγραμματισμού C [4.54]. Δεν υπήρχε όμως η δυνατότητα προσομοίωσης του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής που εκπέμπεται από τους SOAs. Ο θόρυβος αυτός είναι από τα κύρια στοιχεία που εμποδίζει την σειριακή διασύνδεση πολλών πυλών με SOAs και επομένως είναι απαραίτητο στοιχεία για την ορθή προσομοίωση των πολύπλοκων πειραμάτων που πρόκειται να διεξάγει το Ε.Φ.Ε. Άρα η ενσωμάτωση του θορύβου θα καθιστούσε το μοντέλο του SOA πλήρη για τις ανάγκες του Ε.Φ.Ε.

Από την άλλη πλευρά το Ε.Φ.Ε. έχει στη διάθεση ένα πρόγραμμα προσομοίωσης που ονομάζεται Virtual Photonics Incorporated (VPI) [4.56]. Το πρόγραμμα αυτό αποτελείται από πολλά υποπρογράμματα τα οποία προσομοιώνουν διάφορα οπτικά και ηλεκτρονικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται συνήθως στις πειραματικές διατάξεις. Τα υπόπρογράμματα αυτά μέσα από ένα γραφικό περιβάλλον μπορούν να ενωθούν μεταξύ τους για την προσομοίωση από απλών υποσυστημάτων έως ολόκληρων οπτικών δικτύων. Επομένως γίνεται κατανοητό ότι όλη αυτή η βιβλιοθήκη υποπρογραμμάτων μπορεί να χρησιμοποιηθεί άμεσα χωρίς να χρειάζεται να αναπτυχθεί κάθε στοιχείο από την αρχή.

Ένα από τα υποπρογράμματα αυτά είναι και ο Οπτικός Ενισχυτής Ημιαγωγού. Για την αντιστοιχία της μακροσκοπικής συμπεριφοράς μεταξύ μοντέλου προσομοίωσης και πραγματικών SOA έπρεπε να βρεθεί μία σωστή ομάδα παραμέτρων. Η λύση αυτή προκρίθηκε από την εξέλιξη των απλοϊκών μοντέλων που είχε αναπτύξει το Ε.Φ.Ε. για τους παρακάτω λόγους.

- Το πρόγραμμα VPI έχει έτοιμες τις εξισώσεις που περιγράφουν την αλληλεπίδραση του φωτός με τον ημιαγωγό
- Δυνατότητα χρησιμοποίησης των διαφόρων υπό-προγραμμάτων του VPI όπως είναι οι ενισχυτές Ερβίου, φωτοδίοδοι, οπτικά και ηλεκτρικά φίλτρα,. Τέτοια στοιχεία χρησιμοποιούνται κατά κόρον στις πειραματικές διατάξεις και επομένως η προσομοίωση τους μπορεί να βοηθήσει στην άμεση αξιολόγηση λύσεων για την αντιμετώπιση προβλημάτων που προκύπτουν κατά τη διεξαγωγή του πειράματος. Στην περίπτωση που εξελισσόταν το μοντέλο του Ε.Φ.Ε. για κάθε ένα στοιχείο θα έπρεπε να αναπτυχθεί και το αντίστοιχο πρόγραμμα.
- Το πρόγραμμα VPI μπορεί να προσομοιώνει οπτικές πηγές με jitter το οποίο μπορεί να είναι είτε τυχαίο (random) με κατανομή Gauss είτε αιτιοκρατικό (deterministic). Αυτό είναι πολύ σημαντικό στοιχείο για την πιστή αναπαραγωγή των οπτικών σημάτων που χρησιμοποιούνται στο εργαστήριο.
- Το πρόγραμμα VPI έχει διάφορα υπό-προγράμματα τα οποία μπορούν να αξιολογούν την ποιότητα ενός οπτικού σήματος. Τα υπό-προγράμματα αυτά μπορούν να μετράνε τόσο το λόγο Q και μέσω αυτού το ρυθμό μεταφοράς σφαλμάτων όσο και διάφορα άλλα χαρακτηριστικά όπως είναι ο λόγος αντίθεσης ενός οπτικού σήματος.
- Εύκολο γραφικό περιβάλλον. Η εύρεση της σωστής ομάδας παραμέτρων για τον SOA καθιστά την χρησιμοποίηση του προγράμματος VPI μετά από κάποιες οδηγίες, πολύ εύκολη υπόθεση για τους άλλους ερευνητές του Ε.Φ.Ε.

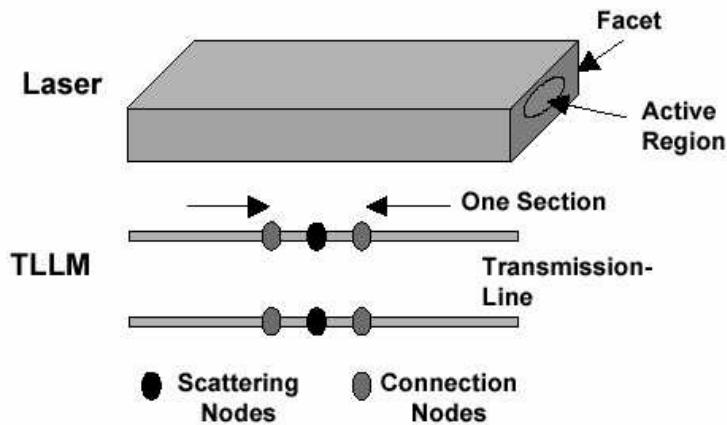
Για όλους αυτούς τους λόγους αποφασίστηκε τελικά η χρησιμοποίηση του προγράμματος VPI για την προσομοίωση του SOA.

4.7 Μέθοδος προσομοίωσης του SOA στο πρόγραμμα VPI

Από το πακέτο προσομοίωσης VPI για την προσομοίωση του SOA χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο VPIcomponentMaker™ Active Photonics. Σε αυτό το πακέτο η ανάλυση των οπτικών ημιαγωγικών στοιχείων όπως είναι τα Lasers και οι SOAs γίνονται με την χρήση του μοντέλου Transmission-Line Laser Module (TLLM). Το μοντέλο αυτό επιλύει χρονικά σε πολλές επαναλήψεις της διαφορικές εξισώσεις της εμπρόσθιας και οπίσθιας διάδοση οπτικών σημάτων μέσα στον ημιαγωγό χωρίζοντας την κοιλότητα του SOA σε πολλά διαμήκη τμήματα. Το μήκος του κάθε τμήματος είναι η μέση απόσταση που διανύει το σήμα σε ένα βήμα. Το κάθε βήμα καθορίζεται από τη συχνότητα δειγματοληψίας της προσομοίωσης. Πιο συγκεκριμένα εάν θεωρηθεί ότι η συχνότητα δειγματοληψίας είναι $f_{\text{sample}} = 2560\text{GHz}$, τότε το κάθε βήμα έχει χρονική διάρκεια $1/f_{\text{sample}} \approx 390\text{fs}$. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι ο ομαδικός δείκτης διάθλασης των InGaAs ημιαγωγών της ενεργού περιοχής των SOAs είναι $n_{gr} \approx 3.5$ (μεταξύ 3 και 4), προκύπτει ότι το κάθε τμήμα του SOA για το οποίο υπολογίζονται οι διαφορικές εξισώσεις διάδοσης είναι:

$$\Delta s = 1 / f_{\text{sample}} \cdot c / n_{gr} = 390 \text{ fs} \cdot 3 \cdot 10^8 / 3.5 = 33.5 \mu\text{m}$$

Επομένως για SOAs με μήκος μεγαλύτερο από 1mm που χρησιμοποιούνται συνήθως στις εφαρμογές οπτικής επεξεργασίας σήματος, το VPI χωρίζει τον ημιαγωγό σε τουλάχιστον σε 30 μέρη. Διπλασιάζοντας την δειγματοληψία τότε γίνεται κατανοητό ότι διπλασιάζεται και ο αριθμός των μερών που χωρίζεται ο SOA. Ανάλογα λοιπόν με την ακρίβεια που επιθυμείται στην συμπεριφορά της προσομοίωσης του SOA τίθεται και η συχνότητα δειγματοληψίας. Υπάρχει όμως ένα όριο δειγματοληψίας πέρα από το οποίο η μακροσκοπική συμπεριφορά του SOA παραμένει αμετάβλητη. Ο λόγος που γίνεται αυτή η διαίρεση του SOA θα εξηγηθεί αναλυτικά στην Παράγραφο 4.11.



Σχήμα 4.3: Σχηματική αναπαράσταση ενός Laser ημιαγωγού και του μοντέλου TLLM (Transmission-Line Laser Model), δείχνοντας έναν κόμβο μέσα σε ένα τμήμα του μοντέλου

Κάθε τμήμα μέσα στο πρόγραμμα εφαρμόζει διάφορους τελεστές στα οπτικά σήματα που διέρχονται μέσα από αυτό σε κάθε επανάληψη. Οι τελεστές αυτές μιμούνται φυσικές λειτουργίες όπως είναι η ενίσχυση (εξαναγκασμένη εκπομπή), οι απώλειες (σκεδάσεις και απορρόφηση), τον θόρυβο (τυχαία εκπομπή) όπως επίσης και την αλλαγή του δείκτη διάθλασης. Η ισχύ των φαινομένων αυτών εξαρτώνται από την πυκνότητα των φορέων σε κάθε τμήμα και για αυτό ονομάζεται και τοπική πυκνότητα φορέων (local carrier density). Η τοπική πυκνότητα των φορέων υπολογίζεται σε κάθε τμήμα μέσω μίας ή περισσότερων διαφορικών εξισώσεων

ανάλογα με τη δομή του ημιαγωγού (άμορφος ή κβαντικών πηγαδιών). Η έξοδος του μοντέλου είναι μια ακολουθία δειγμάτων (optical field samples) με ρυθμό που καθορίζεται κατά επιλογή όπως προαναφέρθηκε. Το οπτικό φάσμα του σήματος που παράγεται στην έξοδο μπορεί εύκολα να υπολογιστεί παίρνοντας τον μετασχηματισμό Fourier αυτών των δειγμάτων.

4.8 Παράμετροι των SOAs που χρησιμοποιήθηκαν

Όπως προαναφέρθηκε στα πλαίσια του προγράμματος MUFINS το Ε.Φ.Ε. επρόκειτο να εξετάσει πειραματικά MZIs τα οποία έχουν κατασκευαστεί από την εταιρία Centre for Integrated Photonics Ltd (CIP), Ipswich, UK όσο και από τα πανεπιστήμια του Bristol της Αγγλίας και του Eindhoven της Ολλανδίας. Επειδή οι MZI πύλες της εταιρίας CIP ήταν άμεσα διαθέσιμες κατά την έναρξη του προγράμματος, τα πρώτα πειράματα θα λάμβαναν χώρα με τις πύλες αυτές. Επομένως πρώτη προτεραιότητα ήταν η εύρεση ομάδας παραμέτρων για τους SOAs των MZI της CIP. Πρέπει να σημειωθεί ότι το υλικό των ημιαγωγών των SOAs αυτών ήταν μορφής πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών (MQW). Για λόγους όμως απλότητας θεωρείται ότι είναι ακατέργαστης μορφής (bulk).

Το πρόγραμμα VPI έχει μια μεγάλη λίστα με παραμέτρους που απαιτούνται για την προσομοίωση των SOAs όπως φαίνεται και από τον Πίνακα 4.1 που ακολουθεί. Πολλές από τις παραμέτρους αυτές έχουν προσδιοριστεί από την CIP και επομένως δεν χωρά αμφιβολία για την τιμή τους. Οι παράμετροι αυτοί συμβολίζονται με (*). Υπάρχει μια δεύτερη κατηγορία παραμέτρων που καθορίστηκαν έτσι ώστε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των SOAs να έχουν την ίδια μακροσκοπική συμπεριφορά με τα πειραματικά αποτελέσματα. Η μακροσκοπική συμπεριφορά όπως έχει ήδη ειπωθεί στις απαιτήσεις του προγράμματος προσομοίωσης είναι πρώτον οι καμπύλες κέρδους που παρουσιάζει ο ημιαγωγός ως προς την εισερχόμενη οπτική ισχύ για διάφορα ρεύματα έκχυσης και δεύτερον ο χρόνος που χρειάζεται για να ανάκτησης το κέρδος του όταν παλμός συγκεκριμένης οπτικής ισχύς εισέρχεται σε αυτόν. Οι παράμετροι αυτοί συμβολίζονται με (°). Τέλος υπάρχει και μια τρίτη ομάδα παραμέτρων οι οποίες δεν έχουν μεταβληθεί καθώς αναφέρονται σε λειτουργίες του SOA οι οποίες δεν είναι ενδιαφέρουσες για τη ερευνητική περιοχή του Ε.Φ.Ε. Αυτές συμβολίζονται με (°).

Πίνακας 4.1: Παράμετροι των SOAs που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις

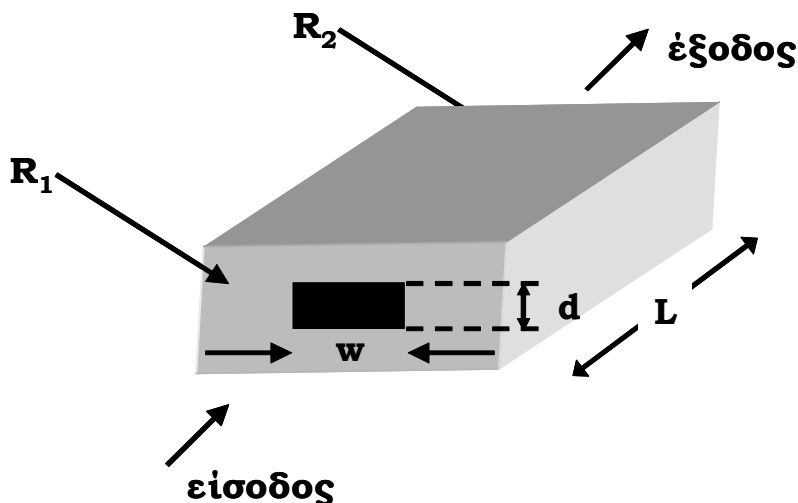
Parameter	CIP SOA parameters	Unit
Nominalwavelength	1.5525246e-06	m
LaserChipLength	1600.0e-06*	m
ActiveRegionWidth	1.2e-06 *	m
ActiveRegionThickness	0.1e-06 *	m
ConfinementFactor	0.17 *	
GroupEffectiveIndex	3.5 °	
LeftFacetReflectivity	1e-6 °	
RightFacetReflectivity	1e-6 °	

OpticalCouplingEfficiency	0.5*	
FixedInternalLoss	5000 ^α	1/m
CarrierDependentInternalLossCoefficient	0.0 ^ε	m ²
MaterialLinewidthEnhancementFactor	6 *	
DifferentialRefractiveIndex	-1.11e-26 ^ε	m ³
ChirpReferenceCarrierDensity	2.0e+24 ^ε	1/m
CurrentInjectionEfficiency	1.0 ^ε	
LinearRecombinationCoefficient	1e7 ^α	1/s
BimolecularRecombinationCoefficient	1.0e-17 ^α	m ³ /s
AugerRecombinationCoefficient	9.4e-41 ^α	m ⁶ /s
LinearMaterialGainCoefficient	6.5e-20 ^α	m ²
TransparencyCarrierDensity	0.3e+24 ^α	1/m ³
NonlinearGainCoefficient	3e-23 ^α	m ³
NonlinearGainTimeconstant	200e-15 ^α	s
GainPeakFrequency	192.25e12*	Hz
GainPeakFreqCarrierDependence	3.6e-10 ^ε	Hz*m ³
GainCoefficientSpectralWidth	1.0e+13 ^ε	Hz
GainCoeffSpectralWidthCarrierDependence	0.0 ^ε	Hz*m ³
PopulationInversionParameter	6 ^α	
SpontaneousEmissionPeakFrequency	192.25e12 *	Hz
SpontaneousEmissionFreqCarrierDependence	0.0 ^ε	Hz*m ³
SpontaneousEmissionSpectralWidth	3.75e+12 *	Hz
SpontaneousSpectralWidthCarrierDependence	0.0 ^ε	Hz*m ³
InitialCarrierDensity	0.8e+24 ^ε	1/m ³

Ο ρόλος που παίζει κάθε παράμετρος στην δυναμική λειτουργία του SOA θα επεξηγηθεί στις παρακάτω παραγράφους.

4.9 Δομή των Οπτικών Ενισχυτών Ημιαγωγού της CIP

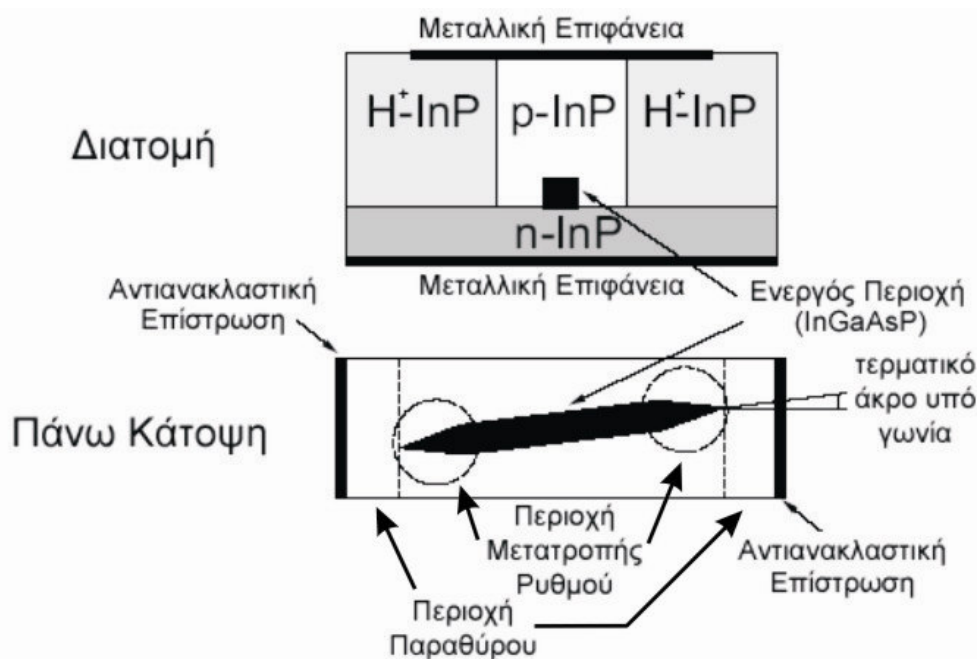
Στο Εικ. 4.4 φαίνεται η γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού, στον οποίο οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής είναι (μήκος × πλάτος × πάχος) = (L×w×d). Οι τρεις αυτές παράμετροι καθορίζουν τον όγκο της ενεργού περιοχής και στο VPI οι αντίστοιχες ονομασίες είναι LaserChipLength, ActiveRegionWidth και ActiveRegionThickness.



Σχήμα 4.4: Γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού

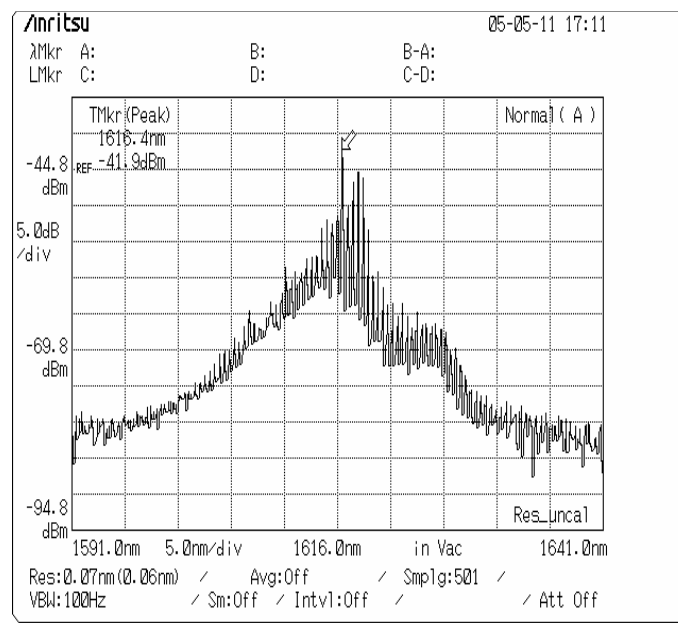
Οι ανακλαστικότητες των τερματικών επιφανειών εισόδου και εξόδου συμβολίζονται με R_1 και R_2 . Στις προσομοιώσεις θεωρείται ότι η ανακλαστικότητα είναι η ίδια και για τις δύο τερματικές επιφάνειες και στο VPI είναι οι παράμετροι LeftFacetReflectivity και RightFacetReflectivity

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

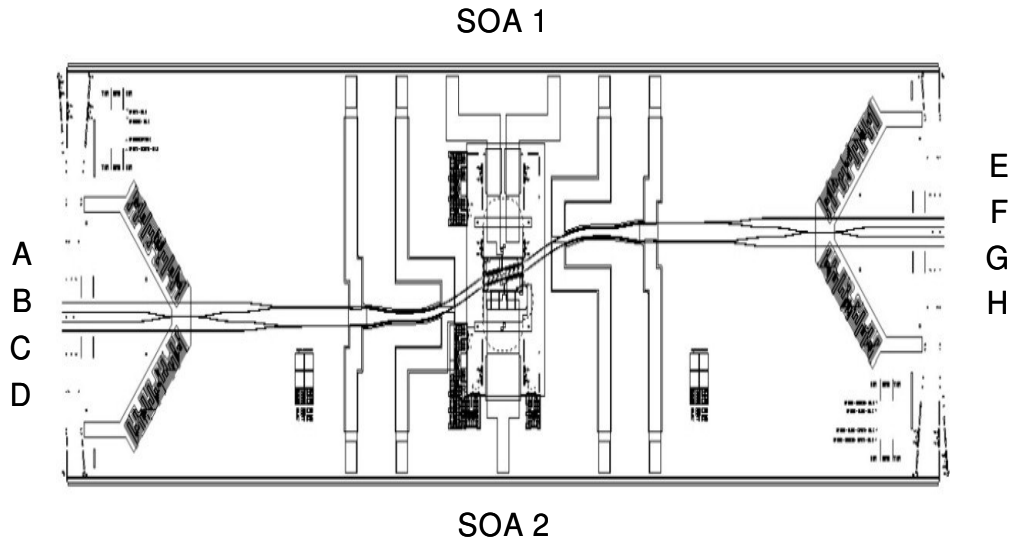


Σχήμα 4.5: Πρόσωση και πάνω κάτωψη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού στον οποίο απεικονίζονται οι προσαρμογείς ρυθμού στα άκρα του, η περιοχή παραθύρου και η γωνία με την οποία τοποθετείται σε σχέση με την ανακλαστική επιφάνεια με στόχο την μείωση των ανακλάσεων.

Είναι πολύ συνηθισμένο όμως οι Οπτικοί Ενισχυτές Ημιαγωγού με μεγάλο μήκος (>1.0mm) να έχουν ακόμα μεγαλύτερο κέρδος από 30 dB και να φτάνουν τα 35 dB, οπότε πρέπει η τιμή των αντι-ανακλαστικών επιφανειών να είναι μικρότερη από 10^{-5} . Η μεθόδους της επίστρωσης δεν είναι δυνατό να επιτύχει από μόνη της αρκετά χαμηλές τιμές ανακλαστικότητας με έναν προβλέψιμο και προκαθορισμένο τρόπο. Για τον λόγο αυτό, εναλλακτικές τεχνικές αναπτύχθηκαν για τη μείωση των ανακλάσεων στην ενεργό περιοχή των SOA. Δύο είναι οι κυριότερες από αυτές, που επέδειξαν ικανοποιητικά αποτελέσματα. Η πρώτη μέθοδος αφορά την χρήση τερματικών επιφανειών υπό κλίση ως προς την ενεργό περιοχή του ημιαγωγού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.5. Μία τέτοια δομή αναφέρεται ως κυματοδηγός με τερματικά άκρα υπό γωνία (angle-facet waveguide) ή κεκλιμένος κυματοδηγός (tilted waveguide). Στις δομές αυτές, η ανακλώμενη ακτίνα διαχωρίζεται από την προσπίπτουσα, ακριβώς επειδή η ανακλαστική επιφάνεια τοποθετείται υπό γωνία ως προς την ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Η δεύτερη μέθοδος αφορά την εισαγωγή μιας διαφανούς περιοχής μεταξύ της ενεργού περιοχής και των ανακλαστικών επιφανειών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.5. Αυτή η δομή αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως κυματοδηγός αποκρυπτόμενων τερματικών επιφανειών (buried-facet waveguide). Στην περίπτωση αυτή το οπτικό σήμα εισόδου διαχέεται αρχικά στη διαφανή περιοχή, πριν εισέλθει στην ενεργό περιοχή. Αντίστοιχα, το ανακλώμενο σήμα διαχέεται σε ακόμα μεγαλύτερο βαθμό και έτσι ελαχιστοποιείται η ανάδραση μέσα στον μικρό χώρο της ενεργού περιοχής του SOA. Και με τις δύο προαναφερθείσες τεχνικές έχουν επιτευχθεί τιμές ανακλαστικότητας της τάξης των $\sim 10^{-5}$. Με τέτοιες χαμηλές τιμές ανακλαστικότητας, ελαχιστοποιείται η κυμάτωση του φάσματος απολαβής και καθιστά τη λειτουργία των ενισχυτών περίπου όμοια με αυτή ιδανικών ενισχυτών οδεύοντος κύματος ($R=0$). Για τις προσομοιώσεις θεωρήθηκε ότι η τιμή της ανακλαστικότητας των δύο τερματικών επιφανειών είναι 10^{-6} .

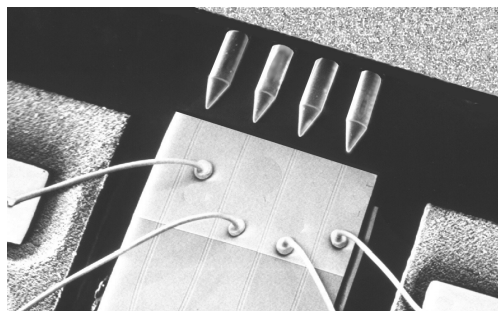


Σχήμα 4.6: Φάσμα ενός Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού που κατασκευάστηκε από το πανεπιστήμιο του Bristol της Αγγλίας στα πλαίσια του προγράμματος MUFINS. Είναι εμφανή τα μήκη κύματος για τα οποία ο ενισχυτής παρουσιάζει Lasing



Σχήμα 4.7: Σχηματική αναπαράσταση ενός MZI της εταιρίας CIP στην οποία φαίνεται η γωνία με την οποία τοποθετούνται οι SOAs για την μείωση των ανακλάσεων.

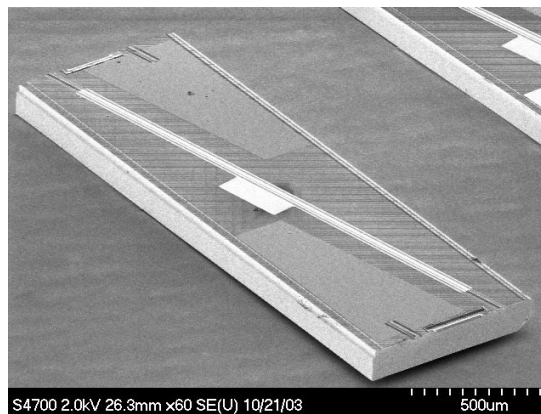
Ένα πολύ σημαντικό στάδιο, κατά την συσκευασία του SOA, είναι η αξονική προσαρμογή και η πλήρη σύζευξη της οπτικής ισχύος στον κυματοδηγό του πλινθίου. Στην πράξη, για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούνται ειδικές εκλεπτυσμένες ίνες, που έχουν φακούς αντανάκλαστικής επένδυσης, γι' αυτό και ονομάζονται φακοποιημένες ίνες (lensed fibers). Αυτή η τεχνική συντελεί στην εισαγωγή >5 dB απωλειών κατά τη σύζευξη του οπτικού σήματος στον κυματοδηγό του πλινθίου. Μια εναλλακτική τεχνική σύζευξης είναι η χρήση ειδικών προσαρμογέων ρυθμού (tapers), οι οποίοι να είναι ολοκληρωμένοι στο ίδιο υπόστρωμα με τον ημιαγωγό [4.18]. Οι προσαρμογείς αυτοί αυξάνουν σταδιακά το μέγεθος του ρυθμού και γίνεται έτσι πιο εύκολη η προσαρμογή απλής μονότροπης ίνας στα άκρα του πλινθίου ενώ μειώνονται και οι ανακλάσεις. Ωστόσο όμως χρειάζονται ειδικές διαδικασίες ανάπτυξης των προσαρμογέων ρυθμών κατά τη διαδικασία ολοκλήρωσης, γεγονός που αυξάνει την πολυπλοκότητα. Λόγο όμως των παραπάνω πλεονεκτημάτων η τεχνική αυτή προτιμάται για τη σύζευξη του φωτός στην ενεργό περιοχή των SOAs σε σχέση με τις φακοποιημένες ίνες.



Σχήμα 4.8: Ενεργός Ημιαγωγός στον οποίο χρησιμοποιούνται φακοποιημένες ίνες για τη σύζευξη του φωτός

Τέτοιας κατασκευής είναι και οι SOAs της CIP. Το κεντρικό τους κομμάτι έχει μήκος 600μm και πλάτος 1.2μm. Στα δύο άκρα της κεντρικής αυτής περιοχής υπάρχουν οι προσαρμογείς ρυθμού με μήκος 500 μm έκαστος. Το πλάτος τους είναι ίδιο με αυτό της κεντρικής περιοχής στο ένα άκρο τους και μειώνεται σταδιακά στα 100 nm στα άκρα που

καταλήγουν στις δύο τερματικές επιφάνειες. Για λόγους απλότητας στις προσομοιώσεις θεωρείται ότι το πλάτος της ενεργού περιοχής του ενισχυτή είναι ομοιόμορφο κατά τα πρότυπα του Σχήματος 4.4.



Σχήμα 4.9: Φωτογραφία των Οπτικών Ενισχυτών Ημιαγωγού που κατασκευάζει η CIP

Στο VPI υπάρχει μια παράμετρος (OpticalCouplingEfficiency) η οποία καθορίζει τις απώλειες κατά τη σύζευξη του φωτός από τον κυματοδηγό στην ενεργό περιοχή του ενισχυτή. Στα MZI που έχει παραδώσει η CIP στο Ε.Φ.Ε. η τιμή αυτή διαφέρει όχι μόνο από πύλη σε πύλη αλλά και από το αριστερό (left input) σε σχέση με το δεξιό τερματικό άκρο (right input). Η τιμή αυτή ποικίλει από 1.5 dB (MZI με αριθμό H2691) έως 5 dB (MZI με αριθμό H2690). Επειδή θα ήταν πολύ μεγάλη πολυπλοκότητα να προσομοιωθούν οι απώλειες σύζευξης του κάθε MZI θεωρήθηκε για όλες τις προσομοιώσεις ότι η τιμή αυτή είναι ίση με 3 dB και επομένως ο λόγος σύζευξης είναι ίσος με 0.5.

4.10 Αρχή Λειτουργίας των Οπτικών Ενισχυτών Ημιαγωγού

Η αρχή λειτουργίας ενός SOA μπορεί εύκολα να αναλυθεί με βάση τη θεωρία επανασύνδεσης ηλεκτρονίων και οπών στην ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Σύμφωνα με τη θεωρία αυτή, θερμικές, ηλεκτρικές ή οπτικές διεγέρσεις των ηλεκτρονίων, από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας, συντελούν στη δημιουργία ζευγών ηλεκτρονίων και οπών στην ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Η αντίστροφη διαδικασία επανασύνδεσης ηλεκτρονίων και οπών μπορεί να είναι, είτε μη ακτινοβολούσα (δημιουργία φωνονίου ή επανασύνδεση Auger), ή ακτινοβολούσα. Η αλληλεπίδραση φωτονίων, ηλεκτρονίων και οπών επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από τις ακτινοβολούσες μεταβάσεις μεταξύ των ζωνών του ημιαγωγού (radiative band-to-band transitions), οι οποίες επιτυγχάνονται μέσω των διαδικασιών αυθόρμητης εκπομπής, απορρόφησης και εξαναγκασμένης εκπομπής.

Ενίσχυση του εισερχόμενου οπτικού σήματος μπορεί να επιτευχθεί αν ο ρυθμός εξαναγκασμένης εκπομπής υπερτερεί του ρυθμού απορρόφησης. Συνήθης τρόπος για την απαιτούμενη αναστροφή πληθυσμού είναι η ηλεκτρική διέγερση, δηλαδή η έγχυση ηλεκτρικού ρεύματος στην ενεργό περιοχή. Βέβαια, η αυθόρμητη και η εξαναγκασμένη εκπομπή δρουν αντίθετα με την έγχυση φορέων, αφού μειώνουν την συγκέντρωση των φορέων στη ζώνη αγωγιμότητας (πυκνότητα φορέων N). Η σύνδεση των πιο πάνω διαδικασιών περιγράφεται από τη γνωστή εξίσωση ροής:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{eV} - R_{\text{spont}} - R_{\text{stim}} - R_{\text{ASE}} \quad (4.11)$$

Στην εξίσωση ροής φαίνεται ότι η χρονική μεταβολή της πυκνότητας φορέων $\frac{dN}{dt}$ καθορίζεται από την έγχυση φορέων στην ενεργό περιοχή $\frac{I}{eV}$, όπου I είναι το ρεύμα έγχυσης, e το ηλεκτρικό φορτίο και V ο όγκος της ενεργού περιοχής (που καθορίζεται στις προσομοιώσεις από το γινόμενο μήκος \times πλάτος \times πάχος), και από τη μείωση των φορέων λόγω της αυθόρμητης R_{spont} και εξαναγκασμένης R_{stim} επανασύνδεσης. Ο συντελεστής αυθόρμητης εκπομπής δίνεται από τη σχέση:

$$R_{\text{spont}}(N) = A_{\text{nonrad}} N + B_{\text{spont}} N^2 + C_{\text{Auger}} N^3 \quad (4.12)$$

όπου A είναι ο συντελεστής μη-ακτινοβολούσας επανασύνδεσης (non-radiative recombination), B είναι ο συντελεστής διμοριακής επανασύνδεσης-αυθόρμητης εκπομπής και C ο συντελεστής επανασύνδεσης τύπου Auger. Οι τρεις αυτές συντελεστούν αντιστοιχούν στις παραμέτρους `LinearRecombinationCoefficient`, `BimolecularRecombinationCoefficient` και `AugerRecombinationCoefficient` στο VPI αντίστοιχα.

4.11 Περιγραφή Κέρδους Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού

Η παροχή κέρδους από έναν ημιαγωγό σε ένα εισερχόμενο σήμα καθορίζεται, εν γένη, από την σχέση που διατηρεί η συχνότητα- f του σήματος με το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού και τις ενεργειακές ημι-στάθμες Fermi (quasi-Fermi levels) [4.23]. Για να βρίσκεται το σήμα προς ενίσχυση μέσα στο εύρος ζώνης του ενισχυτή θα πρέπει η ενέργεια φωτονίου $\eta \cdot f$ να είναι μικρότερη από την ενεργειακή διαφορά των ημι-σταθμών Fermi της ζώνης αγωγιμότητας και της ζώνης σθένους ($E_{fc} - E_{fv}$). Ταυτόχρονα, θα πρέπει η ενέργεια φωτονίου να είναι μεγαλύτερη από την ενέργεια του διάκενου E_g , ώστε η ενίσχυση να υφίσταται μέσα στην κοιλότητα της ενεργού περιοχής, εξαιτίας της αναστροφής των φορέων. Ο γενικός κανόνας έτσι διαμορφώνεται ως εξής [4.23]:

$$\frac{E_g}{\eta} < f < \frac{E_{fc} - E_{fv}}{\eta} \quad (4.13)$$

Στην περίπτωση που $\eta \cdot f < E_g$, το μέσο θεωρείται διαφανές (transparent), ενώ όταν $\eta \cdot f > E_{fc} - E_{fv}$, το μέσο λειτουργεί ως εξασθενητής, αντί ως ενισχυτής. Το κέρδος του ημιαγωγού καθορίζεται επομένως, τόσο από την συχνότητα της εισερχόμενης ακτινοβολίας, όσο και από την κατανομή των ενεργειακών σταθμών σε αυτόν.

Το κέρδος ενίσχυσης ενός SOA, θεωρώντας την περίπτωση ενίσχυσης οπτικού σήματος συνεχούς κύματος (Continuous Wave-CW), ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εξόδου από τον ενισχυτή προς την ισχύ εισόδου σε αυτόν. Έτσι, η διάδοση του σήματος στον z -άξονα (διαμήκης άξονας) του ημιαγωγού μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση:

$$\frac{dP(z)}{dz} = [\Gamma g(\omega, z) - a_s] \cdot P(z) \quad (4.14)$$

Η σταθερά Γ ονομάζεται οπτικός παράγοντας σύμπτυξης και στο VPI είναι η παράμετρος confinement factor. Στην ουσία ο παράγοντας αυτός εκφράζει το ποσοστό της οπτικής ισχύος που διαχέεται εντός του κυματοδηγού. Η σταθερά Γ εξαρτάται από την δομή του υλικού του ημιαγωγού. Οι SOAs που χρησιμοποιούσε το Ε.Φ.Ε. παλαιότερα στις πύλες UNI λόγω του γεγονότος ότι η μορφή του υλικού ήταν ακανόνιστη είχαν $\Gamma=0.33$ [4.37]. Οι SOAs των MZI που χρησιμοποιούνται τώρα για τα πειράματα όπως έχει προαναφερθεί, έχουν ημιαγωγικό υλικό μορφής πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών. Το ερευνητικό προσωπικό της CIP μέτρησε την σταθερά Γ των SOAs σε 0.17 και 0.13 για τις TE και TM πολώσεις αντίστοιχα. Στις προσομοιώσεις θεωρούνται ότι τα σήματα διαδίδονται μέσα στον SOA σε μια μόνο πόλωση, την TE και για το λόγο αυτό τέθηκε $\Gamma=0.17$.

Η σταθερά a_s εκφράζει τις απώλειες λόγω σκέδασης του κυματοδηγούμενου πεδίου μέσα στον ενισχυτή. Στο VPI οι απώλειες σκέδασης περιγράφονται με την εξίσωση:

$$a_i = a_{i0} + Na_{iN} \quad (4.15)$$

Ο πρώτος όρος (FixedInternalLoss) περιγράφει τις σταθερές απώλειες σκέδασης ενώ ο δεύτερος όρος (CarrierDependentInternalLossCoefficient) απώλειες που εξαρτώνται και από την πυκνότητα των φορέων. Οι τελευταίες υπάρχουν λόγω των ελευθέρων φορέων (ηλεκτρόνια στη ζώνη αγωγιμότητας ή οπές στη ζώνη σθένους), απορρόφησης φωτόνιων (ενδοζωνικές απορροφήσεις). Για λόγους απλότητας θεωρείται ότι υπάρχουν μόνο σταθερές απώλειες.

Ο τοπικός συντελεστής κέρδους σε κάθε σημείο του μέσου περιγράφεται από το $g(\omega, z)$. Θεωρώντας ότι ο ενισχυτής λειτουργεί στην ακόρεστη περιοχή λειτουργίας SOA (Κέρδος ασθενούς σήματος (Small signal gain), τότε η εξαναγκασμένη εκπομπή μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα σε σχέση με την αυθόρμητη. Έτσι ο τοπικός συντελεστής κέρδους $g(z)$ μπορεί να αντικατασταθεί από τον χωρικά ομοιόμορφο, μη κορεσμένο συντελεστή κέρδους g_0 . Το κέρδος του ενισχυτή κατά τη διέλευση ενός οπτικού σήματος μέσα από αυτόν, το οποίο καθορίζεται ως η οπτική ισχύς στο τερματικό άκρο εξόδου $P(L) = P_{out}$ ως προς την οπτική ισχύ στο τερματικό άκρο εισόδου $P(0) = P_{in}$, μπορεί να προκύψει με ολοκλήρωση της σχέσης (4.14).

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \text{Exp}[(\Gamma g(\omega) - a_s) \cdot L] \quad (4.16)$$

Η τιμή αυτή για το κέρδος του SOA ονομάζεται *κέρδος ασθενούς σήματος (small signal gain)* και εκφράζει το κέρδος που παρέχει ο ενισχυτής, όταν δεν είναι κορεσμένος όταν δηλαδή η ισχύς του εισερχόμενου οπτικού σήματος είναι σημαντικά μικρότερη από την ισχύ κορεσμού του ενισχυτή

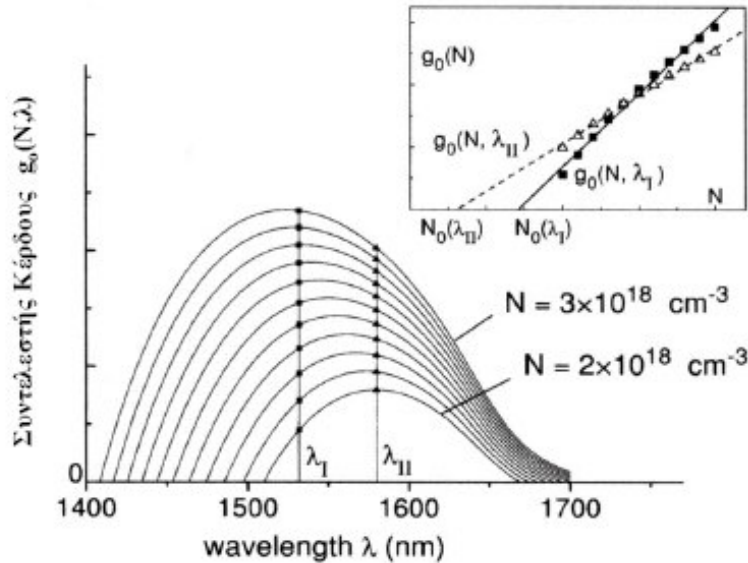
Ο συντελεστής μη κορεσμένου κέρδους g_0 εξαρτάται ωστόσο ακόμα από τη συχνότητα (μήκος κύματος) του εισερχόμενου σήματος και από τη πυκνότητα των φορέων. Θεωρώντας ότι η κατανομή των φορέων είναι ομοιόμορφη χωρικά κατά μήκος του μέσου για την περιοχή κέρδους ασθενούς σήματος, ο συντελεστής κέρδους $g_0(N, \lambda)$ μπορεί να θεωρηθεί ως μια γραμμική συνάρτηση:

$$g_0(N, \lambda) = \alpha(\lambda) \cdot [N - N_{tr}(\lambda)] \quad (4.17)$$

όπου $N_{tr}(\lambda)$ είναι η πυκνότητα των φορέων στην περιοχή διαφάνειας (transparency), εκεί δηλαδή που το κέρδος είναι μηδέν, και $\alpha(\lambda) = \partial g / \partial N$ είναι ο συντελεστής διαφορικού κέρδους.

Οι δύο αυτές παράμετροι είναι οι TransparencyCarrierDensity και LinearMaterialGainCoefficient στο VPI, αντίστοιχα.

Η Εικ. 4.10 δείχνει το συντελεστή κέρδους $g_0(N, \lambda)$ σε σχέση με το μήκος κύματος για διάφορες πυκνότητες φορέων. Αξιοσημείωτο είναι ότι η κορυφή της καμπύλης του κέρδους μετακινείται προς χαμηλότερα μήκη κύματος κατά την αύξηση της πυκνότητας των φορέων. Το γεγονός αυτό περιγράφεται στο VPI με την παράμετρο GainPeakFreqCarrierDependence.



Σχήμα 4.10: Ο συντελεστής κέρδους ως προς το μήκος κύματος για διαφορετικές τιμές πυκνότητας φορέων. Οι κάθετες γραμμές δείχνουν την εξάρτηση του συντελεστή κέρδους από την πυκνότητα των φορέων για δύο μήκη κύματος (λ_1, λ_2). Στο ένθετο φαίνεται η διαφορετική κλίση αλλά και τα διαφορετικά σημεία διαφάνειας των συντελεστών κέρδους $g_0(N, \lambda_1)$ και $g_0(N, \lambda_2)$ [3.63]

Καθώς η ισχύς του οπτικού σήματος αυξάνει, η συγκέντρωση των φορέων μεταβάλλεται σημαντικά λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής, με αποτέλεσμα να διαταράσσεται η ομοιομορφία της χωρικής κατανομής του N και ο συντελεστής κέρδους να εμφανίζει εξάρτηση από τη χωρική συνιστώσα z . Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο ο υπολογισμός του N δεν γίνεται με απευθείας ολοκλήρωση της σχέσης (4.6) κατά μήκος όλου του ενισχυτή (από $z=0$ έως $z=L$) έτσι ώστε να υπολογιστεί το κέρδος του ενισχυτή. Για ακριβέστερη προσομοίωση της συμπεριφοράς του ημιαγωγού, η κατανομή της πυκνότητας των φορέων N και επομένως και ο διαφορικός συντελεστής διαφορικού κέρδους $\alpha(\lambda)$ υπολογίζεται για κάθε ένα από τα διαμήκη τμήματα που έχει χωριστεί ο SOA σύμφωνα με τη μέθοδο επίλυσης του VPI. Σε κάθε ένα από αυτά τα τμήματα υπολογίζεται μια μέση τοπική πυκνότητα φορέων επιλύοντας τη διαφορική εξίσωση (4.11) και μέσω αυτής υπολογίζεται το τοπικό (μέσο) κέρδος σύμφωνα με τη σχέση (4.17). Το μήκος του κάθε τμήματος για το οποίο επιλύονται όλες οι εξισώσεις εξαρτάται από τη συχνότητα δειγματοληψίας όπως έχει αναφερθεί στη Παράγραφο 4.7. Επομένως για κάθε ένα από αυτά τα τμήματα η σχέση (4.17) παίρνει τη μορφή:

$$g(N(z), \lambda) = \alpha(\lambda) \cdot [N(z) - N_{tr}(\lambda)] \quad (4.18)$$

Στην κατάσταση κορεσμού του ενισχυτή η ακριβής εξάρτηση του διαφορικού συντελεστή κέρδους από την χωρική συνιστώσα z μπορεί να υπολογιστεί, αν αντικατασταθεί

στη σχέση (4.11) η έκφραση που προκύπτει για το $N(z)$ από την εξίσωση ροής (4.16) στην μόνιμη κατάσταση ($dN/dt = 0$). Τότε προκύπτει:

$$g(z) = \frac{g_0}{1 + \frac{P(z)}{P_{\text{sat}}}} \quad (4.19)$$

όπου $g_0 = \alpha \cdot (N - N_{tr})$ είναι ο διαφορικός συντελεστής κέρδους στη μόνιμη κατάσταση (steady state). Η πυκνότητα φορέων στη μόνιμη κατάσταση προκύπτει από την εξίσωση ροής των φορέων ίση με $N_{ss} = I\tau_c / eV$.

Με αλλά λόγια, το κέρδος του SOA κορένεται ($g(z) < g_0$), λόγω εισαγωγής οπτικού σήματος κατάλληλης ισχύος. Η ισχύς κορεσμού P_{sat} καθορίζει την οπτική ισχύ για την οποία ο συντελεστής κέρδους μειώνεται στο μισό σε σχέση με τη μη κορεσμένη τιμή τους.

4.12 Υπολογισμός Θορύβου Αυθόρμητης Εκπομπής

Ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής έχει έναν πολύ σημαντικό ρόλο στην στατική και δυναμική συμπεριφορά του κέρδους των SOAs. Η επίδραση του θορύβου έχει ως αποτέλεσμα την μείωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος στην έξοδο του ενισχυτή όπως επίσης και τη μείωση του μέγιστου επιτευξιμού κέρδους του στην περιοχή λειτουργίας ασθενούς σήματος.

Ο θόρυβος αυτός είναι ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό των SOAs και είναι αποτέλεσμα συνδυασμού αυθόρμητης και εξαναγκασμένης εκπομπής. Δηλαδή, εξαιτίας της μεγάλης πυκνότητας φορέων στη ζώνη αγωγιμότητας, πολλά φωτόνια δημιουργούνται εξαιτίας αυθόρμητης εκπομπής. Ένα μέρος των φωτονίων αυτών συζευγνύονται στο θεμελιώδη τρόπο κυματοδηγής της ενεργού περιοχής του SOA και ενισχύονται. Το αποτέλεσμα είναι στην έξοδο του SOA να παρατηρείται ένα ευρύ οπτικό φάσμα που προέρχεται από αυθόρμητη εκπομπή το οποίο όμως έχει υψηλή ένταση εξαιτίας της οπτικής ενίσχυσης μέσω της εξαναγκασμένης εκπομπής. Επομένως ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής μπορεί να παρέχει χρήσιμα δεδομένα για διάφορες παραμέτρους των SOAs όπως είναι το οπτικό κέρδος, το οπτικό εύρος ζώνης, το μήκος κύματος μέγιστου κέρδους και οι ανακλαστικότητες των τερματικών επιφανειών.

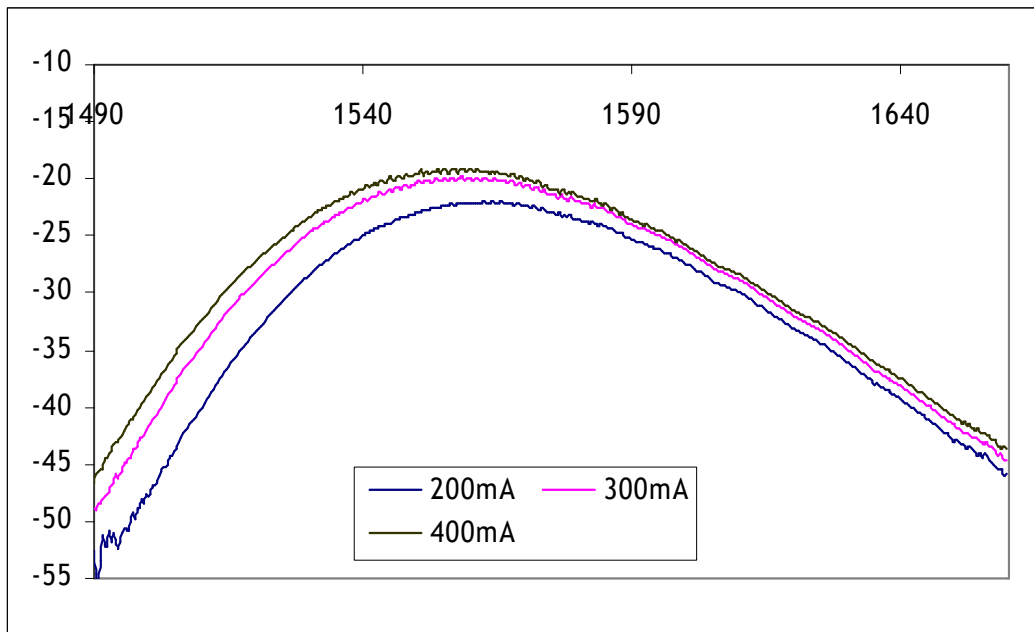
Ο υπολογισμός του θορύβου λόγω αυθόρμητης εκπομπής που παράγεται από τον Οπτικό Ημιαγωγό Ενισχυτή στο VPI βασίζεται στη σχέση:

$$G_{sp} = (G - 1) \cdot h\nu \cdot n_{sp} \cdot \frac{g(N(z), \lambda)}{g(N(z), \lambda) - a_s} \quad (4.20)$$

όπου G είναι το συνολικό κέρδος, $h\nu$ είναι το η ενέργεια των φωτονίων, $g(N(z), \lambda)$ είναι το κέρδος ανά μέτρο λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής και a_s είναι οι απώλειες λόγω σκέδασης. Ο όρος n_{sp} ονομάζεται παράγοντας αντιστροφής πληθυσμού και συσχετίζει την αυθόρμητη με την εξαναγκασμένη εκπομπή. Όσο μεγαλύτερος είναι ο παράγοντας αυτός τόσο περισσότερος είναι και ο θόρυβος που παράγεται στην έξοδο του ενισχυτή. Ο όρος $g(N(z), \lambda) / (g(N(z), \lambda) - a_s)$ χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του παραπάνω κέρδους που απαιτείται από τον ενισχυτή

ώστε το συνολικό κέρδος G να αντισταθμίζει τις απώλειες που υπάρχουν κατά τη κυματοδήγηση του φωτός.

Στο VPI ο όρος n_{sp} αντιστοιχεί στην παράμετρο PopulationInversionParameter. Επίσης στο VPI υπάρχουν και οι παράμετροι SpontaneousEmissionPeakFrequency και SpontaneousEmissionSpectralWidth για την περιγραφή της αυθόρμητης εκπομπής. Οι δύο αυτοί όροι περιγράφουν τη συχνότητα στην οποία παρατηρείται η κορυφή του φάσματος αυθόρμητης εκπομπής του ημιαγωγού καθώς επίσης και το 3 dB εύρος του φάσματος αυτού. Η κορυφή του φάσματος όπως φαίνεται και από την Εικόνα 4.11 παρατηρείται σε μήκος κύματος περίπου 1558nm, το οποίο αντιστοιχεί σε συχνότητα 192.25 THz. Το 3 dB εύρος ζώνης είναι περίπου 30 nm δηλαδή ~3.75 THz.



Σχήμα 4.11: Φάσματα αυθόρμητης εκπομπής (ASE) για διαφορετικά ρεύματα έκχυσης ενός SOA από αυτούς που χρησιμοποιούνται στα MZI της CIP.

4.13 Μεταβολή του δείκτη διάθλασης στου Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού

Οι οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού είναι μέσα που παρουσιάζουν έντονη διασπορά, ακριβώς επειδή ο δείκτης διάθλασης της ενεργού περιοχής εξαρτάται από το μήκος κύματος του προς ενίσχυση οπτικού σήματος. Ο δείκτης διάθλασης n και ο συντελεστής κέρδους του ενισχυτή $g(N, \lambda)$ είναι συζευγμένα μεγέθη μέσω της εξίσωσης Kramers-Kronig [4.57], σύμφωνα με την οποία ο δείκτης διάθλασης μπορεί να υπολογιστεί, όταν είναι γνωστοί οι συντελεστές κερδών για κάθε μήκος κύματος. Συμπερασματικά, λόγω και της εξάρτησης του συντελεστή κέρδους από την πυκνότητα των φορέων, και ο δείκτης διάθλασης είναι συνάρτηση της πυκνότητας φορέων N .

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

φανταστικό του μέρος περιγράφει τον συντελεστή κέρδους του μέσου και σχετίζεται με το $g(N, \lambda)$:

$$\underline{n} = n' + jn'' \quad (4.21)$$

Γενικά, η εισαγωγή ενός οπτικού σήματος μέσα σε μέσο με μιγαδικό δείκτη διάθλασης, έχει ως αποτέλεσμα τη μεταβολή της φάσης του, σε σχέση με την αρχική φάση του πεδίου στην είσοδο, σύμφωνα με την σχέση:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi L}{\lambda} n' \quad (4.22)$$

όπου L είναι το μήκος του μέσου και λ το μήκος κύματος του φωτός.

Η σχέση του συντελεστή κέρδους $g(N, \lambda)$ με το φανταστικό μέρος του δείκτη διάθλασης n'' είναι:

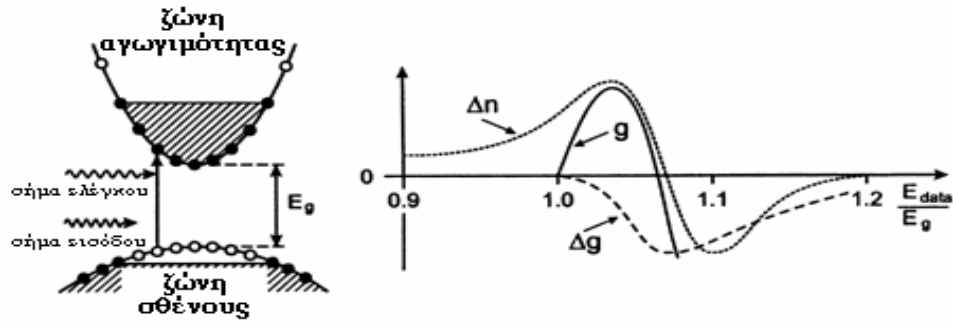
$$(\Gamma g - a_s) = -\frac{4\pi}{\lambda} n'' \quad (4.23)$$

Για ημιαγωγούς με υλικό InGaAsP, σε μία πρώτη προσέγγιση το κέρδος και ο δείκτης διάθλασης εξαρτώνται γραμμικά από την πυκνότητα των φορέων. Τυπικές τιμές για τη φασματική περιοχή κέρδους των SOA είναι $\frac{dn'}{dN} \approx -2 \cdot 10^{-26} \text{ m}^3$ και $\frac{dn''}{dN} \approx -4 \cdot 10^{-27} \text{ m}^3$ [4.58],[4.59].

Στην περιοχή του κόρου ($dN < 0$), το πραγματικό μέρος του δείκτη διάθλασης αυξάνεται (διαφορά φάσης), ενώ το φανταστικό του μέρος (συντελεστής κέρδους) μειώνεται. Για τον συσχετισμό των μεταβολών αυτών χρησιμοποιείται ο παράγοντας επαύξησης γραμμής α ή λόγος σύζευξης στροφής φάσης με το κέρδος. Στο VPI ο παράγοντας αυτός περιγράφεται με την παράμετρο (material linewidth enhancement factor)

$$\alpha \equiv \frac{dn'}{dn''} = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}} \quad (4.24)$$

Στο Σχ. 4.12 απεικονίζεται σχηματικά η μεταβολή του δείκτη διάθλασης και του συντελεστή κέρδους σε έναν ημιαγωγίμο οπτικό ενισχυτή με την έγχυση φωτός σε αυτόν. Στην αριστερή πλευρά φαίνεται μια απλοποιημένη δομή των ζωνών του ημιαγωγίμου υλικού. Ένα οπτικό σήμα ελέγχου με φωτονική ενέργεια μεγαλύτερη από το ενεργειακό διάκενο E_g , μειώνει την πυκνότητα φωτονίων στη ζώνη αγωγιμότητας, προκαλώντας μεταβίβαση φορέων από τη ζώνη αυτή, στη ζώνη σθένους. Ως αποτέλεσμα, υφίσταται στον ημιαγωγό μεταβολή του δείκτη διάθλασης και του συντελεστή κέρδους, οι οποίες και σκιαγραφούνται στο δεξί τμήμα του ίδιου σχήματος, συναρτήσει της κανονικοποιημένης ενέργειας φωτονίων. Οι μεταβολές αυτές είναι ο σημαντικότερος φυσικός μηχανισμός, που χρησιμοποιείται στις τεχνικές οπτικής μεταγωγής, όπως θα συζητηθεί πιο κάτω.



Σχήμα 4.12: Οι μεταβολές στο δείκτη διάθλασης και το κέρδος ενός ημιαγωγίου οπτικού ενισχυτή, παρουσία οπτικών σημάτων.

Από το Σχ. 4.12 φαίνεται ότι μια μεταβολή της πυκνότητας των φορέων έχει ως αποτέλεσμα μεγάλη αλλαγή στο κέρδος στην περιοχή των μικρών μηκών κύματος, ενώ στην περιοχή κοντά στο ενεργειακό διάκενο (μεγάλα μήκη κύματος) οι αλλαγές είναι πολύ μικρές. Μάλιστα, κάτω από το ενεργειακό διάκενο, πρακτικά δεν υπάρχει καμία αλλαγή στο κέρδος, αφού ο SOA εκεί είναι διαφανής. Αντίθετα, οι μεταβολές στο δείκτη διάθλασης είναι μεγάλες σε όλο το εύρος ενίσχυσης του SOA, ακόμα και στην περιοχή, όπου η ενέργεια φωτονίων είναι μικρότερη από την ενέργεια του διακένου.

4.14 Μεταβολή της Φάσης στου Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού

Στην προηγούμενη παράγραφο αναλύθηκε πως η μεταβολή του κέρδους οδηγεί στη μεταβολή του δείκτη διάθλασης. Στην ενότητα αυτή εξηγείται η επίδραση του παράγοντα a στην μεταβολή της στροφής φάσης που παρατηρείται σε ένα σήμα λόγω αυτοδιαμόρφωσης ή ετεροδιαμόρφωση φάσης.

Μέσω του παράγοντα a οι μεταβολές του κέρδους μεταφράζονται σε μεταβολές της φάσης μέσω της σχέσης:

$$\Delta\varphi = \frac{1}{2} a \Gamma \Delta g_0 \quad (4.25)$$

Όπου Γ είναι ο οπτικός παράγοντας σύμπτυξης και Δg_0 είναι η μεταβολή του κέρδους κατά την είσοδο στον ενισχυτή ενός οπτικού παλμού. Για εφαρμογές που σχετίζονται με ενίσχυση παλμικών σημάτων από τους SOAs, το a είναι επιθυμητό να είναι μικρό καθώς τότε είναι μικρότερα τα φαινόμενα παραμόρφωσης των παλμών λόγω φαινομένων αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Αντίθετα για εφαρμογές που βασίζονται στην ετεροδιαμόρφωση φάσης όπως είναι οι συμβολομετρικές πύλες είναι σημαντικό να είναι ικανός ο ημιαγωγός να εισάγει αρκετή στροφή φάσης (συνήθως π) στο σήμα εξόδου. Από την άλλη πλευρά έντονες μεταβολές της έντασης του πεδίου δεν είναι επιθυμητές. Αυτό επιτυγχάνεται όπως φαίνεται από τη Σχέση 4.24 όταν ο παράγοντας a είναι μεγάλος.

Ο παράγοντας a εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό όπως αναφέρθηκε και στην Παράγραφο 4.4 από τη δομή του υλικού του ημιαγωγού. Έως πρόσφατα θεωρούνταν ότι το μεγαλύτερο λόγω σύζευξης κέρδους-φάσης παρουσιάζαν οι ημιαγωγοί ακατέργαστης μορφής, με τιμή πάνω από 15 [4.60]. Πρόσφατες όμως πειραματικές μετρήσεις σε laser από ημιαγωγό πολλαπλών κβαντικών κουκκίδων έδειξαν ότι στα υλικά αυτή ο παράγοντας a μπορεί να πάρει ακόμα και

την γιγαντιαία τιμή 60 [4.61]. Οι ημιαγωγοί πολλαπλών κβαντικών κουκκίδων όμως είναι υλικά που προσφέρουν πολλές επιλογές ως προς την τιμή του παράγοντα α καθώς έχουν δημοσιευθεί και αποτελέσματα που αναφέρουν τιμές σχεδόν μηδενικές ($\alpha=0$) [4.62][4.63], ενώ σε πολλές περιπτώσεις έχουν δειχθεί και τιμές μεγαλύτερες από αυτές των ημιαγωγών πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών [4.64]. Στους τελευταίους ο παράγοντας σύζευξης κέρδους-φάσης είναι μεταξύ 3-10 ανάλογα με το εάν ο ενισχυτής λειτουργεί στην περιοχή ασθενούς σήματος ή κορεσμού [4.65].

Έτσι στις προσομοιώσεις επειδή οι SOAs των MZIs της εταιρίας CIP είναι από ημιαγωγό πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών για τις εφαρμογές που ο ενισχυτής λειτουργεί ακόρεστος (π.χ. μεταγωγή) η τιμή του παράγοντα α θεωρείται ίση με 6, ενώ στις εφαρμογές που ο ενισχυτής είναι βαθιά κορεσμένος (π.χ. αναγέννηση/μετατροπή μήκους κύματος) η τιμή του παράγοντα α θεωρείται ίση με 4.

Για δεδομένο υλικό όμως ο παράγοντας α είναι συνάρτηση και άλλων παραμέτρων οι οποίες έχουν μελετηθεί στο [4.37]. Αυτές είναι:

- Ο δείκτης διάθλασης εξαρτάται από το μήκος κύματος, επομένως και ο παράγοντας α . Μέσα από μετρήσεις έχει παρατηρηθεί ότι ο παράγοντας α αυξάνεται όσο απομακρυνόμαστε από το μήκος κύματος της κορυφής του κέρδους του ενισχυτή. Αυτό επεξηγείται και από την Σχέση 4.24. Απομακρύνοντας το μήκος κύματος του σήματος εισόδου από την περιοχή του μεγίστου κέρδους τότε ο όρος $\partial g / \partial N$ μειώνεται πολύ γρήγορα ενώ η μεταβολή του $\partial n / \partial N$ παραμένει μικρή.
- Ο παράγοντας α μεταβάλλεται από την αύξηση του ρεύματος έκχυσης στον ενισχυτή. Αυτό συμβαίνει γιατί με την αύξηση του ρεύματος αυξάνει και η πυκνότητα των φορέων N μέσα στον ημιαγωγό. Όταν αυξάνει το N , τότε και η κορυφή του κέρδους μετακινείται προς μικρότερα μήκη κύματος όπως φαίνεται και από τις καμπύλες αυθόρμητης εκπομπής της Εικόνας 4.11. Επομένως ανάλογα με το μήκος κύματος του σήματος εισόδου προκύπτει και ανάλογη μεταβολή του παράγοντα α . Έτσι εάν το σήμα αυτό έχει μήκος κύματος 1550 nm, τότε η αύξηση του ρεύματος έχει ως αποτέλεσμα την μετακίνηση της κορυφής του κέρδους σε πλησιέστερα μήκη κύματος και επομένως τότε προκύπτει μικρότερος παράγοντας α .
- Ο παράγοντας α εξαρτάται από την ισχύ εισόδου. Η μεταβολή αυτή μπορεί να είναι αυξητική ή και φθίνουσα καθώς είναι συνισταμένη δύο αντικρουόμενων φαινομένων. Από τη μία πλευρά η αύξηση της οπτικής ισχύος προκαλεί κορεσμό και επομένως μείωση των φορέων μέσα στην ενεργό περιοχή οπότε παρατηρείται και μετατόπιση της κορυφής του κέρδους σε υψηλότερα μήκη κύματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του α . Από την άλλη πλευρά όμως ο κορεσμός προκαλεί και μικρότερη μεταβολή του κέρδους οπότε και μείωση του όρου $\partial g / \partial N$ στη Σχέση 4.24, ενώ η μεταβολή του όρου $\partial n / \partial N$ είναι άγνωστη. Για το λόγο αυτό η συνισταμένη των δύο αυτών παραγόντων δεν είναι ξεκάθαρο εάν οδηγεί σε αύξηση ή μείωση του παράγοντα α . Πάντως σε SOA με ημιαγωγό ακατέργαστης μορφής και μήκος 0.25mm, αύξηση της ισχύος κατά 15 dB προκάλεσε μείωση του παράγοντα α κατά 10%, όπως μετρήθηκε στις μελέτες που παρουσιάζονται στην [4.37]. Παρόμοια αποτελέσματα παρουσιάζονται και για ημιαγωγούς με μεγαλύτερο μήκος στη διεθνή βιβλιογραφία, δηλαδή μείωση του παράγοντα α με αύξηση της οπτικής ισχύος. Στο άρθρο [4.65], φαίνεται καθαρά ότι η λειτουργία του SOA στην περιοχή κορεσμού

προκαλεί μείωση του παράγοντα α , ενώ στο [4.66] φαίνεται ότι η έκχυση ενός εξωτερικού σήματος σε SOA με μήκος 0.8mm προκαλεί μείωση της στροφής φάσης, δείγμα του ότι μειώνεται ο παράγοντα α , ενώ και στο [4.67] φαίνεται ότι η αύξηση της οπτικής ισχύος σε MZI με SOAs με μήκος 1.2mm [4.68] προκαλεί μείωση του παράγοντα α .

