



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

**Σχεδιασμός και υλοποίηση αμιγώς οπτικών  
ολοκληρωμένων διατάξεων αναγέννησης πολλαπλών  
σχημάτων διαμόρφωσης**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Γεώργιος Π. Ζερβέας – Βασίλειος Θ. Κωστέας

Επιβλέπων: Αβραμόπουλος Ηρακλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος, 2011





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

**Σχεδιασμός και υλοποίηση αμιγώς οπτικών  
ολοκληρωμένων διατάξεων αναγέννησης πολλαπλών  
σχημάτων διαμόρφωσης**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Γεώργιος Π. Ζερβέας – Βασίλειος Θ. Κωστέας

Επιβλέπων: Αβραμόπουλος Ηρακλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή

.....  
Ηρακλής Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Κωνσταντίνος Δέρβος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος, 2011

.....  
Γεώργιος Π. Ζερβέας  
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

.....  
Βασίλειος Θ. Κωστέας  
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Γεώργιος Π. Ζερβέας – Βασίλειος Θ. Κωστέας, 2011  
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 τους συγγραφείς.

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

# Περίληψη

Η αμιγώς οπτική αναγέννηση και η μετατροπή μήκους κύματος αποτελούν θεμελιώδεις προϋποθέσεις για την υλοποίηση οπτικών συστημάτων μετάδοσης νέας γενιάς, τα οποία πρόκειται να επιτρέψουν την επέκταση της διαφάνειας των οπτικών δικτύων και την πλήρη αξιοποίηση του τεράστιου εύρους ζώνης που παρέχει η οπτική ίνα ως φυσικό μέσο μετάδοσης, καθιστώντας εφικτούς πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

Λαμβάνοντας αυτό υπ'όψιν, στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας μελετήθηκαν θεωρητικά και προσομοιώθηκαν με τη βοήθεια κατάλληλου λογισμικού διατάξεις για αμιγώς οπτική 2R αναγέννηση σημάτων πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης (OOK, DPSK, DQPSK) και ρυθμών μετάδοσης (22Gbaud, 44Gbaud) οι οποίες βασίζονται στη χρήση συμβολομετρικής διάταξης Mach-Zehnder (MZI) με ενεργά στοιχεία Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού (SOA). Το πρότυπο των διατάξεων προσομοίωσης ήταν το οπτικό chip αναγεννητή που κατασκεύασε η εταιρία CIP για λογαριασμό του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών. Στόχος της εργασίας ήταν να προσδιοριστούν οι βέλτιστες τιμές παραμέτρων λειτουργίας των διατάξεων, δηλαδή οι τιμές που εξασφαλίζουν τη μεγαλύτερη βελτίωση ως προς τον παράγοντα ποιότητας (Quality factor) και τον λόγο σβέσης (Extinction Ratio) του σήματος εξόδου της διάταξης στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι OOK, και στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι DPSK ή DQPSK οι τιμές για τις οποίες το σήμα εξόδου παρουσιάζει μικρότερο amplitude jitter και phase variation και άρα, μετά την αποκωδικοποίησή του, καλύτερο Quality factor και Extinction Ratio. Επίσης προσδιορίστηκαν χαρακτηριστικά λειτουργίας των διατάξεων όπως το εύρος τιμών του Q factor σήματος εισόδου για τις οποίες παρατηρείται αναγέννηση και η τιμή του Q factor σήματος εισόδου για την οποία η αναγέννηση είναι εντονότερη. Επιπλέον, εξετάστηκε θεωρητικά και προσομοιωτικά το ενδεχόμενο βελτίωσης της διάταξης αναγεννητή DQPSK μέσω της χρήσης σύμφωνου σχήματος (ενός 90° optical hybrid) για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου των SOA-MZIs. Τέλος, παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα από την πειραματική αξιολόγηση του chip της CIP που πραγματοποιήθηκε από το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών.

## Λέξεις κλειδιά:

αμιγώς οπτική αναγέννηση, αναγέννηση πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης, συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI), οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού (SOA), οπτική ολοκλήρωση, σύμφωνη αντίχρεση, 90 degrees optical hybrid

# Abstract

All-optical signal regeneration and wavelength conversion are fundamental prerequisites for the implementation of new generation optical transmission systems, which are due to allow the enhancement of optical networks transparency and the full utilization of the huge bandwidth offered by optical fibres, thereby making feasible the transmission of data at very high bitrates.

Bearing this in mind, within the framework of this thesis we studied theoretically and simulated at two different bitrates (22Gbaud, 44Gbaud) systems for all-optical, multiformat (OOK, DPSK, DQPSK) 2R regeneration which are based on a Mach-Zehnder Interferometer (MZI) switch, using Semiconductor Optical Amplifiers (SOA) as an active component. As a model for the simulation layouts we used the optical regenerator chip manufactured by CIP on behalf of the Photonics Communications Research Laboratory (PCRL). The main objective of the thesis was to determine the optimal values of the functional parameters of these systems, i.e. in case the input signal is OOK modulated, the values that provide the greatest improvement as regards the Quality factor and the Extinction Ratio of the output signal, whereas in case of DPSK and DQPSK input signals, the values for which the output signal suffers from less amplitude jitter and phase variation, therefore displaying better Quality factor and Extinction Ratio after its decoding. Functional characteristics of those systems were also assessed, like the value range of the input signal's Q factor for which regeneration is observed as well as the value of the input signal's Q factor for which regeneration appears to be maximum. Moreover, we examined both theoretically and through simulations the possibility of improving the DQPSK regenerator configuration by using a coherent scheme (90° optical hybrid), as the first stage of the device, for the generation of the control signals used by the SOA-MZI. Lastly, the results of the experimental evaluation of CIP's chip, which was carried out by the Photonics Communications Research Laboratory, were presented.

## **Key words:**

all-optical regeneration, multiformat regeneration, Mach-Zehnder interferometer (MZI), semiconductor optical amplifier (SOA), optical integration, coherent detection, 90 degrees optical hybrid

## Ευχαριστίες

Η διπλωματική αυτή εργασία πραγματοποιήθηκε το ακαδημαϊκό έτος 2010 – 2011 και είναι το επιστέγασμα μιας προσπάθειας ενίοτε απαιτητικής και δύσκολης αλλά σίγουρα ιδιαίτερα συναρπαστικής και προσοδοφόρας σε επίπεδο γνώσεων και εμπειριών.

Θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε ολόθερμα τον κύριο Ηρακλή Αβραμόπουλο, Καθηγητή του Ε.Μ.Π, τα προπτυχιακά μαθήματα του οποίου στάθηκαν το έναυσμα για τη μύησή μας στον κόσμο της φωτονικής τεχνολογίας και μας ενέπνευσαν να αναλάβουμε ως θέμα της διπλωματικής μας εργασίας το αντικείμενο αυτό. Η βοήθεια που μας προσέφερε, ακόμα κι εκτός από τα στενά πλαίσια της παρούσας εργασίας, ήταν πραγματικά πολύτιμη και για αυτό είμαστε βαθιά ευγνώμονες.

Επίσης θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον υποψήφιο διδάκτορα Μάριο Μπουγιούκο για τις χρήσιμες συμβουλές του και την καθοδήγηση που μας παρείχε, χωρίς την οποία η ολοκλήρωση της εργασίας αυτής θα ήταν αδύνατη.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλουμε στο Δημήτρη Καλαβρουζιώτη, τον Χρήστο Κουλουμέντα και σε όλα τα παιδιά του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών, των οποίων η προθυμία για βοήθεια υπήρξε μια σημαντική υποστήριξη στην προσπάθειά μας.

*A journey of a thousand miles begins with a single step.*

Lao-tzu



# Περιεχόμενα

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1</b>	
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</b>	<b>12</b>
1.1 Η σημασία των οπτικών συστημάτων μετάδοσης.....	12
1.2 Σύντομη επισκόπηση της εξέλιξης των οπτικών δικτύων.....	13
1.3 Τάσεις στα σύγχρονα οπτικά συστήματα μετάδοσης.....	15
1.4 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας.....	18
Βιβλιογραφία.....	19
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2</b>	
<b>ΟΠΤΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ.....</b>	<b>21</b>
2.1 Εισαγωγή στη διαμόρφωση σήματος.....	21
2.2 Σχήματα οπτικών διαμορφώσεων και σύγκριση αυτών.....	25
Βιβλιογραφία.....	34
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3</b>	
<b>ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΕΣ ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕ</b>	
<b>ΗΜΙΑΓΩΓΙΜΟ ΟΠΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.....</b>	<b>36</b>
3.1 Εισαγωγή.....	36
3.2 Ημιαγωγίμος Οπτικός Ενισχυτής.....	38
3.2.1 Αρχή λειτουργίας και βασικά χαρακτηριστικά.....	38
3.2.2 Ενίσχυση οπτικού σήματος και κέρδος του ενισχυτή.....	39
3.2.3 Κέρδος ασθενούς σήματος.....	39
3.2.4 Κορεσμός του SOA από βραχύ οπτικό παλμό.....	40
3.2.5 Χρονική σταθερά ανάκαμψης φορέων.....	41
3.2.6 Κορεσμένο κέρδος του SOA υπό την επίδραση CW σήματος.....	43
3.2.7 Δείκτης διάθλασης του SOA – Μη Γραμμική Στροφή Φάσης Σήματος.....	46
3.3 Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Interferometer – MZI).....	47
3.3.1 Αρχή λειτουργίας του συμβολόμετρου MZI.....	47
3.3.2 Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς Ισχύος του συμβολομέτρου Mach-Zehnder στην περιοχή ασθενούς σήματος του SOA.....	52
3.3.3 Λειτουργία στην περιοχή κορεσμού του SOA υπό την επίδραση CW σήματος – Το οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού.....	55
3.4 Μορφή παλμών εξόδου.....	59
3.5 Αναγεννητής παλμών DPSK.....	62
3.6 Αναγεννητής παλμών DQPSK.....	66
Βιβλιογραφία.....	70
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4</b>	
<b>ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΗ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΩΝ ΣΥΜΒΟΛΟΜΕΤΡΙΚΩΝ</b>	
<b>ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ ΔΟΜΗ ΤΟΥ DQPSK ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΗ ΤΗΣ CIP.....</b>	<b>72</b>
4.1 Εισαγωγή.....	72
4.2 Δομή του ημιαγωγίμου οπτικού ενισχυτή.....	76
4.3 Μέθοδοι ολοκλήρωσης συμβολομετρικών στοιχείων.....	79
4.3.1 Υβριδική ολοκλήρωση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder.....	80

4.4 Δομή του αμιγώς οπτικού αναγεννητή.....	84
Βιβλιογραφία.....	90
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5</b>	
<b>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΩΝ ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΙΚΩΝ ΙΚΑΝΟΤΗΤΩΝ</b>	
<b>ΤΟΥ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟΥ ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΗ.....</b>	<b>92</b>
5.1 Μοντελοποίηση του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού (SOA).....	92
5.1.1 Αξιολόγηση καμπύλης κέρδους SOA.....	100
5.1.2 Αξιολόγηση χρονικής απόκρισης κέρδους SOA.....	103
5.2 Προσομοίωση αναγεννητικής διάταξης του σχήματος OOK.....	107
5.3 Προσομοίωση αναγεννητικής διάταξης του σχήματος DPSK.....	120
5.4 Προσομοίωση αναγεννητικής διάταξης του σχήματος DQPSK.....	131
5.4.1 Μετατροπή μήκους κύματος και αναγέννηση με χρήση DIs.....	131
5.4.2 Χρήση σύμφωνου οπτικού σχήματος για αναγέννηση DPQSK	
Παλμών.....	135
5.4.2.1 Θεωρητική σύγκριση διάταξης με βάση το 90° optical	
hybrid και διάταξης με βάση DIs.....	144
5.4.2.2 Προσομοίωση αναγεννητή DQPSK με 90° optical hybrid.....	151
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	159
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β.....	160
Βιβλιογραφία.....	169
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6</b>	
<b>ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ DQPSK ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΗ ΤΗΣ CIP.....</b>	<b>171</b>
6.1 Περιγραφή της πειραματικής διάταξης.....	171
6.2 Πειραματικά αποτελέσματα αναγέννησης του σχήματος OOK στα	
22Gbps.....	172
6.3 Πειραματικά αποτελέσματα αναγέννησης του σχήματος PSK στα	
22Gbps.....	174
6.4 Συμπεράσματα.....	176
Βιβλιογραφία.....	177
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7</b>	
<b>ΣΥΝΟΨΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ</b>	
<b>ΕΡΕΥΝΑ.....</b>	<b>179</b>
7.1 Σύνοψη και αποτίμηση αποτελεσμάτων.....	179
7.2 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα.....	184
Βιβλιογραφία.....	187



# Κεφάλαιο 1

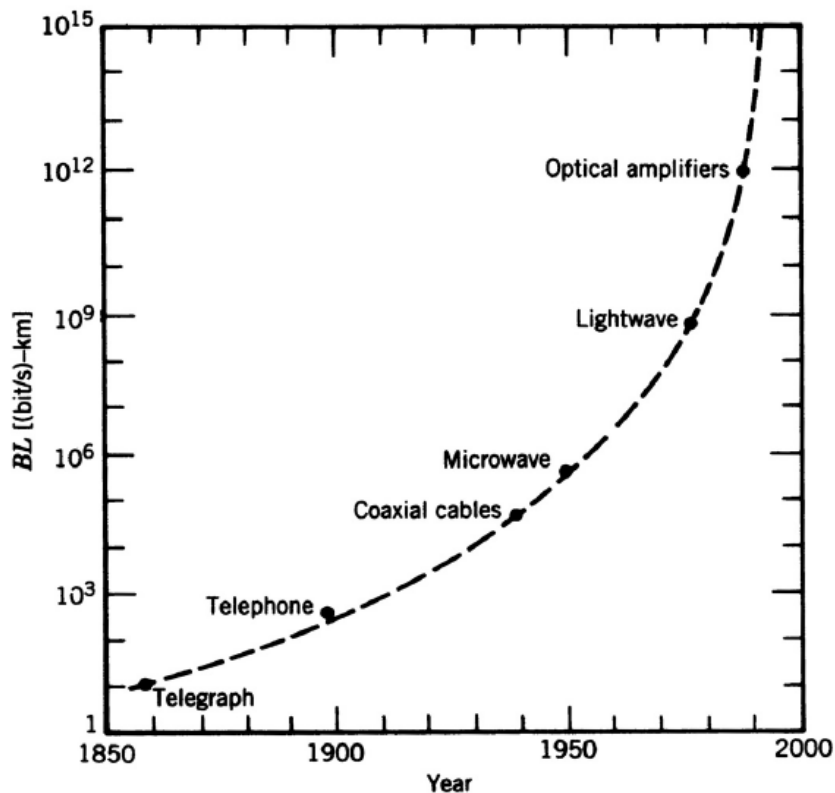
## Εισαγωγή και σκοπός εργασίας

### 1.1 Η σημασία των οπτικών συστημάτων μετάδοσης

Από την εμφάνισή τους, τις αρχές της δεκαετίας του '70, τα συστήματα τηλεπικοινωνιών φωτονικής τεχνολογίας έχουν συμβάλει καθοριστικά στην έλευση αυτού που ονομάζουμε “Εποχή της Πληροφορίας”. Η αλματώδης εξάπλωση του διαδικτύου και ραγδαία ανάπτυξη διαδικτυακών υπηρεσιών των τελευταίων ετών συνδέεται άμεσα με την καθολική επικράτηση της οπτικής τεχνολογίας στα δίκτυα κορμού (Backbone Networks) και τα μητροπολιτικά δίκτυα (Metropolitan Area Networks).

Η υποστήριξη του διαρκώς αυξανόμενου αριθμού χρηστών αλλά και του πλήθους και πολυπλοκότητας των διαδικτυακών εφαρμογών κατέστη δυνατή λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών της οπτικής ίνας ως φυσικό μέσο μετάδοσης πληροφορίας. Τα πλεονεκτήματα της οπτικής ίνας σε σχέση με τα μέσα άλλων ενσύρματων δικτύων είναι οι χαμηλές απώλειες διάδοσης (περίπου 25dB/km στη φασματική περιοχή γύρω από τα 1550nm), η απουσία διαφεύγοντος πεδίου που εγγυάται απουσία ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών και υψηλότερη ασφάλεια δεδομένων καθώς δεν υπάρχει εύκολος τρόπος υποκλοπής χωρίς να διαταραχθεί το σήμα, η υψηλή ηλεκτρική αντίσταση που επιτρέπει ασφαλή λειτουργία κοντά σε εξοπλισμό υψηλής τάσης και μεταξύ περιοχών με διαφορετικά δυναμικά γης, το μικρότερο βάρος και γενικότερα οι μικρότερες διαστάσεις καλωδίου. Αναμφίβολα όμως το σημαντικότερο σημείο υπεροχής της οπτικής ίνας είναι το τεράστιο διαθέσιμο εύρος ζώνης (περίπου 25THz γύρω από τα 1550nm), το οποίο είναι τάξεις μεγέθους μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης οποιουδήποτε άλλου μέσου ενσύρματης ή ασύρματης επικοινωνίας. Για λόγους σύγκρισης αναφέρεται ότι μέγιστος ρυθμός μετάδοσης για συνεστραμμένο καλώδιο χαλκού είναι κάποια Mbps, για ομοαξονικό καλώδιο 1Gbps και για δορυφορικές συνδέσεις κάποια Gbps, ενώ σήμερα είναι εμπορικά διαθέσιμα οπτικά συστήματα WDM βασικού ρυθμού 40Gbps και συνολικής χωρητικότητας άνω των 3.2Tbps. Επιπλέον, λόγω των χαμηλών απωλειών είναι δυνατή η μετάδοση σήματος σε πολύ μεγάλες αποστάσεις πριν να υπάρξει

ανάγκη ενίσχυσης ή αναγέννησής του και έτσι ελαχιστοποιείται ο αριθμός ενισχυτών και αναμεταδοτών, γεγονός που καθιστά οικονομικά εφικτή την εγκατάσταση οπτικών δικτύων που καλύπτουν τεράστιες γεωγραφικές περιοχές. Ένα χρήσιμο μέγεθος στα δίκτυα κορμού, στο οποίο αντικατοπτρίζεται το γεγονός αυτό, είναι το γινόμενο ρυθμού μετάδοσης  $B$  επί της απόστασης  $L$  μεταξύ διαδοχικών επαναληπτών σήματος ( $B \cdot L$ ). Η χρονική εξέλιξη του μεγέθους αυτού φαίνεται στο Σχήμα 1. Από τα παραπάνω συνάγεται ότι τα δίκτυα οπτικών ινών αποτελούν τη μόνη γνωστή βιώσιμη λύση για την εξυπηρέτηση της ταχύτατα αυξανόμενης διαδικτυακής κίνησης, ενώ η σταδιακή διεύρυνση των οπτικών ινών και στα δίκτυα πρόσβασης (Access Networks) μέσω της ανάπτυξης των τεχνολογιών “Fiber-To-The-Home” (FTTH), οι οποίες φέρνουν την οπτική ίνα μέχρι τον τελικό χρήστη, αναμένεται να επιλύσει το πρόβλημα της τελικής ταχύτητας των συνδέσεων ακόμα και για τις πιο απαιτητικές εφαρμογές του διαδικτύου.



Σχήμα 1.1 : Η μεταβολή του γινομένου  $Bitrate \cdot Repeater\ spacing$  τη χρονική περίοδο 1850 – 2000.

## 1.2 Σύντομη επισκόπηση της εξέλιξης των οπτικών δικτύων

Τα οπτικά δίκτυα φυσικά έχουν αλλάξει πολύ από την εγκατάσταση του πρώτου συστήματος οπτικής μετάδοσης στο Σικάγο των ΗΠΑ το 1977, η οποία υπήρξε αποτέλεσμα της ανάπτυξης πηγών laser και της κατασκευής ινών χωρίς ακαθαρσίες και άρα με χαμηλές απώλειες τις δεκαετίες του '60 και '70. Στη μεταμόρφωση των οπτικών δικτύων συνετέλεσε μια σειρά σημαντικών εξελίξεων στη φωτονική

τεχνολογία. Αρχικά, η αντικατάσταση των πολυρυθμικών ινών από μονορυθμικές ίνες εξάλειψε την έντονη διασπορά που οφειλόταν στις διαφορετικές σταθερές διάδοσης μεταξύ των ρυθμών κυματοδότησης και προκάλούσε σημαντική διεύρυνση των παλμών. Επίσης, οι μονορυθμικές ίνες εμφανίζουν μικρότερη σκέδαση Rayleigh και επομένως μικρότερη εξασθένιση από τις πολυρυθμικές. Στη συνέχεια, η κατασκευή ινών αντιστάθμισης διασποράς (Dispersion Compensating Fibers, DCF) επέτρεψε την εξισορρόπηση της χρωματικής διασποράς και συνεπώς τη λειτουργία των SSMF (Standard Single Mode Fibers) στην περιοχή του “παραθύρου” μέγιστου διαθέσιμου φασματικού εύρους, δηλ. τα 1550nm, χωρίς διαπλάτυνση των παλμών. Καθοριστικής σημασίας όμως ήταν η ανάπτυξη των οπτικών ενισχυτών, όπως των ενισχυτών ίνας ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifiers, EDFA) στα τέλη της δεκαετίας του ‘80, οι οποίοι, επιτρέποντας την ταυτόχρονη ενίσχυση πολλαπλών σημάτων με φέροντα σε διαφορετικά μήκη κύματος μέσα σε ένα εύρος περίπου 5THz, και μάλιστα χωρίς την ενδιάμεση μετατροπή τους σε ηλεκτρικά, άνοιξαν τον δρόμο για την υλοποίηση συστημάτων πολυπλεξίας WDM (Wavelength Division Multiplexing). Παράλληλα, μέσω της ανάπτυξης στοιχείων όπως τα φράγματα συστοιχίας κυματοδηγών (Arrayed-Waveguide Grating, AWG), οι συστοιχίες διηλεκτρικών φίλτρων λεπτού φύλλου και τα φράγματα περίθλασης Bragg (Bragg Gratings) έγινε δυνατή η μετακίνηση ευφυών διαδικασιών των δικτύων, που μέχρι πρότινος πραγματοποιούνταν από ηλεκτρονικά, στο οπτικό επίπεδο.

Με βάση το κριτήριο της πολυπλοκότητας των λειτουργιών που επιτελούνται σε οπτικό επίπεδο, τα οπτικά δίκτυα μπορούν να διακριθούν σε 3 γενιές.

Στα δίκτυα πρώτης γενιάς, όπως το SONET (Synchronous Optical Network) και το SDH (Synchronous Digital Hierarchy), η οπτική ίνα χρησιμοποιούνταν μόνο ως φυσικό μέσο μετάδοσης και παροχής χωρητικότητας, ενώ η μεταγωγή, η δρομολόγηση, καθώς και όλες οι άλλες ευφυείς δικτυακές διεργασίες επιτελούνταν από ηλεκτρονικά κυκλώματα στους πομπούς και τους δέκτες των κόμβων του δικτύου.

Στα οπτικά δίκτυα WDM δεύτερης γενιάς, τα οποία αποτελούν ήδη πραγματικότητα, μέρος της δρομολόγησης, της μεταγωγής καθώς και των άλλων ευφυών διαδικασιών έχει μεταφερθεί στο οπτικό επίπεδο. Τα βασικά δομικά συστήματα αυτών των δικτύων είναι τα οπτικά τερματικά γραμμής (OLT-Optical Line Terminal), οι οπτικοί πολυπλέκτες προσθήκης/αφαίρεσης δεδομένων (OADM-Optical Add/Drop Multiplexer) και τα οπτικά στοιχεία διασύνδεσης (OXC-Optical Cross-Connect). Τόσο οι OADMs όσο και οι OXCs επιτελούν τη λειτουργία της δρομολόγησης των εισερχόμενων WDM καναλιών, δηλαδή αφαιρούν επιλεκτικά ορισμένα κανάλια από τη ζεύξη και επιτρέπουν τη διέλευση των υπολοίπων καναλιών, ενώ ταυτόχρονα διαθέτουν τη δυνατότητα να προσθέτουν νέα κανάλια στη ζεύξη στη θέση αυτών που αφαιρέθηκαν. Επομένως τα WDM οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς παρέχουν σταθερές συνδέσεις μήκους κύματος μεταξύ των τερματικών, και για το λόγο αυτό αποκαλούνται και δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος

(wavelength-routed networks). Αν και στατικές (θυμίζοντας τεχνική μεταγωγής κυκλώματος), οι συνδέσεις είναι υψηλής χωρητικότητας και χρησιμοποιούνται κατά κόρον στα δίκτυα κορμού.

Τα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς, τα οποία αυτή τη στιγμή μελετώνται ερευνητικά, υιοθετούν την τεχνική οπτικής μεταγωγής πακέτου με στόχο την παροχή συνδέσεων υψηλής χωρητικότητας μόνο κατά το χρονικό διάστημα κατά το οποίο οι συνδέσεις αυτές είναι ενεργές. Στα συγκεκριμένα δίκτυα η πληροφορία αποστέλλεται με τη μορφή οπτικών πακέτων δεδομένων και όχι με τη μορφή μεγάλου μεγέθους συνεχών ροών δεδομένων. Τα πακέτα μπορεί να είναι σταθερού ή μεταβλητού μήκους καθώς και σύγχρονα ή ασύγχρονα και αποτελούνται από το πεδίο της επικεφαλίδας (header), το οποίου το περιεχόμενο καθορίζει τον προορισμό του πακέτου μέσα στο δίκτυο, το πεδίο του φορτίου (payload), το περιεχόμενο του οποίου συνιστά τα χρήσιμα δεδομένα προς μετάδοση και μια προστατευτική ζώνη δυφίων (guardband), η οποία περιέχει τον απαραίτητο αριθμό βοηθητικών δυφίων για την υποστήριξη των διαφόρων λειτουργικών διαδικασιών του δικτύου. Οι διαδικασίες επεξεργασίας της πληροφορίας πραγματοποιούνται για κάθε πακέτο ξεχωριστά απευθείας στο οπτικό επίπεδο. Οι κόμβοι των δικτύων τρίτης γενιάς χαρακτηρίζονται από ιδιαίτερη πολυπλοκότητα καθώς περιλαμβάνουν οπτικά υποσυστήματα για τη δρομολόγηση, την προώθηση, την ανίχνευση και αποφυγή πιθανών συγκρούσεων, τη μεταγωγή, την πολυπλεξία, το συγχρονισμό και την αναγέννηση των οπτικών πακέτων.

### **1.3 Σύγχρονες τάσεις στα οπτικά συστήματα μετάδοσης**

Συνεπώς καθίσταται σαφές ότι κυριαρχεί μια τάση για παράκαμψη της μετατροπής σήματος από οπτικό σε ηλεκτρονικό και αντίστροφα, ώστε οι ευφυείς διαδικασίες επεξεργασίας της πληροφορίας να επιτελούνται με αμιγώς οπτικό τρόπο. Η τάση αυτή κάθε άλλο παρά τυχαία μπορεί να θεωρηθεί.

Καταρχάς, για αυτή καθεαυτή τη διαδικασία μετατροπής χρειάζονται πολλά μεμονωμένα διακριτά οπτικά στοιχεία. Σε ένα τυπικό οπτικό δίκτυο παραδείγματος χάριν, κάθε οπτο-ηλεκτρική και μετέπειτα ηλεκτρο-οπτική μετατροπή (OEO) εκτιμάται ότι χρειάζεται γύρω στα 6 οπτο-ηλεκτρικά ή οπτικά στοιχεία, ενώ ένας πλήρης τερματικός κόμβος WDM μετάδοσης 40 καναλιών μπορεί να χρειαστεί περισσότερα από 120 στοιχεία διασυνδεδεμένα μεταξύ τους από 260 ή περισσότερες οπτικές συνδέσεις, με ότι συνεπάγεται αυτό για το κόστος και μέγεθος του εξοπλισμού.

Πιο σημαντικό είναι όμως το γεγονός ότι τα ηλεκτρονικά υποσυστήματα λειτουργούν ως στενωπός (bottleneck) του οπτικού δικτύου, αφού η ταχύτητά τους δεν έχει ξεπεράσει τα 40Gbps. Αντίθετα, τα οπτικά υποσυστήματα χρησιμοποιούν μη-γραμμικά στοιχεία τα οποία έχουν αρκετά μικρό χρόνο απόκρισης (της τάξης των ps) και επομένως έχουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης από τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά

συστήματα (έχει επιτευχθεί οπτική επεξεργασία σήματος σε ταχύτητες μεγαλύτερες από 320 Gbps, ενώ σημειώνεται συνεχής βελτίωση).

Ακόμα, καθώς η ταχύτητα λειτουργίας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων αυξάνει, η κατανάλωση ισχύος και η απαίτηση για ψύξη αυξάνονται δραματικά. Η κατάσταση είναι εντελώς διαφορετική σε οπτικές διατάξεις επεξεργασίας σήματος, καθώς η ηλεκτρική κατανάλωση ισχύος παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη του ρυθμού λειτουργίας του υποσυστήματος, άρα οι διατάξεις αυτές τελικά πετυχαίνουν πολύ χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος από τις αντίστοιχες ηλεκτρονικές.

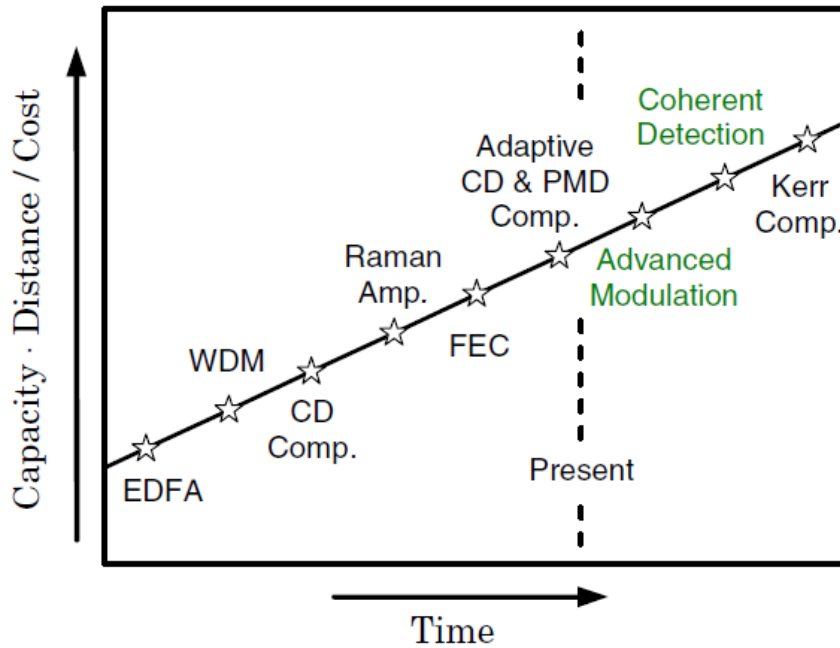
Ένα επιπλέον πλεονέκτημα των αμιγώς οπτικών συστημάτων μετάδοσης είναι η “διαφάνεια”, δηλαδή η δυνατότητά τους να λειτουργούν με επιτυχία κάτω από διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, τύπο τηλεπικοινωνιακής κίνησης, πρωτόκολλα, σχήματα διαμόρφωσης/κωδικοποίησης των μεταδιδόμενων σημάτων ή μορφή των πακέτων. Στα σημερινά οπτικά δίκτυα, τόσο της πρώτης όσο και της δεύτερης γενιάς, η αναίρεση της παραμόρφωσης που εισάγουν τα γραμμικά και μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης στα μεταδιδόμενα σήματα πραγματοποιείται με τη βοήθεια οπτοηλεκτρονικών επαναληπτών, οι οποίοι λαμβάνουν το εισερχόμενο σήμα, το επεξεργάζονται ηλεκτρονικά και το αναμεταδίδουν με οπτικό τρόπο. Η αντικατάσταση των επαναληπτών από αξιόπιστες, αμιγώς οπτικές αναγεννητικές διατάξεις είναι βέβαιο ότι αυξήσει τη λειτουργικότητα και θα μειώσει το κόστος των οπτικών δικτύων, προάγοντας την περαιτέρω ανάπτυξή τους. Η διαφάνεια των δικτύων θα αυξηθεί και με τη χρήση αμιγώς οπτικών διατάξεων μετατροπής μήκους κύματος (wavelength converters), οι οποίες πραγματοποιούν αντιγραφή των δεδομένων ενός μήκους κύματος σε ένα νέο μήκος κύματος με σκοπό τη βέλτιστη επαναχρησιμοποίηση των διαθέσιμων μηκών κύματος και άρα την καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Τα οπτικά δίκτυα τρίτης γενιάς απαιτούν βέβαια και αμιγώς οπτικές, μη γραμμικές διατάξεις επεξεργασίας σήματος για την εκτέλεση των βασικών λειτουργιών των οπτικών κόμβων (π.χ. δρομολόγηση), πέραν της ενίσχυσης, αναγέννησης και μετατροπής μήκους κύματος.