- Τέλος ο παράγοντας α αυξάνεται με αύξηση του μήκους του SOA λόγω της αύξησης της διαδρομής κατά την οποία λαμβάνουν χώρα τα φαινόμενα μεταβολής του δείκτη διάθλασης. Η επίδραση της αύξησης του μήκους του SOA είναι ανάλογη με την αύξηση της στροφής φάσης που παρατηρείται όταν αυξάνεται το μήκος των μη γραμμικών ινών (Σχέση 2.33). Ενώ όμως στις ίνες η αύξηση της στροφής φάσης είναι γραμμικά ανάλογη με το μήκος τους, στους SOAs αυτό δεν ισχύει. Όπως έχει δειχθεί στο [4.69], η αύξηση του μήκους από ένα σημείο και μετά οδηγεί σε μείωση του παράγοντα α . Αυτό οφείλεται στον έντονο κορεσμό που παρατηρείται σε μακρικούς SOAs λόγω αυθόρμητης εκπομπής.

Είναι φανερό από την παραπάνω ανάλυση ότι ο παράγοντας α είναι μια συνάρτηση πολλών μεταβλητών. Για λόγους όμως απλότητας στις προσομοιώσεις θεωρήθηκαν οι δύο παραπάνω σταθερές τιμές.

4.15 Δυναμικές Διαδικασίες στους Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού

Βασικό χαρακτηριστικό όλων των ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών είναι η παρουσία έντονων μη γραμμικών φαινομένων, τα οποία στην ουσία πηγάζουν από διάφορους φυσικούς μηχανισμούς μέσα στον ημιαγωγό και σχετίζονται άμεσα με το υλικό που χρησιμοποιείται για την κατασκευή του. Για την πλήρη κατανόηση της λειτουργίας ενός SOA απαιτείται η κατηγοριοποίηση των φαινομένων αυτών και η μελέτη της επίδρασης τους, εφόσον όπως θα δούμε και στα επόμενα κεφάλαια τα μη γραμμικά φαινόμενα χρησιμοποιούνται ευρύτατα κυρίως σε εφαρμογές επεξεργασίας σήματος. Η κατηγοριοποίηση των φαινομένων αυτών γίνεται με βάση τη φυσική προέλευση των μηχανισμών μέσα στο SOA. Έτσι, διακρίνονται δύο μεγάλες κατηγορίες: οι *διαζωνικές (interband)* και οι *ενδοζωνικές (intraband)* μη γραμμικότητες [4.70].

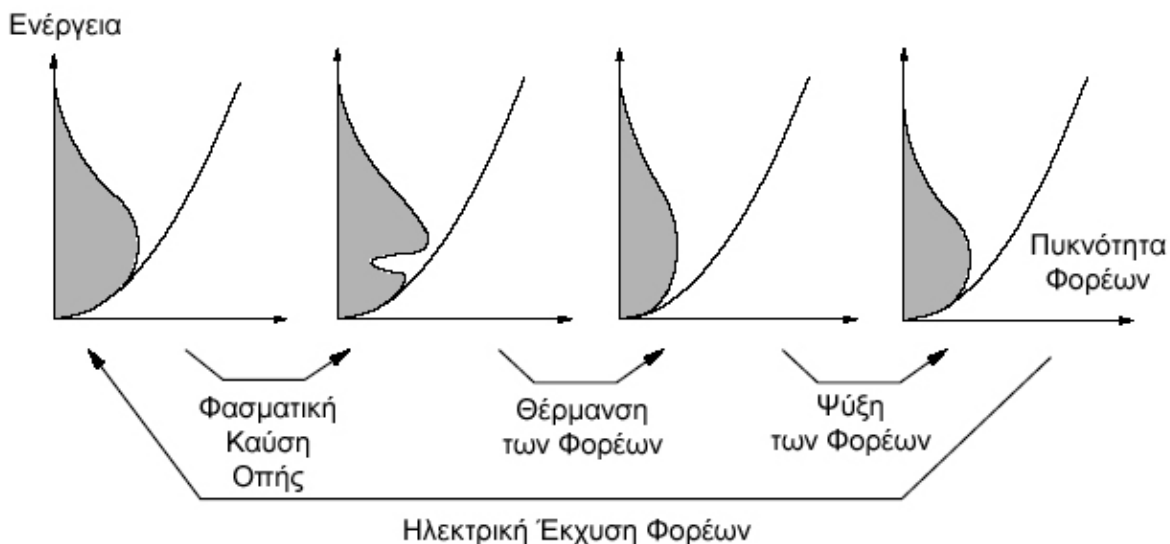
Οι διαζωνικές μη-γραμμικότητες σχετίζονται με μεταβάσεις φορέων μεταξύ της ζώνης αγωγιμότητας και της ζώνης σθένους του ημιαγωγικού υλικού του ενισχυτή, ενώ οι ενδοζωνικές σχετίζονται με μηχανισμούς σκέδασης φορέα-φορέα και φορέα-φωνονίου εντός των ζωνών, οι οποίοι τροποποιούν την ενδοζωνική ενεργειακή κατανομή των φορέων [4.71],[4.72]. Αμέσως μετά ακολουθεί μια συνοπτική ποιοτική περιγραφή των διαζωνικών και ενδοζωνικών φαινομένων μέσα σε έναν ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή.

Οι διαζωνικές διαδικασίες καθορίζονται από την ηλεκτρική έκχυση φορέων μέσα στον ημιαγωγό, την εξαναγκασμένη εκπομπή, την απορρόφηση, την αυθόρμητη εκπομπή, τη μη ακτινοβολούσα εκπομπή και την απορρόφηση δύο φωτονίων. Μεταβάλλοντας την πυκνότητα των φορέων, η ενεργειακή κατανομή τους μέσα στην ζώνη αγωγιμότητας ή σθένους επίσης μεταβάλλεται. Έτσι παρατηρούνται τα φαινόμενα της φασματικής καύσης οπής (Spectral Hole Burning-SHB), της απορρόφησης δύο φωτονίων (two photon absorption -TPA), της ελεύθερης απορρόφησης φορέων (Free Carrier Absorption-FCA), της θέρμανσης των φορέων (Carrier Heating-CH) και της ψύξης των φορέων (Carrier Cooling-CC). Τα παραπάνω φαινόμενα επίσης προκαλούν μεταβολή της ενεργειακής κατανομής των φορέων.

Για την κατανόηση των βασικών αρχών των φυσικών φαινομένων που λαμβάνουν χώρα κατά την χρονική εξέλιξη της κατανομής των ελευθέρων φορέων και της ενεργειακής κατανομής τους, θεωρούμε την περίπτωση που εισέρχεται μέσα στον ημιαγωγό ένας πολύ στενός παλμός ($<1ps$). Η Εικόνα 4.13 δείχνει ποιοτικά την κατανομή των ελευθέρων φορέων στην ζώνη αγωγιμότητας για τέσσερα συνεχόμενα χρονικά στιγμιότυπα, όταν ο SOA λειτουργεί στην περιοχή κέρδους. Πριν από την άφιξη του παλμού, η κατανομή των φορέων έχει μια κατανομή Fermi. Όταν ο παλμός εισέρχεται μέσα στην ενεργό περιοχή τότε φαινόμενα όπως FCA, TPA και SHB αλλάζουν την κατανομή των φορέων.

Ο οπτικός παλμός εξαναγκάζει τους φορείς να επανασυνδεθούν μόνο γύρω από μια περιοχή ενεργειών που αντιστοιχούν στην ενέργεια (μήκος κύματος) των φωτονίων. Το γεγονός αυτό προκαλεί μια οπή στην κατανομή των φορέων και για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται ο όρος φασματική καύση οπής. Επιπρόσθετα λόγω της εξαναγκασμένης εκπομπής παρατηρείται και μείωση της συνολικής πυκνότητας των φορέων. Την ίδια χρονική στιγμή, λόγω της υψηλής πυκνότητας των φορέων στην ενεργό περιοχή, παρατηρείται και απορρόφηση δύο φωτονίων δηλαδή δύο φωτόνια απορροφώνται και ένα ηλεκτρόνιο μεταφέρεται από τη ζώνη σθένους σε μια υψηλή ενεργειακή στάθμη στη ζώνη αγωγιμότητας. Επίσης παρατηρείται και ελεύθερη απορρόφηση των φορέων δηλαδή ελεύθεροι φορείς απορροφούν φωτόνια και μετακινούνται σε υψηλότερες ενεργειακές στάθμες εντός της ίδια ζώνης.

Όταν ο παλμός έχει πλέον εξέλθει από τον SOA, η κατανομή Fermi των φορέων επαναφέρεται μέσω σκέδασης φορέων-φορέων. Ο χρόνος που λαμβάνουν χώρα όλα αυτά τα φυσικά φαινόμενα συχνά καλείται χρονική σταθερά φασματικής καύσης οπής. Η εξαναγκασμένη εκπομπή έχει μετακινήσει τους φορείς με ενέργεια μικρότερη από τη μέση εντός της ζώνης. Τα φυσικά φαινόμενα της απορρόφησης δύο φωτονίων (TPA) και της ελεύθερης απορρόφησης φορέων (FCA) συνεισφέρουν επίσης στην αύξηση της μέσης ενέργειας. Τα παραπάνω έχουν ως αποτέλεσμα η μέση θερμοκρασία των φορέων να είναι μεγαλύτερη από ότι πριν από την είσοδο του παλμού εντός του SOA και για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται ο όρος θέρμανση των φορέων.



Σχήμα 4.13: Χρονική εξέλιξη της κατανομής της πυκνότητας των ελευθέρων φορέων στη ζώνη αγωγιμότητας που προκαλείται από την εισαγωγή ενός στενού οπτικού παλμού

Παρόλο που η κατανομή Fermi των φορέων έχει επανέλθει, η θερμοκρασία των φορέων είναι τώρα μεγαλύτερη από ότι αυτή του πλέγματος. Μέσω εκπομπής φωνονίων η κατανομή των φορέων ψύχεται στην αρχική της τιμή. Ο χρόνος που λαμβάνουν χώρα όλα αυτά τα φυσικά φαινόμενα συχνά καλείται χρονική σταθερά θέρμανσης των φορέων. Τελικά η ηλεκτρική έκχυση φορέων από την εξωτερική πηγή επαναφέρει την αρχική ενεργειακή κατανομή των φορέων σε χρόνο μεταξύ μερικών δεκάδων ps και μερικών ns. Μια πιο αναλυτική περιγραφή της δυναμικής των φορέων υπάρχει στα [4.73], [4.74].

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η χρονικά σταθερά της φασματικής καύσης οπής είναι της τάξης των 200 fs ενώ αυτή της θέρμανσης των φορέων είναι ~800 fs. Πρακτικά η φασματική καύση οπής λόγω της πολύ μικρής της χρονικής διάρκειας δεν μπορεί να παρατηρηθεί ανεξάρτητα από το φαινόμενο της θέρμανσης των φορέων και για το λόγο αυτό σε πολλά μοντέλα προσομοίωσης, ανάμεσα τους και στο VPI, θεωρείται αμελητέα στην επίδραση που έχει στη δυναμική των φορέων του SOA. Επίσης θα πρέπει να αναφερθεί ότι όλα αυτά τα φυσικά φαινόμενα καθώς προκαλούν μείωση της πυκνότητας των φορέων προκαλούν και μείωση του κέρδους του ενισχυτή. Η μείωση αυτή του κέρδους είναι ανάλογη του όρου:

$$GainCompression \sim \frac{S}{1 + \varepsilon \cdot S} \quad (4.26)$$

όπου S είναι η πυκνότητα των φωτονίων και ε ο όρος συντελεστής μη γραμμικού κέρδους. Στο VPI ο συντελεστής ε περιγράφεται με την παράμετρο `NonlinearGainCoefficient`, ενώ η χρονική σταθερά με την οποία λαμβάνουν χώρα τα παραπάνω φαινόμενα περιγράφεται με την παράμετρο `NonlinearGainTimeconstant`

Αρα ο τελικός όρος που περιγράφει το κέρδος του ενισχυτή λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής είναι:

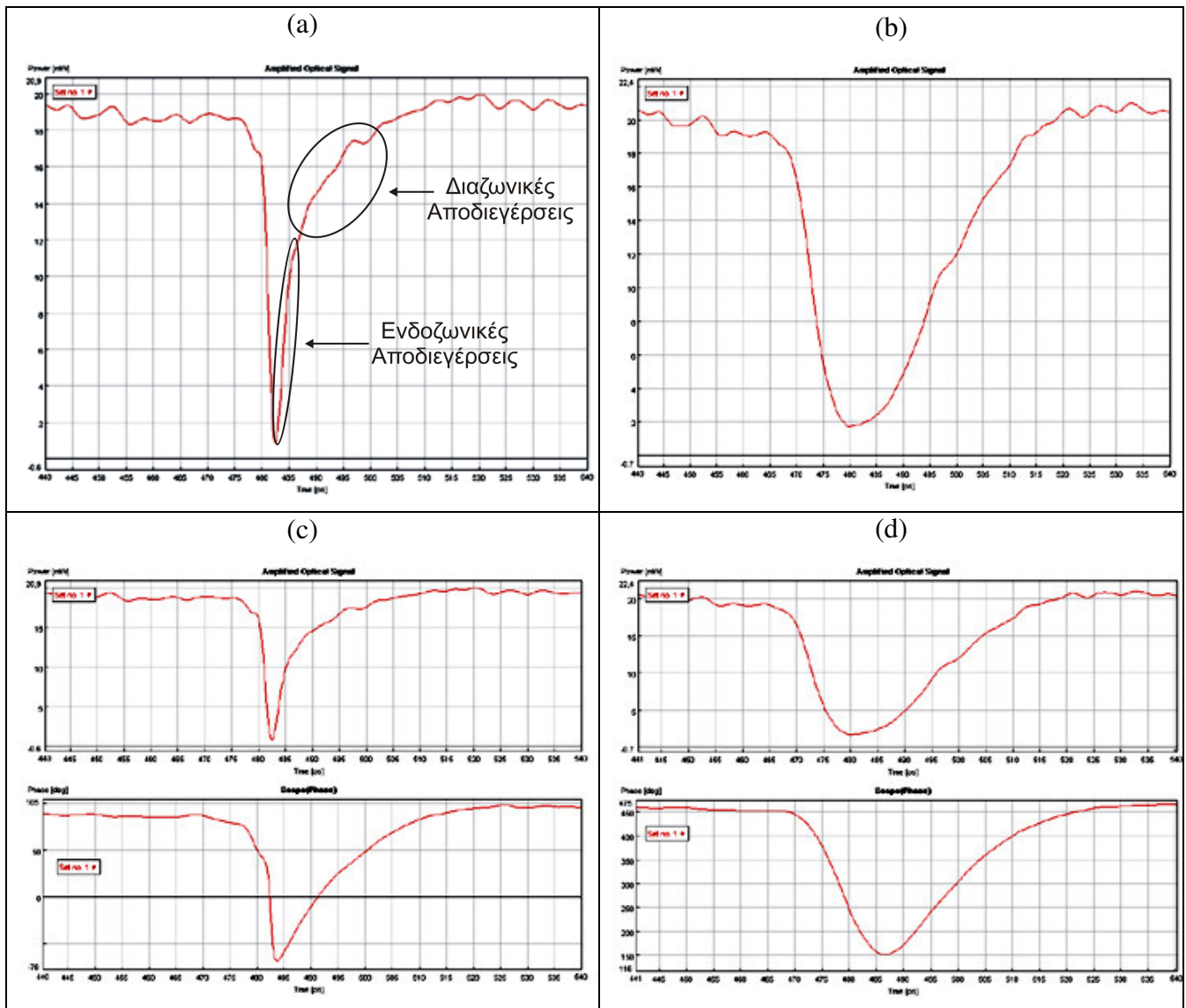
$$g(N(z), \lambda) = \alpha(\lambda) \cdot [N(z) - N_0(\lambda)] \cdot \frac{S}{1 + \varepsilon \cdot S} \quad (4.27)$$

Επειδή το κέρδος συνδέεται άμεσα με την πυκνότητα των φορέων τα φυσικά φαινόμενα που περιγράφονται πιο πάνω μπορούν να παρατηρηθούν επίσης στην χρονική εξέλιξη του κέρδους όταν εισέρχεται ένας παλμός εντός του SOA. Έτσι για την καταγραφή της επίδρασης των ενδοζωνικών διαδικασιών χρησιμοποιείται η τεχνική των μετρήσεων άντλησης-καταγραφής (pump-probe measurements) [4.75]. Για τις μετρήσεις αυτές χρησιμοποιείται ένα ισχυρό οπτικό παλμικό σήμα (σήμα άντλησης) για να διεγείρει τα μη γραμμικά φαινόμενα, η επίδραση των οποίων καταγράφεται σε ένα δεύτερο οπτικό σήμα συνεχούς κύματος (σήμα καταγραφής). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι παλμοί του σήματος άντλησης απαιτείται να έχουν πολύ μικρό εύρος (της τάξης των fsec) για την αποτελεσματική καταγραφή της επίδρασης των ενδοζωνικών φαινομένων.

Τα αποτελέσματα προσομοιώσεων τέτοιων μετρήσεων παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.14 που δείχνει την μεταβολή της ισχύος του σήματος συνεχούς κύματος στην έξοδο ενός SOA όταν εισάγεται στον ενισχυτή ένας παλμός. Στην Εικ. 4.14(a) απεικονίζεται η μεταβολή της ισχύος εξόδου όταν ο παλμός έχει ισχύ κορυφής 100mW και χρονικό εύρος 1ps, ενώ στην Εικ. 4.14(b) όταν ο παλμός έχει ισχύ κορυφής 10mW και χρονικό εύρος 10ps. Η ενέργεια ανά παλμό και στις δύο περιπτώσεις είναι ίδιες (100fJ), όμως η μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος στην περίπτωση (a) προκαλεί έντονα ενδοζωνικά φαινόμενα που σχετίζονται με την θέρμανση των φορέων και την

φασματική καύση οπής. Αντίθετα στην περίπτωση (b) η ενέργεια δεν είναι τόσο συμπτυκνωμένη χρονικά και επομένως δεν παρατηρούνται τέτοια φαινόμενα.

Ένα άλλο στοιχείο που πρέπει να τονιστεί είναι ότι όλα αυτά τα υπέρ-ταχέα φαινόμενα που σχετίζονται με ενδοζωνικές διαδικασίες δεν συνεισφέρουν καθόλου σε φαινόμενα που σχετίζονται με στροφή φάσης (Αυτοδιαμόρφωση και Ετεροδιαμόρφωση). Αυτό φαίνεται καθαρά στην Εικ. 4.14(c), όπου παράλληλα με τη μεταβολή της ισχύος (πάνω μέρος) παρουσιάζεται και η εξέλιξη της μεταβολής της φάσης του σήματος συνεχούς κύματος (κάτω μέρος). Είναι εμφανές ότι η φάση ανακάμπτει προς την αρχική της τιμή εκθετικά με μία μόνο χρονική σταθερά που σχετίζεται με τις διαζωνικές μεταβολές της έκχυσης φορέων από την εξωτερική πηγή. Αντίθετα στην περίπτωση που ο παλμός είναι 10ps (Εικ. 4.14(d)) τότε η εξέλιξη της φάσης ακολουθεί πιστά την εξέλιξη του κέρδους καθώς δεν υπάρχουν καθόλου ενδοζωνικά φαινόμενα.



Σχήμα 4.14: Μεταβολή του κέρδους και της φάσης του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού με τη μέθοδο της άντλησης-καταγραφής. Οι εικόνες (a) και (c) αντιστοιχούν σε παλμό 100fs με εύρος 1ps ενώ οι εικόνες (b) και (d) σε παλμό 10ps με εύρος 10ps

Παρόλο που τα ενδοζωνικά φαινόμενα δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε πειράματα που βασίζονται σε συμβολομετρικές διατάξεις για την επεξεργασία σημάτων, το γεγονός ότι η απόκριση του κέρδους τους είναι υπέρταχέα, βρίσκει εφαρμογή σε πειράματα οπτικής επεξεργασίας σήματος που σχετίζονται με ετεροδιαμόρφωση κέρδους. Με κατάλληλη φασματική επιλογή του σήματος στην έξοδο ενός SOA, ώστε να επιλέγονται η απόκριση του κέρδους λόγω θέρμανσης των φορέων και φασματικής καύσης οπής, έχει επιδειχθεί μετατροπή του μήκους κύματος ενός σήματος σε ρυθμό μετάδοσης 320 Gbps [4.76].

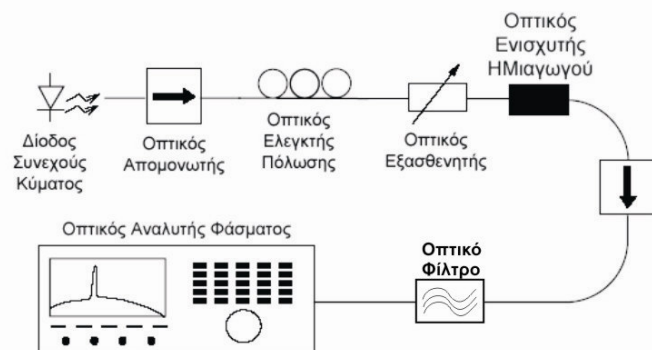
4.16 Αξιολόγηση του μοντέλου του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού

Όπως έχει αναφερθεί στην παράγραφο 4.5 η εύρεση της ομάδας των παραμέτρων για τους SOAs της CIP έγινε με στόχο την μακροσκοπική αντιστοιχία μεταξύ αποτελεσμάτων προσομοιώσεων και πειραματικών αποτελεσμάτων. Η μακροσκοπική αντιστοιχία αναφέρεται:

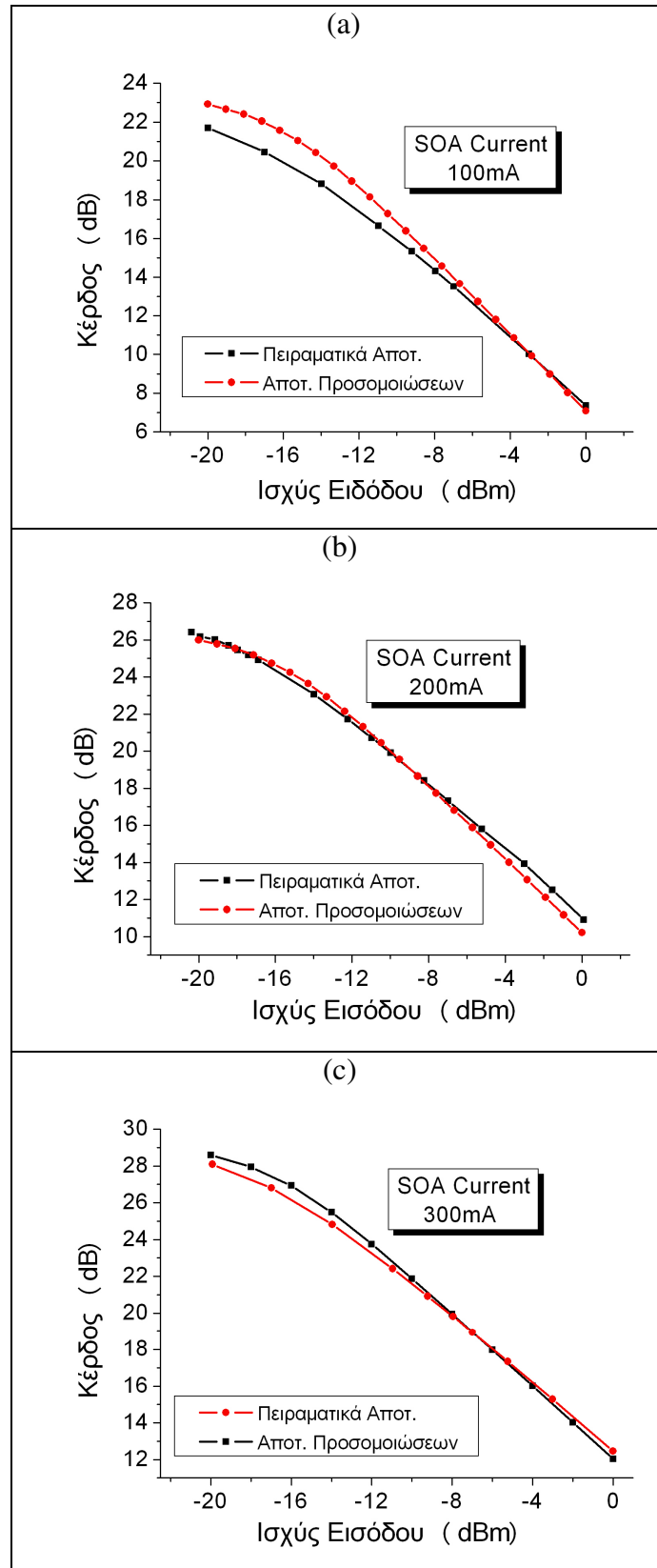
- στις καμπύλες κέρδους που παρουσιάζει ο ενισχυτής για διάφορα ρεύματα έκχυσης
- στο χρόνο ανάκαμψης του κέρδους. Ο χρόνος αυτός υπολογίζεται με την τεχνική των μετρήσεων άντλησης-καταγραφής σε καθορισμένες συνθήκες έκχυσης ρεύματος, ισχύος σήματος συνεχούς κύματος και ισχύος παλμικού σήματος

4.16.1 Καμπύλες Κέρδους

Για τον πειραματικό υπολογισμό του κέρδους του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού χρησιμοποιήθηκε η πειραματική διάταξη του Σχήματος 4.15. Μια δίοδος Laser με μήκος κύματος 1549 nm παρείχε σήμα συνεχούς κύματος με σταθερή ισχύ 5mW. Το σήμα αυτό μέσω ενός οπτικού ελεγκτή πόλωσης και ενός οπτικού εξασθενητή εκχεόταν στην είσοδο του SOA. Ο οπτικός ελεγκτής πόλωσης χρησιμοποιήθηκε για την επίτευξη TE γραμμικής πόλωσης, στην οποία ο SOA παρουσιάζει τον μεγαλύτερο οπτικό παράγοντα σύμπτυξης και επομένως το μεγαλύτερο κέρδος. Ο οπτικός εξασθενητής ρύθμιζε την οπτική ισχύ που εισέρχονταν στον ενισχυτή και στην έξοδο του καταγραφόταν η ισχύς εισόδου. Η ισχύς εξόδου του SOA καταγραφόταν σε έναν οπτικό αναλυτή φάσματος μέσω ενός οπτικού φίλτρου με φασματικό εύρος 0.6nm. Το φίλτρο χρησιμοποιήθηκε για την αποκοπή του θορύβου που παράγει ο ενισχυτής για μικρές ισχύς του σήματος εισόδου. Έτσι μετρήθηκε το καθαρό κέρδος που είναι δυνατό να παρέχει ο SOA για αυτή την περιοχή λειτουργίας. Για την αποφυγή ανακλάσεων που προκαλούν φαινόμενα lasing, στην είσοδο και στην έξοδο του ενισχυτή τοποθετήθηκαν οπτικοί απομονωτές.



Σχήμα 4.15: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό του κέρδους του SOA



Σχήμα 4.16: Πειραματικά αποτελέσματα κέρδους και αποτελέσματα προσομοιώσεων του μοντέλου του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού για ρεύμα έκχυσης (a) 100mA, (b) 200mA και (c) 300mA

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων του υπολογισμού του κέρδους για ρεύματα έκχυσης 100, 200 και 300mA παρουσιάζονται στην Εικ. 4.16 όπου παρουσιάζονται επίσης και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Είναι εμφανές ότι για ρεύματα 200 και 300mA υπάρχει πλήρης ταύτιση του κέρδους για όλες τις ισχύς του σήματος εισόδου, ενώ για τα 100mA υπάρχει μόνο μια μικρή απόκλιση της τάξης του 1 dB στην περιοχή ασθενούς σήματος. Η απόκλιση αυτή πάντως είναι ήσσονος σημασίας καθώς στις περισσότερες εφαρμογές οι SOAs οδηγούνται με ρεύματα μεγαλύτερα από 200mA για την επίτευξη των μικρότερων δυνατών χρόνων ανάκαμψης του κέρδους και την μεγιστοποίηση του κέρδους.

4.16.2 Χρονική απόκριση του Κέρδους

Η χρονική απόκριση του κέρδους ενός Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού ορίζεται ως ο χρόνος που χρειάζεται για να επανακτήσει σε ένα συγκεκριμένο ποσοστό το κέρδος του σε σχέση με αυτό που παρέχει σε σταθερή κατάσταση, όταν εισέλθει στον ενισχυτή ένας οπτικός παλμός. Η μέτρηση του χρόνου αυτού πραγματοποιείται με τη μέθοδο της άντλησης-καταγραφής και είναι συγκεκριμένος για κάθε συνδυασμό ισχύος σήματος συνεχούς κύματος-παλμικού σήματος.

Η πειραματική υλοποίηση των μετρήσεων άντλησης-καταγραφής απαιτεί ειδική μεθοδολογία και εξοπλισμό που δεν είναι διαθέσιμος στο Ε.Φ.Ε. Αντίθετα τέτοιες μετρήσεις έχει πραγματοποιήσει η CIP στα πλαίσια χαρακτηρισμού των SOA της και για τις παρακάτω συνθήκες⁵:

■ Σήμα συνεχούς κύματος:

- Μήκος Κύματος 1550nm
- Ισχύς 5.4 dBm

■ Σήμα άντλησης:

- Μήκος Κύματος 1537.5nm,
- Χρονικό Εύρος 4.5ps,
- Ρυθμός Επανάληψης 2.5GHz,
- Ισχύς 3dBm.

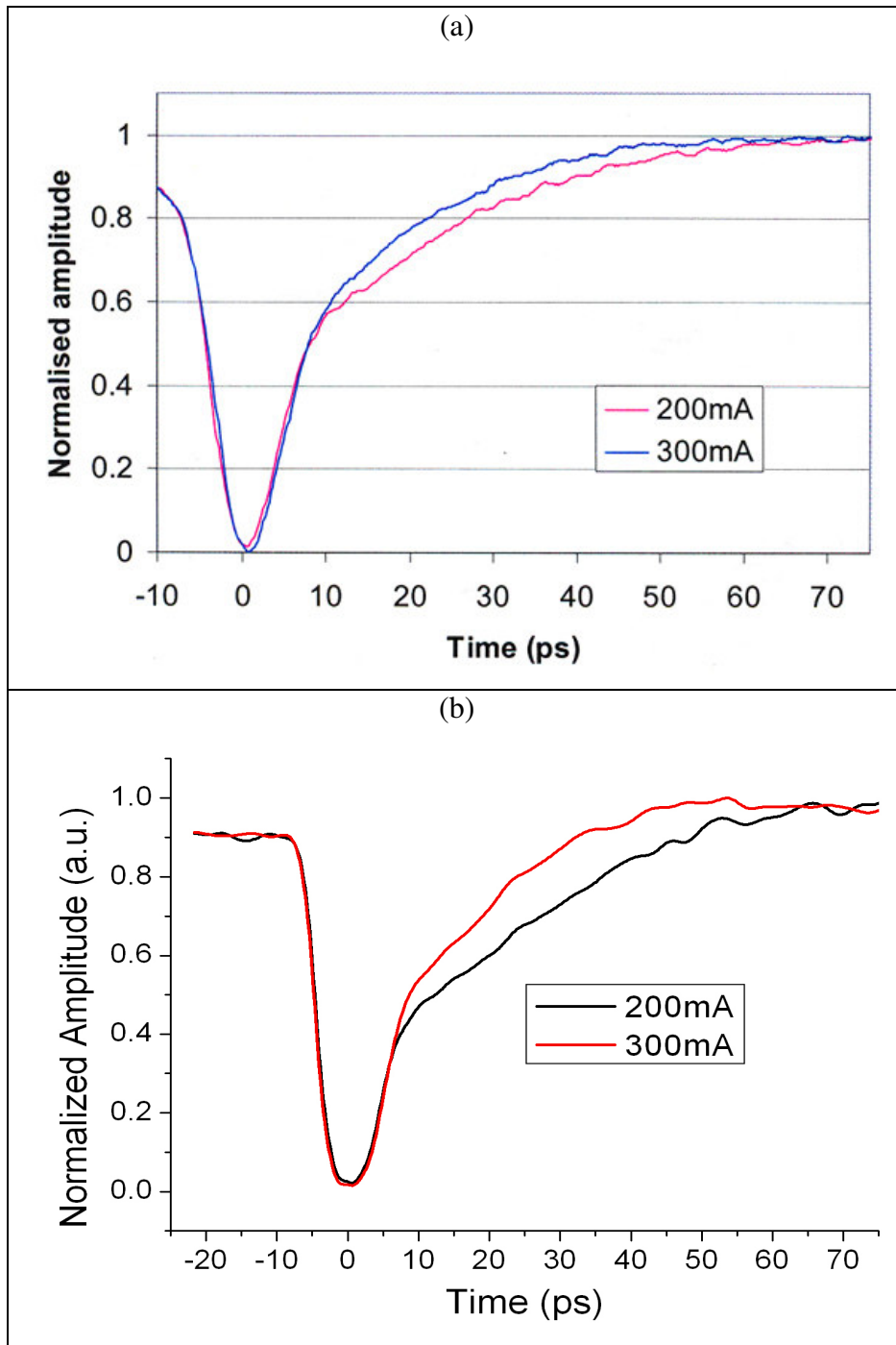
■ Σήμα Καταγραφής:

- Μήκος Κύματος 1555nm
- Χρονικό Εύρος 3.4ps,
- Ρυθμός Επανάληψης 2.5005GHz,
- Ισχύς -23dBm.

⁵ Βλέπε Παράρτημα Α

τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην Εικ. 4.17(a). Για τις ίδιες ακριβώς συνθήκες μέτρησης τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων απεικονίζονται στην Εικ. 4.17(b).

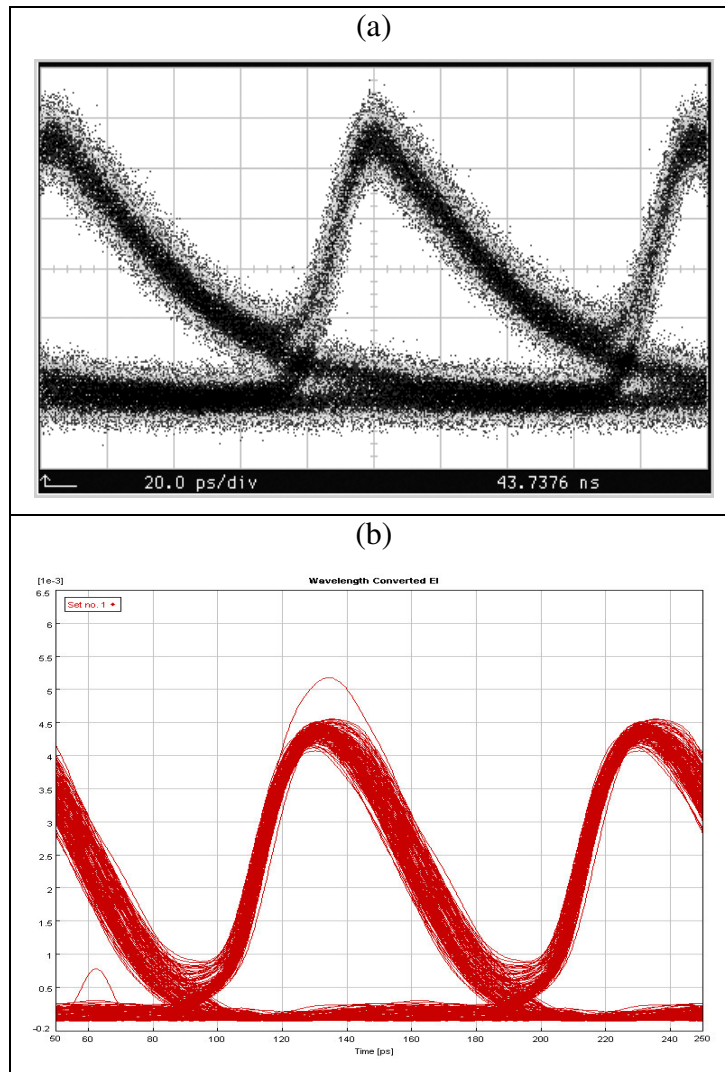
Το παλμικό σήμα καταγραφής χρησιμοποιείται ως μέσο για την εικονοποίηση των αποτελεσμάτων της επίδρασης του σήματος άντλησης, ενώ το σήμα συνεχούς κύματος χρησιμοποιείται για τον κορεσμό του SOA. Αναλυτικότερη περιγραφή για τις μετρήσεις άντλησης-καταγραφής υπάρχει στο [4.37].



Σχήμα 4.17: Αποτελέσματα μετρήσεων καταγραφής-άντλησης (a) Πειραματικά αποτελέσματα και (b) Αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις με το VPI

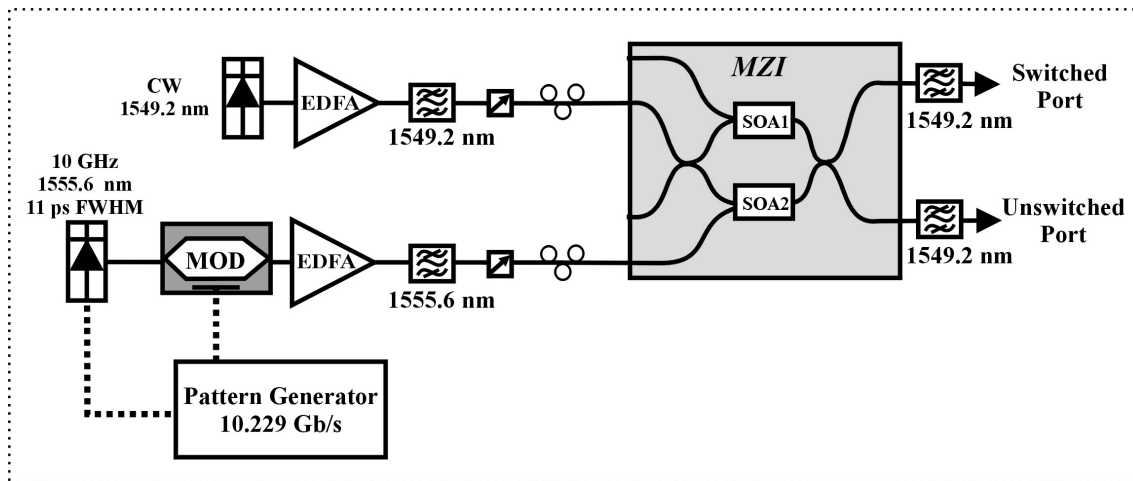
Για ρεύμα έκχυσης 200mA η ανάκαμψη του κέρδους στο $1/e$ (67%) σύμφωνα με την Εικ. 4.17(a) πειραματικά μετρήθηκε στα 19ps ενώ για ρεύμα έκχυσης 300mA στα 16ps. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της Εικ 4.17(b) συμφωνούν απολύτως αφού ο χρόνος απόκρισης του κέρδους στο $1/e$ της σταθερής κατάστασης μετρήθηκε ίσος με 16ps για 300mA και 20ps για 200mA.

Μια άλλη μέτρηση με την οποία μπορεί κανείς να επιβεβαιώσει τα παραπάνω είναι μετρώντας την χρονική απόκριση ενός συμβολομέτρου Mach Zehnder κατά την μετατροπή μήκους κύματος ενός σήματος από λ_1 σε λ_2 . Η μέτρηση αυτή είναι έμμεση ως προς τον υπολογισμό απόκρισης του κέρδους και είναι μικρότερης ακρίβειας σε σχέση με τον χαρακτηρισμό ενός SOA από μετρήσεις άντλησης-καταγραφής. Τέτοιες μετρήσεις όμως μετατροπής μήκους κύματος μπορούν να πραγματοποιηθούν πολύ εύκολα στο Ε.Φ.Ε. και τα αποτελέσματα για ένα από τα MZI της CIP απεικονίζονται στην Εικ. 4.18(a). Η καταγραφή των αποτελεσμάτων πραγματοποιήθηκαν με παλμογράφο δειγματοληψίας και φωτοδίοδο με φασματικό εύρος 50 GHz. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στην Εικ. 4.18(b).



Σχήμα 4.18: Έξοδος Mach Zehnder συμβολομέτρου όταν χρησιμοποιείται ως μετατροπέας μήκους κύματος (a) Πειραματικά αποτελέσματα και (b) Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για το πείραμα της μετατροπής μήκους κύματος ενός σήματος από τα 1555.6nm στα 1549.2nm παρουσιάζεται στην Εικ. 4.19. Ως σήμα ελέγχου χρησιμοποιήθηκε μία ψευδοτυχαία ακολουθία (PRBS 2^7-1), με ρυθμό επανάληψης δυφίων 10 Gb/s. Το χρονικό εύρος των παλμών ήταν 11 ps ενώ η ισχύς κορυφής τους ήταν 12.8 mW (ενέργεια ανά παλμό 140fJ). Η ισχύς του σήματος συνεχούς κύματος (CW) πάνω στο οποίο καταγράφηκε το παλμικό σήμα ήταν 200 uW. Το μήκος κύματος του παλμικού σήματος ήταν 1555.6nm και του CW σήματος 1549.2nm. Το ρεύμα έκχυσης στους SOAs ήταν 300mA. Με αυτά τα χαρακτηριστικά των σημάτων, ο χρόνος απόκρισης του συμβολομέτρου μετρήθηκε στο $1-1/e$ (67%) της μέγιστη μεταγωγής CW σήματος στη θύρα μεταγωγής, στα ~45 ps πειραματικά και στις προσομοιώσεις ~43 ps (Σχήμα 4.18). Μικρή απόκλιση παρατηρείται μόνο στην αργή ανάκαμψη του κέρδους κατά την επαναφορά της θερμοδυναμικής ισορροπίας της πυκνότητας των φορέων λόγω της έκχυσης φορέων από την εξωτερική πηγή ρεύματος.

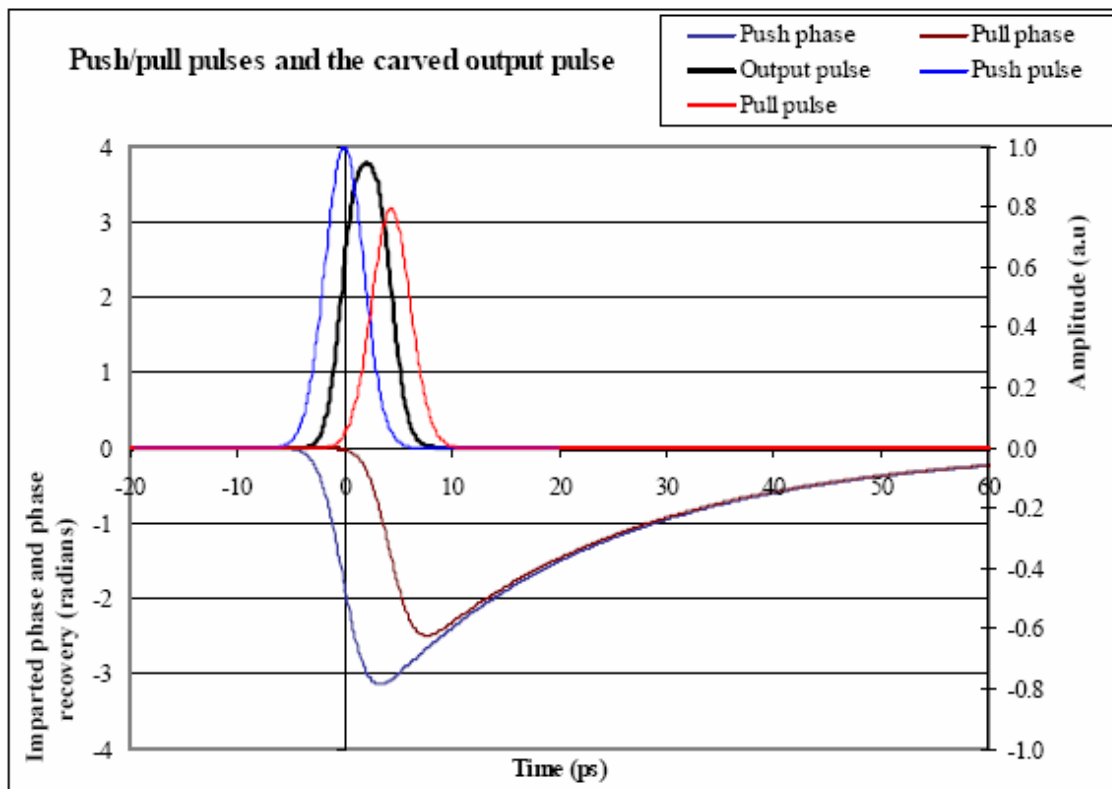


Σχήμα 4.19: Πειραματική διάταξη για το πείραμα της μετατροπής μήκους κύματος από τα 1555.6nm στα 1549.2nm

Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφερθεί η τεχνική της μεταγωγής ώθησης έλξης ή διαφορικής διαμόρφωσης φάσης. Η μέθοδος ώθησης-έλξης βασίζεται στην απόκριση φάσης ενός συμβολομέτρου. Τη μεταγωγή ενός σήματος από τη μία θύρα εξόδου στην άλλη δεν την καθορίζει η απόλυτη φάση που εισάγεται σε αυτό λόγω ετεροδιαμόρφωση φάσης, αλλά η σχετική φάση η οποία πρέπει να είναι π για την επίτευξη βέλτιστης μεταγωγής. Με την εισαγωγή ενός μόνο σήματος ελέγχου (σήμα ώθησης) και προκαλώντας επομένως στροφή φάσης στον ένα βραχίονα του MZI, η χρονική απόκριση του συμβολομέτρου είναι μια απότομη ανοδική κλίση η οποία ακολουθείται από μια μακριά «ουρά», αποτέλεσμα της στροφής φάσης που προκαλείται από την εισαγωγή ενός στενού παλμού (ενδοζωνικά φαινόμενα) που ακολουθείται από την αργή απόκριση του κέρδους έως ότου αποκατασταθεί η θερμοδυναμική ισορροπία με την έκχυση φορέων από την εξωτερική πηγή (διαζωνικά φαινόμενα). Τα παραπάνω είναι ορατά και στην Εικ. 4.18. Ωστόσο με την εισαγωγή ενός δεύτερου σήματος ελέγχου (σήμα έλξης) καθυστερημένο κατά Δt στον άλλο βραχίονα, τότε το συμβολόμετρο σχηματίζει στη θύρα μεταγωγής του S ένα στενό παράθυρο μεταγωγής που εξαρτάται από το χρονικό εύρος των παλμών ελέγχου και τη χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους. Το δεύτερο σήμα ελέγχου (σήμα έλξης) έχει χαμηλότερη ισχύ σε σχέση με το πρώτο σήμα ώθησης και δρα ως παλμός που κλείνει το παράθυρο μεταγωγής καθώς επαναφέρει την ισορροπία φάσης ($\Delta\phi=0$) μεταξύ των δύο

βραχιόνων. Έτσι με τον τρόπο αυτό μπορεί να γίνει αναίρεση των αργής απόκρισης του κέρδους των SOAs.

Τα παραπάνω απεικονίζονται παραστατικά στην Εικ. 4.20 όπου φαίνεται η απόκριση της φάσης τόσο λόγω του σήματος ώθησης, όσο και λόγω του σήματος έλξης. Ρυθμίζοντας την ισχύ του σήματος έλξης ώστε να προκαλεί αναίρεση της φάσης του σήματος ώθησης είναι δυνατόν ο σχηματισμός παραθύρου μεταγωγής χρονικού εύρους 7-8ps έναντι 30-50ps που είναι με την εφαρμογή ενός μόνου σήματος ελέγχου. Πρέπει να τονιστεί ότι η ισχύς του σήματος έλξης πρέπει να ρυθμίζεται με πολύ μεγάλη ακρίβεια γιατί διαφορετικά η διαφορά φάσης που προκαλούν τα δύο σήματα ελέγχου οδηγεί στο σχηματισμό ενός δεύτερου παραθύρου μεταγωγής (trailing switching window) ή ακόμα και στο σχηματισμό υποβάθρου σε όλο το σήμα που μετράγεται στη θύρα εξόδου S του συμβολομέτρου.



Σχήμα 4.20: Αρχή λειτουργίας της τεχνικής μεταγωγής ώθησης-έλξης. Οι παλμοί εισόδου έχουν χρονικό εύρος ημισείας ισχύος ~4ps και χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους $\Delta t \sim 5ps$. Η ισχύς του σήματος έλξης είναι ~1dB λιγότερο σε σχέση με το σήμα ώθησης έτσι ώστε να επιτευχθεί πλήρης ακύρωση της αργής ανάκαμψης της φάσης.

Η τεχνική της διαφορικής διαμόρφωσης φάσης είναι πολύ χρήσιμη σε εφαρμογές μετατροπής μήκους κύματος και 2R αναγέννησης καθώς το παράθυρο μεταγωγής ταυτίζεται με το παλμό που σχηματίζεται στην έξοδο του MZI. Έτσι με τη μέθοδο αυτή είναι δυνατή η λειτουργία των SOA-MZI σε ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων που είναι υψηλότερος από το σταθερά 1/ (Χρόνος απόκρισης κέρδους των SOAs).

Από την παραπάνω ανάλυση προέκυψε ότι και τα δύο μακροσκοπικά χαρακτηριστικά που είχαν τεθεί στην αρχή για την εξεύρεση της σωστής ομάδας παραμέτρων για το μοντέλο του

Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού στο VPI εκπληρούνται περισσότερο από ικανοποιητικά. Τόσο οι καμπύλες κέρδους όσο και ο χρόνος απόκρισης του ημιαγωγού που προκύπτουν από τις προσομοιώσεις ταιριάζουν με τα πειραματικά δεδομένα για μια ευρεία περιοχή συνθηκών λειτουργίας του ενισχυτή. Στη συνέχεια θα αντιπαραθέσουμε τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τα πειράματα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων (Clock and Data Recovery Circuit) και 2x2 Διακόπτη (2x2 Exchange Bypass Switch) που υλοποιήθηκαν στο Ε.Φ.Ε. με πύλες MZI της CIP, με αντίστοιχα αποτελέσματα από προσομοιώσεις με το μοντέλο SOA που παρουσιάστηκε έως τώρα.

4.17 Αναφορές Κεφαλαίου

- [4.1] N. Sugimoto, H. Kanbara, S. Fujiwura, K. Tanaka, Y. Shimizugawa, and K. Hirao, "Third-order optical nonlinearities and their ultrafast response in Bi_2O_3 $\text{B}_2\text{O}_3\text{SiO}_2$ glasses", OSA J. Opt. Soc. Amer. Vol. 16, No. 11, pp. 1904-1908, 1999
- [4.2] J. Y. Y. Leong, P. Petropoulos, J. H. V. Price, Heike Ebendorff-Heidepriem, S. Asimakis, R. C. Moore, K. E. Frampton, V. Finazzi, X. Feng, T. M. Monro, and D. J. Richardson, "High-Nonlinearity Dispersion-Shifted Lead-Silicate Holey Fibers for Efficient 1- μm Pumped Supercontinuum Generation", IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 24, No. 1, pp. 183-190, 2006.
- [4.3] K. J. Rowland, S. Afshar V., T. M. Monro, "Nonlinearity Enhancement of Filled Microstructured Fibers Operating in the Nanowire Regime", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2006, Anaheim, CA, USA, vol. 2, OTuH3.
- [4.4] G. Meloni, M. Scaffardi, P. Ghelfi, A. Bogoni, L. Potì, and N. Calabretta, "Ultrafast All-Optical ADD-DROP Multiplexer Based on 1-m-Long Bismuth Oxide-Based Highly Nonlinear Fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 17, No. 12, pp. 2661-2663, 2005.
- [4.5] J. H. Lee, S. Ohara, T. Nagashima, T. Hasegawa, N. Sugimoto, K. Igarashi, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Clock Recovery and Demultiplexing of High-Speed OTDM Signal Through Combined Use of Bismuth Oxide Nonlinear Fiber and Erbium-Doped Bismuth Oxide Fiber", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 17, No. 12, pp. 2658-2660, 2005.
- [4.6] E. Burr, M. Pantouvaki, M. Fice, R. Gwilliam, A. Krysa, J. Roberts, and A. Seeds, "Signal Stability in Periodically Amplified Fiber Transmission Systems Using Multiple Quantum Well Saturable Absorbers for Regeneration", IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 24, No. 2, pp. 747-754, 2006.
- [4.7] L. Schares, C. Schubert, C. Schmidt, H.G. Weber, L. Occhi, and G. Guekos, "Phase dynamics of semiconductor optical amplifiers at 10-40 GHz", IEEE J. Quantum. Electron., vol. 39, No. 11, pp. 1394-1408, 2003
- [4.8] T. Tamanuki, S. Nakamura, Y. Ueno, K. Tajima, S. Ae, K. Mori, H. Hatakeyama, and T. Sasaki, "Dependence of nonlinear phase shift on cavity length of SOA for all-optical signal processing", presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, Atlanta, GA, USA, vol. 2, ThX4.
- [4.9] G. Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Neild, L. Rivers, A. Poustie, F. Gunning, X. Yang, A. D. Ellis, R. Webb, R. J. Manning, "WDM-enabled, 40Gb/s Hybrid Integrated All-optical Regenerator", presented at the 31st European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, UK, PDP, Th. 4.2.2
- [4.10] I. Kang, C. Dorrer, L. Zhang, M. Rasras, L. Buhl, A. Bhardwaj, S. Cabot, M. Dinu, X. Liu, M. Cappuzzo, L. Gomez, A. Wong-Foy, Y. F. Chen, S. Patel, D. T. Neilson, J. Jaques, C. R. Giles, "Regenerative All Optical Wavelength Conversion of 40-Gb/s DPSK Signals using a Semiconductor Optical Amplifier Mach-Zehnder Interferometer", presented at the 31st European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, UK, PDP, Th. 4.3.3
- [4.11] R. Sato, T. Ito, Y. Shibata, A. Ohki, and Y. Akatsu, "40-gb/s burst-mode optical 2R regenerator", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 17, No. 10, pp. 2194-2196, 2005.
- [4.12] V. Lal, M. L. Mašanović, D. Wolfson, D. J. Blumenthal, G. Fish, C. Coldren, "Monolithic Widely Tunable Optical Packet Forwarding Chip in InP for All-Optical Label Switching with 40 Gbps Payloads and 10 Gbps Labels", presented at the 31st European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, UK, PDP, Th. 4.3.1
- [4.13] P. Bernasconi, Z. Liming, Y. Weiguo, N. Sauer, L.L. Buhl, J.H. Sinsky, K. Inuk, S. Chandrasekhar, and D.T. Neilson, "Monolithically integrated 40-gb/s switchable wavelength converter", IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 24, No. 1, pp. 71-76, 2006.

- [4.14] Y. Liu et al., “All-optical switching of 80 Gb/s data packets using a wavelength converter controlled by a monolithically integrated optical flip-flop”, presented at the 31st European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, UK, PDP, Th. 4.3.2.
- [4.15] www.kailight.com
- [4.16] Colja Schubert, “Interferometric Gates for All-Optical Signal Processing”, PhD Thesis, Technical University of Berlin, April 2004.
- [4.17] S. Diez, C. Schubert, R. Ludwig, H.-J. Ehrke, U. Feiste, C. Schmidt, and H. G. Weber, “160 Gbit/s all-optical demultiplexer using hybrid gain-transparent SOA Mach-Zehnder interferometer,” *Electron. Lett.*, vol. 36, No. 17, pp. 1484–1486, 2000.
- [4.18] K. Kato, and Y. Tohmori, “PLC Hybrid Integration Technology and Its Application to Photonic Components”, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 6, No. 1, pp. 4-13, 2000.
- [4.19] J. Leuthold, F. Girardin, P.A. Besse, E. Gamper, G. Guekos, and H. Melchior, “Polarization Independent Optical Phase Conjugation with Pump-Signal Filtering in a Monolithically Integrated Mach–Zehnder Interferometer Semiconductor Optical Amplifier Configuration”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 11, pp. 1569–1571, 1998
- [4.20] S. Nakamura, T. Tamanuki, Y. Ueno, and K. Tajima, “Ultrafast optical demultiplexing, regeneration, and wavelength-conversion with symmetric-Mach-Zehnder all-optical switches”, presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, Atlanta, GA, USA, vol. 1, WG1.
- [4.21] D. Wolfson, A. Kloch, T. Fjelde, C. Janz, B. Dagens, and M. Renaud, “40 Gb/s all-optical wavelength conversion, regeneration, and demultiplexing in an SOA-based all-active Mach-Zehnder Interferometer”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, No. 3, pp. 332–334, 2000.
- [4.22] G. Maxwell et al., “Very Low coupling loss, hybrid-integrated all-optical regenerator with passive assembly”, presented at the 28th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2002, Copenhagen, Denmark, PD 3.5.
- [4.23] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, “Long wavelength semiconductor lasers”, Van Nostrand Reinhold, NY, 1986.
- [4.24] G. P. Agrawal, “Semiconductor lasers: Past, Present and Future”, AIP Press, Woodbury, NY, 1995.
- [4.25] T. Akiyama et al., “An Ultrawide-Band (120 nm) Semiconductor Optical Amplifier Having an Extremely-High Penalty-Free Output Power of 23 dBm Realized with Quantum-Dot Active Layers”, presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2005, Anaheim, CA, USA, PDP12.
- [4.26] T.W. Berg and J. Mork, “Quantum dot amplifiers with high output power and low noise,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 82, no. 18, pp. 3083-3085, May 2003.
- [4.27] P. Borri, W. Langbein, J. M. Hvam, F. Heinrichsdorff, M.-H. Mao, and Dieter Bimberg, “Spectral Hole-Burning and Carrier-Heating Dynamics in InGaAs Quantum-Dot Amplifiers”, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 6, No. 3, pp. 544–551, 2000.
- [4.28] E. U. Rafailov, P. Loza-Alvarez, W. Sibbett, G. S. Sokolovskii, D. A. Livshits, A. E. Zhukov, and V. M. Ustinov, “Amplification of Femtosecond Pulses Over by 18 dB in a Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, No. 8, pp. 1023–1025, 2003
- [4.29] P. Borri, W. Langbein, S. Schneider, U. Woggon, R. L. Sellin, D. Ouyang, and D. Bimberg, “Exciton relaxation and dephasing in quantum-dot amplifiers from room to cryogenic temperature,” *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 8, No. 5, pp. 984–991, 2002.
- [4.30] T. Akiyama, H. Kuwatsuka, T. Simoyama, Y. Nakata, K. Mukai, M. Sugawara, O. Wada, and H. Ishikawa, “Nonlinear gain dynamics in quantum-dot optical amplifiers and its application to optical communication devices,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 37, No. 8, pp. 1059–1065, 2001.