Φυσική εξέλιξη στην πορεία προς τα αμιγώς οπτικά συστήματα μετάδοσης αποτελεί η φωτονική ολοκλήρωση των οπτικών διατάξεων σε ένα οπτικό πλινθίο (chip). Άμεσο αποτέλεσμα της ολοκλήρωσης είναι η σημαντική μείωση του κόστους και του φυσικού χώρου που απαιτείται στην περίπτωση των διακριτών οπτικών στοιχείων. Επιπλέον, κατά την υλοποίηση μιας πλήρους οπτικής διάταξης που απαρτίζεται από πληθώρα διακριτών οπτικών στοιχείων, όλες οι διασυνδέσεις που απαιτούνται γίνονται εξωτερικά με τη χρήση οπτικής ίνας. Έτσι, εισάγονται απώλειες οπτικής ισχύος, γεγονός που οδηγεί σε κατανάλωση μεγαλύτερης ηλεκτρικής ισχύος για την ενίσχυση των οπτικών σημάτων. Οι εξωτερικές διασυνδέσεις με οπτικές ίνες μειώνουν επίσης την αξιοπιστία και σταθερότητα λειτουργίας των κυκλωμάτων, καθώς οι οπτικές ίνες είναι ευαίσθητες σε περιβαλλοντικές μεταβολές (θερμοκρασίας, πίεσης κτλ.). Τα προβλήματα αυτά παύουν να υπάρχουν με την ολοκλήρωση πολλών οπτικών στοιχείων σε ένα μόνο chip.



Παράλληλα, η τεχνολογική πρόοδος σε οπτικά στοιχεία και διατάξεις έχει καταστήσει εφικτή την χρήση περισσότερο εύρωστων και αποδοτικών σχημάτων διαμόρφωσης της οπτικής πληροφορίας, πέρα των συμβατικών NRZ-OOK (Non-Return-to-Zero On-Off-Keying) και RZ-OOK (Return-to-Zero On-Off-Keying). Ενδεικτικά αναφέρεται ότι σήματα διαμορφωμένα κατά DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) για bitrate ίδιο με OOK σήματα έχουν πολύ μικρότερο φασματικό εύρος, επιτρέποντας την αποτελεσματικότερη χρήση εύρους ζώνης του συστήματος και το ευκολότερο φιλτράρισμα άρα και την πυκνότερη τοποθέτηση καναλιών σε ένα δίκτυο WDM. Επίσης, λόγω του στενότερου οπτικού φασματικού εύρους τα σήματα DQPSK είναι περισσότερο ανθεκτικά τόσο στη χρωματική διασπορά (CD) όσο και τη διασπορά τρόπων πόλωσης (PMD).

Τέλος, η ερευνητική κοινότητα επιδεικνύει ολοένα και εντονότερο ενδιαφέρον για τα σύμφωνα οπτικά συστήματα (coherent optical systems). Κάποιες παλαιότερες τεχνολογικές δυσκολίες, όπως η απουσία μιας μεθόδου για τη σταθεροποίηση της διαφοράς συχνότητας μεταξύ πομπού και δέκτη, η αδυναμία ελαχιστοποίησης του chip συχνοτήτων και η μη διαθεσιμότητα ενός “οπτικού μείκτη” για την αποτελεσματική μείξη του σήματος και του τοπικού οπτικού ταλαντωτή (local oscillator, LO), είχαν τοποθετήσει τα συστήματα αυτά μέχρι πρότινος στο περιθώριο. Καθώς τα προβλήματα αυτά όμως έχουν πλέον ξεπεραστεί και επιπρόσθετα αυξήθηκε κατά πολύ η υπολογιστική ταχύτητα των κυκλωμάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (Digital Signal Processing, DSP) στους δέκτες, τα σύμφωνα συστήματα γίνονται όλο και πιο ελκυστικά λόγω μιας σειράς από πλεονεκτήματα τα οποία προσφέρουν. Αυτά είναι: η αύξηση της ευαισθησίας του δέκτη κατά 15 με 20dB σε σχέση με τα ασύμφωνα συστήματα (αυξάνοντας έτσι την μέγιστη απόσταση μετάδοσης κατά περ. 100km κοντά στα 1550nm), η ταυτόχρονη ανίχνευση του πλάτους, της φάσης και της πόλωσης του οπτικού σήματος που επιτρέπει περισσότερο λεπτομερή πληροφορία να μεταφερθεί και να εξαχθεί μειώνοντας φαινόμενα που υποβαθμίζουν το σήμα όπως η χρωματική διασπορά αλλά και διευκολύνοντας την υιοθέτηση προηγμένων σχημάτων διαμόρφωσης πολωτικής κατάστασης (όπως Polarization Multiplexed QPSK, PM-QPSK), καλύτερη απόρριψη της παρεμβολής από διπλανά κανάλια στα συστήματα WDM (επιτρέποντας περισσότερα κανάλια να τοποθετηθούν μέσα σε μια ζώνη συχνοτήτων), ο γραμμικός μετασχηματισμός του οπτικού σήματος που λαμβάνεται στο δέκτη σε ηλεκτρονικό που μπορεί να αναλυθεί χρησιμοποιώντας DSP τεχνολογία, και η καταλληλότητα για εφαρμογές ασφαλούς επικοινωνίας.



**Σχήμα 1.2 :** Η βελτίωση του παράγοντα Χωρητικότητα · Απόσταση / Κόστος συναρτήσει του χρόνου, με βάση την υιοθέτηση καινοτόμων τεχνολογιών στα οπτικά συστήματα μετάδοσης (πχ. της τεχνικής Forward Error Correction, FEC, διαδομένης στις ψηφιακές επικοινωνίες).

#### 1.4 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας

Λαμβάνοντας υπ' όψιν όλες τις παραπάνω σύγχρονες τάσεις των οπτικών συστημάτων μετάδοσης, η παρούσα διπλωματική αποσκοπεί στη διερεύνηση των αναγεννητικών δυνατοτήτων και δυνατοτήτων μετατροπής μήκους κύματος μίας αμιγώς οπτικής διάταξης για 2R αναγέννηση παλμών πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης (συγκεκριμένα, OOK, DPSK και DQPSK), βασισμένης σε διάταξη SOA-MZI (Semiconductor Optical Amplifier – Mach-Zehnder Interferometer) και ολοκληρωμένης σε ένα πλινθίο. Αφού αναλυθεί η αρχή λειτουργίας της διάταξης, στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσής της σε ρυθμό μετάδοσης 22Gbaud και 44Gbaud με χρήση ειδικού λογισμικού προσομοίωσης (Optiwave™ Optisystem™) με σκοπό να αξιολογηθεί η αποτελεσματικότητά της για διάφορα χαρακτηριστικά του σήματος εισόδου και να προσδιοριστούν οι παράμετροι βέλτιστης λειτουργίας της. Παρουσιάζονται επίσης πειραματικές μετρήσεις που λήφθηκαν για το συγκεκριμένο οπτικό chip στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών του ΕΜΠ. Τέλος, διερευνάται αναλυτικά και προσομοιωτικά η πιθανότητα βελτίωσης της υπάρχουσας διάταξης με χρήση σύμφωνου (coherent) σχήματος, βασισμένου σε 90° optical hybrid.

## Βιβλιογραφία

- [1] Virach Wongpaibool, *Improvement of fiber optic system performance by synchronous phase modulation and filtering at the transmitter*, 2003. PhD dissertation submitted to the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [2] Ηρακλής Αβραμόπουλος, *Φωτονική Τεχνολογία για Τηλεπικοινωνίες*, Εκδ. Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.
- [3] Χρήστος Β. Κουλουμέντας, *Οπτικά Κυκλώματα μη Γραμμικών Ινών για την Υλοποίηση Σύνθετων Διαδικασιών Επεξεργασίας Σήματος σε Οπτικά Δίκτυα Επικοινωνιών*, 2010, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [4] Δημήτριος Β. Αποστολόπουλος, *Φωτονικά Συστήματα Μεταγωγής και Αποθήκευσης Δεδομένων για Ευρυζωνικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων*, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [5] Michael Bass, Virendra N. Mahajan, *Handbook of Optics, Third Edition*, Sponsored by the Optical Society Of America, McGraw Hill 2010.
- [6] Δημήτριος Μ. Πετραντωνάκης, *Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε αμιγώς οπτικά συστήματα δρομολόγησης και αναγέννησης δεδομένων*, 2010, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [7] Optoplex Corporation, *Optical Hybrid Enables Next-Generation Optical Communication*, White papers.



# Κεφάλαιο 2

## Οπτικές Διαμορφώσεις

### 2.1 Εισαγωγή στη διαμόρφωση σήματος

Σε κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασική προϋπόθεση για τη μετάδοση των δεδομένων είναι η διαμόρφωση ενός φέροντος σήματος το οποίο και αναλαμβάνει την μεταφορά της πληροφορίας στον προορισμό της. Διαμόρφωση είναι η μεταβολή ενός ή περισσότερων χαρακτηριστικών του φέροντος κατά τρόπο ανάλογο του σήματος πληροφορίας. Ανάλογα με το είδος του σήματος πληροφορίας, αναλογικό ή ψηφιακό, η διαμόρφωση εξυπηρετεί και ένα διαφορετικό στόχο. Ο σκοπός της αναλογικής διαμόρφωσης είναι η μετάδοση ενός αναλογικού σήματος βασικής ζώνης μέσω ενός ζωνοπερατού διαύλου (για παράδειγμα ενός τηλεοπτικού σήματος μέσω μιας μπάνας RF συχνοτήτων), ενώ της ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η μετάδοση μιας ψηφιακής ακολουθίας bits μέσω ενός αναλογικού ζωνοπερατού διαύλου.

Το φέρον είναι συνήθως ημιτονοειδούς μορφής και συχνότητας πολύ υψηλότερης του διαμορφώνοντος σήματος, επομένως μπορούμε να το γράψουμε στη γενική μορφή :

$$c(t) = A \sin(\omega_c t + \varphi) \quad (2.1)$$

όπου  $\omega_c$  η συχνότητα,  $A$  το πλάτος και  $\varphi$  η φάση του φέροντος. Το σήμα πληροφορίας μπορεί να εισαχθεί σε κάθε μία από τις παραπάνω παραμέτρους δίνοντας έτσι το επιθυμητό διαμορφωμένο σήμα. Επομένως, χρησιμοποιώντας την γενική μορφή φέροντος της σχέσης (2.1) μπορούμε να πούμε ότι το διαμορφωμένο σήμα που προκύπτει είναι της μορφής :

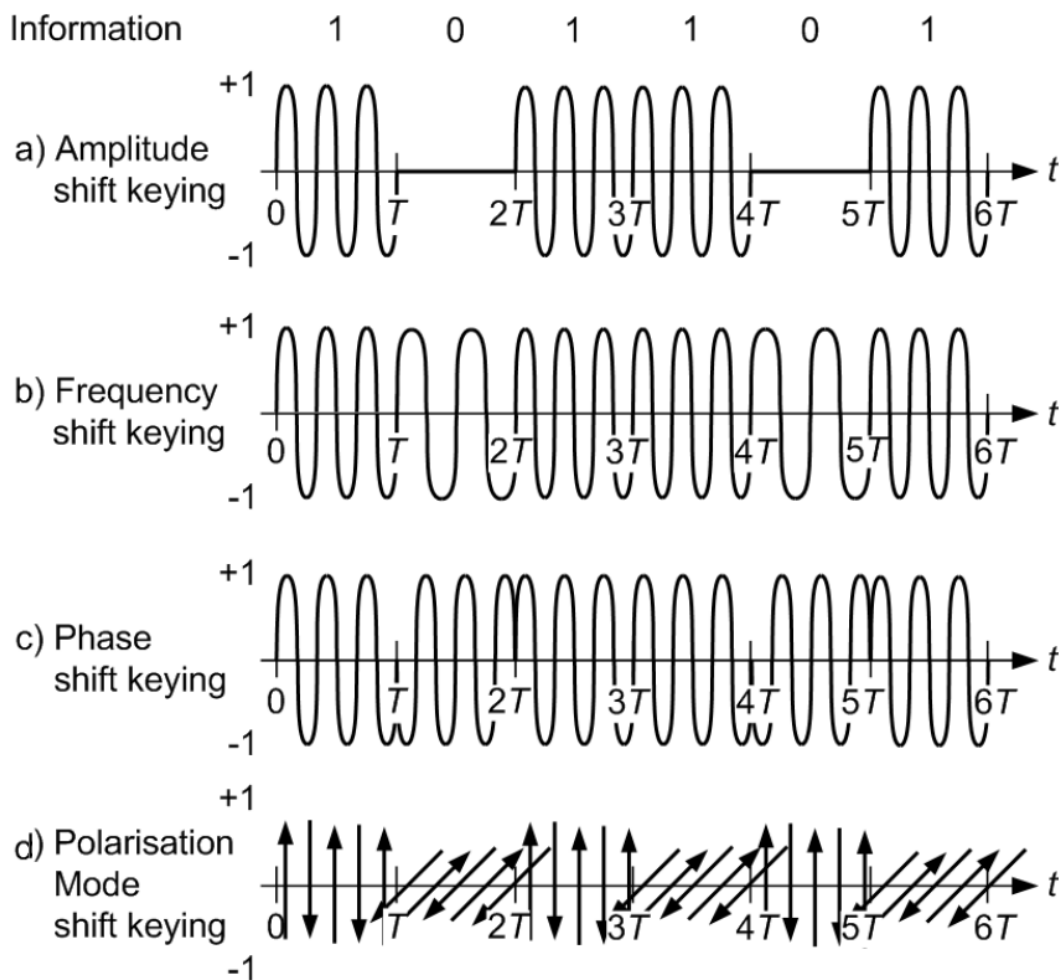
$$E(t) = a(t) \sin[\omega(t)t + \varphi(t)] \quad (2.2)$$

Από την παραπάνω σχέση μπορούμε εύκολα να διακρίνουμε τρεις βασικές τεχνικές διαμόρφωσης, ανάλογα με την παράμετρο στην οποία ενσωματώνεται η πληροφορία. Συγκεκριμένα έχουμε :

- Διαμόρφωση πλάτους (αναλογική: AM, ψηφιακή: ASK) – Η πληροφορία ενσωματώνεται μόνο στο πλάτος του φέροντος,  $a(t)$ .
- Διαμόρφωση φάσης (αναλογική: PM, ψηφιακή: PSK) – Η πληροφορία ενσωματώνεται μόνο στη φάση του φέροντος,  $\varphi(t)$ .

- Διαμόρφωση συχνότητας (αναλογική: FM, ψηφιακή: FSK) – Η πληροφορία ενσωματώνεται μόνο στη συχνότητα του φέροντος,  $\omega(t)$ .

Η ψηφιακή μορφή των παραπάνω τριών τεχνικών (ASK, PSK και FSK) χρησιμοποιείται στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα για την διαμόρφωση του οπτικού φέροντος από το σήμα πληροφορίας. Επιπρόσθετα, στα οπτικά δίκτυα έχουμε ακόμη μια βασική τεχνική διαμόρφωσης η οποία δεν φαίνεται στη σχέση (2.2) και είναι η διαμόρφωση της πόλωσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Συνοψίζοντας λοιπόν έχουμε τέσσερις βασικές κατηγορίες τεχνικών διαμόρφωσης που εφαρμόζονται στις οπτικές τηλεπικοινωνίες. Το Σχήμα 2.1 παρουσιάζει μια σχηματική παρουσίαση αυτών των κατηγοριών, όπου βλέπουμε πώς μετασχηματίζεται το φέρον της σχέσης (2.2) για μια δεδομένη ακολουθία bit πληροφορίας, σε κάθε μια από τις τέσσερις περιπτώσεις.



**Σχήμα 2.1 :** Σχηματική παρουσίαση των βασικών κατηγοριών ψηφιακής οπτικής διαμόρφωσης.

Μέχρι στιγμής μιλήσαμε γενικά για διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης με μια μικρή έμφαση στις οπτικές διαμορφώσεις. Πιο συγκεκριμένα στην περίπτωση μας, δηλαδή στις οπτικές τηλεπικοινωνίες, το φέρον είναι το φώς που παράγεται από μία οπτική πηγή. Η οπτική πηγή συνήθως είναι ένα laser το οποίο παράγει ιδανικά μια μονοχρωματική ακτίνα φωτός (στην πράξη παίρνουμε ένα πολύ στενό φάσμα συχνοτήτων γύρω από μια κεντρική συχνότητα  $f_c$ ). Κατόπιν αυτό το φώς διαμορφώνεται με βάση το σήμα πληροφορίας είτε απευθείας, δηλαδή με την πληροφορία να εμπεριέχεται στο ρεύμα άντλησης του laser παράγοντας έτσι το διαμορφωμένο οπτικό σήμα στην έξοδο του laser, είτε με εξωτερική διαμόρφωση όπου το laser παράγει ένα CW (continuous wave), δηλαδή κύμα σταθερής έντασης και συχνότητας, το οποίο έπειτα οδηγείται σε μια διάταξη διαμορφωτή ο οποίος ενσωματώνει την πληροφορία στο CW. Η απευθείας διαμόρφωση αν και αρκετά απλή και επομένως χαμηλού κόστους μέθοδος, έχει δύο σοβαρά μειονεκτήματα. Πρώτον, η διαδικασία της διαμόρφωσης περιλαμβάνει μεταφορά φορέων στον ημιαγωγό του laser και άρα δεν έχει ακαριαία απόκριση με αποτέλεσμα να μην μπορεί να εφαρμοστεί για υψίσυχνα σήματα και δεύτερον εισάγει chirp στο οπτικό σήμα το οποίο με τη σειρά του μειώνει την εμβέλεια της μετάδοσης λόγω εντονότερης διασποράς. Για τους παραπάνω λόγους χρησιμοποιείται κυρίως η εξωτερική τεχνική διαμόρφωσης και από δω και στο εξής θα αναφερόμαστε αποκλειστικά σε αυτή.

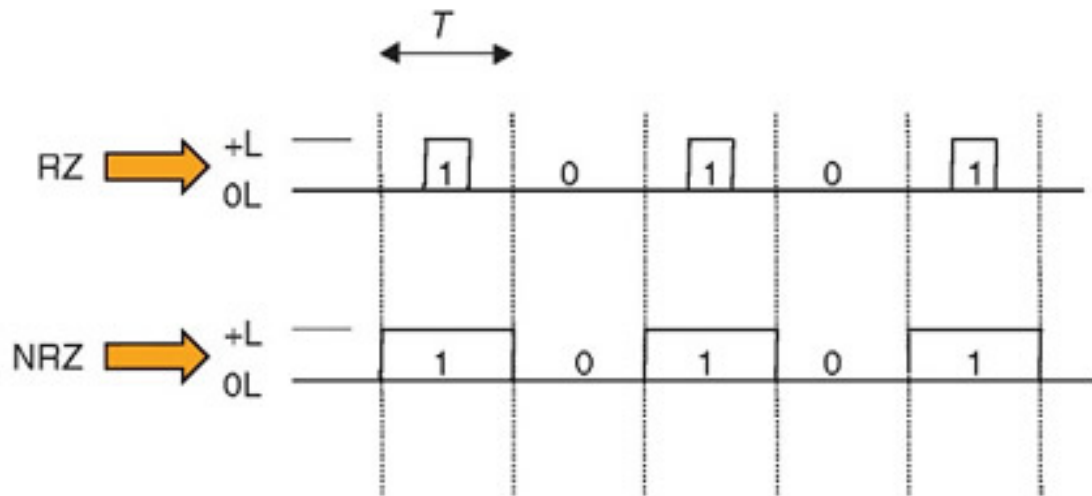
Το ηλεκτρικό πεδίο ενός ιδανικού οπτικού φέροντος στην έξοδο ενός CW laser εκφράζεται ως εξής :

$$\mathbf{E}_{CW}(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot \mathbf{e}_s \quad (2.3)$$

Όπου  $P_s$  η ισχύς,  $\omega_s/2\pi$  η συχνότητα,  $\phi_s$  η αρχική φάση και  $\mathbf{e}_s$  η πόλωση του φέροντος. Μπορούμε να δούμε τις ομοιότητες με την μορφή φέροντος της σχέσης (2.2), παρ' όλα αυτά το φέρον αυτό δεν οδηγείται απαραίτητα απευθείας στον οπτικό διαμορφωτή (πλάτους, φάσης κ.ο.κ.), αλλά μπορεί να περάσει πρώτα από ένα στάδιο 'pulse carving' όπου το CW μετατρέπεται σε ακολουθία παλμών σταθερού πλάτους και φάσης και οι οποίοι οδηγούνται στη συνέχεια στον τελικό διαμορφωτή. Αυτό έχει να κάνει με τη μορφή των παλμών που επιθυμούμε να χρησιμοποιήσουμε στην εκάστοτε τεχνική διαμόρφωσής μας, για παράδειγμα ASK διαμόρφωση με non-return-to-zero (NRZ) παλμούς. Ας εξηγήσουμε λοιπόν πιο αναλυτικά τα είδη των παλμών που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε.

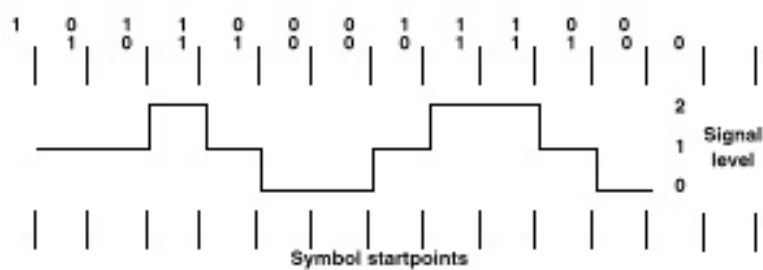
Η πιο απλή μορφή παλμών είναι η Non-Return-to-Zero (NRZ) όπου ο παλμός καταλαμβάνει όλο το εύρος ενός bit slot, δηλαδή έχει μια σταθερή στάθμη (π.χ. '1') καθ' όλη τη διάρκεια του bit. Μια άλλη συχνά χρησιμοποιούμενη μορφή είναι η Return-to-Zero (RZ) όπου η στάθμη του παλμού πέφτει (επιστρέφει) στο μηδέν εντός του bit slot, δηλαδή διατηρεί την επιθυμητή στάθμη (π.χ. '1') μόνο για ένα ποσοστό της διάρκειας του bit και επομένως ανάλογα με αυτό το ποσοστό μπορούμε να έχουμε διάφορα είδη RZ παλμοσειρών. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι οι παλμοί RZ33, όπου ο παλμός καταλαμβάνει το 33% του bit slot ενώ για το υπόλοιπο 67% έχουμε

επιστροφή στη μηδενική στάθμη. Στο Σχήμα 2.2 μπορούμε να δούμε την μορφή των παλμών (τετραγωνικών) για τις περιπτώσεις NRZ και RZ33 που εξηγήσαμε παραπάνω και για σήμα πληροφορίας ‘10101’.



**Σχήμα 2.2 :** Μορφή παλμών RZ και NRZ.

Μια άλλη αρκετά γνωστή μορφή παλμών είναι η Carrier-Suppressed Return-to-Zero (CSRZ), όπου οι παλμοί έχουν ακριβώς ίδια μορφή με τους RZ67, δηλαδή διατηρούν μια στάθμη για το 67% του bit slot και επιστρέφουν στο μηδέν για το υπόλοιπο διάστημα, αλλά επιπρόσθετα η φάση των παλμών εναλλάσσεται κατά  $\pi$  μεταξύ διαδοχικών bit έτσι ώστε αν τα ‘μονά’ bit έχουν φάση 0 τότε τα ‘ζυγά’ bit θα έχουν φάση  $\pi$ . Τέλος, άλλη μια μορφή είναι η Duo-Binary (DB) όπου κάθε παλμός είναι NRZ, όμως αντί για δύο στάθμες (‘0’ και ‘1’) έχουμε τρεις : ‘1’, ‘0’ και ‘-1’ (ή με όρους πεδίου : E, 0 και -E) και οι οποίες προκύπτουν από τη διαφορική κωδικοποίηση του σήματος πληροφορίας. Συγκεκριμένα κάθε παλμός αντιστοιχεί στο ζευγάρι του τρέχοντος bit και του προηγούμενού του ως εξής: το ζεύγος ‘11’ αντιστοιχεί στη στάθμη ‘1’, τα ζεύγη ‘01’ και ‘10’ στη στάθμη ‘0’ και το ζεύγος ‘00’ στη στάθμη ‘-1’. Στο Σχήμα 2.3 μπορούμε να δούμε πώς γίνεται αυτή η διαφορική κωδικοποίηση και αντιστοίχιση σε στάθμες.



**Σχήμα 2.3 :** Σχηματική παρουσίαση λειτουργίας ενός Duo-Binary κωδικοποιητή.

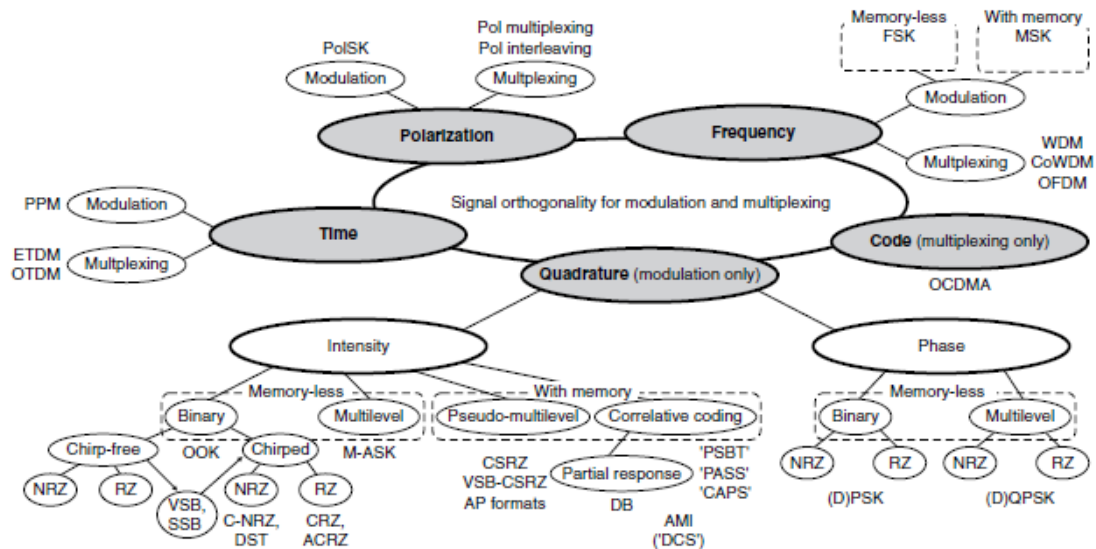


Εκτός από τις μορφές παλμών που αναφέραμε υπάρχουν αρκετές ακόμη μορφές, κάποιες από αυτές είναι επέκταση ή παραλλαγή των παραπάνω, όπως για παράδειγμα οι chirped-NRZ και chirped-RZ παλμοί οι οποίοι είναι NRZ και RZ παλμοί στους οποίους έχει προστεθεί κάποιο περιοδικό chirp μέσω αναλογικής διαμόρφωσης της φάσης των παλμών. Παρ' όλα αυτά χρησιμοποιούνται λιγότερο συχνά σε οπτικά συστήματα μετάδοσης και για αυτό και δεν τις αναφέρουμε, αλλά μένουμε στις βασικότερες κατηγορίες που ήδη αναφέραμε.

## 2.2 Σχήματα Οπτικών διαμορφώσεων και σύγκριση αυτών

Στην προηγούμενη ενότητα είδαμε πρώτα κάποιες βασικές κατηγορίες τεχνικών διαμόρφωσης (πλάτους, φάσης, συχνότητας και πόλωσης) και έπειτα εξετάσαμε κάποιες βασικές μορφές παλμών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως φέρον για οποιαδήποτε από τις παραπάνω τεχνικές. Συνδυάζοντας μορφές παλμών με τεχνικές διαμόρφωσης μπορούμε να πάρουμε πάρα πολλά σχήματα οπτικών διαμορφώσεων. Θεωρητικά οποιοσδήποτε συνδυασμός είναι εφικτός, καταλήγοντας έτσι σε μια πληθώρα σχημάτων διαμόρφωσης, στην πράξη όμως επειδή κάθε σχήμα έχει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του που επηρεάζουν την απόδοση του συστήματος μετάδοσης, χρησιμοποιούνται συγκεκριμένοι συνδυασμοί τους οποίους θα αναπτύξουμε και θα συγκρίνουμε αναλυτικά στη συνέχεια.

Στο Σχήμα 2.4 βλέπουμε μια αρκετά γενική κατηγοριοποίηση των σχημάτων διαμόρφωσης και πολυπλεξίας που χρησιμοποιούνται σήμερα στις οπτικές τηλεπικοινωνίες. Μπορούμε να διακρίνουμε τις τέσσερις κατηγορίες που αναφέραμε ήδη (πλάτους, φάσης, συχνότητας και πόλωσης) καθώς και δύο τεχνικές πολυπλεξίας (TDM και OCDMA), με όλες τις συχνά χρησιμοποιούμενες υποκατηγορίες τους (π.χ. NRZ-OOK για τη διαμόρφωση πλάτους ή RZ-DPSK για τη διαμόρφωση φάσης). Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής θα ασχοληθούμε αποκλειστικά με τις διαμορφώσεις πλάτους και φάσης και συγκεκριμένα με τα πιο συνηθισμένα σχήματα διαμόρφωσης της κάθε μιας.



**Σχήμα 2.4 :** Κατηγοριοποίηση των σημαντικότερων τεχνικών διαμόρφωσης και σχημάτων πολυπλεξίας που χρησιμοποιούνται σήμερα στις οπτικές τηλεπικοινωνίες.

Προτού μιλήσουμε για την απόδοση του κάθε σχήματος διαμόρφωσης πρέπει να μιλήσουμε για τα κριτήρια που αξιολογούν αυτή την απόδοση. Τα κυριότερα κριτήρια είναι τα εξής :

- Αποδοτική χρήση του φάσματος (spectral efficiency) – η παράμετρος αυτή ορίζεται ως ο λόγος του ρυθμού μετάδοσης (bit rate) προς το εύρος ζώνης του φάσματος που καταλαμβάνει το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης. Ευνόητο είναι ότι όσο πιο στενό το φάσμα για ένα δεδομένο ρυθμό μετάδοσης, τόσο περισσότερα κανάλια μπορούν να χωρέσουν σε συγκεκριμένο εύρος ζώνης ενός WDM συστήματος με αποτέλεσμα την αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης του συστήματος. Επομένως επιλέγουμε σχήματα διαμόρφωσης με γνώμονα το στενότερο φάσμα για τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης.
- Απαιτούμενη ευαισθησία δέκτη και απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος για ανίχνευση – ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται αλλάζει η ευαισθησία ενός συγκεκριμένου δέκτη και ο απαιτούμενος ελάχιστος σηματοθορυβικός λόγος, δηλαδή η απαιτούμενη ισχύς του ληφθέντος σήματος ώστε να μπορέσει ο δέκτης να διαχωρίσει σωστά την πληροφορία από το θόρυβο. Άρα για ένα συγκεκριμένο τύπο δέκτη αναζητούμε το σχήμα διαμόρφωσης που μας εξασφαλίζει τη μεγαλύτερη ευαισθησία και τον ελάχιστο σηματοθορυβικό λόγο.
- Ανοχή σε φαινόμενα διάδοσης (διασπορά, μη γραμμικότητες) – κάθε σχήμα διαμόρφωσης επηρεάζεται διαφορετικά από τα φαινόμενα διάδοσης που κυριαρχούν σε μια οπτική ίνα, δηλαδή άλλα σχήματα είναι πιο ανεκτικά στη διασπορά και άλλα πιο ανεκτικά σε μη γραμμικά φαινόμενα.
- Πολυπλοκότητα του πομπού και του δέκτη – κάθε σχήμα απαιτεί διαφορετική διάταξη πομπού και δέκτη για να υλοποιηθεί. Δηλαδή κάποια σχήματα είναι

τεχνικά πιο δύσκολο να υλοποιηθούν και άρα απαιτούν και μεγαλύτερο κόστος του συστήματος μετάδοσης από κάποια άλλα.

Ας εξετάσουμε λοιπόν ένα προς ένα τα συνηθέστερα σχήματα διαμόρφωσης των οπτικών τηλεπικοινωνιών :

### **NRZ-OOK**

Η διαμόρφωση NRZ-OOK είναι μια διαμόρφωση πλάτους (ASK) δύο σταθμών, εξ' ου και το όνομα On-Off-Keying (OOK), και είναι η πιο απλή στην υλοποίηση. Για αυτό το λόγο είναι και το πιο ευρέως διαδεδομένο σχήμα στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Στο πρώτο σχήμα του Σχήματος 2.5 μπορούμε να δούμε πως μοιάζει μια παλμοσειρά αυτού του σχήματος για συγκεκριμένη ακολουθία bits, ενώ στο Σχήμα 2.7(a) βλέπουμε το οπτικό φάσμα και το διάγραμμα ματιού ενός ιδανικού NRZ-OOK σήματος. Τέλος, στον Πίνακα 2.1 παρατηρούμε κάποιες από τις παραμέτρους που χαρακτηρίζουν την απόδοση του σχήματος σε σύστημα μετάδοσης 42.7Gbps που χρησιμοποιεί απευθείας ανίχνευση στο δέκτη. Το φάσμα του σήματος αποτελείται από ένα συνεχές τμήμα που αντικατοπτρίζει το σχήμα των NRZ παλμών και από μια διακριτή κορυφή στο μήκος κύματος του φέροντος. Όπως μπορούμε να δούμε από τον Πίνακα 2.1 αυτό το σχήμα διαμόρφωσης παρουσιάζει μια μέτρια ευαισθησία δέκτη (σχετικά ψηλό απαιτούμενο SNR, στήλη 4) και παρόλο που έχει σχετικά στενό φάσμα, έχει μικρή ανοχή σε φιλτράρισμα στενής ζώνης (η παράμετρος αυτή αφορά WDM συστήματα μετάδοσης όπου έχουμε στενό φιλτράρισμα των επιμέρους καναλιών και φαίνεται στις στήλες 5 και 6 του Πίνακα 2.1). Τέλος, όσον αφορά την ανοχή στα μη γραμμικά φαινόμενα, το NRZ-OOK αποδίδει ικανοποιητικά για χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης (10Gbps) αλλά για υψηλότερους ρυθμούς της τάξεως των 40Gbps η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων γίνεται εντονότερη και το σχήμα αυτό υστερεί σε απόδοση σε σχέση με άλλα πιο προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης.

### **RZ-OOK**

Όπως και με τους NRZ παλμούς έτσι και οι RZ μπορούν να συνδυαστούν με σχεδόν όλες τις τεχνικές διαμόρφωσης. Στην περίπτωση της διαμόρφωσης πλάτους έχουμε το σχήμα RZ-OOK και, όπως έχουμε ήδη πει, ανάλογα με το duty cycle των παλμών έχουμε διάφορα είδη RZ παλμών. Στα δύο πρώτα σχήματα του Σχήματος 2.6 βλέπουμε την μορφή των παλμών για τις περιπτώσεις των RZ50 και RZ33, ενώ στο Σχήμα 2.7(b) τα αντίστοιχα φάσματα και διαγράμματα ματιού για OOK διαμόρφωση (με μαύρο χρώμα το RZ33-OOK και γκρι το RZ50-OOK). Όπως παρατηρούμε από τα φάσματα τα σχήματα RZ-OOK έχουν ευρύτερο φάσμα από το NRZ-OOK και μάλιστα όσο πιο στενοί είναι οι RZ παλμοί τόσο περισσότερο διευρύνεται το φάσμα τους. Λογικό επακόλουθο αυτού είναι η μεγαλύτερη επίδραση της χρωματικής διασποράς σε αυτό το σχήμα διαμόρφωσης, κάτι που επιβεβαιώνεται και από τον Πίνακα 2.1 όπου φαίνεται ότι για RZ50-OOK έχουμε μικρότερη ανοχή στη διασπορά από ότι για NRZ-OOK. Ταυτόχρονα αυτό λειτουργεί ευεργετικά για τα σχήματα RZ

καθώς συντελεί σε μεγαλύτερη ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης. Συγκεκριμένα, η ισχυρότερη διασπορά των RZ παλμών συνεπάγεται μικρότερη ισχύ κορυφής η οποία με τη σειρά της οδηγεί σε μικρότερη επίδραση από μη γραμμικά φαινόμενα μιας και αυτά είναι ανάλογα της ισχύος του σήματος. Επιπρόσθετα, οι RZ παλμοί όντας στενότεροι μπορούν να πετύχουν πιο ανοικτό διάγραμμα ματιού και πιο ευδιάκριτες στάθμες με χαμηλότερη ισχύ ανά παλμό, επομένως έχουμε μεγαλύτερη ευαισθησία στον δέκτη. Για τους παραπάνω λόγους απαιτείται μικρότερο SNR στον δέκτη για να πετύχουμε ίδιο BER από ότι στο σχήμα NRZ και αυτό επιβεβαιώνεται και από τον Πίνακα 2.1.

### **CSRZ-OOK**

Οι Carrier-Suppressed RZ παλμοί είναι RZ67 παλμοί με την διαφορά ότι η φάση εναλλάσσεται μεταξύ διαδοχικών bit. Η μορφή τους φαίνεται στο τρίτο σχήμα του Σχήματος 2.6 ενώ το φάσμα και το διάγραμμα ματιού του σχήματος φαίνονται στο Σχήμα 2.7(c). Όπως βλέπουμε η κύρια διαφορά είναι ότι έχει ‘καταπιεστεί’ η φασματική συνιστώσα του φέροντος στη μέση του φάσματος και αυτό του δίνει βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με το NRZ-OOK. Συγκεκριμένα το σχήμα αυτό προσφέρει μεγαλύτερη ανοχή σε έντονα μη γραμμικά φαινόμενα σε σχέση με το NRZ-OOK, με απόδοση παρόμοια με του RZ-OOK. Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του είναι ότι μπορεί να υποστεί στενό φιλτράρισμα, διατηρώντας την απόδοσή του κάνοντας το έτσι μια καλή επιλογή για WDM εφαρμογές. Αυτό μπορούμε να το δούμε και στον Πίνακα 2.1 όπου ενώ το B-B OSNR είναι παρόμοιο με του RZ-OOK, το ONSR στην περίπτωση φιλτραρίσματος είναι σημαντικά μικρότερο από το αντίστοιχο του RZ-OOK.

### **DB**

Το Duo-Binary είναι ένα σχήμα διαμόρφωσης πλάτους (ASK) με τρεις δυνατές στάθμες, οι οποίες προκύπτουν από τη συσχετισμένη κωδικοποίηση του αρχικού σήματος πληροφορίας με τον τρόπο που αναφέραμε πιο πριν. Οι στάθμες αυτές φαίνονται στο πεδίο του τελικού σήματος το οποίο παίρνει τις τιμές: ‘E’, ‘0’ και ‘-E’, στην ισχύ του σήματος όμως οι στάθμες ‘E’ και ‘-E’ αντιστοιχούν σε μια κοινή στάθμη για αυτό και στο δεύτερο σχήμα του Σχήματος 2.5 διακρίνουμε μόνο δύο στάθμες. Στο Σχήμα 2.7(d) απεικονίζεται το φάσμα και το διάγραμμα ματιού του σχήματος DB και μπορούμε να δούμε ότι έχει αρκετές ομοιότητες με το σχήμα NRZ-OOK όσον αφορά το διάγραμμα ματιού, ενώ το φάσμα του είναι στενότερο και με καταπιεσμένο το φέρον. Το στενό αυτό φάσμα κάνει το σχήμα κατάλληλο για WDM συστήματα και του προσδίδει μεγάλη ανοχή στη χρωματική διασπορά όπως μπορούμε να δούμε και από τον Πίνακα 2.1. Ταυτόχρονα όμως μειώνει το άνοιγμα του διαγράμματος ματιού με αποτέλεσμα να απαιτεί μεγαλύτερο OSNR στον δέκτη (χαμηλή ευαισθησία) και επιπλέον, με την ίδια συλλογιστική πορεία που ακολουθήσαμε και στο RZ-OOK, γίνεται εύκολα κατανοητό ότι το σχήμα DB έχει πολύ μικρή ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα, μικρότερη και από το NRZ-OOK.

## VSB-OOK

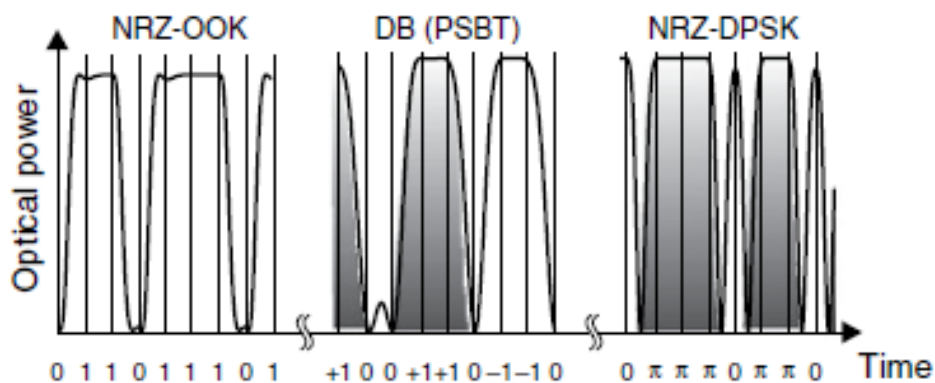
Αυτό το σχήμα είναι στην ουσία επέκταση των NRZ-OOK, RZ-OOK και CSRZ-OOK καθώς δεν είναι αυτοτελές σχήμα διαμόρφωσης, αλλά προκύπτει από φασματικό φίλτράρισμα των προηγούμενων εκμεταλλευόμενο το γεγονός ότι το φάσμα είναι συμμετρικό γύρω από την κεντρική συχνότητα. Χρησιμοποιώντας λοιπόν ένα Vestigial Sideband (VSB) φίλτρο στα παραπάνω σχήματα παίρνουμε τα VSB-NRZ-OOK, VSB-RZ-OOK και VSB-CSRZ-OOK αντίστοιχα τα οποία έχουν αρκετά στενότερο φάσμα από τα αρχικά. Στα Σχήματα 2.7(e) και 2.7(f) μπορούμε να δούμε τα φάσματα και τα διαγράμματα ματιού για το VSB-NRZ-OOK και το VSB-CSRZ-OOK, ενώ από τον Πίνακα 2.1 παρατηρούμε ότι τα VSB σχήματα έχουν μεγαλύτερη ανοχή σε χρωματική διασπορά και μεγαλύτερη ευαισθησία δέκτη στην περίπτωση WDM συστήματος από ότι τα αρχικά, κάτι αναμενόμενο λόγω του στενότερου φάσματος. Τέλος όσον αφορά τη ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα τα σχήματα VSB έχουν παρόμοια απόδοση με την ‘αφιλτράριστη’ μορφή τους για ρυθμούς μετάδοσης από 20Gbps και άνω.

## DPSK

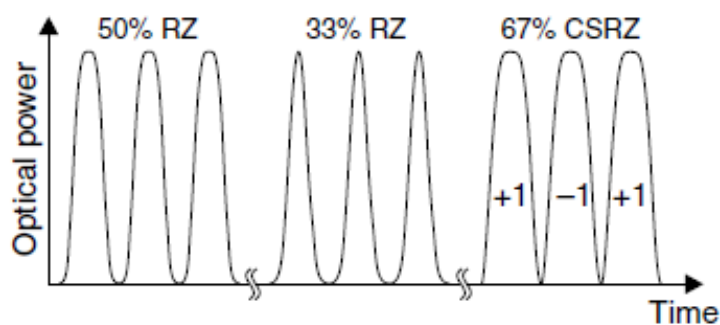
Η διαμόρφωση DPSK είναι μια διαφορετική διαμόρφωση φάσης όπου τα bit του σήματος πληροφορίας κωδικοποιούνται σε μεταβολές της φάσης του διαμορφωμένου σήματος. Συγκεκριμένα το bit ‘1’ αντιστοιχεί σε μεταβολή φάσης  $\pi$  (σε σχέση πάντα με τη φάση του προηγούμενου δυφίου), ενώ το bit ‘0’ αντιστοιχεί σε μεταβολή φάσης 0, ενώ το πλάτος του σήματος παραμένει πάντα σταθερό σε μια στάθμη (αγνοούμε την επιστροφή στη μηδενική στάθμη στην περίπτωση των RZ παλμών). Όπως μπορούμε να δούμε και στο Σχήμα 2.8, η απόσταση μεταξύ των σημείων στο μιγαδικό επίπεδο για την περίπτωση του DPSK είναι  $\sqrt{2}$  φορές μεγαλύτερη από ότι στο OOK με αποτέλεσμα να είναι πιο εύκολη η διάκριση μεταξύ των δύο στάθμεων, δηλαδή να απαιτείται μικρότερο OSNR στον δέκτη (μεγαλύτερη ευαισθησία). Θεωρητικά αυτή η διαφορά στο OSNR είναι 3dB, μιας και η απόσταση των σημείων είναι  $\sqrt{2}$  φορές μεγαλύτερη, αν και στην πράξη είναι δυνατόν να γίνει ακόμη μεγαλύτερη. Όπως και στην περίπτωση του OOK, έτσι και στο DPSK μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο NRZ όσο και RZ παλμοί δίνοντας μας τα σχήματα NRZ-DPSK και RZ-DPSK. Η περίπτωση των NRZ-DPSK παλμών φαίνεται στο τρίτο σχήμα του Σχήματος 2.5, ενώ τα φάσματα και τα διαγράμματα ματιού και των δύο σχημάτων φαίνονται στο Σχήμα 2.7(g) (με μαύρο χρώμα το NRZ-DPSK και γκρι το RZ33-DPSK). Όπως μπορούμε να δούμε από το Σχήμα 2.7 τα φάσματα των DPSK σχημάτων έχουν παρόμοιο εύρος με αυτά των OOK σχημάτων, κάτι που εξηγεί την παρόμοια ανοχή στη χρωματική διασπορά, ενώ απουσιάζει ο τόνος του φέροντος. Τέλος η σταθερότητα στο πλάτος των παλμών, το οποίο είναι ανεξάρτητο του σήματος πληροφορίας, προσδίδει στο DPSK μια αυξημένη ανοχή στα μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης τα οποία είναι ανάλογα της ισχύος των παλμών.

## DQPSK

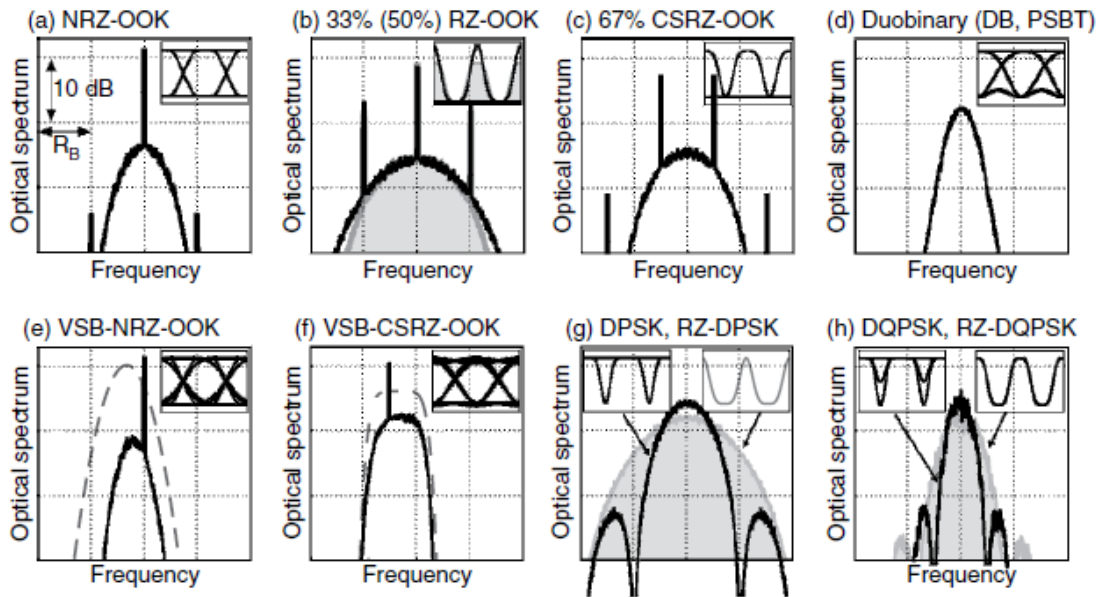
Η διαμόρφωση DQPSK είναι και αυτή μια διαφορετική διαμόρφωση φάσης όπως και η DPSK, με την πληροφορία να αποτυπώνεται στη φάση του διαμορφωμένου σήματος. Η διαφορά από την DPSK είναι ότι έχουμε τέσσερα διαφορετικά σύμβολα, δηλαδή τέσσερις δυνατές στάθμες φάσης οι οποίες αντιστοιχούν σε δύο σήματα πληροφορίας. Συγκεκριμένα το ένα σήμα κωδικοποιείται στις φάσεις 0 και  $\pi$ , ενώ το δεύτερο στις φάσεις  $\pi/2$  και  $3\pi/2$  και επομένως για τον ίδιο ρυθμό συμβόλων με το DPSK έχουμε διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης bit. Στο Σχήμα 2.7(h) βλέπουμε το φάσμα και το διάγραμμα ματιού των σχημάτων NRZ-DQPSK και RZ50-DQPSK (με μαύρο χρώμα το NRZ και γκρι το RZ). Το πρώτο πράγμα που παρατηρούμε είναι ότι για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης bit το DQPSK έχει ακριβώς ίδιο φάσμα με το DPSK σε μορφή, αλλά έχει το μισό εύρος του φάσματος του DPSK. Αυτό κάνει το DQPSK ένα πολύ καλό σχήμα για συστήματα WDM καθώς έτσι μπορούμε να πετύχουμε μεγαλύτερες τιμές φασματικής απόδοσης (Spectral efficiency). Από την άλλη, το στενότερο φάσμα προσδίδει στο DQPSK μια μεγαλύτερη ανοχή σε φαινόμενα χρωματικής διασποράς, ενώ το γεγονός ότι η απόσταση μεταξύ των συμβόλων είναι μικρότερη από ότι στο DPSK σημαίνει ότι στο δέκτη θα χρειαστούμε ελαφρώς μεγαλύτερο OSNR, κάτι που μπορούμε να δούμε από τον Πίνακα 2.1. Τέλος, το DQPSK έχει μικρότερη ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα από το DPSK.



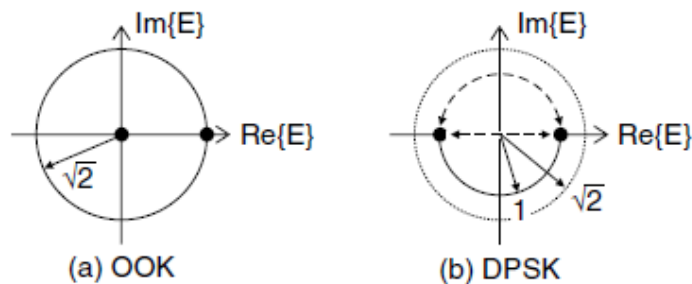
Σχήμα 2.5 : Μορφή οπτικών παλμών στις περιπτώσεις : α) NRZ-OOK, β) DB και γ) NRZ-DPSK.



Σχήμα 2.6 : Μορφή οπτικών παλμών στις περιπτώσεις : α) RZ50, β) RZ33 και γ) CSRZ.



Σχήμα 2.7 : Φάσματα και διαγράμματα ματιού των σημαντικότερων σχημάτων διαμόρφωσης.



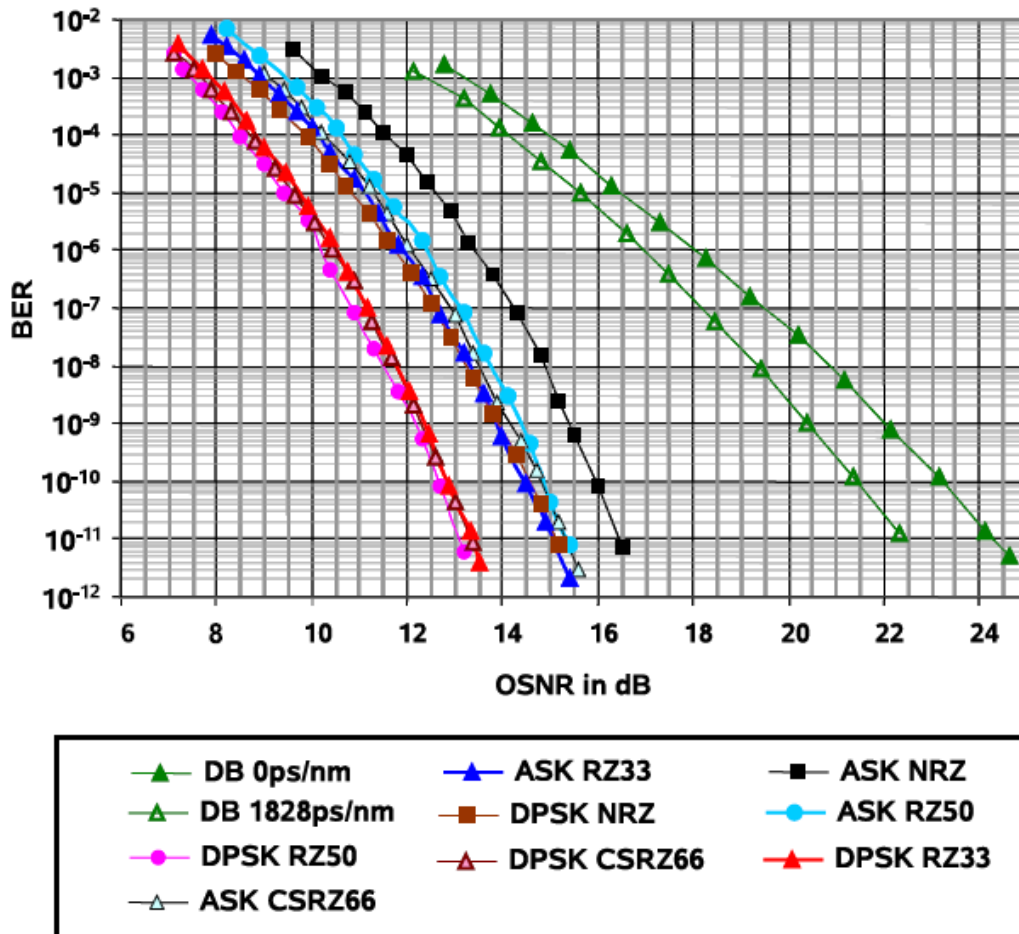
Σχήμα 2.8 : Διαγράμματα συμβόλων για : α) OOK και β) DPSK.

Modulation format	TX complexity	RX complexity (direct detection)	OSNR <sub>Req</sub> (dB)			CD (ps/nm) (2-dB penalty)	DGD (ps) (1-dB penalty)
			Back-to-back	10 OADMs (0.4 b/s/Hz)	5 OADMs (0.8 b/s/Hz)		
NRZ-OOK	1 MZM	1 PD	15.9	18.2	n/a	54	8
50% RZ-OOK	1-2 MZMs	1 PD	14.4	15.8	n/a	48	10
67% CSRZ-OOK	2 MZMs	1 PD	14.9	14.2	n/a	42	11
DB	1 MZM	1 PD	16.6	14.2	18.4	211 (152)	6
VSB-NRZ-OOK	1 MZM+1 OF	1 PD	16.4	15.6	17.3	63 (155)	6
VSB-CSRZ	2 MZMs+1 OF	1 PD	14.8	14.7	16.7	51 (154)	11
NRZ-DPSK	1 MZM	1 DI+2 PDs	11.7	12.1	17.6	74 (161)	10
50% RZ-DPSK	1-2 MZMs	1 DI+2 PDs	11.1	11.5	17.0	50 (161)	10
NRZ-DQPSK	2 QMs	2 DIs+4 PDs	13.2	12.6	12.9	168 (176)	20
50% RZ-DQPSK	2 QMs+1 MZM	2 DIs+4 PDs	12.2	12.0	12.0	161 (186)	21

Πίνακας 2.1 : Επισκόπηση των σχημάτων διαμόρφωσης που αναφέραμε και μερικές παράμετροι αξιολόγησης της απόδοσης τους για ρυθμό μετάδοσης 42.7Gbps με χρήση απευθείας αποδιαμόρφωσης (το απαιτούμενο OSNR έχει υπολογιστεί για BER=10<sup>-3</sup>).

[1]

Τελειώνοντας, παράλληλα με τον Πίνακα 2.1, στο Σχήμα 2.9 βλέπουμε ενδεικτικά μερικές σειρές μετρήσεων BER για κάποια από τα σχήματα διαμόρφωσης που αναλύσαμε, για ρυθμό μετάδοσης 10Gbps. Μπορούμε να δούμε ξεκάθαρα, όπως και στον Πίνακα 2.1, ότι το σχήμα DB έχει το μεγαλύτερο απαιτούμενο OSNR, μετά ακολουθεί το NRZ-OOK, έπειτα τα σχήματα RZ-OOK, CSRZ-OOK και NRZ-DPSK τα οποία έχουν παρόμοια απόδοση στο OSNR και τέλος τα σχήματα RZ-DPSK και CSRZ-DPSK με την καλύτερη απόδοση, επιβεβαιώνοντας έτσι τα όσα έχουμε πει μέχρι στιγμής.



**Σχήμα 2.9 :** Μετρήσεις BER - Σύγκριση σημαντικότερων σχημάτων διαμόρφωσης. [2]

Συνοψίζοντας, όσον αφορά τις διαμορφώσεις πλάτους, το NRZ-OOK είναι το πιο απλό από άποψη υλοποίησης και κόστους ενώ ταυτόχρονα έχει μια καλή ανοχή σε χρωματική διασπορά, το RZ-OOK είναι λίγο πιο πολύπλοκο και με μικρότερη ανοχή σε χρωματική διασπορά αλλά πολύ πιο ανεκτικό σε μη γραμμικά φαινόμενα και άρα κατάλληλο για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, το CSRZ-OOK έχει παρόμοια συμπεριφορά με το RZ-OOK αλλά αποδίδει καλύτερα σε WDM εφαρμογές και τέλος το DB έχει το πιο στενό φάσμα κάνοντας πολύ αποδοτικό για WDM συστήματα και διάδοση σε μεγάλες αποστάσεις με μικρή επίδραση λόγω χρωματικής διασποράς, αλλά με κακή ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα και επομένως ακατάλληλο για μεγάλα bit rates. Από την άλλη οι διαμορφώσεις φάσης είναι πιο πολύπλοκες στην



υλοποίηση τόσο του πομπού όσο και του δέκτη και άρα έχουν μεγαλύτερο κόστος, αλλά προσφέρουν μεγαλύτερη ευαισθησία δέκτη (μικρότερο απαιτούμενο OSNR), ικανοποιητική ανοχή σε χρωματική διασπορά και καλή ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης. Συγκεκριμένα τα σχήματα DPSK είναι λιγότερο πολύπλοκα από τα DQPSK και με καλύτερη ευαισθησία δέκτη, ενώ τα DQPSK έχουν αυξημένη πολυπλοκότητα και ελαφρώς μικρότερη ευαισθησία αλλά για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης έχουν το μισό εύρος φάσματος κάνοντάς τα αποδοτικότερα όσον αφορά τη φασματική απόδοση και των ανοχή σε χρωματική διασπορά. Καταλήγουμε λοιπόν στο συμπέρασμα ότι δεν υπάρχει βέλτιστο σχήμα διαμόρφωσης αλλά κάθε φορά ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος, τις συνθήκες διάδοσης και την οικονομικοτεχνική μελέτη, επιλέγεται το σχήμα εκείνο αποδίδει/συμφέρει περισσότερο.

## Βιβλιογραφία

- [1] Ivan Kaminow, Tingye Li, Alan Willner, *Optical Fiber Telecommunications V vol. B: Systems and Networks*, ACADEMIC PRESS 2008.
- [2] Peter M. Krummrich, *Advanced modulation formats for more robust optical transmission systems*. Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) 61 (2007) 141 – 146.
- [3] Matthias Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009.
- [4] Ηρακλής Αβραμόπουλος, *Φωτονική Τεχνολογία για Τηλεπικοινωνίες*, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο.
- [5] Virach Wongpaibool, *Improvement of fiber optic system performance by synchronous phase modulation and filtering at the transmitter*, 2003. PhD dissertation submitted to the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [6] Michael Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*, Pearson Prentice Hall, 2008.



# Κεφάλαιο 3

## Αμιγώς οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις με ημιαγώγιμο οπτικό ενισχυτή

### 3.1 Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε ήδη στο Κεφάλαιο 1, η ανάγκη για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης στα υπάρχοντα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα γίνεται όλο και πιο επιτακτική λόγω του διαρκώς αυξανόμενου όγκου μεταδιδόμενης πληροφορίας. Τα οπτικά δίκτυα με το τεράστιο εύρος ζώνης που διαθέτουν είναι ικανά να καλύψουν αυτές τις απαιτήσεις, περιορίζονται όμως σημαντικά από τις χαμηλές ταχύτητες των ηλεκτρονικών συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας που βρίσκονται σε κάθε κόμβο του δικτύου. Δεδομένου ότι οι ηλεκτρονικές διατάξεις έχουν σχεδόν φτάσει το μέγιστο των δυνατοτήτων τους από πλευράς ταχύτητας, και επομένως η οπτο-ηλεκτρο-οπτική μετατροπή θα περιορίζει αναπόφευκτα τις επιδόσεις του δικτύου, είναι ξεκάθαρο ότι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεν μπορεί να επιτευχθεί με ηλεκτρονικά κυκλώματα (τουλάχιστον όχι χωρίς να καταλήξουμε σε μια αρκετά πολύπλοκη και ακριβή υλοποίηση δικτύου). Το επόμενο βήμα λοιπόν στην εξέλιξη των οπτικών δικτύων είναι η πραγματοποίηση της απαραίτητης ψηφιακής επεξεργασίας του οπτικού σήματος στους κόμβους του δικτύου με αποκλειστικά οπτικές διατάξεις, οι οποίες μπορούν πλέον να προσφέρουν την επιθυμητή υψηλή ταχύτητα επεξεργασίας. Σε αυτό το βήμα έρχεται να παίξει κεντρικό ρόλο η εκμετάλλευση των ημιαγώγιμων υλικών μέσω της ανάπτυξης της τεχνολογίας του ημιαγώγιμου οπτικού ενισχυτή (Semiconductor Optical Amplifier – SOA). Ο κυριότερος λόγος χρησιμοποίησης αυτού του στοιχείου είναι η δυνατότητα του να ενισχύει και να επεξεργάζεται τα οπτικά σήματα ακόμη και σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, με σχετικά μικρή κατανάλωση ισχύος. Ακόμη, καταλαμβάνει ελάχιστο φυσικό χώρο, καθώς έχει τυπικές διαστάσεις της τάξεως των χιλιοστών, και μπορεί να λειτουργεί σε ένα μεγάλο εύρος μηκών κύματος που πρακτικά καλύπτει όλο το φάσμα των οπτικών επικοινωνιών από τα 1300nm έως τα 1600nm.