- [4.31] M. Sugawara, T. Akiyama, N. Hatori, Y. Nakata, H. Ebe, and H. Ishikawa, “Quantum-dot semiconductor optical amplifiers for high-bit-rate signal processing up to 160 Gbs and a new scheme of 3R regenerators,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 13, pp. 1683–1691, 2002.
- [4.32] S. Schneider, P. Borri, W. Langbein, U. Woggon, R. L. Sellin, D. Ouyang, and D. Bimberg, “Linewidth Enhancement Factor in InGaAs Quantum-Dot Amplifiers”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 40, No. 10, pp. 1423-11429, 2004.
- [4.33] X. Μπίντζας, “Αμιγώς Οπτική Μεταγωγή και Δρομολόγηση Δεδομένων σε Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2003.
- [4.34] Γ. Θεοφιλόπουλος, “Αμιγώς Οπτική Μεταγωγή Πακέτων για Ψηφιακά Δίκτυα Υπερυψηλών Ταχυτήτων, Πορεία προς την υλοποίηση”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2003.
- [4.35] Μ. Καλύβας, Αμιγώς Οπτική Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος σε Τηλεπικοινωνία Δίκτυα με το Μη Γραμμικό Συμβολόμετρο Υπερυψηλής Ταχύτητας”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2003.
- [4.36] Ν. Πλέρος, “Ψηφιακά Συστήματα Υπερυψηλών Ταχυτήτων για Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2004.
- [4.37] L. Occhi, “Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP: Experimental Characterization and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise”, PhD Thesis, ETHZ, Zurich 2002.
- [4.38] G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, C. Bintjas, N. Pleros, K. Yiannopoulos, A. Stavdas, H. Avramopoulos and G. Guekos, “Optically addressable 2x2 exchange bypass packet switch”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, No. 7, pp. 998-1000, 2002.
- [4.39] 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.*, vol. 14, No. 9, pp. 1363-1365, September 2002.
- [4.40] 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.*, vol. 14, No. 12, pp. 1728-1730, December 2002.
- [4.41] N. Pleros, K. Vyrsoinos, C. Bintjas, K. Yiannopoulos, K. Vlachos, H. Avramopoulos and G. Guekos, “All-optical clock recovery from short, asynchronous data packets at 10 Gbps”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, No. 9, pp. 1291-1293, September 2003.
- [4.42] K. Vlachos, N. Pleros, C. Bintjas, G. Theophilopoulos and H. Avramopoulos, “Ultrafast time domain technology and its application in all-optical signal processing”, (Invited Tutorial paper) *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol.*, vol.21, No.9, pp. 1857-1868, September 2003.
- [4.43] C. Bintjas, K. Vlachos, N. Pleros and H. Avramopoulos, “Ultrafast Nonlinear Interferometer (UNI)-based digital optical circuits and their use in packet switching”, *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol. (Special Issue on Optical Networks)*, vol. 21, No. 11, pp. 2629-2637, November 2003.
- [4.44] G.T. Kanellos, L. Stampoulidis, N. Pleros, T. Houbavlis, D. Tsiokos, E. Kehayas, H. Avramopoulos and G. Guekos, “Clock and Data Recovery circuit for 10 Gb/s asynchronous optical packets”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, No. 11, pp. 1666-1668, November 2003
- [4.45] D. Tsiokos, E. Kehayas, K. Vyrsoinos, T. Houbavlis, L. Stampoulidis, G. T. Kanellos, N. Pleros, G. Guekos and H. Avramopoulos, “10 Gb/s all-optical Half Adder using SOA-based interferometric switches”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, No. 1, pp. 284-286, January 2004
- [4.46] E. Kehayas, G. T. Kanellos, L. Stampoulidis, D. Tsiokos, N. Pleros, G. Guekos and H. Avramopoulos, “Packet-Format and Network-Traffic Transparent Optical Signal Processing”, *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol.*, vol.22, No.11, pp. 2548-2556, September 2005.
- [4.47] M. Eiselt, W. Pieper, H.G. Weber, “SLALOM: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 13, No. 10, pp. 2099-2112, 1995.
- [4.48] J. M. Tang and K. A. Shore, “Strong picosecond optical pulse propagation in semiconductor optical amplifiers at transparency”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 34, No. 7, pp. 1263-1269, 1998

- [4.49] G. Toptchiyski, S. Kindt, K. Petermann, E. Hilliger, S. Diez, and H. G. Weber, "Time-domain modeling of semiconductor optical amplifiers for OTDM applications, *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol.*, vol. 17, No. 12, pp. 2577-2583, 1999.
- [4.50] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Schares, L. Occhi, and G. Guekos, "Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 36, No. 12, pp. 1476-1484, 2000.
- [4.51] Y. Kim, H. Lee, J. Ko, and J. Jeong, "Analysis of frequency chirping and extinction ratio of optical phase conjugate signals by four-wave mixing in SOA's", *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 5, No. 3, pp. 873-879, 1999.
- [4.52] A. Mecozzi and J. Mork, "Saturation induced by picosecond pulses in semiconductor optical amplifiers", *J. Opt. Society. Amer. B*, vol. 14, No. 4, pp. 761-770, 1997.
- [4.53] L. Occhi, Y. Ito, H. Kawaguchi, L. Schares, J. Eckner, and G. Guekos, "Intraband gain dynamics in bulk semiconductor optical amplifiers: measurements and simulations", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 38, No. 1, pp. 54-60, 2002.
- [4.54] Γ. Θ. Κανέλλος, "Αμυγώς οπτική ανάκτηση ρολογιού στα 10 Gb/s", Διπλωματική Εργασία Ε.Μ.Π., Αθήνα 2002
- [4.55] Κ. Ο. Γιαννόπουλος, "Κυκλώματα Υπερυψηλών Ταχυτήτων για Ψηφιακά Οπτικά Δίκτυα", Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2004.
- [4.56] www.vpiphotonics.com
- [4.57] L. D. Landau and E. M. Lifshitz, "Electrodynamics of continuous media", Pergamon Press, 1960.
- [4.58] K. Petermann, "Laser diode modulation and noise", Kluwer Academic Publishers, KTK Scientific Publishers/Tokyo, 1991.
- [4.59] M. J. Adams, D. A. O. Davies, M. C. Tatham and M. A. Fisher, "Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers", *Opt. Quantum Electron.*, vol. 27, No. 1, pp. 1-13, 1995.
- [4.60] N. Storkfelt, B. Mikkelsen, D. S. Olesen, M. Yamaguchi, and K. E. Stubkjaer, "Measurement of Carrier Lifetime and Linewidth Enhancement Factor for 1.5- μ m Ridge-Waveguide Laser Amplifier", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, No. 7, pp. 632-634, 1991.
- [4.61] B. Dagens, A. Markus, J. X. Chen, J.-G. Provost, D. Make, O. Le Gouezigou, J. Landreau, A. Fiore and B. Thedrez, "Giant linewidth enhancement factor and purely frequency modulated emission from quantum dot laser," *Electron. Lett.*, vol. 41, No. 6, pp. 323-324, 2005.
- [4.62] Z. Mi, P. Bhattacharya, and S. Fathpour, "High-speed 1.3 μ m tunnel injection quantum-dot lasers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 86, No. 15, pp. 153109, 2005.
- [4.63] T. C. Newell, D. J. Bossert, A. Stintz, B. Fuchs, K. J. Malloy, and L. F. Lester, "Gain and linewidth enhancement factor in InAs quantum-dot laser diodes," *IEEE Photon. Technol. Lett.* vol. 11, No. 12, pp. 1527-1529, 1999.
- [4.64] A. Markus, J. X. Chen, O. Gauthier-Lafaye, J.-G. Provost, C. Paranthoen and A. Fiore, "Impact of intraband relaxation on the performance of a quantum-dot laser," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* Vol. 9, No. 5, pp. 1308-1314, 2003.
- [4.65] L. F. Tiemeijer, P. J. A. Thijs, T. van Dongen, J. J. M. Binsma, and E. J. Jansen, "Self-Phase Modulation Coefficient of Multiple-Quantum-Well Optical Amplifiers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, No. 7, pp. 876-878, 1996.
- [4.66] R. Inohara, K. Nishimura, M. Tsurusawa, and M. Usami, "Experimental Analysis of Cross-Phase Modulation and Cross-Gain Modulation in SOA-Injecting CW Assist Light", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, No. 9, pp. 1192-1194, 2003.
- [4.67] S.-C. Cao and J. C. Cartledge, "Measurement-Based Method for Characterizing the Intensity and Phase Modulation Properties of SOA-MZI Wavelength Converters", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, No. 11, pp. 1578-1590, 2002.
- [4.68] B.Lavigne, E.Balmefrezol, P.Brindel, B.Dagens, L.Pierre, P.Pecci, R.Brenot, O.Leclerc, "Operation margins of 40Gb/s SOA-MZI used in differential scheme for optical 3R

- regeneration”, presented at at the 28th European Conference on Optical Communication (ECOC) 2002, Copenhagen, Denmark, 7.3.5
- [4.69] T. Tamanuki, S. Nakamura, Y. Uena, K. Tajima, “Dependence of Nonlinear Phase Shift on Cavity Length of SOA for All-optical Signal Processing”, presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2003, Atlanta, GA, USA, vol. 2, ThX4.
 - [4.70] M. J. Adams, D. A. O. Davies, M. C. Tatham and M. A. Fisher, “Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers”, *Opt. Quantum Electron.*, vol. 27, No. 1, pp. 1-13, 1995
 - [4.71] S. Diez, C. Schmidt, R. Ludwig, H. G. Weber, S. Kindt, I. Koltchanov and K. Peterman, “Four-Wave Mixing in semiconductor optical amplifiers for frequency conversion and fast optical switching”. *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 3, No. 5, pp. 1131-1145, 1997.
 - [4.72] A. Mecozzi, S. Scotti, A. D’Ottavi, E. Iannone and P. Spano, “Four-Wave mixing in traveling-wave semiconductor amplifiers”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 31, No. 4, pp. 689-699, 1995.
 - [4.73] J. M. Wiesenfeld, “Gain dynamics and associated nonlinearities in semiconductor optical amplifiers”, *J. of High Speed Electronics and Systems*, vol. 7, No. 1, pp. 179-222, 1996.
 - [4.74] K. L. Hall, E. R. Thoen, and E. P. Ippen, *Nonlinearities in Active Media*, vol. 59, E. Garmire. A. Kost Ed. *Nonlinear optics in semiconductor*, chapter 2, pp. 83-160, Academic Press, 1999.
 - [4.75] K. L. Hall, G. Lenz, A. M. Darwish and E. P. Ippen, “Sub-picosecond gain and index nonlinearities in InGaAsP diode lasers”, *Opt. Commun.*, vol. 111, No. 5-6, pp. 589-612, 1994.
 - [4.76] Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, H. de Waardt, A. M. J. Koonen, G.D. Khoe, H.J.S. Dorren, X. Shu, and I. Bennion, “Error-free 320 Gb/s SOA-based Wavelength Conversion using Optical Filtering”, presented at Optical Fiber Communication (OFC) Conference 2006, Anaheim, CA, USA, PDP28.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ 2x2 ΔΙΑΚΟΠΤΗ ΚΑΙ ΑΝΑΚΤΗΣΗΣ ΡΟΛΟΓΙΟΥ ΚΑΙ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

5.1 Εισαγωγή

Στο προηγούμενο Κεφάλαιο παρουσιάστηκε αναλυτικά το συμβολόμετρο Mach Zehnder με τους Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού ως μη γραμμικό μέσο. Επειδή οι SOAs είναι το ενεργό στοιχείο το οποίο καθορίζει την απόδοση της πύλης ως διακόπτη και ως ψαλιδιστή, για τις εφαρμογές αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος που μας ενδιαφέρουν έπρεπε να ευρεθεί η ομάδα παραμέτρων για τους SOAs της CIP για τις οποίες προσομοιώνεται πιστά η λειτουργία της πύλης τόσο στην περιοχή ασθενούς σήματος (γραμμική περιοχή) όσο και κορεσμού. Μάλιστα η ορθή λειτουργία του μοντέλου του SOA στις δύο αυτές περιοχές έπρεπε να είναι και για στατικές αλλά και για δυναμικές συνθήκες λειτουργίας. Έτσι αρχικά έλαβε χώρα ο στατικός χαρακτηρισμός των SOAs μέσω των καμπύλων κέρδους ως προς την ισχύ εισόδου σήματος συνεχούς κύματος για διάφορα ρεύματα έκχυσης. Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε και ο δυναμικός χαρακτηρισμός των SOAs μέσω των καμπυλών από τις μετρήσεις άντλησης-καταγραφής αλλά και μετατροπής μήκους κύματος. Οι εικόνες στο τέλος του ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 που δείχνουν την πλήρη συμφωνία μεταξύ πειραματικών αποτελεσμάτων και αποτελεσμάτων προσομοιώσεων σε όλες τις παραπάνω συνθήκες, αποτελούν ισχυρές ενδείξεις ότι η ομάδα παραμέτρων που τελικά επιλέχθηκε μπορεί κάλλιστα να εκπληρώσει τον στόχο που είναι η προσομοίωση της πύλης SOA-MZI σε κάθε πιθανή εφαρμογή αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος.

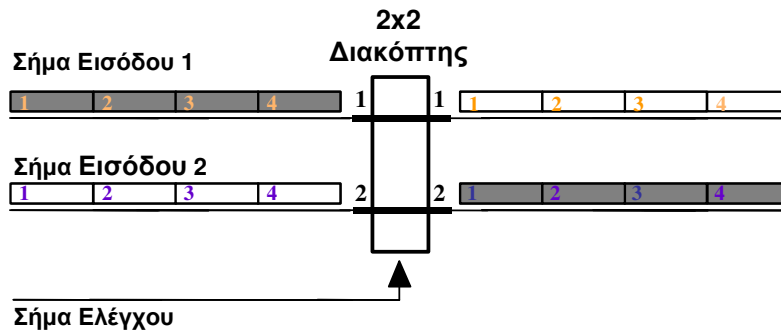
Στο κεφάλαιο αυτό επιβεβαιώνεται πλήρως η ορθή επιλογή του μοντέλου που χρησιμοποιεί το VPI για την προσομοίωση του SOA αλλά και η ομάδα παραμέτρων που επιλέχθηκε μέσω της προσομοίωσης δύο πολύπλοκων κυκλωμάτων αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος. Το πρώτο είναι ένας 2x2 διακόπτη και το δεύτερο ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων. Η 2x2 μεταγωγή είναι η δυσκολότερη δρομολόγηση που μπορεί να επιτελέσει μια πύλη SOA-MZI για λόγους που θα αναλυθούν παρακάτω. Το δεύτερο κύκλωμα απαιτεί το συνδυασμό δύο πυλών από τις οποίες η πρώτη λειτουργεί ως ψαλιδιστής (και άρα οι SOAs του MZI είναι κορεσμένοι) ενώ η δεύτερη ως AND (και επομένως οι SOAs του MZI λειτουργούν στην περιοχή ασθενούς σήματος). Με την προσομοίωση επομένως των δύο διατάξεων εξετάζεται η λειτουργία της πύλης SOA-MZI σε όλες τις πιθανές συνθήκες που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αμιγώς οπτική επεξεργασία σήματος. Τα αποτελέσματα από

τις προσομοιώσεις συγκρίνονται με αυτά που έχουν προκύψει κατά την πειραματική υλοποίηση των διατάξεων στο Ε.Φ.Ε. ενώ γίνεται και πρόβλεψη της απόδοσης τους σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

Η συμφωνία μεταξύ πειράματος και θεωρίας δείχνει ότι το πρόγραμμα VPI με τη συγκεκριμένη ομάδα παραμέτρων για τους SOAs αποτελεί ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο με το οποίο μπορεί να μελετηθεί η απόδοση διαφόρων οπτικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας τα οποία απαιτούν τη διασύνδεση πολλών πυλών. Τέτοια κυκλώματα είναι ακόμα πολύ δύσκολο να υλοποιηθούν πειραματικά καθώς η λειτουργία της κάθε πύλης απαιτεί σημαντικό συνοδευτικό εργαστηριακό εξοπλισμό ο οποίος κοστίζει πολύ. Όμως είναι επιθυμητό να προσομοιώνονται διατάξεις με όσο το δυνατόν περισσότερες πύλες καθώς όσο πιο πολλές είναι αυτές, τόσο πιο «έξυπνο» μπορεί να είναι ένα τέτοιο οπτικό κύκλωμα και να προσεγγίζει τις δυνατότητες των αντίστοιχων ηλεκτρονικών. Αντίστοιχα επομένως μπορούν να μεταφερθούν και λειτουργίες ενός οπτικού δικτύου από το ηλεκτρονικό στο οπτικό επίπεδο προσφέροντας έτσι ευφύια (intelligence) στο φυσικό επίπεδο. Το τελευταίο είναι μια ερευνητική περιοχή η οποία παρουσιάζει έντονο ενδιαφέρον διότι όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 1 η μεταφορά όσο το δυνατόν περισσότερων λειτουργιών από τα ανώτερα στρώματα στο φυσικό επίπεδο θα επιτρέψει τη δημιουργία των οπτικών δικτύων 3^{ης} γενιάς.

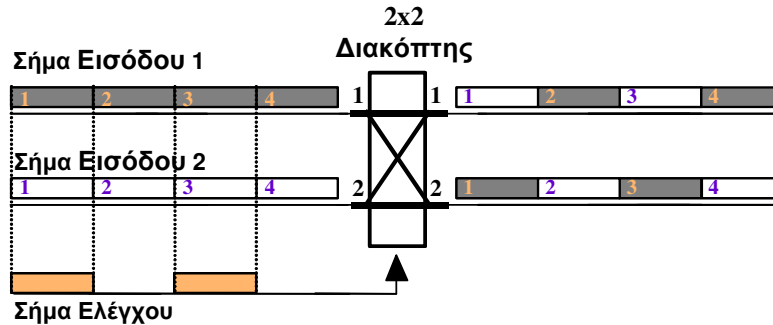
5.2 Διακόπτης 2x2 με μια πύλη SOA-MZI

Βασικό δομικό στοιχείο όλων των πινάκων μεταγωγής σε ένα δρομολογητή είναι ένας 2x2 διακόπτης μεταγωγής. Η αρχή λειτουργίας του παρουσιάζεται πιο αναλυτικά στα δύο Σχήματα 5.1 και 5.2 που ακολουθούν.



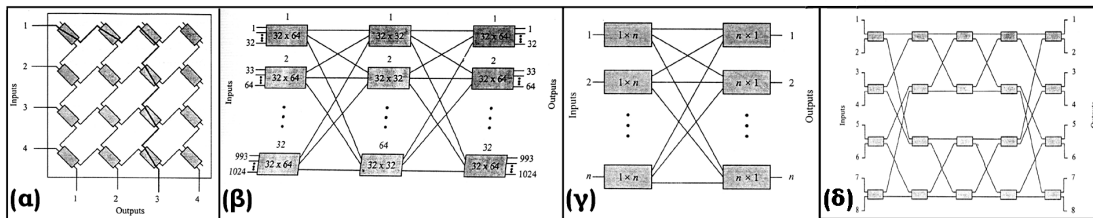
Σχήμα 5.1: Λειτουργία 2x2 διακόπτη σε κατάσταση μη μεταγωγής.

Στο Σχήμα 5.1 φαίνεται η συμπεριφορά του διακόπτη απουσία σήματος ελέγχου. Στην περίπτωση αυτή, οι παλμοί των δύο σημάτων, τα οποία εισέρχονται στις εισόδους IN1 και IN2 στο αριστερό μέρος του παρακάτω σχήματος, εξέρχονται ανεπηρέαστα από τις αντίστοιχες εξόδους OUT1 και OUT2. Ο διακόπτης λειτουργεί τότε στην κατάσταση μη μεταγωγής (bar state). Παρουσία του σήματος ελέγχου στο διακόπτη (Σχήμα 5.2), τα χρονικά αντίστοιχα με αυτό σήματα εναλλάσσονται στην έξοδο. Με την παρουσία δηλαδή του σήματος ελέγχου, το σήμα που εισέρχεται στην είσοδο IN1 εξέρχεται από την έξοδο OUT2, ενώ το (χρονικά) αντίστοιχο που εισέρχεται στην είσοδο IN2 εξέρχεται από την έξοδο OUT1. Ο διακόπτης λειτουργεί τότε στην κατάσταση μεταγωγής (cross state).



Σχήμα 5.2: Λειτουργία 2x2 διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής

Χρησιμοποιώντας κατάλληλο αριθμό 2x2 διακοπτών μεταγωγής, είναι δυνατό να σχηματιστεί ένας NxN διακόπτης οποιασδήποτε διάστασης. Ως NxN ορίζεται γενικά ένας διακόπτης όταν έχει N θύρες εισόδου και N θύρες εξόδου. Συγκεκριμένα, ένας διακόπτης ονομάζεται NxN διακόπτης μεταγωγής όταν τα σήματα στις N εισόδους του μπορούν να εξέρχονται κατά βούληση από οποιοδήποτε από τις N εξόδους του, χωρίς όμως δύο σήματα εισόδου να εμφανίζονται ταυτόχρονα στην ίδια έξοδο. Χρησιμοποιώντας διάφορες αρχιτεκτονικές και λαμβάνοντας υπ' όψιν αν ο NxN διακόπτης χρειάζεται να είναι blocking, rearrangeably non-blocking, wide – sense non-blocking ή strictly non-blocking είναι δυνατή η υλοποίησή του με κατάλληλη συνδεσμολογία 2x2 διακοπτών μεταγωγής. Στο σχήμα 5.3 φαίνονται ενδεικτικά κάποιες από τις πιο γνωστές τοπολογίες με τις οποίες μπορούν να σχηματιστούν NxN διακόπτες μεταγωγής, χρησιμοποιώντας ως δομικά στοιχεία αντίστοιχους 2x2 διακόπτες.



Σχήμα 5.3: Διάφορες τοπολογίες οπτικών στοιχείων διασύνδεσης. (α) Αρχιτεκτονική μεταγωγής/διέλευσης (Crossbar), (β) Αρχιτεκτονική Clos, (γ) Αρχιτεκτονική Spanke και (δ) Αρχιτεκτονική Benes.

5.2.1 Προβλήματα λειτουργίας του SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτη

Η λειτουργία ενός SOA- MZI ως 2x2 διακόπτη παρουσιάζει τις εξής δυσκολίες:

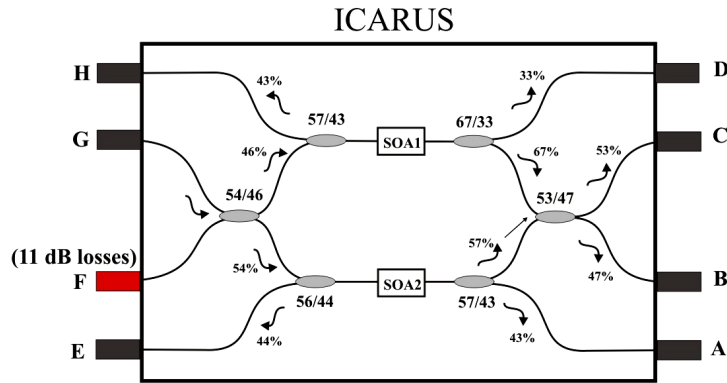
- Οι παλμοί στην έξοδο της πύλης παρουσιάζουν έντονη διαμόρφωση πλάτους καθώς η τυχαία παρουσία ενός, δύο ή τριών σημάτων μέσα στους SOAs προκαλεί έντονα φαινόμενα ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (Cross Gain Modulation-XGM). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το επίπεδο του λογικού «1» των παλμών εξόδου να έχει έντονη διαμόρφωση πλάτους

- Εάν οι λόγοι σύζευξης του MZI δεν είναι ιδανικοί 50:50, δεν μπορεί να επιτευχθεί τέλεια μεταφορά του σήματος από την είσοδο IN1(IN2) στην αντίστοιχη έξοδο OUT1(OUT2) σε κατάσταση μη μεταγωγής. Ένα μέρος του σήματος που εισέρχεται στην είσοδο IN1(IN2), εμφανίζεται πάντα στην έξοδο OUT2(OUT1) ως διακαναλική παρεμβολή (Crosstalk). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το επίπεδο του λογικού «0» να μην αντιστοιχεί πλέον σε τιμή πλάτους μηδέν, αλλά σε μια άλλη τιμή που εξαρτάται από τους λόγους σύζευξης του MZI.
- Ένας άλλος λόγος που συνεισφέρει στη διακαναλική παρεμβολή είναι το γεγονός ότι δεν μπορεί ποτέ να επιτευχθεί 100% μεταγωγή της ισχύος ενός σήματος στη θύρα μεταγωγής με SOA-MZI διακόπτες. Ένα μέρος του σήματος πάντοτε παραμένει στη θύρα μη μεταγωγής ακόμα και αν όλοι οι συζεύκτες του MZI είναι 50:50. Αυτό που έχει φανεί και μέσα από τις προσομοιώσεις είναι ότι καθώς η ετεροδιαμόρφωση φάσης σχετίζεται με τις ισχύς κορυφής του κάθε σήματος, δεν παίρνει όλος ο παλμός του σήματος εισόδου στροφή φάσης π , αλλά μόνο το κεντρικό του μέρος. Η βάση του κάθε παλμού αποχτάει στροφή φάσης λιγότερη από π και το αποτέλεσμα είναι αυτό το κομμάτι του παλμού να μην μετάγεται τελικά [5.1]. Έτσι η παλμοσειρά στην κάθε έξοδο του διακόπτη που αποτελείται από παλμούς που προέρχονται τόσο από μεταγωγή όσο και από μη μεταγωγή εμφανίζει έντονη διακαναλική παρεμβολή λόγω της παρουσίας του μη μεταγόμενου σήματος στο επίπεδο του λογικού «0». Όπως έχει αναφερθεί στη διεθνή βιβλιογραφία [5.2] και έχει παρατηρηθεί και από τον συγγραφέα της διατριβής αυτής με προσομοιώσεις, η διακαναλική αυτή παρεμβολή μειώνεται με την αύξηση του συντελεστή κέρδους-φάσης α των SOAs. Ο λόγος είναι ότι με την αύξηση του συντελεστή α , αυξάνεται και το ποσοστό του παλμού που μετάγεται και για μεγάλες τιμές ($\alpha > 12$) η παρεμβολή τείνει στο μηδέν.
- Εάν τα δύο σήματα εισόδου έχουν το ίδιο μήκος κύματος, τότε υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να εμφανίζονται φαινόμενα συμφωνίας (coherence) μεταξύ των σημάτων. Εάν τα δύο σήματα εξόδου είναι σε διαφορετικά μήκη κύματος τότε απαιτείται στην έξοδο του διακόπτη τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται για την αποκοπή του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής να εμφανίζουν δύο περιοχές μεταφοράς ισχύος. Στα οπτικά φίλτρα αυτό είναι πολύ δύσκολο να γίνει και στην πράξη χρησιμοποιείται ένα μόνο φίλτρο το οποίο είναι αρκετά ευρύ ώστε να περικλείει τα μήκη κύματος και των δύο σημάτων. Τότε όμως ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής που βρίσκεται μεταξύ των δύο σημάτων διέρχεται ανέπαφος και μειώνει σημαντικά το σηματοθορυβικό λόγο του σήματος και άρα υποβαθμίζει σημαντικά την ποιότητα του.

Για την μείωση των φαινομένων διαμόρφωσης πλάτους που οφείλονται στην ετεροδιαμόρφωση κέρδους και τη μείωση του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής, φάνηκε μέσα από τις προσομοιώσεις ότι η παρουσία ενός εξωτερικού σήματος συνεχούς κύματος μπορεί να βοηθήσει σημαντικά. Το CW σήμα κορένοντας τους SOAs του MZI φροντίζει ώστε ανεξάρτητα εάν εισέρχονται στο MZI το ένα ή και τα δύο σήματα εισόδου ταυτόχρονα, να εξέρχονται από την πύλη με το ίδιο σχεδόν πλάτος. Επιπλέον ο κορεσμός των SOAs μειώνει και την εκπομπή θορύβου από αυτούς, βελτιώνοντας το σηματοθορυβικό λόγο των σημάτων στην έξοδο της πύλης.

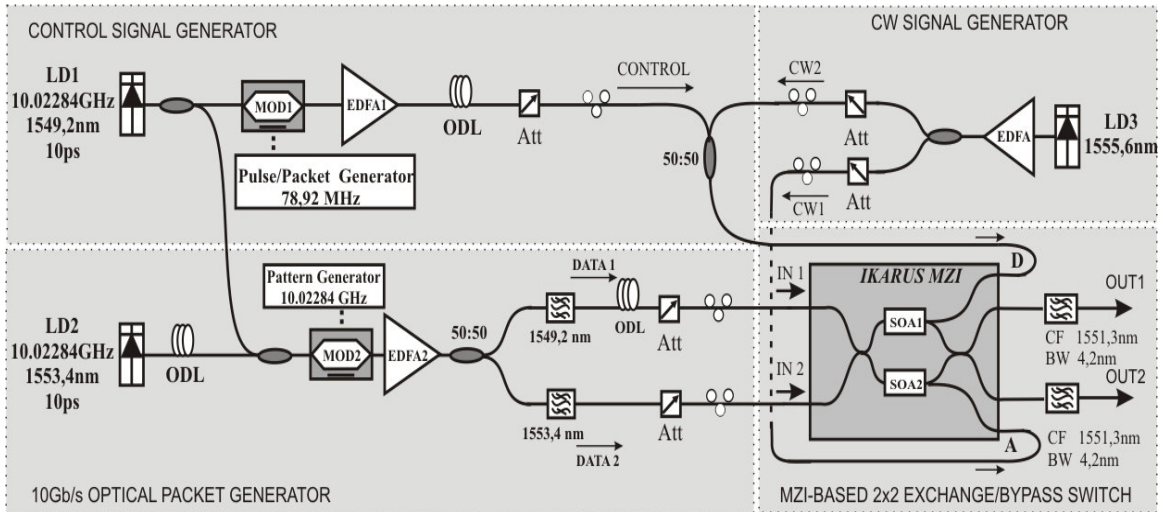
5.2.2 Πειραματική Υλοποίηση του 2x2 Διακόπτη

Το MZI της CIP που χρησιμοποιήθηκε ως διακόπτης, το Ε.Φ.Ε. του έδωσε την ονομασία ICARUS. Ο στατικός χαρακτηρισμός του MZI αυτού έδειξε ότι τόσο οι συζεύκτες που σχηματίζουν το MZI όσο και οι συζεύκτες που χρησιμοποιούνται για την εισαγωγή των σημάτων ελέγχου δεν είναι 50:50, αλλά παρουσιάζουν αποκλίσεις από την ιδανική αυτή τιμή. Όλοι οι λόγοι σύζευξης του ICARUS παρουσιάζονται στην Εικ. 5.4.



Σχήμα 5.4: Λόγοι σύζευξης του MZI ICARUS που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα του 2x2 διακόπτη

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την εξέταση του 2x2 Διακόπτη αποτελείται από 4 τμήματα και παρουσιάζεται στην Εικ. 5.5. Ο γεννήτορας του σήματος ελέγχου παρήγαγε πακέτα στενών παλμών μορφής Return to Zero (RZ), ενώ ο γεννήτορας του σήματος δεδομένων παρείχε δύο σήματα μορφής επίσης RZ, το καθένα από τα οποία ήταν σε διαφορετικό μήκος κύματος. Τέλος ένα σήμα συνεχούς κύματος (CW) χρησιμοποιήθηκε για τον κορεσμό και των δύο SOAs του MZI.



Σχήμα 5.5: Αναλυτική περιγραφή της πειραματικής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την εξέταση του MZI ICARUS ως 2x2 διακόπτη

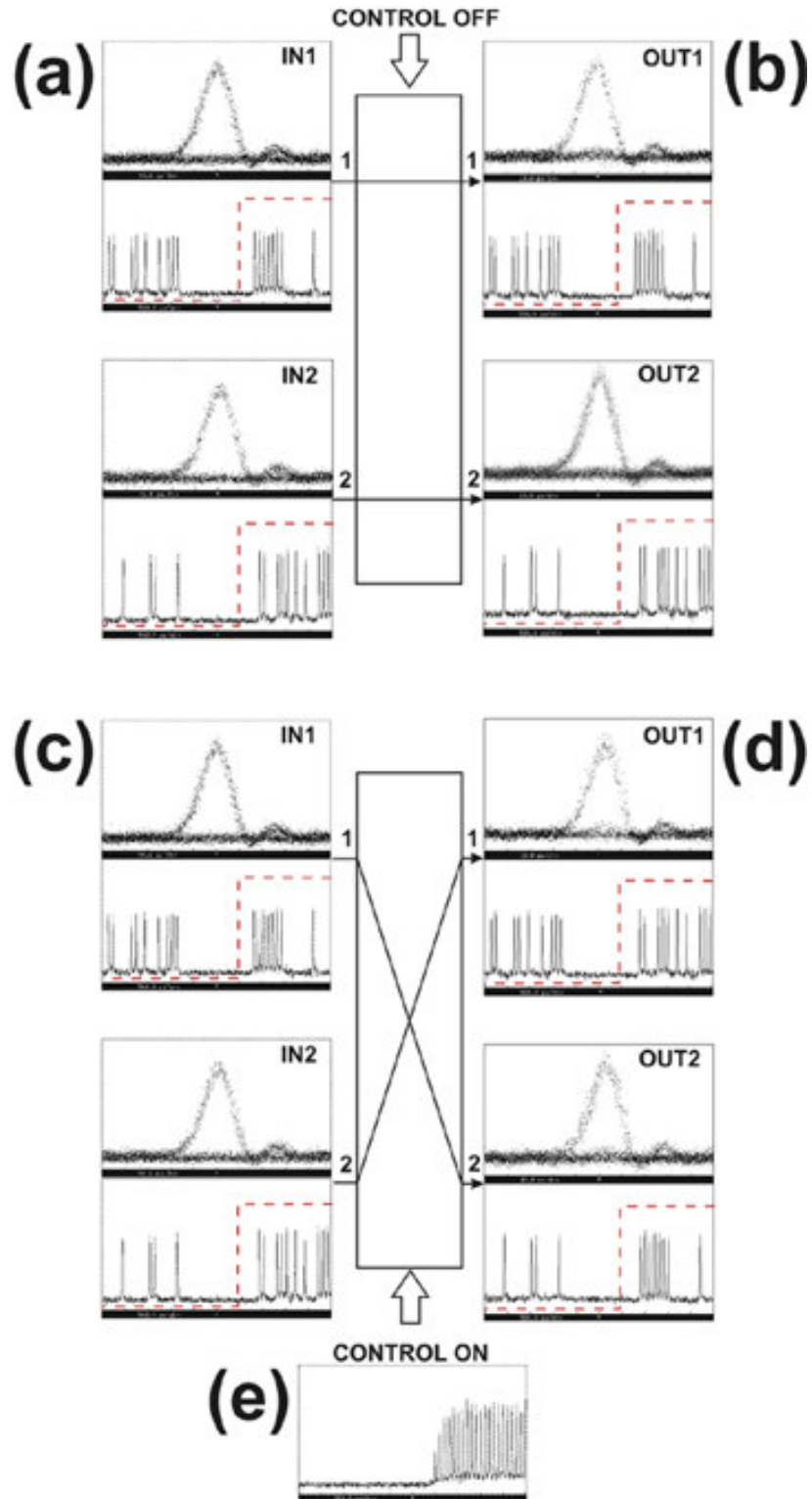
Οι δύο δίοδοι LD1 και LD2 αντιπροσωπεύουν τα δύο laser DFB τα οποία μέσω της μεθόδου διαμόρφωσης απολαβής παρείχαν τα δεδομένα DATA 1 και το σήμα ελέγχου σε μήκος κύματος λ_1 , όπως επίσης και τα δεδομένα DATA 2 σε μήκος κύματος λ_2 . Το μήκος κύματος της LD1 ήταν 1549.2nm και με τη διαμόρφωση απολαβής οι παλμοί που παρήχθησαν σε ρυθμό

επανάληψης 10GHz μετά από γραμμική συμπίεση είχαν χρονικό εύρος 10ps. Η παλμοσειρά αυτή μέσω ενός 50:50 συζεύκτη διαχωρίζονταν σε δύο ίσα μέρη έτσι ώστε να δημιουργηθούν το σήμα DATA 1 και τα πακέτα του σήματος ελέγχου σε μήκος κύματος λ_1 μέσω των δύο LiNbO₃ ηλεκτροπτικών διαμορφωτών MOD2 και MOD1 αντίστοιχα. Το μήκος κύματος της LD2 ήταν 1553.4 nm και με τη διαμόρφωση απολαβής οι παλμοί που παρήχθησαν είχαν παρόμοια χαρακτηριστικά με αυτούς της LD1, δηλαδή ρυθμός επανάληψης 10GHz και χρονικό εύρος 10ps μετά από γραμμική συμπίεση. Οι δύο παλμοσειρές ρολογιού σε μήκη κύματος λ_1 και λ_2 αφού συζευγνύονταν μέσω ενός 50:50 συζεύκτη διαμορφώνονταν μέσω του διαμορφωτή MOD2 σε πακέτα ψευδοτυχαίας ακολουθίας 2^7-1 με χρονική διάρκεια 7.4ns και περίοδο επανάληψης 25.3ns. Τα δύο σήματα μετά την ενίσχυση τους μέσω του EDFA2 χωρίζονταν μέσω ενός 50:50 συζεύκτη και διαχωρίζονταν με φίλτρα με εύρος 0.6nm ώστε να αποτελέσουν τα δεδομένα εισόδου στο MZI, IN1 και IN2. Ο διαμορφωτής MOD1 χρησιμοποιήθηκε για τη παραγωγή πακέτων παλμών μορφής RZ με διάρκεια 7.4ns και περίοδο επανάληψης 25.3ns, ώστε αυτά να χρησιμοποιηθούν ως το σήμα ελέγχου στο διακόπτη. Το σήμα ελέγχου όπως φαίνεται και από το Σχ. 5.5 διαδιδόταν μέσα στους SOAs σε αντίρροπη φορά σε σχέση με τα δύο σήματα ελέγχου. Το σήμα συνεχούς κύματος για τον κορεσμό των SOAs γεννιόταν από μια δίοδο DFB σε μήκος κύματος 1555.6nm. Το σήμα αυτό αφού ενισχύονταν από έναν EDFA διαχωρίζονταν μέσω ενός 50:50 συζεύκτη στα σήματα CW1 και CW2 τα οποία επίσης διαδιδόνταν αντίρροπα σε σχέση με τα σήματα δεδομένων DATA1 και DATA2.

Το συμβολόμετρο ήταν έτσι ρυθμισμένο ώστε στην απουσία σήματος ελέγχου, τα δεδομένα DATA1 που εισέρχονται στη θύρα IN1 να εξέρχονται από τη θύρα OUT1, ενώ τα δεδομένα DATA2 που εισέρχονται στη θύρα IN2 να εξέρχονται από τη θύρα OUT2 (κατάσταση BAR του διακόπτη). Αντίθετα, κατά την παρουσία του σήματος ελέγχου, τα πακέτα δεδομένων στις εισόδους IN1 και IN2 που είναι συγχρονισμένα με τα πακέτα του σήματος ελέγχου ανταλλάζουν θύρες εξόδου (κατάσταση CROSS του διακόπτη) όπως φαίνεται και στο Σχ. 5.5

Τα πειραματικά αποτελέσματα που παρήχθησαν από αυτή τη διάταξη παρουσιάζονται στην Εικ. 5.6, στην οποία παρουσιάζεται ο διακόπτης τόσο σε κατάσταση μεταγωγής όσο και σε κατάσταση μη-μεταγωγής. Στα αποτελέσματα απεικονίζονται τόσο οι παλμοσειρές όσο και τα διαγράμματα ματιού σε χρονική κλίμακα 500ps/div και 10ps/div αντίστοιχα. Οι Εικ. 5.6(a) και 5.6(c) παρουσιάζουν τα εισερχόμενα σήματα IN1 και IN2 σε μήκη κύματος $\lambda_1 = 1549.2$ nm και $\lambda_2 = 1553.4$ nm αντίστοιχα, ενώ η διακεκομμένη γραμμή δείχνει την χρονική εξέλιξη του σήματος ελέγχου. Η Εικ. 5.6(b) απεικονίζει τα δύο σήματα στις δύο εξόδους OUT1 και OUT2 με τον διακόπτη σε κατάσταση μη μεταγωγής. Στην εικόνα αυτή φαίνεται ότι τα σήματα IN1 και IN2 εμφανίζονται στις εξόδους OUT1 και OUT2 αντίστοιχα μη τροποποιημένα. Η Εικ. 5.6(d) παρουσιάζει τις δύο εξόδους OUT1 και OUT2 με τον διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής. Στην εικόνα αυτή φαίνεται καθαρά ότι στη χρονική διάρκεια που υπάρχει το πακέτο ελέγχου (δεξιά πλευρά), τα σήματα ανταλλάσσουν θύρες εξόδου.

Τα διαγράμματα ματιού της Εικ. 5.6 αποδεικνύουν ότι ο λόγος αντίθεσης των παλμών είναι ~10dB και ~11dB στις εξόδους OUT1 και OUT2 αντίστοιχα, όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής. Σε κατάσταση μεταγωγής ο λόγος αντίθεσης μετρήθηκε ίσος με ~9dB και για τις δύο θύρες εξόδου, δηλαδή το διάγραμμα ματιού φαίνεται ότι κλείνει όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής. Το κλείσιμο αυτό του ματιού οφείλεται όπως φαίνεται και στην Εικ. 5.6(d) στην διακαναλική παρεμβολή που εμφανίζεται στο επίπεδο του λογικού «0» και είναι αποτέλεσμα της μη τέλει μεταγωγής όπως έχει αναφερθεί παραπάνω.



Σχήμα 5.6: Παλμοσειρές σημάτων και αντίστοιχα διαγράμματα ματιού για το διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής και μη-μεταγωγής: (a) και (c) εισερχόμενα πακέτα δεδομένων, (b) και (d) εξερχόμενα πακέτα δεδομένων, (e) σήμα ελέγχου. Η χρονική κλίμακα είναι 500ps/div για τις παλμοσειρές και 10ps/div για τα διαγράμματα ματιού.

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο διάγραμμα ματιού δείχνουν ότι η διαμόρφωση πλάτους των παλμών στις δύο εξόδους της πύλης είναι πολύ μικρή, ενώ αυτό δεν θα έπρεπε να συμβαίνει. Ο λόγος είναι ότι οι παλμοί που διέρχονται σε κατάσταση μη μεταγωγής έχουν υψηλότερο πλάτος από αυτούς που μεταγονται καθώς στη δεύτερη περίπτωση οι SOAs κορένονται από το σήμα ελέγχου. Έτσι το διάγραμμα ματιού θα έπρεπε να εμφανίζει παλμούς με πλάτος που βρίσκονται μεταξύ δύο διακριτών σταθμών. Η αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού έγινε με τον κορεσμό των SOAs με ένα επιπλέον εξωτερικό σήμα CW, όσο και με κατάλληλη ρύθμιση των δύο φίλτρων στις δύο εξόδους της πύλης OUT1 και OUT2 όπως παρατηρήθηκε πειραματικά. Με τη ρύθμιση του κάθε φίλτρου ώστε να αποκόπτεται ένα μέρος του σήματος που εξέρχεται από την εκάστη θύρα εξόδου σε κατάσταση μη μεταγωγής, επιτεύχθηκε η εξίσωση των δύο σταθμών.

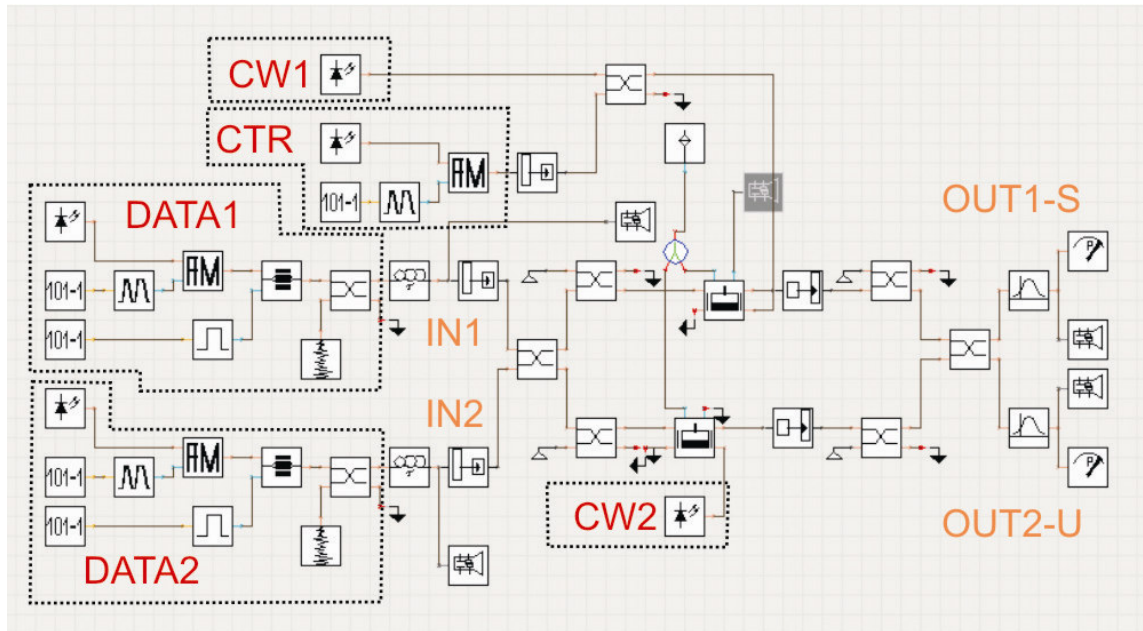
Οι ενέργειες ανά παλμό για τις οποίες παρατηρήθηκαν τα αποτελέσματα της Εικ. 5.6 είναι 12fJ, 7.5fJ και 209fJ για τα σήματα στις εισόδους IN1, IN2 και του σήματος ελέγχου αντίστοιχα. Η οπτική ισχύς του σήματος CW1 ήταν 130μW, ενώ του CW2 ήταν 650μW. Όπως φάνηκε από τις προσομοιώσεις η διαφορά της ισχύος των σημάτων CW οφείλεται σε δύο παράγοντες. Ο πρώτος είναι ότι οι SOAs των MZIs δεν είναι ακριβώς οι ίδιοι αλλά παρουσιάζουν διαφορές μεταξύ τους ως προς το κέρδος, ενώ ο δεύτερος σχετίζεται με το διαφορετικό λόγο σύζευξης (67:33 και 57:54) που έχουν οι συζεύκτες με τους οποίους εισάγεται το CW σήμα στους δύο SOAs.

5.2.3 Προσομοίωση του MZI ως 2x2 Διακόπτη στα 10 Gbps

Η προσομοίωση του διακόπτη με το VPI παρουσιάζεται στην Εικ. 5.7. Οι λόγοι σύζευξης όλων των συζευκτών του MZI τέθηκαν ίσοι με αυτών του ICARUS, ώστε να υπάρχει η πιστότερη προσομοίωση των πειραματικών παραμέτρων. Ο πάνω κλάδος αντιστοιχεί στα DATA1 που εισέρχονται από τη θύρα εισόδου IN1, ενώ ο κάτω κλάδος αντιστοιχεί στα DATA2 τα οποία εισέρχονται από τη θύρα εισόδου IN2. Το σήμα ελέγχου μέσω ενός συζεύκτη 50:50 συνδυάζεται με το σήμα CW1 και διαδίδονται στον SOA του πάνω κλάδου του MZI σε αντίρροπη κατεύθυνση από αυτή των σημάτων εισόδου. Μια ξεχωριστή πηγή CW2 χρησιμοποιείται για τον κορεσμό του SOA του κάτω κλάδου. Οι δύο πηγές CW πάντως έχουν ακριβώς το ίδιο μήκος κύματος, ενώ και η ισχύς τους είναι έτσι ρυθμισμένη ώστε να εισέρχεται ακριβώς η ίδια και στους δύο SOAs, παρόλο που το τελευταίο δεν ίσχυε στη πειραματική υλοποίηση του διακόπτη. Αυτό έγινε καθώς οι SOAs του MZI της προσομοίωσης θεωρούνται ακριβώς πανομοιότυποι, ενώ όπως φαίνεται και από το Σχ. 5.7 τα δύο CW σήματα εισάγονται απευθείας στους SOAs χωρίς την παραμβολή κάποιων συζευκτών.

Τα χαρακτηριστικά των σημάτων εισόδου στο MZI παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.1. Από τον Πίνακα αυτό φαίνεται ότι τα σήματα εισόδου δεν θεωρούνται ιδανικά. Έτσι αρχικά δημιουργείται ένα σήμα ρολογιού με συχνότητα επανάληψης των παλμών 10GHz. Οι παλμοί είναι μορφής Gauss, ενώ το χρονικό τους εύρος είναι 10ps. Για την προσομοίωση των παλμών που δημιουργούνται με τη μέθοδο της διαμόρφωσης απολαβής, στους παλμούς αυτούς εισάγεται χρονικό jitter κατανομής Gauss. Οι παλμοί αυτοί στη συνέχεια διαμορφώνονται στα 10Gbps με μια ψευδοτυχαία ακολουθία 2^7-1 . Να σημειωθεί ότι η μία ψευδοτυχαία ακολουθία καθυστερείται σε σχέση με την άλλη έτσι ώστε να δημιουργηθούν δύο διαφορετικές ακολουθίες στην κάθε θύρα εισόδου του MZI. Αν δεν γίνει αυτό οι δύο ακολουθίες στις δύο θύρες εισόδου του διακόπτη είναι ταυτόσημες, με αποτέλεσμα την ταυτόχρονη είσοδο ή απουσία παλμών σε αυτόν, γεγονός το οποίο οδηγεί σε μη ρεαλιστική προσομοίωση της λειτουργίας του 2x2 οπτικού

διακόπτη. Ο διαμορφωτής που εισάγει τα δεδομένα θεωρείται ότι έχει λόγο αντίθεσης 23dB, όπως και στο πείραμα. Επειδή οι πραγματικοί παλμοί όμως δεν έχουν τόσο μεγάλο λόγο αντίθεσης, ενώ έχουν και θόρυβο, για αυτό στο σήμα μέσω ενός 50:50 συζεύκτη εισάγεται λευκός θόρυβος. Το αποτέλεσμα είναι τελικά ο λόγος αντίθεσης των παλμών στην είσοδο της πύλης να είναι 15dB, όσο περίπου και στο πείραμα. Το συνολικό χρονικό jitter που έχουν οι παλμοί είναι το άθροισμα του χρονικού jitter της πηγής και του jitter λόγω θορύβου που προστίθεται στη φάση του κάθε παλμού.



Σχήμα 5.7: Διάταξη για την προσομοίωση της λειτουργίας του MZI ως 2x2 οπτικού διακόπτη

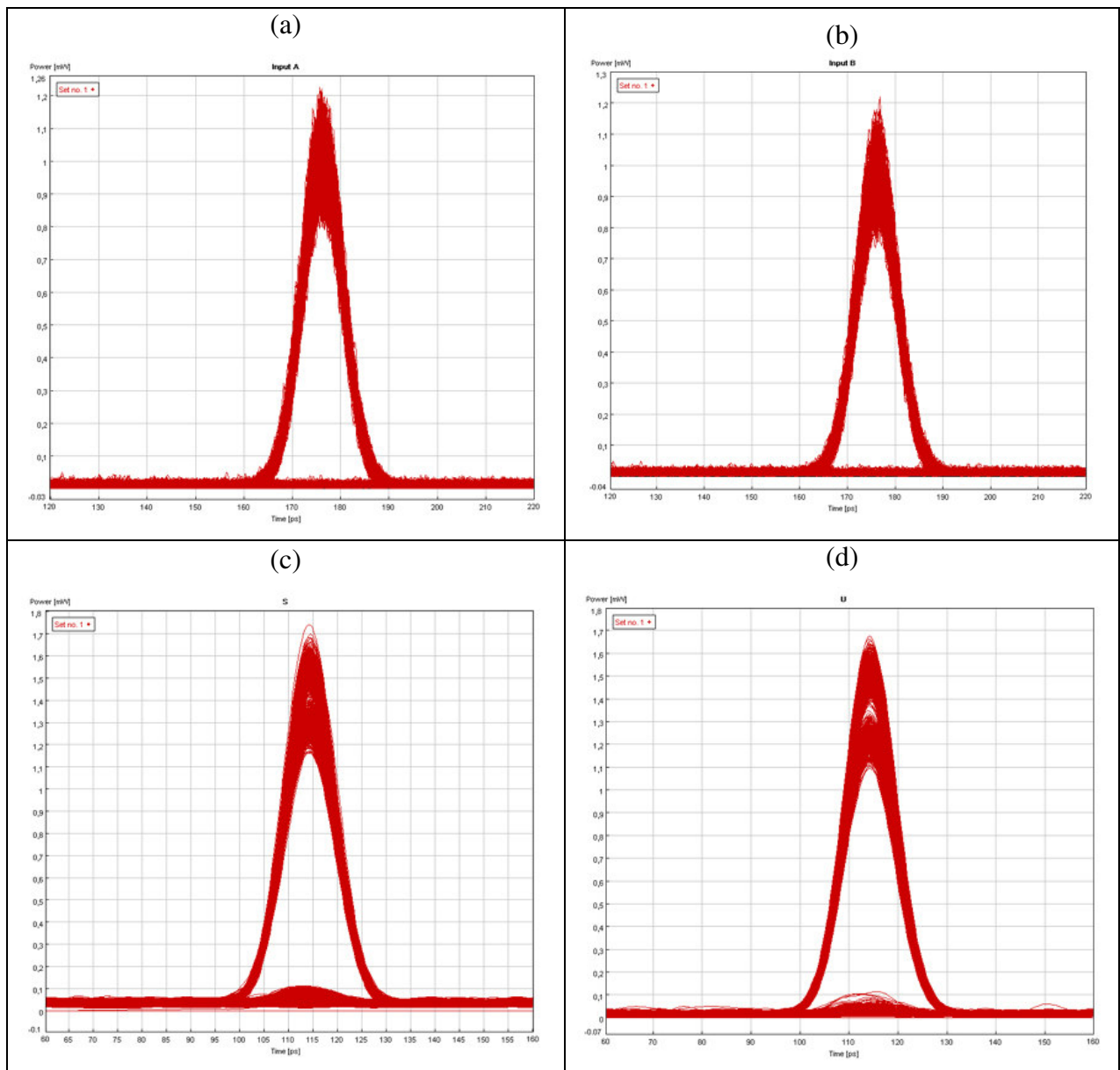
Το σήμα ελέγχου (CTR) θεωρείται ότι είναι ρολόι στα 10GHz με ίδιο μήκος κύματος με το σήμα DATA2, ενώ και αυτό θεωρείται ότι έχει χρονικό jitter από την πηγή. Ο λόγος αντίθεσης του σήματος αυτού όμως θεωρείται για λόγους απλούστευσης των προσομοιώσεων ότι είναι άπειρος.

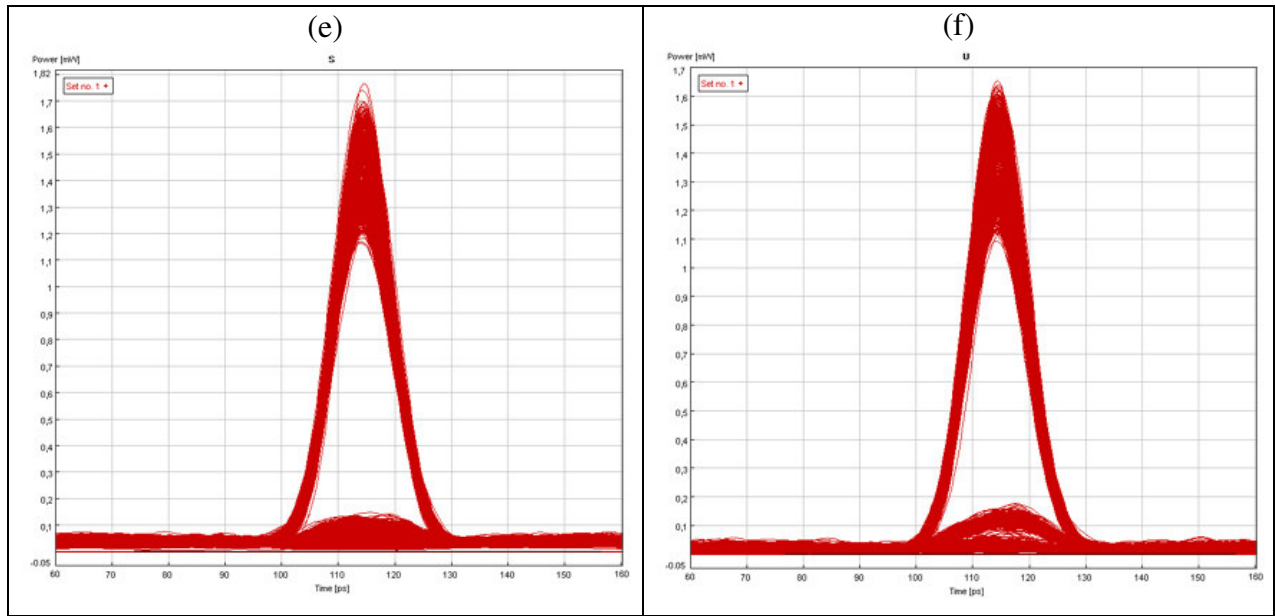
Πίνακας 5.1: Χαρακτηριστικά των σημάτων που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση της διαδικασίας 2x2 Exchange/Bypass στα 10 Gb/s.

Παράμετροι	1 ^ο Σήμα εισόδου (DATA1) (2 ⁷ -1 PRBS)	2 ^ο Σήμα εισόδου (DATA2) (2 ⁷ -1 PRBS)	Σήμα ελέγχου (clock) (CTR)	Συνεχές σήμα (CW)
Μήκος κύματος (nm)	1556.4	1552.4	1552.4	1545.2
Πλάτος παλμού (FWHM)	10 ps	10 ps	10 ps	-
Ισχύς κορυφής (mW)	1	0.95	25	0.6
Ενέργεια/Παλμός	10fJ	9.5fJ	250fJ	-
Λόγος αντίθεσης(dB)	15	15	άπειρο	-

RMS jitter (ps)	0.75 ps	0.75 ps	0.75ps	-
Peak-to-peak jitter (ps)	3.0 ps	3.0 ps	3 ps	-

Για τις παραπάνω συνθήκες στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ματιού των σημάτων στις δύο θύρες εισόδου του διακόπτη καθώς και στις δύο θύρες εξόδου (OUT1-S και OUT2-U), τόσο στην περίπτωση όπου ο διακόπτης λειτουργεί σε κατάσταση μεταγωγής όσο και σε κατάσταση μη μεταγωγής. Ο αριθμός των επικαλυπτόμενων δυφίων στα διαγράμματα αυτά είναι 2048 έτσι ώστε να επιτυγχάνονται όσο το δυνατόν πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα. Το σήμα ελέγχου επιδρά στον διακόπτη όταν αυτός είναι σε κατάσταση μεταγωγής για διάρκεια ίση με τη μισή του συνολικού σήματος, δηλαδή για 1024 δυφία. Επομένως τα πρώτα 512 διέρχονται από το διακόπτη σε κατάσταση μη μεταγωγής, τα επόμενα 1024 σε κατάσταση μεταγωγής και τα τελευταία 512 πάλι σε κατάσταση μη μεταγωγής.





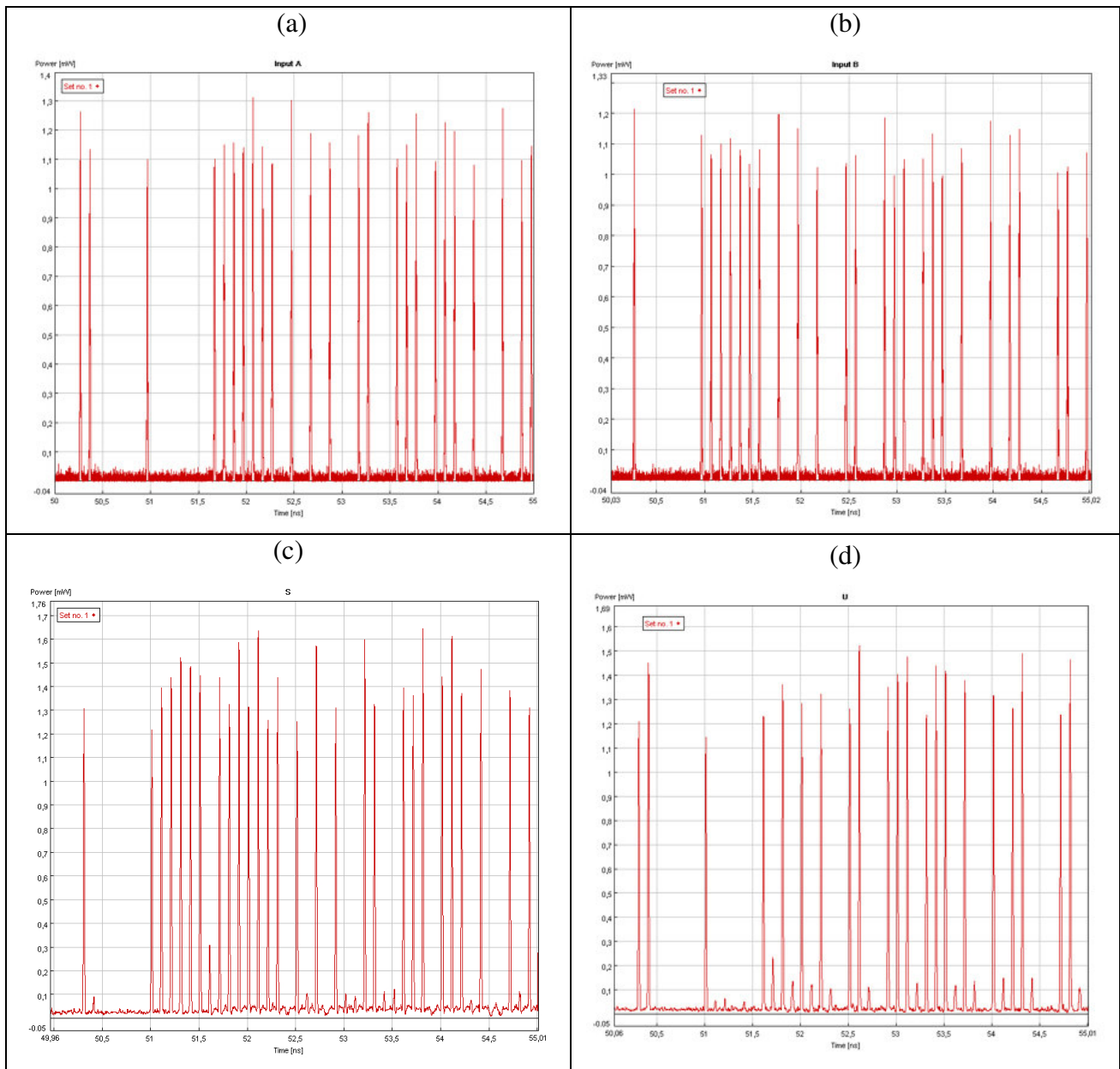
Σχήμα 5.8: Διαγράμματα ματιού των σημάτων (a) στην θύρα εισόδου IN1, (b) στην θύρα εισόδου IN2, (c) στην θύρα εξόδου OUT1-S όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής (BAR), (d) στην θύρα εξόδου OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής (BAR), (e) στην θύρα εξόδου OUT1-S όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS) και (f) στην θύρα εξόδου OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS). Η κλίμακα χρόνου είναι 10 ps/div για όλα τα διαγράμματα, ενώ η μονάδα ισχύος είναι 0.1 mW/div.

Τα αποτελέσματα από τα διαγράμματα ματιού που απεικονίζονται στο Σχ. 5.9 δείχνουν ότι όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής η παλμοσειρά επιδεικνύει λόγο αντίθεσης 10dB στη θύρα OUT1-S και 10.5dB στη θύρα OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής. Κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του διακόπτη σε κατάσταση μεταγωγής οι τιμές αυτές μειώνονται αντίστοιχα σε 9dB για τη θύρα OUT1-S και 8dB για τη θύρα OUT2-U. Οι τιμές αυτές σχεδόν ταυτίζονται με τα πειραματικά αποτελέσματα. Η απόλυτη τιμή της από κορυφή σε κορυφή διαμόρφωσης πλάτους (AM) των σημάτων μετρήθηκε σε κάθε περίπτωση και στις δύο θύρες 1 dB.

είναι 500 ps/div για όλα τα διαγράμματα, ενώ η μονάδα ισχύος είναι 0.1 mW/div.

Τα αντίστοιχα αποτελέσματα των παλμοσειρών για τα διαγράμματα ματιού που παρουσιάζονται στην Εικ. 5.8, απεικονίζονται στην Εικ. 5.9. Ο διακόπτης στα αποτελέσματα αυτά είναι σε κατάσταση μεταγωγής. Το χρονικό σημείο που έχει επιλεγεί προς παρουσίαση είναι το σημείο στο οποίο αρχίζει να επιδρά στο διακόπτη το σήμα ελέγχου ($t=51.2\text{ns}$). Έτσι φαίνεται καθαρά το αποτέλεσμα της εναλλαγής της κατάστασης του διακόπτη στις παλμοσειρές εξόδου.

Τα παραπάνω αποτελέσματα των προσομοιώσεων έρχονται σε πλήρη συμφωνία με τα πειραματικά αποτελέσματα. Η συμφωνία είναι τόσο ως προς τις συνθήκες για τις οποίες ο διακόπτης λειτουργεί στις βέλτιστες συνθήκες (σήματα εισόδου) αλλά και ως προς το λόγο αντίθεσης των παλμοσειρών στις δύο εξόδους του διακόπτη και για τις δύο καταστάσεις λειτουργίας του. Επομένως η ομάδα παραμέτρων για το μοντέλο του SOA φαίνεται να επαληθεύεται για μια ακόμα φορά και έτσι θα γίνει μια προσπάθεια να προβλεφθεί η λειτουργία του διακόπτη σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40 Gbps.



Σχήμα 5.9: Ίχνος στον παλμογράφο των σημάτων (a) στην θύρα εισόδου IN1, (b) στην θύρα εισόδου IN2, (c) στην θύρα εξόδου OUT1-S όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS) και (d) στην θύρα εξόδου OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS). Η κλίμακα χρόνου

5.2.4 Προσομοίωση του MZI ως 2x2 Διακόπτη στα 40 Gbps

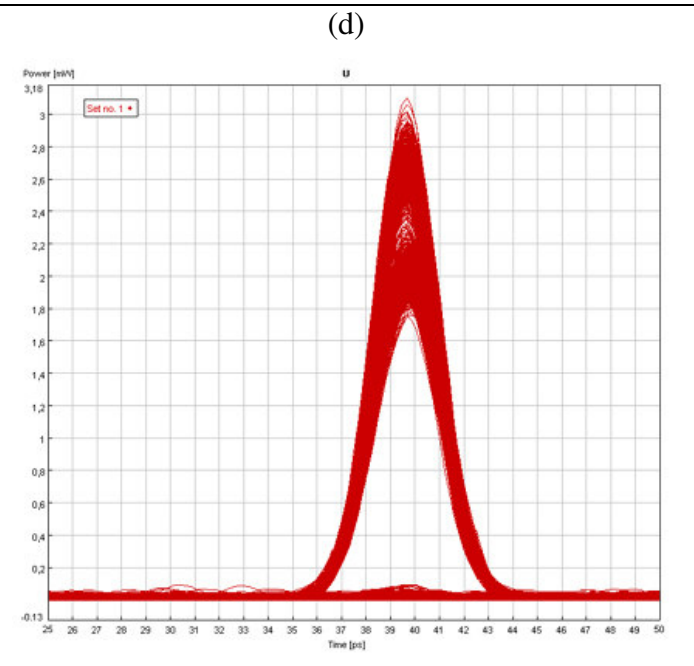
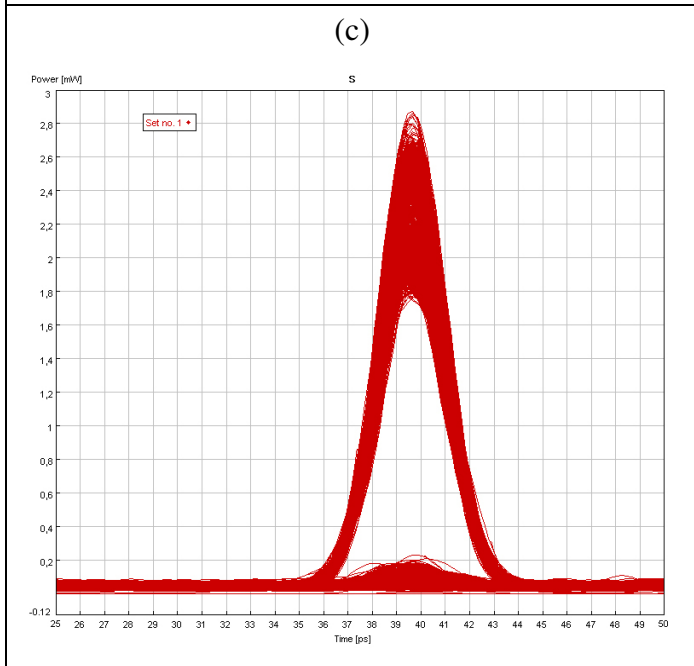
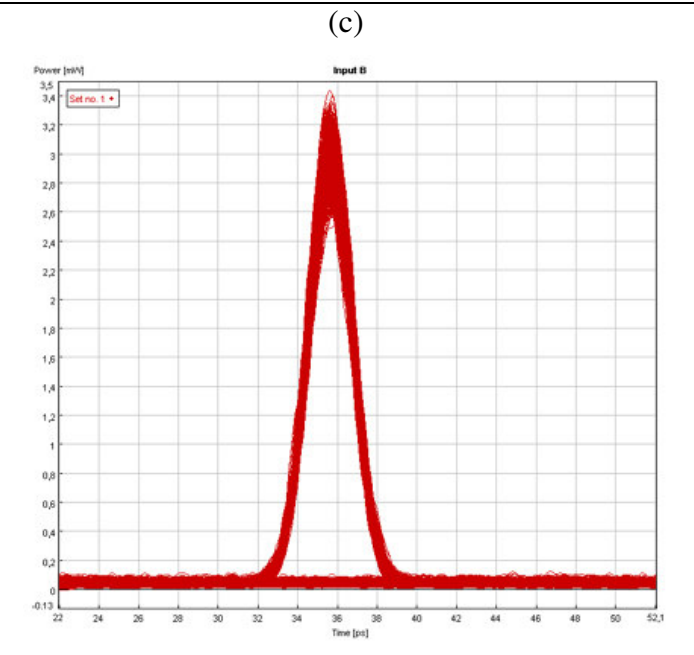
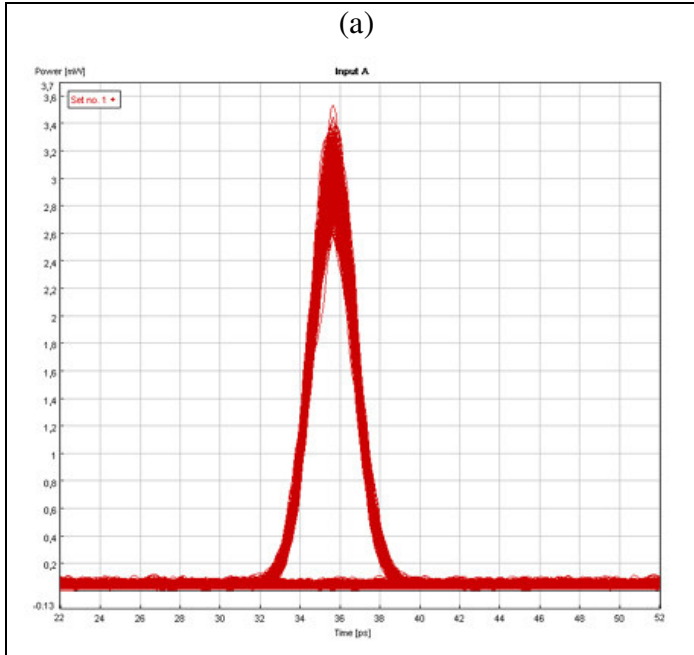
Χρησιμοποιώντας την ίδια διάταξη προσομοίωσης, ο ρυθμός επανάληψης των παλμών τίθεται ίσος με 40GHz, οπότε τα δεδομένα που σχηματίζονται μετά τους διαμορφωτές είναι στα 40Gbps. Ο ρυθμός επανάληψης των παλμών του σήματος ελέγχου είναι επίσης στα 40GHz. Για να υπάρχει αντιστοιχία με τα αποτελέσματα στα 10 GHz, το χρονικό εύρος των παλμών όλων των σημάτων τίθεται ίσο με 2.5ps ώστε ο χρόνος κατάληψης της περιόδου κάθε δυφίου (duty cycle) να είναι και στις δύο περιπτώσεις 10%. Τα πλήρη χαρακτηριστικά όλων των σημάτων εισόδου παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.2.