Ένα άλλο πλεονέκτημα των SOAs είναι ότι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για μια πληθώρα εφαρμογών, κάθε μια από τις οποίες εκμεταλλεύεται και ένα διαφορετικό φαινόμενο που συμβαίνει στον εσωτερικό του στοιχείου. Στην περίπτωση της αναγέννησης ενός οπτικού σήματος, το φαινόμενο που εκμεταλλεύεται μια διάταξη βασισμένη σε SOA είναι η ετεροδιαμόρφωση φάσης (Cross Phase Modulation – XPM). Ετεροδιαμόρφωση φάσης παρατηρείται όταν σε έναν SOA διαδίδονται δύο ή παραπάνω οπτικά σήματα, όπου η φάση ενός σήματος καθορίζεται από την ισχύ των υπολοίπων. Τα σήματα επομένως αλληλεπιδρούν μεταξύ τους, διαμορφώνοντας το ένα την φάση των άλλων με τρόπο ανάλογο προς την ισχύ τους. Το βασικό σημείο σε αυτό το φαινόμενο είναι η πολύ γρήγορη χρονική απόκριση που παρουσιάζει κάνοντας το κατάλληλο για εφαρμογές με δεδομένα υπερ-υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Η αναγέννηση ενός οπτικού σήματος επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης του

φαινομένου ετεροδιαμόρφωσης φάσης σε ημιαγωγίμους ενισχυτές που βρίσκονται ενσωματωμένοι σε συμβολομετρικές διατάξεις. Τα συμβολόμετρα είναι διατάξεις, στις οποίες μέσω μιας διαφοράς φάσης, επιτυγχάνεται διαφοροποίηση του πλάτους του σήματος εξόδου σύμφωνα με το φαινόμενο της συμβολής κυμάτων. Συγκεκριμένα, όταν η διαφορά φάσης μεταξύ των συμβαλλόμενων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων είναι μηδέν ή ακέραιο πολλαπλάσιο του  $2\pi$ , παρουσιάζεται μεγιστοποίηση του πλάτους του συνολικού κύματος (ενισχυτική συμβολή), ενώ όταν η διαφορά φάσης είναι περιττό πολλαπλάσιο του  $\pi$ , παρατηρείται μηδενισμός του συνολικού πλάτους (αναιρετική συμβολή). Το διαμορφωμένο σήμα, που βρίσκεται σε μήκος κύματος  $\lambda_1$  διαμορφώνει τον συντελεστή διάθλασης του υλικού του ενισχυτή με τρόπο ανάλογο με την ισχύ του, διαμορφώνοντας με τον τρόπο αυτό τη φάση ενός δεύτερου εισερχόμενου σήματος μήκους κύματος  $\lambda_2$  το οποίο μπορεί να είναι είτε σταθερής έντασης (CW) είτε παλμικό (clock). Στη συνέχεια η συμβολομετρική διάταξη αναλαμβάνει τη μετατροπή της διαμόρφωσης φάσης σε διαμόρφωση πλάτους σύμφωνα με τον τρόπο που εξηγήθηκε παραπάνω. Η διαδικασία αυτή επιτρέπει τη μετατροπή μήκους κύματος σε υψίρυθμα σήματα μετάδοσης έως 320 Gbps εκμεταλλευόμενη την πολύ γρήγορη απόκριση του φαινομένου ετεροδιαμόρφωσης φάσης, με ευαισθησία στην ισχύ του σήματος εισόδου έως  $-10$  dBm και ποινή οπτικής ισχύος λιγότερη από 1dB. Το βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου στην περίπτωση που η συμβολομετρική διάταξη είναι τύπου Mach-Zehnder είναι ότι η μη γραμμική απόκριση των ενισχυτών μπορεί να οδηγήσει στην αύξηση του λόγου αντίθεσης μετά τη μετατροπή του μήκους κύματος του σήματος, γεγονός που αντιστοιχεί σε 2R αναγέννηση του σήματος. Κύριο γνώρισμα της παραπάνω διάταξης είναι ότι αποτελείται από δύο οπτικούς δρόμους στους οποίους διαδίδεται το σήμα εισόδου της διάταξης, μετά τον διαχωρισμό του στον συζεύκτη εισόδου. Τα δύο σήματα (ένα σε κάθε οπτικό δρόμο) συμβάλλουν στην έξοδο του συμβολόμετρου και επομένως, η ισχύς εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αυτών οπτικών σημάτων. Το σήμα σε κάθε οπτικό δρόμο δέχεται την επίδραση ενός μη γραμμικού στοιχείου. Το στοιχείο αυτό είναι ένας ημιαγωγίμος οπτικός ενισχυτής, η λειτουργία του οποίου περιγράφεται αναλυτικά σε επόμενη παράγραφο του κεφαλαίου. Στη θέση του ενισχυτή θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε μη γραμμικό στοιχείο, όπως μια οπτική ίνα. Μια τέτοια υλοποίηση, όμως, θα χρειαζόταν πολύ μεγάλο μήκος ίνας (~km), καθώς και σήμα ελέγχου πολύ μεγάλης ισχύος (~W) ώστε να επιτευχθεί το απαιτούμενο αποτέλεσμα. Όπως έχει ήδη εξηγηθεί, ένα ισχυρό σήμα ( $\lambda_1$ ) που κυματοδηγείται μαζί με ένα ασθενές ( $\lambda_2$ ), επηρεάζει τη στροφή στη φάση του ασθενούς σήματος, λόγω της εξάρτησης του δείκτη διάθλασης του υλικού του κυματοδηγού από τη συνολική ισχύ που κυματοδηγείται. Το ισχυρό σήμα αναφέρεται ως σήμα ελέγχου επειδή, μέσω της ισχύος του, ελέγχεται η στροφή της φάσης του ασθενούς σήματος, το οποίο αναφέρεται ως σήμα δεδομένων. Μέσω, λοιπόν, της μη γραμμικής επίδρασης του ενισχυτή στα σήματα των δύο οπτικών δρόμων, επιτυγχάνεται κάποια διαφορά στις φάσεις τους, από την οποία εξαρτάται η συμβολή τους στην έξοδο του συμβολόμετρου. Στις παραγράφους που ακολουθούν παρουσιάζεται πρώτα αναλυτικά ο ημιαγωγίμος οπτικός ενισχυτής και έπειτα παρουσιάζεται η συνάρτηση μεταφοράς του συμβολόμετρου MZI και εξηγείται ο τρόπος με τον οποίο είναι δυνατή η 2R αναγέννηση ενός ΟΟΚ οπτικού σήματος με χρήση της παραπάνω διάταξης. Τέλος παρουσιάζεται η χρήση συνδυασμού δύο ή τεσσάρων συμβολόμετρων MZI με σκοπό την αναγέννηση πιο πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης όπως το DPSK και το DQPSK αντίστοιχα.

## 3.2 Ημιαγωγίμος Οπτικός Ενισχυτής

Ο ημιαγωγίμος οπτικός ενισχυτής (Semiconductor Optical Amplifier – SOA) είναι το πλέον ευρέως χρησιμοποιούμενο μη γραμμικό στοιχείο των συμβολομετρικών διατάξεων. Στην παράγραφο αυτή επιχειρείται μια λεπτομερής ανάλυση του ενισχυτή αυτού, με σκοπό τον προσδιορισμό της συμπεριφοράς του κατά τις συνήθεις συνθήκες λειτουργίας του.

### 3.2.1 Αρχή λειτουργίας και βασικά χαρακτηριστικά

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

Ενίσχυση του 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 την εξίσωση ροής, η οποία εκφράζει τη μεταβολή της πυκνότητας των φορέων στο χωρικό σημείο  $z$ , κατά μήκος του διαμήκους άξονα του ενισχυτή και κατά τη χρονική στιγμή  $t$ :

$$\frac{dN(z,t)}{dt} = \frac{I}{eV} - \frac{N(z,t)}{\tau_c} - \frac{\Gamma \cdot g \cdot [N(z,t) - N_T] \cdot P(z,t)}{A\hbar\omega_0} \quad (3.1)$$

Στην προηγούμενη σχέση,  $I$  είναι το ρεύμα έγχυσης,  $e$  το φορτίο ηλεκτρονίου,  $V$  ο όγκος της ενεργού περιοχής,  $\tau_c$  ο χρόνος ζωής των φορέων,  $\Gamma$  ο οπτικός παράγοντας σύμπτυξης οπτικής ισχύος (optical confinement factor),  $g$  ο παράγοντας κέρδους,  $N_T$  η πυκνότητα των φορέων στην περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή,  $A$  το εμβαδό διατομής της ενεργούς περιοχής του ημιαγωγού,  $\hbar$  η σταθερά Planck,  $\omega_0$  η φέρουσα συχνότητα του εισερχόμενου οπτικού πεδίου, και  $P(z,t)$  η ισχύς του εισερχόμενου οπτικού σήματος. Ο πρώτος όρος του δεξιού σκέλους της σχέσης,  $I/eV$ , αποδίδει τη διέγερση φορέων λόγω έγχυσης ρεύματος, ενώ ο δεύτερος και τρίτος όρος αποδίδουν

την αποδιέγερση και, επομένως, τη μείωση των φορέων λόγω της αυθόρμητης και της εξαναγκασμένης επανασύνδεσης, αντίστοιχα.

### 3.2.2 Ενίσχυση οπτικού σήματος και κέρδος του ενισχυτή

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

$$\frac{dP(z, t)}{dz} = [\Gamma \cdot g \cdot [N(z, t) - N_T] - a_s] \cdot P(z, t) \quad (3.2)$$

Η σταθερά  $a_s$  εκφράζει τις εσωτερικές απώλειες ισχύος του ενισχυτή λόγω σκέδασης του κυματοδηγούμενου πεδίου.

Οι εξισώσεις (3.1) και (3.2) αποτελούν τις δύο κλασικές εξισώσεις ροής του ενισχυτή. Στις δύο εξισώσεις ροής αγνοούνται τα ενδοζωνικά φαινόμενα (intraband effects) των φορέων, όπως δημιουργία φασματικής οπής (spectral hole burning), θέρμανση φορέων (carrier heating) και απορρόφηση ελεύθερων φορέων-απορρόφηση δύο φωτονίων (free carrier absorption – two photon absorption). Αυτά τα ενδοζωνικά φαινόμενα έχουν πολύ μικρούς χαρακτηριστικούς χρόνους απόκρισης, που κυμαίνονται από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες fsec. Αποτέλεσμα των μικρών χρονικών σταθερών απόκρισης αυτών των φαινομένων στην περίπτωση των οπτικών σημάτων διάρκειας μερικών psec είναι τα ενδοζωνικά φαινόμενα να επέρχονται σε σταθερή κατάσταση και να μην επηρεάζουν την απόκριση του ενισχυτή.

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

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P(L)}{P(0)} \quad (3.3)$$

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

### 3.2.3 Κέρδος ασθενούς σήματος

Το κέρδος ασθενούς σήματος του ενισχυτή είναι το κέρδος, που αποδίδει ο SOA, όταν το εισερχόμενο οπτικό σήμα έχει πολύ μικρή οπτική ισχύ. Στην περίπτωση αυτή, η πυκνότητα φορέων  $N(z, t)$  καθίσταται ανεξάρτητη από τη χωρική μεταβλητή  $z$ , αφού η μικρή ισχύς του οπτικού σήματος εισόδου θεωρούμε ότι δεν επηρεάζει τη

συμπεριφορά του ενισχυτή. Θέτοντας στη σχέση (3.1)  $P(z, t) \cong 0$ , η πυκνότητα φορέων στη μόνιμη κατάσταση βρίσκεται ότι είναι ίση με  $N_{ss} = \frac{I \cdot \tau_c}{eV}$ .

Ορίζουμε το κέρδος ασθενούς σήματος ως

$$G_0 = \frac{P(L, t)}{P(0, t)} = \exp[\Gamma \cdot g \cdot [N_{ss} - N_T] \cdot L - a_s \cdot L] \quad (3.4)$$

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

$$N_{tot}(t) = \int_{z=0}^{z=L} [N(z, t) - N_T] \cdot dz \quad (3.5)$$

Με ολοκλήρωση της σχέσης (3.2) και αντικαθιστώντας το συνολικό αριθμό φορέων από την σχέση (3.5), προκύπτει ότι το κέρδος του ενισχυτή σε κάθε χρονική στιγμή δίνεται από την σχέση :

$$G(t) = \exp[\Gamma \cdot g \cdot N_{tot}(t) - a_s \cdot L] \quad (3.6)$$

### 3.2.4 Κορεσμός του SOA από βραχύ οπτικό παλμό

Θεωρούμε ότι ο ενισχυτής δέχεται ως είσοδο στενό οπτικό παλμό μη μηδενικής ισχύος, ενώ λειτουργεί στην περιοχή ασθενούς σήματος. Σε αυτήν την περίπτωση το κυρίαρχο φαινόμενο, για όση χρονική διάρκεια διαδίδεται ο παλμός μέσα από τον ενισχυτή, είναι η αποδιέγερση των φορέων λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής, δεδομένου ότι στο μικρό αυτό χρονικό διάστημα, που χρειάζεται για να διαδοθεί ο παλμός μέσα από το SOA, η διέγερση φορέων λόγω έγχυσης ρεύματος και η αυθόρμητη εκπομπή φορέων συμβάλλουν σε πολύ μικρό βαθμό στη μεταβολή της πυκνότητας φορέων. Κατά συνέπεια, αγνοούμε τους δύο πρώτους όρους του δεξιού σκέλους της σχέσης (3.1). Με ολοκλήρωση της σχέσης (3.1) έχουμε :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} N_{tot}(t) &= -\frac{1}{h\omega_0 A} \int_{z=0}^{z=L} P(z, t) \cdot \Gamma \cdot g \cdot [N(z, t) - N_T] \cdot dz \\ \Rightarrow \frac{d}{dt} N_{tot}(t) &\stackrel{(2)}{=} -\frac{1}{h\omega_0 A} \int_{z=0}^{z=L} \frac{\partial P(z, t)}{\partial z} dz = -\frac{1}{h\omega_0 A} [P(L, t) - P(0, t)] \end{aligned}$$

Από την σχέση (3.3) όμως έχουμε :

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



Επομένως

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

$$\frac{\Gamma \cdot g}{G(t)-1} \frac{d}{dt}N_{tot}(t) = -\frac{\Gamma \cdot g}{h\omega_0 A}P(0,t) \quad (3.7)$$

Παραγωγίζοντας την σχέση (3.6) βρίσκουμε ότι :

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

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

Με αντικατάσταση της παραπάνω σχέσης στην σχέση (3.7) και λύνοντας ως προς  $G(t)$ , βρίσκουμε ότι το κέρδος κορεσμού του SOA από βραχύ οπτικό παλμό προκύπτει από την έκφραση :

$$G(t) = \left[ 1 - \left( 1 - \frac{1}{G_0} \right) \cdot \exp\left( -\frac{U_{in}(t)}{U_{sat}} \right) \right]^{-1} \quad (3.8)$$

Στην παραπάνω σχέση,  $U_{in}(t)$  είναι η ενέργεια του παλμού, που βρίσκεται μέσα στον ενισχυτή τη χρονική στιγμή  $t$ . Αν θεωρήσουμε ως χρονική στιγμή  $0$  τη στιγμή, που ο παλμός με κυματομορφή ισχύος  $P_{in}(t)$  αρχίζει να εισέρχεται στο SOA, τότε η  $U_{in}(t)$  εκφράζεται ως  $U_{in}(t) = \int_0^t P_{in}(t') dt'$ . Η παράμετρος  $U_{sat}$ , κατά αντιστοιχία με την  $P_{sat}$ , είναι η ενέργεια κορεσμού του SOA και σχετίζεται με την  $P_{sat}$  μέσω της σχέσης  $U_{sat} = P_{sat} \cdot \tau_c$ .

Η σχέση (3.8) δείχνει ότι το κέρδος του ημιαγωγού μειώνεται, για όσο χρονικό διάστημα διαρκεί η διάδοση του στενού παλμού μέσα από τον ημιαγωγό. Επομένως, ο χρόνος κορεσμού του SOA μπορεί να είναι αρκετά μικρός και να μην υπερβαίνει τα μερικά psec.

### 3.2.5 Χρονική σταθερά ανάκαμψης φορέων

Αμέσως μετά την έξοδο του στενού οπτικού παλμού από τον ενισχυτή, το κέρδος του ενισχυτή αρχίζει να ανακάμπτει, λόγω της διέγερσης φορέων από την έγχυση ρεύματος προς την αρχική του τιμή, η οποία στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι η τιμή του κέρδους ασθενούς σήματος. Ως χρόνος ανάκαμψης του κέρδους του

ενισχυτή ορίζεται το χρονικό διάστημα, που απαιτείται για να ανακάμψει το κέρδος από το 10% στο 90% της μέγιστης τιμής του  $G_0$ .

Κατά την χρονική περίοδο της ανάκαμψης του κέρδους δεν υπάρχει οπτικό σήμα μέσα στο SOA, οπότε στη σχέση (3.1) μπορούμε να αγνοήσουμε τον τρίτο όρο του δεξιού σκέλους, ο οποίος είναι ο όρος εξαναγκασμένης εκπομπής. Από την σχέση (3.1) λοιπόν έχουμε :

$$\frac{\partial N(z,t)}{\partial t} = \frac{I}{eV} - \frac{N(z,t)}{\tau_c} = \frac{I}{eV} - \frac{N_T}{\tau_c} - \frac{N(z,t) - N_T}{\tau_c} \Rightarrow$$

$$\frac{d}{dt} N_{tot}(t) = \left( \frac{I}{eV} - \frac{N_T}{\tau_c} \right) L - \frac{N_{tot}(t)}{\tau_c} = \left( \frac{N_{ss} - N_T}{\tau_c} \right) L - \frac{N_{tot}(t)}{\tau_c} \Rightarrow$$

$$\Gamma \cdot g \cdot \frac{d}{dt} N_{tot}(t) = \Gamma \cdot g \cdot \left( \frac{N_{ss} - N_T}{\tau_c} \right) L - \Gamma \cdot g \cdot \frac{N_{tot}(t)}{\tau_c} \Rightarrow$$

$$\frac{1}{G(t)} \frac{dG(t)}{dt} = \frac{\ln G_0}{\tau_c} - \frac{\ln G(t)}{\tau_c}$$

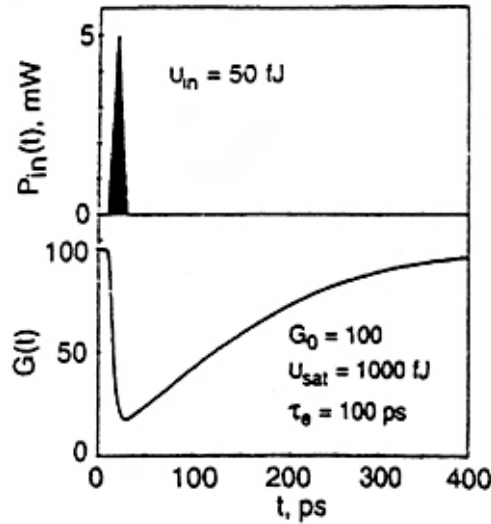
Λύνοντας την παραπάνω διαφορική εξίσωση ως προς  $G(t)$ , προκύπτει η έκφραση του κέρδους για τη χρονική διάρκεια της ανάκαμψης, η οποία δίνεται από τη σχέση :

$$G(t) = G_0 \cdot \left[ \frac{G(t_s)}{G_0} \right]^{\exp[-(t-t_s)/\tau_c]}, \quad t \geq t_s \quad (3.9)$$

όπου  $t_s$  η χρονική στιγμή λήξης των ενδοζωνικών φαινομένων.

Με βάση αυτή την αναλυτική έκφραση ανάκαμψης του κέρδους, προκύπτει ότι η χρονική σταθερά ανάκαμψης από το 10% στο 90% του  $G_0$  συνδέεται με το χρόνο ζωής των φορέων μέσω της σχέσης  $\tau_r = \tau_c \cdot \ln\left(\frac{\ln 0,1}{\ln 0,9}\right) \cong 3,13 \cdot \tau_c$ . Τυπικές τιμές χρονικών σταθερών ανάκαμψης κέρδους για τους ημιαγωγούς είναι από μερικές δεκάδες ως μερικές εκατοντάδες psec.

Η συμπεριφορά του κέρδους ενός ενισχυτή, κατά τον κορεσμό του από στενό οπτικό παλμό και κατά την ανάκαμψή του μέχρι την αρχική του κατάσταση, αποδίδεται γραφικά στο Σχήμα 3.1.



**Σχήμα 3.1 :** Κορεσμός από στενό οπτικό παλμό και ανάκαμψη του κέρδους ενός SOA.

Η χρονική σταθερά ανάκαμψης του SOA είναι πολύ σημαντική παράμετρος για τη χρήση του ενισχυτή σε οπτικές μεταγωγικές διατάξεις, καθώς αυτή καθορίζει τη μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας του ενισχυτή. Για αύξηση της ταχύτητας λειτουργίας, είναι απαραίτητη η μείωση του χρόνου ανάκαμψης. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με διάφορες τεχνικές επιτάχυνσης της χρονικής απόκρισης, όπως είναι η εφαρμογή ισχυρού CW σήματος στον ενισχυτή, με μήκος κύματος του σήματος στην περιοχή κέρδους ή στην περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή.

### 3.2.6 Κορεσμένο κέρδος του SOA υπό την επίδραση CW σήματος

Αν ως είσοδος στον ενισχυτή θεωρηθεί οπτικό CW σήμα με σταθερή οπτική ισχύ PCW στην είσοδο, τότε η πυκνότητα φορέων διαμορφώνεται πάλι σε μια μόνιμη σταθερή κατάσταση, διαφορετική όμως από αυτήν της περιοχής ασθενούς σήματος. Η τιμή  $N(z)$  της πυκνότητας φορέων σε αυτήν την κατάσταση, σε κάθε  $z$ , βρίσκεται από τη σχέση (3.1), μηδενίζοντας τη χρονική παράγωγο της πυκνότητας φορέων και αγνοώντας, πλέον, τη χρονική εξάρτηση των υπολοίπων μεγεθών, οπότε προκύπτει :

$$N(z) - N_T = \frac{(N_{ss} - N_T)}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} \quad (3.10)$$

όπου  $P(z)$  η ισχύς του CW σήματος σε κάθε σημείο  $z$  του ημιαγωγού και  $P_{sat} = \frac{\hbar\omega_0 A}{\Gamma g \tau_c}$  η ισχύς κορεσμού του SOA, η οποία εκφράζει το ποσό της ισχύος του σήματος, που απαιτείται για να μειωθεί η συνολική πυκνότητα των φορέων στο μισό της αντίστοιχης τιμής της στην περιοχή ασθενούς σήματος.

Αγνοώντας τις εσωτερικές απώλειες,  $a_s$ , του ενισχυτή στη σχέση (3.6), καθώς αυτές θεωρούνται αμελητέες, ως προς το κέρδος του ενισχυτή, και χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις των σχέσεων (3.4) και (3.10) στην (3.6), η (3.6) δίνει, τελικά, το κέρδος  $G_{CW}$  στη μόνιμη κατάσταση, το οποίο γράφεται ως εξής :

$$G_{CW} = G_0 \cdot \exp\left[-(G_{CW} - 1)P_{CW}/P_{sat}\right] \quad (3.11)$$

Εφαρμόζοντας στον SOA ένα βραχύ αλλά ισχυρό οπτικό παλμό μαζί με το CW, το κέρδος του θα αρχίσει να μεταβάλλεται όπως προηγουμένως, με αλλαγμένο όμως πλέον το  $G_0$ . Αν επαναλάβουμε την ανάλυση για τον κορεσμό του ενισχυτή, έχοντας όμως κατά νου ότι ο αριθμός των φορέων  $N_{tot}$  και το  $G_0$  έχουν μειωθεί, το κέρδος του προκύπτει ίσο με :

$$G(t) = \frac{1}{1 - \left(1 - \frac{1}{G_{CW}}\right) \exp\left(-\frac{U_{in}}{U_{sat}}\right)} \quad (3.12)$$

Όταν παρέλθει ο παλμός, ο SOA θα ξαναρχίσει τη διαδικασία ανάκαμψης κέρδους, παρά την ύπαρξη του CW σήματος. Το πέρασμα του παλμού, μετέβαλε τον αριθμό των φορέων μέχρι την τιμή  $N_{tot}(0)$ , που είναι η τιμή από την οποία αρχίζει η ανάκαμψη κέρδους. Η διαφορική εξίσωση που δίνει τη χρονική μεταβολή του  $N_{tot}$  είναι :

$$\frac{dN_{tot}}{dt} + \frac{N_{tot}}{\tau_c} + \frac{\Gamma g N_{tot} P_{in}}{Ah\omega_0} - \frac{(N_{ss} - N_T)L}{\tau_c} = 0$$

Με χρήση κατάλληλων μετασχηματισμών προκύπτει

$$N_{tot}(t) = \left[ N_{tot}(0) - \frac{(N_{ss} - N_T)L}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}} \right] \exp\left[ -\frac{t \left(1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}\right)}{\tau_c} \right] + \frac{(N_{ss} - N_0)L}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}} \quad (3.13)$$

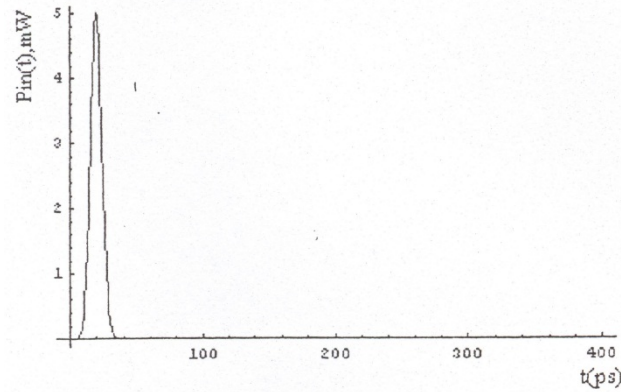
Επομένως, κατά την ανάκαμψη του κέρδους θα έχουμε :

$$\underset{a_s=0}{(6)} \stackrel{(13)}{\Rightarrow} G(t) = G_0 \left[ \frac{G(t_s)}{G_0} \right]^{\exp\left(-\frac{t-t_s}{\tau_c(1+P_{in}/P_{sat})}\right)} \quad (3.14)$$

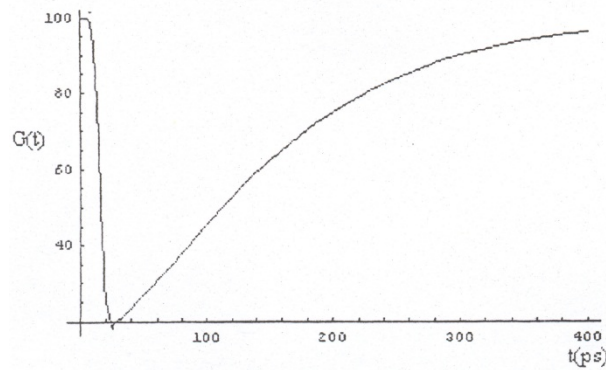
Από την σχέση (3.14) παρατηρούμε ότι η σταθερά ανάκαμψης χρόνου είναι μικρότερη, σε σχέση με την περίπτωση που δεν είχαμε CW σήμα. Αυτό σημαίνει ότι ο ενισχυτής φτάνει πιο γρήγορα τη μέγιστη τιμή του κέρδους ( $G_{CW}$ ). Οπότε, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η εφαρμογή ενός CW σήματος στον ενισχυτή οδηγεί σε μείωση του μέγιστου κέρδους, ενώ επιπλέον το κέρδος ανακάμπτει πιο γρήγορα.

Τα παραπάνω συμπεράσματα μπορούν να φανούν καλύτερα μέσω γραφικών παραστάσεων για το κέρδος του ενισχυτή. Συγκεκριμένα, στο Σχήμα 3.2

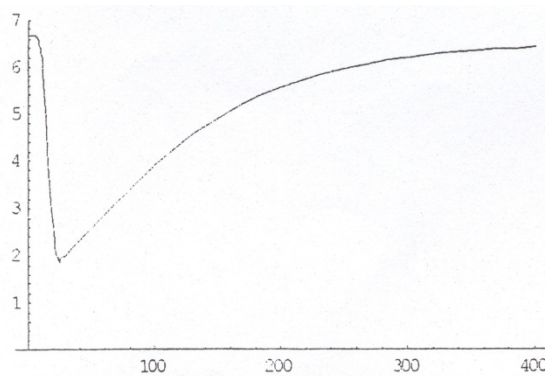
αναπαρίσταται η μεταβολή του κέρδους, με ή χωρίς CW, για παλμό εισόδου γκαουσιανής μορφής με εύρος 20 ps.



**Σχήμα 3.2(α) :** Παλμός εισόδου.



**Σχήμα 3.2(β) :** Κέρδος ενισχυτή χωρίς CW σήμα.



**Σχήμα 3.2(γ) :** Κέρδος ενισχυτή με CW σήμα.

### 3.2.7 Δείκτης διάθλασης του SOA – Μη Γραμμική Στροφή Φάσης Σήματος

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

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

$$\underline{n} = n' - jn'' \quad (3.15)$$

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

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \exp\left(-j\frac{2\pi\underline{n}L}{\lambda}\right) = \exp\left(-j\frac{2\pi n'L}{\lambda}\right) \cdot \exp\left(-\frac{2\pi n''L}{\lambda}\right) = e^{-j\Delta\phi} \cdot \sqrt{G} \quad (3.16)$$

όπου  $\phi$  η μη γραμμική στροφή φάσης,  $G$  το κέρδος ισχύος του υλικού,  $L$  το μήκος του μέσου και  $\lambda$  το μήκος κύματος του φωτός.

Η παράμετρος, που συσχετίζει τη μεταβολή στη φάση με το κέρδος του υλικού, είναι ο παράγοντας επαύξησης ή διεύρυνσης φασματικής γραμμής- $\alpha$  (linewidth enhancement factor), και ισχύει:

$$\frac{dn'}{dN} = \alpha \frac{dn''}{dN} \quad (3.17)$$

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

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

Από τις τρεις τελευταίες σχέσεις προκύπτει η σχέση με την οποία συνδέονται η στροφή φάσης και το κέρδος του ενισχυτή ως εξής :

$$\frac{d(n' - \alpha_N n'')}{dN} = 0 \Rightarrow n' - \alpha_N n'' = C \Rightarrow \phi + \frac{\alpha_N}{2} \ln G = \frac{C\pi L}{\lambda} \Rightarrow$$

$$\phi(t) = -\frac{\alpha_N}{2} \ln G(t) + \phi_{in} \quad (3.18)$$

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

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

Αν ο ενισχυτής χρησιμοποιηθεί ως μη γραμμικό μέσο ενός συμβολόμετρου και θεωρήσουμε ότι  $G_1$ ,  $G_2$  είναι τα κέρδη που «βλέπουν» τα δύο σήματα στους οπτικούς δρόμους του συμβολόμετρου, η διαφορά φάσης θα δίνεται από την σχέση :

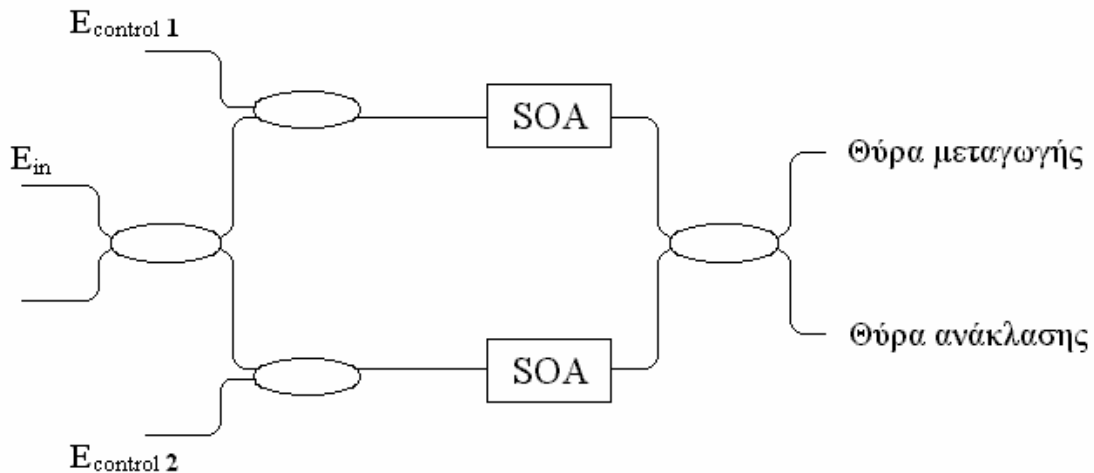
$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = -\frac{\alpha}{2} \ln\left(\frac{G_1}{G_2}\right) \quad (3.19)$$

### 3.3 Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Interferometer – MZI)

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή του παρόντος κεφαλαίου, η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη συμβολομετρική διάταξη είναι το συμβολόμετρο Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Interferometer – MZI). Κύριο γνώρισμα της παραπάνω διάταξης είναι ότι αποτελείται από δύο οπτικούς δρόμους στους οποίους διαδίδεται το σήμα εισόδου της διάταξης, μετά τον διαχωρισμό του στον συζεύκτη εισόδου. Τα δύο σήματα (ένα σε κάθε οπτικό δρόμο) συμβάλλουν στην έξοδο του συμβολόμετρου και επομένως, η ισχύς εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αυτών οπτικών σημάτων. Στις παραγράφους που ακολουθούν περιγράφεται αναλυτικά η αρχή λειτουργίας του συμβολόμετρου MZI και εξετάζεται η συμπεριφορά του στις περιοχές ασθενούς σήματος και κόρου των ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών που αποτελούν το μη-γραμμικό του στοιχείο.

#### 3.3.1 Αρχή λειτουργίας του συμβολόμετρου MZI

Η διάταξη του συμβολόμετρου Mach-Zehnder εικονίζεται στο Σχήμα 3.3. Αποτελείται από τέσσερις συζεύκτες και δύο ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές. Θεωρώντας συζεύκτες 3dB, το σήμα εισόδου ( $E_{in}$ ) χωρίζεται σε δύο ίσης ισχύος σήματα. Ο συζεύκτης προκαλεί μια διαφορική στροφή φάσης  $\frac{\pi}{2}$  ακτινίων ανάμεσα στα σήματα των δύο βραχιόνων του συμβολόμετρου. Με τον όρο διαφορική στροφή φάσης, εννοείται η διαφορά στη στροφή της φάσης των δύο σημάτων.



**Σχήμα 3.3 :** Συμβολόμετρο Mach-Zehnder.

Στην περίπτωση που τα σήματα ελέγχου ( $E_{\text{control}}$ ) είναι ίδια (στην περίπτωση αυτή εμπίπτει και το ενδεχόμενο να μην υπάρχουν σήματα ελέγχου) και δοθέντος ότι οι δύο ενισχυτές έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά, τα οπτικά σήματα στους δύο βραχίονες υφίστανται την ίδια επίδραση από τους ενισχυτές, δηλαδή την ίδια μη γραμμική ενίσχυση και στροφή φάσης. Στο συζεύκτη εξόδου προκαλείται ξανά μια διαφορική στροφή φάσης  $\frac{\pi}{2}$ , έτσι ώστε η συνολική διαφορική στροφή φάσης στην θύρα μεταγωγής (switched ή transmission port) να είναι ίση με  $\pi$  ακτίνια, ενώ στην θύρα ανάκλασης (unswitched ή reflection port) ίση με μηδέν ακτίνια. Συνεπώς, στην θύρα μεταγωγής παρουσιάζεται αναιρετική συμβολή, ενώ στη θύρα ανάκλασης ενισχυτική συμβολή, με αποτέλεσμα η ισχύς εξόδου να εξέρχεται από την θύρα ανάκλασης.

Αν όμως χρησιμοποιηθούν διαφορετικά σήματα ελέγχου, είναι δυνατόν οι ενισχυτές να προκαλέσουν διαφορετική στροφή φάσης σε κάθε σήμα. Στην περίπτωση που αυτή η διαφορική στροφή φάσης γίνει ίση με  $\pi$  ακτίνια (ιδανικά), η ισχύς εισόδου τελικά εξέρχεται από την θύρα μεταγωγής. Φυσικά, υπό την παρουσία θορύβου και δεδομένου ότι η διαφορική στροφή φάσης, που οφείλεται στους ενισχυτές, δεν είναι στη πράξη ακριβώς ίση με  $\pi$  ακτίνια, θα υπάρχει και κάποια μικρή ποσότητα ισχύος στην θύρα ανάκλασης.

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι δύο βραχίονες θεωρούνται ίσου μήκους. Αν δεν ισχύει κάτι τέτοιο, στη συνολική διαφορική στροφή φάσης προστίθεται κι η φάση που οφείλεται στη διαφορά των δύο οπτικών δρόμων. Αν δηλαδή  $L_1$  και  $L_2$  είναι τα μήκη των δύο βραχιόνων και  $\beta$  η σταθερά διάδοσης, τότε προκύπτει μια διαφορά φάσης ίση με  $\beta(L_1 - L_2)$ .

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται αναλυτικά όσα προαναφέρθηκαν, λαμβάνοντας υπόψη βραχίονες ίσου μήκους και αγνοώντας τις απώλειες στις ίνες και τους συζεύκτες. Έστω το σήμα εισόδου

$$E_{in}(t) = E_{in} e^{-j\omega t}$$



Ακριβώς μετά το συζεύκτη εισόδου, το σήμα διαιρείται σε δύο ίσης ισχύος σήματα. Στον επάνω βραχίονα διαδίδεται το σήμα  $E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} e^{-j\omega t}$  και στον κάτω

βραχίονα το σήμα  $E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}$ . Αφού τα σήματα αυτά περάσουν από

τους ενισχυτές γίνονται  $E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_1} E_{in} e^{-j(\omega t + \varphi_1)}$  και

$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_2} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)}$  αντιστοίχως, όπου  $G_1 = G_1(t)$ ,  $G_2 = G_2(t)$  τα

αντίστοιχα κέρδη ισχύος και  $\varphi_1 = \varphi_1(t)$ ,  $\varphi_2 = \varphi_2(t)$  οι αντίστοιχες στροφές φάσης είναι συναρτήσεις του χρόνου. Μετά το συζεύκτη εξόδου, τα δύο σήματα στις θύρες εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder είναι τα

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

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

Η ισχύς στην θύρα μεταγωγής είναι :

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

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

$$= \frac{1}{4} E_{in}^2 \left( \sqrt{G_1} e^{-j\varphi_1} + \sqrt{G_2} e^{-j(\pi + \varphi_2)} \right) \left( \sqrt{G_1} e^{j\varphi_1} + \sqrt{G_2} e^{j(\pi + \varphi_2)} \right) =$$

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

$$= \frac{1}{4} P_{in} \left( G_1 + G_2 - \sqrt{G_1} \sqrt{G_2} e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} - \sqrt{G_1} \sqrt{G_2} e^{-j(\varphi_2 - \varphi_1)} \right) =$$

$$= \frac{1}{4} P_{in} \left( G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1} \sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi) \right)$$

Η ισχύς στην θύρα ανάκλασης είναι :

$$\begin{aligned}
P_{refl}(t) &= E_{refl}(t)E_{refl}^*(t) = \\
&= \left( \frac{1}{2}\sqrt{G_1}E_{in}e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_1\right)} + \frac{1}{2}\sqrt{G_2}E_{in}e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)} \right) \left( \frac{1}{2}\sqrt{G_1}E_{in}e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_1\right)} + \frac{1}{2}\sqrt{G_2}E_{in}e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)} \right) = \\
&= \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( \sqrt{G_1}e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_1\right)} + \sqrt{G_2}e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)} \right) \left( \sqrt{G_1}e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_1\right)} + \sqrt{G_2}e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)} \right) = \\
&= \frac{1}{2}P_{in} \left( G_1 + \sqrt{G_1}\sqrt{G_2}e^{-j\varphi_1}e^{j\varphi_2} + \sqrt{G_1}\sqrt{G_2}e^{j\varphi_1}e^{-j\varphi_2} + G_2 \right) = \\
&= \frac{1}{4}P_{in} \left( G_1 + G_2 + \sqrt{G_1}\sqrt{G_2}e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} + \sqrt{G_1}\sqrt{G_2}e^{-j(\varphi_2 - \varphi_1)} \right) = \\
&= \frac{1}{4}P_{in} \left( G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi) \right)
\end{aligned}$$

Όπου  $P_{in} = E_{in}^2$ ,  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$  και όπως έχει ήδη αναφερθεί  $G_1 = G_1(t)$ ,  $G_2 = G_2(t)$ ,  $\varphi_1 = \varphi_1(t)$  και  $\varphi_2 = \varphi_2(t)$  είναι συναρτήσεις του χρόνου.

Συνεπώς, η ισχύς στις θύρες εξόδου του Mach-Zehnder είναι :

$$\boxed{P_{tran}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi) \right)} \quad (3.20)$$

και

$$\boxed{P_{refl}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi) \right)} \quad (3.21)$$

Από τις δύο τελευταίες σχέσεις φαίνεται ότι η ισχύς στις εξόδους εξαρτάται από τη διαφορά φάσης των δύο συμβαλλόμενων σημάτων, καθώς κι από τα κέρδη ισχύος. Στην αρχή της παραγράφου αυτής έγινε λόγος για την εξάρτηση από την διαφορά φάσης.

Όσον αφορά τα κέρδη ισχύος, πρέπει να γίνει η ακόλουθη παρατήρηση. Αναφέρθηκε ότι αν τα δύο σήματα ελέγχου είναι ίδια, τότε το σήμα εισόδου μεταγεται στη θύρα ανάκλασης. Πράγματι από τις σχέσεις (3.20) και (3.21), για  $\Delta\varphi =$

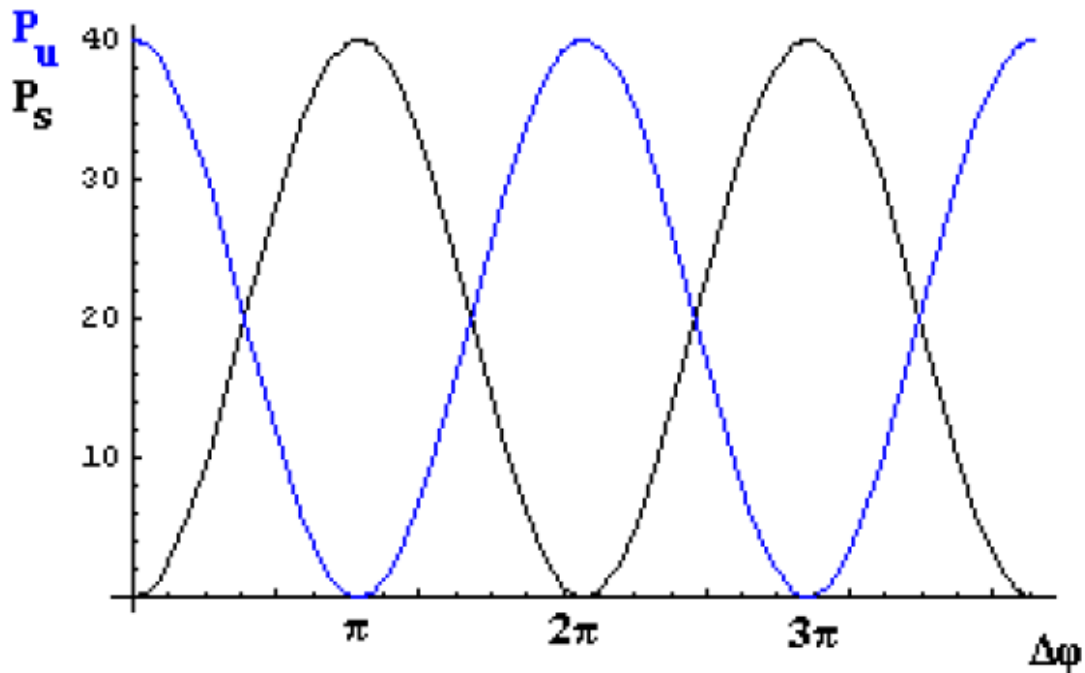
0 έπεται ότι  $P_{tran}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \right)$  και

$P_{refl}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \right)$ . Στην περίπτωση που τα κέρδη ισχύος είναι ίσα,

δηλαδή  $G_1 = G_2 = G$  συνεπάγεται ότι  $P_{tran}(t) = 0$  και  $P_{refl}(t) = E_{in}^2 G$ . Επομένως τη χρονική στιγμή που  $\Delta\varphi = 0$ , το σήμα εξέρχεται αποκλειστικά από τη θύρα ανάκλασης, ενισχυμένο κατά το κοινό κέρδος ισχύος  $G$ . Στην περίπτωση, όμως, που  $G_1 \neq G_2$ , τότε η εξερχόμενη ισχύς μοιράζεται και στις δύο θύρες εξόδου. Το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος εξέρχεται από τη θύρα ανάκλασης και το μικρότερο από τη θύρα μεταγωγής. Αντίστοιχα και για την περίπτωση που  $\Delta\varphi = \pi$ .

Η καλή λειτουργία ενός συμβολόμετρου, ως οπτικού διακόπτη, εστιάζεται κυρίως στην επίτευξη διαφοράς φάσης ίσης με  $\pi$  ακτίνια. Στο Σχήμα 3.4 παρουσιάζονται τα συνολικά κέρδη για τις δύο θύρες του συμβολόμετρου Mach-Zehnder, όπως προκύπτουν από τις σχέσεις (3.20) και (3.21). Στην ουσία αναπαρίστανται οι λόγοι  $\frac{P_{refl}}{P_{in}}$  και  $\frac{P_{tran}}{P_{in}}$  συναρτήσει της διαφοράς φάσης  $\Delta\phi$ . Η καμπύλη με το μαύρο χρώμα αφορά τη θύρα μεταγωγής κι η καμπύλη με το μπλε αναφέρεται στην θύρα ανάκλασης. Όσον αφορά τα κέρδη ισχύος, έχουμε υποθέσει ότι  $G_1 = G_2 = G = 100$ , κάτι που εν γένει δεν ισχύει (όχι αναφορικά με την τιμή 100), αφού τα κέρδη είναι συναρτήσεις του χρόνου και η μεταβολή τους εξαρτάται από τη συνολική ισχύ, που διέρχεται από τον ενισχυτή. Από το παρακάτω σχήμα, γίνεται φανερή η έντονη εξάρτηση της εξόδου του συμβολόμετρου από τη διαφορά φάσης.

Αξίζει να αναφερθεί ότι ένα βασικό, θετικό χαρακτηριστικό του συμβολόμετρου Mach-Zehnder, είναι το γεγονός ότι μπορεί να ολοκληρωθεί. Το κύριο μειονέκτημά του είναι η ασυμμετρία, που μπορεί να προκύψει από τα διαφορετικά μήκη των δύο οπτικών μονοπατιών και κυρίως από την πιθανή διαφορά στα χαρακτηριστικά των δύο οπτικών ενισχυτών.



**Σχήμα 3.4 :** Συνολικά κέρδη ισχύος για τις δύο θύρες εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Η καμπύλη με το μαύρο χρώμα αφορά τη θύρα μεταγωγής S, ενώ η καμπύλη με το μπλε τη θύρα ανάκλασης U.

### 3.3.2 Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς Ισχύος του συμβολομέτρου Mach-Zehnder στην περιοχή ασθενούς σήματος του SOA

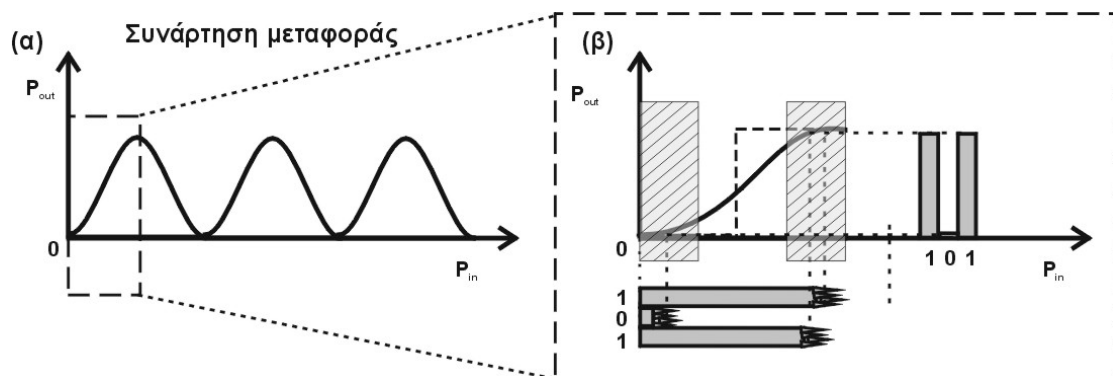
Μελετώντας τη συνάρτηση μεταφοράς του MZI, που παρουσιάστηκε στις προηγούμενες παραγράφους, μπορούμε να καταλήξουμε σε σημαντικά συμπεράσματα για την λειτουργία του. Ακόμη, από την ανάλυση αυτή θα γίνει κατανοητός και ο τρόπος που το συμβολόμετρο MZI μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως 2R αναγεννητής.

Οι εκφράσεις για την οπτική ισχύ στις δύο θύρες εξόδου του MZI, που υπολογίστηκαν στην παράγραφο 3.3.1 και παρατίθενται εδώ για ευκολία, είναι :

$$P_S = \frac{1}{4} E_{in}^2 [G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1 G_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] = \frac{1}{4} E_{in}^2 \left[ (\sqrt{G_1} - \sqrt{G_2})^2 + 4\sqrt{G_1 G_2} \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right] \quad (3.22)$$

$$P_U = \frac{1}{4} E_{in}^2 [G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1 G_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] = \frac{1}{4} E_{in}^2 \left[ (\sqrt{G_1} - \sqrt{G_2})^2 + 4\sqrt{G_1 G_2} \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right] \quad (3.23)$$

Η γραφική παράσταση των παραπάνω σχέσεων παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4 της ίδιας παραγράφου. Από το σχήμα αυτό, παρατηρούμε ότι οι συναρτήσεις (3.22) και (3.23) έχουν μια καθαρά συνημιτονοειδή μορφή. Η οπτική ισχύς, η οποία αποδίδεται από τις δύο θύρες εξόδου, εναλλάσσεται μεταξύ μεγίστων και ελαχίστων τιμών και μάλιστα, με συμπληρωματικό τρόπο. Σε εκείνες τις τιμές ενέργειας παλμού εισόδου, όπου η θύρα S εμφανίζει μέγιστη κορυφή μετάδοσης, η θύρα U εμφανίζει ελάχιστη τιμή ισχύος εξόδου, και το αντίστροφο. Η θύρα S εμφανίζει μέγιστα για ενέργειες παλμού ελέγχου, οι οποίες προκαλούν στροφή φάσης μέσα στον ενισχυτή, ίση με ακέραιο περιττό πολλαπλάσιο του  $\pi$ , δηλαδή  $\pi, 3\pi$  κ.ο.κ., ενώ εμφανίζει ελάχιστα σε ενέργειες παλμού ελέγχου, που προκαλούν στροφή φάσης ίση με άρτιο πολλαπλάσιο του  $\pi$ , δηλαδή  $0, 2\pi, 4\pi$  κ.ο.κ. Το αντίθετο, για τις ίδιες ακριβώς τιμές, συμβαίνει για τη θύρα U.



**Σχήμα 3.5 :** (α) συνάρτηση μεταφοράς ενός οπτικού συμβολομετρικού διακόπτη, (β) τμήμα της συνάρτησης μεταφοράς σε βέλτιστη μεταγωγική λειτουργία του διακόπτη.

Εύκολα καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η βέλτιστη περιοχή λειτουργίας του οπτικού διακόπτη βρίσκεται στην πρώτη κορυφή μετάδοσης και για ενέργειες παλμού ελέγχου, οι οποίες αντιστοιχούν σε μεταβολές φάσης γύρω από την τιμή  $\Delta\varphi = \pi$ . Στην περιοχή εκείνη μεγιστοποιείται η μετάδοση από τη θύρα S και ελαχιστοποιείται η μετάδοση στη θύρα U, με αποτέλεσμα να μεγιστοποιείται ο λόγος αντίθεσης ON-OFF του διακόπτη. Στο Σχήμα 3.5 φαίνεται γραφικά η λειτουργία του συμβολόμετρου στην επιθυμητή περιοχή λειτουργίας. Με την διακεκομμένη γραμμή στο Σχήμα 3.5(α) αναπαρίσταται η ιδανική βηματική συνάρτηση μεταφοράς για συγκριτικούς λόγους, ενώ οι σκιασμένες περιοχές A και B δείχνουν τις περιοχές όπου επιδιώκεται να λειτουργεί ο διακόπτης για λογικές εισόδους '0' και '1', αντίστοιχα.

Λόγω της μορφής της συνάρτησης μεταφοράς γύρω από την περιοχή βέλτιστης λειτουργίας, όπως αυτή εικονίζεται στο Σχήμα 3.5(β), γίνεται εξίσωση του πλάτους των παλμών στην έξοδο. Αντίστοιχα, στην περιοχή λειτουργίας, που αντιστοιχεί σε λογική είσοδο μηδέν, γίνεται μηδενισμός της ισχύος εισόδου, η ύπαρξη της οποίας οφείλεται στις διάφορες πηγές θορύβου. Το εύρος αυτών των περιοχών καθορίζει τα όρια λειτουργίας του οπτικού διακόπτη, ως αναγεννητή σήματος.

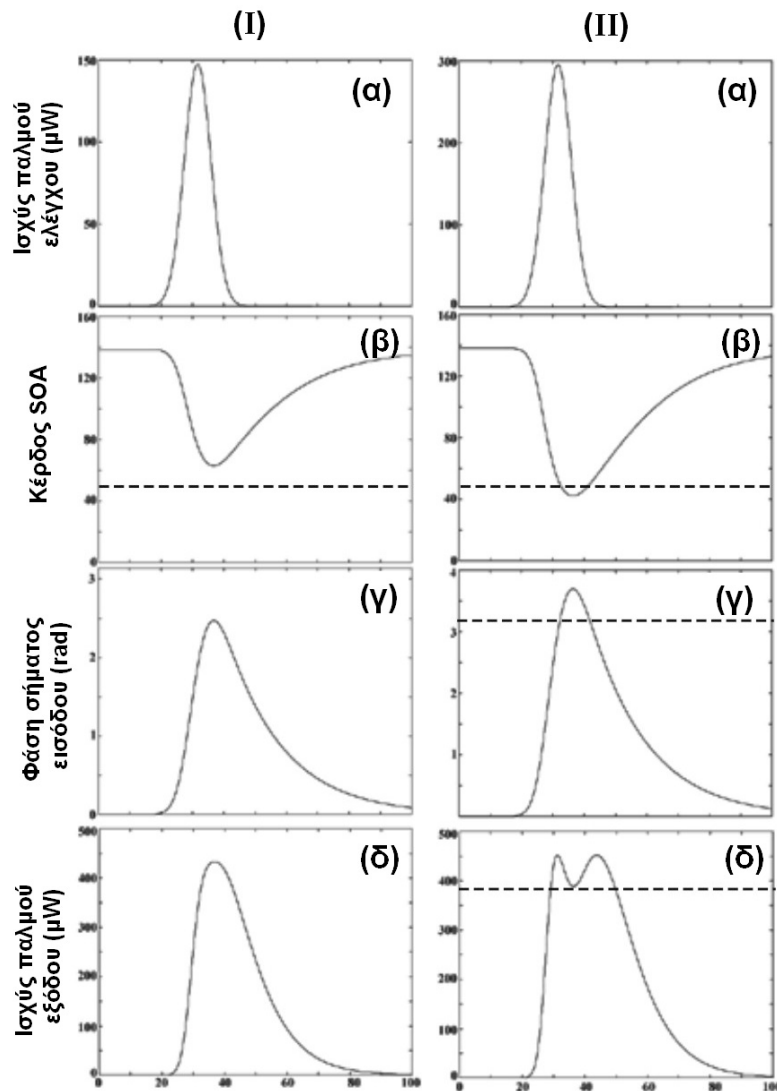
Στο Σχήμα 3.4 παρατηρούμε ότι, για μεταβολή φάσης γύρω από την τιμή  $\Delta\varphi = \pi$ , η έξοδος της θύρας μη μεταγωγής U μηδενίζεται. Σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας όμως, η έξοδος U δεν μηδενίζεται ποτέ, κάτι το οποίο φαίνεται να διαφωνεί με την ανάλυση της γενικής αρχής λειτουργίας του συμβολομετρικού διακόπτη, η οποία έγινε στην ενότητα 3.3.1. Πρέπει να σημειωθεί, όμως, ότι η ανάλυση της ενότητας 3.3.1 αφορούσε λειτουργία του διακόπτη σε ιδανικές συνθήκες, όπου οι παράγοντες κέρδους ή απωλειών για τους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου είχαν θεωρηθεί ίδιοι, ακόμα κι όταν μεταβαλλόταν η φάση μέσα στο μη γραμμικό μέσο. Στις πραγματικές συνθήκες, όμως, τα κέρδη των δύο SOAs απαιτείται να είναι διαφορετικά, για να υπάρξει ολίσθηση στη φάση, λόγω εξωτερικού παλμού ελέγχου, και για να επιτευχθεί μεταγωγή. Αποτέλεσμα αυτής της διαφοράς είναι ότι ποτέ ο όρος  $(\sqrt{G_1} - \sqrt{G_2})^2$ , που περιέχεται στις σχέσεις (3.22) και (3.23), δε μπορεί να είναι μηδενικός, όταν υπάρχει μεταγωγή. Κατά συνέπεια, ένα ποσοστό ισχύος του σήματος εξέρχεται από τη θύρα U, ακόμα και στην κατάσταση πλήρους μεταγωγής του διακόπτη, αναγκάζοντας το λόγο αντίθεσης ON-OFF, για τη θύρα U, να μην απειρίζεται ποτέ. Αντίθετα, τουλάχιστον σε θεωρητικό επίπεδο, ο λόγος αντίθεσης ON-OFF της θύρας μεταγωγής S μπορεί να τείνει στο άπειρο, καθώς σε κατάσταση μη μεταγωγής η ισχύς εξόδου της θύρας S είναι, θεωρητικά, μηδενική. Στην πραγματικότητα, βέβαια, ο λόγος ON-OFF της θύρας S δεν είναι ποτέ άπειρος, καθώς η ισχύς εξόδου της θύρας μεταγωγής δεν είναι ποτέ μηδενική, λόγω του θορύβου, που εκπέμπει ο οπτικός ενισχυτής.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει, επίσης, η μορφή του μεταγόμενου παλμού, ο οποίος εξέρχεται από τη θύρα S. Η μορφή αυτού του παλμού αποτελεί, ουσιαστικά, το παράθυρο μεταγωγής του συμβολόμετρου. Για τη μελέτη της μορφής του μεταγόμενου παλμού, απαιτείται ο υπολογισμός της ισχύος εξόδου της θύρας S του διακόπτη για κάθε χρονική στιγμή, μεταξύ της χρονικής στιγμής εισόδου του παλμού ελέγχου στον ενισχυτή και της χρονικής στιγμής, κατά την οποία ο ενισχυτής του διακόπτη έχει ανακάμψει πλήρως και έχει επανέλθει στην αρχική του κατάσταση. Κατά συνέπεια, χρειάζεται να λάβουμε υπόψη τη χρονική εξάρτηση της συνάρτησης

μεταφοράς ισχύος του συμβολομέτρου, την οποία αμελήσαμε κατά την προηγούμενη ανάλυση.

Καθώς ο παλμός ελέγχου εισέρχεται στον ενισχυτή του διακόπτη, το κέρδος του ενισχυτή κοραίνεται μέχρι μια ελάχιστη τιμή, η οποία αντιστοιχεί στο χρονικό σημείο, που το σύνολο της ενέργειας του παλμού ελέγχου βρίσκεται μέσα στον SOA. Για όλο αυτό το χρονικό διάστημα κορεσμού του ενισχυτή, η έξοδος του διακόπτη αποδίδεται πλήρως από τις σχέσεις (3.8), (3.18), (3.22) και (3.23). Μετά την έξοδο του παλμού ελέγχου από τον ενισχυτή, το κέρδος του ενισχυτή αρχίζει να ανακάμπτει με εκθετική μορφή, από την ελάχιστη τιμή του προς την αρχική τιμή κέρδους στη μόνιμη κατάσταση. Αν η διαφορά μεταξύ της ελαχίστης τιμής του κέρδους και του αρχικού κέρδους του ενισχυτή αντιστοιχεί σε ολίσθηση φάσης ίση ή μικρότερη από  $\pi$ , τότε από τη σχέση (3.22) προκύπτει ότι η κυματομορφή του μεταγόμενου παλμού έχει ένα μοναδικό μέγιστο. Αντίθετα, στην περίπτωση που η διαφορά μεταξύ ελαχίστης και αρχικής τιμής του κέρδους του ενισχυτή μεταφράζεται σε ολίσθηση φάσης μεγαλύτερης του  $\pi$ , τότε η κυματομορφή του μεταγόμενου παλμού έχει δύο μέγιστα, με αποτέλεσμα να αλλοιώνεται το σχήμα του παλμού στην έξοδο του διακόπτη. Το πρώτο μέγιστο της μορφής του παλμού εξόδου αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης  $\pi$ , που επιτυγχάνεται κατά τον κορεσμό του ενισχυτή, ενώ το δεύτερο μέγιστο της μορφής του μεταγόμενου παλμού αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης  $\pi$ , η οποία επιτυγχάνεται κατά το χρονικό διάστημα ανάκαμψης του κέρδους του ενισχυτή.

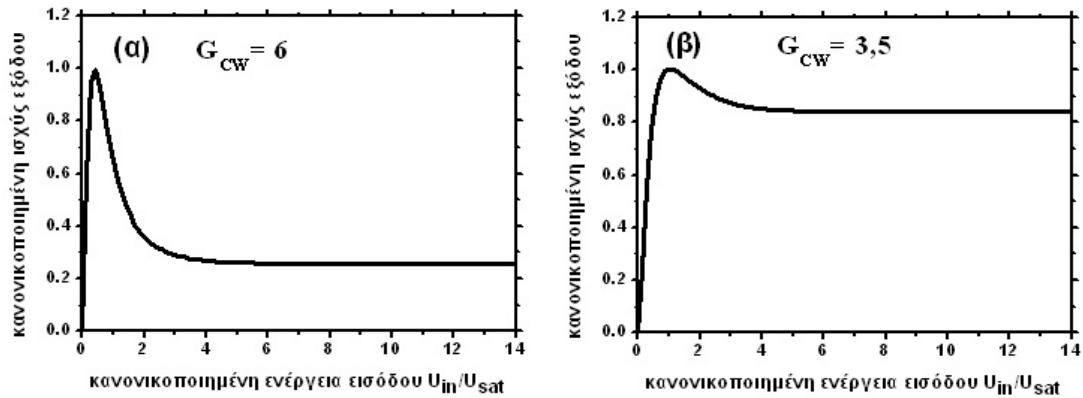
Η προηγούμενη περιγραφή της χρονικής απόκρισης του ενισχυτή και της δημιουργούμενης κυματομορφής εξόδου γίνεται καλύτερα κατανοητή με τη βοήθεια του Σχήματος 3.6. Η στήλη (I) του Σχήματος 3.6 περιγράφει την περίπτωση, όπου η προκαλούμενη ολίσθηση φάσης είναι μικρότερη ή ίση με  $\pi$ , ενώ στη στήλη (II) περιγράφεται η περίπτωση, που η ολίσθηση φάσης είναι μεγαλύτερη από  $\pi$ . Στα Σχήματα 3.6(I)(α) και 3.6(II)(α) απεικονίζεται ο αρχικός παλμός ελέγχου. Η μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή για τις αντίστοιχες περιπτώσεις αποδίδεται στα Σχήματα 3.6(I)(β) και 3.6(II)(β), θεωρώντας αρχικό κέρδος ασθενούς σήματος του SOA ίσο με 140 (γραμμική κλίμακα). Με τη διακεκομμένη γραμμή στα δύο αυτά σχήματα δείχνεται η τιμή του κέρδους του ενισχυτή, η οποία αντιστοιχεί σε ολίσθηση φάσης ίση με  $\pi$  και είναι ίση με  $\sim 49$  (γραμμική κλίμακα). Το κέρδος του ενισχυτή στη στήλη (I) του σχήματος είναι πάντα μεγαλύτερο αυτής της τιμής, ενώ το κέρδος του ενισχυτή στη στήλη (II) λαμβάνει τιμές μικρότερες από αυτήν την τιμή για ένα περιορισμένο χρονικό διάστημα. Η αντίστοιχη μεταβολή στη φάση του σήματος δεδομένων, που συνδιαδίδεται μέσα στον ενισχυτή με τον παλμό ελέγχου, απεικονίζεται στα Σχήματα 3.6(I)(γ) και 3.6(II)(γ), αντίστοιχα, όπου η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στην τιμή φάσης, η οποία είναι μικρότερη κατά  $\pi$  από την αρχική φάση  $\varphi_0$  (θεωρώντας  $\varphi_0=0$ ). Τέλος, με χρήση της σχέσης (3.22), απεικονίζεται στα Σχήματα 3.6(I)(δ) και 3.6(II)(δ) η αντίστοιχη έξοδος της θύρας S του διακόπτη για τις δύο περιπτώσεις, αντίστοιχα. Η μορφή του παλμού στο Σχήμα 3.6(I)(δ) εμφανίζει μία μοναδική κορυφή, ενώ η μορφή του παλμού στο Σχήμα 3.6(II)(δ) έχει δύο κορυφές. Για όλες τις περιπτώσεις ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής  $\alpha$  του ενισχυτή θεωρείται ίσος με 6.



**Σχήμα 3.6 :** Στροφή φάσης μέσα στο SOA (I) μικρότερη από  $\pi$  (II) μεγαλύτερη από  $\pi$ . Σε κάθε στήλη δείχνονται (α) αρχικός παλμός ελέγχου (β) κέρδος του SOA (γραμμική κλίμακα) (γ) μεταβολή της φάσης του CW σήματος δεδομένων (rad) (δ) παλμός εξόδου. Χρονικό παράθυρο 0-100 psec.

### 3.3.3 Λειτουργία στην περιοχή κορεσμού του SOA υπό την επίδραση CW σήματος – Το οπτικό κύκλωμα ψαλιδισμού

Όπως είδαμε στην παράγραφο 3.2.6, η εφαρμογή ενός CW σήματος στον ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή οδηγεί σε μείωση του μέγιστου κέρδους αλλά και σε πιο γρήγορη ανάκαμψη του κέρδους του. Για μεγάλες τιμές του σήματος αυτού, το κέρδος  $G_{CW}$  γίνεται μικρότερο από 10 dB. Σε αυτή την περιοχή λειτουργίας του SOA, η συνάρτηση μεταφοράς εξόδου του MZI διαφέρει από την γνωστή συνημιτονική μορφή.