Όπως φαίνεται από τον Πίνακα 5.2, τα σήματα CW που χρησιμοποιούνται για τον κορεσμό των SOAs έχουν περισσότερη ισχύ σε σχέση με τα 10GHz και ο λόγος είναι το επιπλέον ζητούμενο της επιτάχυνσης του χρόνου ανάκαμψης του κέρδους των SOAs, αφού στον χρόνο των 25ps ο SOA δεν προλαβαίνει να ανακάμψει τελείως. Έτσι όλοι οι παλμοί δε διαδίδονται με το ίδιο κέρδος και αυτό φαίνεται ως διαμόρφωση πλάτους των παλμών στην έξοδο του SOA. Η αύξηση του CW μετριάζει ως ένα βαθμό τη διαμόρφωση αυτή. Ο βαθύτερος όμως κορεσμός των SOAs από τα CW σήματα σε συνδυασμό με τη συμπίεση του κέρδους λόγω εμφάνισης ενδοζωνικών φαινομένων (θέρμανση φορέων και φασματική καύση οπής) που είναι αποτέλεσμα των στενών παλμών που χρησιμοποιούνται στα 40GHz έχουν ως επίπτωση τελικά να απαιτείται τελικά πολύ μεγαλύτερη ισχύς για το σήμα ελέγχου ώστε να λειτουργεί το MZI ως 2x2 διακόπτης.

Πίνακας 5.2: Χαρακτηριστικά των σημάτων που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση της διαδικασίας 2x2 Exchange/Bypass στα 40 Gb/s

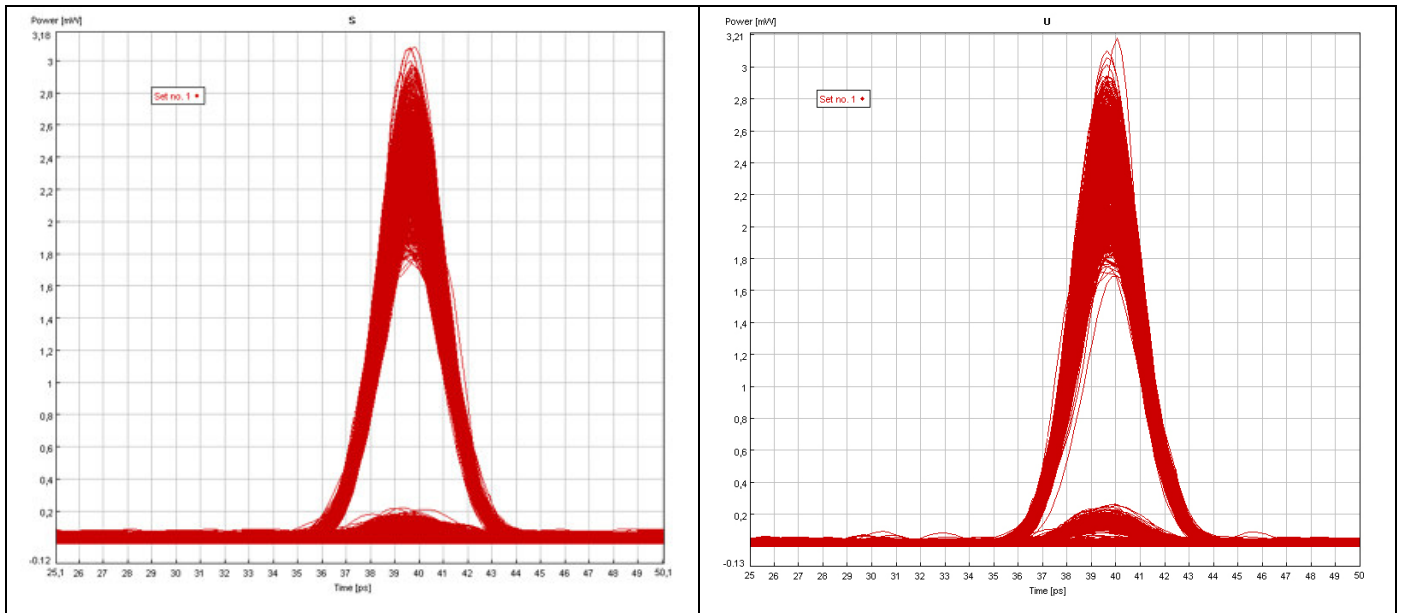
Παράμετροι	1 ^ο Σήμα εισόδου (DATA1) (2 ⁷ -1 PRBS)	2 ^ο Σήμα εισόδου (DATA2) (2 ⁷ -1 PRBS)	Σήμα ελέγχου (clock) (CTR)	Συνεχές σήμα (CW)
Μήκος κύματος (nm)	1556.4	1552.4	1552.4	1545.2
Πλάτος παλμού (FWHM)	2.5 ps	2.5 ps	2.5 ps	-
Ισχύς κορυφής (mW)	3	3	400	1
Ενέργεια/Παλμός	7.5fJ	7.5fJ	1000fJ	-
Λόγος αντίθεσης(dB)	15	15	άπειρο	-
RMS jitter (ps)	0.25 ps	0.25 ps	0.25ps	-
Peak-to-peak jitter (ps)	1 ps	1 ps	1 ps	-

Για τις παραπάνω συνθήκες στο Σχήμα 5.10 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ματιού των σημάτων στις δύο θύρες εισόδου του διακόπτη καθώς και στις δύο θύρες εξόδου (OUT1-S και OUT2-U), τόσο στην περίπτωση όπου ο διακόπτης λειτουργεί σε κατάσταση μεταγωγής όσο και σε κατάσταση μη μεταγωγής. Ο αριθμός των επικαλυπτόμενων δυφίων στα διαγράμματα αυτά είναι και πάλι 2048 έτσι ώστε να τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα. Όπως και στις προσομοιώσεις για τα 10GHz, τα πρώτα 512 δυφία διέρχονται από το διακόπτη σε κατάσταση μη μεταγωγής, τα επόμενα 1024 σε κατάσταση μεταγωγής και τα τελευταία 512 πάλι σε κατάσταση μη μεταγωγής. Όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής και δεν υπάρχει σήμα ελέγχου, τότε και τα 2048 δυφία κάθε σήματος εισόδου απλώς διαδίδονται μέσω του MZI στην αντίστοιχη θύρα εξόδου.



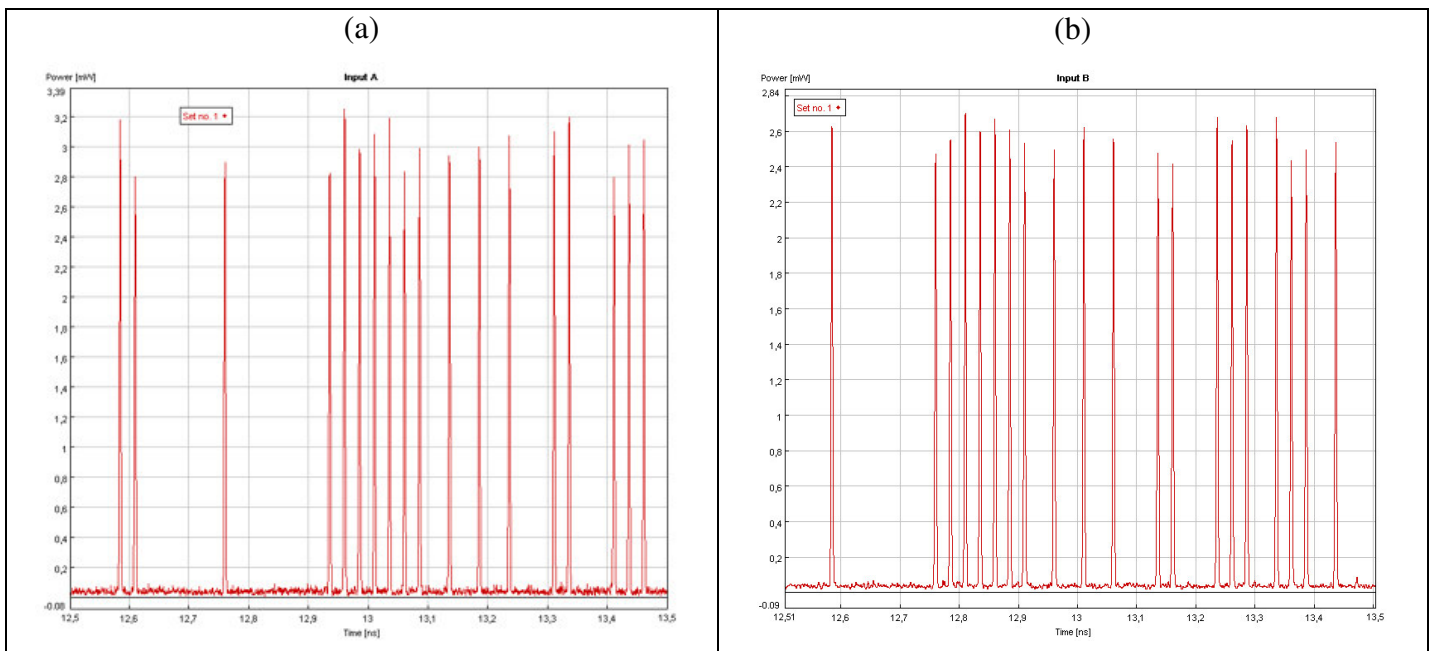
(e)

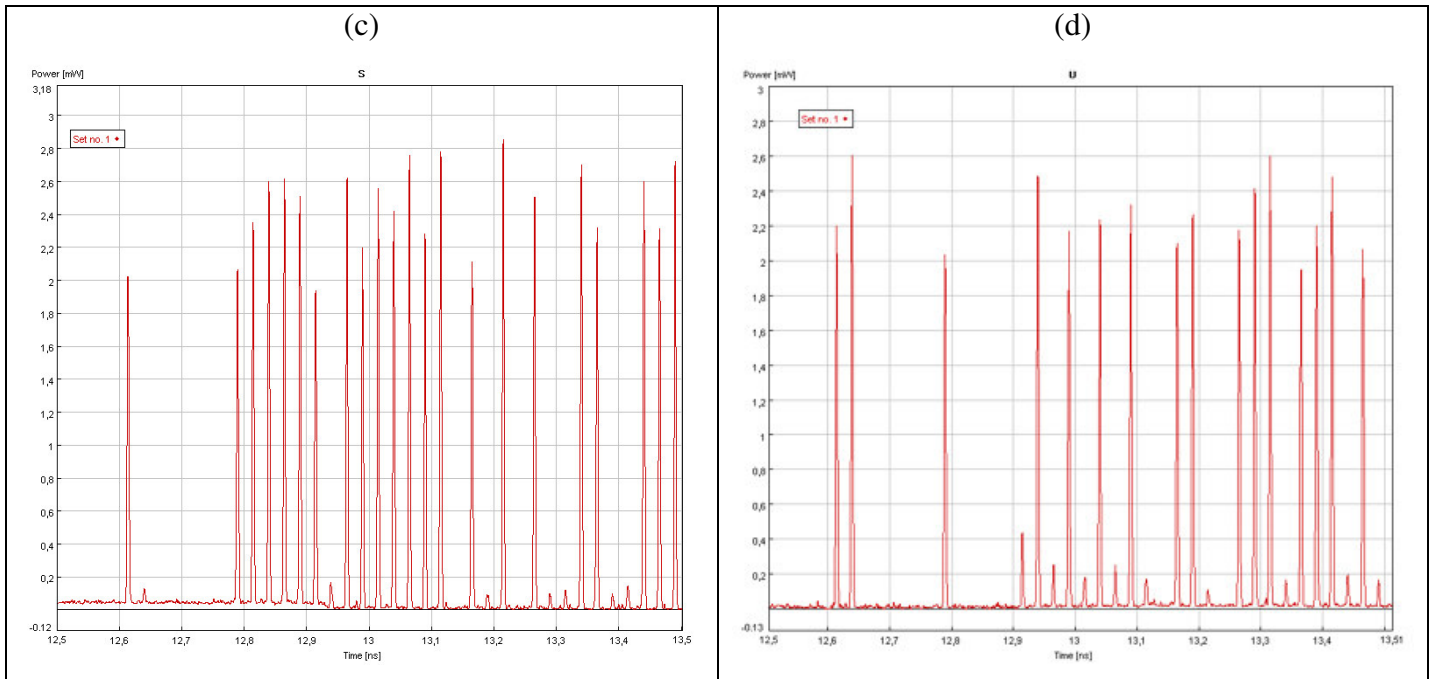
(f)



Σχήμα 5.10: Διαγράμματα ματιού των σημάτων (a) στην θύρα εισόδου IN1, (b) στην θύρα εισόδου IN2, (c) στην θύρα εξόδου OUT1-S όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής (BAR), (d) στην θύρα εξόδου OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής (BAR), (e) στην θύρα εξόδου OUT1-S όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS) και (f) στην θύρα εξόδου OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS). Η κλίμακα χρόνου είναι 1ps/div για όλα τα διαγράμματα, ενώ η μονάδα ισχύος είναι 0.2 mW/div.

Τα αντίστοιχα αποτελέσματα των παλμοσειρών για τα διαγράμματα ματιού που παρουσιάζονται στην Εικ. 5.10 απεικονίζονται στην Εικ. 5.11. Ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής. Το χρονικό σημείο που έχει επιλεγθεί προς παρουσίαση είναι το σημείο στο οποίο αρχίζει να επιδρά στο διακόπτη το σήμα ελέγχου ($t=12.8\text{ns}$). Έτσι φαίνεται καθαρά το αποτέλεσμα της εναλλαγής της κατάστασης του διακόπτη στις παλμοσειρές εξόδου.





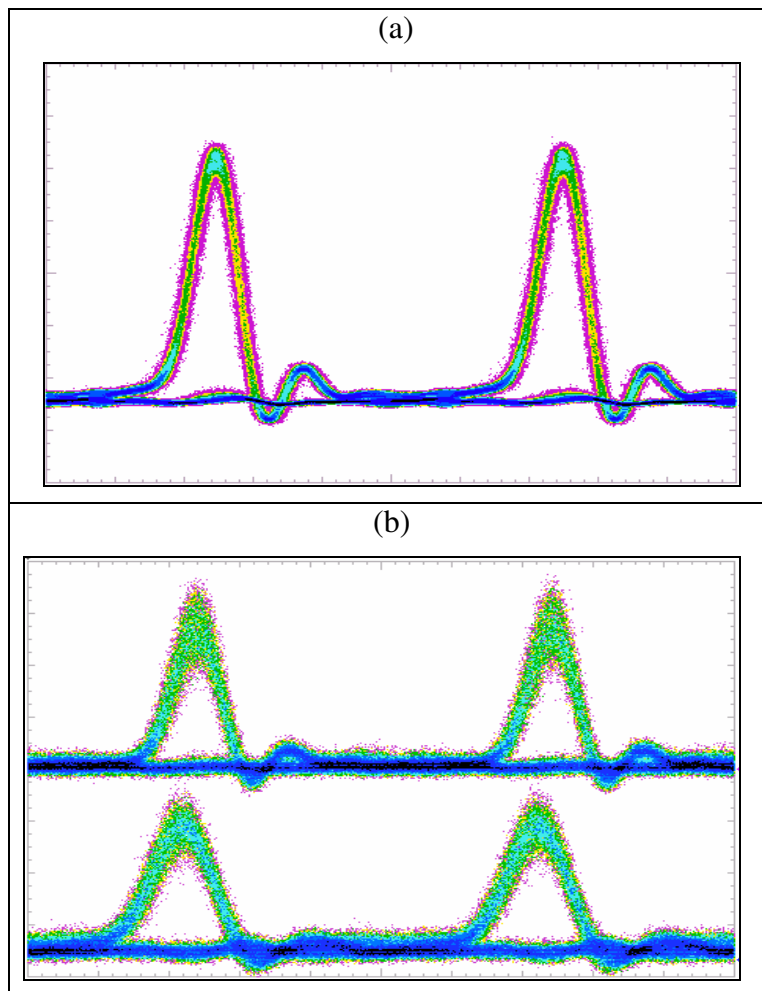
Σχήμα 5.11: Ίχνος στον παλμογράφο των σημάτων (a) στην θύρα εισόδου IN1, (b) στην θύρα εισόδου IN2, (c) στην θύρα εξόδου OUT1-S όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS) και (d) στην θύρα εξόδου OUT2-U όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής (CROSS)). Η κλίμακα χρόνου είναι 100 ps/div για όλα τα διαγράμματα, ενώ η μονάδα ισχύος είναι 0.2 mW/div.

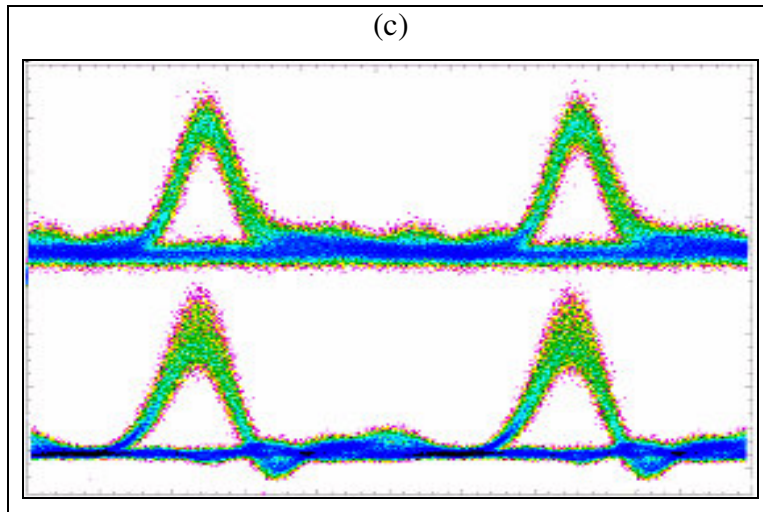
Τα αποτελέσματα από τα διαγράμματα ματιού δείχνουν ότι όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής η παλμοσειρά επιδεικνύει λόγο αντίθεσης 9dB στη θύρα OUT1-S και 12dB στη θύρα OUT2-U. Η θύρα OUT1-S εμφανίζει ελαφρώς χαμηλότερο λόγο αντίθεσης 9dB έναντι 10.5dB σε σχέση με τα 10GHz. Ο λόγος που η θύρα OUT2-U εμφανίζει υψηλότερο λόγο αντίθεσης σε σχέση με τη λειτουργία της πύλης στα 10 GHz οφείλεται σε δύο λόγους. Ο πρώτος είναι η υψηλότερη ισχύ του σήματος CW που χρησιμοποιείται για τον κορεσμό των SOAs, οι οποίοι μειώνουν την ενίσχυση των ανεπιθύμητων παλμών στο λογικό “0”. Ο δεύτερος είναι η θέση των φίλτρων στις δύο εξόδους του διακόπτη. Όπως προαναφέρθηκε η θέση αυτή δεν είναι στο μέσον της φασματικής απόστασης μεταξύ των μηκών κύματος των δύο σημάτων, αλλά λιγάκι μετατοπισμένη ώστε να αποκοπεί ισχύ από το σήμα που διέρχεται σε κατάσταση μη μεταγωγής για να μειωθεί έτσι η διαμόρφωση πλάτους του τελικού σήματος εξόδου. Αυτό όμως έχει ως αποτέλεσμα και την μείωση της ισχύος των ανεπιθύμητων παλμών που εμφανίζονται ως διακαναλική παρεμβολή. Μεταβάλλοντας τη θέση αυτή μπορεί κανείς να βελτιώνει το λόγο αντίθεσης στη μία θύρα, υποβαθμίζοντας όμως ταυτόχρονα το λόγο αντίθεσης στην άλλη θύρα. Έτσι θέτοντας στις προσομοιώσεις τη φασματική θέση των φίλτρων στη θέση αυτή επιτεύχθηκε τελικά η αύξηση του λόγου αντίθεσης στη θύρα OUT2-U και μείωση του στη θύρα OUT1-S, συγκριτικά με τα αποτελέσματα των 10GHz.

Όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής, τότε στις θύρες OUT1-S και OUT2-U ο λόγος αντίθεσης είναι αντίστοιχα 9dB και 8.5dB. Επομένως η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων από τα 10Gbps στα 40Gbps δεν επέφερε δραματική μείωση της απόδοσης του διακόπτη ως προς τη διακαναλική παρεμβολή. Αυτό που αυξήθηκε αρκετά όμως είναι η απόλυτη τιμή της από κορυφή σε κορυφή διαμόρφωσης πλάτους (AM) η οποία μετρήθηκε σε κάθε περίπτωση και στις δύο θύρες μεταξύ 2 και 2.5 dB.

Όπως φάνηκε τελικά μέσα από τις προσομοιώσεις η μείωση του λόγου αντίθεσης των παλμοσειρών στις δύο εξόδους του διακόπτη δεν καθορίζεται τόσο από τη στροφή φάσης που αποχτούν αυτοί από το σήμα ελέγχου, όσο από την ασυμμετρία των λόγων σύζευξης του MZI και τον παράγοντα α των SOAs. Έτσι παρόλο που όταν το σήμα ελέγχου είναι 40 GHz, η στροφή φάσης που προκαλούν οι παλμοί ελέγχου στα δύο σήματα εισόδου είναι λιγότερο από π και επομένως η μεταγωγή δεν είναι ιδανική, τελικά φάνηκε ότι τη μεγαλύτερη επίδραση στο λόγο αντίθεσης έχει το επίπεδο του λογικού «0». Η ισχύς που παραμένει στη λάθος θύρα εξόδου και εμφανίζεται ως διακαναλική παρεμβολή οφείλεται κυρίως στην ασυμμετρία του MZI αλλά και στον παράγοντα α του υλικού των SOAs που καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την ποιότητα μεταγωγής. Επομένως ως συμπέρασμα θα μπορούσε να ειπωθεί ότι για την επίτευξη των υψηλότερων δυνατών λόγων αντίθεσης του 2x2 διακόπτη με SOA-MZI θα πρέπει να εφαρμόζονται οι παρακάτω συνθήκες:

- Οι SOAs του MZI να έχουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερο παράγοντα α . Καινούργιοι ημιαγωγοί από υλικό πολλαπλών κβαντικών κουκκίδων με $\alpha=60$ όπως αυτό που αναφέρεται στο [5.3] θα μπορούσαν να μειώσουν δραστικά τη διακαναλική παρεμβολή.
- Οι λόγοι σύζευξης όλων των συζευκτών του MZI να είναι 50:50





Σχήμα 5.12: Αποτελέσματα από υλοποίηση του 2x2 διακόπτη με UNI στα 10 Gbps. (a) Διαγράμματα ματιού των δύο σημάτων εισόδου, (b) Διαγράμματα ματιού σημάτων στη θύρα εξόδου OUT1-S (άνω κυματομορφή) και OUT2-U (κάτω κυματομορφή) όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μη μεταγωγής και (c) Διαγράμματα ματιού σημάτων στη θύρα εξόδου OUT1-S (άνω κυματομορφή) και OUT2-U (κάτω κυματομορφή) όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση μεταγωγής. Η χρονική κλίμακα παντού είναι 500 psec/div [5.4].

Ενδεικτικά παρατίθεντο τα αποτελέσματα από τη λειτουργία του 2x2 διακόπτη στα 10 Gbps με συμβολόμετρο UNI το οποίο είχε υλοποιηθεί παλαιότερα στο Ε.Φ.Ε. Στο UNI οι λόγοι σύζευξης εισόδου-εξόδου είναι πολύ κοντά στο ιδανικό 50:50⁶, ενώ το υλικό του SOA που είχε κατασκευαστεί στο ETHZ ήταν ακατέργαστης μορφής και επομένως είχε μεγαλύτερο παράγοντα α από τους SOAs CIP των οποίων το υλικό είναι πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών. Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην Εικ. 5.12 σε σύγκριση με αυτά της Εικ. 5.6 δείχνουν ότι το επίπεδο του λογικού «0» είναι σημαντικά χαμηλότερο σε σχέση με τα αντίστοιχα αποτελέσματα από την λειτουργία του SOA-MZI της CIPως 2x2 διακόπτη. Επομένως επιβεβαιώνονται οι παραπάνω οδηγίες για την ελαχιστοποίηση της διακαναλικής παρεμβολής κατά τη 2x2 μεταγωγή με τη χρήση ενός SOA-MZI συμβολόμετρου.

5.3 Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων

Μετά την επιτυχή προσομοίωση του 2x2 διακόπτη σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10 και 40Gbps με το οποίο εξετάστηκε το μοντέλο του SOA στη γραμμική περιοχή λειτουργίας κέρδους, στην ενότητα αυτή εξετάζεται και η περιοχή κορεσμού. Αυτό πραγματοποιείται με την προσομοίωση ενός κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων. Η διάταξη αυτή σχηματίζεται από τη σειριακή διασύνδεση δύο πυλών από τις οποίες η πρώτη λειτουργεί ως

⁶ Στο UNI τους λόγους σύζευξης εισόδου/εξόδου στην πύλη τους καθορίζει η γωνία με την οποία συγκολλούνται η PM ίνα των διαχωριστών πόλωσης και της PM ίνας που χρησιμοποιείται για την εισαγωγή της χρονικής καθυστέρησης μεταξύ των δύο πολωτικών συνιστωσών του σήματος εισόδου. Για την επίτευξη του ιδανικού λόγου σύζευξης 50:50 θα πρέπει η γωνία συγκόλλησης να είναι 45°. Με τον συγκολλητή ινών διατήρησης της πόλωσης που διαθέτει το Ε.Φ.Ε αυτό δεν είναι κάτι δύσκολο. Οι όποιες αποκλίσεις από τον στόχο των 45° είναι λιγότερο από 1° κάτι το οποίο μεταφράζεται σε λόγους σύζευξης το πολύ 52:48 για το συμβολόμετρο.

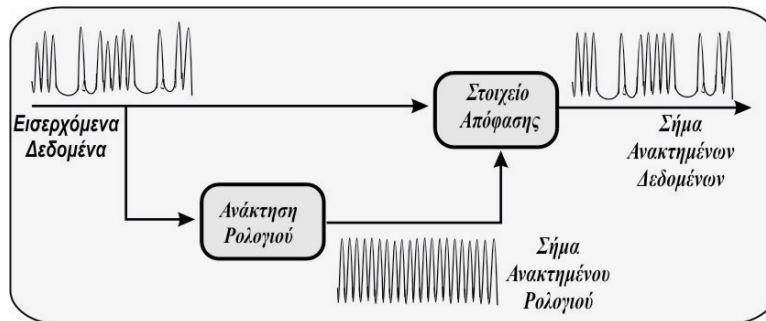
οπτικός ψαλιδιστής παλμών με έντονη διαμόρφωση πλάτους. Για την επίτευξη του στόχου αυτού οι SOAs της πύλης πρέπει να είναι στην περιοχή έντονου κορεσμού [5.5].

5.3.1 Αρχή λειτουργίας Κυκλώματος APΔ

Ένα τυπικό κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων-APΔ (Clock and Data Recovery Circuit-CDR) αποτελείται από δύο διακριτά στοιχεία:

- ένα κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού για το συγχρονισμό του κυκλώματος επεξεργασίας των δεδομένων με την εισερχόμενη παλμοσειρά και
- ένα στοιχείο απόφασης που οδηγείται από το ανακτημένο ρολόι με σκοπό την αναγέννηση των δεδομένων.

Το θεμελιώδες διάγραμμα της λειτουργίας ενός κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων απεικονίζεται στην Εικ. 5.13.



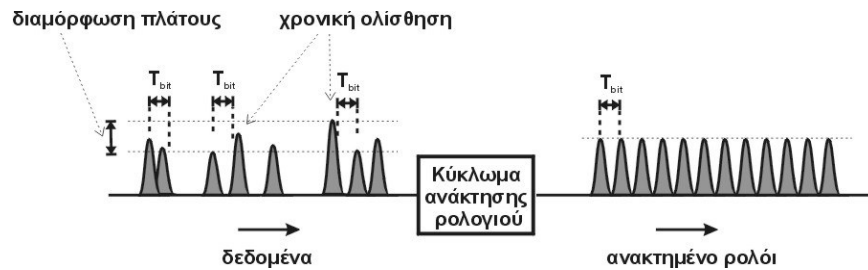
Σχήμα 5.13: Αρχή λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων

Τα εισερχόμενα δεδομένα τα οποία φέρουν διαμόρφωση πλάτους και χρονικό jitter εισέρχονται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού από το οποίο στην έξοδο του δημιουργείται ένα σήμα ρολογιού τόσο με χαμηλή διαμόρφωση πλάτους και όσο και μικρό χρονικό jitter. Στη συνέχεια το σήμα ρολογιού χρησιμοποιείται ως σήμα ελέγχου σε μια δεύτερη πύλη, η οποία επιτελεί το ρόλο του στοιχείου απόφασης. Μια λογική πράξη AND πραγματοποιείται μεταξύ των εισερχόμενων δεδομένων και του σήματος ρολογιού έτσι ώστε στην έξοδο του κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων (APΔ) να λαμβάνεται η αναγεννημένη παλμοσειρά εξόδου. Το στοιχείο απόφασης οδηγείται από το ανακτημένο σήμα ρολογιού έτσι ώστε να μειώνεται η διαμόρφωση πλάτους και το χρονικό jitter των παλμών του εισερχόμενου σήματος εισόδου.

5.3.2 Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού

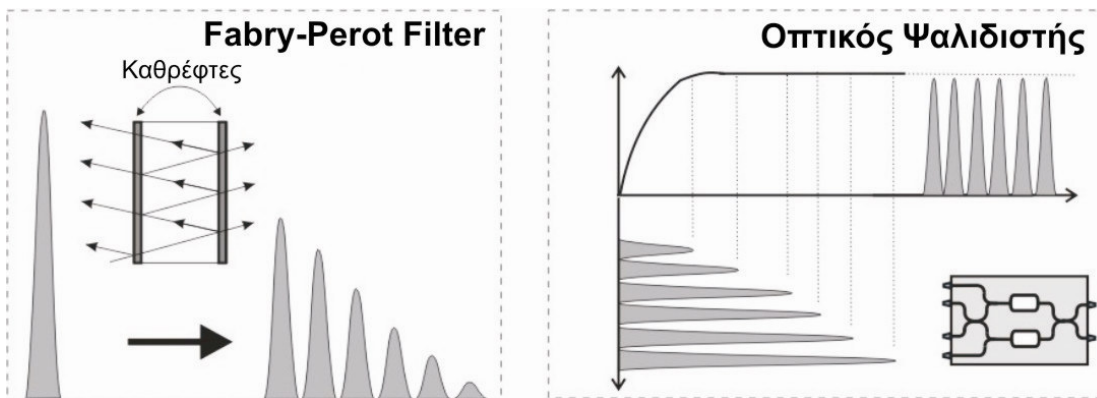
Το στοιχείο ανάκτησης ρολογιού είναι ένα σημαντικό κομμάτι κάθε συστήματος επεξεργασίας δεδομένων στα σύγχρονα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Η οπτική επεξεργασία δεδομένων απαιτεί την παρουσία ενός αμιγώς οπτικού στοιχείου ανάκτησης ρολογιού στην είσοδο κάθε δικτυακού κόμβου που θα χρησιμοποιηθεί για το συγχρονισμό όλων των υπό-συστημάτων του κόμβου. Το βασικό διάγραμμα της αρχής λειτουργίας ενός τέτοιου κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού παρουσιάζεται στην Εικ. 5.14, όπου μια υψηλής ποιότητας παλμοσειρά ρολογιού γεννιέται, με ρυθμό μετάδοσης ίσο με αυτό των εισερχόμενων δεδομένων. Το εισερχόμενο σήμα στο κύκλωμα μάλιστα είναι συνήθως σημαντικά υποβαθμισμένης ποιότητας καθώς έχει σημαντικό χρονικό jitter και διαμόρφωση πλάτους λόγω της διάδοσης του

στην οπτική ίνα που συνδέει δύο κόμβους. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού θα πρέπει τότε να παρέχει στην έξοδο του παλμούς ρολογιού με μικρότερο χρονικό jitter και διαμόρφωση πλάτους εκμεταλλευόμενο τη μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς ενός στοιχείου ή υποσυστήματος. Αναλυτική περιγραφή για τα συστήματα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων υπάρχει στο [5.6].



Σχήμα 5.14: Ανάκτηση ρολογιού από διαμορφωμένους κατά πλάτος παλμούς δεδομένων που παρουσιάζουν επίσης και χρονικό jitter.

Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που υλοποιήθηκε στο Ε.Φ.Ε. χρησιμοποιεί ένα παθητικό φίλτρο με χαμηλό παράγοντα Q σε συνδυασμό με μια οπτική πύλη, η οποία λειτουργεί ως στοιχείο ψαλιδισμού. Εκμεταλλευόμενοι τις ιδιότητες μνήμης του φίλτρου Fabry-Perot (FP), είναι δυνατή η επεξεργασία δεδομένων πακέτο προς πακέτο λόγω του σχετικά μικρού χρόνου απόκρισης του. Η ικανότητα των οπτικών πυλών για την επεξεργασία δεδομένων δυφίο προς δυφίο χρησιμοποιείται στη συνέχεια για την ανάκτηση υψηλής ποιότητας πακέτων ρολογιού.



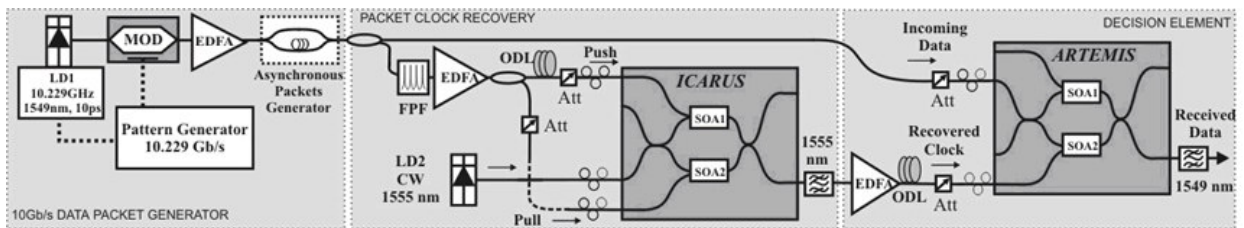
Σχήμα 5.15: Απόκριση του φίλτρου Fabry Perot με χαμηλό παράγοντα Q και συνάρτηση μεταφοράς της οπτικής πύλης όταν αυτή λειτουργεί ως ψαλιδιστής.

Η Εικ. 5.15 δείχνει την αρχή λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού μέσω των σχηματικών διαγραμμάτων της χρονικής απόκρισης και της συνάρτησης μεταφοράς και των δύο στοιχείων του κυκλώματος. Το στοιχείο επαναχρονισμού των παλμών που χρησιμοποιείται είναι ένα FP φίλτρο με μήκος κοιλότητας ίση με τη χρονοθυρίδα του ρυθμού μετάδοσης των εισερχόμενων δεδομένων, δηλαδή 100ps για 10 Gbps, 25ps για 40 Gbps και ούτ καθ εξής. Η απόκριση του φίλτρου που καθορίζεται από τον παράγοντα Q του είναι μικρή και επομένως αυτό μεταφράζεται και σε μικρή μνήμη του φίλτρου. Η Εικ. 5.15 επίσης παρουσιάζει και το στοιχείο επανασηματισμού των παλμών, το οποίο είναι μια πύλη η οποία λειτουργεί ως ψαλιδιστής εκμεταλλευόμενη τις ιδιότητες κορεσμού των SOAs. Έτσι στην περίπτωση που οι παλμοί που δημιουργούνται στην έξοδο του φίλτρου είναι μέσα στην δυναμική περιοχή λειτουργίας της πύλης, τότε στην έξοδο του ψαλιδιστή δημιουργείται μια παλμοσειρά ρολογιού με παλμούς ίσου πλάτους.

5.3.3 Πειραματική Υλοποίηση του Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων στα 10 Gbps

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων απεικονίζεται στην Εικ. 5.16. Αποτελείται από τον γεννήτορα δεδομένων στα 10Gbps, το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού που σχηματίζεται από τη σειριακή διασύνδεση ενός φίλτρου FP, το οποίο έπεται μια πύλη MZI και το στοιχείο απόφασης που χρησιμοποιεί την δεύτερη πύλη MZI.

Το εισερχόμενο σήμα δημιουργήθηκε από μια δίοδο laser DFB με μήκος κύματος 1549.2nm, η οποία με τη μέθοδο διαμόρφωσης απολαβής παρείχε παλμούς στα 10.3GHz με χρονικό εύρος 10ps μετά από γραμμική συμπίεση. Η παλμοσειρά διαμορφωνόταν έτσι ώστε να παρέχει είτε συνεχόμενη ψευδοτυχαία ακολουθία μορφής 2^7-1 , είτε πακέτα μεταβλητής χρονικής διάρκειας τα οποία εμπεριείχαν την 2^7-1 ακολουθία. Η παλμοσειρά αυτή στη συνέχεια διαχωρίζονταν σε δύο μέρη έτσι ώστε να εισέλθει στο υπό-σύστημα ανάκτησης ρολογιού και στο στοιχείο απόφασης. Η αμιγώς οπτική ανάκτηση ρολογιού πραγματοποιήθηκε με ένα FP φίλτρο με ελεύθερη φασματική περιοχή (Free Spectral Range-FSR) ίση με τη συχνότητα των εισερχόμενων δεδομένων (10.3GHz) και λεπτότητα (Finesse) ίση με 50. Το φίλτρο FP ακολουθούσε η οπτική πύλη που οδηγούνταν από σήμα εισόδου συνεχούς κύματος με μήκος κύματος 1555.6nm. Η ισχύς του σήματος αυτού ήταν πολύ ισχυρή ώστε να προκαλεί έντονο κορεσμό της πύλης. Τα σήματα έλεγχο στην πύλη αυτή εφαρμόζονταν σύμφωνα με την τεχνική ώθησης-έλξης (push-pull), με στόχο την μείωση του εύρους των σχηματιζόμενων παλμών. Οι παλμοί ρολογιού που σχηματίστηκαν τελικά είχαν χρονικό εύρος 20ps.



Σχήμα 5.16: Αναλυτική περιγραφή της πειραματικής διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της πειραματική διάταξης του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων στα 10Gbps.

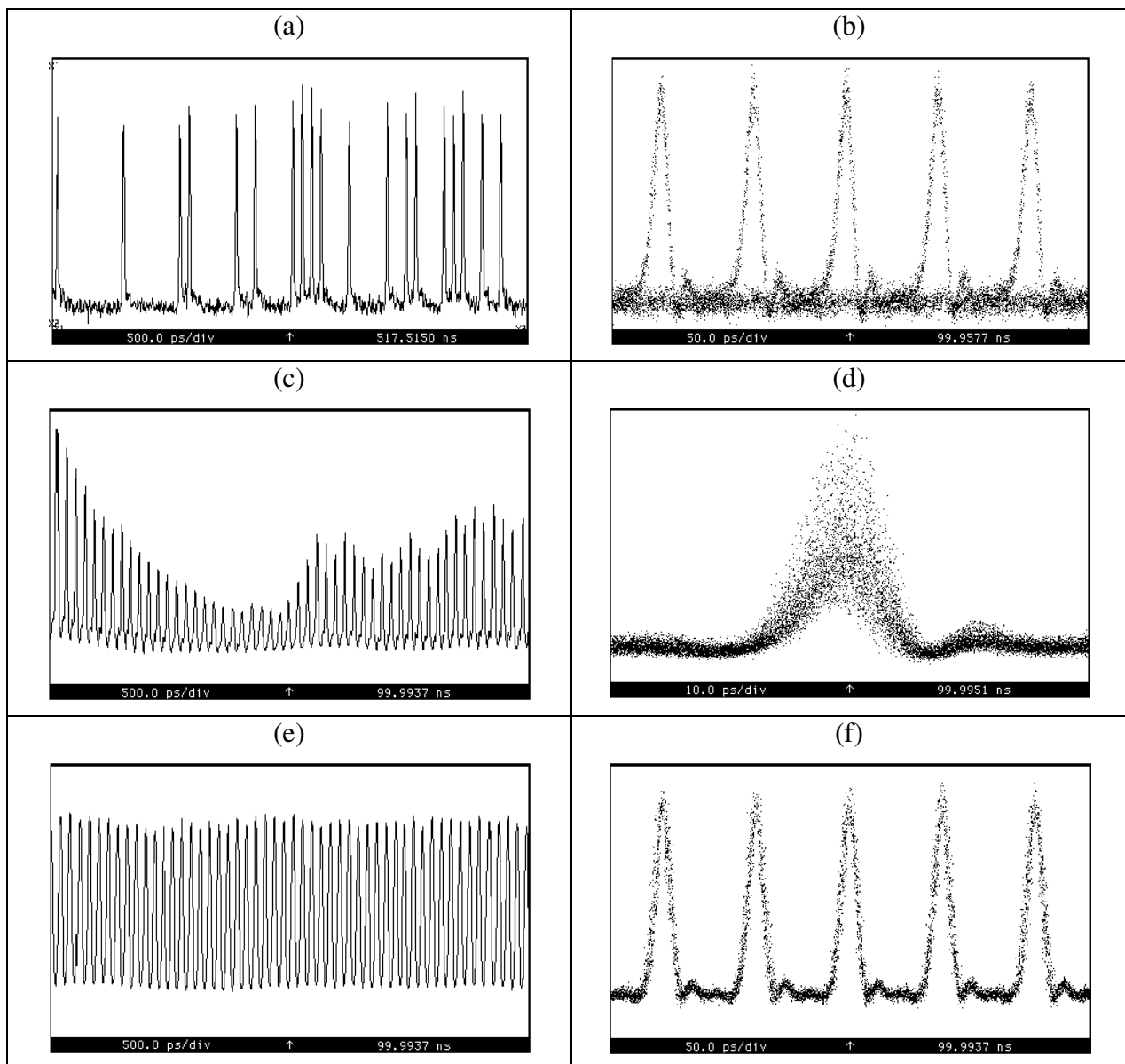
Στην συνέχεια το σήμα ρολογιού χρησιμοποιήθηκε ως το σήμα έλεγχο στο στοιχείο απόφασης που ήταν το δεύτερο συμβολόμετρο MZI. Η λογική πράξη AND μεταξύ του οπτικού σήματος δεδομένων (σε μορφή συνεχόμενης ροής ή πακέτων) και του αντίστοιχου ανακτημένου σήματος ρολογιού, οδηγούσε στην εξισορρόπηση του πλάτους των παλμών εισόδου και τον επαναχρονισμό τους. Ο EDFA μεταξύ των δύο επιμέρους στοιχείων του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε για την αντιστάθμιση των απωλειών που εισήγαγαν τα διάφορα οπτικά στοιχεία.

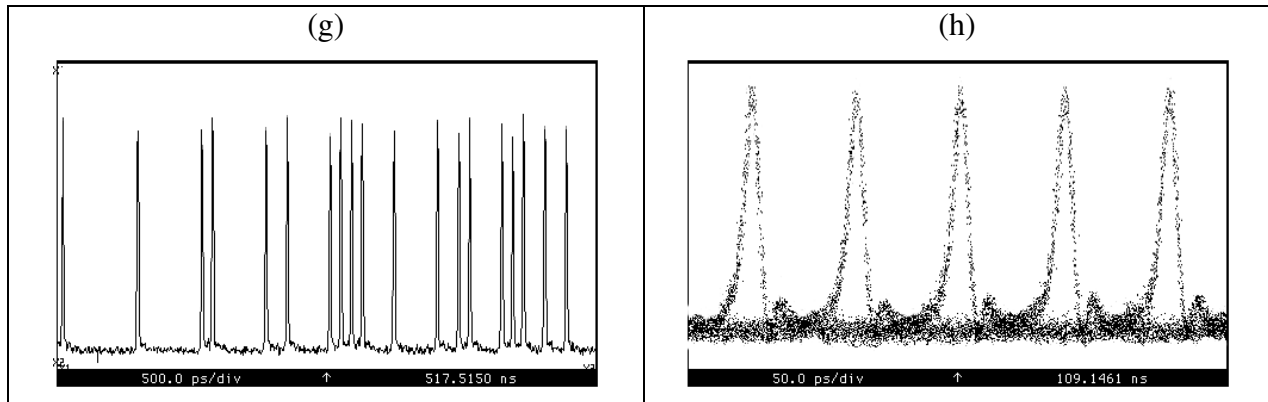
5.3.4 Πειραματικά Αποτελέσματα από την Υλοποίηση του Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων

Ως πρώτο βήμα για το χαρακτηρισμό του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων χρησιμοποιήθηκε μια συνεχόμενη ψευδο-τυχαία ακολουθία τάξης 2^7-1 . Η Εικ. 5.17, δείχνει την λειτουργία του κυκλώματος APD για την συνεχή ροή δεδομένων. Η εικόνα αυτή παρουσιάζει τα αποτελέσματα στην έξοδο του κάθε επιμέρους στοιχείου, δηλαδή την εισερχόμενη παλμοσειρά, την έξοδο του φίλτρου FP που δείχνει τους παλμούς με έντονη

διαμόρφωση πλάτους, την έξοδο μετά τη πύλη που δρα ως ψαλιδιστής στην οποία φαίνεται ότι οι παλμοί έχουν πλέον σχεδόν όλοι το ίδιο πλάτος και τέλος την έξοδο της δεύτερης πύλης (στοιχείο απόφασης) στην οποία τα αρχικά δεδομένα έχουν υποστεί αναγέννηση. Η αριστερή πύλη παρουσιάζει τις παλμοσειρές, ενώ η δεξιά τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού.

Το σήμα χαρακτηρισμού ήταν μια ψευδοτυχαία ακολουθία 2^7-1 , η οποία εισαγόταν στο FP φίλτρο. Στην έξοδο του FPF παράγονταν μια παλμοσειρά ρολογιού με έντονη διαμόρφωση πλάτους. Όπως φαίνεται και από την Εικ. 5.17, ο χρόνος ζωής της μνήμης του φίλτρου (Λεπτότητα=50) ήταν αρκετός για την αποφυγή κενών χρονοθυρίδων μεταξύ των παλμών. Η διαμόρφωση πλάτους ήταν 7.5dB, η οποία επίσης φαίνεται και στο αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Το πρώτο MZI (ICARUS) εφαρμόζοντας τις ιδιότητες του ψαλιδιστή εξίσωνε τα πλάτη των παλμών αυτών σε λιγότερο από 0.3dB δημιουργώντας με αυτόν το τρόπο σήμα ρολογιού υψηλής ποιότητας. Τέλος το δεύτερο MZI (ARTEMIS) ήταν το στοιχείο απόφασης για τη λήψη των δεδομένων στην τελική έξοδο του κυκλώματος.

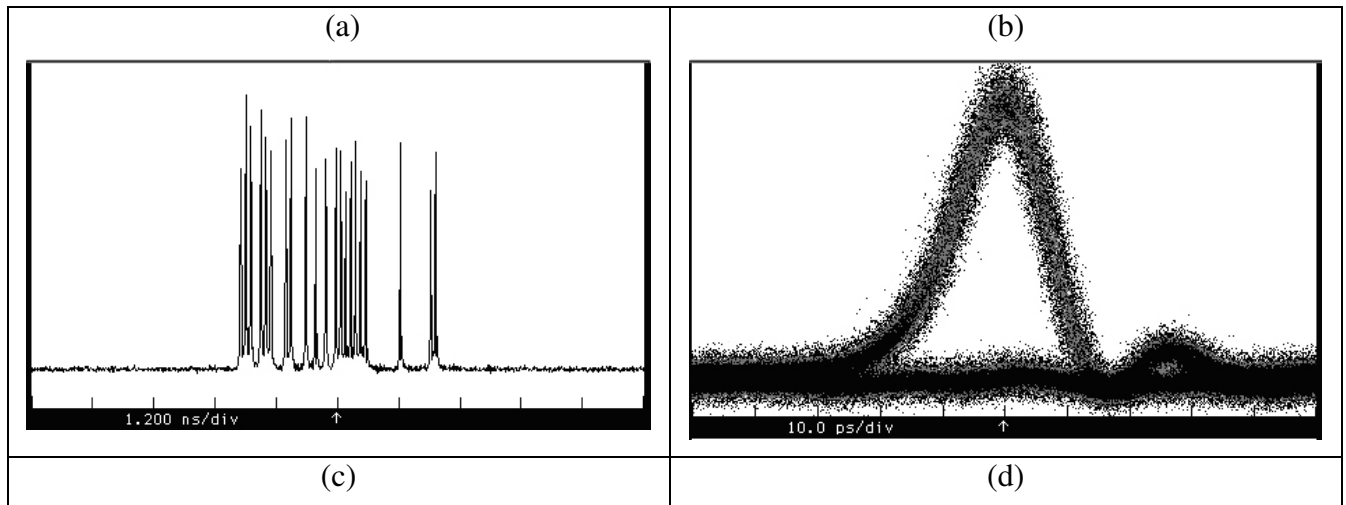


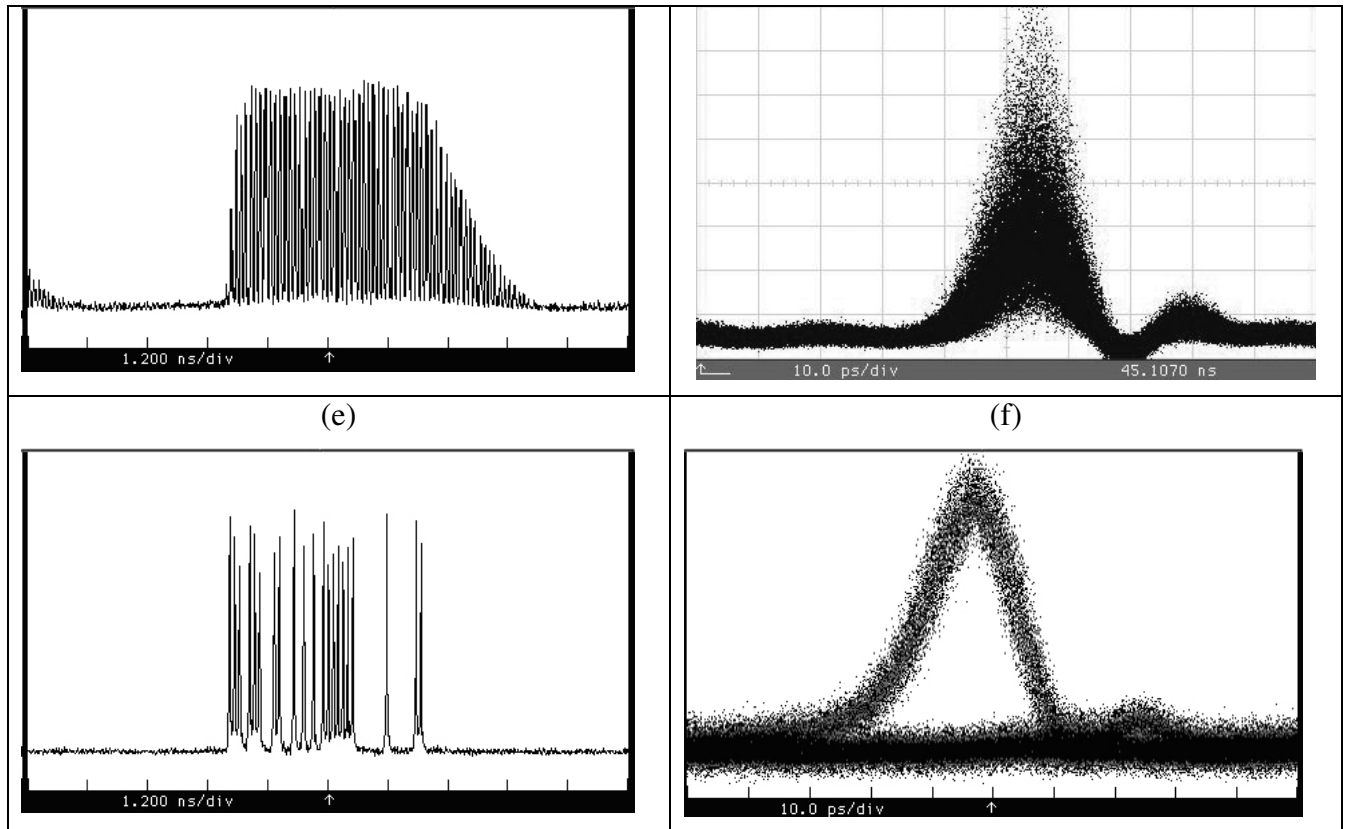


Σχήμα 5.17: Ίχνη παλμοσειρών και αντίστοιχα διαγράμματα ματιού στην έξοδο κάθε στοιχείου του κυκλώματος APD όταν η εισερχόμενη ροή είναι συνεχής μορφής. Η χρονική κλίμακα είναι 500ps/div για τα ίχνη παλμοσειρών, 10ps/div για το διάγραμμα ματιού στην έξοδο του FP φίλτρου και 50ps/div για τα υπόλοιπα τρία διαγράμματα ματιού (εισερχόμενη ροή δεδομένων, έξοδος πρώτης και δεύτερης πύλης).

Η Εικ. 5.18 παρουσιάζει τα αποτελέσματα από τη λειτουργία του κυκλώματος APD όταν η εισερχόμενη ροή είναι με τη μορφή πακέτων. Στην Εικ. 5.18(b) φαίνεται το πακέτο με το ανακτημένο σήμα ρολογιού το οποίο επιδεικνύει χρόνο εγκλειδώσης 2 δυφία και χρόνο σβέσης 15 δυφία. Οι δύο αυτοί χρόνοι καθορίζουν την ελάχιστη χρονική απόσταση που μπορούν να έχουν δύο πακέτα μεταξύ τους και εξαρτώνται αποκλειστικά από τη λεπτότητα του FP φίλτρου. Πρέπει να σημειωθεί ότι το συγκεκριμένο κύκλωμα επέδειξε την ίδια απόδοση τόσο με συγχρόνη όσο και με ασύγχρονη μορφή πακέτων των οποίων η διάρκεια ήταν μεταβλητού μεγέθους.

Από τη σύγκριση των διαγραμμάτων ματιού των Εικ. 5.18(b) και 5.18(f), φαίνεται ότι τα δεδομένα στην έξοδο του κυκλώματος έχουν τόσο μειωμένο χρονικό jitter, όσο και μειωμένη διαμόρφωση πλάτους. Η μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς της πύλης που αποτελεί στοιχείο απόφασης συνεισφέρει στην εξίσωση του πλάτους των παλμών, ενώ η οδήγηση της πύλης με σήμα ρολογιού μειωμένου χρονικού jitter επιδρά στον επαναχρονισμό των παλμών.





Σχήμα 5.18: Ίχνη παλμοσειρών και αντίστοιχα διαγράμματα ματιού στην έξοδο κάθε στοιχείου του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων όταν η εισερχόμενη ροή είναι με τη μορφή πακέτων. Η χρονική κλίμακα είναι 1.2ns/div για τα ίχνη παλμοσειρών και 10ps/div για το διάγραμμα ματιού.

Η απόδοση του κυκλώματος ως προς το χρονικό jitter αναλύθηκε με την ολοκλήρωση της μονής πλευρικής μάντας του φάσματος του θορύβου του εισερχόμενου σήματος, του ανακτημένου ρολογιού και του αναγεννημένου σήματος σε απόσταση 1KHz έως 10MHz από το φέρον. Από την ολοκλήρωση αυτή προέκυψε ότι η μέση τιμή του jitter ήταν 1.3ps για το σήμα εισόδου, 700fs για τα πακέτα ρολογιού και 870fs για το τελικό σήμα εξόδου. Η ισχύς των σημάτων στις εισόδους των δύο πυλών ήταν:

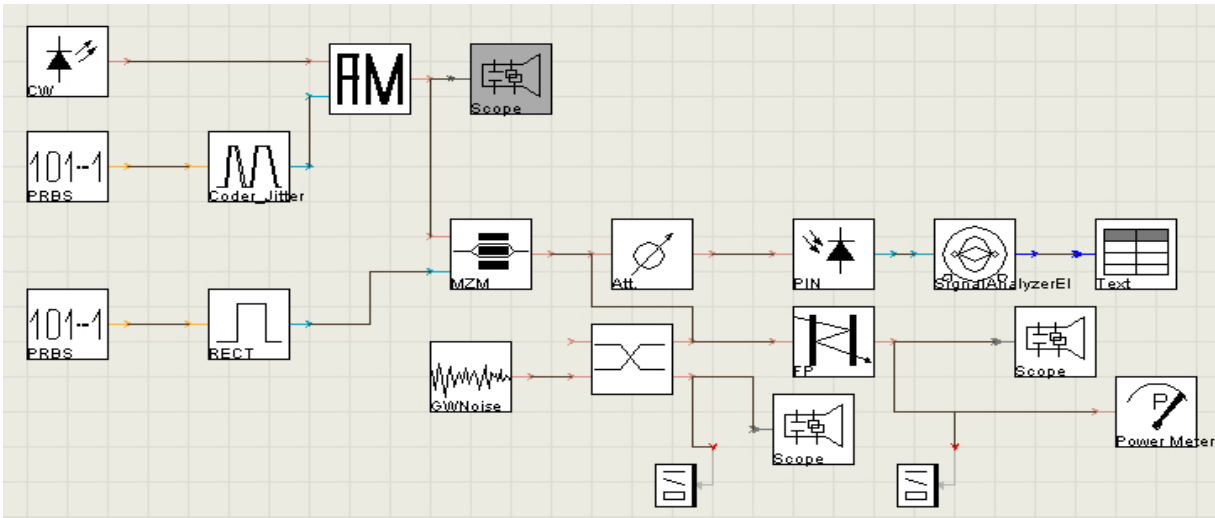
- Για το ψαλιδιστή το σήμα εισόδου CW είχε μέση ισχύ 550μW (/4 μέσα στον SOA), το σήμα ώθησης 45fJ/παλμό (/2 εντός του SOA) και το σήμα έλξης 22fJ/παλμό(/2 εντός του SOA).
- Για το στοιχείο απόφασης οι ενέργειες ήταν 3fJ/παλμό(/4 μέσα στον SOA) για τα πακέτα δεδομένων και 4fJ/παλμό (/2 εντός του SOA) για το σήμα ελέγχου.

5.3.5 Προσομοίωση Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων στα 10Gbps

Στην προηγούμενη ενότητα προσομοιώθηκε η οπτική MZI σε μια πολύπλοκη λογική πράξη όπως είναι ο 2x2 διακόπτης. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σχεδόν ταυτίζονταν με τα πειραματικά, γεγονός που επιβεβαιώνει ότι η ομάδα παραμέτρων που επιλέχθηκε για το μοντέλο του SOA ανταποκρίνεται πολύ καλά στη μακροσκοπική περιγραφή της συμπεριφοράς

του MZI σε AND λειτουργία. Στην ενότητα αυτή θα γίνει προσπάθεια αναπαραγωγής των αποτελεσμάτων που προέκυψαν από την πειραματική υλοποίηση του κυκλώματος APD και θα γίνει πρόβλεψη για την απόδοση του κυκλώματος σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps. Η επιτυχής προσομοίωση και του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού θα αποδείξει πέραν πάσης αμφιβολίας ότι η ομάδα παραμέτρων για το μοντέλο του SOA στο VPI είναι επιτυχής αφού μπορεί να περιγράψει την λειτουργία του MZI για οποιεσδήποτε συνθήκες.

Αρχικά θα γίνει διερεύνηση της απόδοσης του κυκλώματος APD για συνεχή ροή δεδομένων. Η πηγή που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του σήματος στην είσοδο του κυκλώματος απεικονίζεται στην Εικ. 5.19.



Σχήμα 5.19: Διάταξη παραγωγής του σήματος που εισάγεται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων

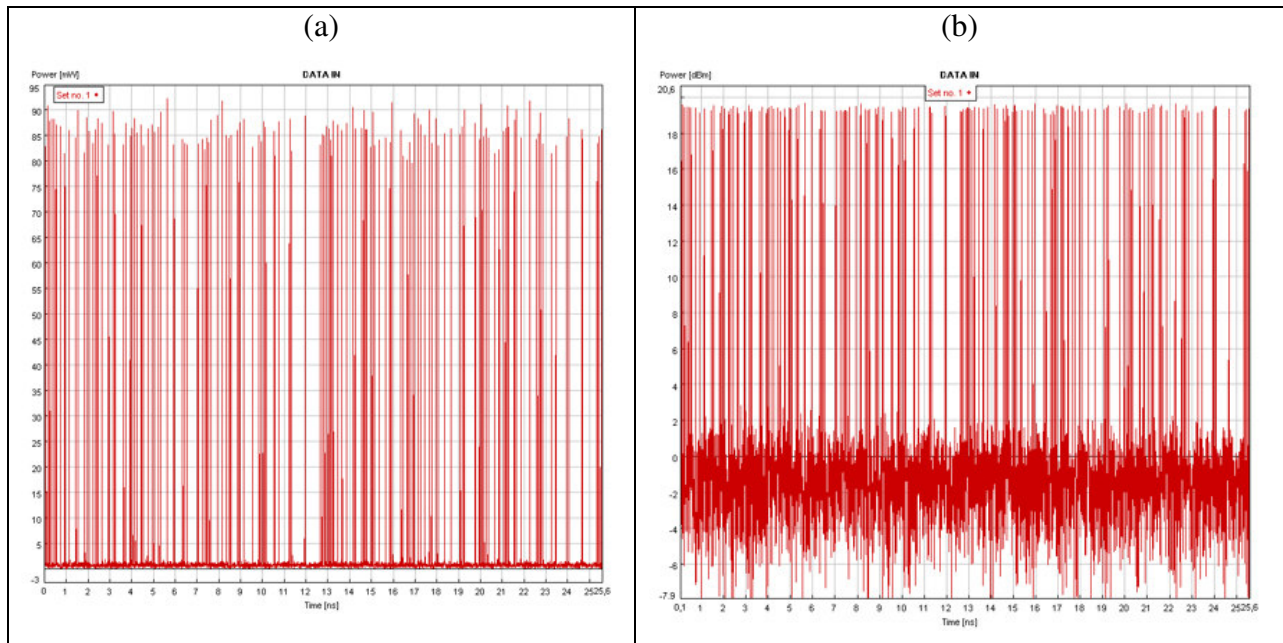
Τη συνεχή ροή αποτελούν 256 δυφία της $2^{17}-1$ ψευδοτυχαίας ακολουθίας σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10 Gbps. Το κάθε δυφία είναι παλμός Gauss με μήκος κύματος 1548.5nm (193.6THz) και χρονικό εύρος 10ps. Το τυχαίο χρονικό jitter των παλμών κατανομής Gauss, ήταν μεταβλητού μεγέθους καθώς εξετάστηκε κατά πόσο μπορεί το κύκλωμα να παράγει παλμοσειρά ρολογιού μειωμένου jitter σε σχέση με το jitter του σήματος εισόδου. Ο ΕΟ διαμορφωτής για την εισαγωγή των δεδομένων θεωρείται ότι έχει λόγο αντίθεσης 23dB όπως και στο πείραμα, ενώ με την εισαγωγή θορύβου ο λόγος αντίθεσης μειωνόταν στα 17dB. Με μια φωτοδίοδο (PIN στο Σχ. 5.19) το σήμα αυτό μετατρέπονταν σε ηλεκτρικό και μέσω ενός αναλυτή (SignalAnalyzerEl στο Σχ. 5.19) μπορούσε να μετρηθεί το από κορυφή σε κορυφή χρονικό jitter της παλμοσειράς εισόδου. Το σήμα αυτό καταγράφονταν για να εισαχθεί στη συνέχεια ως σήμα εισόδου στο MZI της πύλης ανάκτησης δεδομένων. Στη συνέχεια οι παλμοί εισάγονταν στο FP φίλτρο με Ελεύθερη Φασματική Περιοχή ίση με 10GHz και Λεπτότητα ίση με 50 ($T=0.06$). Το σήμα αυτό καταγράφονταν για να εισαχθεί ως σήμα ελέγχου στον ψαλιδιστή του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.

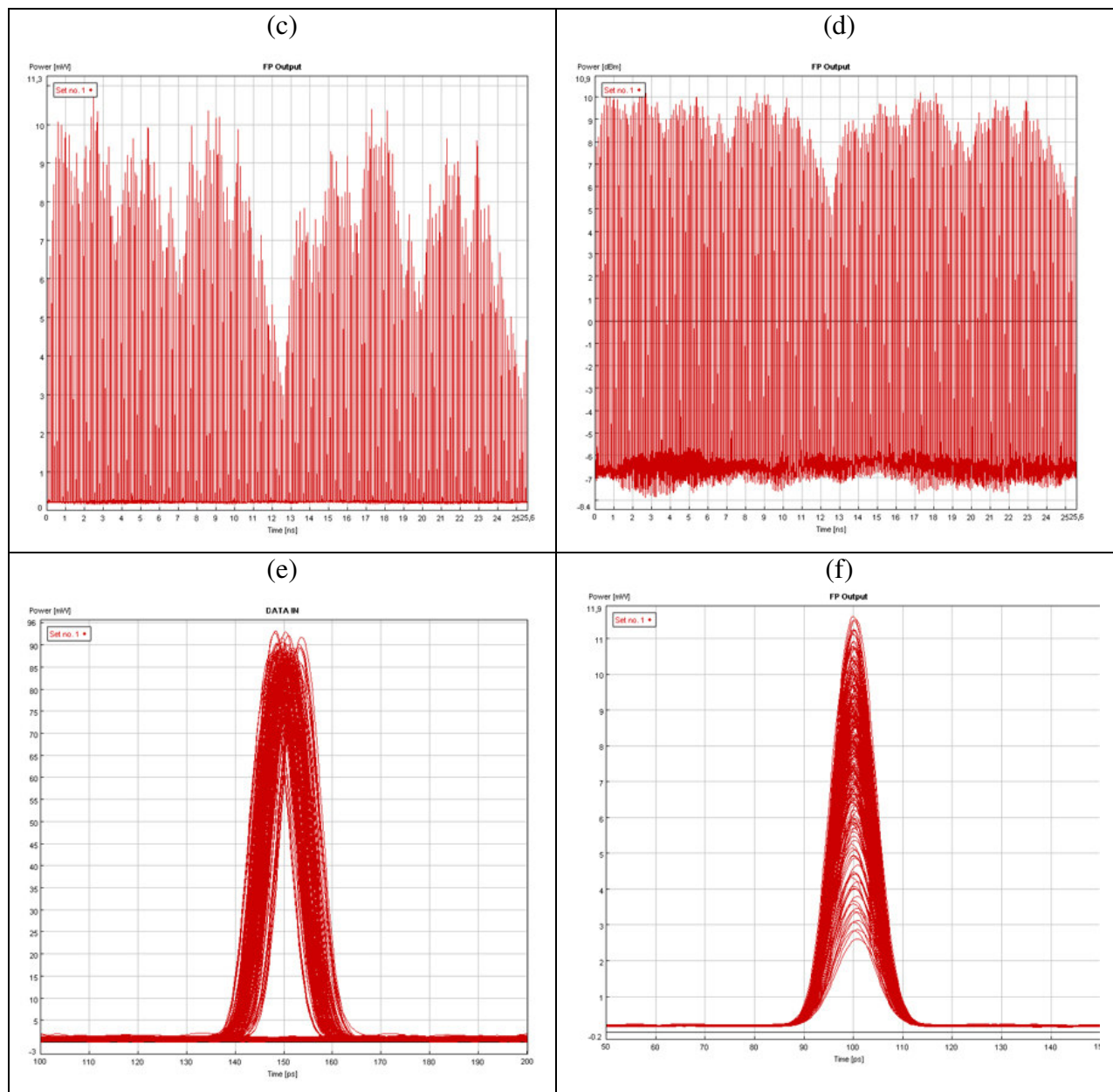
Όλα τα χαρακτηριστικά του σήματος εισόδου που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις για την εξέταση του κυκλώματος APD σε ρυθμό μετάδοσης 10Gbps παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πίνακα 5.3

Πίνακας 5.3: Χαρακτηριστικά του σήματος Εισόδου στα 10GHz

Παράμετροι	Χαρακτηριστικά Σήματος Εισόδου
Κωδικοποίηση	PRBS 2 ⁷ -1
Μήκος Κύματος	1548.5nm
Πλάτος παλμού (FWHM)	10ps
Διαμόρφωση Πλάτους	0.5dB
Ισχύς κορυφής	80-90mW
Ενέργεια/Παλμός	800-900fJ
RMS jitter	1.5ps
Peak-to-peak jitter	7.5ps

Στην Εικ. 5.20 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για σήμα εισόδου με jitter με μέση τιμή 1.5ps και από κορυφή σε κορυφή 7.5ps. Στην Εικ. 5.20(b) φαίνεται το σήμα εισόδου σε λογαριθμική κλίμακα στην οποία επιβεβαιώνεται ότι ο λόγος αντίθεσης του είναι 17dB μετά την εισαγωγή του θορύβου. Στις Εικ. 5.20(c) και (d) απεικονίζεται το σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου. Λόγω της ιδιότητας μνήμης του FP φίλτρου, το αρχικό σήμα που αποτελείται από “1” και “0” έχει μετατραπεί σε μια παλμοσειρά ρολογιού με έντονη διαμόρφωση πλάτους. Η Λεπτότητα του φίλτρου ίση με 50 είναι ικανή για την πλήρωση των “0” ακόμα και στο πιο δύσκολο σημείο στο τέλος τη ακολουθίας όπου υπάρχουν πέντε “0”, ένας “1” και έξι “0”. Από το διάγραμμα ματιού (Εικ. 5.20(f)) προκύπτει ότι η διαμόρφωση πλάτους του σήματος στην έξοδο του FP φίλτρου είναι 7.5dB, όσο και στο πείραμα.

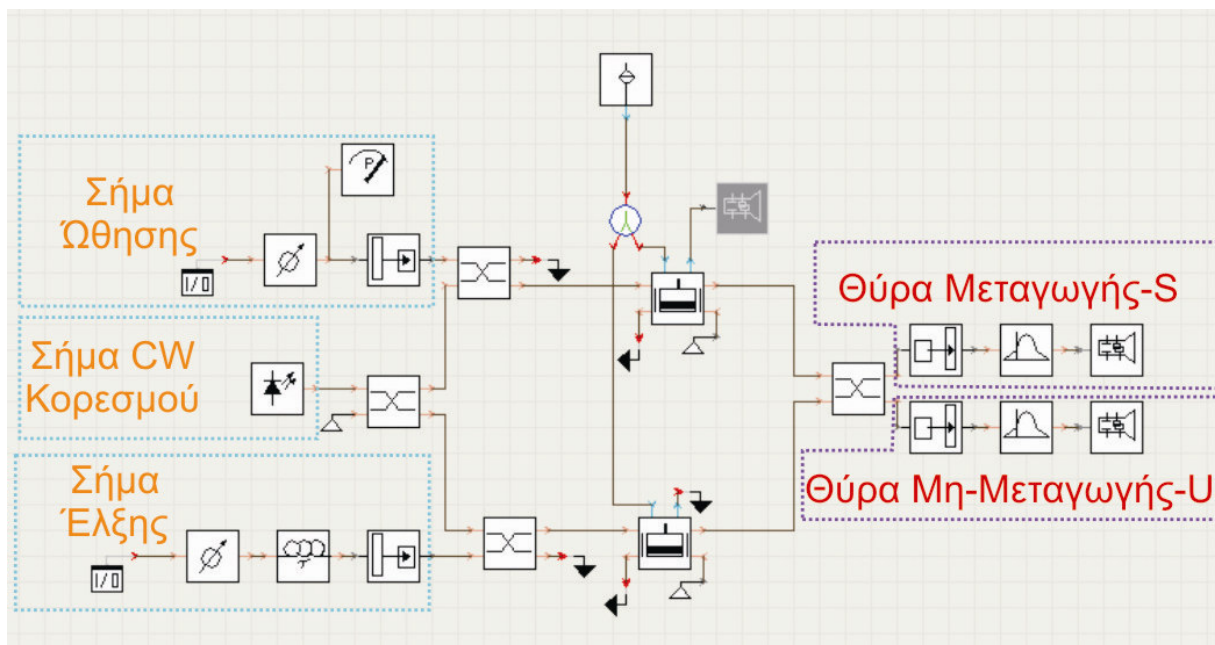




Σχήμα 5.20: (a) Σήμα στην είσοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 5mW/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (b) Σήμα στην είσοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 2dB/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (c) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 1mW/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (d) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 1dB/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (e) Διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου (άξονας ισχύος 5mW/div και χρονική κλίμακα 10ps/div) και (f) Διάγραμμα ματιού του σήματος στην έξοδο του FP φίλτρου (άξονας ισχύος 1mW/div και χρονική κλίμακα 100ps/div).

Το σήμα αυτό στην συνέχεια εισάγεται ως σήμα ελέγχου στο κύκλωμα ψαλιδισμού που παρουσιάζεται στην Εικ. 5.21. Το κύκλωμα ψαλιδισμού είναι ένα συμβολόμετρο MZI, στο οποίο το σήμα ελέγχου εισάγεται με τη μορφή ώθησης-έλξης (push-pull) έτσι ώστε να μειωθεί το χρονικό εύρος του παραθύρου μεταγωγής και άρα και το εύρος των παλμών που σχηματίζονται στην θύρα μεταγωγής S της πύλης. Ως σήμα κορεσμού χρησιμοποιείται ένα σήμα CW με μήκος κύματος 1554.1nm (192.95THz). Οι SOAs οδηγούνται με ρεύματα έκχυσης

300mA έκαστος έναντι 200mA που ήταν στο πείραμα. Ο λόγος είναι ότι όπως φάνηκε από τις προσομοιώσεις αργότερα, η επιτάχυνση της απόκρισης του κέρδους των SOAs οδηγεί σε καλύτερα αποτελέσματα. Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι στις προσομοιώσεις του MZI ως ψαλιδιστή θεωρείται ότι ο παράγοντας σύζευξης πλάτους-φάσης α (α factor) είναι ίσος με 4, έναντι 6 που θεωρείται στις υπόλοιπες προσομοιώσεις. Αυτό γίνεται διότι όπως έχει περιγραφεί και στην παράγραφο 4.14, η αύξηση της ισχύος εισόδου στους SOAs οδηγεί σε μείωση του παράγοντα α . Η επιλογή του $\alpha=4$ έγινε καθώς γύρω από την τιμή αυτή ($\alpha=3.5$ έως $\alpha=4.5$), η ισχύς εξόδου του MZI ως ψαλιδιστή συμφωνούσε με τα πειραματικά αποτελέσματα.



Σχήμα 5.21: Διάταξη του MZI που χρησιμοποιείται ως κύκλωμα ψαλιδισμού στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού.

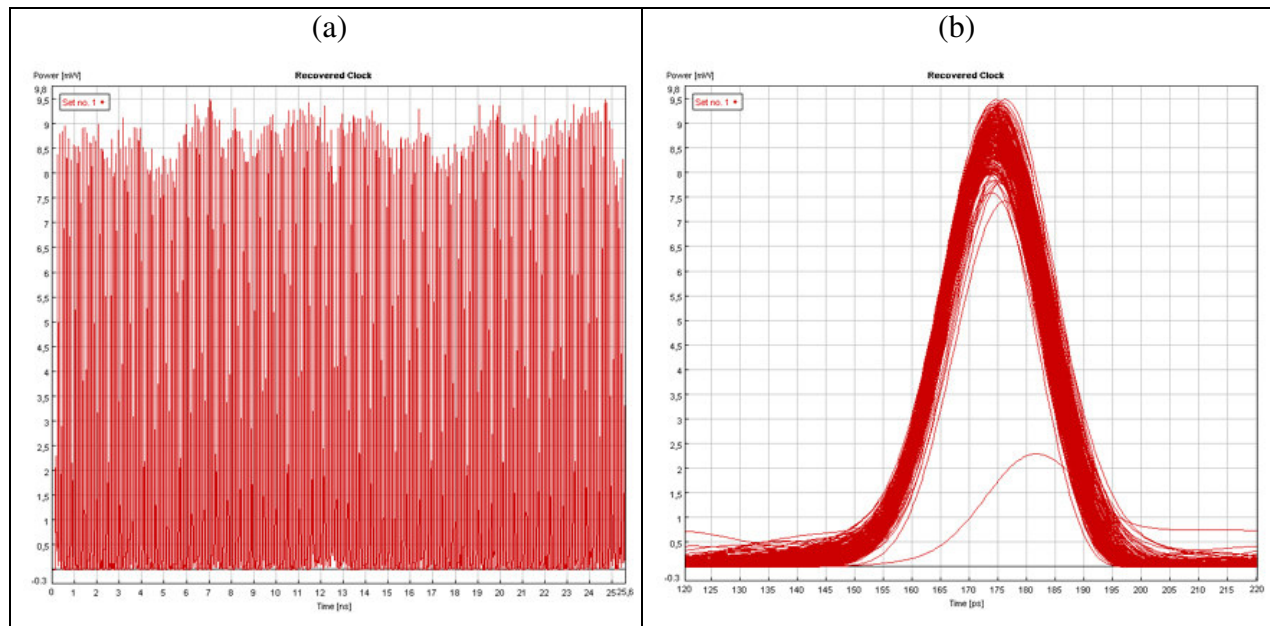
Στην Εικ. 5.22 παρουσιάζεται το σήμα ρολογιού που σχηματίζεται στη θύρα εξόδου S του συμβολομέτρου. Το αποτέλεσμα αυτό προκύπτει για ισχύ του σήματος CW 0.6mW, για μέση ισχύ του σήματος ώθησης ίση με 0.6mW (~50fJ/παλμό) και μέση ισχύ του σήματος έλξης 8dB λιγότερη, δηλαδή 95μW (~8fJ/παλμό). Στο πείραμα η ισχύς του σήματος ώθησης ήταν 3dB λιγότερη σε σχέση με την μέση ισχύ του σήματος έλξης. Η διαφορά αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι στις προσομοιώσεις το ρεύμα έκχυσης των SOAs ήταν 300mA με αποτέλεσμα η απόκριση του κέρδους τους να είναι ταχύτερη και άρα να χρειάζεται λιγότερη ισχύ του σήματος έλξης για τη συγκεκριμένη χρονική καθυστέρηση ($\Delta t=17ps$) ώστε να αναιρεθεί η διαφορά φάσης που εισάγει το σήμα ώθησης. Ο παλμός του σήματος ρολογιού είχε τελικά χρονικό εύρος 20ps, όπως φαίνεται και από το διάγραμμα ματιού του Σχ. 5.22(b). Από το ίδιο διάγραμμα ματιού προκύπτει επίσης ότι η διαμόρφωση πλάτους του ίδιου σήματος ήταν 0.5dB. Η σημαντικότερη όμως παρατήρηση σχετίζεται με το χρονικό jitter των παλμών ρολογιού. Συγκρίνοντας τις Εικ. 5.20(e) και 5.22(b) προκύπτει ότι το φίλτρο FP σε συνδυασμό με την οπτική πύλη που παίζει το ρόλο του οπτικού ψαλιδιστή καταφέρνει να επαναχρονίσει τους αρχικούς παλμούς δημιουργώντας σήμα ρολογιού μειωμένου jitter. Η κατανομή Gauss του χρονικού όμως jitter που είχαν οι παλμοί δεν διατηρείται. Για το λόγο αυτό δεν μπορεί να αναφερθεί μέση τιμή για το jitter του σήματος ρολογιού που προκύπτει, παρά μόνο για την από κορυφή σε κορυφή τιμή του. Έτσι με βάση το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.22(b) το από κορυφή σε κορυφή jitter των παλμών

μετρήθηκε ίσο με 4ps, έναντι 7.5ps που είχε το αρχικό σήμα εισόδου. Συνοπτικά τα αποτελέσματα για το ανακτημένο σήμα ρολογιού παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.4.

Πίνακας 5.4: Χαρακτηριστικά του ανακτημένου σήματος ρολογιού στα 10GHz

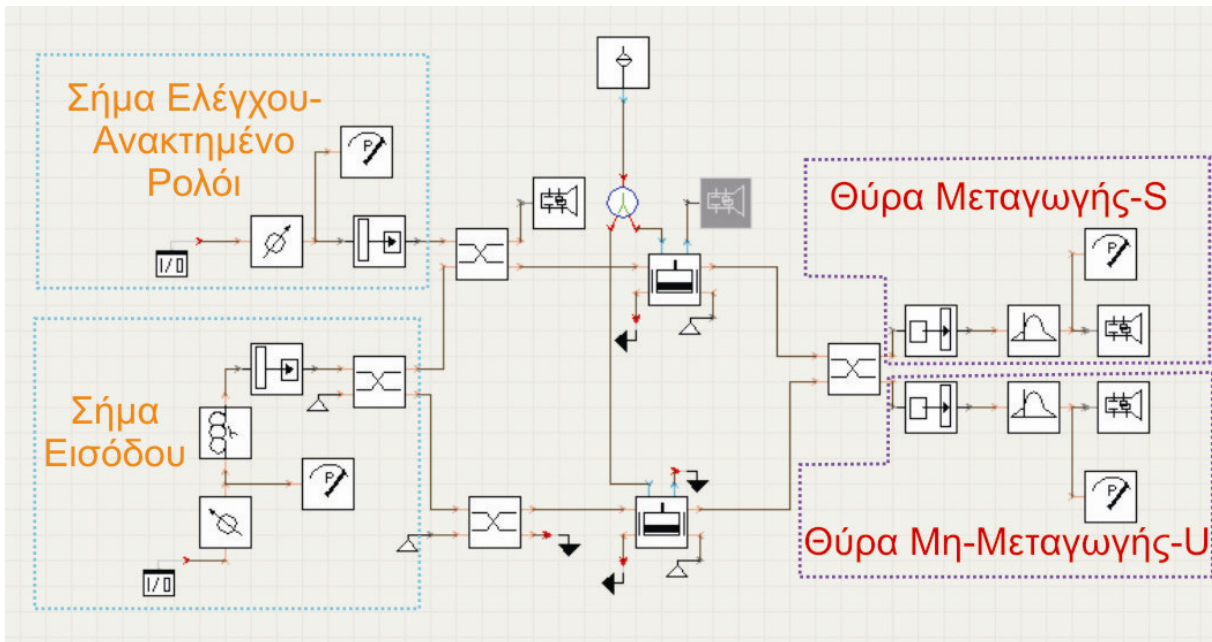
Παράμετροι	Χαρακτηριστικά Σήματος Ανακτημένου Ρολογιού
Μήκος Κύματος	1554.1nm
Αρχικό Σήμα Εισόδου	2 ⁷ -1 PRBS
Πλάτος παλμού (FWHM)	20 ps
Διαμόρφωση Πλάτους	0.5dB
Ισχύς κορυφής	7.5-8.5mW
Ενέργεια/Παλμός	150-170fJ
Peak-to-peak jitter	4 ps

Το σήμα ρολογιού εισήχθη στη συνέχεια ως σήμα ελέγχου στη δεύτερη πύλη MZI που αποτελεί το στοιχείο απόφασης. Η διάταξη αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 5.23. Η μέση ισχύς του σήματος εισόδου ήταν 100μW ή 1fJ/παλμό (/4 εντός SOA). Βέλτιστη μεταγωγή παρατηρήθηκε για ισχύ του σήματος ελέγχου 150μW ή 3fJ/παλμό (/2 εντός SOA) και χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους ~50ps. Η ισχύς του σήματος εξόδου μετρήθηκε για αυτές τις συνθήκες τελικά στη θύρα μεταγωγής S του συμβολομέτρου 900μW.



Σχήμα 5.22: (a) Παλμοσειρά του ανακτημένου ρολογιού στην έξοδο του ψαλιδιστή και (b) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 0.5mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 1ns/div στη παλμοσειρά και 10ps/div στο διάγραμμα ματιού.

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι παλμοί στη θύρα εξόδου του ψαλιδιστή που δημιουργεί το σήμα ρολογιού έχουν χρονικό εύρος 11ps, αυξημένο κατά 1ps σε σχέση με το σήμα στην είσοδο της πύλης και ο λόγος είναι τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται για την αποκοπή του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής. Τα φίλτρα αυτά με συνάρτηση μεταφοράς μορφής Gauss καθώς έχουν 3dB εύρος ζώνης ίσο με 70GHz, λίγο μεγαλύτερο από αυτό του σήματος εισόδου (50GHz), αποκόπτουν ένα μέρος του φάσματος του οπτικού σήματος που έχει ως συνέπεια τελικά την μικρή διεύρυνση των παλμών. Τέλος η διαμόρφωση πλάτους της παλμοσειράς είναι 0.8dB, αυξημένος κατά 0.3dB συγκριτικά με την παλμοσειρά στην είσοδο του κυκλώματος, αποτέλεσμα του ενδοζωνικού θορύβου που προστίθεται στο σήμα.



Σχήμα 5.23: Διάταξη λειτουργίας του δεύτερου MZI που χρησιμοποιείται για την ανάκτηση των δεδομένων.

Η παλμοσειρά του σήματος στην τελική έξοδο του κυκλώματος παρουσιάζεται στην Εικ. 5.24(a), ενώ στην Εικ 5.24(b) παρουσιάζεται το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Συγκρίνοντας τα διαγράμματα ματιού του σήματος στην είσοδο και στην έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης δεδομένων (Εικ. 20(e) και 24(b) αντίστοιχα) προκύπτει ότι το δεύτερο είναι πιο ανοιχτό, γεγονός που υποδηλώνει την βελτίωση της ποιότητας της παλμοσειράς. Το αποτέλεσμα αυτό είναι ενάντια στην παρατήρηση της αύξησης της διαμόρφωσης πλάτους του σήματος κατά 0.3dB. Η οδήγηση όμως του στοιχείου απόφασης με το ανακτημένο σήμα ρολογιού μειωμένου jitter, έχει ως συνέπεια τον επαναχρονισμό του σήματος στην έξοδο του κυκλώματος. Έτσι παρόλο που η διαμόρφωση πλάτους της παλμοσειράς είναι ελαφρώς αυξημένη, η μείωση του χρονικού της jitter έχει ως αποτέλεσμα το διάγραμμα ματιού του τελικού σήματος να είναι πιο ανοιχτό σε σχέση με το σήμα εισόδου.

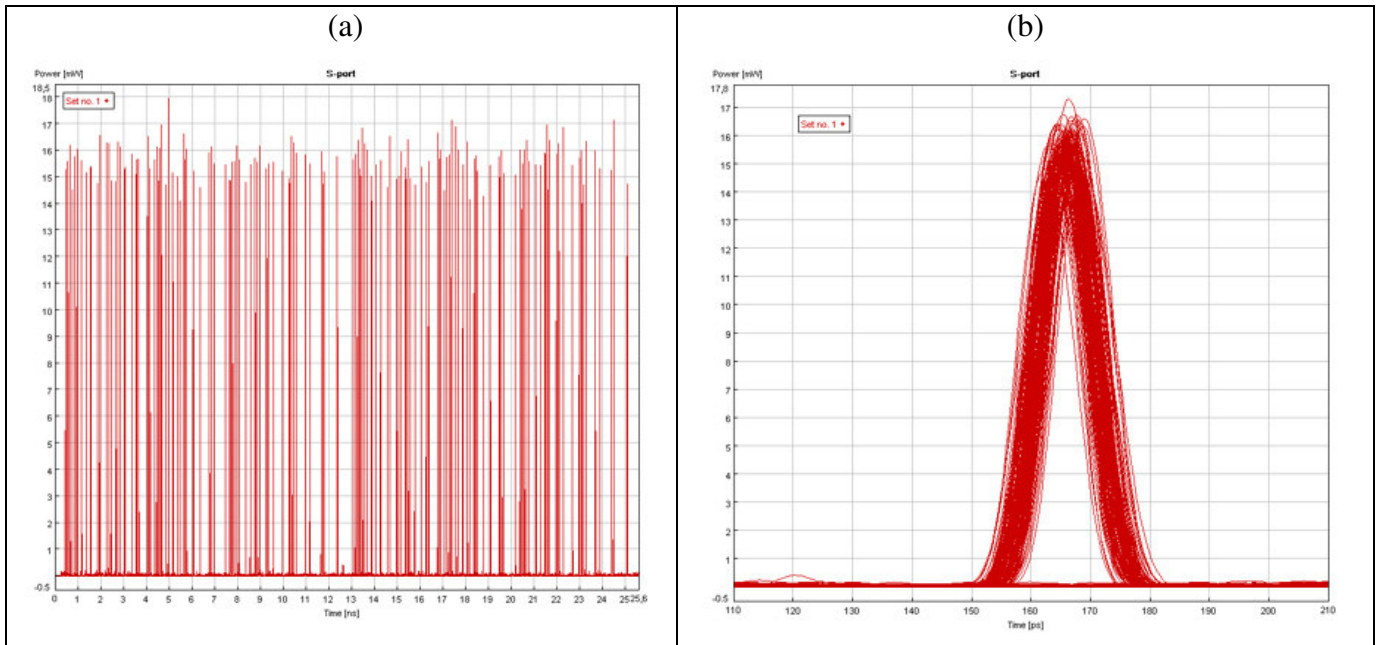
Ένα άλλο στοιχείο που πρέπει να επισημανθεί είναι ότι παρόλο που η κατανομή Gauss δεν διατηρείται στο σήμα ρολογιού, αυτό δεν συμβαίνει και στη κατανομή jitter του σήματος δεδομένων στην έξοδο του κυκλώματος. Η AND λογική πράξη δεν βασίζεται στη λειτουργία της πύλης στη μη γραμμική περιοχή και άρα δεν υπάρχει αλλαγή της μορφής της κατανομής του χρονικού jitter των παλμών που παραμένει Gauss. Έτσι στην έξοδο της διάταξης η μέση τιμή

rms του jitter μετρήθηκε ίση με 1ps, ενώ η από κορυφή σε κορυφή τιμή ήταν 5ps. Οι τιμές αυτές έρχονται σε πλήρη συμφωνία με τα πειραματικά αποτελέσματα.

Όλα τα χαρακτηριστικά του σήματος ανακτημένων δεδομένων στην τελική έξοδο του κυκλώματος ΑΡΔ παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πίνακα 5.5.

Πίνακας 5.5: Χαρακτηριστικά του ανακτημένου σήματος δεδομένων στα 10GHz

Παράμετροι	Χαρακτηριστικά Σήματος Ανακτημένων Δεδομένων
Μήκος Κύματος	1548.5nm
Πλάτος παλμού	11ps
Διαμόρφωση Πλάτους	0.8dB
Ισχύς κορυφής	14.5-17.5mW
Ενέργεια/Παλμός	160-190fJ
RMS jitter	1ps
Peak-to-peak jitter	5 ps



Σχήμα 5.24: (a) Παλμοσειρά του σήματος στην τελική έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης δεδομένων και (b) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Η χρονική κλίμακα είναι 1ns/div για την παλμοσειρά και 10ps/div για το διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div και στις δύο εικόνες.

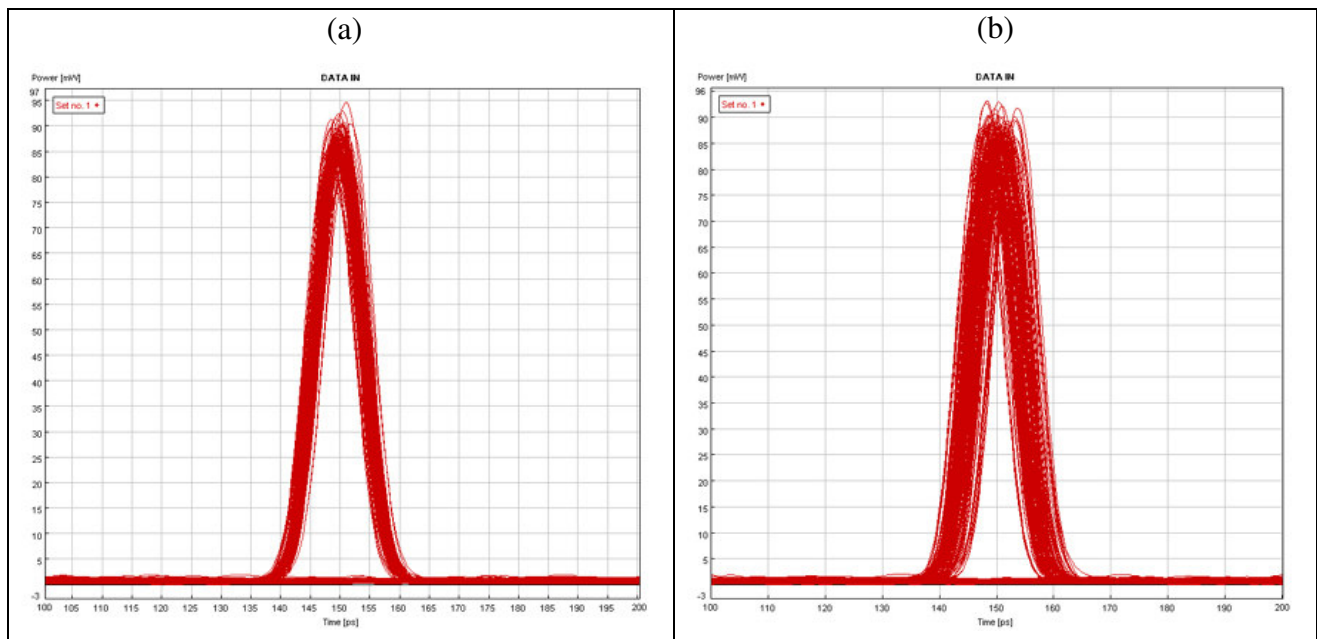
5.3.6 Μείωση του Χρονικού Jitter από το Κύκλωμα ΑΡΔ

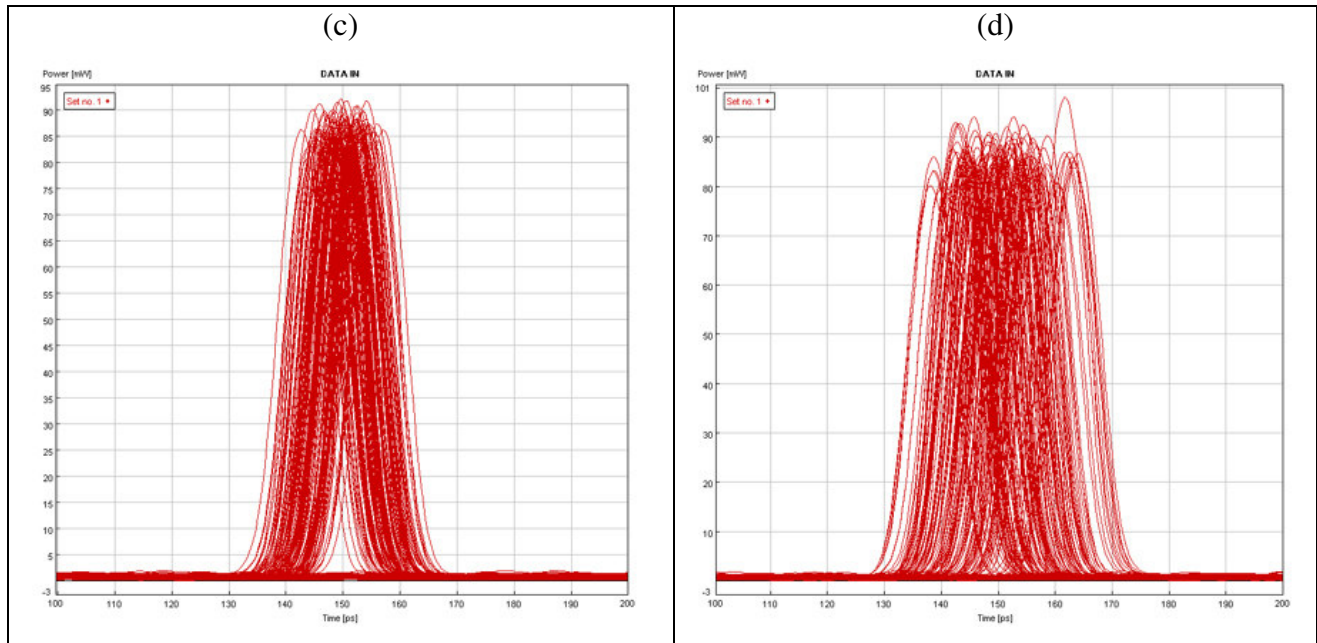
Σημαντικό χαρακτηριστικό στοιχείο του κυκλώματος ΑΡΔ όπως φάνηκε από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, τα οποία συμφωνούν με τα πειραματικά με πολύ μεγάλη ακρίβεια, είναι η ικανότητα του να μειώνει το χρονικό jitter του εισερχόμενου σήματος. Στην παράγραφο αυτή μέσω προσομοιώσεων γίνεται πρόβλεψη του χρονικού jitter που θα έχει τόσο η παλμοσειρά του ανακτημένου σήματος ρολογιού όσο και του ανακτημένου σήματος δεδομένων, όταν το σήμα εισόδου έχει διάφορες τιμές χρονικού jitter. Σε κάθε περίπτωση η κατανομή του jitter θεωρείται μορφής Gauss στην οποία, η από κορυφή σε κορυφή τιμή είναι ίση με 5 φορές αυτή της μέσης τιμής. Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του σήματος παραμένουν ίδια με αυτά του Πίνακα 5.3. Η εξέταση αυτή λαμβάνει χώρα πάλι για συνεχή ροή δεδομένων ψευδοτυχαίας ακολουθίας 2^7-1 .

Η περιοχή των τιμών rms jitter που επιλέχθηκαν προς διερεύνηση περιλαμβάνει τιμές πολύ μικρές σε σχέση με το εύρος του παλμού έως συγκρίσιμες με αυτό. Με τον τρόπο αυτό έγινε προσπάθεια να ευρεθούν τα όρια στα οποία μπορεί το κύκλωμα ΑΡΔ να λειτουργεί αποτελεσματικά. Η περιοχή αυτή τιμών περιλαμβάνει τέσσερις τιμές στις οποίες η μεγαλύτερη είναι οχτώ φορές ίση με αυτή της μικρότερης. Αναλυτικά οι τέσσερις μέσες τιμές jitter και οι αντίστοιχες από κορυφή σε κορυφή παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.6.

Πίνακας 5.6: RMS και PtP τιμές χρονικού jitter του σήματος εισόδου στη μελέτη μείωσης jitter από το κύκλωμα ΑΡΔ

A/A	Μέση Τιμή Jitter	PtP Jitter
1	750fs	3.75ps
2	1.5ps	7.5ps
3	3ps	15ps
4	6ps	30ps

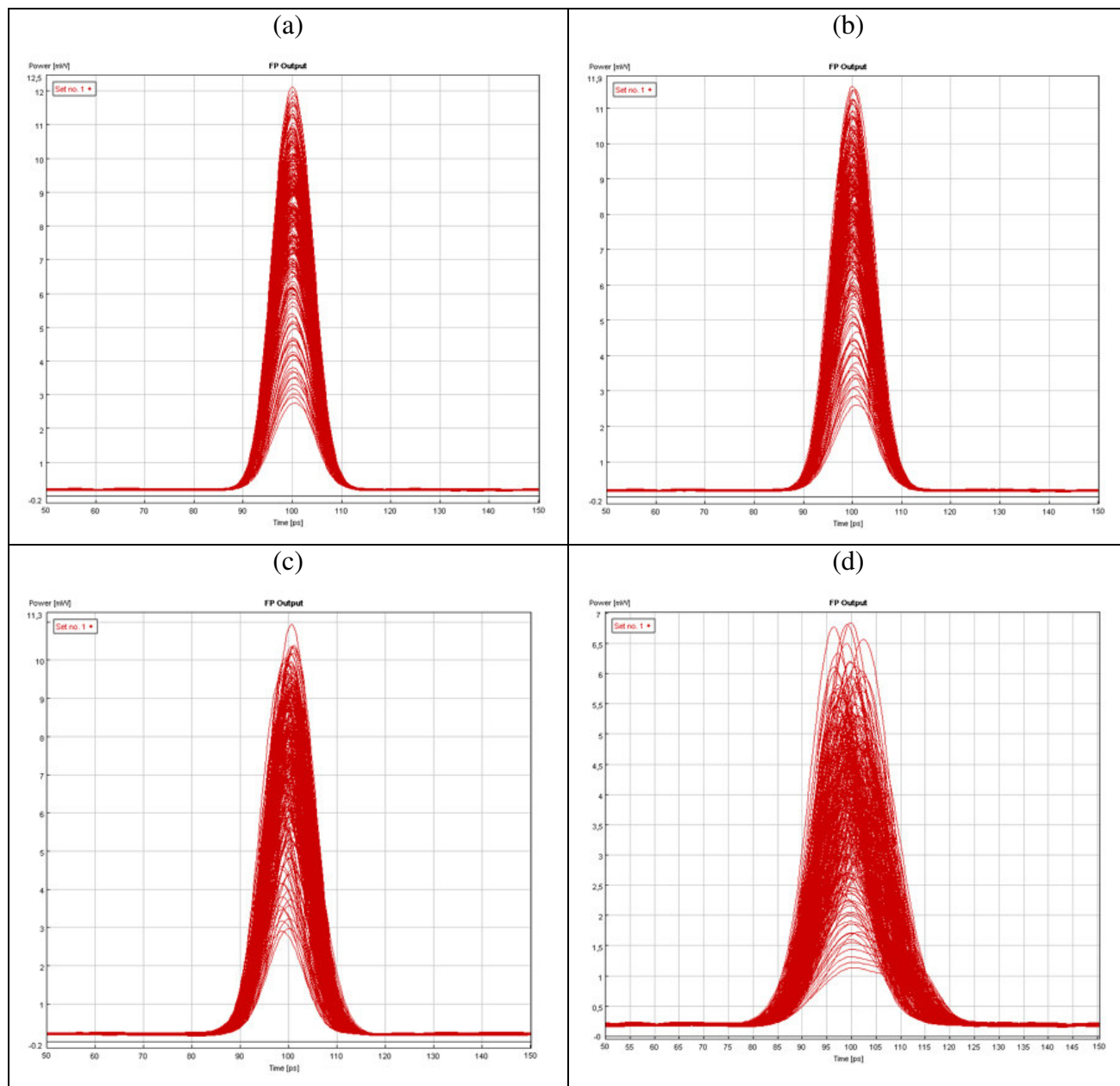




Σχήμα 5.25: Διάγραμμα ματιού του σήματος στην είσοδο του κυκλώματος APD με μέση τιμή jitter (a) 750fs, (b) 1.5ps, (c) 3ps και (d) 6ps. Η κλίμακα ισχύος είναι στα (a), (b), (c) 5mW/div ενώ στο (d) είναι 10mW/div. Η χρονική κλίμακα είναι παντού 10ps/div.

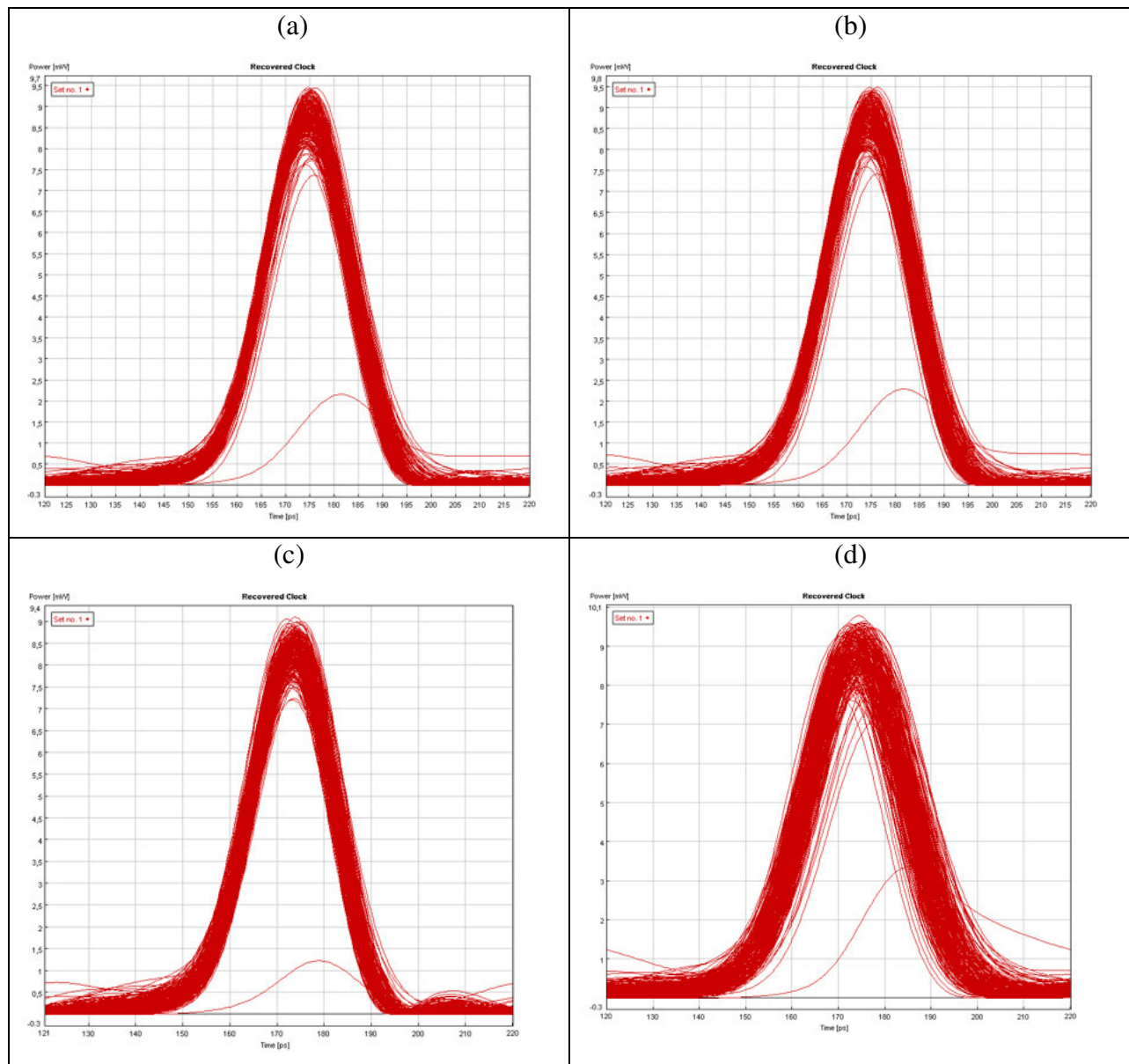
Το σήμα αυτό στη συνέχεια εισήχθη στο FP φίλτρο το οποίο είχε σε όλες τις περιπτώσεις Λεπτότητα ίση με 50. Τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού της Εικ. 5.25 στην έξοδο του FP φίλτρου παρουσιάζονται στην Εικ. 5.26. Αυτό που είναι ιδιαίτερα σημαντικό είναι ότι ακόμα και για μεγάλες τιμές jitter για τις οποίες το αρχικό διάγραμμα ματιού είναι τελείως κλειστό όπως π.χ. για rms jitter 6ps (Εικ. 5.25(d)), το FP φίλτρο καταφέρνει να επαναχρονίσει τους παλμούς παρέχοντας στην έξοδο του σήμα με ανοιχτό διάγραμμα ματιού (Εικ. 5.26(d)), το οποίο παρουσιάζει τη μεγάλη διαμόρφωση πλάτους λόγω της ιδιότητας μνήμης του φίλτρου. Όμως όπως φαίνεται από την Εικ. 5.26 καθώς αυξάνεται η τιμή του jitter η μορφή του παλμού αποκλίνει από αυτή του Gauss, ενώ επίσης ο παλμός γίνεται και ασύμμετρος. Ο λόγος για τον οποίο το FP φίλτρο προκαλεί μείωση του jitter του σήματος επεξηγείται αναλυτικά στο [5.6].

Τα αποτελέσματα από την εισαγωγή των διαγραμμάτων ματιού της Εικ. 5.26 ως σήμα ελέγχου στη διάταξη της Εικ. 5.21 παρουσιάζονται στην Εικ. 5.27. Οι συνθήκες για τις οποίες προκύπτουν όλα τα αποτελέσματα είναι ακριβώς οι ίδιες με αυτές που έχουν περιγραφεί αναλυτικά παραπάνω για την ανάκτηση του σήματος ρολογιού με μέση τιμή jitter 1.5ps. Οι παλμοί ρολογιού που σχηματίζονται στην έξοδο του MZI, ανεξάρτητα από το σήμα εισόδου έχουν μορφή σχεδόν Gauss με χρονικό εύρος ~20ps λόγω της τεχνικής της διαφορικής διαμόρφωσης φάσης. Επίσης φαίνεται ότι η διαμόρφωση πλάτους που έχει η παλμοσειρά στην έξοδο του FP φίλτρου είναι εντός της περιοχής λειτουργίας της πύλης, αφού η διαμόρφωση πλάτους του ανακτημένου σήματος ρολογιού είναι μικρότερη από 0.5dB για παλμούς με rms jitter έως 3ps. Αντίστοιχα για σήμα με rms jitter 6ps, η διαμόρφωση πλάτους είναι 1.5dB.



Σχήμα 5.26: Διάγραμμα ματιού του σήματος στην έξοδο του FP φίλτρου όταν στην είσοδο του κυκλώματος έχει μέση τιμή jitter (a) 750fs, (b) 1.5ps, (c) 3ps και (d) 6ps. Η κλίμακα ισχύος είναι στα (a), (b), (c) 1mW/div ενώ στο (d) είναι 0.5mW/div. Η χρονική κλίμακα είναι παντού 10ps/div.

Κύριο χαρακτηριστικό όμως του σήματος ρολογιού είναι το μειωμένο jitter σε σχέση με το σήμα εισόδου. Από την Εικ. 5.27(d) φαίνεται ότι ακόμα και για σήματα με πολύ μεγάλο χρονικό jitter, της τάξης των 6ps μέσης τιμής, στα οποία τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού είναι τελείως κλειστά, ο συνδυασμός του FP φίλτρου με τον οπτικό ψαλιδιστή καταφέρνει να παράγει στην έξοδο του σήμα ρολογιού πολύ καλής ποιότητας. Η ποιότητα αυτή είναι τόσο ως προς τη διαμόρφωση πλάτους, όσο και ως προς το χρονικό jitter. Έτσι από την Εικ. 5.27 φαίνεται ότι όσο πιο μεγάλο είναι το jitter της παλμοσειράς εισόδου, τόσο πιο μεγάλη προκύπτει και η μείωση του με αποτέλεσμα τόσο πιο εντυπωσιακά να εμφανίζονται και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



Σχήμα 5.27: Διάγραμμα ματιού ανακτημένου σήματος ρολογιού όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter (a) 750fs, (b) 1.5ps, (c) 3ps και (d) 6ps. Η κλίμακα ισχύος είναι στα (a), (b), (c) 0.5mW/div ενώ στο (d) είναι 1mW/div. Η χρονική κλίμακα είναι παντού 10ps/div.

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη υποενότητα η κατανομή jitter του ανακτημένου σήματος ρολογιού δεν μοιάζει να έχει μορφή Gauss. Αυτό φαίνεται να ισχύει σε κάθε περίπτωση. Για το λόγο αυτό δεν μπορούμε να αναφερθούμε σε μέση τιμή jitter, παρά μόνο σε τιμές από κορυφή σε κορυφή. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις παρουσιάζονται συγκεντρωμένα στον Πίνακα 5.7.

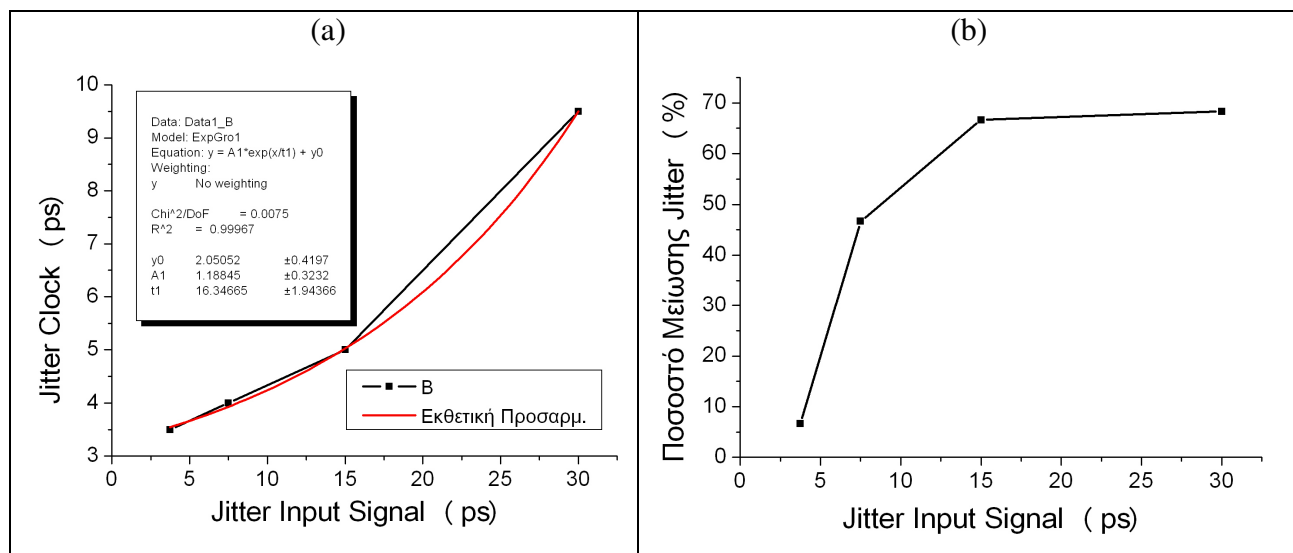
Αυτό που προκύπτει από Πίνακα 5.7, είναι ότι το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού έχει ένα κάτω όριο ως την ικανότητα του να μειώνει το jitter του εισερχόμενου σήματος. Το όριο αυτό είναι σήμα με από κορυφή σε κορυφή jitter ~ 3.5 ps, αφού τότε όπως προέκυψε από τις προσομοιώσεις το σήμα ρολογιού έχει αντίστοιχη τιμή jitter 3.75ps. Ο λόγος που υπάρχει αυτό

το κάτω όριο σχετίζεται με τον θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής που παράγεται από τους SOAs του MZI. Επειδή η εικόνα θορύβου των SOAs είναι πολύ υψηλή, αντίστοιχα υψηλός είναι και ο θόρυβος στην έξοδο της πύλης. Το μεγαλύτερο μέρος του θορύβου αυτού αποκόπτεται με τα οπτικά φίλτρα. Ένα μέρος του όμως εισάγεται στο σήμα ως ενδοζωνικός θόρυβος και αυτό έχει ως συνέπεια να εισάγεται θόρυβος και στη φάση του σήματος το οποίο μετατρέπεται σε χρονικό jitter μέσω του φαινομένου Gordon-Haus [5.8]. Έτσι το ελάχιστο χρονικό PtP jitter που φαίνεται να εισάγει η πύλη σε σήμα χωρίς θόρυβο, όταν λειτουργεί σε κατάσταση κορεσμού όπως είναι στην περίπτωση του οπτικού ψαλιδιστή, είναι 3.5ps. Σήματα εισόδου με jitter λιγότερη από την τιμή αυτή (<700fs rms) θα αποκτήσουν επιπλέον jitter.

Πίνακας 5.7: Σύγκριση μεταξύ τιμών jitter PtP σήματος εισόδου και ανακτημένου σήματος ρολογιού

A/A	Από Κορυφή σε Κορυφή Τιμή Jitter Σήματος Εισόδου	Από Κορυφή σε Κορυφή Τιμή Jitter Σήματος Ανακτημένου Ρολογιού
1	3.75ps	3.5ps
2	7.5ps	4ps
3	15ps	5ps
4	30ps	9.5ps

Αντίθετα δεν φαίνεται να υπάρχει άνω όριο ως προς την τιμή του jitter για την οποία το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού λειτουργεί ικανοποιητικά. Παλμοί με μέγιστη απόκλιση 30ps ως προς το σημείο αναφοράς (jitter=0ps), καταφέρνουν να επαναχρονιστούν σε πολύ μεγάλο βαθμό λόγω της ιδιότητας του FP φίλτρου να προσθέτει εκθετικά τα πλάτη πολλών παλμών. Το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.27(d) αποδεικνύει την αποτελεσματικότητα της διάταξης σε τέτοιες ακραίες περιπτώσεις.



Σχήμα 5.28: (a) Γραφική παράσταση εξάρτησης από κορυφή σε κορυφή jitter σήματος εισόδου και σήματος ανακτημένου ρολογιού, (b) Ποσοστό μείωσης του jitter του σήματος εισόδου από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού

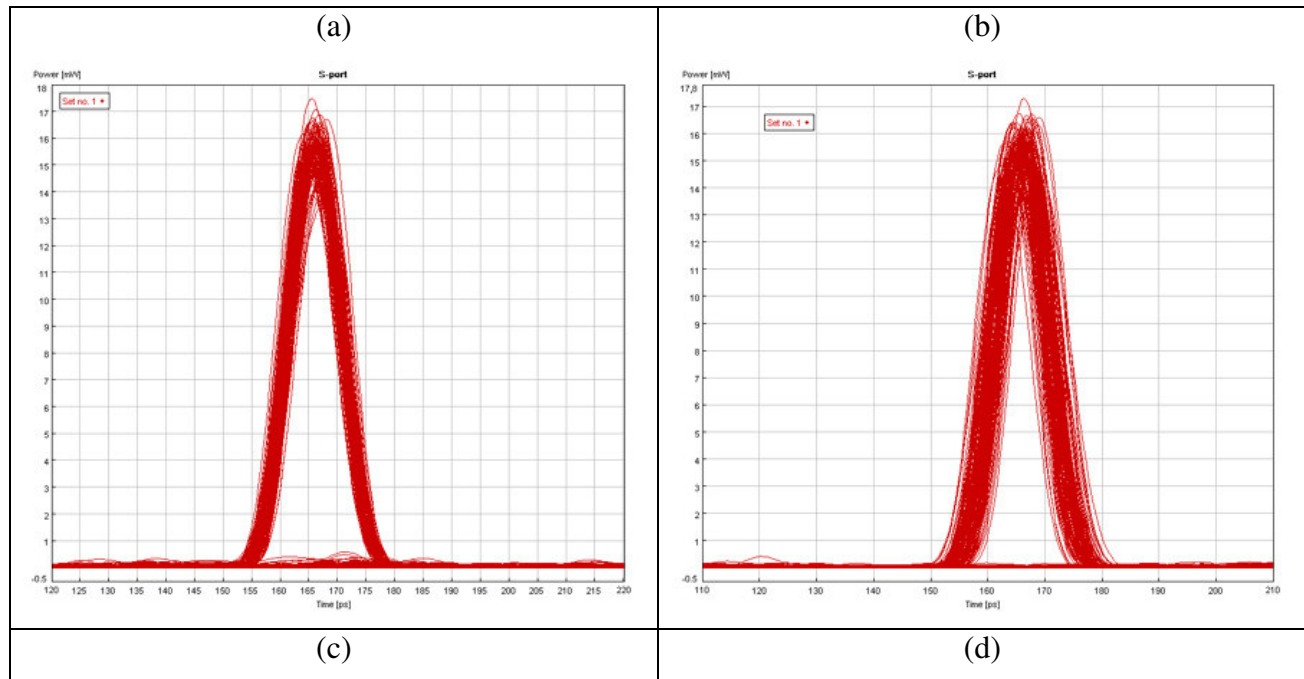
Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι η τιμή του jitter δεν είναι ίδια και για τις δύο πλευρές του παλμού ρολογιού. Η αριστερή πλευρά του παλμού έχει ελαφρώς μειωμένη τιμή jitter σε σχέση με τη δεξιά πλευρά. Το γεγονός αυτό δεν είναι ξεκάθαρο για ποιο λόγο συμβαίνει, αλλά είναι μάλλον αποτέλεσμα της ασυμμετρίας των παλμών που προκύπτουν στην έξοδο του FP φίλτρου, όπως φαίνεται από την Εικ. 5.26. Στα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.7 και στην Εικ. 5.28, είναι η μέση τιμή μεταξύ του jitter της δεξιάς και της αριστερής πλευράς του παλμού.

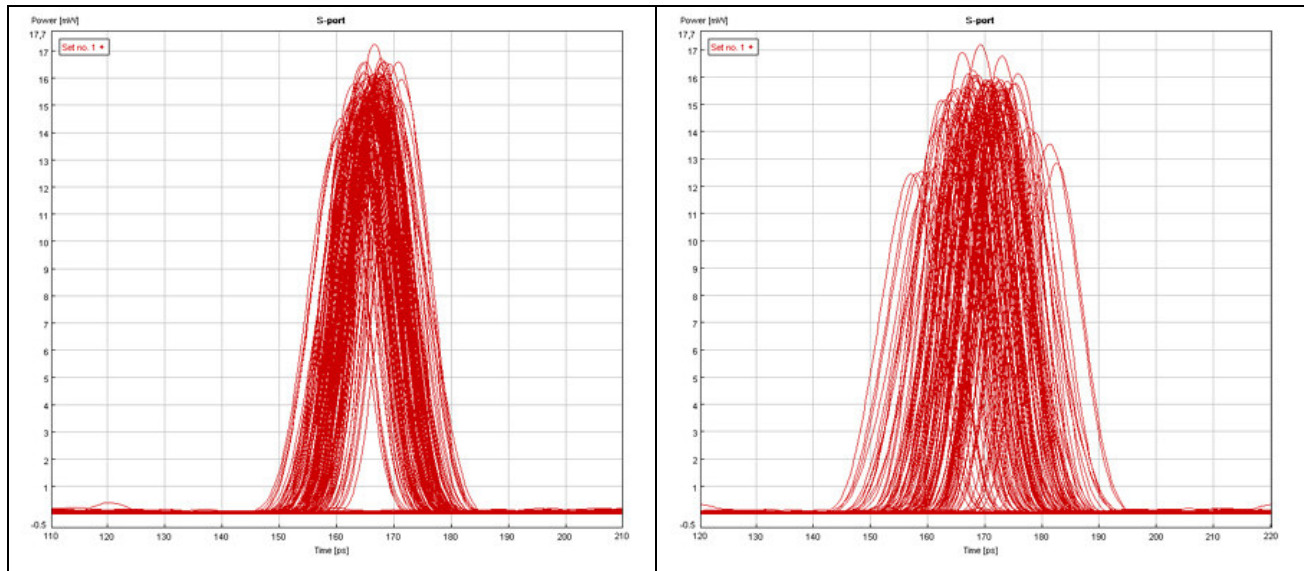
Στην Εικ. 5.28(a) απεικονίζεται η γραφική παράσταση μεταξύ του από κορυφή σε κορυφή jitter του σήματος εισόδου και του σήματος ανακτημένου ρολογιού. Η σχέση μεταξύ τους φαίνεται ότι είναι εκθετική με πολύ μεγάλο ποσοστό ακρίβειας ($R^2=0.999$) όπως προκύπτει και από την προσαρμογή με τη βοήθεια του προγράμματος Origin. Η εκθετική αυτή σχέση ακολουθεί τη μαθηματική σχέση:

$$y = 2.05 + 1.18845e^{-\frac{x}{16.35}} \quad (5.1)$$

όπου x είναι το jitter του σήματος εισόδου.

Στην Εικ. 5.28(b) παρουσιάζεται το ποσοστό μείωσης του από κορυφή σε κορυφή jitter του σήματος εισόδου. Για σήμα με μικρό jitter όπως προαναφέρθηκε η μείωση είναι πολύ μικρή λόγω του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής των SOAs που προστίθεται ως θόρυβος στη φάση του σήματος. Από το ίδιο γράφημα όμως φαίνεται ότι τελικά υπάρχει και άνω όριο ως προς το ποσοστό του jitter που μπορεί να εξαχθεί από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού. Το ποσοστό αυτό είναι λίγο κάτω από το 70%. Η τιμή για την οποία εμφανίζεται ο κορεσμός είναι για σήματα ψευδοτυχαίας ακολουθίας 2^7-1 με μέση τιμή jitter πάνω από 3ps.





Σχήμα 5.29: Διάγραμμα ματιού ανακτημένου σήματος δεδομένων όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter (a) 750fs, (b) 1.5ps, (c) 3ps και (d) 6ps. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 10ps/div.

Πρέπει να επισημανθεί ότι όλη η παραπάνω ανάλυση ισχύει για την περίπτωση που η Λεπτότητα του FP φίλτρου που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα είναι ίση με 50. Θεωρητική ανάλυση από άλλα μέλη του Ε.Φ.Ε. [5.7] έχουν δείξει ότι η μείωση του jitter γίνεται μεγαλύτερη καθώς αυξάνει η λεπτότητα του FP φίλτρου και το αντίστροφο.

Το ανακτημένο σήμα ρολογιού στη συνέχεια χρησιμοποιήθηκε ως σήμα ελέγχου στη δεύτερη πύλη της Εικ. 5.23. Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην Εικ. 5.29 είναι για τις ίδιες συνθήκες που έχουν περιγραφεί αναλυτικά για την ανάκτηση δεδομένων για σήμα εισόδου με μέση τιμή jitter 1.5ps. Η οδήγηση του στοιχείου απόφασης με το σήμα ρολογιού μειωμένου jitter, προκαλεί σε κάθε περίπτωση τον επαναχρονισμό της παλμοσειράς εισόδου. Ο επαναχρονισμός όμως αυτός τελικά φαίνεται ότι ισχύει για ένα εύρος τιμών jitter και όχι σε κάθε περίπτωση. Επειδή όπως προαναφέρθηκε η κατανομή του jitter των παλμών παραμένει Gauss στην έξοδο της AND πύλης, μπορεί να γίνει απευθείας σύγκριση μεταξύ μέσης τιμής jitter σήματος εισόδου και ανακτημένων δεδομένων. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.8.

Πίνακας 5.8: Σύγκριση μεταξύ τιμών rms jitter σήματος εισόδου και ανακτημένων δεδομένων

A/A	Μέση Τιμή Jitter Σήματος Εισόδου	Μέση Τιμή Jitter Σήματος Ανακτημένων Δεδομένων
1	0.75ps	0.8ps
2	1.5ps	1.05ps
3	3ps	2.5ps
4	6ps	-

Από τον Πίνακα 5.8 προκύπτει τελικά ότι βελτίωση της ποιότητας του σήματος δεδομένων από το κύκλωμα APD παρατηρείται μόνο για σήματα με μεσαίες τιμές jitter, της τάξης του 1εώς 3ps. Αυτό φαίνεται επίσης και από τα διαγράμματα ματιού της Εικ 5.29(b), 5.29(c) στα οποία παρατηρείται άνοιγμα του ματιού, σε σχέση με τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού του σήματος στην είσοδο της διάταξης (Εικ. 5.26(b) και 5.26(c)). Για μικρές τιμές ($rms\ jitter=0.75ps$), το jitter του σήματος στην έξοδο του κυκλώματος παραμένει σχεδόν σταθερό αφού το jitter του ανακτημένου ρολογιού δεν έχει υποστεί καμία σημαντική μείωση. Αντίθετα στο σήμα έχει εισέλθει ενδοζωνικός θόρυβος από τους SOAs που προκαλεί τελικά μια μικρή αύξηση της τιμής του. Για μεγάλες τιμές του jitter ($rms\ jitter=6ps$) δεν μπορεί να γίνει καμία απολύτως μέτρηση αφού το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.29(d) είναι τελείως κλειστό. Επομένως δεν μπορεί να προκύψει καμία πληροφορία για την ποιότητα του σήματος. Έτσι παρόλο που η μέση τιμή jitter του ανακτημένου ρολογιού μειώθηκε σημαντικά σε σχέση με το σήμα εισόδου, το κύκλωμα δεν μπορεί να ανακτήσει τα δεδομένα και να παρουσιάσει ένα διάγραμμα ματιού έστω και λίγο ανοιχτό για τέτοιο σήμα εισόδου.

Επομένως ως συμπέρασμα θα μπορούσε να ειπωθεί ότι υπάρχουν τρεις περιοχές λειτουργίας του κυκλώματος APD σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10Gbps.