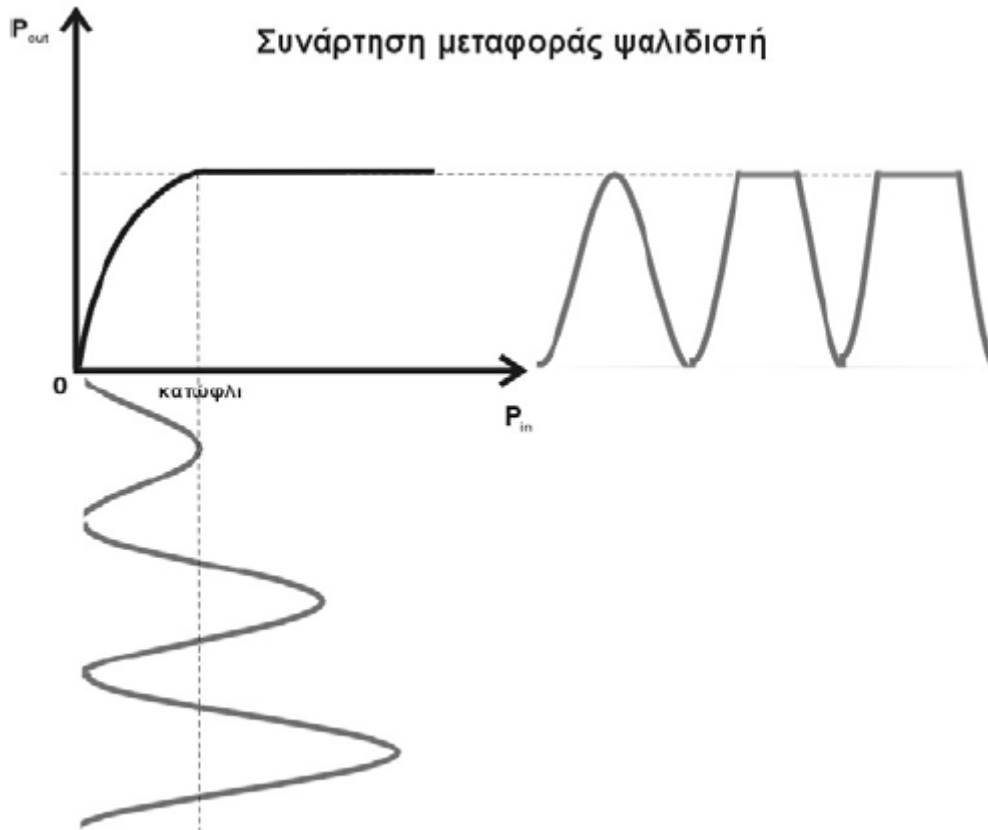
**Σχήμα 3.7 :** Συνάρτηση μεταφοράς της θύρας μεταγωγής  $S$  για κέρδος αρχικής κατάστασης (α)  $G_{CW} = 6$  (7,78 dB) και (β)  $G_{CW} = 3,5$  (5,44 dB).

Το Σχήμα 3.7 εικονίζει την συνάρτηση μεταφοράς της θύρας  $S$  για τιμές κέρδους  $G_{CW}$  7,78 και 5,44 dB. Παρατηρούμε ότι, η καμπύλη του Σχήματος 3.7(β) εμφανίζει πάλι ένα μέγιστο σημείο, το οποίο αντιστοιχεί σε ολίσθηση φάσης ίση με  $\pi$ . Στη συνέχεια, όμως, και καθώς αυξάνει η ενέργεια του παλμού ελέγχου, η καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς φθίνει και τείνει γρήγορα να παραλληλιστεί με τον οριζόντιο άξονα τιμών.

Η μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του κορεσμένου οπτικού διακόπτη εξυπηρετεί στο να χρησιμοποιήσουμε αυτή την διάταξη ως κύκλωμα ψαλιδισμού (hard limiter). Η βασική λειτουργία ενός κυκλώματος ψαλιδισμού συνίσταται στον περιορισμό της ισχύος εξόδου της διάταξης σε μια ανώτατη στάθμη, ανεξάρτητα από τη στάθμη ισχύος του εισερχόμενου σήματος. Σχηματικά, η συνάρτηση μεταφοράς και η λειτουργία του κυκλώματος ψαλιδισμού φαίνονται στο Σχήμα 3.8.

Τα κυκλώματα ψαλιδισμού επιφέρουν σημαντική μείωση στη διαμόρφωση πλάτους του εισερχόμενου σήματος. Αυτό διακρίνεται στο Σχήμα 3.8, με σύγκριση της κυματομορφής εξόδου με την κυματομορφή εισόδου στο κύκλωμα. Η μείωση αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι, όλοι οι παλμοί, των οποίων το πλάτος ξεπερνά το κατώφλι ισχύος του κυκλώματος, «ψαλιδίζονται» και εξέρχονται της διάταξης με την ανώτατη δυνατή στάθμη ισχύος, που μπορεί να παρέχει το κύκλωμα, και η οποία είναι ίδια για όλους τους παλμούς εισόδου.





**Σχήμα 3.8 :** Συνάρτηση μεταφοράς ενός κυκλώματος ψαλιδισμού και η έξοδος του κυκλώματος για ημιτονοειδή είσοδο μεταβαλλόμενου πλάτους.

Για τη λειτουργία του κορεσμένου οπτικού διακόπτη με ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή, ως κύκλωμα ψαλιδισμού, βασιζόμαστε στα παρακάτω δύο χαρακτηριστικά:

- στο γεγονός ότι το σημείο διαφάνειας του ενισχυτή, όπου το κέρδος του ισούται με τη μονάδα, είναι ένα οριακό σημείο λειτουργίας του ενισχυτή, οπότε η λειτουργία του ενισχυτή με τιμές κέρδους μικρότερες της μονάδας είναι αδύνατη, και
- στον κορεσμό του ενισχυτή στο κατάλληλο σημείο, ούτως ώστε να μπορεί μεν να επιτευχθεί ολίσθηση φάσης του σήματος εισόδου του διακόπτη κατά  $\pi$ , με την εισαγωγή παλμού ελέγχου κατάλληλης ενέργειας, αλλά σε καμία περίπτωση να μην είναι εφικτή η ολίσθηση φάσης του σήματος εισόδου κατά περισσότερο από  $\pi$ .

Ο προσδιορισμός του κατάλληλου σημείου λειτουργίας, βρίσκεται θέτοντας στη σχέση (3.19) ως μέγιστη επιτρεπτή τιμή της διαφοράς φάσης την τιμή  $\Delta\varphi = \pi$ , από όπου προκύπτει ότι :

$$G_x^{\min} = G_{CW} \cdot \exp(-2\pi / \alpha) \quad (3.24)$$

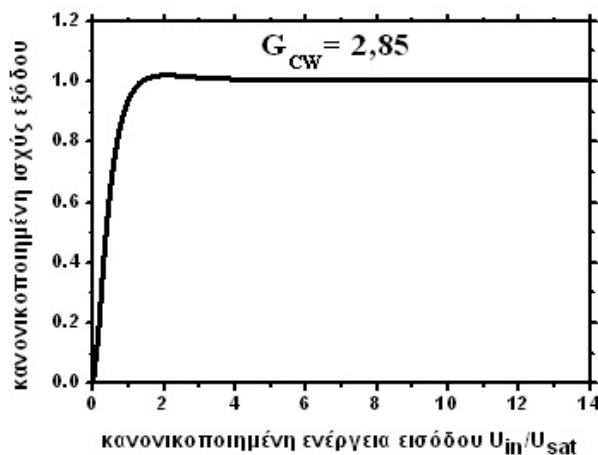
Στη συνέχεια, εισάγοντας αυτήν την τιμή στη σχέση (3.12), υπολογίζεται η ενέργεια του παλμού ελέγχου, που απαιτείται σε αυτήν την περίπτωση για να υπάρξει ολίσθηση φάσης κατά  $\pi$ , και η ενέργεια αυτή προκύπτει ότι είναι :

$$\frac{U_{in}}{U_{sat}} = \frac{P_p \cdot A}{U_{sat}} = \ln \frac{1 - \frac{1}{G_{CW}}}{1 - \frac{1}{G_{CW}} \cdot \exp\left(\frac{2\pi}{\alpha}\right)} \quad (3.25)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τον φυσικό περιορισμό  $G_x^{min} \geq 1$ , από την σχέση (3.24) προκύπτει η ελάχιστη τιμή κορεσμένου κέρδους  $G_{CW}$ , στην οποία επιτρέπεται να λειτουργεί ο ενισχυτής υπό την επίδραση του CW σήματος, ώστε να εξακολουθεί να είναι εφικτή η λειτουργία του διακόπτη στη βέλτιστη περιοχή μεταγωγής. Αυτή η ελάχιστη επιτρεπτή τιμή του κέρδους  $G_{CW}$  υπολογίζεται ότι είναι :

$$G_{CW} = \exp(2\pi / \alpha) \quad (3.26)$$

Η τιμή αυτή εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τον παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής  $\alpha$ . Στο Σχήμα 3.9 απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς της θύρας S του διακόπτη, όταν το αρχικό κέρδος  $G_{CW}$  είναι ίσο με 2,85.



**Σχήμα 3.9 :** Συνάρτηση μεταφοράς της θύρας μεταγωγής S για κέρδος αρχικής κατάστασης  $G_{CW} = 2,85$  (4,55 dB).

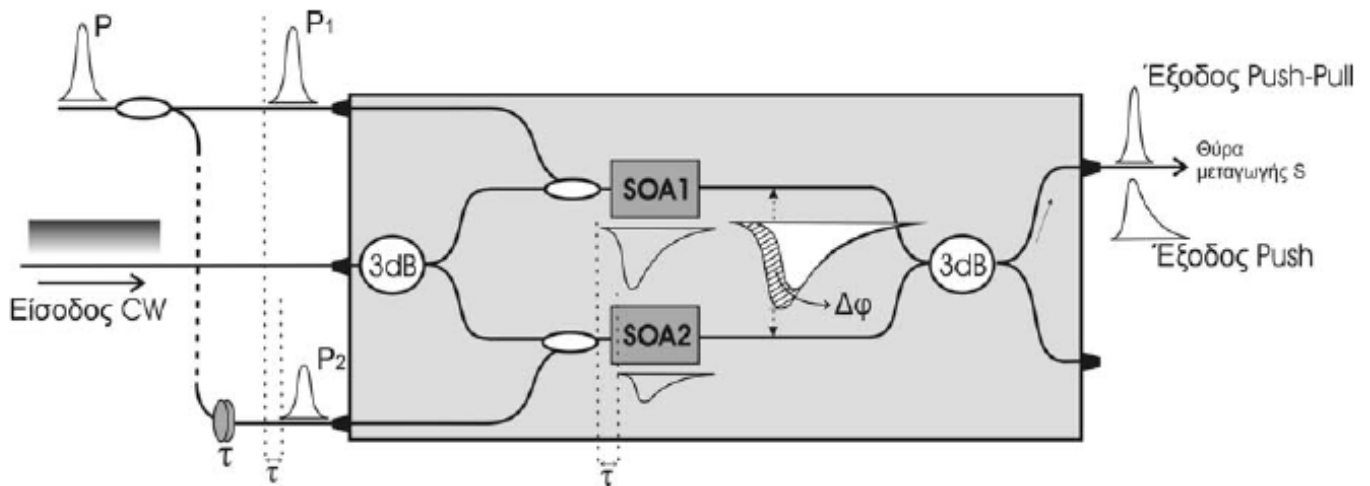
Η μορφή αυτής της καμπύλης παραπέμπει στη γνωστή μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ενός κυκλώματος ψαλιδισμού, όπως αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 3.8. Πιο συγκεκριμένα, η καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς του Σχήματος 3.9 αυξάνει με συνημιτονοειδή μορφή, μέχρι μια μέγιστη τιμή, και στη συνέχεια διατηρείται σε αυτή τη σταθερή τιμή, διαγράφοντας ευθεία παράλληλη με τον οριζόντιο άξονα τιμών της ενέργειας παλμού ελέγχου. Η τιμή της ενέργειας  $U_{in}$ , μετά από την οποία η συνάρτηση μεταφοράς αρχίζει να παραλληλίζεται με τον οριζόντιο άξονα τιμών, αποτελεί το αντίστοιχο κατώφλι ενέργειας ή ισχύος, το οποίο χαρακτηρίζει τη λειτουργία των κυκλωμάτων ψαλιδισμού. Άξιο παρατήρησης είναι, επίσης, το γεγονός ότι οι τιμές ενέργειας του παλμού ελέγχου, που απαιτούνται για τη

λειτουργία του διακόπτη στο Σχήμα 3.9, είναι τάξεις μεγέθους μεγαλύτερες από τις αντίστοιχες τιμές των διαγραμμάτων του Σχήματος 3.7. Αυτή η αύξηση οφείλεται στο γεγονός ότι ο ενισχυτής λειτουργεί βαθύτερα στον κόρο.

### 3.4 Μορφή παλμών εξόδου

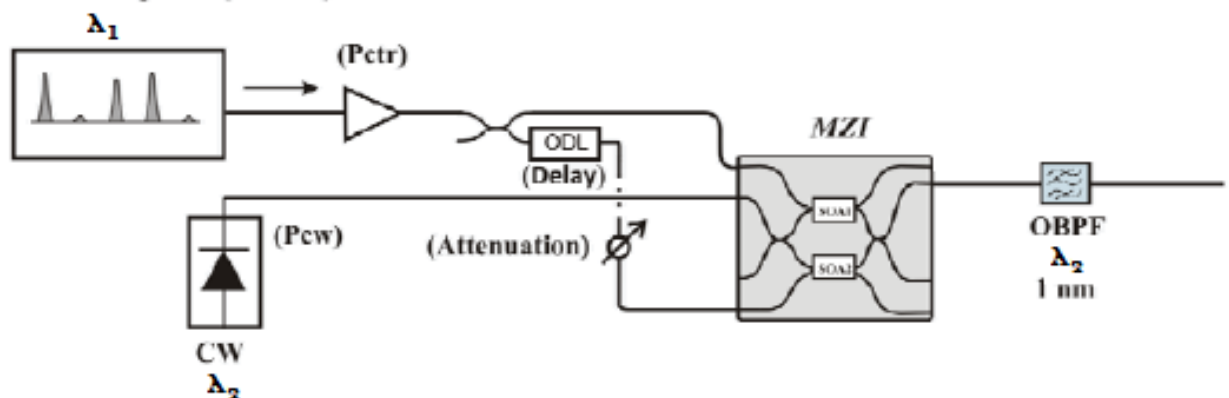
Παραπάνω παρουσιάστηκε η αρχή λειτουργίας της συμβολομετρικής διάταξης MZI και αναλύθηκε ο τρόπος με τον οποίο η μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να οδηγήσει σε αναγέννηση των παλμών εισόδου, οι οποίοι είναι οι παλμοί ελέγχου. Επειδή η μεταβολή της φάσης που εισάγει ο SOA στο σήμα δεδομένων (ή “σήμα δοκιμής”, probe, βλ. Κεφ. 5) έχει την ίδια μορφή με την καμπύλη απόκρισης του κέρδους του SOA στον κορεσμό που υφίσταται από τους παλμούς ελέγχου, η έξοδος, η οποία προκύπτει από τη συμβολή του σήματος που διέρχεται από τον βραχίονα του MZI όπου ο SOA εισάγει αυτή τη διαφορά φάσης και του σήματος που διέρχεται από τον άλλον βραχίονα του MZI, θα ακολουθεί την ίδια ακριβώς μορφή (εφόσον βέβαια η διαφορά φάσης που εισάγεται δεν ξεπερνά τα  $\pi$  ακτίνια). Αυτό σημαίνει ότι οι παλμοί της εξόδου, λόγω της σχετικά αργής ανάκαμψης κέρδους, δεν θα έχουν ακριβώς τη μορφή των παλμών ελέγχου, αλλά θα εμφανίζουν χρονικές ουρές, όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς στο Σχήμα 3.6. Οι ουρές αυτές, που αυξάνουν τη χρονική διάρκεια των παλμών, σε μεγάλα bitrate προκαλούν διασυμβολική παρεμβολή, επομένως η μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας της διάταξης περιορίζεται από το χρόνο αποκατάστασης του κέρδους. Συνεπώς, προβάλλει επιτακτική η ανάγκη να καταπιεσθούν οι ουρές αυτές. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με δύο τρόπους.

Ο πρώτος τρόπος είναι η χρήση της τεχνικής διαφορικών σημάτων ελέγχου (push-pull scheme). Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.10, το οποίο περιγράφει τη λειτουργία της τεχνικής push-pull, στον κάτω βραχίονα του MZI εισάγεται ένας δεύτερος παλμός ελέγχου που διαμορφώνει το κέρδος του SOA2 παρόμοια με αυτόν του SOA1. Ο δεύτερος αυτός παλμός έχει χρονική καθυστέρηση  $\tau$  σε σχέση με τον πρώτο και μικρότερο πλάτος, έτσι ώστε οι ουρές ανάκαμψης κέρδους των δύο SOA να συμπίπτουν. Με αυτό τον τρόπο, από μια χρονική στιγμή και μετά εισάγεται από τους SOA η ίδια στροφή φάσης και στα δύο σήματα, δηλ.  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 0$ , άρα μετά τη στιγμή αυτή τα σήματα τελικά συμβάλλουν στην έξοδο με διαφορά φάσης  $\pi$  (που έχουν αποκτήσει λόγω των δύο συζευκτών) και επομένως η ουρά εξαφανίζεται. Σχηματίζεται δηλαδή στη θύρα μεταγωγής S του συμβολομέτρου ένα στενό παράθυρο μεταγωγής, το εύρος του οποίου εξαρτάται από το χρονικό εύρος των παλμών ελέγχου και από τη χρονική καθυστέρηση  $\tau$  μεταξύ τους. Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι η ισχύς και η χρονοκαθυστέρηση του παλμού pull πρέπει να ρυθμίζονται με πολύ μεγάλη ακρίβεια, γιατί ειδάλλως η διαφορά φάσης που προκαλούν τα δύο σήματα ελέγχου οδηγούν στο σχηματισμό και ενός δεύτερου παραθύρου μεταγωγής (trailing switching window) που έχει αποτέλεσμα να εμφανιστεί στην έξοδο ένας δεύτερος μικρότερος παλμός που ακολουθεί τον πρώτο. Στο Σχήμα 3.11 φαίνεται μία διάταξη αναγεννητή παλμών OOK με χρήση της τεχνικής push-pull.



Σχήμα 3.10: Αρχή λειτουργίας της τεχνικής push – pull

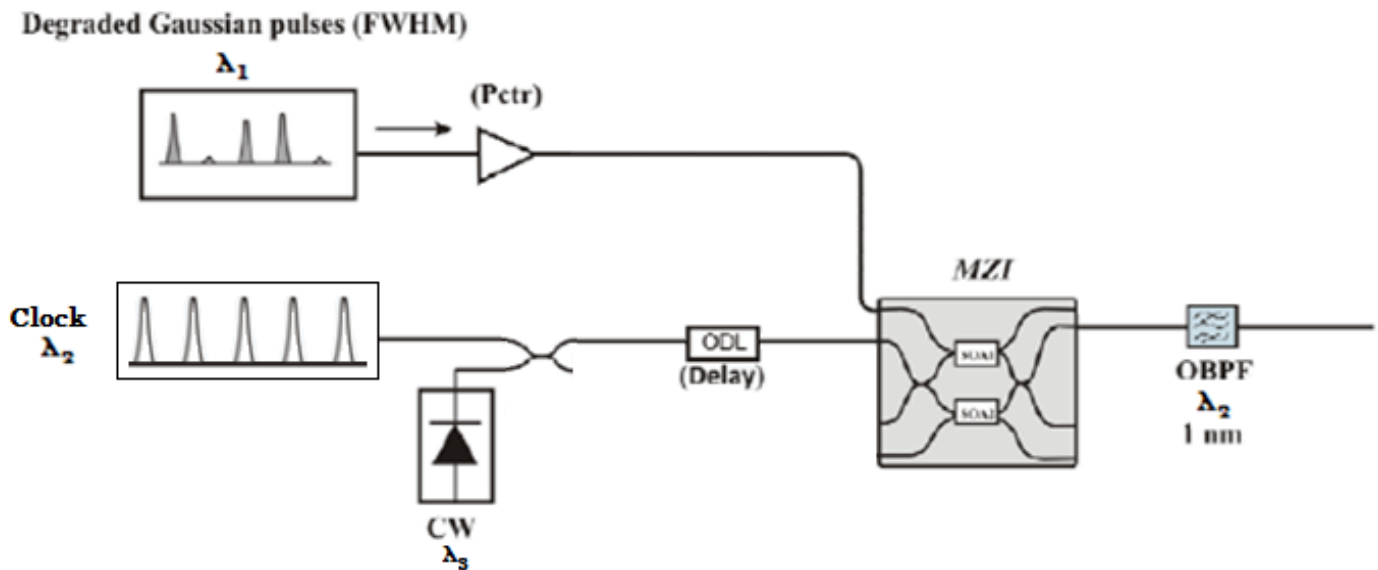
Degraded Gaussian pulses (FWHM)



Σχήμα 3.11: Αναγεννητής παλμών OOK με CW ως σήμα δεδομένων και χρήση της τεχνικής push – pull

Ένας δεύτερος τρόπος για να επιτύχουμε στην έξοδο λεπτούς παλμούς χωρίς ουρά είναι η χρήση παλμών ρολογιού (RZ-OOK) ως σήμα δεδομένων αντί για ένα απλό CW όπως έχουμε δει μέχρι τώρα. Η αρχή λειτουργίας του SOA-MZI είναι ακριβώς ίδια, με τη διαφορά ότι αντί η μορφή των παλμών της εξόδου να εξαρτάται αποκλειστικά από την καμπύλη απόκρισης κέρδους του SOA, σε αυτήν την περίπτωση εξαρτάται από το γινόμενο της καμπύλης αυτής με την καμπύλη της περιβάλλουσας των παλμών ρολογιού του σήματος δεδομένων. Ενώ δηλαδή προηγουμένως ολόκληρη η καμπύλη απόκρισης κέρδους εγγραφόταν ως μεταβολή φάσης του CW σήματος, τώρα εγγράφεται μόνο το μέρος εκείνο της καμπύλης που συμπίπτει χρονικά μέσα στον SOA με την περιβάλλουσα των παλμών ρολογιού. Αν επομένως το χρονικό εύρος των παλμών ρολογιού είναι αρκετά μικρότερο από ότι των παλμών ελέγχου και αν ρυθμιστεί κατάλληλα η σχετική καθυστέρηση μεταξύ ρολογιού και σήματος ελέγχου, τότε στην έξοδο λαμβάνουμε παλμούς χωρίς ουρά και με μέγιστο χρονικό εύρος ίσο με αυτό των παλμών ρολογιού. Στην πράξη μάλιστα, προκειμένου να πετύχουμε ταχύτερη ανάκαμψη κέρδους (σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί σε προηγούμενη ενότητα) καθώς και συνάρτηση μεταφοράς του SOA-

MZI με χαρακτηριστικά κυκλώματος ψαλιδισμού, ως σήμα δεδομένων χρησιμοποιούμε συνδυασμό παλμών ρολογιού και ενός CW σήματος με μήκος κύματος  $\lambda_3$  (διαφορετικό από το μήκος κύματος των παλμών ελέγχου  $\lambda_1$  και των παλμών ρολογιού  $\lambda_2$ ) που συζευγνύονται με τη βοήθεια ενός συζεύκτη 3dB. Ένας αναγεννητής που βασίζεται σε αυτήν τη διάταξη απεικονίζεται στο Σχήμα 3.12. Σημειώνεται ότι για τη σωστή λειτουργία της διάταξης αυτής σε ένα οπτικό σύστημα μετάδοσης πρέπει να εξασφαλιστεί ότι οι παλμοί του ρολογιού και οι παλμοί ελέγχου (δηλ. οι παλμοί του σήματος εισόδου) είναι συγχρονισμένοι, έχουν δηλαδή ίδιο ρυθμό επανάληψης.

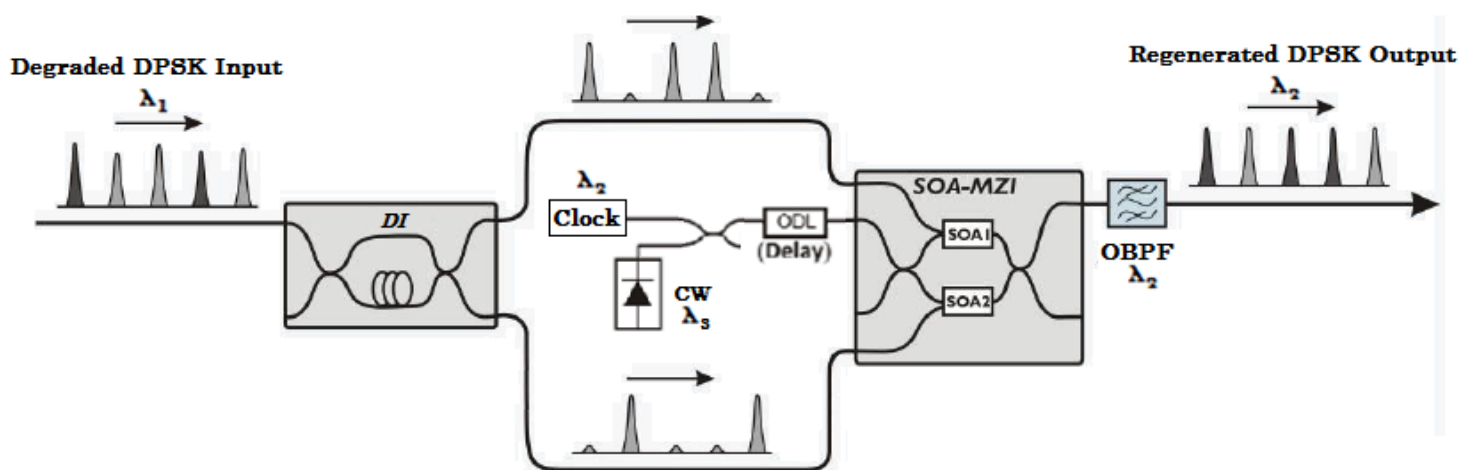


**Σχήμα 3.12:** Αναγεννητής παλμών OOK με συνδυασμό ρολογιού και CW ως σήμα δεδομένων

Όσον αφορά τη μορφή των παλμών εξόδου, η διάταξη με το ρολόι αποδίδει καλύτερα από αυτήν που χρησιμοποιεί CW και push-pull τεχνική (βλ. και Κεφ. 5). Επίσης, εμφανίζει περιορισμένη ολίσθηση φάσης (time jitter) σε σχέση με την ολίσθηση φάσης που εμφανίζεται όταν ως σήμα δεδομένων χρησιμοποιείται ένα απλό CW, ακόμα κι αν γίνεται χρήση της τεχνικής push-pull. Στην περίπτωση του CW, υπάρχει ένα είδος μετατροπής της διακύμανσης πλάτους των παλμών ελέγχου σε ολίσθηση φάσης. Αυτό συμβαίνει επειδή το επίπεδο κορεσμού των ενισχυτών καθορίζει την ανάκαμψη του κέρδους τους, με το μικρότερο επίπεδο κορεσμού να αντιστοιχεί σε γρηγορότερη ανάκαμψη. Επομένως, παλμοί με διαφορετικό πλάτος, που κοραίνουν τους ενισχυτές σε διαφορετικά επίπεδα, αποτυπώνουν τη διαφορά στη χρονική απόκριση με τη μορφή ολίσθησης φάσης. Τέλος, η υλοποίηση του σχήματος push-pull, λόγω της μεγάλης ακρίβειας ρύθμισης που απαιτεί, παρουσιάζει τεχνικές δυσκολίες όταν πρόκειται να ολοκληρωθεί η διάταξη σε ένα πλινθίο. Για τους λόγους αυτούς, για τη λειτουργία του chip αναγεννητή του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών επιλέχθηκε η διάταξη με ρολόι στο σήμα δεδομένων (για την οποία δεν είναι απαραίτητη η χρήση push-pull τεχνικής). Η παρούσα διπλωματική, εκτός κι αν δηλώνεται το αντίθετο, στο εξής θα αναφέρεται σε αυτήν τη διάταξη.

### 3.5 Αναγεννητής παλμών DPSK

Η διάταξη SOA-MZI μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιτυχώς και για την αναγέννηση DPSK σημάτων που οι παλμοί τους έχουν υποστεί αλλοίωση τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί αν πριν το SOA-MZI τοποθετηθεί ένα συμβολόμετρο καθυστέρησης (Delay Interferometer, DI) 1-bit. Το DI εξαναγκάζει τον κάθε παλμό εισόδου να συμβάλει με τον αμέσως επόμενο του, αποκωδικοποιώντας έτσι το σήμα πληροφορίας που βρίσκεται στη φάση των παλμών εισόδου σε σήμα πλάτους στις δύο συμπληρωματικές μεταξύ τους εξόδους του. Με τον τρόπο αυτό, η διακύμανση πλάτους και φάσης του αρχικού αλλοιωμένου DPSK σήματος μετατρέπεται σε διακύμανση πλάτους στους άσσους και τα μηδενικά των ακολουθιών παλμών OOK που προκύπτουν στις δύο εξόδους. Οι έξοδοι αυτές, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.13, χρησιμοποιούνται ως σήματα ελέγχου των SOA1 και SOA2 αντίστοιχα.



**Σχήμα 3.13:** Αναγεννητής παλμών DPSK (με συνδυασμό ρολογιού και CW ως σήμα δεδομένων)

Επειδή οι δύο ακολουθίες παλμών είναι συμπληρωματικές μεταξύ τους, στη χρονική διάρκεια κάθε bit ακριβώς ένας παλμός ελέγχου εισέρχεται στο SOA-MZI, είτε από την πάνω είτε από την κάτω ακολουθία. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το σήμα εξόδου να είναι μια συνεχής ακολουθία διαδοχικών παλμών, η φάση των οποίων διαφέρει ανάλογα με το ποιο σήμα ελέγχου τους δημιούργησε. Οι παλμοί που προήλθαν από τον πάνω βραχίονα του SOA-MZI έχουν αποκτήσει φάση  $\pi$  και οι παλμοί που προήλθαν από τον κάτω βραχίονα  $2\pi$ , επομένως στην έξοδο προκύπτει ένα DPSK σήμα. Η αναγέννηση συντελείται με την ίδια λογική όπως περιγράφηκε παραπάνω για την περίπτωση των OOK σημάτων, εκμεταλλευόμαστε δηλαδή τη μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς του SOA-MZI.

Παρακάτω παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας της διάταξης σε μια πρώτη απλουστευτική προσέγγιση. Όπως έχει δείχθει σε προηγούμενη ενότητα, το συνολικό πεδίο  $E_s$  στη θύρα μεταγωγής εξόδου S του MZI θα είναι το άθροισμα των πεδίων των σημάτων που ακολούθησαν τις δύο διαφορετικές διαδρομές μέσα στο MZI, δηλ.:

$$E_s = E_{s,1} + E_{s,2} = \frac{1}{2}E \cdot \exp(-j(\omega t + \varphi_1)) + \frac{1}{2}E \cdot \exp(-j(\omega t + \varphi_2 + \pi)) \quad (3.27)$$

,όπου  $E(t)$  είναι το πλάτος του σήματος δεδομένων (το οποίο για λόγους συντομίας, σε όλες τις εξισώσεις που η εξάρτηση του σήματος από το χρόνο δεν επηρεάζει το αποτέλεσμα, θα γράφεται απλά  $E$ ),  $\omega$  είναι η φέρουσα κυκλική συχνότητα των παλμών του σήματος δεδομένων και  $\varphi_1, \varphi_2$  είναι η μεταβολή φάσης που εισάγει στην πάνω και στην κάτω διαδρομή ο SOA1 και ο SOA2 αντίστοιχα. Το κέρδος για τις δύο διαδρομές έχει υποτεθεί προσεγγιστικά ίδιο και δεν λήφθηκε υπ' όψιν σε αυτήν την πρώτη προσέγγιση. Χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές ταυτότητες η σχέση (3.27) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$E_s = E \cdot \sin(B) \exp\left(-j\left(\omega t + A - \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (3.28)$$

,όπου τα  $A$  και  $B$  ορίζονται ως

$$A = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \quad \text{και} \quad B = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}$$

Ανάλογα με το πρόσημο του  $B$ , η (3.28) μπορεί να γραφεί ως:

$$\text{για } B > 0: \quad E_s = E \cdot |\sin(B)| \exp\left(-j\left(\omega t + A - \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (3.29)$$

$$\text{για } B < 0: \quad E_s = E \cdot |\sin(B)| \exp\left(-j\left(\omega t + A + \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (3.30)$$

Οι μεταβολές φάσης  $\varphi_1, \varphi_2$  που αποκτά το σήμα δεδομένων μέσα στο SOA-MZI εξαρτώνται από την παρουσία ή απουσία παλμού ελέγχου στον SOA του αντίστοιχου βραχίονα. Έτσι, η παρουσία επικρατέστερου παλμού ελέγχου στον πάνω βραχίονα συνεπάγεται αρνητικό  $B$  και το  $E_s$  δίνεται από την (3.29), ενώ η παρουσία επικρατέστερου παλμού ελέγχου στον κάτω βραχίονα συνεπάγεται θετικό  $B$  και το  $E_s$  δίνεται από την (3.30). Επομένως, οι παλμοί εξόδου στην θύρα μεταγωγής  $S$  θα έχουν ίδια ισχύ κορυφής και δύο δυνατές καταστάσεις φάσης, οι οποίες διαφέρουν μεταξύ τους ακριβώς κατά  $\pi$ , ακόμα και στην περίπτωση που  $|\Delta\varphi| = |\varphi_1 - \varphi_2| < \pi$ . Το γεγονός σημαίνει ότι θα προκύψει τέλεια διαμόρφωση φάσης, ακόμα κι αν η διαφορά φάσης που προκαλείται στους SOA λόγω XPM είναι μικρότερη από το ιδανικό  $\pi$ .