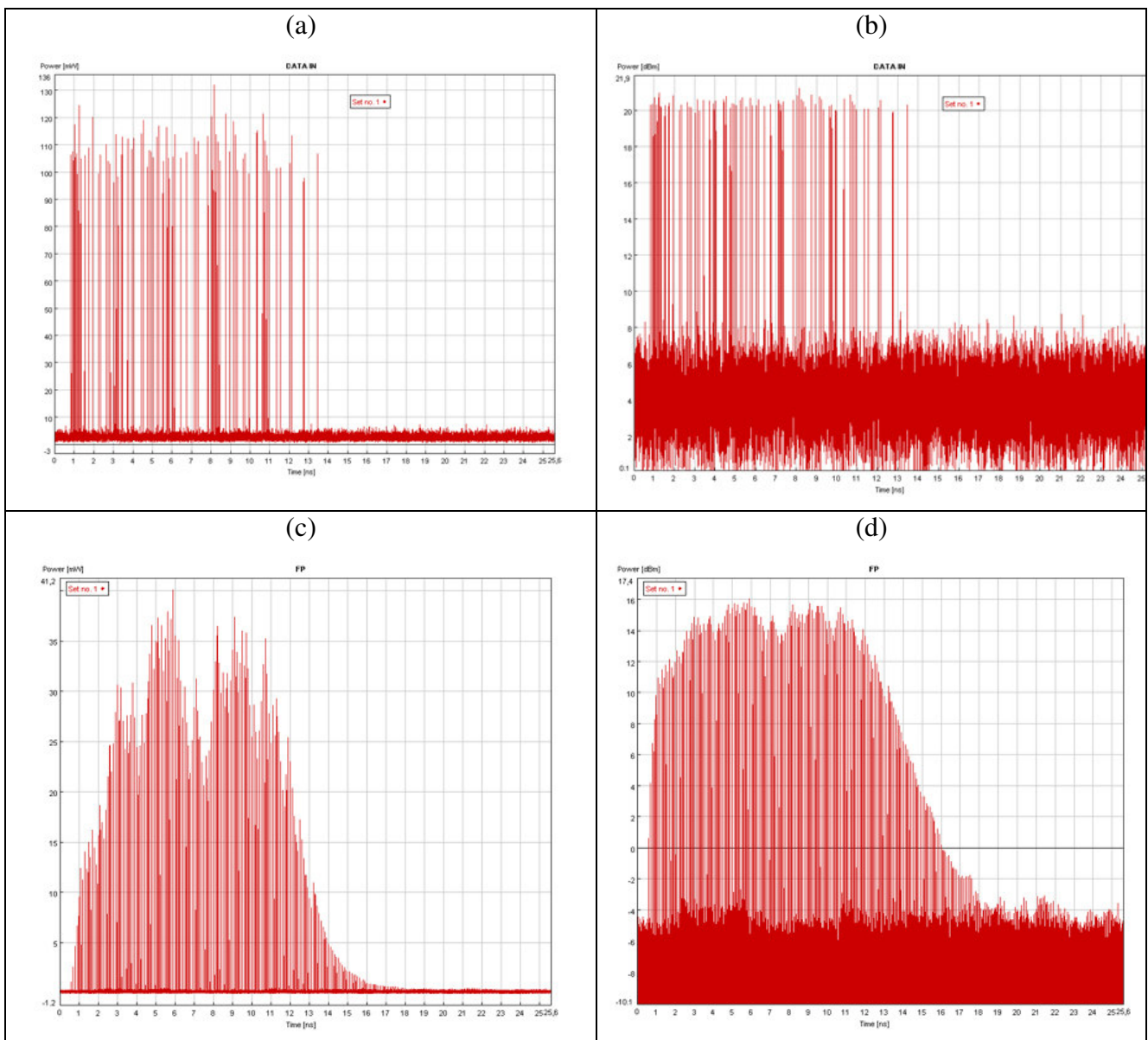
- Στην πρώτη περιοχή που αναφέρεται για σήματα εισόδου με $rms\ jitter$ έως 800fs, δεν υπάρχει καμία βελτίωση της ποιότητας του σήματος. Αντίθετα εάν το jitter της παλμοσειράς είναι πολύ λίγο, τότε θα υπάρχει και αύξηση του από το θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής των SOAs που εισάγεται στο σήμα.
- Στη δεύτερη περιοχή για σήματα με $rms\ jitter$ από 800fs-3ps, υπάρχει βελτίωση της ποιότητας καθώς επαναχρονίζονται οι παλμοί και το αποτέλεσμα είναι ορατό στο διάγραμμα ματιού.
- Τέλος υπάρχει και η τρίτη περιοχή λειτουργίας του κυκλώματος που περιλαμβάνει σήματα εισόδου με $rms\ jitter > 3ps$. Στην περιοχή αυτή, παρόλο που το σήμα ρολογιού που ανακτάται έχει jitter σημαντικά μειωμένο σε σχέση με το αρχικό σήμα, η οδήγηση του στοιχείου απόφασης με ένα τέτοιο σήμα δεν είναι αρκετή για να προκαλέσει ικανοποιητικό επαναχρονισμό του σήματος στην τελική έξοδο. Έτσι το διάγραμμα ματιού παραμένει τελείως κλειστό στην έξοδο της διάταξης για τέτοια σήματα εισόδου.

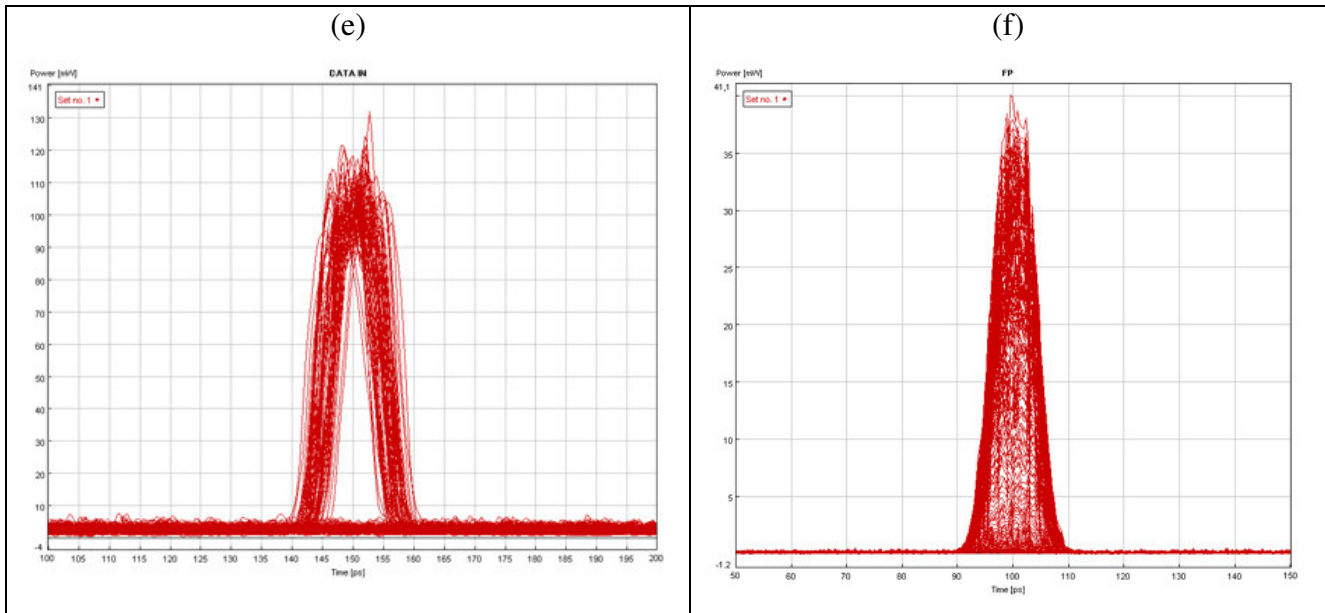
5.3.7 Λειτουργία του Κυκλώματος APD με Πακέτα Δεδομένων σε ρυθμό μετάδοσης 10Gbps

Ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος APD είναι η ικανότητα του να λειτουργεί τόσο με συνεχή ροή δεδομένων, όσο και με πακέτα, όπως παρουσιάστηκε και στα πειραματικά αποτελέσματα. Αποτελέσματα προσομοίωσης με τέτοια μορφής κίνηση δεδομένων παρουσιάζονται στην υποενότητα αυτή. Κύρια διαφοροποίηση σε σχέση με τις προηγούμενες προσομοιώσεις είναι το γεγονός ότι τώρα το αρχικό σήμα εκτός από jitter έχει και σημαντικό θόρυβο. Αυτό γίνεται για να εξεταστεί πιστότερα μια πραγματική γραμμή μετάδοσης. Έτσι στην περίπτωση αυτή το σήμα που φθάνει στον δέκτη εκτός από το τυχαίο jitter που αποχτάει κατά τη διάδοση του στην ίνα, έχει και σημαντικό θόρυβο από τους ενισχυτές Ερβίου που χρησιμοποιούνται στη ζεύξη μεταξύ δύο σημείων για την αντιστάθμιση των απωλειών. Η εισαγωγή θορύβου μετά από κάθε EDFA έχει ως αποτέλεσμα να μειώνεται ο σηματοθορυβικός λόγος του σήματος και επομένως και ο λόγος αντίθεσης του. Όσοι περισσότεροι είναι οι

ενισχυτές αυτοί, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η τελική επιβάρυνση στην ποιότητα του σήματος. Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν εξετάζεται η ικανότητα του κυκλώματος APΔ να λειτουργεί με σήματα των οποίων κύριο χαρακτηριστικό τους είναι πέρα από το χρονικό jitter και ο σημαντικός θόρυβος που έχει εισαχθεί σε αυτά.

Για τη δημιουργία του αρχικού σήματος χρησιμοποιείται πάλι η διάταξη της Εικ. 5.19. Με τον κωδικοποιητή δημιουργείται ένα πακέτο πληροφορίας το οποίο αποτελείται από μια ολόκληρη ακολουθία 2^7-1 , δηλαδή 127 δυφία. Το πακέτο αυτό απεικονίζεται στην Εικ. 5.30(a), 5.30(b) σε γραμμική και λογαριθμική κλίμακα αντίστοιχα. Ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων είναι και πάλι 10Gbps και οι παλμοί έχουν χρονικό εύρος 10ps. Το χρονικό jitter που έχει εισαχθεί στη παλμοσειρά είναι κατανομής Gauss με μέση τιμή 1.5ps και από κορυφή σε κορυφή 7.5ps. Επομένως επιλέχθηκε τιμή jitter για το σήμα εισόδου, η οποία σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση είναι εντός της περιοχής λειτουργίας για την οποία παρατηρείται βελτίωση της ποιότητας του σήματος από το κύκλωμα APΔ.





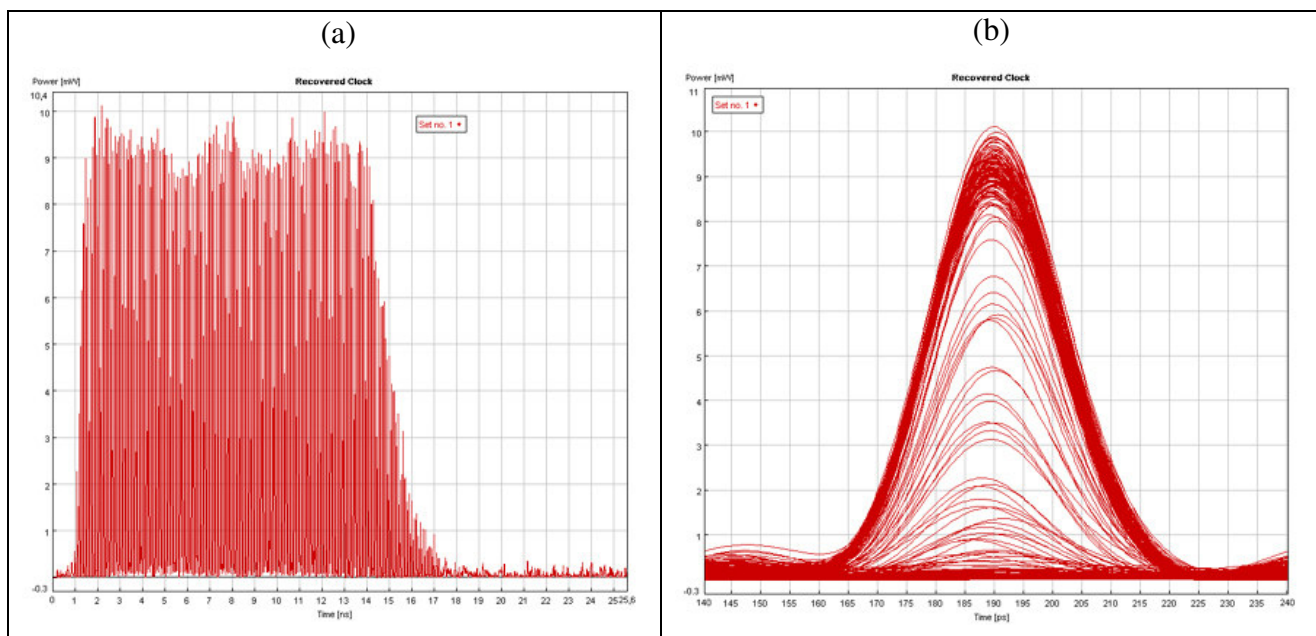
Σχήμα 5.30: (a) Σήμα πακέτου δεδομένων στην είσοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 10mW/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (b) Σήμα στην είσοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 2dB/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (c) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 5mW/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (d) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 2dB/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (e) Διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου (άξονας ισχύος 10mW/div και χρονική κλίμακα 10ps/div) και (f) Διάγραμμα ματιού του σήματος στην έξοδο του FP φίλτρου (άξονας ισχύος 5mW/div και χρονική κλίμακα 10ps/div).

Ο λευκός θόρυβος που παράγεται από την πηγή λευκού θορύβου και εισάγεται στο σήμα με τον 50:50 συζεύκτη στη διάταξη της Εικ. 5.19 είναι τώρα σημαντικά αυξημένος ώστε να μειωθεί ο λόγος αντίθεσης του σήματος. Έτσι ενώ στη συνεχή ροή δεδομένων ο λόγος αντίθεσης των παλμών ως προς το θόρυβο ήταν 17dB, ο λόγος αυτός μειώνεται τώρα στα 10dB. Άρα στην περίπτωση αυτή θα εξεταστεί η ικανότητα του κυκλώματος APD σε ποιο βαθμό βελτιώνει την ποιότητα σημάτων τα οποία έχουν τόσο υψηλό χρονικό jitter, όσο και μεγάλο θόρυβο.

Το σήμα αυτό εισήχθη στο FP φίλτρο, το οποίο πάλι είχε Λεπτότητα ίση με 50. Η έξοδος του FP φίλτρου όπως φαίνεται στην Εικ. 5.30(c) είναι ένα υποτυπώδες σήμα ρολογιού σε μορφή πακέτων. Στο παραγόμενο σήμα δεν υπάρχουν πλέον μηδενικά δυφία, καθώς η μνήμη του φίλτρου είναι αρκετή για τη δημιουργία παλμών σε όλη τη χρονική διάρκεια του πακέτου. Η διαμόρφωση πλάτους των παλμών είναι πλέον 8.5dB, αυξημένη κατά 1dB σε σχέση με τη συνεχή ροή δεδομένων. Η αύξηση οφείλεται στο ότι οι παλμοί που βρίσκονται στην αρχή του πακέτου έχουν πολύ μικρό πλάτος λόγω της μεγάλης ανακλαστικότητας των κάτοπτρων που αποτελούν την κοιλότητα του φίλτρου. Επομένως χρειάζεται ένας ικανοποιητικός αριθμός παλμών (>3 για FP φίλτρο με Λεπτότητα=50) στην αρχή του κάθε πακέτου για να παραχθούν παλμοί με πλάτος το οποίο είναι εντός της περιοχής λειτουργίας του οπτικού ψαλιδιστή.

Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι το γεγονός ότι το υποτυπώδες πακέτο ρολογιού, που παράγεται στην έξοδο του φίλτρου ξεκινά αμέσως μετά την είσοδο του πακέτου δεδομένων. Επίσης η χρονική διάρκεια του πακέτου ρολογιού είναι περίπου ίση με τη χρονική διάρκεια του αρχικού πακέτου εισόδου, ελαφρώς αυξημένη κατά περίπου 25 παλμούς εκθετικά μειούμενου πλάτους στο τέλος του πακέτου, λόγω του αντίστοιχου χρόνου ζωής του FP φίλτρου.

Η έξοδος του FP φίλτρου εκχέεται κατά τα γνωστά ως σήμα ελέγχου στο MZI της Εικ. 5.21. Ως σήμα εισόδου χρησιμοποιείται σήμα συνεχούς κύματος, με μήκος κύματος 1554.1nm. Η ισχύς του σήματος εισόδου ήταν 0.6mW(/4 στους SOAs) που είναι αρκετή για να κορέσει τους ενισχυτές ημιαγωγού. Για την μείωση του χρονικού εύρους των παλμών ρολογιού, το σήμα ελέγχου εισάγεται και εδώ με τη μορφή ώθησης-έλξης. Η μέση ισχύς του σήματος ώθησης είναι 420μW ή 60fJ/παλμό (/2 εντός SOA), ενώ η ισχύς του σήματος έλξης είναι 10dB λιγότερη. Οι τιμές αυτές είναι πολύ κοντά στις πειραματικές. Διαφοροποίηση παρατηρείται μόνο για την ισχύ του σήματος έλξης για τον λόγο που αναφέρεται στην προηγούμενη υποενότητα. Οι παλμοί έχουν χρονικό εύρος 25ps αφού η καθυστέρηση μεταξύ του σήματος ώθησης και έλξης στο MZI τίθεται ίση με 20ps. Επομένως υπάρχει μια διαφοροποίηση σε σχέση τις συνθήκες για τις οποίες προέκυψαν τα αποτελέσματα για τη συνεχή ροή δεδομένων. Η διαφοροποίηση αυτή των ισχύων και του χρονικού εύρους των παλμών έγινε με σκοπό την βελτιστοποίηση των αποτελεσμάτων και αναφέρεται κυρίως στο ότι η μέση ισχύς και του σήματος ώθησης είναι αυξημένη κατά περίπου 20% σε σχέση με τη συνεχή ροή δεδομένων. Αυτό οφείλεται στο ότι στην έξοδο του FP φίλτρου οι παλμοί στην αρχή του πακέτου έχουν σημαντικά χαμηλότερη ισχύ κορυφής σε σχέση με τη συνεχή ροή και επομένως για να βρεθούν οι παλμοί αυτοί εντός της δυναμικής περιοχής λειτουργίας του ψαλιδιστή πρέπει να αυξηθεί η ισχύς των παλμών αυτών και επομένως όλου του πακέτου. Για το λόγο αυτό αυξάνεται και η διαμόρφωση πλάτους του πακέτου ρολογιού έναντι του σήματος ρολογιού που έχει παρουσιαστεί στην προηγούμενη υποενότητα.

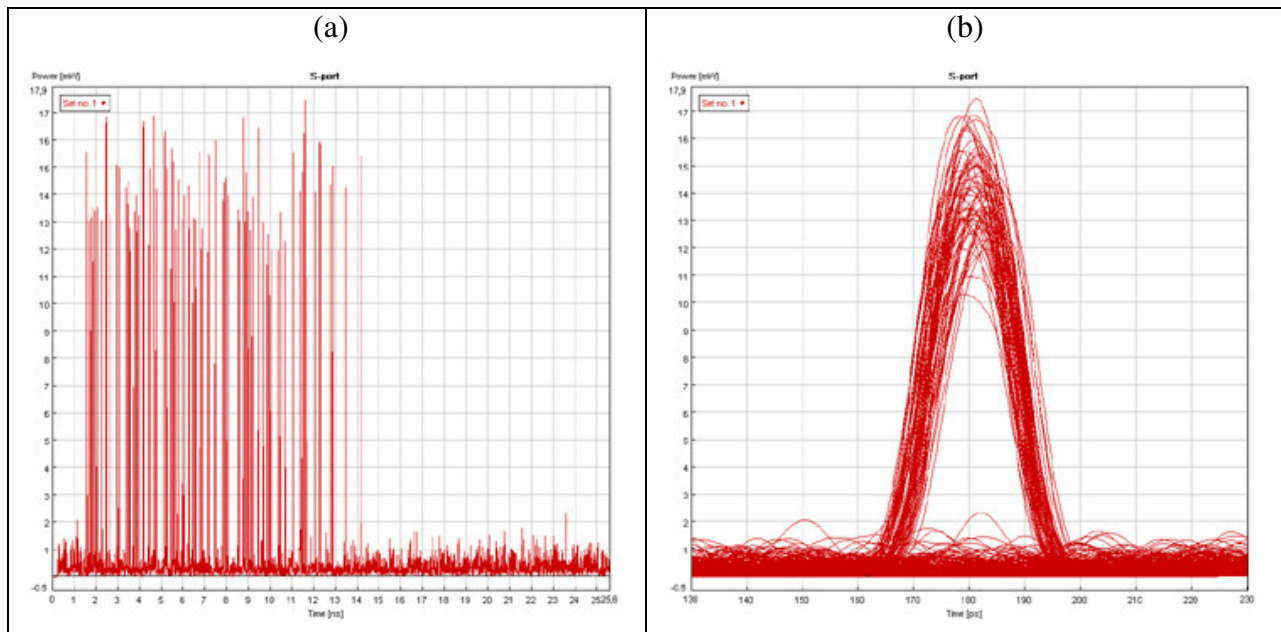


Σχήμα 5.31: (a) Παλμοσειρά του πακέτου ανακτημένου ρολογιού στην έξοδο του ψαλιδιστή και (b) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 1ns/div στη παλμοσειρά και 10ps/div στο διάγραμμα ματιού.

Στην Εικ. 5.31 απεικονίζεται η παλμοσειρά και το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού του πακέτου ανακτημένου ρολογιού στην έξοδο του ψαλιδιστή. Όπως προκύπτει από τις εικόνες αυτές η πύλη MZI αίρει σε μεγάλο βαθμό τη διαμόρφωση πλάτους της οπτικής παλμοσειράς στην έξοδο του FP φίλτρου και παρέχει ένα πακέτο ρολογιού με πολύ μικρή διαμόρφωση πλάτους και διάρκειας περίπου ίση με αυτή του αρχικού πακέτων δεδομένων. Ο χρόνος που χρειάζεται για να σταθεροποιηθεί το πλάτος των παλμών (χρόνος ανάκτησης ρολογιού) είναι ίσος με 3 παλμούς (300ps), ενώ ο χρόνος που χρειάζεται για να εξασθενήσει (χρόνος σβέσης

ρολογιού) είναι 22 παλμοί (2.2ns), θεωρώντας ως σημείο αναφοράς τον παλμό με πλάτος ίσο με 10% σε σχέση με το μέσο πλάτος των παλμών ρολογιού. Το χρονικό διάστημα μεταξύ των δύο αυτών σημείων είναι ίσο με 13ns και οι παλμοί στο διάστημα αυτό έχουν διαμόρφωση πλάτους ίση με 0.85dB. Επομένως η διάρκεια του πακέτου ρολογιού είναι αρκετή για να χρησιμοποιηθεί το σήμα αυτό ως σήμα ελέγχου για την περαιτέρω επεξεργασία του αρχικού πακέτου δεδομένων. Επίσης οι μικροί χρόνοι ανάκτησης και σβέσης του πακέτου ρολογιού σημαίνει ότι η απόσταση μεταξύ των πακέτων στη γραμμή ζεύξης μπορεί να είναι πολύ μικρή. Έτσι η επεξεργασία των δεδομένων από το κύκλωμα APD μπορεί να γίνει με πολύ μικρή επιβάρυνση του εύρους ζώνης σε ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο. Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με την αποδοτικότητα του κυκλώματος APD υπάρχει στο [5.6].

Τέλος πρέπει να επισημανθεί ότι λόγω των παλμών με εκθετικά μειωμένο πλάτος που υπάρχουν στο τέλος του πακέτου δεν μπορεί να γίνει μέτρηση του jitter από το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.31(b). Πάντως και εδώ φαίνεται ότι η αριστερή πλευρά του παλμού έχει μικρότερο jitter έναντι της δεξιάς και ότι δεν φαίνεται να ισχύει η κατανομή Gauss του χρονικού jitter. Είναι όμως εμφανές ότι οι παλμοί ρολογιού έχουν επαναχρονιστεί σε μεγάλο βαθμό, γεγονός που υποδηλώνει μειωμένο jitter. Επίσης και ο θόρυβος που υπάρχει μετά το τέλος του πακέτου ρολογιού είναι σημαντικά μικρότερος σε σχέση με το αρχικό σήμα εισόδου. Το τελευταίο είναι απόρροια του τρόπου σχηματισμού του σήματος ρολογιού, το οποίο γράφεται σε ένα «καθαρό» σήμα συνεχούς κύματος από τον οπτικό ψαλιδιστή.



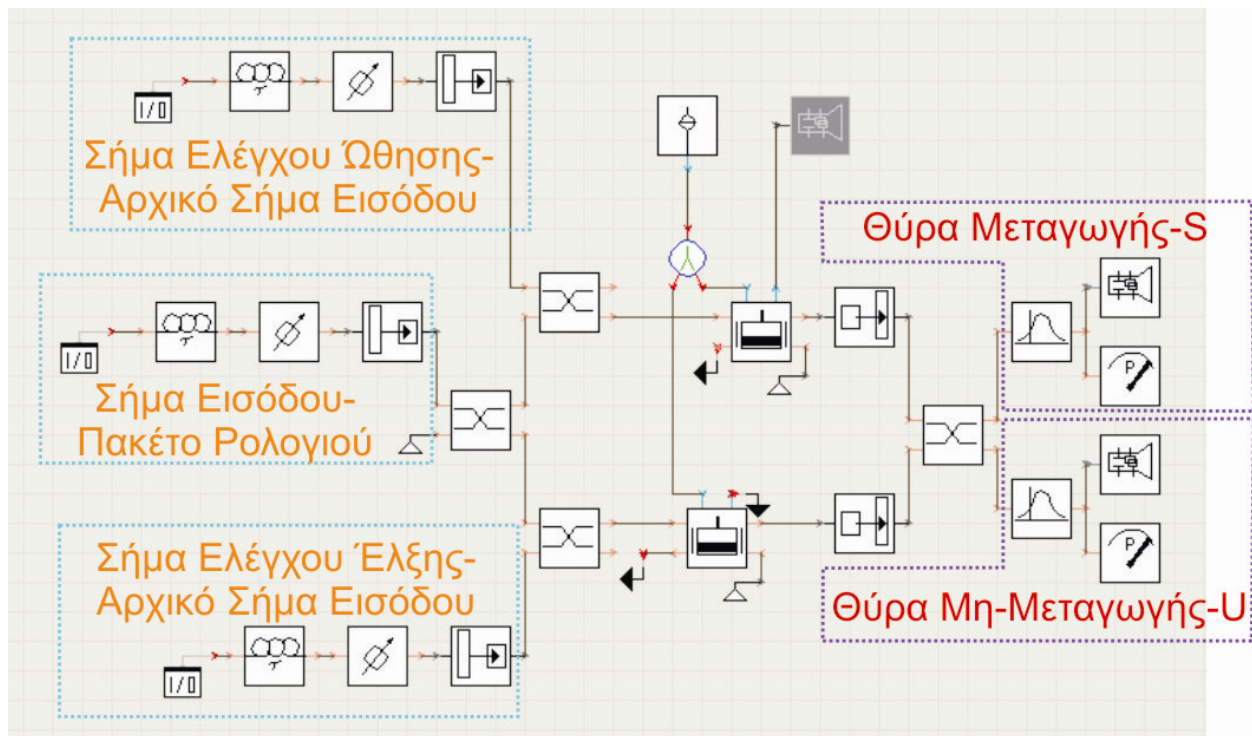
Σχήμα 5.32: (α) Παλμοσειρά του σήματος στην τελική έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης δεδομένων και (β) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού όταν τα σήματα εισάγονται στο στοιχείο απόφασης κατά τρόπο που απεικονίζεται στην Εικ. 5.23. Η χρονική κλίμακα είναι 1ns/div για την παλμοσειρά και 10ps/div για το διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div και στις δύο εικόνες.

Το αρχικό πακέτο δεδομένων εισάγεται στη συνέχεια στη δεύτερη πύλη του κυκλώματος, που παρουσιάζεται στην Εικ. 5.23, ως σήμα εισόδου, ενώ το πακέτο ρολογιού ως σήμα ελέγχου. Η ισχύς/παλμό και των δύο σημάτων είναι ακριβώς οι ίδιες με αυτές της συνεχούς ροής. Έτσι η μέση ισχύς του σήματος εισόδου ήταν 50μW(/4 εντός του SOA), ενώ η μέση ισχύς του σήματος ελέγχου ήταν 75μW(/2 εντός του SOA). Χρησιμοποιώντας φίλτρα με εύρος 40GHz

για την αποκοπή του εκτός ζώνης θορύβου αυθόρμητης εκπομπής, η μέση ισχύς του σήματος στη θύρα εξόδου S του συμβολομέτρου μετρήθηκε ίση με 450μW. Το εύρος του παλμού μετρήθηκε 20ps. Η επιλογή τόσο στενών φίλτρων έγινε με σκοπό την απομάκρυνση όσο το δυνατόν περισσότερου θορύβου χωρίς να παραμορφώνεται το σήμα. Από την Εικ. 5.32(b) φαίνεται ότι το διάγραμμα ματιού στην τελική έξοδο του κυκλώματος είναι πιο κλειστό σε σχέση με το σήμα στην είσοδο. Η ποιότητα της παλμοσειράς δεν είναι καλή αφού παρουσιάζει τόσο έντονη διαμόρφωση πλάτους, όσο και έντονο θόρυβο στο επίπεδο του λογικού "0". Επομένως το κύκλωμα APΔ δεν επιφέρει καμία βελτίωση της ποιότητας για σήματα που εμπεριέχουν υψηλό θόρυβο.

Για την απομάκρυνση του θορύβου που υπάρχει στο αρχικό σήμα πρέπει επομένως να ακολουθείται ένας διαφορετικός τρόπος λειτουργίας της δεύτερης πύλης MZI. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως και φαίνεται στην Εικ. 5.31, το σήμα ρολογιού είναι πολύ πιο καθαρό σε σχέση με το σήμα στην είσοδο του κυκλώματος, καθώς ένα μεγάλο μέρος του θορύβου φιλτράρεται από το FP φίλτρο, ενώ το σήμα αυτό επίσης στη συνέχεια «γράφεται» σε ένα καθαρό σήμα CW που εισάγεται στην είσοδο του ψαλιδιστή. Επομένως χρησιμοποιώντας το σήμα αυτό στη συνέχεια ως σήμα ελέγχου είναι λάθος, διότι το καθαρό αυτό σήμα ως προς το θόρυβο και ως προς το χρονικό jitter, αποκόπτεται από τα φίλτρα στην έξοδο του συμβολομέτρου. Επιπρόσθετα εισάγοντας το αρχικό σήμα, ως σήμα εισόδου, καθώς αυτό διαδίδεται από τους SOAs, ο θόρυβος ενισχύεται σε μεγαλύτερο βαθμό από το ίδιο το σήμα λόγω της σημαντικά μικρότερης ισχύς κορυφής του. Ενώ όμως ο εκτός ζώνης θόρυβος αποκόπτεται από τα φίλτρα εξόδου, δεν συμβαίνει το ίδιο και με τον ενδοζωνικό. Στην περίπτωση της συνεχής ροής δεδομένων που εξετάστηκε στην προηγούμενη υποενότητα, αυτό δεν ήταν τόσο μεγάλο πρόβλημα καθώς πρώτον, ο θόρυβος ήταν πολύ χαμηλότερος από το σήμα εισόδου (17dB) και δεύτερον, στους SOAs εισάγονταν συνεχώς σήμα που τους καθιστούσε συνεχώς κορεσμένους. Στην περίπτωση των πακέτων όμως για τις χρονικές περιόδους που δεν υπάρχει σήμα, οι SOAs παράγουν έντονο θόρυβο, σημαντικό μέρος του οποίου εισάγεται στη παλμοσειρά ως ενδοζωνικός θόρυβος που υποβιβάζει την ποιότητα του σήματος. Αυτά απεικονίζονται καθαρά στην Εικ. 5.32. Έτσι η λειτουργία της δεύτερης πύλης κατά τον τρόπο που παρουσιάζεται στην Εικ. 5.23 δεν οδηγεί σε αναγέννηση του αρχικού σήματος, αφού το αρχικό σήμα επαναχρονίζεται κατά ένα ποσοστό, ο θόρυβος όμως που εισάγεται τελικά έχει ως αποτέλεσμα στην τελικά έξοδο του κυκλώματος το σήμα να είναι χειρότερο από ότι στην είσοδο.

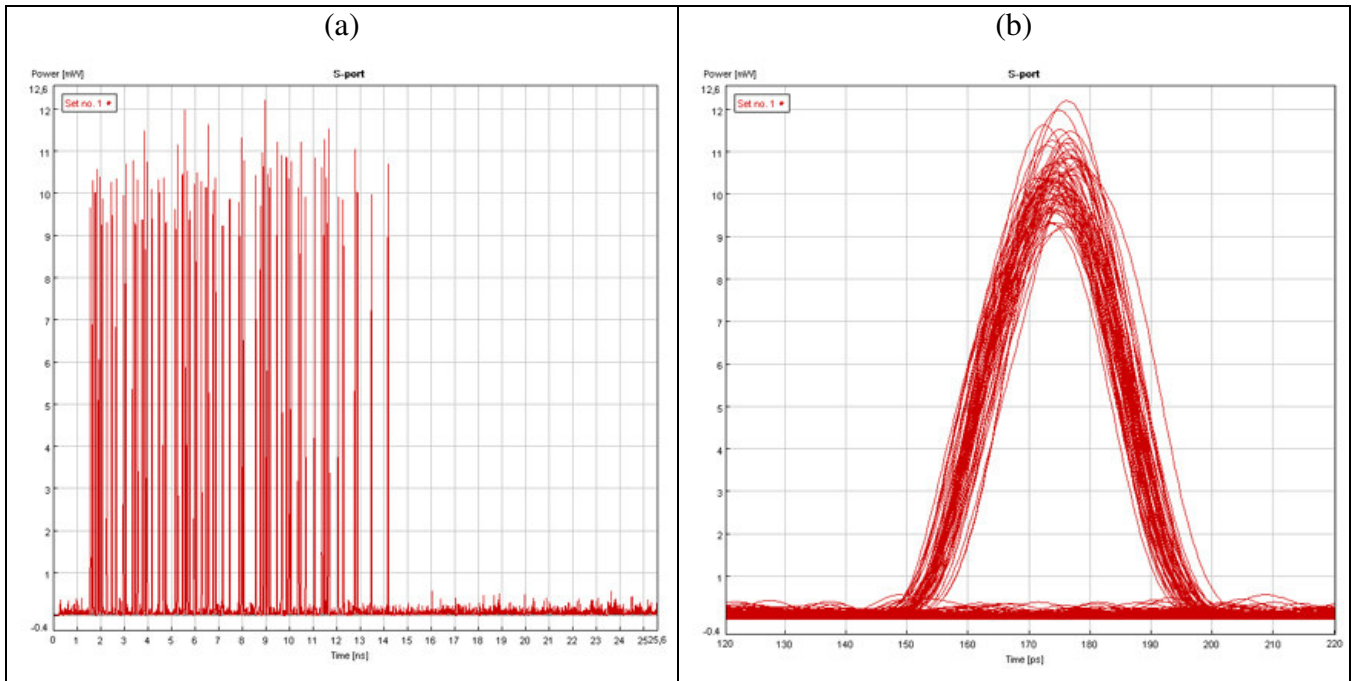
Για την απομάκρυνση του θορύβου που υπάρχει στο σήμα εισόδου πρέπει επομένως να ακολουθηθεί η ίδια τεχνική που χρησιμοποιείται και στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού. Πρέπει δηλαδή το αρχικό σήμα να «γραφεί» σε ένα καθαρό σήμα ρολογιού, όπως είναι το σήμα ανακτημένου ρολογιού. Αυτό μπορεί να γίνει πολύ απλά με μια πράξη AND σε ένα MZI αντιστρέφοντας τις εισόδους των σημάτων και εισάγοντας το πακέτο με τους παλμούς ανακτημένου ρολογιού ως σήμα εισόδου και το αρχικό σήμα, ως σήμα ελέγχου. Η διάταξη αυτή παρουσιάζεται στην Εικ. 5.33.



Σχήμα 5.33: Διάταξη λειτουργίας του δεύτερου MZI που χρησιμοποιείται για την ανάκτηση των δεδομένων με αντιστροφή των σημάτων εισόδου.

Στην Εικ. 5.34 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τη λειτουργία της AND πύλης κατά τον τρόπο που απεικονίζεται στην Εικ. 5.33. Ως σήμα ελέγχου εισάγονται τα αρχικά δεδομένα με μέση ισχύ $550\mu\text{W}/2$ εντός του SOA), ενώ το σήμα ρολογιού εισάγεται ως σήμα εισόδου με μέση ισχύ $50\mu\text{W}/4$ εντός του SOA). Το σήμα ελέγχου έχει τώρα σημαντικά υψηλότερη μέση ισχύ σε σχέση με την ανάστροφη είσοδο των σημάτων στο MZI. Ο λόγος είναι ότι οι παλμοί ελέγχου είναι στενότεροι από τους παλμούς του ρολογιού (10ps έναντι 25ps) και επομένως πρέπει να δημιουργηθεί μεγαλύτερο παράθυρο μεταγωγής τώρα. Αυτό εξασφαλίζεται από το μεγαλύτερο κορεσμό των SOAs από τους παλμούς ελέγχου.

Η τελική παλμοσειρά όπως απεικονίζεται από την Εικ. 5.34 έχει διαμόρφωση πλάτους 1.3dB. Το διάγραμμα ματιού όμως είναι πολύ πιο ανοιχτό τόσο σε σχέση με το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.32(b), όσο και με αυτό της Εικ. 5.30(e) του σήματος εισόδου. Κύριο χαρακτηριστικό του διαγράμματος ματιού στην έξοδο του στοιχείου απόφασης κατά τη λειτουργία του με την αντιστροφή των σημάτων εισόδου είναι ο σημαντικά μειωμένος θόρυβος που προκύπτει από το γεγονός ότι το αρχικό σήμα «γράφεται» στο καθαρό σήμα ρολογιού. Το από κορυφή σε κορυφή jitter του σήματος του μεταγόμενου σήματος μετρήθηκε ίσο με 5.5ps, ενώ και η κατανομή του δεν είναι μορφής Gauss. Από τη σύγκριση του σήματος εισόδου και του ανακτημένου σήματος προκύπτει τελικά μια μείωση του από κορυφή σε κορυφή jitter κατά 27%. Τα φίλτρα στην έξοδο του MZI έχουν εύρος 70GHz και ο παλμός έχει τελικά εύρος όσο και στην είσοδο του, δηλαδή 25ps, όπως προκύπτει από το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.34(b), αφού τα φίλτρα είναι πολύ πιο ευρεία από το φασματικό εύρος του σήματος.



Σχήμα 5.34: (α) Παλμοσειρά του σήματος στην τελική έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης δεδομένων και (β) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού όταν τα σήματα εισάγονται στο στοιχείο απόφασης κατά τρόπο που απεικονίζεται στην Εικ. 5.33. Η χρονική κλίμακα είναι 1ns/div για την παλμοσειρά και 10ps/div για το διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div και στις δύο εικόνες.

Ο συνδυασμός των δύο παραπάνω γεγονότων δηλαδή του μειωμένου jitter και της αύξησης του εύρους του παλμού είναι ο λόγος που ανοίγει το διάγραμμα ματιού τόσο πολύ σε σχέση με το αρχικό σήμα εισόδου. Έτσι αρχικά το από κορυφή σε κορυφή jitter του παλμού ήταν 7.5ps που αντιστοιχεί στο 75% του εύρους του παλμού. Διευρύνοντας τον παλμό στα 25ps, το ίδιο jitter αντιστοιχεί πλέον σε 30% του εύρους του παλμού που έχει ως αποτέλεσμα το άνοιγμα του διαγράμματος ματιού. Η μικρή μείωση του από κορυφή σε κορυφή jitter κατά 25% στην έξοδο του κυκλώματος ΑΡΔ συνεισφέρει τελικά στην επιπλέον μείωση του ποσοστού του από κορυφή σε κορυφή jitter στο 22% του εύρους του παλμού και άρα στο περαιτέρω άνοιγμα του διαγράμματος ματιού. Επομένως όσο μεγαλύτερη είναι η διεύρυνση του παλμού τόσο μικρότερη είναι και η επίδραση του χρονικού jitter. Αυτό είναι βασικό πλεονέκτημα συστημάτων που χρησιμοποιούν RZ διαμόρφωση, εν αντίθεση με συστήματα που χρησιμοποιούν NRZ διαμόρφωση στα οποία η αύξηση του εύρους του παλμού προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference) [5.9].

Η αντιστροφή των σημάτων εισόδου όμως παρουσιάζει και δύο μειονεκτήματα τα οποία είναι:

- Ο παλμός στην έξοδο του κυκλώματος είναι πιο ευρύς από τον παλμό εισόδου. Ο λόγος είναι ότι οι παλμοί ρολογιού στους οποίους γράφεται το αρχικό σήμα είναι αποτέλεσμα 2R αναγέννησης. Στην τεχνική της 2R αναγέννησης για τον σχηματισμό του παλμού χρησιμοποιούνται τα σήματα ελέγχου ώθησης και έλξης, με το τελευταίο να καθυστερείται κατά Δt . Λόγω του μη ακαριαίου χρόνου απόκρισης του κέρδους των SOAs ο χρόνος Δt , πρέπει να είναι μεγαλύτερος από το εύρος των παλμών των σημάτων ελέγχου. Επειδή ο χρόνος Δt καθορίζει και το χρονικό εύρος του παλμού που σχηματίζεται στην έξοδο του συμβολομέτρου, οι παλμοί αυτοί πάντα έχουν μεγαλύτερο εύρος από τους αρχικούς παλμούς. Εάν οι παλμοί που σχηματίζονται

πρόκειται να χρησιμοποιηθούν μόνο τοπικά σε ένα κόμβο, τότε δεν υπάρχει πρόβλημα. Εάν όμως οι παλμοί πρόκειται να υποστούν περαιτέρω επεξεργασία έως τον τελικό δέκτη και επομένως να χρειαστούν επιπλέον 2R αναγέννηση, τότε η διεύρυνση του παλμού από ένα σημείο και μετά καθίσταται σημαντικό πρόβλημα. Λόγω της αργής απόκρισης του κέρδους των SOAs, το οποίο είναι μερικές δεκάδες ps, το πρόβλημα της διεύρυνσης του παλμού σχετίζεται με το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. Έτσι στα 10Gbps το πρόβλημα μπορεί να εμφανιστεί ακόμα και μετά από 10 2R αναγέννησης, θεωρώντας αρχικό παλμό με εύρος 10ps και διεύρυνση 4ps σε κάθε αναγέννηση. Στα 40Gbps όμως το πρόβλημα εμφανίζεται αμέσως καθώς για την επίτευξη αποδεκτής διαμόρφωσης πλάτους (<1.5dB) ο σχηματιζόμενος παλμός θα πρέπει να έχει εύρος τουλάχιστον 10ps.

- Η παλμοσειρά στην έξοδο του στοιχείου απόφασης είναι σε διαφορετικό μήκος κύματος από αυτό της εισόδου. Το γεγονός αυτό διπλασιάζει το εύρος ζώνης που χρησιμοποιεί το κύκλωμα. Επίσης εάν το σήμα αυτό πρόκειται να μεταδοθεί σε γραμμή ζεύξης, τότε χρειάζεται επανασχεδιασμός και τροποποίηση της αρνητικής διασποράς που χρησιμοποιείται στο σύστημα για την αντιστάθμιση της διασποράς. Πάντως με την σύνδεση ενός επιπλέον MZI, το οποίο κορένεται από σήμα CW με μήκος κύματος ίδιο με αυτό των αρχικών δεδομένων, στην έξοδο της πύλης που αποτελεί το στοιχείο απόφασης το πρόβλημα αυτό μπορεί να αναιρεθεί. Ωστόσο όμως χρειάζεται ένα δεύτερο MZI ως αναγεννητής.

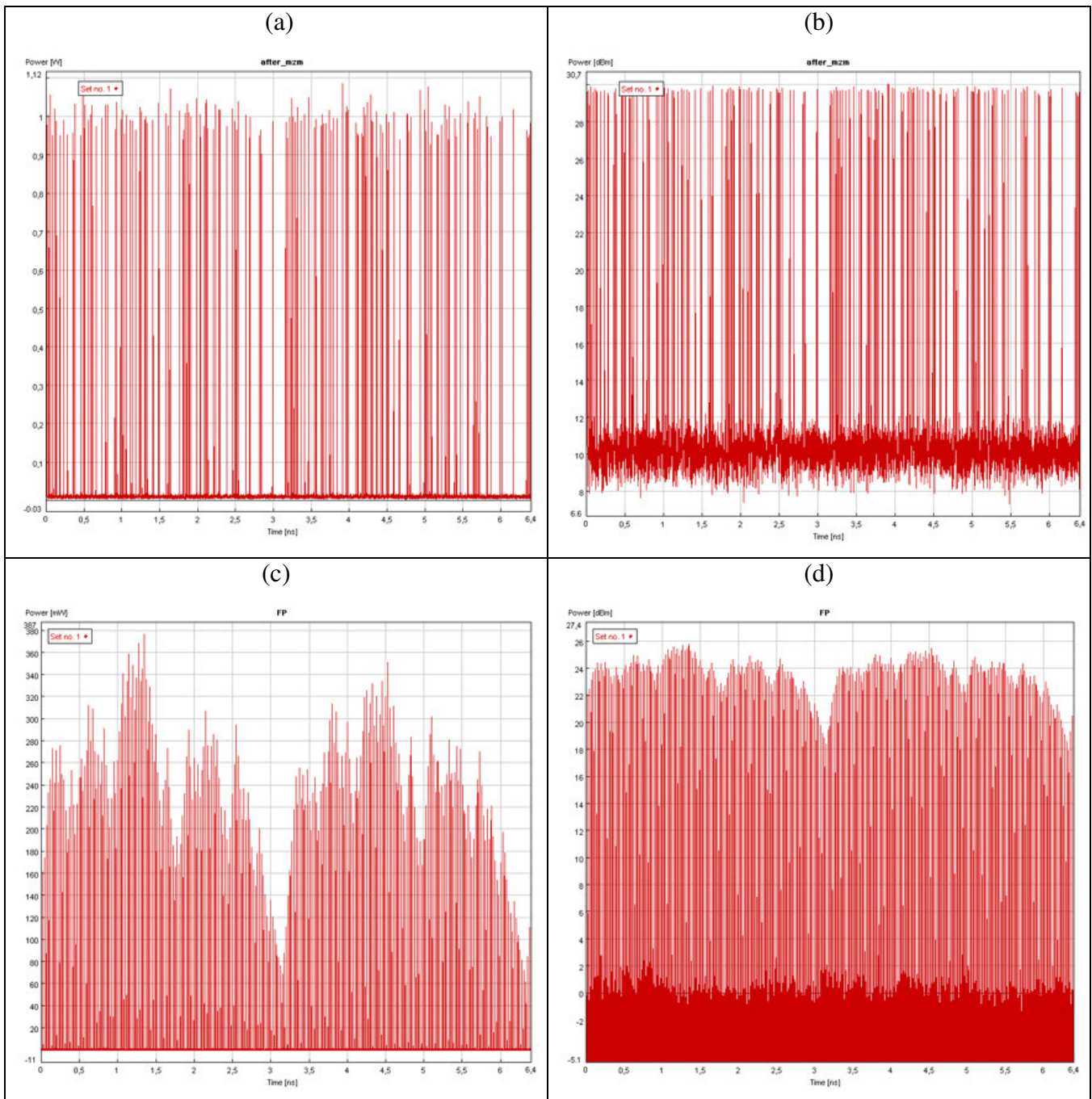
5.3.8 Προσομοίωση Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων στα 40Gbps

Στην υποενότητα αυτή γίνεται μια προσπάθεια πρόβλεψης μέσα από προσομοιώσεις, της απόδοσης του κυκλώματος APΔ για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps. Η πολύ μεγάλη συμφωνία μεταξύ πειραματικών και αποτελεσμάτων προσομοίωσης στα 10Gbps προσφέρει μια πολύ καλή βάση στην προσπάθεια αυτή.

Ο τετραπλασιασμός του ρυθμού μετάδοσης από τα 10 στα 40Gbps επιφέρει πολλές δυσκολίες στην λειτουργία του κυκλώματος, καθώς η χρονοθυρίδα του κάθε δυφίου είναι πλέον 25ps. Ο χρόνος αυτός είναι πολύ μικρότερος από το χρόνο ανάκτησης του κέρδους των SOAs, ακόμα και εάν ο SOA είναι βαθιά κορεσμένος από ένα εξωτερικό CW σήμα. Από την Εικ. 4.17, που παρουσιάζει τα αποτελέσματα από τις μετρήσεις καταγραφής-άντλησης φαίνεται ότι για ρεύμα 300mA, ο πλήρης χρόνος ανάκτησης του κέρδους του SOA που χρησιμοποιείται για τις προσομοιώσεις είναι ~40ps, ενώ στα 25ps, το κέρδος έχει επανακάμψει σε ποσοστό 80% της μέγιστης τιμής του. Αυτό σημαίνει ότι παλμοί δεδομένων που διέρχονται από τον SOA σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps, θα έχουν στην καλύτερη περίπτωση διαμόρφωση πλάτους 1dB.

Αρχικά θα γίνει όπως και για τη μελέτη των 10Gbps, διερεύνηση της απόδοσης του κυκλώματος APΔ για συνεχή ροή δεδομένων. Για να υπάρχει σύγκριση μεταξύ αποτελεσμάτων κατά τη λειτουργία του κυκλώματος στα 10 και στα 40Gbps, οι παράμετροι του σήματος εισόδου τίθενται ίδιες. Έτσι η πηγή που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του σήματος στην είσοδο του κυκλώματος είναι ίδια με αυτή της Εικ. 5.19. Τη συνεχή ροή αποτελούν 256 δυφία της 2^7-1 ψευδοτυχαίας ακολουθίας σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps. Το κάθε δυφία είναι παλμός Gauss με μήκος κύματος 1548.5nm (193.6THz) και χρονικό εύρος 2.5ps. Η επιλογή των 2.5ps έγινε έτσι ώστε ο χρόνος κατάληψης δυφίου (duty cycle) σε κάθε χρονοθυρίδα να είναι 10%, όπως και στα 10Gbps. Το τυχαίο χρονικό jitter των παλμών είναι

κατανομής Gauss, ενώ τόσο η μέση τιμή του όπως και η από κορυφή σε κορυφή είναι μεταβλητού μεγέθους καθώς εξετάστηκε κατά πόσο μπορεί το κύκλωμα να παράγει παλμοσειρά ρολογιού μειωμένου jitter σε σχέση με το jitter του σήματος εισόδου. Το σήμα αυτό καταγράφεται για να εισαχθεί στη συνέχεια είτε ως σήμα εισόδου, είτε ως σήμα ελέγχου στο MZI της πύλης ανάκτησης δεδομένων. Στη συνέχεια οι παλμοί εισάγονται στο FP φίλτρο με Ελεύθερη Φασματική Περιοχή πλέον ίση με 40GHz ενώ η Λεπτότητα είναι και πάλι 50 ($T=0.06$). Το σήμα αυτό καταγράφεται για να εισαχθεί ως σήμα ελέγχου στον ψαλιδιστή του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.



Σχήμα 5.35: (a) Σήμα στην είσοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 100mW/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div), (b) Σήμα στην είσοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 2dB/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div), (c) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 20mW/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div), (d) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 2dB/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div)

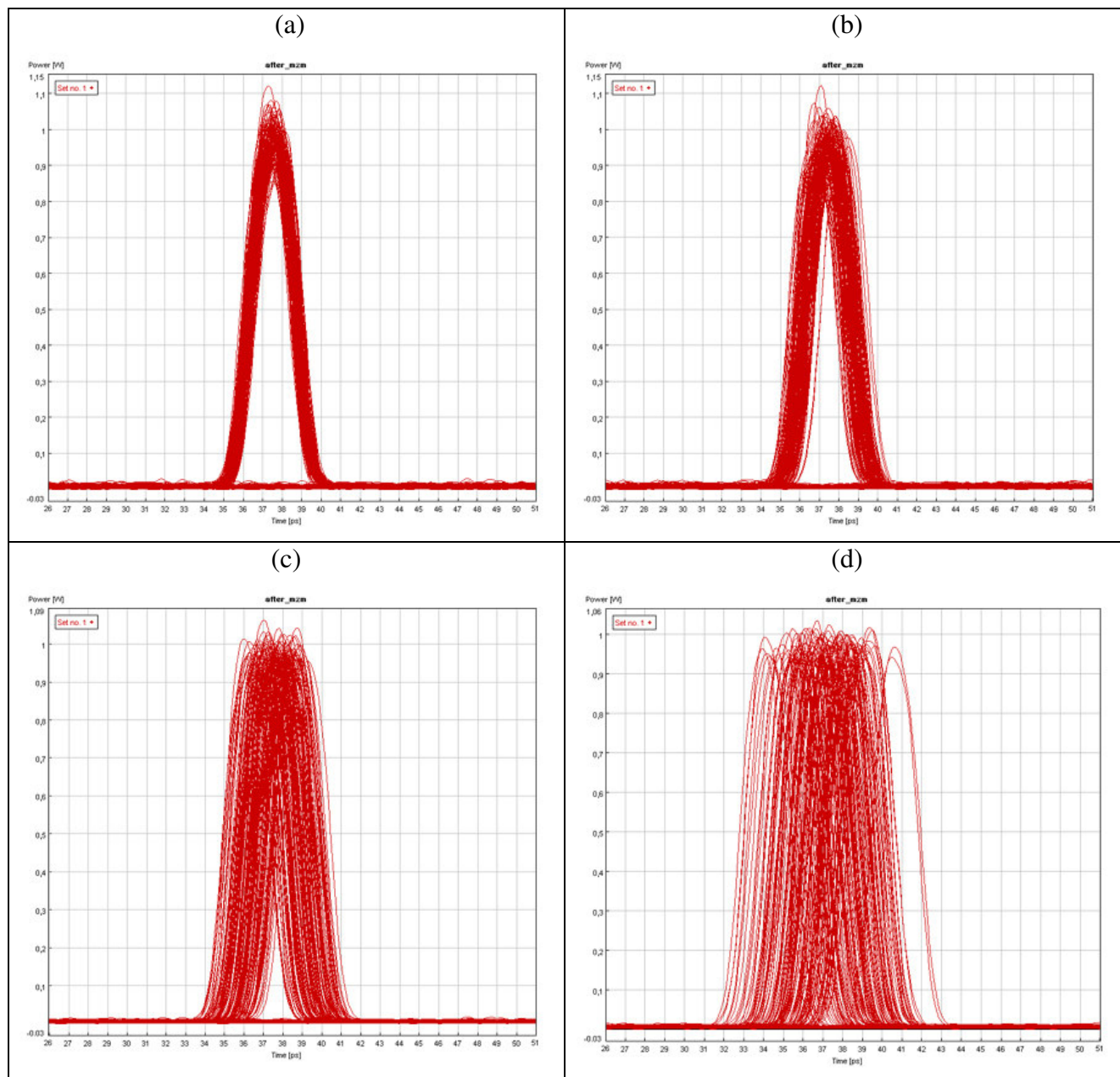
Στην συνέχεια παρατίθενται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα από τη λειτουργία του κυκλώματος APΔ για συνεχή ροή δεδομένων στα 40Gbps, όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή χρονικού jitter 185fs, 375fs, 750fs και 1.5ps. Η επιλογή των συγκεκριμένων τιμών έγινε με σκοπό την αντιστοιχία με τα αποτελέσματα στα 10Gbps, καθώς και στις δύο μελέτες η μέση τιμή του jitter είναι ίση με το 0.75%, 1.5%, 3% και 6% της χρονοθυρίδας του δυφίου και ίση με το 7.5%, 15%, 30% και 60% του χρονικού εύρους του παλμού. Σε κάθε περίπτωση η κατανομή του jitter θεωρείται μορφής Gauss στην οποία, η από κορυφή σε κορυφή τιμή είναι ίση με 5 φορές αυτή της μέσης τιμής. Η εξέταση αυτή λαμβάνει χώρα πάλι για συνεχή ροή δεδομένων ψευδοτυχαίας ακολουθίας 2^7-1 . Όλα τα χαρακτηριστικά του σήματος στην είσοδο του κυκλώματος παρουσιάζονται αναλυτικά στον Πίνακα 5.9.

Πίνακας 5.9: Χαρακτηριστικά του σήματος Εισόδου στα 40GHz

Παράμετροι	Χαρακτηριστικά Σήματος Εισόδου
Κωδικοποίηση	PRBS 2^7-1
Μήκος Κύματος	1548.5nm
Πλάτος παλμού (FWHM)	2.5ps
Διαμόρφωση Πλάτους	0.5dB
Ισχύς κορυφής	230-250mW
Ενέργεια/Παλμός	575-625fJ
RMS jitter	185fs/375fs/750fs/1.5ps
Peak-to-peak jitter	925fs/1.875ps/3.75ps/7.5ps

Τα διαγράμματα ματιού του σήματος εισόδου για όλες τις περιπτώσεις jitter παρουσιάζονται στην Εικ. 5.36. Είναι εμφανής η αντιστοιχία με τα διαγράμματα ματιού της Εικ. 5.25.

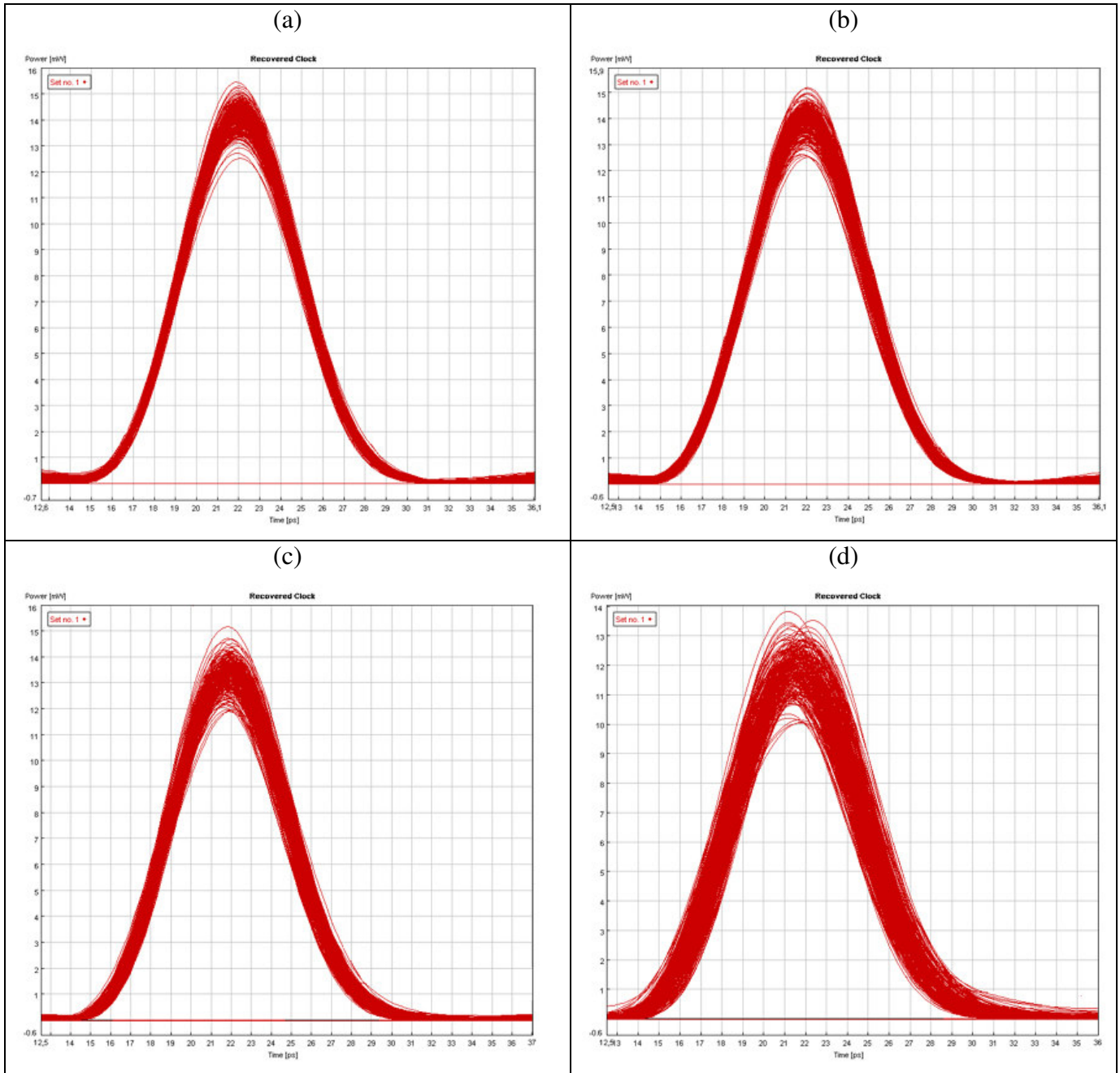
Το αρχικό σήμα στη συνέχεια εισήχθη στο FP φίλτρο το οποίο είχε σε όλες τις περιπτώσεις Λεπτότητα ίση με 50. Τα διαγράμματα ματιού στην έξοδο του FP φίλτρου είναι αντίστοιχα με τα αποτελέσματα της Εικ 5.26 και για το λόγο αυτό δεν παρουσιάζονται ξανά. Κύριο χαρακτηριστικό είναι ξανά ότι ακόμα και για μεγάλες τιμές jitter για τις οποίες το αρχικό διάγραμμα ματιού είναι τελείως κλειστό όπως π.χ. για rms jitter 1.5ps, το FP φίλτρο καταφέρνει να επαναχρονίσει τους παλμούς παρέχοντας στην έξοδο του σήμα με ανοιχτό διάγραμμα ματιού και έντονη διαμόρφωση πλάτους.



Σχήμα 5.36: Διάγραμμα ματιού του σήματος στην είσοδο του κυκλώματος APD με μέση τιμή jitter (a) 185fs, (b) 375fs, (c) 750fs και (d) 1.5ps. Η κλίμακα ισχύος είναι 200mW/div ενώ η χρονική κλίμακα είναι 10ps/div.

Η έξοδος του FP φίλτρου εκχέεται κατά τα γνωστά ως σήμα ελέγχου στο MZI που παρουσιάζεται στην Εικ. 5.21 και το οποίο αποτελεί τον οπτικό ψαλιδιστή. Το σήμα ελέγχου εισάγεται με τη μορφή ώθησης-έλξης για την μείωση του χρονικού εύρους των παλμών που σχηματίζονται στη θύρα μεταγωγής S της πύλης. Η χρονική καθυστέρηση μεταξύ των σημάτων ελέγχου είναι 7ps, οπότε αντίστοιχο είναι και το εύρος των παλμών του σήματος ρολογιού όπως φαίνεται από τα διαγράμματα ματιού της Εικ. 5.37. Οι SOAs οδηγούνται με ρεύματα έκχυσης 300mA έκαστος, ενώ και εδώ ο παράγοντας σύζευξης πλάτους-φάσης α (α factor) είναι ίσος με 4. Ως σήμα κορεσμού της πύλης χρησιμοποιείται ένα σήμα CW με μήκος κύματος 1554.1nm (192.95THz) και μέση ισχύ 1mW. Η μέση ισχύς του σήματος ώθησης είναι ίσο με 8mW και του

σήματος έλξης 8dB λιγότερα, δηλαδή 1.7mW. Τα φίλτρα στις εξόδους του MZI έχουν φασματικό εύρος 100GHz, το οποίο είναι αρκετό για να μην αποκόπτον μέρος του φάσματος του σήματος και να μην διευρύνουν επομένως το χρονικό εύρος των παλμών ρολογιού.



Σχήμα 5.37: Διάγραμμα ματιού ανακτημένου σήματος ρολογιού όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter (a) 185fs, (b) 375fs, (c) 750fs και (d) 1.5ps. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div ενώ η χρονική κλίμακα είναι 1ps/div.

Πίνακας 5.10: Χαρακτηριστικά του ανακτημένου σήματος ρολογιού στα 40GHz

Παράμετροι	Χαρακτηριστικά Σήματος Ανακτημένου Ρολογιού
Μήκος Κύματος	1554.1nm
Αρχικό Σήμα Εισόδου	2 ⁷ -1 PRBS
Πλάτος παλμού (FWHM)	7 ps
Διαμόρφωση Πλάτους	1-1.5dB
Ισχύς κορυφής	12-15mW
Ενέργεια/Παλμός	84-105fJ

Τα αποτελέσματα από τη λειτουργία του ψαλιδιστή με τις παραπάνω συνθήκες απεικονίζονται στην Εικ. 5.37. Από τα διαγράμματα αυτά ματιού προκύπτει ότι η διαμόρφωση πλάτους του σήματος είναι 1 και 1.5 dB όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter έως 750fs και 1.5ps αντίστοιχα. Το 1dB διαμόρφωση πλάτους είναι η ελάχιστη δυνατή τιμή που απορρέει από τον πεπερασμένο χρόνο επανάκαμψης του κέρδους των SOAs όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Αξίζει επίσης να τονιστεί ότι η μορφή των παλμού ρολογιού είναι πολύ κοντά σε αυτή της μορφής Gauss. Από τη σύγκριση των Εικ. 5.29 και 5.37 φαίνεται επίσης ότι μορφή των παλμών και γενικότερα η ποιότητα του σήματος ρολογιού είναι καλύτερη κατά τη λειτουργία της πύλης στα 40GHz. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι σε αυτόν το ρυθμό μετάδοσης οι μεταβολές του κέρδους των SOAs είναι μικρότερες έναντι του ρυθμού επανάληψης των 10GHz. Οι μικρότερες μεταβολές του κέρδους αντιστοιχούν όμως και σε μικρότερες μεταβολές της φάσης του αρχικού σήματος CW. Έτσι κατά τη συμβολή των δύο σημάτων από τους δύο βραχίονες των SOAs, στον 50:50 συζεύκτη εξόδου, οι μικρότερες μεταβολές των διαφορών φάσης μεταφράζονται και σε μικρότερη διαφορά πλάτους μεταξύ των παλμών που σχηματίζονται στη θύρα μεταγωγής S του συμβολομέτρου. Επίσης καθώς ο SOA δεν προλαβαίνει να επανακάμψει πλήρως στο χρονικό διάστημα των 25ps, η φάση που εισάγεται στο CW σήμα είναι πάντα μικρότερη από π. Για το λόγο αυτό δεν παρατηρείται και κανένας διπλοπαλμός στη βάση του σήματος.