Στη συνέχεια θα εξαχθεί η συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης του αναγεννητή DPSK χρησιμοποιώντας την ίδια αναλυτική διαδικασία με την περίπτωση του αναγεννητή OOK. Έτσι, για το ηλεκτρικό πεδίο και την ισχύ στη θύρα μεταγωγής εξόδου  $S$  καταλήγουμε πάλι στις εξισώσεις:

$$E_s = \frac{1}{2}\sqrt{G_1}E_m \exp(-j(\omega t + \varphi_1)) + \frac{1}{2}\sqrt{G_2}E_m \exp(-j(\omega t + \varphi_2 + \pi)) \quad (3.31)$$

$$P_s = \frac{1}{4} E_{in}^2 (G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi)) \quad (3.32)$$

,όπου  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ . Η (3.31), δεδομένου ότι με βάση τη σχέση (3.19) ισχύει

$\exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) = \sqrt{\frac{G_1}{G_2}}$ , γράφεται ως εξής:

$$E_s = \frac{1}{2} E_{in} \sqrt{G_2} \exp(-j\omega t) \left[ \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-j\varphi_1) - \exp(-j\varphi_2) \right] \quad (3.33)$$

Αν ορίσουμε ως  $z$  τον όρο μέσα στην αγκύλη, τότε έχουμε:

$$z = \exp(-j\varphi_1) \left[ 1 - \exp(j\Delta\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right)^n}{n!} \right] \quad (3.34)$$

Ο όρος μέσα στην αγκύλη είναι συνάρτηση αποκλειστικά του  $\Delta\varphi$  και μπορεί να οριστεί ως  $g(\Delta\varphi)$ . Έτσι, αν γράψουμε το πεδίο στη θύρα S στη γενική μορφή

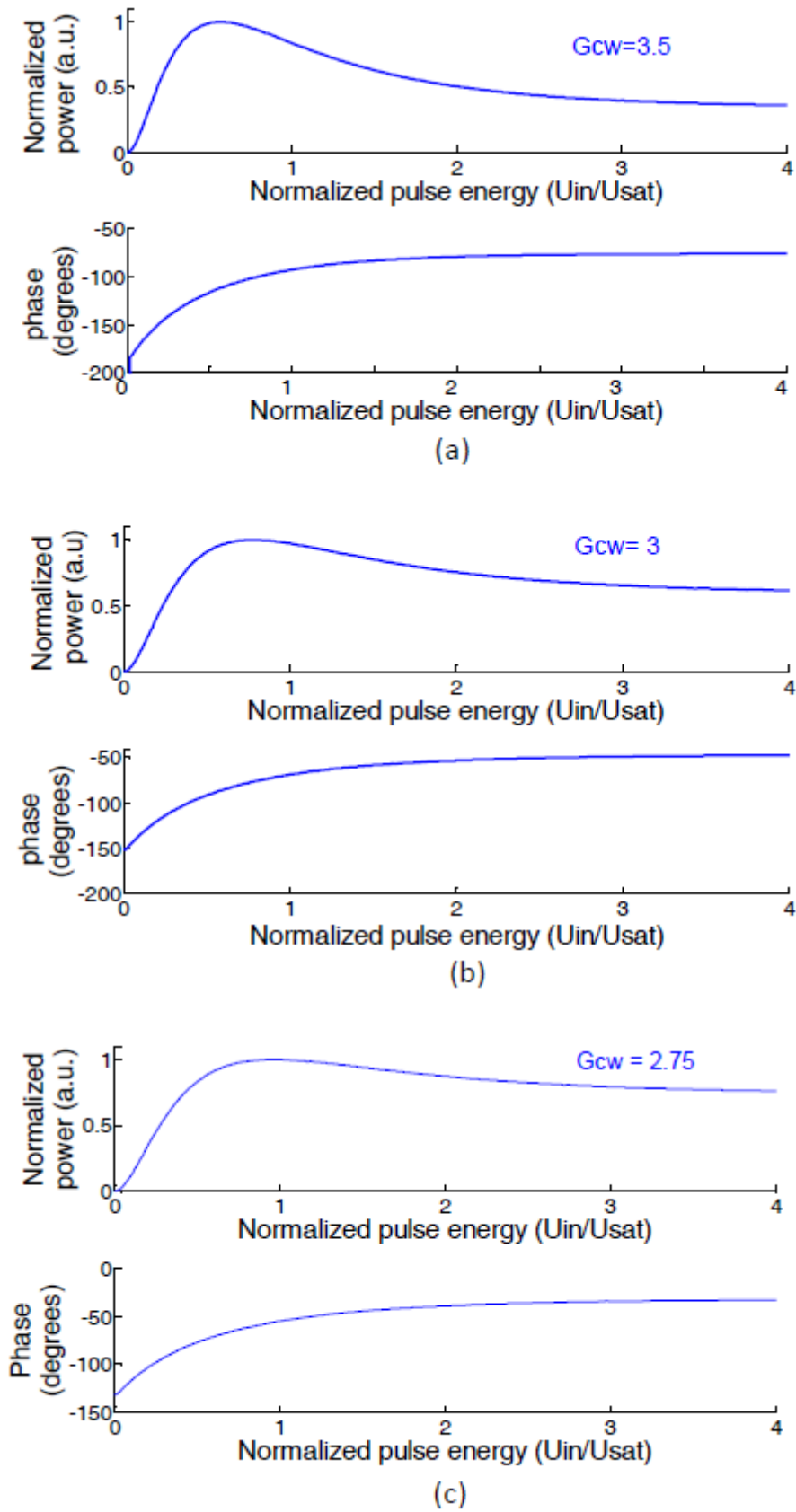
$$E_s = C \exp(-j(\omega t + \varphi_s)) \quad (3.35)$$

τότε από τις (3.33) έως και (3.35) βρίσκεται ότι η φάση  $\varphi_s$  του σήματος στη θύρα μεταγωγής S είναι:

$$\varphi_s = \varphi_1 - \text{Arg}(g(\Delta\varphi)) \quad (3.36)$$

Όπως στην περίπτωση της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος, έτσι και για τη φάση του σήματος εξόδου μπορούν να εξαχθούν διαγράμματα που τη συνδέουν με την ενέργεια των παλμών ελέγχου. Επιλέγοντας για τον παράγοντα επαύξησης γραμμής  $\alpha$  των SOAs την τιμή  $\alpha = 8$ , στο Σχήμα 3.14 απεικονίζονται τα διαγράμματα της ισχύος και φάσης εξόδου συναρτήσει της (κανονικοποιημένης) ενέργειας παλμών ελέγχου, για τιμές  $G_{CW} = 3.5$ ,  $G_{CW} = 3$  και  $G_{CW} = 2.5$ .



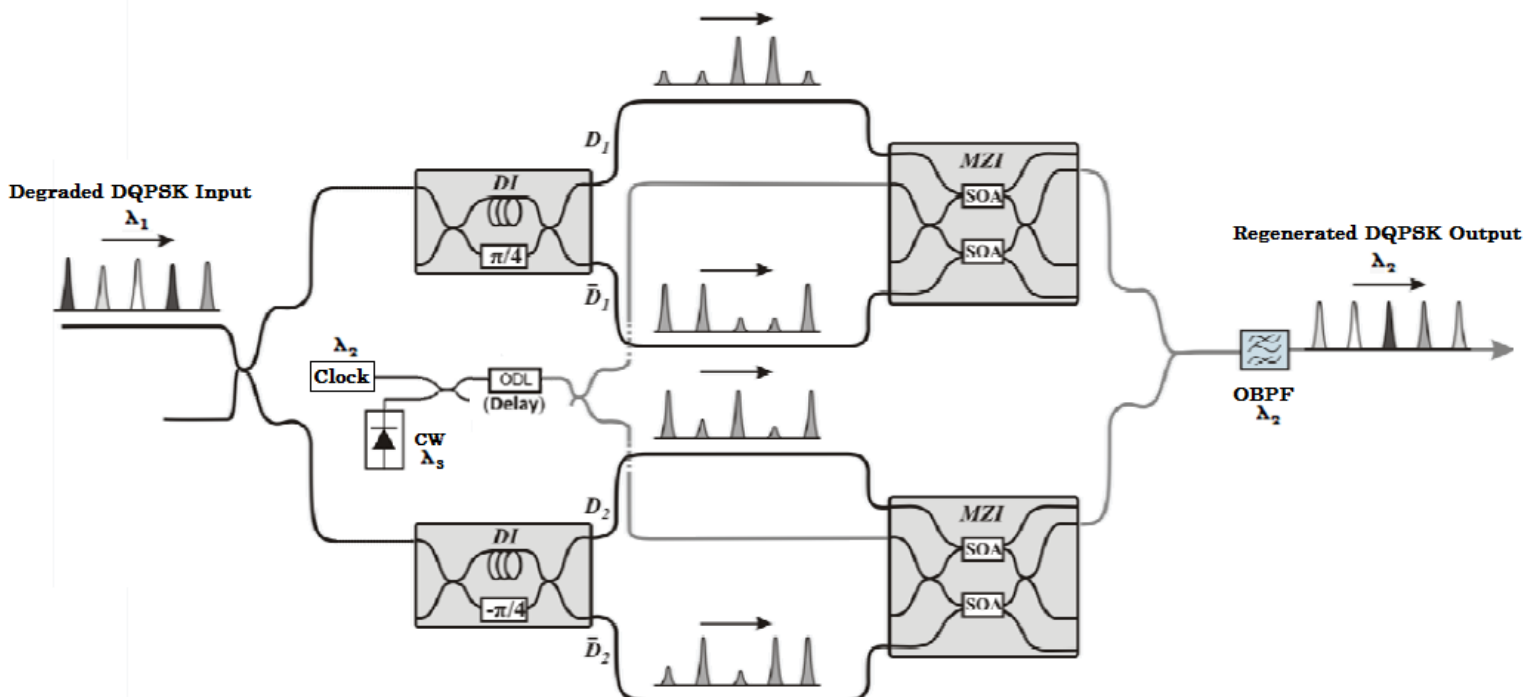


**Σχήμα 3.14:** Ισχύς και φάση του σήματος εξόδου συναρτήσει της κανονικοποιημένης ενέργειας παλμών ελέγχου για αρχικό κέρδος *a)*  $G_{CW} = 3.5$ , *b)*  $G_{CW} = 3$ , *c)*  $G_{CW} = 2.5$

Σε κάθε περίπτωση είναι εμφανές ότι για μεγάλες ενέργειες παλμών ελέγχου η φάση παραμένει σταθερή (επίπεδη συνάρτηση μεταφοράς), υπάρχει δηλαδή ένα φαινόμενο κορεσμού της φάσης εξόδου. Μάλιστα, για χαμηλές τιμές αρχικού κέρδους  $G_{CW}$  αυτός ο κορεσμός της φάσης συνοδεύεται κι από κορεσμό στην ισχύ, επομένως μπορούν να καταπιεσθούν ταυτόχρονα τόσο διακύμανση στη φάση όσο και διακύμανση στο πλάτος των παλμών εισόδου.

### 3.6 Αναγεννητής παλμών DQPSK

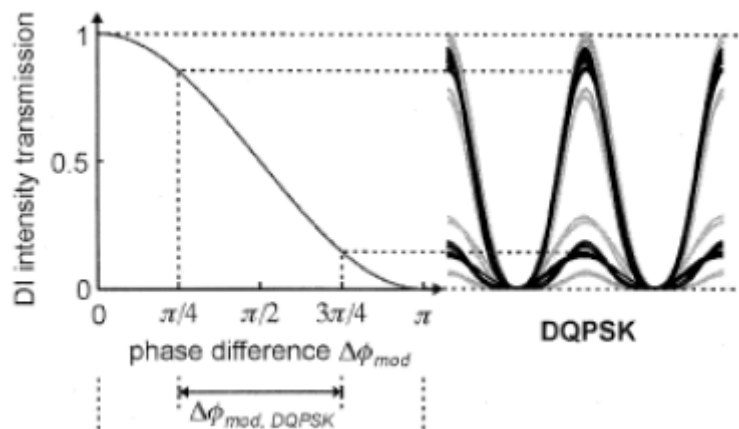
Η ιδέα για την αναγέννηση DQPSK παλμών βασίζεται στο διαχωρισμό των ορθογώνιων μεταξύ τους  $D_1$  και  $D_2$  συνιστωσών του αρχικού DQPSK σήματος, τη χρήση δύο παράλληλων αναγεννητών DPSK για την αναγέννηση των δύο επί μέρους BPSK σημάτων και τέλος την επανασύζευξη των δύο αυτών σημάτων με διαφορά φάσης μεταξύ τους  $90^\circ$ . Τη διαδικασία αυτή πραγματοποιεί η διάταξη που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.15. Όπως φαίνεται, η ακολουθία παλμών DQPSK χωρίζεται και εισέρχεται σε δύο παράλληλα 1-bit DIs. Η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο βραχιόνων του πάνω DI είναι  $\pi/4$ , ενώ του κάτω  $-\pi/4$ , ώστε τα δύο DIs λειτουργούν με σχετική διαφορά φάσης μεταξύ τους  $90^\circ$ . Με τον τρόπο αυτό οι δύο ανεξάρτητες μεταξύ τους ακολουθίες δεδομένων του DQPSK σήματος,  $D_1$  και  $D_2$ , καθώς και οι συμπληρωματικές τους  $\bar{D}_1$  και  $\bar{D}_2$  εμφανίζονται σε διαμόρφωση OOK παλμών στις εξόδους των δύο DIs. Τα  $D_1$  και  $\bar{D}_1$  χρησιμοποιούνται ως σήματα ελέγχου για το πάνω SOA-MZI και τα  $D_2$  και  $\bar{D}_2$  για το κάτω και ακολουθώντας ακριβώς την ίδια διαδικασία με την περίπτωση του DPSK αναγεννητή, στην έξοδο του κάθε SOA-MZI λαμβάνεται ένα BPSK σήμα. Τα δύο αυτά σήματα τελικά συζευγνύονται με  $90^\circ$  διαφορά φάσης και έτσι σχηματίζεται το DQPSK σήμα εξόδου.



Σχήμα 3.15: Αναγεννητής παλμών DQPSK

Αν και η διάταξη αυτή είναι στην ουσία μια απλή επέκταση της διάταξης αναγεννητή DPSK παλμών, στην πραγματικότητα παρουσιάζει την πρόσθετη δυσκολία ότι τα οπτικά σήματα  $D_1$ ,  $\bar{D}_1$ ,  $D_2$  και  $\bar{D}_2$  έχουν χαμηλό λόγο απόσβεσης (Extinction Ratio, XR, βλ. Κεφ. 5), δηλαδή οι στάθμες για το “1” και το “0” δεν είναι καλά διαχωρισμένες μεταξύ τους. Αυτό θα δειχθεί αναλυτικά στο Κεφάλαιο 5, αλλά εποπτικά μπορεί να φανεί και στο Σχήμα 3.16. Επειδή στη διαμόρφωση DQPSK κάθε σύμβολο-παλμός μπορεί να έχει 4 δυνατές καταστάσεις φάσης (έστω  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$ ), η αποκωδικοποίησή του σε OOK σήμα μπορεί να εκμεταλλευθεί μόνο το κεντρικό, μεγάλης κλίσης τμήμα της συνημιτονοειδούς συνάρτησης μετατροπής φάσης σε ένταση που έχει το DI. Επομένως, ακόμα και στην περίπτωση ιδανικού σήματος εισόδου και ιδανικού DI (που αντιστοιχεί στο σκούρο διάγραμμα ματιού στο Σχήμα 3.16) το OOK σήμα στις δύο θύρες εξόδου του DI έχει δύο διακριτές στάθμες ισχύος, με XR ίσο με  $10 \log \left( \frac{2 + \sqrt{2}}{2 - \sqrt{2}} \right) \approx 7.65 \text{ dB}$ . Ακόμα, αν υπάρχει κάποια απόκλιση

φάσης σε σχέση με την ιδανική διαφορά φάσης  $\pi/4$  μεταξύ των σημάτων στους δύο βραχίονες του DI, εμφανίζονται παραπάνω από δύο διακριτές στάθμες στην έξοδο (όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.16 στο ανοιχτόχρωμο διάγραμμα ματιού για την περίπτωση απόκλισης φάσης ίσης με  $0.22\pi$ ). Αυτός ο χαμηλός λόγος απόσβεσης των σημάτων που χρησιμοποιούνται ως σήματα ελέγχου για τους SOA-MZI μειώνει την αναγεννητική ικανότητα των DPSK αναγεννητών που απαρτίζουν τη διάταξη, και συγκεκριμένα την ικανότητα τους να καταπιέζουν ταυτόχρονα τη διακύμανση πλάτους και φάσης.

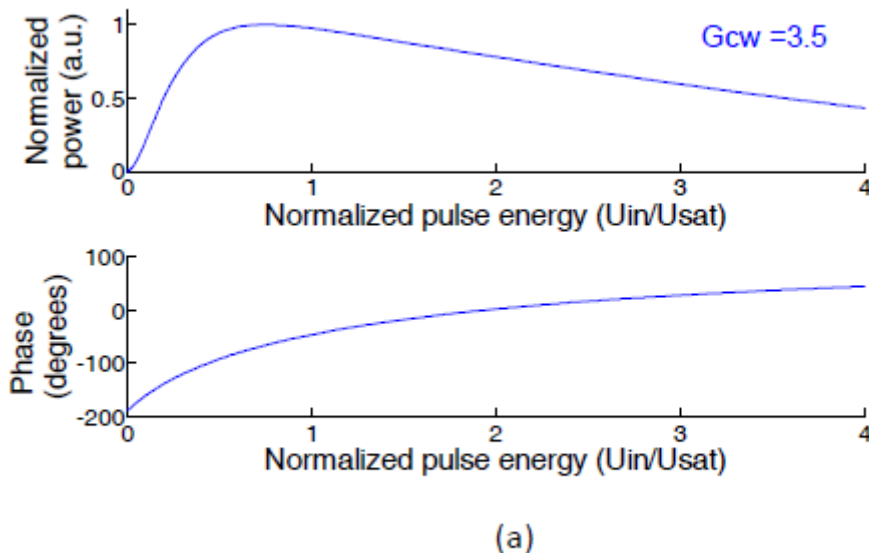


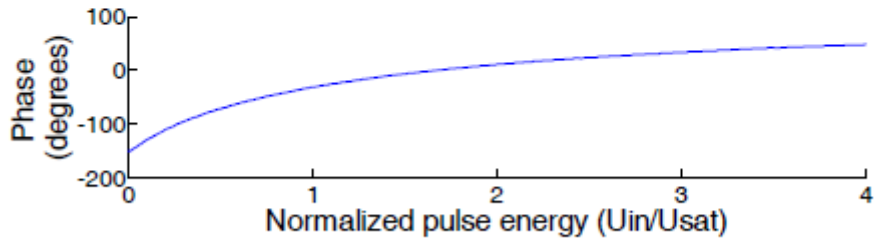
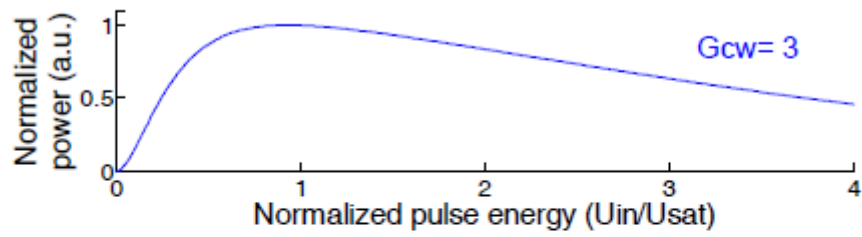
**Σχήμα 3.16:** Συνάρτηση μετατροπής διαφοράς φάσης σε ισχύ στην έξοδο του DI, καθώς και διάγραμμα ματιού ενός αποκωδικοποιημένου DQPSK σήματος. Το σκούρο διάγραμμα ματιού αντιστοιχεί σε ιδανική αποκωδικοποίηση.

Η μαθηματική ανάλυση για τον αναγεννητή DQPSK, που αποτελείται από δύο παράλληλους DPSK αναγεννητές, μπορεί να γίνει ακριβώς με τον ίδιο τρόπο όπως προηγουμένως για τον DPSK αναγεννητή, λαμβάνοντας όμως υπ’ όψιν το χαμηλό λόγο απόσβεσης των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην έξοδο των DI. Η ισχύς και η φάση του σήματος στη θύρα μεταγωγής του κάθε SOA-MZI δίνονται πάλι από τις (3.33) και (3.36), όπου

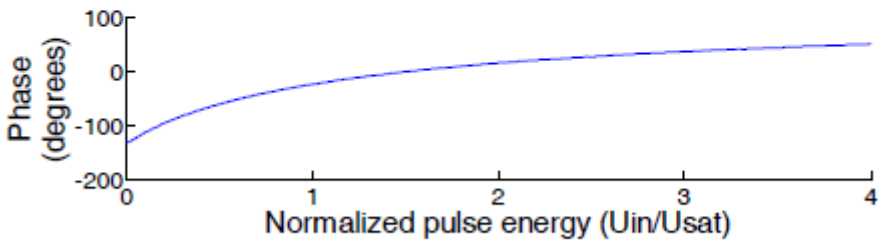
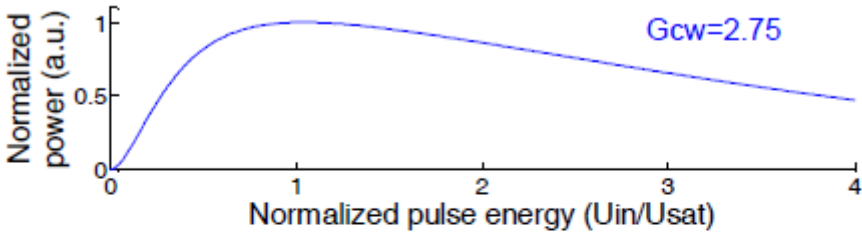
$$g(\Delta\varphi) = 1 - \exp(j\Delta\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right)^n}{n!}$$

Ενώ όμως στην περίπτωση του DPSK αναγεννητή, κατά την είσοδο ενός παλμού ελέγχου της ακολουθίας  $D$  στον πάνω βραχίονα του MZI, θεωρήσαμε αμελητέα την ταυτόχρονη είσοδο ενός παλμού χαμηλής ισχύος της ακολουθίας  $\bar{D}$  στον κάτω βραχίονα, τώρα αυτή η απλούστευση δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί λόγω του χαμηλού λόγου απόσβεσης που έχουν τα σήματα ελέγχου. Έτσι, όταν εισέρχεται ένας παλμός “1” από την μία ακολουθία ελέγχου στον ένα βραχίονα του SOA-MZI, από τη συμπληρωματική της ακολουθία εισέρχεται ένας παλμός “0” με πλάτος  $(2-\sqrt{2})/(2+\sqrt{2})$  του πλάτους του “1” στον αντίθετο βραχίονα. Αυτό έχει ως συνέπεια ότι σε κανέναν από τους δύο SOA δεν παραμένει το κέρδος ίσο με  $G_{CW}$ , αλλά μεταβάλλεται ανάλογα με την ενέργεια του αντίστοιχου παλμού ελέγχου. Το Σχήμα 3.17 απεικονίζει την ισχύ και τη φάση του μεταγόμενου σήματος (δηλ. του σήματος στη θύρα S των SOA-MZI) για τιμές αρχικού κέρδους  $G_{CW} = 3.5$ , 3 και 2.75. Ο οριζόντιος άξονας αναφέρεται στην κανονικοποιημένη ενέργεια του επικρατέστερου παλμού ελέγχου, αλλά έχει ληφθεί υπ’ όψιν και η ύπαρξη ενός παλμού χαμηλότερης ενέργειας (μικρότερης κατά το λόγο που αναφέρθηκε παραπάνω) στον αντίθετο βραχίονα του SOA-MZI. Όπως διαπιστώνεται και για τις τρεις τιμές  $G_{CW}$ , η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος παρουσιάζει εκτενείς περιοχές με μικρή κλίση, κάτι που σημαίνει ότι μπορεί και σε αυτήν την περίπτωση να επιτευχθεί καταπίεση της διακύμανσης πλάτους. Ωστόσο, για τις τιμές ενέργειας παλμών εισόδου που αντιστοιχούν σε αυτές τις περιοχές, η κλίση της συνάρτησης φάσης είναι αρκετά μεγάλη, κάτι που δείχνει περιορισμένη ικανότητα για ταυτόχρονη καταπίεση διακύμανσης φάσης.





(b)



(c)

**Σχήμα 3.17:** Ισχύς και φάση του σήματος εξόδου συναρτήσει της κανονικοποιημένης ενέργειας παλμών ελέγχου για αρχικό κέρδος *a)*  $G_{CW} = 3.5$ , *b)*  $G_{CW} = 3$ , *c)*  $G_{CW} = 2.75$

## Βιβλιογραφία

- [1] Γεώργιος Θ. Κανέλλος, *Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε απαιτητικές λειτουργίες των σύγχρονων ευρυζωνικών οπτικών δικτύων*, 2008. Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [2] Δημήτριος Β. Αποστολόπουλος, *Φωτονικά Συστήματα Μεταγωγής και Αποθήκευσης Δεδομένων για Ευρυζωνικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων*, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [3] Michael Bass, Virendra N. Mahajan, *Handbook of Optics, Third Edition*, Sponsored by the Optical Society Of America, McGraw Hill 2010.
- [4] Frank L. Pedrotti, S.J. Leno S. Pedrotti, *Introduction to Optics*, Prentice-Hall International, Inc.
- [5] F. Girardin, G. Guekos and A. Houbavlis, *Gain Recovery of Bulk Semiconductor Optical Amplifiers*, IEEE Journal of Quantum Electronics.
- [6] Lorenzo Occhi, *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*, 2002. PhD dissertation submitted to the Eidgenössische Technische Hochschule Zürich.
- [7] *Advanced Modulation Formats – Regeneration Analysis*, Photonics Communications Research Laboratory Publications.
- [8] B. Sartorius, C. Bornholdt, J. Slovak, M. Schlak, Ch. Schmidt, A. Marculescu, P. Vorreau, S. Tsadka, W. Freude, J. Leuthold, *All-Optical DPSK Wavelength Converter Based on MZI with Integrated SOAs and Phase Shifters*, OCIS codes: (060.45 10) Optical communications, (130.3 120) Integrated optics devices.
- [9] P. Vorreau, A. Marculescu, J. Wang, G. Böttger, B. Sartorius, C. Bornholdt, J. Slovak, M. Schlak, C. Schmidt, S. Tsadka, W. Freude, and J. Leuthold, *Cascadability and Regenerative Properties of SOA All-Optical DPSK Wavelength Converters*, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 18, No. 18, September 15, 2006.



# Κεφάλαιο 4

## Ολοκλήρωση αμιγώς οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων και δομή του DQPSK αναγεννητή της CIP

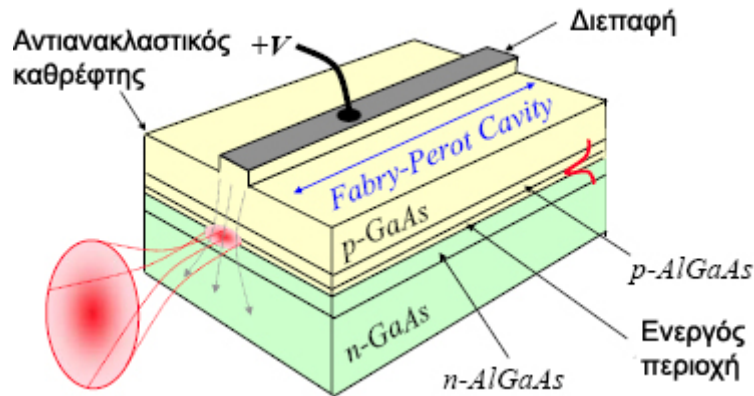
### 4.1 Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή, στο κεφάλαιο 1, τα σημερινά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα διαχειρίζονται ένα τεράστιο όγκο πληροφορίας κάθε στιγμή, κάτι που προϋποθέτει πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης από τους κόμβους του δικτύου. Ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας εξαρτάται τόσο από το μέσο διάδοσης (χάλκινος αγωγός, οπτική ίνα κ.τ.λ.) το οποίο εμφανίζει συγκεκριμένες ιδιότητες όσον αφορά τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και επομένως μπορεί να υποστηρίξει μέχρι ένα συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης, όσο και από τους ενδιάμεσους κόμβους του δικτύου όπου γίνεται η δρομολόγηση, αναγέννηση και γενικότερα η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος πληροφορίας οι οποίοι με τη σειρά τους θέτουν και αυτοί περιορισμούς στο μέγιστο ρυθμό μετάδοσης. Η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος στους κόμβους του δικτύου έγινε δυνατή με τη δημιουργία της βασικής ψηφιακής λογικής μονάδας, του τρανζίστορ, η οποία συνδυασμένη σε μεγάλο αριθμό έδωσε τη δυνατότητα για πολύπλοκη και πολυμορφική ψηφιακή επεξεργασία κάθε είδους δεδομένων. Οι λογικές αυτές μονάδες, τα τρανζίστορ, λειτουργούν σαν στοιχεία απόφασης (decision elements) ανάμεσα σε δυο ψηφιακά σήματα όπου με κατάλληλες ρυθμίσεις, διακρίνουν ανάλογα με τα εισερχόμενα δυφία (bits) των σημάτων αν τα δυφία εξόδου είναι της μορφής '1' (άσσου) ή '0' (μηδέν), επιτελώντας με αυτό τον τρόπο τις στοιχειώδεις ψηφιακές πράξεις και ανοίγοντας έτσι το δρόμο για διαδικασίες όπως η αναγέννηση σήματος, κάτι που ήταν αδύνατο να γίνει στην περίπτωση πληροφορίας αναλογικής μορφής. Τα πρώτα ολοκληρωμένα τρανζίστορ έκαναν την εμφάνιση τους το 1950, και έκτοτε οι ανάγκες για πρόοδο της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος οδήγησαν στην εκθετική αύξηση του αριθμού των τρανζίστορ στις ολοκληρωμένες ψηφίδες. Σήμερα, ο αριθμός των τρανζίστορ σε μια και μόνο ολοκληρωμένη ψηφίδα είναι της τάξεως του  $10^9$ .

Τα ολοκληρωμένα αυτά κυκλώματα που απαρτίζονται από εκατομμύρια και δισεκατομμύρια τρανζίστορ επέτρεψαν την επίτευξη μεγάλων ρυθμών μετάδοσης όσον αφορά τους κόμβους του δικτύου μέχρι το σημείο όπου το οπτικό μέσο που χρησιμοποιήθηκε αρχικά, ο χάλκινος αγωγός, περιόριζε σημαντικά τη ζεύξη. Σε αυτό το σημείο αντικαταστάθηκε από την οπτική ίνα η οποία όπως ήδη αναφέρθηκε



έρχεται να προσδώσει ένα τεράστιο εύρος ζώνης και ελάχιστες απώλειες, επιτρέποντας έτσι πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Οι ρυθμοί αυτοί μάλιστα, είναι τόσο μεγάλοι που ψηφιακή επεξεργασία του σήματος από ηλεκτρονικές διατάξεις βασισμένες σε τρανζίστορ δεν έχουν πλέον την απαιτούμενη ταχύτητα, κάνοντας έτσι την αμιγώς οπτική επεξεργασία του σήματος το αναγκαστικά επόμενο βήμα στην εξέλιξη των οπτικών δικτύων. Το κλειδί για την επίτευξη αυτού του βήματος ήταν η ανάπτυξη μη γραμμικών οπτικών υλικών, ώστε να επιτραπεί η αλληλεπίδραση μεταξύ διαφορετικών οπτικών δεσμών. Ανάμεσα στα ποικίλα υλικά που ανακαλύφθηκαν, επικράτησε η χρήση του ημιαγωγικού οπτικού ενισχυτή (Semiconductor Optical Amplifiers - SOA). Στο Σχήμα 4.1 φαίνεται η γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού, στον οποίο οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής είναι (πλάτος  $\times$  πάχος  $\times$  μήκος) =  $(w \times d \times L)$ . Οι ανακλαστικότητα των τερματικών επιφανειών εισόδου και εξόδου συμβολίζονται με R1 και R2.