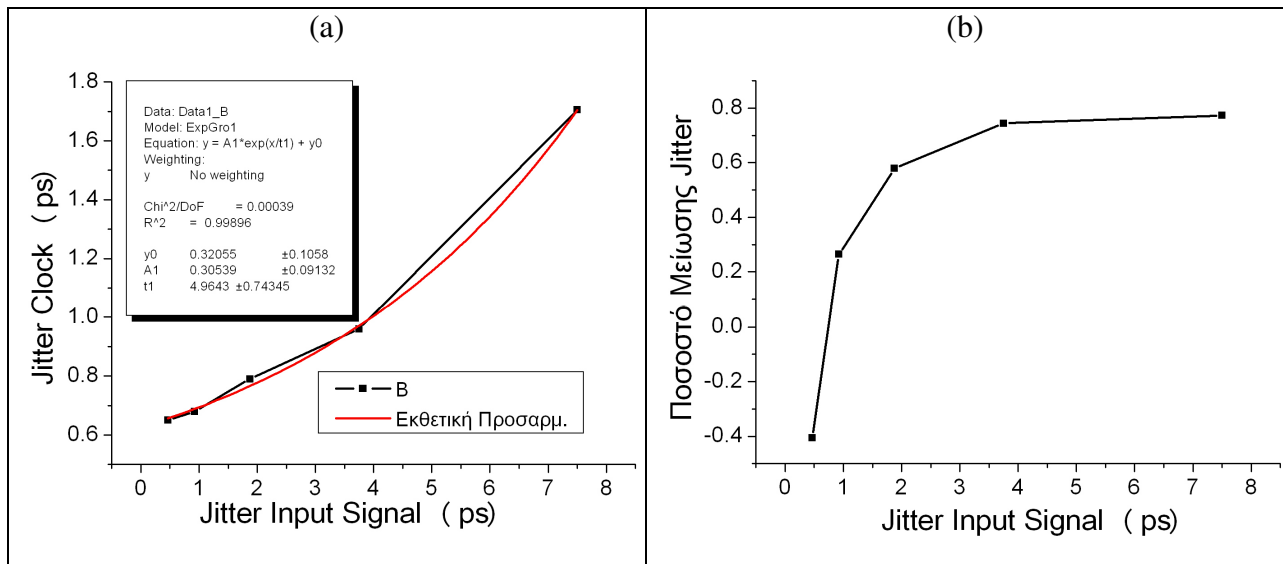
Κύριο όμως χαρακτηριστικό του σήματος ρολογιού που σχηματίζεται είναι ότι το φίλτρο FP σε συνδυασμό με την οπτική πύλη που παίζει το ρόλο του οπτικού ψαλιδιστή καταφέρνει να επαναχρονίσει τους αρχικούς παλμούς δημιουργώντας σήμα ρολογιού με σημαντικά μειωμένο jitter. Η κατανομή Gauss του χρονικού jitter που είχαν οι αρχικοί παλμοί και πάλι δεν διατηρείται, ενώ η ασυμμετρία μεταξύ δεξιάς και αριστερής πλευράς των παλμών δεν είναι τόσο έντονη όσο για τα 10GHz.

Μετρώντας με βάση τα διαγράμματα ματιού της Εικ 5.37 το από κορυφή σε κορυφή jitter του σήματος ρολογιού προέκυψε ο παρακάτω πίνακας 5.11. Στον πίνακα αυτό αναγράφεται η μέση τιμή μεταξύ του από κορυφή σε κορυφή jitter της δεξιάς και της αριστερής πλευράς του παλμού.

Πίνακας 5.11: Σύγκριση μεταξύ τιμών jitter PtP σήματος εισόδου και ανακτημένου σήματος ρολογιού

A/A	Από Κορυφή σε Κορυφή Τιμή Jitter Σήματος Εισόδου	Από Κορυφή σε Κορυφή Τιμή Jitter Σήματος Ανακτημένου Ρολογιού
1	460fs	650fs
2	925fs	680fs
3	1.875ps	790fs
4	3.75ps	1.14ps
5	7.5ps	1.75ps

Στην Εικ. 5.38 απεικονίζεται η γραφική παράσταση μεταξύ του από κορυφή σε κορυφή jitter του σήματος εισόδου και του σήματος ανακτημένου ρολογιού. Εξ' αίτιας του γεγονότος ότι ακόμα και για σήμα εισόδου με rms jitter 180fs το κύκλωμα επιτυγχάνει μείωση του από κορυφή σε κορυφή jitter κατά 25%, στις προσομοιώσεις αυτές μελετήθηκε και η περίπτωση για την οποία το σήμα εισόδου έχει rms jitter 90fs. Αυτό έγινε για να βρεθεί το όριο πάνω από το οποίο η πύλη αρχίζει και προσθέτει jitter στο σήμα, λόγω του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής των SOAs. Για σήμα με τόσο χαμηλό jitter της τάξης των 90fs, φάνηκε ότι όντως ο θόρυβος που προστίθεται από τους SOAs στο σήμα έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση τελικά του jitter των παλμών ρολογιού που σχηματίζονται στη θύρα μεταγωγής S του συμβολομέτρου. Έτσι από την γραφική παράσταση της Εικ. 5.38(b) προέκυψε ότι όταν το σήμα έχει μέση τιμή jitter λιγότερη από 140fs, τότε το jitter του σήματος στην έξοδο του κυκλώματος είναι περισσότερο από ότι στην είσοδο. Το όριο των 140fs είναι σημαντικά μικρότερο από τα 700fs, που φάνηκε ότι ήταν το αντίστοιχο όριο κατά τη λειτουργία του κυκλώματος στα 10GHz.



Σχήμα 5.38: (a) Γραφική παράσταση εξάρτησης από κορυφή σε κορυφή jitter σήματος εισόδου με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps και σήματος ανακτημένου ρολογιού με ρυθμό επανάληψης 40GHz, (b) Ποσοστό μείωσης του jitter του σήματος εισόδου από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού.

Η σχέση μεταξύ PtP jitter σήματος εισόδου και εξόδου φαίνεται ότι είναι εκθετική με πολύ μεγάλο ποσοστό ακρίβειας ($R^2=0.996$) όπως προκύπτει και από την προσαρμογή με τη βοήθεια του προγράμματος Origin. Η εκθετική αυτή σχέση περιγράφεται από την εξίσωση:

$$y = -0.32 + 0.3e^{\frac{x}{4.96}} \quad (5.2)$$

όπου x είναι το jitter του σήματος εισόδου

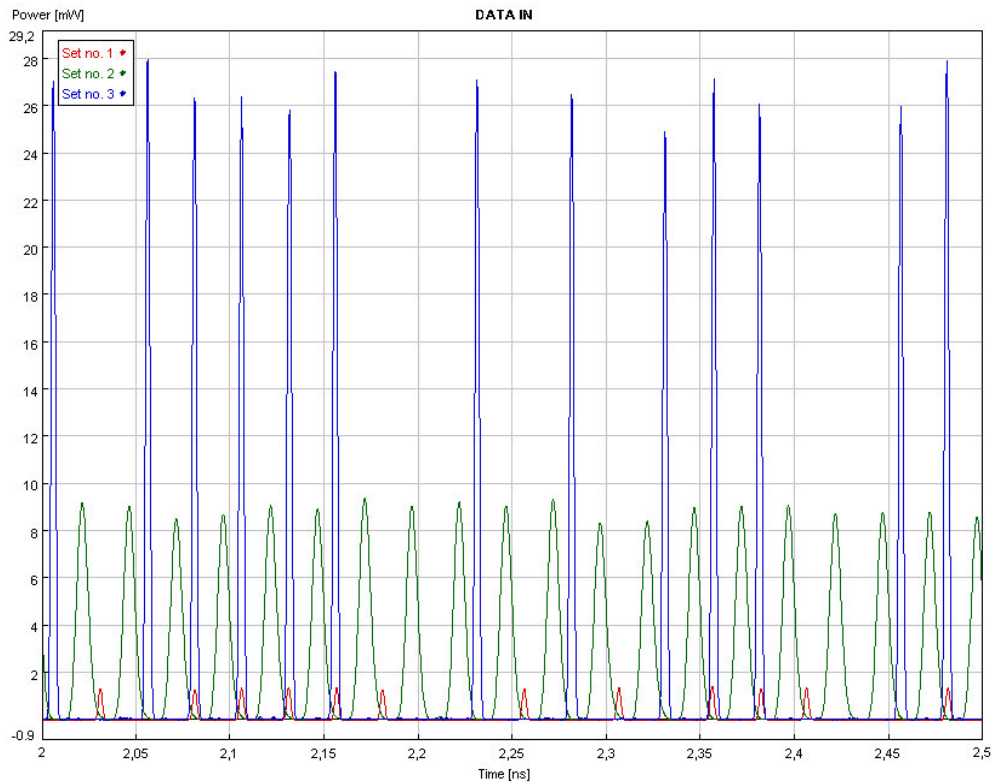
Στην Εικ. 5.38(b) παρουσιάζεται το ποσοστό μείωσης του από κορυφή σε κορυφή jitter του σήματος εισόδου. Από το γράφημα αυτό φαίνεται ότι πέρα από τα καλύτερα αποτελέσματα που προκύπτουν στο κάτω μέρος της καμπύλης κατά τη λειτουργία της διάταξης στα 40GHz από ότι στα 10GHz, δηλαδή για σήματα εισόδου με μικρό jitter, τελικά και εδώ υπάρχει άνω όριο ως προς το ποσοστό του jitter που μπορεί να εξαχθεί από το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού. Το ποσοστό αυτό είναι λίγο κάτω από το 80%. Η τιμή για την οποία εμφανίζεται ο κορεσμός είναι για σήματα ψευδοτυχαίας ακολουθίας 2^7-1 με μέση τιμή jitter πάνω από 0.75ps ή 30% του εύρους του παλμού όπως και στα 10GHz. Πάντως ενώ για τα 10GHz η μέγιστη ποσοστιαία μείωση του jitter παίρνει μία μέγιστη τιμή περίπου στο 65-70%, στα 40GHz ο κορεσμός της ποσοστιαίας μείωσης αυτής είναι στο 75-80%. Επομένως το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού λειτουργεί με καλύτερα αποτελέσματα συνολικά στα 40GHz από ότι στα 10GHz.

Ο λόγος της επίτευξης καλύτερων αποτελεσμάτων στα 40GHz από ότι στα 10GHz σχετίζεται αποκλειστικά με τη λειτουργία της πύλης, αφού η παλμοσειρά στην έξοδο του FP φίλτρου είναι ίδια και στις δύο περιπτώσεις. Έτσι κατά τη λειτουργία της πύλης στα 40GHz υπάρχουν δύο σημαντικά πλεονεκτήματα.

Το πρώτο είναι ότι όπως προαναφέρθηκε επειδή στο χρονικό διάστημα των 25ps δεν προλαβαίνει να επανακάμψει το κέρδος των SOAs. Επομένως και οι σχετικές διαφορές φάσεις που εισάγονται στο σήμα εισόδου CW από τους παλμούς διαφορετικού πλάτους (έξοδος FP φίλτρου) του σήματος ελέγχου είναι και αυτές μειωμένες. Έτσι οι παλμοί ρολογιού που σχηματίζονται από τη συμβολή των σημάτων αυτών έχουν μικρότερη διαφορά πλάτους μεταξύ τους.

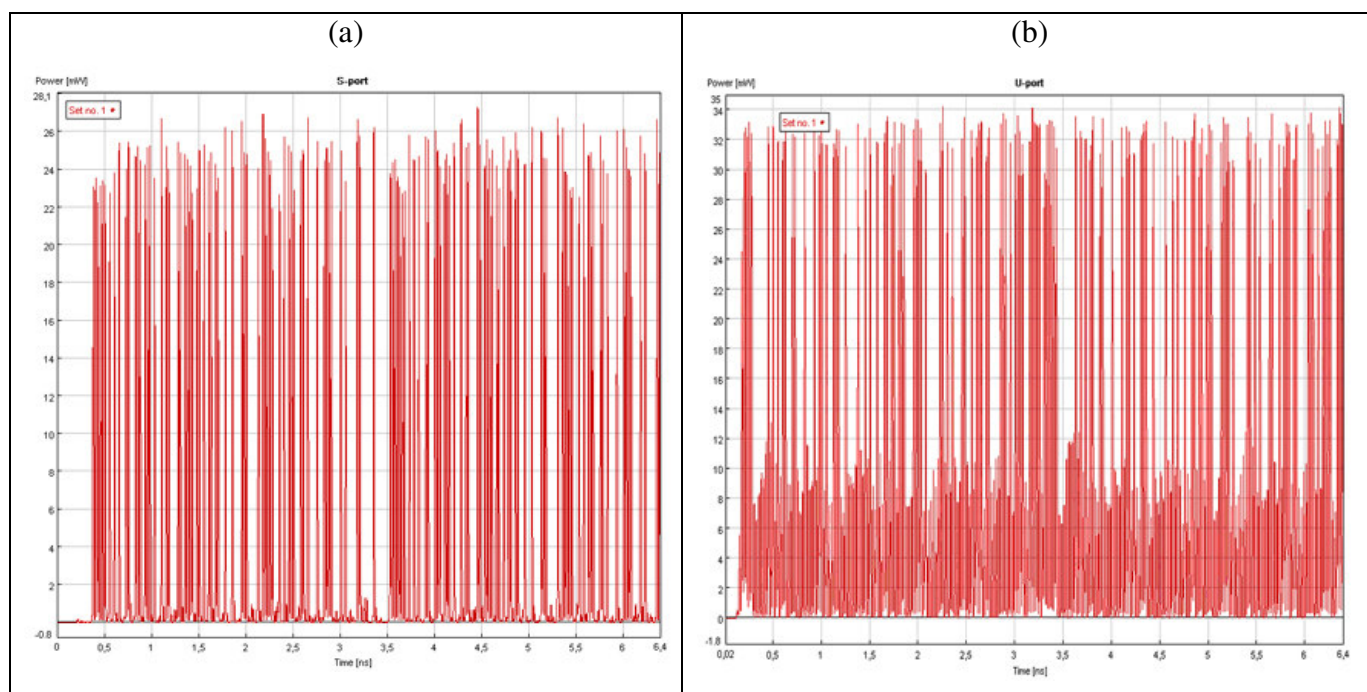
Δεύτερο χαρακτηριστικό στοιχείο είναι ότι στα 40GHz, οι SOAs είναι πολύ περισσότερο χρόνο κορεσμένοι. Αυτό είναι συνδυασμός δύο γεγονότων. Το πρώτο είναι ότι για τη δημιουργία των παλμών ρολογιού στα 40GHz τόσο η ισχύς του σήματος CW όσο και των δύο σημάτων ελέγχου είναι πολύ περισσότερη. Έτσι η ισχύς του σήματος CW είναι πλέον 1mW, έναντι 0.6mW στα 10GHz. Επίσης, ενώ στα μεν 10GHz η ισχύς των σημάτων ώθησης-έλξης ήταν 0.6mW και 95μW αντίστοιχα, στα δε 40GHz οι ίδιες ισχύς είναι περίπου 13 φορές παραπάνω, δηλαδή 8mW και 1.7mW. Το δεύτερο στοιχείο είναι ότι στα 40GHz οι παλμοί ελέγχου εισέρχονται κάθε 25ps, έναντι των 100ps για τα 10GHz. Ο συνδυασμός επομένως της μεγαλύτερης ισχύς των σημάτων ελέγχου και της μεγαλύτερης συχνότητας με την οποία εισάγονται στη πύλη έχει ως τελικό αποτέλεσμα ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής που εκπέμπεται από τους SOAs να είναι πολύ μικρότερος στα 40GHz. Επειδή το τμήμα του θορύβου αυτού που είναι ενδοζωνικό εισάγεται ως jitter στο σήμα μέσω του Gordon-Haus φαινομένου, η μείωση της ισχύς του στα 40GHz σημαίνει ότι το κύκλωμα επιτυγχάνει τόσο να επαναχρονίσει παλμούς με μειωμένο ποσοστό jitter ως προς το εύρος του παλμού, όσο και να καταφέρνει να μειώσει το jitter του σήματος και σε μεγαλύτερο ποσοστό.

Μετά την επιτυχή ανάκτηση του σήματος ρολογιού με τον συνδυασμό FP φίλτρου και οπτικής πύλης MZI στα 40GHz και μάλιστα με καλύτερα αποτελέσματα από ό,τι στα 10GHz, στη συνέχεια αναφέρονται τα αποτελέσματα από την ανάκτηση των δεδομένων. Η ανάκτηση των δεδομένων γίνεται με τη δεύτερη πύλη MZI κατά τα πρότυπα του κυκλώματος APD που έχει αναλυθεί διεξοδικά για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10Gbps. Όπως φάνηκε κατά την ανάκτηση των πακέτων δεδομένων με έντονο θόρυβο, η λειτουργία του MZI με αναστροφή των σημάτων εισόδου, δηλαδή το ανακτημένο σήμα ρολογιού ως σήμα εισόδου και το αρχικό σήμα δεδομένων ως σήμα ελέγχου (Εικ. 5.33) επιφέρει σημαντική βελτίωση στην ποιότητα του σήματος, με τα μειονεκτήματα όμως της χρονικής διεύρυνσης των παλμών και της αλλαγής του μήκους κύματος. Η ίδια τεχνική εφαρμόζεται και εδώ για να μελετηθεί εάν μπορεί με τον τρόπο αυτό να ανακτηθούν δεδομένα στα οποία η μέση τιμή του jitter είναι ακόμα και το 60% του εύρους του παλμού. Τέτοια περίπτωση είναι από τις πιο ακραίες που έχει να αντιμετωπίσει το κύκλωμα APD, αφού το διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου που παρουσιάζεται στην Εικ. 5.36(d), είναι τελείως κλειστό. Κατά τη λειτουργία του στοιχείου απόφασης στα 10Gbps με τον συμβατικό τρόπο, δηλαδή σήμα εισόδου το σήμα δεδομένων και σήμα ελέγχου το ανακτημένο σήμα ρολογιού (Εικ. 5.23), είχε προκύψει ότι για αντίστοιχο σήμα εισόδου, το κύκλωμα δεν μπορεί να παράγει δεδομένα με ανοιχτό διάγραμμα ματιού, όπως φαίνεται από την Εικ. 5.29(d). Τα αποτελέσματα από τη λειτουργία του στοιχείου απόφασης σύμφωνα με τη διάταξη της Εικ. 5.33 παρουσιάζονται στην Εικ. 5.40 και προέκυψαν κατά τη λειτουργία της πύλης σύμφωνα με τα εξής συνθήκες.



Σχήμα 5.39: Απεικόνιση σημάτων εισόδου στη πύλη MZI που αποτελεί το στοιχείο απόφασης. Το σήμα Set No1 (μπλε χρώμα) είναι το σήμα ελέγχου ώθησης, το σήμα Set No 2 (πράσινο χρώμα) είναι το σήμα εισόδου και το σήμα Set No 3 (κόκκινο χρώμα) είναι το σήμα ελέγχου έλξης. Ο άξονας ισχύος είναι 2mW/div και ο χρονικός άξονας 50ps/div.

Το σήμα ελέγχου που αποτελούν τα αρχικά δεδομένα εκχέεται με τη μορφή ώθησης-έλξης στους δύο SOAs έτσι ώστε να μειωθεί το χρονικό παράθυρο μεταγωγής στα 25ps, δηλαδή ίσο με τη χρονοθυρίδα του κάθε δυφίου. Με τον τρόπο αυτό αποφεύγεται η μεταγωγή ανεπιθύμητων παλμών ρολογιού που λαμβάνει χώρα κατά τη χρήση ενός μόνο σήματος ελέγχου, αφού τότε το αντίστοιχο παράθυρο μεταγωγής είναι ίσο με το χρόνο ανάκαμψης του κέρδους των SOAs, δηλαδή ~40ps. Η μέση ισχύς του σήματος ώθησης είναι 1.4mW ή 65fJ/ παλμό και του σήματος έλξης 0.1mW ή 5fJ/παλμό (/2 εντός των SOAs). Η μέση ισχύς του σήματος εισόδου είναι 2.6mW ή 60~fJ/παλμό (/4 στους SOAs). Τα παραπάνω φαίνονται γραφικά στην Εικ. 5.39.



Σχήμα 5.40: Παλμοσειρά του σήματος στην τελική έξοδο του κυκλώματος ανάκτησης δεδομένων, όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter 375fs (a) στη θύρα μεταγωγής S (b) στη θύρα μη-μεταγωγής U. Η κλίμακα ισχύος είναι 2mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 0.5ns/div.

Από την παραπάνω αναφορά φαίνεται ότι στις προσομοιώσεις αυτές εφαρμόζεται η αντιμετάθεση των ισχύων των σημάτων εισόδου. Δηλαδή αντίθετα με την έως τώρα λειτουργία της πύλης με υψηλή μέση ισχύ σήματος ελέγχου και χαμηλή ισχύ σήματος εισόδου, το σήμα ρολογιού είναι αυτό πλέον που έχει την υψηλότερη ισχύ. Αυτό γίνεται με σκοπό να μην μετάγεται ολόκληρος ο παλμός ρολογιού αλλά ένα μέρος του μόνο. Το γεγονός αυτό είναι καθοριστική σημασίας για την λήψη των βέλτιστων αποτελεσμάτων καθώς με τον τρόπο αυτό επιλέγεται προς μεταγωγή το καθαρό μέρος του παλμού ρολογιού που βρίσκεται στην κορυφή του. Αντίθετα η βάση των παλμών ρολογιού που εμπεριέχει και πολλούς διπλοπαλμούς⁷ δεν

⁷ Πρέπει να ληφθεί υπόψιν ότι οι παλμοί ρολογιού είναι αποτέλεσμα συμβολής δύο σημάτων και η μη τέλεια επικάλυψη των δύο καμπύλων κέρδους που είναι ο κανόνας και όχι η εξαίρεση έχει ως αποτέλεσμα να μην γίνεται τέλεια αναιρετική συμβολή μετά το κλείσιμο του παραθύρου μεταγωγής από το σήμα ελέγχου έλξης. Έτσι σχηματίζεται σχεδόν πάντα κάποιο μικρό υπόβαθρο με τη μορφή διπλοπαλμών στους παλμούς ρολογιού.

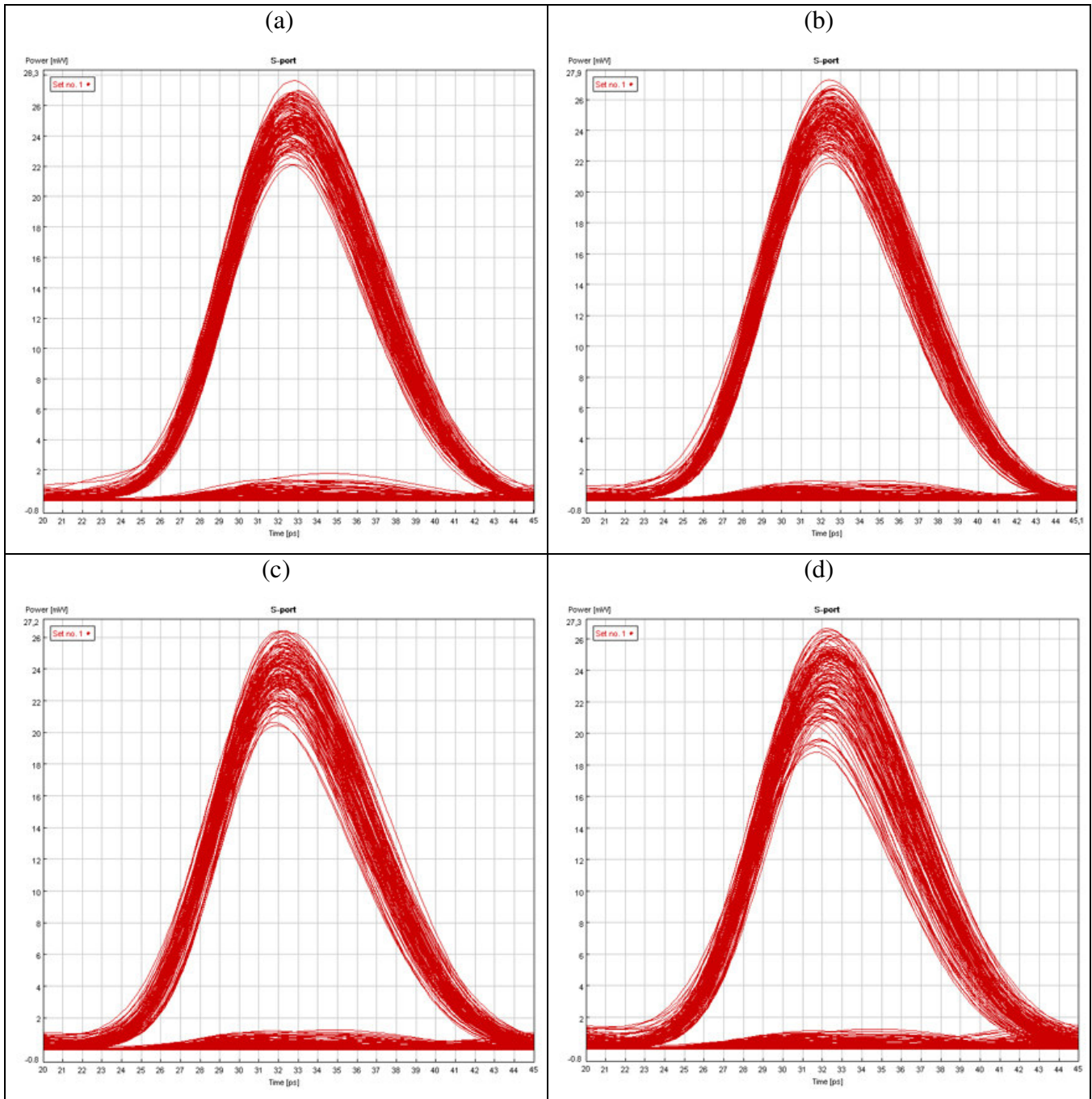
μετάγεται. Επίσης με τον τρόπο αυτό δεν επιλέγεται και ο θόρυβος που υπάρχει μεταξύ των παλμών στο σήμα ρολογιού.

Οι παλμοσειρές του σήματος στις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου παρουσιάζονται στην Εικ. 5.40 για την περίπτωση που το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter 375fs. Το καθαρό σήμα μετάγεται στη θύρα μεταγωγής S του συμβολομέτρου. Όπως όμως φαίνεται και από την Εικ. 5.40(b), δεν μετάγεται όλος ο παλμός ρολογιού, αλλά ένα μέρος του μόνο, αφού η βάση του παραμένει στη θύρα μη-μεταγωγής U. Η μέση ισχύς του σήματος στις δύο θύρες μεταγωγής είναι 4.6mW και 8.3mW στις θύρες S και U αντίστοιχα. Επομένως το γεγονός ότι εισάγονται στη πύλη 2.7mW και εξέρχονται 4.6mW, παρόλο που αυτή λειτουργεί στον βαθύ κορεσμό, είναι πολύ σημαντικό. Ο λόγος είναι ότι επιτυγχάνεται όχι μόνο να μην υπάρχουν απώλειες κατά την αναγέννηση του σήματος, αλλά να υπάρχει και κέρδος. Αυτό προκύπτει θεωρώντας τις απώλειες όλων των στοιχείων μηδενικές το οποίο βέβαια δεν ισχύει σε ένα πραγματικό σύστημα. Είναι σημαντικό όμως ότι η καθαυτή λειτουργία της πύλης ως αναγεννητής δεν εισάγει απώλειες στο σήμα. Το χρονικό εύρος των παλμών του σήματος στην έξοδο του κυκλώματος είναι 7ps, όσο και στην είσοδο καθώς χρησιμοποιούνται στην έξοδο του MZI φίλτρα με φασματικό εύρος 100GHz το οποίο είναι διπλάσιο από το εύρος του σήματος.

Στην Εικ. 5.40(a) φαίνεται ότι σε ορισμένες χρονοθυρίδες μετάγονται στη θύρα μεταγωγής S και ανεπιθύμητοι παλμοί, γεγονός το οποίο προκαλεί αύξηση του επιπέδου ισχύος του λογικού “0” και επομένως μείωση του λόγου αντίθεσης του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή. Η εξήγηση του γεγονότος αυτού είναι ότι το jitter των παλμών ελέγχου προκαλεί τυχαία χρονική μετατόπιση του παραθύρου μεταγωγής. Όπως όμως αναφέρθηκε προηγουμένως το σήμα με τη μεγαλύτερη ισχύ εισόδου και επομένως αυτό που προκαλεί το μεγαλύτερο κορεσμό είναι το σήμα ρολογιού. Επομένως οι μεταβολές του κέρδους των SOAs που προκαλούν οι παλμοί ελέγχου δεν είναι πάντοτε οι ίδιες, διότι αυτοί αφήνονται να «διαβάσουν» το κέρδος που έχει μείνει διαθέσιμο από τους παλμούς του σήματος εισόδου. Έτσι το παράθυρο μεταγωγής δεν έχει πάντοτε το ίδιο πλάτος ενώ είναι πολύ πιθανό σε πολλές περιπτώσεις να μετάγεται και ένα μέρος του διπλανού παλμού από αυτόν που είναι προς επιλογή για μεταγωγή. Για το λόγο αυτό το επίπεδο του λογικού “0” δεν είναι τέλειο, όπως στην περίπτωση που το αρχικό σήμα εισάγεται ως σήμα εισόδου στη δεύτερη πύλη του κυκλώματος.

Πίνακας 5.12 Χαρακτηριστικά του ανακτημένου σήματος δεδομένων στα 40Gbps

Παράμετροι	Χαρακτηριστικά Σήματος Ανακτημένων Δεδομένων
Μήκος Κύματος	1554.1nm
Πλάτος παλμού (FWHM)	7 ps
Διαμόρφωση Πλάτους	0.8-1.5dB
Ισχύς κορυφής	19-27mW
Ενέργεια/Παλμός	130-190fJ
Λόγος αντίθεσης	~10.5dB

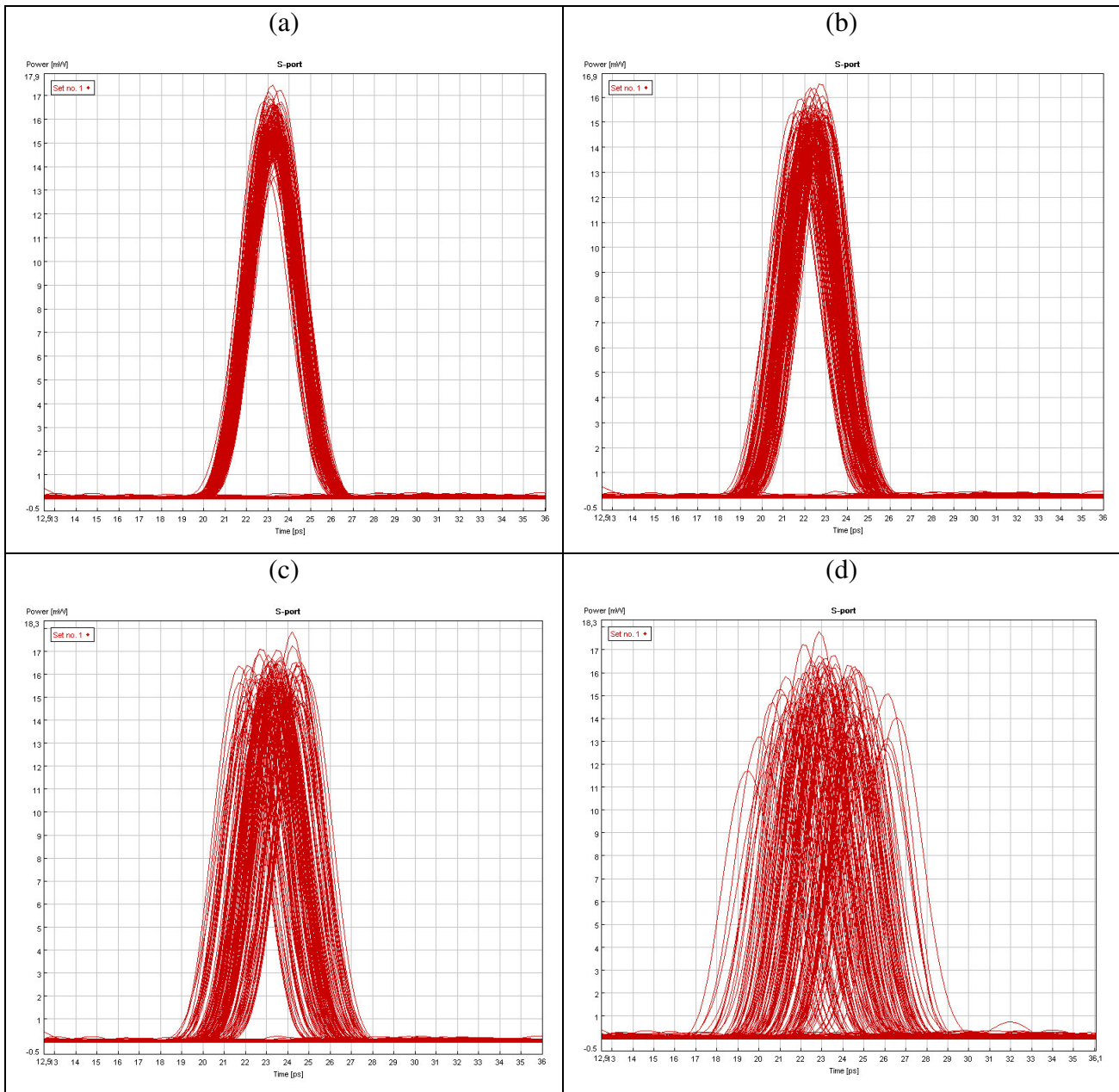


Σχήμα 5.41: Διάγραμμα ματιού ανακτημένου σήματος δεδομένων κατά τη λειτουργία του στοιχείου απόφασης στα πρότυπα της Εικ.5.33 όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter (a) 185fs, (b) 375fs, (c) 750fs και (d) 1.5ps. Η κλίμακα ισχύος είναι 2mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 10ps/div.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων από το σήμα στην έξοδο του κυκλώματος ΑΡΔ είναι άκρως εντυπωσιακά. Από την παράθεση των διαγραμμάτων ματιού της Εικ. 5.36 φαίνεται ότι ακόμα και για την περίπτωση που το διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου είναι τελείως κλειστό, όπως στην περίπτωση που έχει μέση τιμή jitter 1.5ps, το κύκλωμα επιτυγχάνει την αναγέννηση των δεδομένων. Ο λόγος αντίθεσης του σήματος μεταξύ του επιπέδου του λογικού “1” και του λογικού “0”, είναι πάντα μεγαλύτερος από 10.5 dB, γεγονός που

εξασφαλίζει την ανάκτηση της πληροφορίας του σήματος εισόδου στον τελικό δέκτη χωρίς λάθη.

Ένα άλλο στοιχείο που πρέπει να επισημανθεί είναι ότι από τη σύγκριση μεταξύ των διαγραμμάτων ματιού του σήματος ανακτημένου ρολογιού και του σήματος ανακτημένων δεδομένων, φαίνεται ότι το δεύτερο σήμα έχει περισσότερο jitter σε σχέση με το πρώτο. Αυτό είναι αποτέλεσμα της διέλευση των παλμών ρολογιού από τους SOAs του MZI, ο θόρυβος των οποίων προσθέτει jitter στο σήμα. Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι η διαμόρφωση πλάτους του σήματος ρολογιού μεταφέρεται σχεδόν αυτούσια και στο σήμα ανακτημένων δεδομένων.



Σχήμα 5.42: Διάγραμμα ματιού ανακτημένου σήματος δεδομένων κατά τη λειτουργία του στοιχείου απόφασης στα πρότυπα της Εικ.5.23 όταν το σήμα εισόδου έχει μέση τιμή jitter (a) 185fs, (b) 375fs, (c) 750fs και (d) 1.5ps. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 10ps/div.

Για σύγκριση παρουσιάζονται στην Εικ.5.42 και τα αποτελέσματα που προκύπτουν στη θύρα μεταγωγής S του στοιχείου απόφασης, όταν η πύλη λειτουργεί κατά τα πρότυπα της Εικ. 5.23. Τα αποτελέσματα είναι παρόμοια με αυτά της Εικ. 5.29. Έτσι για σήματα με μικρή μέση τιμή jitter, το κύκλωμα καταφέρνει να βελτιώσει την ποιότητα του σήματος, σε πολύ μικρό βαθμό όμως. Πέρα από κάποιο σημείο όμως είναι αδύνατο τελικά να προκύψει στην έξοδο του κυκλώματος σήμα με ανοιχτό διάγραμμα ματιού. Επομένως δεν μπορεί να ανακτηθεί και η πληροφορία του σήματος χωρίς λάθη. Χαρακτηριστική αντίθεση που παρουσιάζουν τα διαγράμματα ματιού της Εικ. 5.42 σε σχέση με αυτά της Εικ. 5.41 είναι ότι το επίπεδο του λογικού "0" είναι τελείως καθαρό, αποτέλεσμα της εισαγωγής του σήματος δεδομένων ως σήμα εισόδου. Σε αντίθεση με την λειτουργία της δεύτερης πύλης ως αναγεννητή, στην οποία το σχήμα και το πλάτος του παράθυρου μεταγωγής καθορίζονται από το σήμα εισόδου το οποίο έχει τη μεγαλύτερη ισχύ, κατά την λειτουργία του δεύτερου MZI ως απλής πύλης AND, αυτό δεν ισχύει. Το σήμα ελέγχου (σήμα ρολογιού) είναι αυτό που καθορίζει αποκλειστικά το παράθυρο μεταγωγής, το οποίο είναι σταθερό ως προς το πλάτος, το σχήμα αλλά και το χρόνο. Λόγω όμως του μεγάλου jitter που μπορεί να έχει το σήμα εισόδου, επιλέγεται προς μεταγωγής το μέρος του σήματος αυτού, το οποίο είναι εντός του παράθυρου μεταγωγής. Επομένως όσο πιο μετατοπισμένος χρονικά είναι ο παλμός από το σημείο μηδενικού jitter, τόσο μικρότερο είναι και το ποσοστό του που μετάγεται. Αυτό φαίνεται καθαρά στην Εικ. 5.42 στην οποία το πλάτος των μεταγόμενων παλμών ακολουθεί την κατανομή του jitter του σήματος. Έτσι αυτοί που είναι οι πιο απομακρυσμένοι (μεγαλύτερο jitter) έχουν το μικρότερο πλάτος.

Από τη σύγκριση των Εικ. 5.41 και 5.42 προκύπτει τελικά καθαρά η μεγάλη υπεροχή της λειτουργίας του στοιχείου απόφασης με σήμα εισόδου το σήμα ανακτημένου ρολογιού. Ο επαναχρονισμός που επιτυγχάνει το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού καθώς μεταφέρεται σε πολύ μεγάλο ποσοστό στο σήμα που παράγεται στην τελική έξοδο του κυκλώματος έχει ως αποτέλεσμα σε κάθε περίπτωση το κύκλωμα να μπορεί να προσφέρει σήμα πολύ καλής ποιότητας. Αυτό διαπιστώνεται από το διάγραμμα ματιού το οποίο είναι πάντα ανοιχτό.

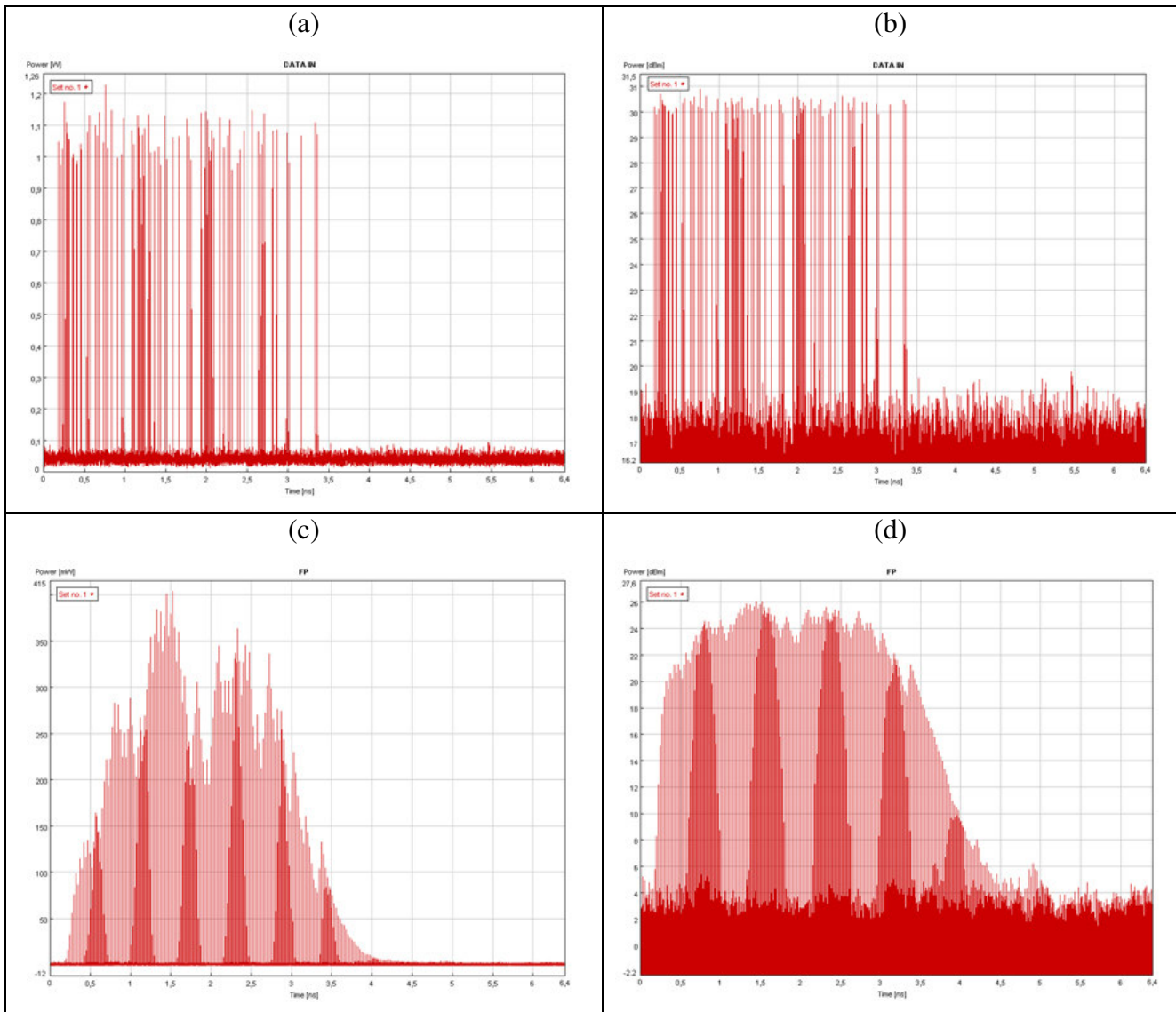
5.3.9 Λειτουργία του Κυκλώματος APD με Πακέτα Δεδομένων σε ρυθμό μετάδοσης 40Gbps

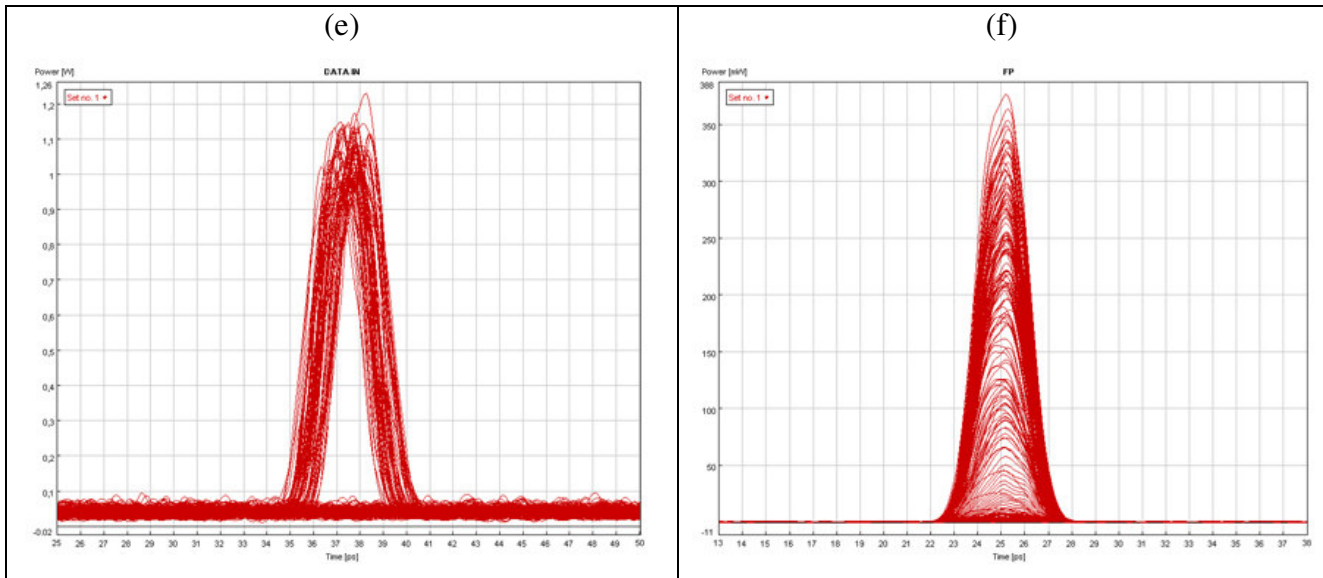
Στην τελική αυτή φάση των προσομοιώσεων εξετάζεται η ικανότητα του κυκλώματος APD να ανακτά την πληροφορία από πακέτα δεδομένων σε ρυθμό μετάδοσης 40Gbps, στα οποία οι παλμοί εκτός από jitter παρουσιάζουν και σημαντικό θόρυβο. Με τον τρόπο αυτό προσομοιώνεται πιστότερα μια οπτική γραμμή ζεύξης μεταξύ δύο κόμβων στην οποία οι ενισχυτές Erbium που χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση των απωλειών εισάγουν και θόρυβο στο σήμα. Η ποσότητα του θορύβου που προστίθεται στο σήμα εξαρτάται από τον αριθμό των ενισχυτών που υπάρχουν στη ζεύξη αλλά και από την Εικόνα Θορύβου που χαρακτηρίζει κάθε έναν από αυτούς.

Για τη δημιουργία του αρχικού πακέτου πληροφορίας χρησιμοποιείται πάλι η διάταξη της Εικ. 5.19. Έτσι δημιουργείται μια παλμοσειρά από 127 δυφία που εμπεριέχει την κωδικοποίηση μιας ολόκληρης $2^{17}-1$ ψευδοτυχαίας ακολουθίας, η οποία παρουσιάζεται στην Εικ. 5.43(a), (b) σε γραμμική και λογαριθμική κλίμακα αντίστοιχα. Το χρονικό εύρος του κάθε παλμού είναι 2.5ps, ενώ η μέση τιμή του jitter με κατανομή Gauss είναι 350fs και η αντίστοιχη από κορυφή σε κορυφή 1.75ps. Με την πηγή λευκού θορύβου εισάγεται επιπλέον θόρυβος στο σήμα που έχει ως αποτέλεσμα ο τελικός λόγος αντίθεσης του σήματος προς το θόρυβο να είναι ίσος με 10dB. Όλα τα χαρακτηριστικά επομένως του σήματος είναι αντίστοιχα με αυτά που

είχαν ληφθεί υπόψιν για τις προσομοιώσεις σε ρυθμό μετάδοσης πακέτων δεδομένων στα 10Gbps. Άρα στην περίπτωση αυτή θα εξεταστεί εάν επαληθεύεται η ικανότητα του κυκλώματος APΔ να βελτιώνει την ποιότητα σημάτων τα οποία έχουν τόσο υψηλό χρονικό jitter, όσο και μεγάλο θόρυβο σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps.

Το σήμα χαμηλής ποιότητας εισήχθη στο FP φίλτρο, το οποίο πάλι είχε Λεπτότητα ίση με 50. Η έξοδος του FP φίλτρου (Εικ. 5.43(c)) είναι ένα πακέτο ρολογιού με πολύ έντονη διαμόρφωση πλάτους, η οποία είναι ίση με 8.5dB, αυξημένη κατά 1dB σε σχέση με τη συνεχή ροή δεδομένων. Όπως όμως φάνηκε από τις προσομοιώσεις για σήμα στα 10Gbps, τέτοια διαμόρφωση πλάτους δεν αποτελεί πρόβλημα για το MZI σε ρόλο οπτικού ψαλιδιστή, καθώς καταφέρνει στην έξοδο του να εξισώσει τόσο ανισοϋψής παλμούς. Τα χαρακτηριστικά του υποτυπώδους πακέτου ρολογιού που προκύπτουν στην έξοδο του FP φίλτρου είναι ακριβώς τα ίδια με το πακέτο που προκύπτει για σήμα εισόδου 10Gbps (Εικ. 5.43(c)). Αυτό είναι κάτι αναμενόμενο αφού το FP φίλτρο είναι ένα παθητικό στοιχείο το οποίο δεν αλλάζει τη μορφή της παλμοσειράς στην έξοδο του κατά τον τετραπλασιασμό τόσο του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων όσο και της Ελεύθερης Φασματικής Περιοχής του Φίλτρου για σταθερή Λεπτότητα.





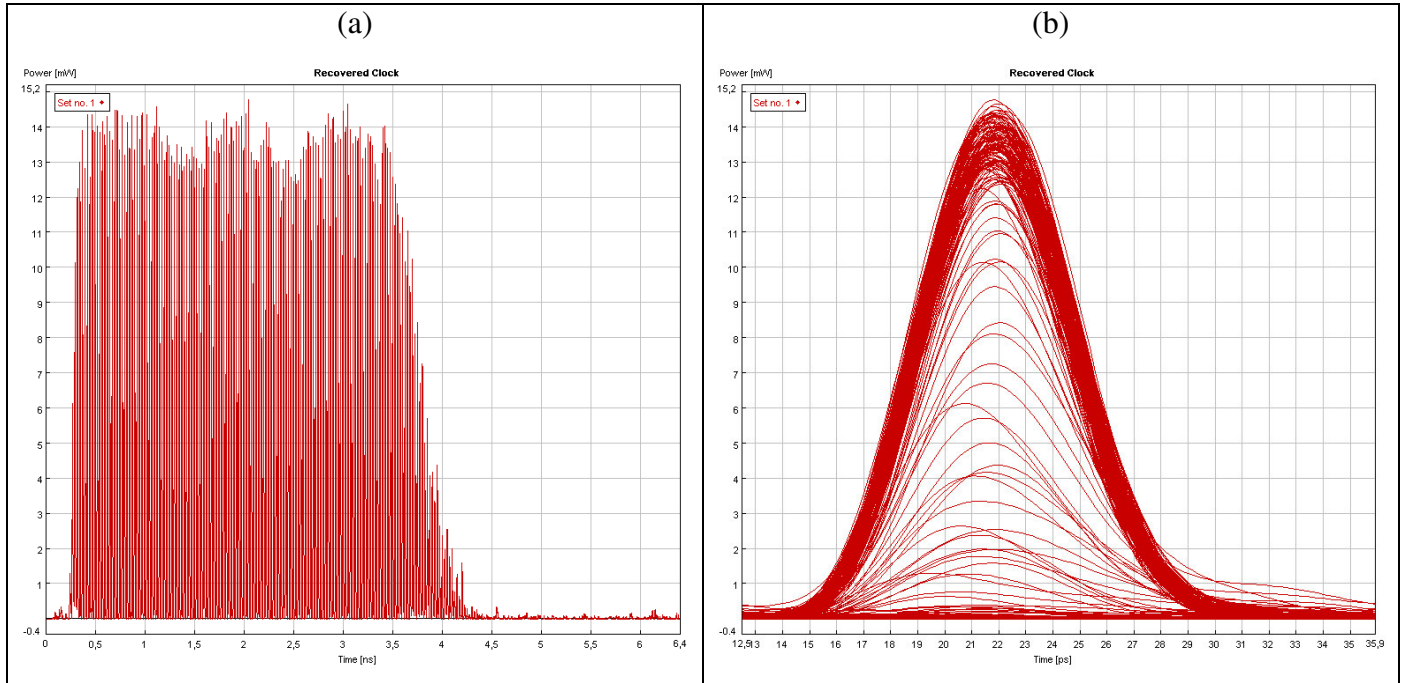
Σχήμα 5.43: (a) Σήμα στην είσοδο του κυκλώματος APD σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 200mW/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div), (b) Σήμα στην είσοδο του κυκλώματος APD σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 10dB/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div), (c) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε γραμμική κλίμακα (άξονας ισχύος 50mW/div και χρονική κλίμακα 0.5ns/div), (d) Σήμα στην έξοδο του FP φίλτρου σε λογαριθμική κλίμακα (άξονας ισχύος 2dB/div και χρονική κλίμακα 1ns/div), (e) Διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου (άξονας ισχύος 200mW/div και χρονική κλίμακα 1ps/div) και (f) Διάγραμμα ματιού του σήματος στην έξοδο του FP φίλτρου (άξονας ισχύος 50mW/div και χρονική κλίμακα 1ps/div).

Έτσι οι πρώτοι τρεις παλμοί έχουν πλάτος το οποίο είναι εκτός της δυναμικής περιοχής λειτουργίας του ψαλιδιστή και αποτελούν το χρόνο ανάκτησης ρολογιού του κυκλώματος. Στην συνέχεια ακολουθούν οι παλμοί με την έντονη διαμόρφωση πλάτους που είναι εντός της δυναμικής περιοχής λειτουργίας του ψαλιδιστή. Οι παλμοί αυτοί έχουν χρονική διάρκεια λίγο μεγαλύτερη από αυτή του αρχικού πακέτου. Τέλος ακολουθούν 22 παλμοί με εκθετικά μειωμένο πλάτος στο τέλος του πακέτου, λόγω του αντίστοιχου χρόνου ζωής του FP φίλτρου.

Η έξοδος του FP φίλτρου εκχέεται κατά τα γνωστά ως σήμα ελέγχου με τη μορφή ώθησης-έλξης στο MZI της Εικ. 5.21. Η μέση ισχύς του σήματος ώθησης είναι 3.1mW (/2 εντός SOA), ενώ η ισχύς του σήματος έλξης είναι 8dB λιγότερη, δηλαδή 500μW (/2 εντός SOA). Η χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους είναι 7ps που έχει ως αποτέλεσμα και οι παλμοί ρολογιού που σχηματίζονται στη θύρα S του συμβολομέτρου να έχουν και αυτοί χρονικό εύρος 7ps, όπως επιβεβαιώνεται και από το διάγραμμα ματιού της Εικ. 5.44(b). Ως σήμα εισόδου για τον κορεσμό των SOAs χρησιμοποιείται σήμα συνεχούς κύματος, με μήκος κύματος 1554.1nm και ισχύ 1mW(/4 στους SOAs).

Ο χρόνος που χρειάζεται για να γίνει ανάκτηση του σήματος ρολογιού είναι ίσος με 3 παλμούς (75ps), ενώ ο χρόνος σβέσης του ρολογιού είναι 20 παλμοί (1ns), θεωρώντας ως σημείο αναφοράς τον παλμό με πλάτος ίσο με 10% σε σχέση με το μέσο πλάτος των παλμών ρολογιού. Το χρονικό διάστημα μεταξύ των δύο αυτών σημείων είναι ίσο με 3.25ns και οι παλμοί στο διάστημα αυτό έχουν διαμόρφωση πλάτους ίση με ~1dB. Το σήμα αυτό είναι περισσότερο από ικανοποιητικό για την περαιτέρω χρησιμοποίηση του ως σήμα εισόδου στο στοιχείο απόφασης. Πέρα από τη μικρή διαμόρφωση πλάτους είναι επίσης εμφανές ότι οι παλμοί ρολογιού έχουν επαναχρονιστεί σε μεγάλο βαθμό, γεγονός που υποδηλώνει μειωμένο jitter, ενώ και ο θόρυβος

που υπάρχει μετά το τέλος του πακέτου ρολογιού είναι σημαντικά μικρότερος σε σχέση με το αρχικό σήμα εισόδου.



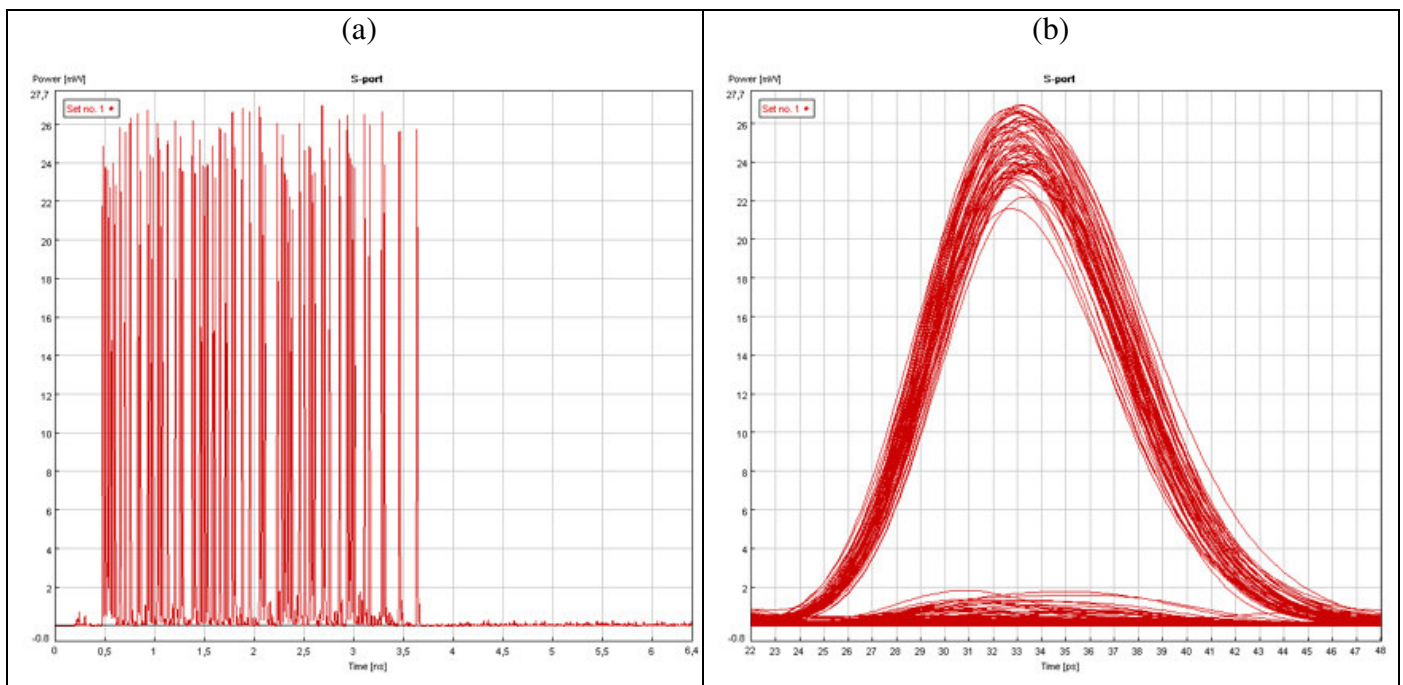
Σχήμα 5.44: (a) Παλμοσειρά του πακέτου ανακτημένου ρολογιού στην έξοδο του φαλιδιστή για πακέτα με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων στα 40Gbps και (b) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 1mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 0.5ns/div στη παλμοσειρά και 1ps/div στο διάγραμμα ματιού.

Από την παραπάνω αναφορά προκύπτει ότι οι μικροί χρόνοι ανάκτησης και σβέσης του σήματος ρολογιού διατηρούνται και κατά τη λειτουργία του σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps. Μάλιστα σε σχετικά μεγέθη οι χρόνοι αυτοί είναι ίδιοι με τη λειτουργία στα 10Gbps. Δηλαδή χρειάζονται 3 παλμοί για να γίνει η ανάκτηση και 20 παλμοί για να πραγματοποιηθεί η σβέση του σήματος ρολογιού. Σε απόλυτους όμως χρόνους όπως είναι προφανές, οι προστατευτικές ζώνες δυφίων μεταξύ των πακέτων έχουν υποτετραπλασιαστεί. Αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς τετραπλασιάζεται αντίστοιχα το διαθέσιμο εύρος ζώνης στο οποίο μπορεί να τοποθετηθεί επιπλέον πληροφορία. Επομένως η επεξεργασία των δεδομένων από το κύκλωμα APD μπορεί να γίνει με ακόμα μικρότερη επιβάρυνση του εύρους ζώνης σε ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο, λειτουργώντας τις ζευξείς σε ρυθμό μετάδοσης 40Gbps ανά κανάλι.

Από την προηγούμενη εμπειρία των προσομοιώσεων του κυκλώματος APD με πακέτα δεδομένων στα 10Gbps είχε προκύψει ότι για σήματα με έντονο θόρυβο, μόνο κατά τη λειτουργία του στοιχείου απόφασης ως αναγεννητή μπορεί να βελτιωθεί η ποιότητα τους. Για το λόγο αυτό τα σήματα εισάγονται στη δεύτερη πύλη MZI κατά τον τρόπο που απεικονίζεται στην Εικ. 5.33. Η ενέργεια ανά παλμό των σημάτων στην είσοδο του συμβολομέτρου είναι ίδια με αυτή για τη συνεχή ροή δεδομένων. Έτσι η μέση ισχύς του σήματος εισόδου-ρολογιού είναι 1.2mW/(4 εντός του SOA), ενώ η μέση ισχύς των σημάτων ώθησης και έλξης είναι 0.7mW (/2 εντός SOA) και 0.1mW (/2 εντός SOA), αντίστοιχα.

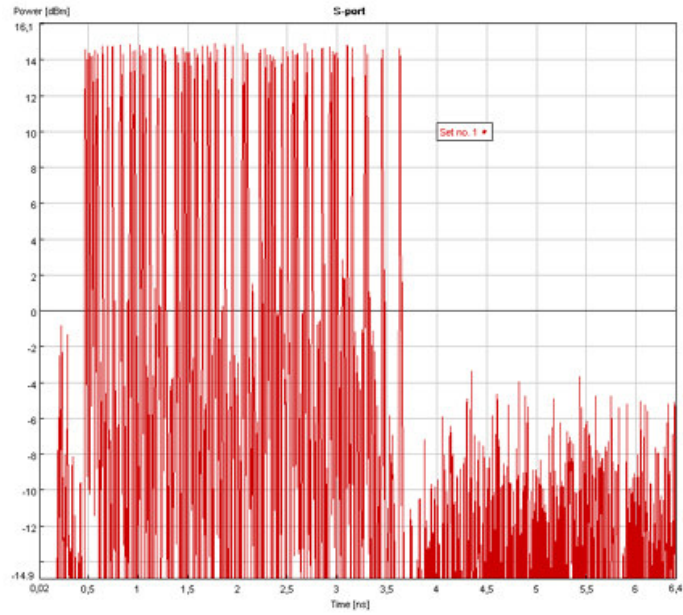
Τα αποτελέσματα που προκύπτουν τότε στη θύρα μεταγωγής S της πύλης παρουσιάζονται στην Εικ. 5.45. Τόσο από τη παλμοσειρά, όσο και από το διάγραμμα ματιού φαίνεται ότι η ποιότητα του σήματος έχει βελτιωθεί αφού το διάγραμμα ματιού έχει ανοίξει σε

σχέση με αυτό του σήματος εισόδου που απεικονίζεται στην Εικ. 5.43(e). Το εύρος των φίλτρων για την αποκοπή του εκτός ζώνης θορύβου και του σήματος ελέγχου έχει φασματικό εύρος 140GHz, που αφήνει ανεπηρέαστο το χρονικό εύρος των παλμών στα 7ps. Η διαμόρφωση πλάτους των παλμών είναι 0.9dB. Ο λόγος αντίθεσης μεταξύ του λογικού “1” και του λογικού “0” όπως προκύπτει από το διάγραμμα ματιού είναι 10.5dB, δηλαδή περίπου όσο και του σήματος εισόδου. Φαινομενικά επομένως ο λόγος αντίθεσης του σήματος στην είσοδο και στην έξοδο του κυκλώματος παρέμεινε ο ίδιος. Στην πράξη όμως όπως φαίνεται από τη σύγκριση μεταξύ της αρχικής (Σχ. 5.43(b)) και τελικής παλμοσειράς σε λογαριθμική κλίμακα (Σχ. 5.46), το κύκλωμα APΔ καταφέρνει να αποκόψει όλο τον ενδοζωνικό θόρυβο που υπάρχει στο σήμα και ο οποίος επεκτείνεται σε όλη τη χρονική διάρκεια. Ο θόρυβος αυτός αποτελεί και το μεγαλύτερο εμπόδιο για την περαιτέρω επεξεργασία του σήματος αυτού, διότι ο θόρυβος ενισχύεται από τους SOAs σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό από ότι το ίδιο το σήμα όπως φάνηκε κατά τη λειτουργία του στοιχείου απόφασης του κυκλώματος APΔ σύμφωνα με την Εικ. 5.23.



Σχήμα 5.45: (a) Παλμοσειρά του πακέτου ανακτημένων δεδομένων στην έξοδο του στοιχείου απόφασης για πακέτα με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων στα 40Gbps και (b) αντίστοιχο διάγραμμα ματιού. Η κλίμακα ισχύος είναι 2mW/div, ενώ η χρονική κλίμακα είναι 0.5ns/div στη παλμοσειρά και 1ps/div στο διάγραμμα ματιού.

Η εικόνα 5.46 που παρουσιάζει την τελική παλμοσειρά σε λογαριθμική κλίμακα αποκαλύπτει τελικά ότι ο θόρυβος είναι 18dB χαμηλότερα από το επίπεδο του σήματος. Αυτό σημαίνει ότι ο σηματοθορυβικός λόγος του σήματος βελτιώθηκε κατά 8dB από το κύκλωμα APΔ. Αξίζει πάντως να αναφερθεί ότι το επίπεδο του λογικού “0” μπορεί να βελτιωθεί με την σειριακή διασύνδεση στην έξοδο του στοιχείου απόφασης ενός συμβολομέτρου NOLM, όπως αυτό που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2. Το NOLM δρώντας ως μη γραμμικό φίλτρο μπορεί τότε να βελτιώσει δραματικά το λόγο αντίθεσης της τελικής παλμοσειράς καταπιέζοντας τους ανεπιθύμητους παλμούς στο λογικό “0”. Επίσης παρόμοια αποτελέσματα μπορούν να επιτευχθούν και με τη σειριακή διασύνδεση ενός δεύτερου MZI, κατά τα πρότυπα λειτουργίας του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού. Το πλεονέκτημα της δεύτερης λύσης είναι ότι μπορούν τα δύο αυτά MZI να ολοκληρωθούν σε ένα πλινθίο μαζί.



Σχήμα 5.46: Παλμοσειρά του πακέτου ανακτημένων δεδομένων στην έξοδο του στοιχείου απόφασης σε λογαριθμική κλίμακα. Ο άξονας ισχύος είναι 2dB/div, ενώ ο χρονικός άξονας είναι 0.5ns/div.

5.4 Αναφορές Κεφαλαίου

- [5.1] R. P. Schrieck, M. H. Kwakernaak, H. Jäckel, and H. Melchior, “All-Optical Switching at Multi-100-Gb/s Data Rates With Mach–Zehnder Interferometer Switches”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 38, No. 8, pp. 1053–1061, 2002.
- [5.2] J. Leuthold, P.A. Besse, J. Eckner, E. Gamper, M. Duelk, and H. Melchior, “All-Optical Space Switches with Gain and Principally Ideal Extinction Ratios”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 34, No. 4, pp. 622–633, 1998.
- [5.3] B. Dagens, A. Markus, J. X. Chen, J.-G. Provost, D. Make, O. Le Gouezigou, J. Landreau, A. Fiore and B. Thedrez, “Giant linewidth enhancement factor and purely frequency modulated emission from quantum dot laser,” *Electron. Lett.*, vol. 41, No. 6, pp. 323-324, 2005.
- [5.4] Γ. Β. Θεοφιλόπουλος, «Αμιγώς Οπτική Μεταγωγή Πακέτων για Ψηφιακά Δίκτυα Υπερύψηλων ταχυτήτων», Διδακτορική Διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2003
- [5.5] N. Pleros, C. Bintjas, G.T.Kanellos, K.Vlachos, H.Avrampoulos, G.Guekos, “Recipe for Intensity Modulation Reduction in SOA-based Interferometric Switches”, *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol.*, vol. 22, No. 12, pp. 2834-2841, 2004.
- [5.6] Ν. Πλέρος, “Ψηφιακά Συστήματα Υπερυψηλών Ταχυτήτων για Οπτικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2004.
- [5.7] Κ.Ο. Γιαννόπουλος, “Κυκλώματα Υπερύψηλων Ταχυτήτων για Ψηφιακά Τηλεπικοινωνία Δίκτυα”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Αθήνα 2004.
- [5.8] J. P. Gordon and H. A. Haus, “Random walk of coherently amplified solitons in optical fibers,” *Opt. Lett.*, vol. 11, no. 10, pp. 665–667, 1986.
- [5.9] A.N. Pinto, J.R. Ferreira da Rocha, Q. Lin, and G.P. Agrawal, “Optical Versus Electrical Dispersion Compensation: Role of Timing Jitter”, *IEEE/OSA J. of Lightwave Technol.*, vol. 24, No. 1, pp. 387-395, 2006.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ: ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΈΡΕΥΝΑ

6.1 Ανασκόπηση

Στη σύγχρονη εποχή το ζητούμενο από τους τηλεπικοινωνιακούς φορείς είναι η δημιουργία δικτύων που είναι ικανά να παρέχουν τις βέλτιστες υπηρεσίες στο ελάχιστο δυνατό κόστος. Για την παροχή όλων αυτών των υπηρεσιών όλοι οι χρήστες (απλοί και εταιρικοί) επιζητούν συνεχώς ολοένα και μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το δίκτυο. Έτσι για την ικανοποίηση της ανάγκης αυτής οι φορείς προσθέτουν συνεχώς WDM κανάλια μέσα στο δίκτυο χρησιμοποιώντας την οπτική δρομολόγηση κατά μήκος κύματος και την ηλεκτρονική μεταγωγή πακέτου όπου είναι αναγκαίο. Επίσης για την παροχή ποιότητας υπηρεσίας σε εφαρμογές που βασίζονται στο IP πρωτόκολλο πολύ συχνά χρησιμοποιείται και η πολύπλοκη ιεραρχική δομή της Εικ. 1.6. Και οι δύο αυτές συνιστώσες οδηγούν όμως σε δημιουργία δικτύων τα οποία είναι και υψηλού κόστους αλλά και αναποτελεσματικά ως προς την διαχείριση του εύρους ζώνης.

Αυτό μπορεί να αλλάξει με την υιοθέτηση της τεχνολογίας της αμιγώς οπτικής μεταγωγής πακέτου από τους κόμβους και της αύξησης του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας ανά WDM κανάλι. Ο συνδυασμός των δύο τότε οδηγεί στην απλοποίηση της δομής των δικτύων, η οποία ιδανικά θα έχει την μορφή της Εικ. 1.11, ενώ ταυτόχρονα τα δίκτυα αυτά παρουσιάζουν και τα εξής πλεονεκτήματα:

- Μπορούν να διαχειρίζονται βέλτιστα το παρεχόμενο εύρος ζώνης και επομένως
- Χρειάζεται μικρότερος αριθμός ηλεκτρονικών και οπτικών στοιχείων για την παροχή της ίδιας χωρητικότητας και άρα
- Υπάρχει αυξημένη αξιοπιστία του δικτύου

Επίσης μια άλλη σειρά πλεονεκτημάτων είναι:

- Υπάρχει απλουστευμένη λογική τοπολογία του δικτύου και άρα
- Δεν υπάρχει ανάγκη για έλεγχο τόσων πολλών λογικών συνδέσεων το οποίο με τη σειρά του σημαίνει ότι
- Συνολικά είναι μικρότερη η ανάγκη για εποπτία και έλεγχο του δικτύου

Το κύριο όμως στοιχείο που προκύπτει από την απλοποίηση της δομής του δικτύου μέσω της υιοθέτησης της τεχνολογίας αμιγώς μεταγωγής πακέτου και του υψηλότερου ρυθμού

μετάδοσης ανά WDM κανάλι, είναι ότι κατά αυτόν τον τρόπο αυτό οδηγούμαστε στη δημιουργία δικτύων τα οποία είναι σημαντικά μειωμένου κόστους σε σχέση με τα σημερινά. Έτσι το βασικό κίνητρο της διατριβής αυτής ήταν η μελέτη υποσυστημάτων που θα μπορούσαν να διαχειρίζονται τα δεδομένα που διακινούνται σε ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο με βάση τις παραπάνω τεχνολογίες.

Ο κύριος στόχος της διατριβής αυτής κατά την έναρξη της ήταν η ανάπτυξη πηγών για την αναβάθμιση συστημάτων που χρησιμοποιούν φόρμα διαμόρφωσης επιστροφής στο μηδέν (Return to Zero-RZ). Στη συνέχεια όμως το ερευνητικό έργο στράφηκε στο σχεδιασμό και την προσομοίωση αμιγώς οπτικών ψηφιακών υποσυστημάτων υπερυψηλής ταχύτητας, τα οποία είναι σε θέση να διεξάγουν ζωτικές λειτουργικές διαδικασίες ενός κόμβου στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Οι λειτουργικές διαδικασίες στις οποίες εστίασε η παρούσα διατριβή ήταν η βελτίωση της ποιότητας των δεδομένων κατά την λήψη τους στο δέκτη ενός κόμβου και η μεταγωγή τους από το θεμελιώδες στοιχείο του πίνακα δρομολόγησης αυτού που είναι ο 2x2 διακόπτης.

Σε χρονική εξέλιξη η διατριβή περιελάμβανε:

- ⊕ Την μελέτη, το σχεδιασμό την προσομοίωση αλλά και την *πειραματική υλοποίηση* ενός **πολωτικά αναίσθητου συμβολομέτρου NOLM** (Non Linear Loop Mirror)
- ⊕ **Εύρεση παραμέτρων για το μοντέλο του Οπτικού Ημιαγωγίμου Ενισχυτή** (Semiconductor Optical Amplifier-SOA) που υπάρχει στο πρόγραμμα προσομοίωσης VPIphotonics της εταιρίας VPIsystems
- ⊕ **Αξιολόγηση του μοντέλου του SOA** και της πύλης Mach Zehnder (MZI) που χρησιμοποιεί τους SOAs ως μη γραμμικό στοιχείο (**SOA-MZI**)
- ⊕ **Προσομοίωση της πύλης SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτη** σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10 και 40Gbps
- ⊕ **Προσομοίωση του κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων (APA)** που αποτελείται από δύο πύλες SOA-MZI σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10 και 40Gbps

Για το κύκλωμα του 2x2 Διακόπτη και του κυκλώματος APA τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκρίνονται με πειραματικά αποτελέσματα που ελήφθησαν στο Ε.Φ.Ε. κατά την πειραματική τους υλοποίηση σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 10Gbps. Από τη συμφωνία μεταξύ τους και λαμβάνοντας αυτό ως βάση εξετάζεται τότε η απόδοση των κυκλωμάτων και σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps.

6.2 Σύνοψη αποτελεσμάτων

6.2.1 Πολωτικά Αναίσθητο Συμβολόμετρο NOLM

Το πρώτο κύκλωμα που μελετήθηκε είναι ένα συμβολόμετρο NOLM του οποίου το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό είναι ότι διατηρεί την πόλωση των δύο αντιδιαδιόμενων προς συμβολή σημάτων πριν από τον συζεύκτη εξόδου, σταθερή. Επομένως σταθερή παραμένει και η ισχύς των σημάτων που μεταγεται στις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου. Αυτό επιτυγχάνεται χωρίς τη χρήση ενεργητικών στοιχείων για τη συνεχή διόρθωση της πολωτικής

κατάστασης των δύο σημάτων και χωρίς να είναι όλο το κύκλωμα συναρμολογημένο εξ'ολοκλήρου από ίνες και στοιχεία που διατηρούν την πόλωση. Ένα μέρος του είναι μόνο κατασκευασμένο κατά αυτόν τον τρόπο όπως δείχνει και η Εικ. 2.14 που δείχνει την αρχή λειτουργίας της διάταξης. Το τμήμα που διατηρεί την πόλωση αποτελείται από στοιχεία τα οποία είναι εμπορικά διαθέσιμα και μάλιστα σχετικά χαμηλού κόστους. Το δεύτερο κομμάτι του κυκλώματος αποτελείται από απλά στοιχεία που δεν διατηρούν την πόλωση και την πολωτική σταθερότητα την εξασφαλίζει ένας στροφέας πόλωσης Faraday (FRM). Τα στοιχεία αυτά μάλιστα μπορούν να επιλεγθούν κατά το δοκούν ανάλογα με την εφαρμογή που είναι επιθυμητό να επιτελεί το συμβολόμετρο (μη γραμμικό φίλτρο, αποπολυπλέκτης, λογική πράξη AND, XOR, ...). Η συγκεκριμένη εφαρμογή που επιλέχθηκε προς μελέτη και υλοποίηση στο Ε.Φ.Ε. ήταν ένας μη γραμμικός συμπίεστης σολιτονίων καθώς υπήρχε η ανάγκη για μια πηγή η οποία θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για τα κυκλώματα αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps.

Ως στόχοι τέθηκαν για την απόδοση του κυκλώματος:

- Χρονικό Εύρος Παλμών Εισόδου: 10ps
- Χρονικό Εύρος Παλμών Εξόδου: <2.5ps
- Λόγος Αντίθεσης Παλμών Εξόδου: >20dB

Έτσι στο τμήμα του NOLM που δεν διατηρεί την πόλωση τοποθετήθηκε ως μη γραμμική ίνα ένα κομμάτι ίνας μετατοπισμένης διασποράς (DSF) μήκους 9630m και ένα κομμάτι απλής μονότροπης ίνας (SMF) μήκους 260m για την αντιστάθμιση του θετικού chirp που αποκτούν οι παλμοί στην DSF ίνα λόγω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Επειδή ο συμπίεστης είναι δύο σταδίων, αφού τα δύο αντιδιαδόμενα σήματα διέρχονται από την DSF ίνα δύο φορές λόγω του FRM, τοποθετήθηκε και ένα δεύτερο κομμάτι SMF ίνας μήκους 380m για το δεύτερο στάδιο συμπίεσης. Τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις και τα αντίστοιχα πειραματικά παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.1. Τα αρχικά Υ.Ι. και Χ.Ι αναφέρονται στο σήμα Υψηλής Ισχύος και Χαμηλής Ισχύος αντίστοιχα, διότι το δεύτερο διέρχεται πρώτα από τον εξασθενητή με σκοπό την επίτευξη διαφοράς φάσης π μεταξύ τους πριν από τη συμβολή τους στον συζεύκτη εξόδου.

Από τα πειραματικά και θεωρητικά αποτελέσματα που παρατίθεντο στον Πίνακα 6.1 προκύπτει ότι στο πρώτο στάδιο συμπίεσης δεν ικανοποιείται καμία από τις συνθήκες που είχαν τεθεί ως στόχοι του κυκλώματος. Η πρόσθεση όμως του δεύτερου σταδίου σε συνδυασμό με το NOLM που δρα ως μη γραμμικό φίλτρο καταπιέζοντας το υπόβαθρο που έχει σχηματιστεί στη βάση των παλμών κατά τη διάρκεια του πρώτου σταδίου συμπίεσης έχει ως τελικό αποτέλεσμα να παράγονται παλμοί με χρονικό εύρος 1.8ps και λόγο αντίθεσης μεγαλύτερο από 20dB.

Για να επιβεβαιωθεί η πολωτική αναισθησία του NOLM στο τμήμα της διάταξης που δεν διατηρεί την πόλωση (DSF ίνα και πρώτο κομμάτι SMF ίνας) τοποθετήθηκε μια εξωτερική πηγή διαταραχών με στόχο την τυχαία αλλαγή της πολωτικής κατάστασης των δύο αντιδιαδιδόμενων σημάτων. Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στις Εικ. 3.14 και 3.15 που δείχνουν την ισχύ που μετάγεται στις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου όσο και τις αλλαγές στις S παραμέτρους της πολωτικής κατάστασης του σήματος εξόδου, επιβεβαιώνουν ότι η «τροποποιημένη» αυτή έκδοση του NOLM επιτυγχάνει το στόχο να απαλλάξει το συμβολόμετρο από ευαισθησίες λόγω περιβαλλοντικών αλλαγών. Τα αποτελέσματα αυτά συγκρίνονται με αντίστοιχα που προέκυψαν κατά την εφαρμογή της ίδιας πηγής διαταραχών σε ένα απλό NOLM, στο οποίο εντός του βρόγχου τοποθετήθηκαν τα 9630m της DSF ίνας και

520m SMF ίνας. Το τελευταίο παρουσίασε έντονες διαταραχές τόσο της ισχύς που μετάγεται στις δύο θύρες όσο και στη σφαίρα Poincare του σήματος στη θύρα μεταγωγής.

Πίνακας 6.1: Σύγκριση Αποτελεσμάτων Προσομοίωσης και Πειραματικών Αποτελεσμάτων για το Πολωτικά Αναίσθητο NOLM

Σημείο του Κυκλώματος	Παράμετρος	Προσομοίωση	Πείραμα
Σήμα Εισόδου	Ισχύς Κορυφής	700mW	2900mW ⁸
	Χρονικό Εύρος	9 ps	9.4ps
	Φασματικό Εύρος	0.5nm	0.57nm
	Λόγος Αντίθεσης	Άπειρος	~15dB
Πρώτο Στάδιο Συμπίεσης/Ενδιάμεσο	Ισχύς Κορυφής (Y.I./X.I.)	350mW/175mW	~320mW/160mW
	Χρονικό Εύρος (Y.I./X.I.)	3.7ps/4.3ps	3.75ps/4.7ps
	Φασματικό Εύρος(Y.I./X.I.)	1.1nm/0.8nm	1.2nm/0.86nm
	Λόγος Αντίθεσης(Y.I./X.I.)	13dB/15dB	~ 11dB/13dB
Δεύτερο Στάδιο Συμπίεσης/Τελικό	Ισχύς Κορυφής	250mW	75mW ⁹
	Χρονικό Εύρος	1.8ps (με 290m SMF)	1.8ps (με 380m SMF)
	Φασματικό Εύρος	1.45nm	1.5nm
	Λόγος Αντίθεσης	22dB	>20dB

6.2.2 Εύρεση Παραμέτρων για το Μοντέλο του Οπτικού Ημιαγωγίμου Ενισχυτή (SOA) και Χαρακτηρισμός του

Για την ανάπτυξη μοντέλου για τον Οπτικό Ημιαγωγίμο Ενισχυτή (SOA) χρησιμοποιήθηκε έτοιμο το πρόγραμμα που υπήρχε στο λογισμικό VPIphotonics της εταιρίας

⁸ Τα 2.9W που μετρούνται στην έξοδο του ενισχυτή μειώνονται κατά 4.3dB λόγω των απωλειών των στοιχείων που υπάρχουν στη διάταξη μεταξύ της εξόδου του ενισχυτή και της DSF ίνας. Επίσης από το ίχνος αυτοσυσχέτισης φάνηκε ότι ένα 25% (συνολικά επομένως 5.55dB) της ισχύος του σήματος δεν είναι ωφέλιμο καθώς είναι συγκεντρωμένο στη βάση του παλμού με τη μορφή υποβάθρου. Άρα στη DSF ίνα η ισοδύναμη ισχύ κορυφής είναι ~800mW

⁹ Αυτή είναι η ισχύς που μετράται στην τελική έξοδο και η οποία περιλαμβάνει τα 4.3dB απωλειών από τη διάδοση στο PM τμήμα του συμπιεστή και τον κυκλοφορητή. Ισοδύναμα τα 250mW των προσομοιώσεων αντιστοιχούν σε ισχύ κορυφή των παλμών 90mW.

VPIsystems. Για το συγκεκριμένο πρόγραμμα έπρεπε να ευρεθεί απλώς η ομάδα παραμέτρων που θα προσομοιώνει την συμπεριφορά του SOA σε όσο το δυνατόν περισσότερες συνθήκες. Ως σημείο αναφοράς χρησιμοποιήθηκαν οι SOAs της εταιρίας Center for Integrated Photonics Ltd, UK που κατέχει το Ε.Φ.Ε. με τη μορφή ολοκληρωμένων Mach Zehnder συμβολομέτρων. Η εύρεση της ομάδας των παραμέτρων για τους SOAs της CIP έγινε με στόχο την μακροσκοπική αντιστοιχία μεταξύ αποτελεσμάτων προσομοιώσεων και πειραματικών αποτελεσμάτων. Η μακροσκοπική αντιστοιχία αναφέρεται:

- στις καμπύλες κέρδους που παρουσιάζει ο ενισχυτής για διάφορα ρεύματα έκχυσης
- στο χρόνο ανάκαμψης του κέρδους. Ο χρόνος αυτός υπολογίζεται με την τεχνική των μετρήσεων άντλησης-καταγραφής σε καθορισμένες συνθήκες έκχυσης ρεύματος, ισχύος σήματος συνεχούς κύματος και ισχύος παλμικού σήματος.

Έτσι μετά από πολλές δοκιμές για την τελική ομάδα παραμέτρων που επιλέχθηκε η σύγκριση των αποτελεσμάτων μεταξύ αποτελεσμάτων προσομοίωσης για στατικές συνθήκες λειτουργίας παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.2.

Πίνακας 6.2: Σύγκριση Αποτελεσμάτων Προσομοίωσης και Πειραματικών Αποτελεσμάτων για Στατικές Συνθήκες Λειτουργίας του SOA

	Παράμετρος	Προσομοίωση	Πείραμα
Ρεύμα Έκχυσης 100mA	Κέρδος Ασθενούς Σήματος (Pin= -20dBm)	22.9dB	21.7dB
	Κέρδος Βαθύ Κορεσμού (Pin= 0dBm)	7.1dB	7.35dB
Ρεύμα Έκχυσης 200mA	Κέρδος Ασθενούς Σήματος (Pin= -20dBm)	26dB	26.4dB
	Κέρδος Βαθύ Κορεσμού (Pin= 0dBm)	10.2dB	10.9dB
Ρεύμα Έκχυσης 300mA	Κέρδος Ασθενούς Σήματος (Pin= -20dBm)	28.6dB	28.1dB
	Κέρδος Βαθύ Κορεσμού (Pin= 0dBm)	12dB	12dB

Στη συνέχεια μελετήθηκε ο SOA σε δυναμικές συνθήκες λειτουργίας. Αυτό έγινε με την εύρεση του χρόνου ανάκαμψης του κέρδους των SOAs (στο $1/e=63\%$ της μέγιστης τιμής τους) πραγματοποιήθηκε στα εργαστήρια της CIP σύμφωνα με τη μέθοδο άντλησης-καταγραφής και για τις παρακάτω συνθήκες:

- Σήμα συνεχούς κύματος (CW):
 - Μήκος Κύματος 1550nm
 - Ισχύς 5.4 dBm
- Σήμα άντλησης:
 - Μήκος Κύματος 1537.5nm,
 - Χρονικό Εύρος 4.5ps,
 - Ρυθμός Επανάληψης 2.5GHz,
 - Ισχύς 3dBm.

Τα αποτελέσματα προσομοίωσης και πειράματος απεικονίζονται στον Πίνακα 6.3. Από τους δύο Πίνακες 6.2 και 6.3 προκύπτει ότι η συμφωνία μεταξύ πειράματος και θεωρίας είναι πολύ καλή σε όλες τις συνθήκες λειτουργίας, τόσο στατικές όσο και δυναμικές.

Πίνακας 6.3: Σύγκριση Αποτελεσμάτων Προσομοίωσης και Πειραματικών Αποτελεσμάτων για Δυναμικές Συνθήκες Λειτουργίες του SOA

	Προσομοίωση	Πείραμα
Ρεύμα Έκχυσης 200mA	20ps	19ps
Ρεύμα Έκχυσης 300mA	16ps	16ps

Με βάση το μοντέλο αυτό του SOA σχηματίστηκε και το μοντέλο ενός συμβολομέτρου Mach Zehnder (Mach Zehnder Interferometer-MZI), το οποίο χρησιμοποιεί SOAs ως μη γραμμικά στοιχεία στους δύο κλάδους του (SOA-MZI). Το μοντέλο της πύλης SOA-MZI χρησιμοποιήθηκε στη συνέχεια για την προσομοίωση του 2x2 Διακόπτη και του Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων. Οι προσομοιώσεις έλαβαν χώρα της ίδια χρονική περίοδο που παράλληλα στο Ε.Φ.Ε. γίνονταν και η πειραματική υλοποίηση των δύο αυτών εφαρμογών με σκοπό:

- ☑ Na γίνει αποτίμηση του μοντέλου του SOA που χρησιμοποιεί το VPI και της ομάδας παραμέτρων που επιλέχθηκε ώστε σε περίπτωση που δεν συμφωνούν τα αποτελέσματα να γίνουν αλλαγές στις παραμέτρους, όπως και έγινε τελικά.
- ☑ Na χρησιμοποιηθούν οι προσομοιώσεις για καθοδήγηση ώστε να ξεπεραστούν διάφορες τεχνικές δυσκολίες που θα προέκυπταν κατά τη διάρκεια του πειράματος. Οι προσομοιώσεις πολλές φορές προσφέρουν τα μέσα για την ενδελεχή παρατήρηση φαινομένων που δεν είναι δυνατόν να παρατηρηθούν πειραματικά
- ☑ Na γίνει πρόβλεψη εάν μπορούν τα δύο κυκλώματα να λειτουργούν σε ρυθμό μετάδοσης 40Gbps και εάν ναι ποια θα είναι η απόδοσή τους.

6.2.3 Προσομοίωση Πύλης SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτης

Στο κύκλωμα αυτό εισάγονται δύο σήματα στις δύο εισόδους της πύλης και παρουσία σήματος ελέγχου ή μη, τα δύο σήματα εναλλάσσουν θύρες εξόδου ή όχι αντίστοιχα. Δηλαδή κατά την παρουσία του σήματος ελέγχου πρέπει να γίνονται δύο πράξεις AND ταυτόχρονα και για τα δύο σήματα εισόδου. Η λειτουργία όμως ενός MZI ως 2x2 Διακόπτη παρουσιάζει τα εξής προβλήματα. Πρώτον οι παλμοί στην έξοδο της πύλης παρουσιάζουν έντονη διαμόρφωση πλάτους καθώς η τυχαία παρουσία ενός, δύο ή τριών σημάτων μέσα στους SOAs προκαλεί έντονα φαινόμενα ετεροδιαμόρφωσης κέρδους. Δεύτερον εάν οι λόγοι σύζευξης του MZI δεν είναι ιδανικοί 50:50, δεν μπορεί να επιτευχθεί τέλεια μεταφορά του σήματος από την μία είσοδο στην αντίστοιχη έξοδο σε κατάσταση μη μεταγωγής και έτσι στα σήματα εξόδου το επίπεδο του λογικού «0» να μην αντιστοιχεί πλέον σε τιμή πλάτους μηδέν, αλλά σε μια άλλη τιμή που εξαρτάται από τους λόγους σύζευξης του MZI. Το φαινόμενο αυτό αποκαλείται και διακαναλική παρεμβολή (Crosstalk). Τρίτον εάν τα δύο σήματα εισόδου είναι σε διαφορετικά μήκη κύματος τότε απαιτείται στην έξοδο του διακόπτη τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται για την αποκοπή του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής να είναι αρκετά ευρύ ώστε να περικλείουν τα μήκη κύματος και των δύο σημάτων. Τότε όμως ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής που βρίσκεται μεταξύ των δύο σημάτων διέρχεται ανέπαφος και μειώνει δραστικά το σηματοθορυβικό λόγο του σήματος και άρα υποβαθμίζει σημαντικά την ποιότητα του.

Για την μείωση των φαινομένων διαμόρφωσης πλάτους που οφείλονται στην ετεροδιαμόρφωση κέρδους και τη μείωση του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής, φάνηκε μέσα από τις προσομοιώσεις ότι η παρουσία ενός εξωτερικού σήματος συνεχούς κύματος (CW) μπορεί να βοηθήσει σημαντικά. Το CW σήμα κορένοντας τους SOAs του MZI φροντίζει ώστε ανεξάρτητα εάν εισέρχονται στο MZI το ένα ή και τα δύο σήματα εισόδου ταυτόχρονα, να εξέρχονται από την πύλη με το ίδιο σχεδόν πλάτος. Επιπλέον ο κορεσμός των SOAs μειώνει και την εκπομπή θορύβου από αυτούς βελτιώνοντας το σηματοθορυβικό λόγο των σημάτων στην έξοδο της πύλης.

Πίνακας 6.4: Σύγκριση Σημάτων Εισόδου μεταξύ Πειράματος και Προσομοίωσης κατά τη Λειτουργία της Πύλης SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτη

Παράμετροι	1 ^ο Σήμα εισόδου (DATA1) (2 ⁷ -1 PRBS)		2 ^ο Σήμα εισόδου (DATA2) (2 ⁷ -1 PRBS)	
	Προσομοίωση	Πείραμα	Προσομοίωση	Πείραμα
Μήκος κύματος (nm)	1556.4	1553.4	1552.4	1549.2
Πλάτος παλμού (FWHM)	10ps	10ps	10ps	10ps
Ισχύς κορυφής (mW)	1	1.2	0.95	0.75
Ενέργεια/Παλμός	10fJ	12.15fJ	9.5fJ	7.45fJ
Λόγος αντίθεσης(dB)	15	~15	15	~15
RMS jitter (ps)	0.75	1.4	0.75 ps	1.4

Παράμετροι	Σήμα ελέγχου (clock) (CTR)		Συνεχές σήμα (CW)	
	Προσομοίωση	Πείραμα	Προσομοίωση	Πείραμα
Μήκος κύματος (nm)	1552.4	1549.2	1545.2	1555.6
Πλάτος παλμού (FWHM)	10ps	10ps	-	-
Ισχύς κορυφής (mW)	25	21	600/600μW (SOA1/SOA2)	130/646μW (SOA1/SOA2)
Ενέργεια/Παλμός	250fJ	209fJ	-	-
Λόγος αντίθεσης(dB)	Άπειρος	~15	-	-
RMS jitter (ps)	0.75	1.4	-	-

Βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας του MZI παρατηρήθηκαν στις προσομοιώσεις για σήματα εισόδου με χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.4. Στον ίδιο Πίνακα απεικονίζονται και οι παράμετροι των σημάτων εισόδου που χρησιμοποιήθηκαν στο πείραμα. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι λόγοι σύζευξης των συζεύκτων του MZI στις προσομοιώσεις δεν ήταν ιδανικοί 50:50 αλλά ίδιοι με τους λόγους σύζευξης του MZI του πειράματος. Όπως τελικά αποδείχθηκε οι τιμές για τις οποίες παρατηρήθηκαν οι βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας του διακόπτη είναι πολύ κοντά μεταξύ τους όσον αφορά τη σύγκριση προσομοίωσης και πειράματος. Η διακαναλική παρεμβολή που παρατηρήθηκε τότε στις δύο εξόδους και για τις δύο καταστάσεις του διακόπτη αναγράφεται στον Πίνακα 6.4.

Πίνακας 6.5: Σύγκριση Διακαναλικής Παρεμβολής μεταξύ Πειράματος και Προσομοίωσης, στις δύο Εξόδους του 2x2 Διακόπτη και για τις Δύο Καταστάσεις Λειτουργίας

Διακαναλική Παρεμβολή (Crosstalk)	Κατάσταση Μη Μεταγωγής (BAR)		Κατάσταση Μεταγωγής (CROSS)	
	Προσομοίωση	Πείραμα	Προσομοίωση	Πείραμα
Έξοδος 1 (OUT1-S)	10dB	10dB	9dB	9dB
Έξοδος 2 (OUT2-U)	10.5dB	11dB	8.5dB	9dB

Από τα αποτελέσματα των Πινάκων 6.4 και 6.5 προκύπτει ότι η διακαναλική παρεμβολή που παρατηρείται από τις προσομοιώσεις σε κάθε κατάσταση λειτουργίας του διακόπτη, σύμφωνα με το μοντέλο του SOA και την ομάδα παραμέτρων που έχει επιλεγεί, είναι πολύ κοντά στα πειραματικά αποτελέσματα. Η απόκλιση μεταξύ τους είναι μικρότερη από 1dB και αυτό μάλιστα για παραπλήσια σήματα εισόδου. Επομένως μπορεί κανείς να συμπεράνει ότι το μοντέλο περιγράφει πολύ καλά τη συμπεριφορά του SOA-MZI ως 2x2 Διακόπτη σε ρυθμό

μετάδοσης δεδομένων 10Gbps. Έτσι με το μοντέλο αυτό έγιναν και προσομοιώσεις για να προβλεφθεί η απόδοση του διακόπτη για εισερχόμενα σήματα στα 40Gbps. Βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας παρατηρήθηκαν για σήματα εισόδου με παραμέτρους που αναγράφονται στον Πίνακα 6.6.

Πίνακας 6.6: Χαρακτηριστικά Σημάτων Εισόδου για τη Λειτουργία του 2x2 Διακόπτη σε Ρυθμό Μετάδοσης Δεδομένων 40Gbps

Παράμετροι	1 ^ο Σήμα εισόδου	2 ^ο Σήμα εισόδου	Σήμα ελέγχου	Συνεχές σήμα
Κωδικοποίηση	2 ⁷ -1 PRBS	2 ⁷ -1 PRBS	Ρολόϊ	-
Μήκος κύματος (nm)	1556.4	1552.4	1552.4	1545.2
Πλάτος παλμού (FWHM)	2.5 ps	2.5 ps	2.5 ps	-
Ισχύς κορυφής (mW)	3	3	400	1
Ενέργεια/Παλμός	7.5fJ	7.5fJ	1000fJ	-
Λόγος αντίθεσης(dB)	15	15	άπειρο	-
RMS jitter (ps)	0.25 ps	0.25 ps	0.25ps	-

Για αυτά τα σήματα εισόδου η διακαναλική παρεμβολή που μετρήθηκε από τις προσομοιώσεις στις δύο θύρες εξόδου του διακόπτη και για τις δύο καταστάσεις λειτουργίας, παρουσιάζεται στον Πίνακα 6.7.

Πίνακας 6.7: Διακαναλική Παρεμβολή στις δύο Εξόδους του 2x2 Διακόπτη και για τις Δύο Καταστάσεις Λειτουργίας, για Σήματα Εισόδου σε Ρυθμό Μετάδοσης Δεδομένων 40Gbps

Διακαναλική Παρεμβολή (Crosstalk)	Κατάσταση Μη Μεταγωγής (BAR)	Κατάσταση Μεταγωγής (CROSS)
Έξοδος 1 (OUT1-S)	9dB	9dB
Έξοδος 2 (OUT2-U)	12dB	8.5dB

Από τη σύγκριση των αποτελεσμάτων των Πινάκων 6.5 και 6.7 προκύπτει ότι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων από τα 10Gbps στα 40Gbps δεν επέφερε δραματική μείωση της απόδοσης του διακόπτη ως προς τη διακαναλική παρεμβολή. Έτσι όπως φάνηκε τελικά μέσα από τις προσομοιώσεις η μείωση του λόγου αντίθεσης των παλμοσειρών στις δύο εξόδους του διακόπτη δεν καθορίζεται τόσο από τη στροφή φάσης που αποχτούν αυτοί από το σήμα ελέγχου (για σήμα ελεγχού στα 40GHz η στροφή φάσης που προκαλούν οι παλμοί ελέγχου στα δύο σήματα εισόδου είναι λιγότερο από π), όσο από την ασυμμετρία των λόγων σύζευξης των συζευκτών του MZI και τον παράγοντα α των SOAs για λόγους που επεξηγούνται αναλυτικά στην Παράγραφο 5.2.4.

6.2.4 Προσομοίωση Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων

Το κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων (ΑΡΔ) αποτελείται όπως δείχνει και το όνομα του από δύο τμήματα: Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και το στοιχείο απόφασης που χρησιμοποιείται για την ανάκτηση των δεδομένων. Τα εισερχόμενα δεδομένα τα οποία είναι συνήθως χαμηλής ποιότητας αφού φέρουν διαμόρφωση πλάτους και χρονικό jitter, εισέρχονται στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού. Στην έξοδο αυτού δημιουργείται ένα σήμα ρολογιού το οποίο χαρακτηρίζεται από χαμηλή διαμόρφωση πλάτους και μικρό χρονικό jitter. Στη συνέχεια το σήμα ρολογιού χρησιμοποιείται ως σήμα ελέγχου σε μια δεύτερη πύλη, η οποία επιτελεί το ρόλο του στοιχείου απόφασης. Μια λογική πράξη AND πραγματοποιείται μεταξύ των εισερχόμενων δεδομένων και του σήματος ρολογιού έτσι ώστε στην έξοδο του κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων (ΑΡΔ) να λαμβάνεται η αναγεννημένη παλμοσειρά εξόδου. Το στοιχείο απόφασης οδηγείται από το ανακτημένο σήμα ρολογιού έτσι ώστε να μειώνεται η διαμόρφωση πλάτους και το χρονικό jitter των παλμών του εισερχόμενου σήματος εισόδου.

Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού αποτελείται από ένα παθητικό φίλτρο με χαμηλό παράγοντα Q σε συνδυασμό με μια οπτική πύλη, η οποία λειτουργεί ως στοιχείο ψαλιδισμού. Το παθητικό φίλτρο ήταν ένα φίλτρο Fabry-Perot (FPF) με Λεπτότητα ίση με 50 τόσο στο πείραμα, όσο και στις προσομοιώσεις. Βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας του πειράματος και των προσομοιώσεων παρατηρήθηκαν για σήματα εισόδου στην πύλη με παραμέτρους που απεικονίζονται στον Πίνακα 6.8. Το σήμα ελέγχου στον ψαλιδιστή είναι το σήμα που παράγεται στην έξοδο του FP φίλτρου, το οποίο μετατρέπει το σήμα εισόδου σε μια παλμοσειρά ρολογιού με έντονη διαμόρφωση πλάτους. Το σήμα εισόδου της πύλης είναι ένα σήμα συνεχούς κύματος που χρησιμοποιείται για τον κορεσμό της πύλης.

Πίνακας 6.8: Σύγκριση Σημάτων Εισόδου μεταξύ Πειράματος και Προσομοίωσης κατά τη Λειτουργία της Πύλης SOA-MZI ως Ψαλιδιστή σε Ρυθμό Μετάδοσης Δεδομένων 10Gbps.

Παράμετροι	Σήμα Ελέγχου (Εξοδος FPF)		Σήμα εισόδου (CW)	
	Προσομοίωση	Πείραμα	Προσομοίωση	Πείραμα
Αρχική Κωδικοποίηση	PRBS 2 ⁷ -1	PRBS 2 ⁷ -1	-	-
Μήκος κύματος (nm)	1548.5	1549.2	1554.1	1555
Πλάτος παλμού (FWHM)	10ps	10ps	-	-
Ισχύς κορυφής (mW) (Σήμα Ωθησης/Ελξης)	5/0.8	4.5/2.2	0.6	0.55
Ενέργεια/Παλμός (Σήμα Ωθησης/Ελξης)	50fJ/8fJ	45fJ/22fJ	-	-
Λόγος αντίθεσης(dB)	17	~15	-	-
RMS jitter (ps)	1.5	1.4	-	-

Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά των σημάτων εισόδου, στην έξοδο της πύλης παρήχθη σήμα ρολογιού με χαρακτηριστικά που αναφέρονται στον Πίνακα 6.9

Πίνακας 6.9: Χαρακτηριστικά του Ανακτημένου Σήματος Ρολογιού στα 10GHz

Παράμετροι	Προσομοίωση	Πείραμα
Μήκος Κύματος	1554.1nm	1555nm
Πλάτος παλμού (FWHM)	20ps	20ps
Διαμόρφωση Πλάτους	0.5dB	0.3dB
Ενέργεια/Παλμός	~160fJ ¹⁰	~45fJ
Λόγος Αντίθεσης	>11dB	?
Μέση Τιμή jitter ¹¹	0.8ps	0.7ps

Η συμφωνία μεταξύ πειράματος και θεωρίας ως προς τα τελικά αποτελέσματα για σήματα εισόδου σχεδόν ίδια οδήγησε στην περαιτέρω μελέτη για την ικανότητα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού να παράγει στην έξοδο του σήμα ρολογιού με σημαντικά μειωμένο jitter σε σχέση με το σήμα εισόδου. Έτσι έγιναν προσομοιώσεις για την εύρεση της σχέσης jitter σήματος ρολογιού και σήματος εισόδου. Η σχέση αυτή βρέθηκε για σήμα εισόδου στα 10Gbps:

$$y = 2.05 + 1.18845e^{-\frac{x}{16.35}} \quad (6.1)$$

Στη συνέχεια έγινε και μελέτη για εισερχόμενη κίνηση δεδομένων με τη μορφή πακέτων. Ο χρόνος ανάκαμψης και χρόνος σβέσης του πακέτου ρολογιού μετρήθηκε ίσος 3 παλμούς (300ps) και 22 παλμοί (2.2ns) αντίστοιχα, θεωρώντας ως σημείο αναφοράς τον παλμό με πλάτος ίσο με 10% σε σχέση με το μέσο πλάτος των παλμών ρολογιού. Στο πείραμα οι αντίστοιχοι χρόνοι ήταν 2 παλμοί και 15 παλμοί χωρίς όμως το πακέτο να περιέχει την ίδια πληροφορία με αυτή των προσομοιώσεων. Από τη συμφωνία των αποτελεσμάτων μεταξύ πειράματος και θεωρίας για το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού μπορεί να συμπεράνει κανείς ότι το μοντέλο περιγράφει πολύ καλά τη συμπεριφορά του SOA και στην περιοχή του έντονου κορεσμού.

Με το μοντέλο του SOA-MZI έγιναν και προσομοιώσεις για να προβλεφθεί η απόδοση του κυκλώματος και για εισερχόμενα σήματα στα 40Gbps. Βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας παρατηρήθηκαν για σήματα εισόδου με παραμέτρους που αναγράφονται στον Πίνακα 6.10, ενώ στον ίδιο πίνακα αναγράφονται και τα χαρακτηριστικά του ανακτημένου σήματος ρολογιού.

¹⁰ Δεν περιλαμβάνονται οι απώλειες των στοιχείων (π.χ. φίλτρα και κοννέκτορες) όπως επίσης και 3dB απωλειών που υπάρχουν λόγω των συζεύκτων που χρησιμοποιούνται για την εισαγωγή των σημάτων ελέγχου σε αντίρροπη φορά με αυτή των σημάτων εισόδου.

¹¹ Όπως έδειξαν οι προσομοιώσεις η κατανομή jitter που έχουν οι παλμοί του ανακτημένου ρολογιού δεν είναι ίδια με αυτή που έχουν οι παλμοί στην είσοδο του κυκλώματος και επομένως δεν μπορούσε να μετρηθεί με βεβαιότητα η μέση τιμή jitter του σήματος αυτού. Αυτό που μπορούσε να μετρηθεί με βεβαιότητα στις προσομοιώσεις ήταν η τιμή του από κορυφή σε κορυφή jitter, το οποίο όμως δεν μπορεί να μετρηθεί στο πείραμα. Απλά για λόγους απλότητας και για να υπάρχει μέτρο σύγκρισης μεταξύ πειράματος και θεωρίας θεωρείται ότι η κατανομή jitter διατηρείται.

Πίνακας 6.10: Χαρακτηριστικά Σημάτων Εισόδου και Σήματος Εξόδου που Παράγεται στην Έξοδο του Κυκλώματος Ανάκτησης Ρολογιού κατά τη Λειτουργία της Πύλης SOA-MZI σε Ρυθμό Μετάδοσης Δεδομένων 40Gbps

Παράμετροι	Σήμα Ελέγχου (Εξοδος FPF)	Σήμα εισόδου (CW)	Σήμα Ανακτημένου Ρολογιού
Αρχική Κωδικοποίηση	PRBS 2 ⁷ -1	-	-
Μήκος κύματος (nm)	1548.5	1554.1	1554.1
Πλάτος παλμού (FWHM)	2.5ps	-	7ps
Ισχύς κορυφής (Σήμα Ωθησης/Ελξης)	80/10mW	4mW	13mW
Ενέργεια/Παλμός (Σήμα Ωθησης/Ελξης)	200fJ/25fJ	-	~90fJ
Λόγος αντίθεσης	17dB	-	>17dB
Διαμόρφωση Πλάτους	0.5dB	-	1dB
Μέση Τιμή jitter	375fs	-	135fs

Από τον παραπάνω Πίνακα 6.10 προκύπτει ότι συνολικά το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού όχι μόνο λειτουργεί και σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40 Gbps, αλλά μάλιστα λειτουργεί και με καλύτερα αποτελέσματα σε αυτό το ρυθμό από ότι στα 10Gbps. Η συνολικά καλύτερη λειτουργία αναφέρεται στην ικανότητα του κυκλώματος να παράγει παλμούς ρολογιού με μεγαλύτερο λόγο αντίθεσης και με μικρότερο χρονικό jitter για σήματα εισόδου στα 40Gbps. Έτσι αντίστοιχα και με τα 10Gbps έγιναν προσομοιώσεις για να βρεθεί η σχέση μεταξύ jitter σήματος εισόδου και σήματος ανακτημένου ρολογιού. Η σχέση αυτή βρέθηκε σύμφωνα με τον τύπο 6.2 και σε κάθε περίπτωση φάνηκε ότι το κύκλωμα είναι ικανό να παρέχει σήμα ρολογιού με ανοιχτό διάγραμμα ματιού ακόμα και εάν αυτό του σήματος εισόδου είναι τελείως κλειστό.

$$y = -0.32 + 0.3e^{\frac{x}{4.96}} \quad (6.2)$$

Στη συνέχεια έγινε και μελέτη για εισερχόμενη κίνηση δεδομένων με τη μορφή πακέτων. Ο χρόνος ανάκαμψης και χρόνος σβέσης του πακέτου ρολογιού μετρήθηκε και πάλι ίσος 3 παλμούς (75ps) και 22 παλμοί (550ps) αντίστοιχα, θεωρώντας ως σημείο αναφοράς τον παλμό με πλάτος ίσο με 10% σε σχέση με το μέσο πλάτος των παλμών ρολογιού. Οι χρόνοι αυτοί με βάση τον αριθμό των παλμών είναι ίδιοι με τα 10Gbps, αποδυνκνείοντας ότι οι προστατευτικές ζώνες των δυφίων εξαρτώνται αποκλειστικά από τη Λεπτότητα του FP φίλτρο (και αυτός με τη σειρά του από την τάξη της εισερχόμενης ακολουθίας) και όχι από την πύλη, η οποία σε κάθε περίπτωση λειτουργεί και στα 40Gbps.

Από τις προσομοιώσεις που έγιναν τόσο για την εύρεση της σχέσης μεταξύ jitter σήματος εισόδου και jitter και σήματος ανακτημένου ρολογιού, όσο και κατά τη λειτουργία του κυκλώματος με πακέτα δεδομένων με έντονο θόρυβο (χαμηλό λόγο αντίθεσης), φάνηκε ότι η

λειτουργία της δεύτερης πύλης που παίζει το ρόλο του στοιχείου απόφασης με σήμα εισόδου το αρχικό σήμα και σήμα ελέγχου αυτό του ανακτημένου ρολογιού συνεισφέρει σε κάποιο βαθμό στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος στην τελική έξοδο του κυκλώματος, ή οποία όμως είναι μικρή. Οι προσομοιώσεις έδειξαν ότι σημαντικά βελτιωμένα αποτελέσματα παρατηρούνται με την ανιστροφή των σημάτων εισόδου στο στοιχείο απόφασης, δηλαδή σήμα εισόδου το σήμα ανακτημένου ρολογιού και σήμα ελέγχου το αρχικό σήμα. Οι παρατηρήσεις αυτές είναι σύμφωνες και με πειράματα που έχουν δημοσιευθεί στη διεθνή βιβλιογραφία. Έτσι με τη συνδεσμολογία αυτή επιτυγχάνεται η παροχή σήματος εξόδου με ανοιχτό διάγραμμα ματιού, ακόμα και εάν το διάγραμμα ματιού του σήματος εισόδου είναι τελείως κλειστό. Έτσι προκύπτει πάντα η αναγέννηση του σήματος, η οποία είναι της μορφής 3R (reamplify, reshape, retime). Το αποτέλεσμα αυτό όμως προκύπτει με το μειονέκτημα της σημαντικής χρονικής διεύρυνσης των παλμών (ίδιο με αυτό του σήματος ανακτημένου ρολογιού) στην τελική έξοδο του κυκλώματος ΑΡΔ.

6.3 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

6.3.1 Κύκλωμα Συμπιεστή

Για το κύκλωμα του NOLM που λειτουργεί ως συμπιεστής θα πρέπει η ίνα DSF που χρησιμοποιείται να αντικατασταθεί αφού παρουσιάζει μια σειρά μειονεκτημάτων όπως υψηλή πολωτική διασπορά, χαμηλό συντελεστή μη γραμμικότητας και υψηλή τρίτης τάξης διασπορά. Τα τελευταία χρόνια όμως έχει αναπτυχθεί μια κατηγορία οπτικών ινών, στις οποίες τα χαρακτηριστικά διασποράς, κλίση διασποράς και μη γραμμικότητας μπορούν να μεταβάλλονται κατά βούληση. Οι ίνες αυτές ονομάζονται ίνες φωτονικού κρυστάλλου (Photonic Crystal Fibers-PCFs) και το ιδιαίτερο γνώρισμα τους είναι ότι τα χαρακτηριστικά κυματοδότησης του φωτός που κατέχουν καθορίζεται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά τους. Έτσι το φως διαδίδεται μέσα σε αυτές τις ίνες κατά τρόπο που εξαρτάται όχι μόνο από το μέγεθος του πυρήνα, αλλά και από τη μορφή που έχει το περίβλημα γύρω από αυτόν.

Εφόσον τα χαρακτηριστικά κυματοδότησης του φωτός μια τέτοιας ίνας μεταβάλλονται κατά σχεδόν οποιοδήποτε τρόπο, επιθυμητό για τη λειτουργία του μη γραμμικού συμπιεστή, στη θέση της DSF να χρησιμοποιούταν μια ίνα φωτονικού κρυστάλλου η οποία να έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

- ☑ Μεγάλη μη γραμμικότητα ώστε να ελαχιστοποιείται το απαιτούμενο μήκος ίνας για την επίτευξη διαφοράς φάσης π μεταξύ των δύο κλάδων του συμβολομέτρου.
- ☑ Μικρή κλίση διασποράς για την αποφυγή δημιουργίας ασύμμετρων παλμών στην έξοδο του συμπιεστή, αλλά και για την καλή πολυκυματική λειτουργία. Σε αυτή την περίπτωση όλοι οι παλμοί θα έχουν στην έξοδο του συμβολομέτρου σχεδόν το ίδιο χρονικό εύρος, ανεξάρτητα από το μήκος κύματος.
- ☑ Υψηλή και θετική διασπορά για την αντιστάθμιση του chirp που εμφανίζεται λόγω της αυτοδιαμόρφωσης φάσης. Με αυτό τον τρόπο ο παλμός αυτοσυμπιέζεται στην ίνα κατά τη διάδοση του μέσα σε αυτή χωρίς να χρειάζεται επιπρόσθετη απλή μονορυθμική ίνα.

Μία ίνα που συγκεντρώνει σε μεγάλο βαθμό όλα αυτά τα χαρακτηριστικά έχει αναπτυχθεί από την εταιρία Crystal Fiber. Η ίνα αυτή έχει στην περιοχή των 1550nm που μας ενδιαφέρει:

- Συντελεστή μη γραμμικότητα $\Gamma=65\text{W}^{-1}\text{Km}^{-1}$
- Διασπορά $D=185\text{ps/nm/km}$ και
- Κλίση Διασποράς $dD/d\lambda=-0.01(\text{ps/nm}^2/\text{Km})$

Επομένως μια τέτοια ίνα θα μπορούσε να αντικαστήσει τα περίπου 10Km της DSF ίνας βελτιώνοντας σημαντικά τα αποτελέσματα καθώς:

- ☑ Δεν θα χρειάζεται SMF για την αντιστάθμιση της αυτοδιαμόρφωσης φάσης, αφού αυτό θα γίνεται συνεχώς κατά τη διάδοση του σήματος στην ίνα. Δηλαδή η συμπίεση θα τείνει να γίνει σε αδιαβατικές συνθήκες που είναι και το ιδανικό
- ☑ Ο μεγαλύτερος συντελεστής μη γραμμικότητας εξασφαλίζει ότι για την ίδια ισχύ κορυφής θα επιτυγχάνεται μεγαλύτερη αυτοδιαμόρφωση φάσης, οπότε μεγαλύτερη διεύρυνση του φάσματος και άρα μεγαλύτερη συμπίεση
- ☑ Ο σχεδόν μηδενικός συντελεστής κλίσης διασποράς εγγυάται όλοι οι παλμοί θα έχουν στην έξοδο του συμβολομέτρου σχεδόν το ίδιο χρονικό εύρος, ανεξάρτητα από το μήκος κύματος.

Έτσι η προσομοίωση στην αρχή και στην συνέχεια υλοποίηση της «τροποποιημένης» έκδοσης του NOLM με αυτή την ίνα θα μπορούσε να δώσει μεγάλη ώθηση στην χρήση του κυκλώματος ως πηγή στενών παλμών.

Πρέπει να σημειωθεί ότι μεγάλο πρόβλημα των ινών PCF ήταν οι απώλειες που πριν από λίγα χρόνια κυμαινόταν στη περιοχή των 30 dB/Km. Σήμερα όμως οι τιμές αυτές έχουν πέσει σε επίπεδα συγκρίσιμα ($<0.5\text{dB/Km}$) με αυτές των απλών μονορυθμικών ινών, ενώ και το πρόβλημα της συγκόλλησης με άλλες απλές ίνες έχει και αυτό επιλυθεί.

6.3.2 2x2 Διακόπτης και Κύκλωμα Ανάκτησης Ρολογιού και Δεδομένων

Για τον 2x2 Διακόπτη πρέπει να γίνουν προσπάθειες για να μειωθεί η διακαναλική παρεμβολή που παρατηρείται στα σήματα εξόδου της πύλης. Αυτό μπορεί να γίνει όπως φάνηκε μέσα από τις προσομοιώσεις πρώτον με αύξηση του παράγοντα σύζευξης κέρδους-φάσης α του υλικού των SOAs και δεύτερον και με την επίτευξη όλων των συζευκτών του MZI ακριβώς 50:50. Το δεύτερο είναι κάτι τεχνικό που είναι θέμα της εταιρίας που κατασκευάζει τα MZIs (CIP). Για το πρώτο όμως η ανάπτυξη των καινούργιων υλικών κβαντικών κουκκίδων (QD) για τους SOAs με χρόνους ανάκαμψης του κέρδους μικρότερους από μερικά ps και παράγοντες σύζευξης κέρδους-φάσης α που ξεπερνούν το 50, είναι μια τεχνολογία που θα βοηθήσει σίγουρα ώστε να επιτευχθεί με τη πύλη SOA-MZI διακαναλική παρεμβολή μεγαλύτερη από 20dB. Έτσι αρχικά θα μπορούσαν να γίνουν προσομοιώσεις του 2x2 Διακόπτη θεωρώντας SOAs με μεγάλους παράγοντες α και εάν επιβεβαιωθούν τα παραπάνω, τότε θα μπορούσαν να μελετηθούν με προσομοιώσεις και μεγαλύτεροι πίνακες μεταγωγής NxN που αποτελούνται από πολλά 2x2 στοιχεία. Όσων αφορά το πειραματικό σκέλος θα μπορούσαν να γίνουν μετρήσεις

της απόδοσης της λειτουργίας του διακόπτη σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 40Gbps με τα υπάρχοντα MZI για να εξεταστεί και το μοντέλο του SOA σε αυτό το ρυθμό.

Για το κύκλωμα APD θα μπορούσε να γίνει καταρχήν μελέτη της απόδοσης του για σήματα εισόδου τα οποία είναι υψηλότερης τάξης ψευδοτυχαίες ακολουθίες. Με τις προσομοιώσεις είναι δυνατόν να ευρεθεί η απαιτούμενη Λεπτότητα που πρέπει να έχει το FP φίλτρο για κάθε ακολουθία και σε αυτήν την περίπτωση να μετρηθούν οι χρόνοι εγκλειδωσης και χρόνοι σβέσης της διάταξης όταν αυτή λειτουργεί με σήματα εισόδου τα οποία είναι με τη μορφή πακέτων. Για κάθε μια από τις ακολουθίες και αντίστοιχα Λεπτότητα του FP φίλτρου θα μπορούσε τότε να ευρεθεί και η σχέση μεταξύ jitter σήματος εισόδου και jitter ανακτημένου ρολογιού. Αυτή είναι μια μελέτη που μπορεί να γίνει πολύ εύκολα χωρίς να χρειάζεται καμία τροποποίηση του μοντέλου του SOA. Σε μετεγενέσταρο στάδιο θα μπορούσε και πάλι να εξεταστεί η απόδοση του κυκλώματος ανακτησης ρολογιού για SOAs από υλικό κβαντικών κουκκίδων. Ο παράγοντας σύζευξης κέρδους-φάσης α στην περίπτωση αυτή πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερος και η τεχνολογία των QD SOAs έχει επιδείξει πολύ ελπιδοφόρα αποτελέσματα και σε αυτόν τον τομέα. Οι προσομοιώσεις θα μπορούσαν να δείξουν σε πια περιοχή πρέπει να είναι ο παράγοντας α για να επιτευχθούν τα βέλτιστα αποτελέσματα. Αυτό μάλιστα θα μπορούσε να γίνει όχι μόνο για ρυθμούς μετάδοσης 10 και 40Gbps αλλά και υψηλότερους, αφού οι QD SOAs έχουν την ικανότητα να λειτουργούν και στα 160Gbps, δεδομένου του μικρού χρόνου ανάκαμψης του κέρδους τους. Επίσης υπολογίζοντας τα χαρακτηριστικά που πρέπει να έχουν τα σήματα εισόδου και γνωρίζοντας τις απώλειες όλων των στοιχείων θα μπορούσε να γίνει και μια μελέτη κατά πόσο θα μπορούσε το κύκλωμα να ολοκληρωθεί σε ένα μόνο πλινθίο. Αυτό είναι κάτι που θα βοηθούσε σίγουρα ώστε το κύκλωμα να υπάρξει στο μέλλον και ως εμπορικό προϊόν. Από πειραματικής πλευράς θα πρέπει να γίνει μελέτη της απόδοσης του κυκλώματος για ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων 40Gbps και μάλιστα θα πρέπει να εξεταστεί η συνδεσμολογία του στοιχείου απόφασης και με τους δύο τρόπους

Το πιο σημαντικό όμως ερευνητικό κομμάτι που θα μπορούσε να εξελιχθεί από τα αποτελέσματα της διδακτορικής αυτής διατριβής είναι ότι με το μοντέλο του SOA και κατά επέκταση της πύλης SOA-MZI μπορεί να γίνει η μελέτη της απόδοσης φωτονικών κυκλωμάτων που είναι ικανά να επιτελούν πολύπλοκες λογικές πράξεις και τα οποία χρειάζονται τη διασύνδεση πολλών οπτικών πυλών για τη λειτουργία τους. Τα κυκλώματα αυτά μπορεί κανείς να πει ότι τείνουν να πλησιάζουν τις ικανότητες των αντίστοιχων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μεγάλης κλίμακας (Large Scale Integrated Circuits-LSI). Η προσομοίωση γίνεται γιατί τέτοια φωτονικά κυκλώματα είναι αδύνατο να συναρμολογηθούν και να εξεταστούν στο Ε.Φ.Ε. ή σε οποιοδήποτε άλλο εργαστήριο αυτήν τη στιγμή στο κόσμο, διότι οι πόροι που απαιτούνται σε κάθε περίπτωση είναι πάρα πολύ.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΟΣ ΑΝΤΛΗΣΗΣ-ΚΑΤΑΓΡΑΦΗΣ ΓΙΑ ΤΟΥΣ SOAs ΤΗΣ CIP LTD, UK

Device #02712



Non-Linear Results Summary

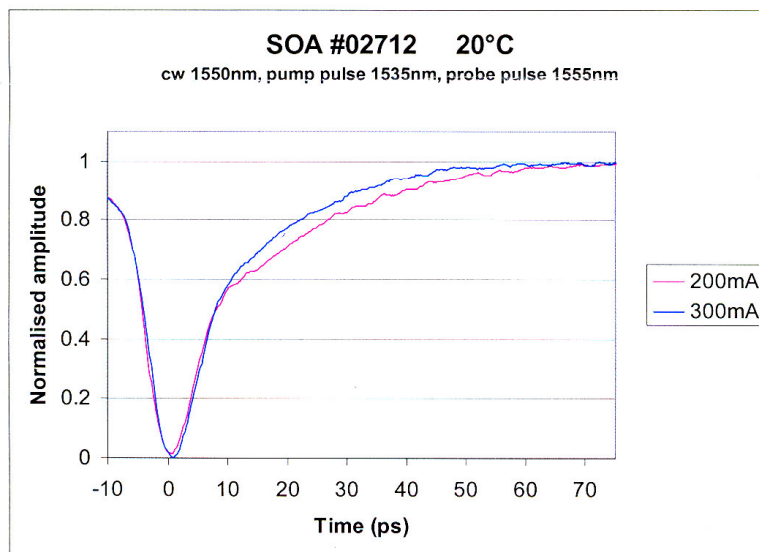
Device tested at 20°C at 2 drive currents (200mA & 300mA). Pump/probe sampling measurements taken with:

Input 1550nm CW signal of 5.4dBm

Pump pulse (pulsewidth 4.5ps) at 1537.5nm (2.5GHz repetition rate) 3dBm

Probe pulse (pulsewidth 3.4ps) at 1555nm (2.5005GHz repetition rate) -23dBm

1/e recovery time is 19ps (200mA) and 16ps (300mA). For all saturating cw powers and bias currents, the gain PDG was <0.5dB (1550nm).



ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΕΓΚΡΙΤΑ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ & ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΕΙΣ ΣΕ ΔΙΕΘΝΗ ΣΥΝΕΔΡΙΑ

Στο παράρτημα αυτό παρατίθενται κατά φθίνουσα χρονολογική σειρά οι δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και οι παρουσιάσεις αυτών σε διάφορα έγκριτα επιστημονικά συνέδρια, οι οποίες προέκυψαν με βάση τα αποτελέσματα της διατριβής αυτής.

B.1 Περιοδικά (Journals & Letters)

- [1]. P. Bakopoulos, O. Zouraraki, K. Vyrsoinos, and H. Avramopoulos, “2x2 Exchange /Bypass Switch Using 0.8 m of Highly Nonlinear Bismuth Oxide Fiber”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 19, No. 10, pp. 723-725, May 2007
- [2]. L. Stampoulidis, E. Kehayas, D. Apostolopoulos, P. Bakopoulos, K. Vyrsoinos, 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. Technol. Lett., Vol. 19, No. 8, pp. 538-540, April 2007
- [3]. L. Stampoulidis, E. Kehayas, K. Vyrsoinos, D. Apostolopoulos, , and H. Avramopoulos, “Design of All-Optical Contention Detection and Resolution for 40-Gb/s Label-Switched Routers”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 18, No. 23, pp. 2478-2480, Dec. 2006
- [4]. E. Kehayas, K. Vyrsoinos, L. Stampoulidis, K. Christodoulopoulos, K. Vlachos and H. Avramopoulos, “ARTEMIS: 40-Gb/s All-Optical Self-Routing Node and Network Architecture Employing Asynchronous Bit and Packet-Level Optical Signal Processing”, IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Vol. 24, No. 8, pp. 2967-2977, Aug. 2006.
- [5]. L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, P. Bakopoulos, G. Guekos, and H. Avramopoulos, “Optical pulse compression in a polarization insensitive non linear loop mirror”, Opt. Comm., Vol. 238/1-3, pp. 105-111, 1st Aug. 2004
- [6]. K. Yiannopoulos, K. Vyrsoinos, D. Tsiokos, E. Kehayas, N. Pleros, G. Theophilopoulos, T. Houbavlis, G. Guekos, and H. Avramopoulos, “Pulse Repetition

Frequency Multiplication with Spectral Selection in Fabry-Perot Filters,” IEEE J. Quantum. Electron., Vol. 40, No. 2, pp. 157-165, Feb. 2004

- [7]. D. Tsiokos, E. Kehayas, K. Vyrsoinos, T. Houbavlis, L. Stampoulidis, G.T. Kanellos, N. Pleros, G. Guekos, and H. Avramopoulos, “10 Gb/s all-optical half adder with interferometric gates,” IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 16, No. 1, pp. 284-286, Jan. 2004
- [8]. N. Pleros, K. Vyrsoinos, C. Bintjas, K. Yiannopoulos, K. Vlachos, H. Avramopoulos and G. Guekos, “All-Optical Clock Recovery from 10 short, asynchronous data packets at 10 Gb/s,” IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 15, No. 9, pp.1291-1293, Sep. 2003
- [9]. K. Yiannopoulos, K. Vyrsoinos, E. Kehayas, N. Pleros, K. Vlachos, H. Avramopoulos, and G. Guekos, “Rate Multiplication by Double-Passing Fabry-Perot Filtering,” IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 15, No. 9, pp. 1294-1296, Sept. 2003
- [10]. K. Yiannopoulos, K. Vyrsoinos, N. Pleros, D. Tsiokos, C. Bintjas, G. Guekos, and H. Avramopoulos, “Repetition Rate Upgrade for Optical Sources,” IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 15, No. 6, pp. 861-863, June 2003

B.1 Συνέδρια

- [1]. E. Kehayas, L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, D. Apostolopoulos, H. Avramopoulos, “Architecture, design and physical layer modelling of an all-optical buffering system for all-optical label switched routers ”, presented at International Conference on Photonics in Switching 2006, 16-18 October 2006, Heraclion, Greece
- [2]. O. Zouraraki, P. Bakopoulos, K. Vyrsoinos, H. Avramopoulos, “Optically Controlled 2x2 Exchange/Bypass Switch with 0.8 m of Bismuth Oxide Nonlinear Fibre”, oral presentation at ECOC 2006, 24-28 Sept. 2006, Cannes, France
- [3]. K. Vyrsoinos, L. Stampoulidis, E. Kehayas, H. Avramopoulos, “Architecture, Design and Modeling of an Optically-Controlled Recirculating Buffer for 40 Gb/s Label-Switched Routers, oral presentation at 11th European Conference on Networks & Optical Communications (NOC) , 11-13 Jul. 2006, Berlin, Germany
- [4]. L. Stampoulidis, E. Kehayas, K. Vyrsoinos, K. Christodoulopoulos, D. Tsiokos, P. Bakopoulos, G. T. Kanellos, K. Vlachos, E. A. Varvarigos and H. Avramopoulos, “ARTEMIS: A 40 Gb/s All-Optical Self-Router using Asynchronous Bit and Packet_level Optical Signal Processing”, poster presentation at Globecom 2005, 28 Nov.-2 Dec. 2005, St. Louis, MO, U.S.A.
- [5]. K. Vyrsoinos, K. Christodoulopoulos, E. Kehayas, L. Stampoulidis, K. Vlachos, E. A. Varvarigos and H. Avramopoulos, “ARTEMIS: A New Architecture for All-Optical Asynchronous Self-Routing Network with Efficient Contention Protection and QoS Differentiation”, poster presentation at ECOC 2005, 25-29 Sept. 2005, Glasgow, Scotland, UK
- [6]. K. Vyrsoinos , L. Stampoulidis, P. Bakopoulos, G. Guekos, and H. Avramopoulos, “Polarization Insensitive NOLM employing a Faraday Rotator Mirror”, accepted for poster presentation at ECOC 2004, 5-9 Sept. 2004, Stockholm, Sweden

- [7]. E. Kehayas, D. Tsiokos, K. Vyrsoinos, L. Stampoulidis, G.T. Kanellos, C. Bintias, G. Guekos, H. Avramopoulos, "All-Optical half adder using two cascaded UNI gates," presented at the 16th Annual Meeting of the IEEE LEOS 2003, Vol. 1 , pp. 26-30 Oct. 2003, Tuscon, Arizona, USA
- [8]. K. Yiannopoulos, K. Vyrsoinos, N. Pleros, C. Bintjas, T. Houbavlis, G. Guekos, and H. Avramopoulos, "A repetition rate upgrade from 10 to 40 GHz laser sources," presented at OFC 2003, Tech. Dig. FP2, 23-28 March 2003, Atlanta, Georgia, USA
- [9]. N. Pleros, C. Bintjas, K. Yiannopoulos, G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, K. Vyrsoinos, H. Avramopoulos and G. Guekos, "All-Optical Address and Data Separation for 10 Gb/s packets," presented at ECOC 2002, Tech. Dig., P4.10 Copenhagen, Denmark, Sept. 2002