**Σχήμα 4.1 :** Γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού.

Ανάλογα με την τιμή των ανακλαστικοτήτων ο ενισχυτής καθορίζεται ως Fabry-Perot ή οδεύοντος κύματος. Οι SOA γενικά έχουν παρόμοια δομή με τα ημιαγωγικά laser. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1, αποτελούνται από μία διπλή ετεροένωση (double heterojunction) ενός p- και n- στρώματος εκατέρωθεν της ενεργού περιοχής. Η επιλογή ετεροδομής για την κατασκευή των SOA είναι απαραίτητη, για να διατηρηθεί το πάχος της ενεργού περιοχής αρκετά μικρό, και παράλληλα να γίνεται η επανένωση των φορέων μέσα στην ενεργό περιοχή, αποφεύγοντας διάχυσή τους εκτός αυτής. Επιπλέον, η χρήση διπλών ετεροενώσεων θεωρείται εξίσου αναγκαία, ώστε να διασφαλίζεται η κυματοδότηση στην ενεργό περιοχή. Για το σκοπό αυτό το υλικό της ενεργού περιοχής επιλέγεται στοχεύοντας να έχει λίγο μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης από τα υλικά των γύρω υποστρωμάτων. Έτσι, τόσο η κυματοδότηση του σήματος προς ενίσχυση, όσο και η επανένωση των φορέων του ενισχυτή γίνονται μέσα στα όρια της ενεργού περιοχής. Τα τετραεδρικά μείγματα δύο στοιχείων της ομάδας III και δύο της ομάδας V μπορούν προσφέρουν τις επιθυμητές ιδιότητες για την κατασκευή των SOA. Η δομή που χρησιμοποιείται κατά κόρον είναι  $(In_{1-x}Ga_x)$   $(As_{1-y}P_y)$ , της οποίας το ενεργειακό διάκενο μεταβάλλεται μεταξύ 0.36 eV (InAs) και 2.26 eV (GaP), καθώς οι παράμετροι x και y μεταβάλλονται στο διάστημα [0, 1].

Στην περίπτωση αυτή καθίσταται δυνατή η οπτική ενίσχυση μηκών κύματος μεταξύ των 950 nm και 1800 nm, δηλαδή καλύπτεται όλο το φάσμα εκπομπής τηλεπικοινωνιακού ενδιαφέροντος.

Η χρήση των SOAs σε οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις (optical interferometers) το 1980 κατέστησε δυνατή την υλοποίηση των πρώτων οπτικών ψηφιακών πυλών, οι οποίες απέδειξαν ότι μπορούν να προσφέρουν πλεονεκτήματα στην ταχύτητα λειτουργίας, στη δυνατότητα υλοποίησης Boolean λογικής, καθώς και σε ένα ευρύτερο φάσμα εφαρμογών. Σήμερα οι οπτικές συμβολομετρικές πύλες έχουν υιοθετηθεί ως οι κύριες διατάξεις οπτικών διακοπών και ως τα βασικά δομικά στοιχεία μεταγωγής της φωτονικής τεχνολογίας. Η λειτουργία αυτών των οπτικών πυλών βασίζεται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross-Phase Modulation - XPM) μέσα στους ημιαγωγίμους οπτικούς ενισχυτές, το οποίο εκμεταλλεύεται την ισχυρή μη γραμμικότητα των ημιαγωγών και την ταχύτατη χρονική απόκριση αυτής. Αυτά τα δύο χαρακτηριστικά προσδίδουν στις οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις τη δυνατότητα για λειτουργία τους με χαμηλές ενέργειες μεταγωγής (της τάξης μερικών fJ), και σε υψηλές ταχύτητες μετάδοσης, παρέχοντας σαφές πλεονέκτημα έναντι των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Ενδεικτικό των παραπάνω είναι η εφαρμογή των οπτικών συμβολομετρικών πυλών, τα τελευταία χρόνια, σε μια σειρά λειτουργικών διαδικασιών με εντυπωσιακά αποτελέσματα, τουλάχιστον από πλευράς ταχύτητας λειτουργίας. Η χρήση συμβολομετρικών διακοπών με ημιαγωγίμους ενισχυτές έχει ήδη στο ενεργητικό της την επιτυχή επίδειξη διατάξεων αποπολυπλεξίας (demultiplexing) οπτικού σήματος σε ρυθμούς μετάδοσης μέχρι και 320Gbps, οπτικής 3R αναγέννησης (regeneration) και μετατροπής μήκους κύματος (wavelength conversion) μέχρι και στα 160Gbps. Εντυπωσιακοί είναι, επίσης, οι ρυθμοί μετάδοσης, που έχουν επιτευχθεί με χρήση οπτικών πυλών σε διατάξεις αποθήκευσης της οπτικής πληροφορίας και σε οπτικά κυκλώματα Boolean λογικής. Επιπλέον, οι οπτικές πύλες παρέχουν τα περιθώρια για υλοποίηση συστημάτων με πολλές φορές μεγαλύτερη λειτουργικότητα και καλύτερη απόδοση από τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά και η αξιοποίηση της λειτουργικότητας των οπτικών πυλών μπορεί να επιφέρει σημαντικά οφέλη στην πρόοδο της φωτονικής επεξεργασίας σήματος. Εκτός από τη χρήση μεμονωμένων πυλών με στόχο την υλοποίηση βασικών μεν αλλά σχετικά απλών λειτουργιών, τα τελευταία χρόνια έχει επιδειχθεί μια σειρά από κυκλώματα που χρησιμοποιούν περισσότερες από μια οπτικές πύλες, αυξάνοντας σημαντικά τις λειτουργικές δυνατότητες των κυκλωμάτων. Τέτοια παραδείγματα μπορούν να αναζητηθούν στα κυκλώματα εξαγωγής επικεφαλίδας των πακέτων δεδομένων ενός δικτύου, στην υλοποίηση ενός οπτικού ημιαθροιστή (Half-Adder). Άλλο χαρακτηριστικό παράδειγμα των λειτουργικών δυνατοτήτων κυκλωμάτων με περισσότερες από μια οπτικές πύλες αποτελούν τα οπτικά flip-flops, τα οποία παρουσιάστηκαν πρώτη φορά πριν από επτά χρόνια. Αυτή η πληθώρα εφαρμογών των οπτικών διακοπών στην επεξεργασία σήματος σε εντυπωσιακά υψηλές ταχύτητες λειτουργίας οδηγεί, εύλογα, στο συμπέρασμα, ότι οι συμβολομετρικοί διακόπτες αποτελούν το κατεξοχήν ανάλογο του ηλεκτρονικού τρανζίστορ στο χώρο των οπτικών συστημάτων.

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

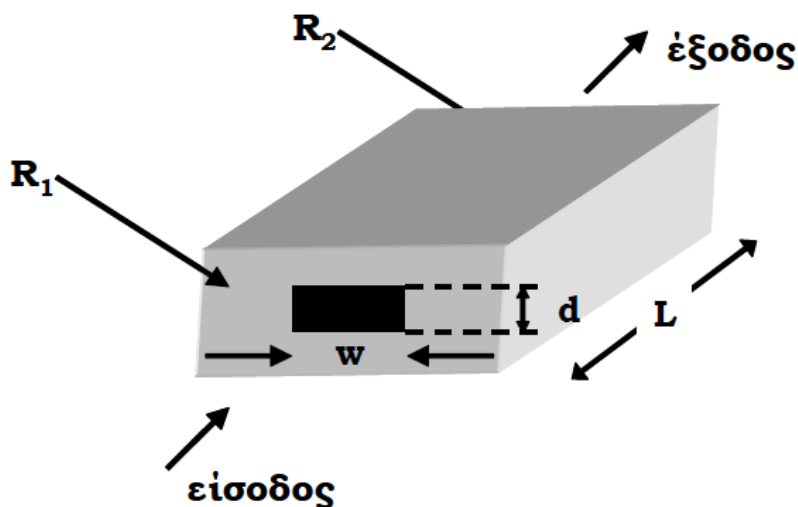
Από τα παραπάνω προκύπτει εύκολα μια αντιστοιχία μεταξύ του τρανζίστορ, ως δομική μονάδα του ηλεκτρονικού κυκλώματος που είναι υπεύθυνο για την ψηφιακή επεξεργασία της πληροφορίας στους κόμβους ενός δικτύου, και του συμβολομέτρου ως δομική μονάδα της οπτικής διάταξης που είναι υπεύθυνη για την αμιγώς οπτική επεξεργασία της πληροφορίας. Η αμιγώς οπτική επεξεργασία δεδομένων παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για χρήση σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, εφόσον είναι δυνατό να εκμεταλλευτούν στο έπακρο τα πλεονεκτήματα της αμιγώς οπτικής επεξεργασίας, όπως αυτό της ταχύτητας επεξεργασίας, της κατανάλωσης ισχύος και του μειωμένου κόστους. Τα σημερινά δίκτυα επεξεργάζονται τα οπτικά ψηφιακά σήματα εξ ολοκλήρου στο ηλεκτρονικό επίπεδο. Παράλληλα, για την κάλυψη των απαιτήσεων σε εύρος ζώνης οι πάροχοι των τηλεπικοινωνιακών δικτύων αρχίζουν να αναπτύσσουν εμπορικά διαθέσιμα συστήματα με ρυθμοδότηση των δεδομένων στα δίκτυα κορμού που αρχίζει να μεταπηδά στα 40Gbps ανά κανάλι (μήκος κύματος). Στους ρυθμούς αυτούς τα φθηνά ηλεκτρονικά ολοκληρωμένα της τεχνολογίας CMOS φτάνουν στο όριο λειτουργίας τους, περιορίζοντας έτσι τον ρυθμό μετάδοσης του δικτύου. Αντίθετα, με την χρήση ολοκληρωμένων οπτικών διατάξεων γίνεται δυνατή η απευθείας επεξεργασία του σήματος στα 40Gbps με κατανάλωση ισχύος της τάξεως των Watt, τουλάχιστον μια τάξη μεγέθους λιγότερη από την ισχύ που χρειάζονται οι ηλεκτρονικές διατάξεις για την αντίστοιχη επεξεργασία. Οι λειτουργίες στις οποίες τα οπτικά συστήματα εμφανίζουν άμεσα τα πλεονεκτήματα τους σε σχέση με τα ηλεκτρονικά είναι κυρίως οι μορφές επεξεργασίας του σήματος που μπορούν να επιτελούνται απευθείας στη γραμμική μετάδοση των δεδομένων, όπως η μετατροπή του μήκους κύματος και η αναγέννηση των ψηφιακών δεδομένων. Με βάση αυτή τη συλλογιστική, στις σημερινές συνθήκες η αμιγώς οπτική επεξεργασία του σήματος δεν προτείνεται αναγκαστικά σαν εναλλακτική για όλες τις ηλεκτρονικές εφαρμογές, αλλά σε επιμέρους τμήματα της επεξεργασίας όπου μπορούν να αυξήσουν σημαντικά την αποτελεσματικότητα, την χωρητικότητα και την κλιμάκωση της τοπολογίας του δικτύου. Πράγματι, κατά τη μετάδοση οπτικών δεδομένων σε ρυθμούς των 40Gbps, οι αλλοιώσεις του σήματος

λόγω συσσώρευσης θορύβου, διασποράς (χρωματικής και πολωτικής) και μη γραμμικοτήτων των οπτικών ινών είναι δύσκολο να αναιρεθούν με κλασσικά ηλεκτρονικά μέσα. Η μετάδοση τέτοιων σημάτων απαιτεί επομένως είτε τα δεδομένα να μεταδίδονται με υψηλό σηματοθορυβικό λόγο και οι δέκτες να έχουν μεγάλη ευαισθησία, είτε να υπάρχει δυνατότητα οπτικής αναγέννησης των σημάτων που θα αμβλύνουν τις φθορές τους. Η αναγέννηση του σήματος είναι μια διαδικασία που επιτρέπει την αναίρεση του θορύβου και την επανόρθωση του σήματος ώστε να καταστεί κατάλληλο για περαιτέρω μετάδοση. Η σημερινή βιομηχανική λύση για αναγεννητικές διατάξεις σε συστήματα μετάδοσης των 10Gbps γίνεται με χρήση οπτικο-ηλεκτρονικο-οπτική μετατροπή (OEO) του σήματος, όπου τα σήματα αναγνωρίζονται και αναμορφώνονται ηλεκτρονικά για να αποσταλούν πάλι οπτικά σε νέο μήκος κύματος. Αν και η λύση αυτή είναι βιώσιμη για αυτούς τους ρυθμούς μετάδοσης, το κόστος είναι ήδη υψηλό ( ~\$5K-\$10K για κάθε κανάλι) και η κατανάλωση ισχύος είναι σημαντική ( ~60 W για κάθε κανάλι). Ωστόσο, σε ρυθμούς μετάδοσης των 40Gbps οι λύσεις αυτές δεν είναι βιώσιμες, αφού η πολυπλοκότητα τους αυξάνει εκθετικά κάνοντας έτσι αναγκαία την εύρεση λύσεων για αμιγώς οπτική αναγέννηση του σήματος. Η κύρια τεχνική για αμιγώς οπτική 2R αναγέννηση βασίζεται στην αποκλειστική χρήση συμβολομετρικών διατάξεων που χρησιμοποιούν τον ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή (SOA) σαν το ενεργό μη γραμμικό μέσο. Οι SOAs είναι ιδανική λύση για τη μη γραμμική λειτουργία της αναγέννησης καθώς, όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, επιδεικνύουν μεγάλο οπτικό κέρδος (>30 dB στα 1550 nm), μικρό μέγεθος (<2mm), απαιτούν πολύ μικρή ενέργεια μεταγωγής (<100fJ), είναι σχετικά ανεξάρτητοι στην πόλωση (<0.5dB) και ενσωματώνονται με μικρές οπτικές απώλειες στις ολοκληρωμένες συμβολομετρικές διατάξεις. Στην παρούσα διπλωματική, όπως έχει ήδη γίνει γνωστό, μελετάται η επίδοση μιας τέτοιας ολοκληρωμένης διάταξης (chip) αμιγούς οπτικής 2R αναγέννησης για ρυθμούς μετάδοσης 22 και 44Gbps. Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αρχικά μια περιγραφή της δομής και των μεθόδων ολοκλήρωσης ενός ημιαγωγικού οπτικού ενισχυτή, στη συνέχεια παρουσιάζονται οι δύο κυριότερες τεχνικές ολοκλήρωσης των συμβολομετρικών στοιχείων και τέλος, με τη βοήθεια της περιγραφής αυτής, παρουσιάζεται και εξηγείται η δομή του προς μελέτη αναγεννητή που κατασκευάστηκε από την εταιρεία Centre for Integrated Photonics (CIP) για το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών.

## 4.2 Δομή του ημιαγωγικού οπτικού ενισχυτή

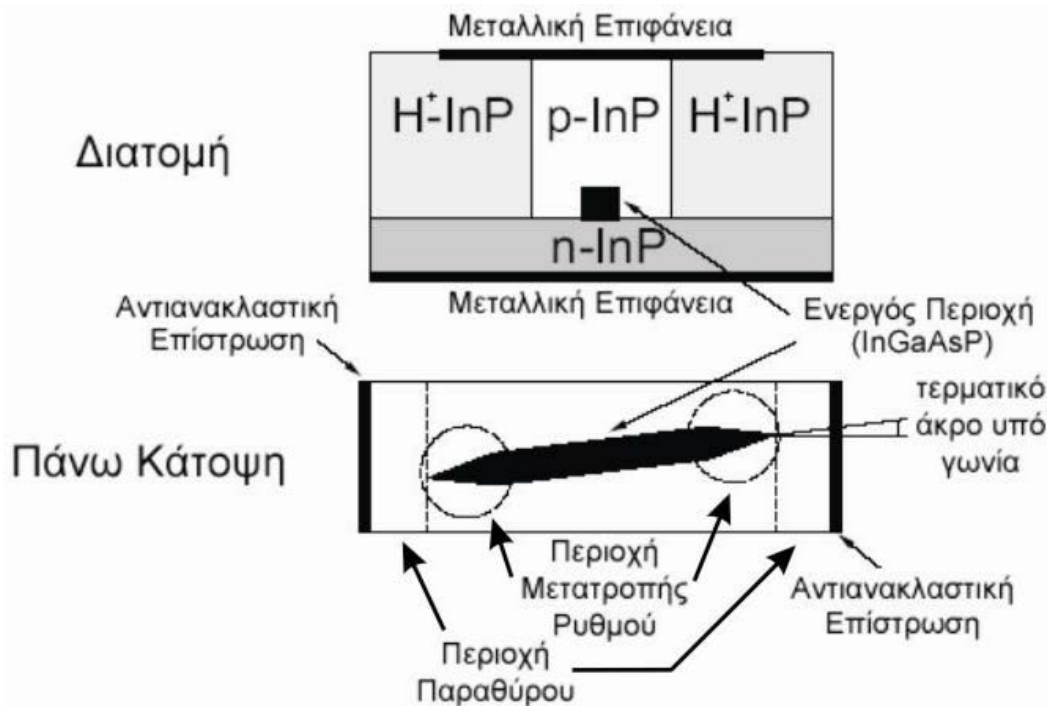
Στο Σχήμα 4.2 φαίνεται η γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού, στον οποίο, με το συμβολισμό που παρουσιάστηκε πριν, οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής είναι  $L \times w \times d$  (μήκος  $\times$  πλάτος  $\times$  πάχος), και οι οποίες καθορίζουν τον όγκο της ενεργού περιοχής. Οι ανακλαστικότητες των τερματικών επιφανειών εισόδου και εξόδου συμβολίζονται με  $R_1$  και  $R_2$ . Για έναν ενισχυτή με παράγοντα κέρδους 30 dB, για να μην κάνει ταλαντώσεις το φως μέσα στον ενισχυτή σύμφωνα με 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 αντι-ανακλαστικών επιστρώσεων της τάξης του  $\sim 10^{-4}$ .



**Σχήμα 4.2** : Γενική διάταξη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού.

Είναι πολύ συνηθισμένο όμως οι οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού με μεγάλο μήκος ( $> 1.0 \text{ mm}$ ) 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 μέθοδος της επίστρωσης δεν είναι δυνατό να επιτύχει από μόνη της αρκετά χαμηλές τιμές ανακλαστικότητας με έναν προβλέσιμο 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 4.3. 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 (Σχήμα 4.3). 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 (ή περιοχή παραθύρου), 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 ( $R=0$ ).



**Σχήμα 4.3 :** Πρόσοψη και πάνω κάτοψη ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού στον οποίο απεικονίζονται οι προσαρμογείς ρυθμού στα άκρα του, η περιοχή παραθύρου και η γωνία με την οποία τοποθετείται σε σχέση με την ανακλαστική επιφάνεια με στόχο την μείωση των ανακλάσεων.

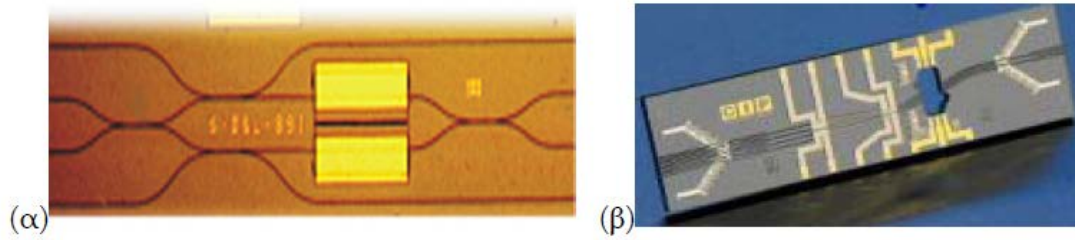
Τέλος, ένα πολύ σημαντικό στάδιο κατά την συσκευασία του SOA είναι η αξονική προσαρμογή και η πλήρη σύζευξη της οπτικής ισχύος στον κυματοδηγό του πλινθίου. Στην πράξη, για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούνται ειδικές εκλεπτυσμένες ίνες που έχουν φακούς αντι-ανακλαστικής επένδυσης, γι' αυτό και ονομάζονται φακοποιημένες ίνες (lensed fibers). Αυτή η τεχνική συντελεί στην εισαγωγή τουλάχιστον 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. 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.

### 4.3 Μέθοδοι ολοκλήρωσης συμβολομετρικών στοιχείων

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

Η δεύτερη μέθοδος αφορά την υβριδική ολοκλήρωση των συμβολομετρικών διατάξεων. Πρόκειται για την προσέγγιση που αποσκοπεί στην παθητική συναρμολόγηση των διάφορων στοιχείων που απαρτίζουν το συμβολόμετρο, καθένα κατασκευασμένο με τα βέλτιστα για τη λειτουργία του υλικά, σε μια κοινή πλατφόρμα. Η τεχνική ονομάζεται Planar Lightwave Circuits (PLC) και έχει τη δυνατότητα να υποστηρίζει ενεργά υλικά πάνω σε μια πλατφόρμα SiO<sub>2</sub>, όπου χαράζονται τα παθητικά στοιχεία και οι κυματοδηγοί. Μέχρι στιγμής με τη μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης έχει κατασκευαστεί μια πληθώρα οπτικών στοιχείων, συμπεριλαμβανομένων και διατάξεων που απαρτίζονται από οπτικούς συμβολομετρικούς διακόπτες. Πλεονέκτημα της μεθόδου αποτελεί η ευκολία στην κατασκευή ενός μεμονωμένου στοιχείου, καθώς κάθε τμήμα του κατασκευάζεται ξεχωριστά και συναρμολογείται στη συνέχεια. Ωστόσο, η μέθοδος έχει μικρό βαθμό απόδοσης, καθώς κάθε στοιχείο πρέπει να συναρμολογηθεί ξεχωριστά από τα υπόλοιπα, χάνοντας συγκριτικά με την μονολιθική μέθοδο το πλεονέκτημα της ομοιομορφής ολοκλήρωσης. Επιπλέον, δεν είναι εύκολη η κατασκευή μεγάλων διατάξεων, δεδομένης της αύξησης της πολυπλοκότητας συναρμολόγησης. Επομένως, η τεχνική αυτή είναι κυρίως κατάλληλη στην ολοκλήρωση πρωτότυπων διατάξεων, ή σε συνδυασμό με τη μονολιθική ολοκλήρωση που θα προμηθεύει τα ήδη ολοκληρωμένα ενεργά στοιχεία, στην κατασκευή ακόμη μεγαλύτερων κυκλωμάτων. Ο αναγεννητής που μελετάται είναι και αυτός μια πρωτότυπη διάταξη η οποία δεν παράγεται μαζικά, και για αυτό το λόγο έχει κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας την μέθοδο της υβριδικής ολοκλήρωσης. Προκειμένου να γίνει κατανοητή η δομή του αναγεννητή, στη συνέχεια θα παρουσιαστεί αρχικά η διαδικασία υβριδικής ολοκλήρωσης του συμβολομέτρου Mach-Zehnder. Στο Σχήμα

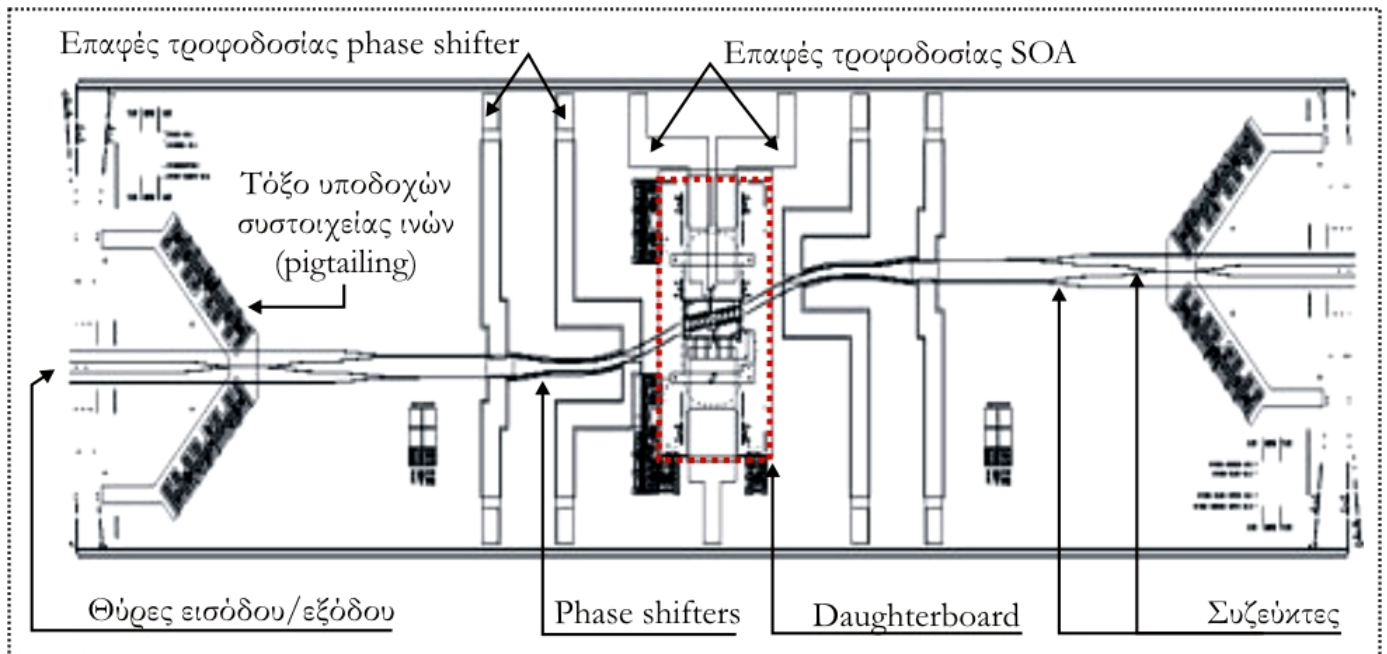
4.4 απεικονίζεται ένα ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder βασισμένο σε SOAs για τις μεθόδους της μονολιθικής και της υβριδικής ολοκλήρωσης αντίστοιχα.



**Σχήμα 4.4 :** Φωτογραφία ενός α) μονολιθικά και β) υβριδικά ολοκληρωμένου συμβολομέτρου τύπου Mach-Zehnder.

#### 4.3.1 Υβριδική ολοκλήρωση του συμβολομέτρου Mach-Zehnder

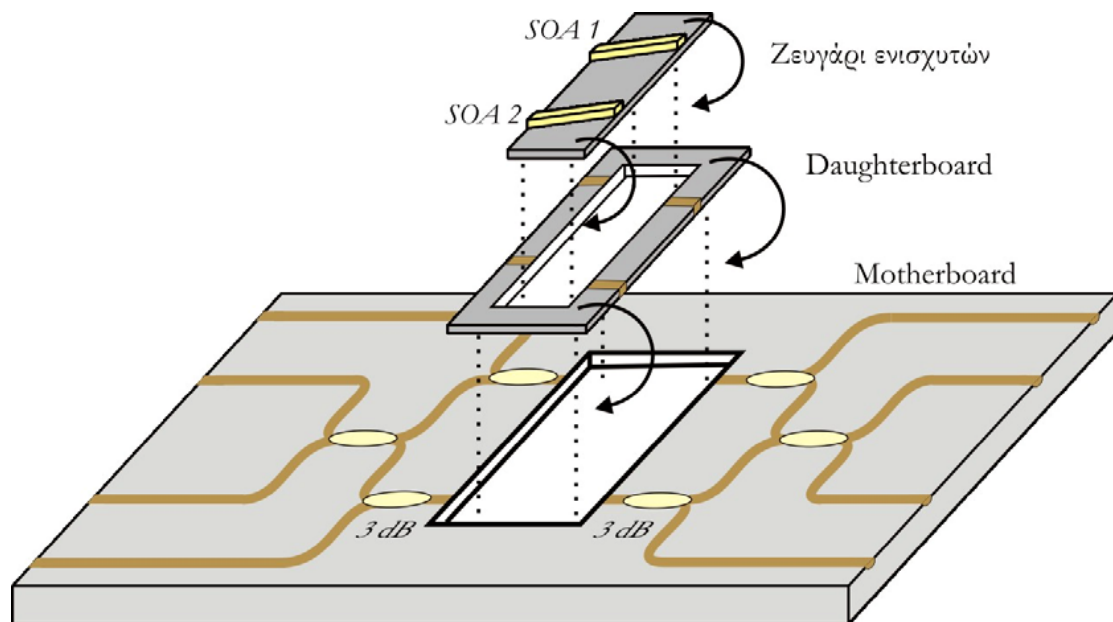
Ο διακόπτης Mach-Zehnder είναι ο πρώτος, και μέχρι πριν λίγα χρόνια ήταν και ο μοναδικός μεταξύ των οπτικών διακοπών, που είχε ολοκληρωθεί σε ένα και μόνο πλινθίο. Πλέον είναι εμπορικά διαθέσιμος, κυρίως για εφαρμογές μετατροπής μήκους κύματος και αναγέννησης. Η δυνατότητα ολοκλήρωσης είναι ένα ιδιαίτερα σημαντικό πλεονέκτημα της διάταξης του MZI, καθώς βελτιώνει τη σταθερότητα, διευκολύνει τη χρήση του, και επιτρέπει, θεωρητικά, την κατασκευή πιο πολύπλοκων διατάξεων με χρήση πολλαπλών πυλών. Στην παρούσα ενότητα αναπτύσσεται η μέθοδος της υβριδικής ολοκλήρωσης ενός συμβολομετρικού διακόπτη Mach-Zehnder με ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές SOA για το μη γραμμικό μέσο, σύμφωνα με τον τρόπο κατασκευής του από την εταιρεία Centre for Integrated Photonics (CIP).



**Σχήμα 4.5 :** Σχηματικό διάγραμμα της μητρικής πλακέτας του υβριδικά ολοκληρωμένου Mach-Zehnder.



Η υβριδική ολοκλήρωση (hybrid integration) περιλαμβάνει αφενός την κατασκευή των επιμέρους στοιχείων (παθητικών και ενεργητικών) σε αντίστοιχες πλατφόρμες, και αφετέρου την συναρμολόγηση των ξεχωριστών πλατφορμών για την κατασκευή του τελικού διακόπτη MZI. Οι πλατφόρμες στις οποίες κατασκευάζονται τα ενεργά στοιχεία – δηλαδή οι ενισχυτές SOA, παράγονται από διαφορετικά υλικά σε σχέση με αυτά από τα οποία παράγονται οι πλατφόρμες των παθητικών στοιχείων (συζεύκτες, κυματοδηγοί). Στην διαφορά αυτή έγκειται και η ονομασία της υβριδικής ολοκλήρωσης, σε αντίθεση με την μονολιθική ολοκλήρωση (monolithic integration) σύμφωνα με την οποία όλα τα στοιχεία της συσκευής ολοκληρώνονται από κοινά υλικά και στην ίδια πλατφόρμα. Η διαδικασία είναι αντίστοιχη με την κατασκευή των ηλεκτρονικών πλακετών PCB, όπου σε μια κοινή πλατφόρμα συναρμολογούνται ποικίλα ηλεκτρονικά στοιχεία, όπως ολοκληρωμένες ψηφίδες, αντιστάσεις, πυκνωτές, καλώδια διασύνδεσης και άλλα. Ο υβριδικά ολοκληρωμένος συμβολομετρικός διακόπτης SOA-MZI αποτελείται από δύο βασικά δομικά στοιχεία, τη «μητρική πλακέτα» (motherboard) και τη δευτερεύουσα πλακέτα (daughterboard), η οποία περιέχει τους ημιαγωγικούς ενισχυτές και τις κατάλληλες ηλεκτρικές επαφές. Το σχεδιάγραμμα ενός τέτοιου ολοκληρωμένου διακόπτη φαίνεται στο Σχήμα 4.5, όπου διακρίνονται οι SOA πάνω στη δευτερεύουσα πλακέτα, οι ηλεκτρικές επαφές, οι κυματοδηγοί της μητρικής πλακέτας και τέλος οι ενώσεις των οπτικών ινών με τους κυματοδηγούς.



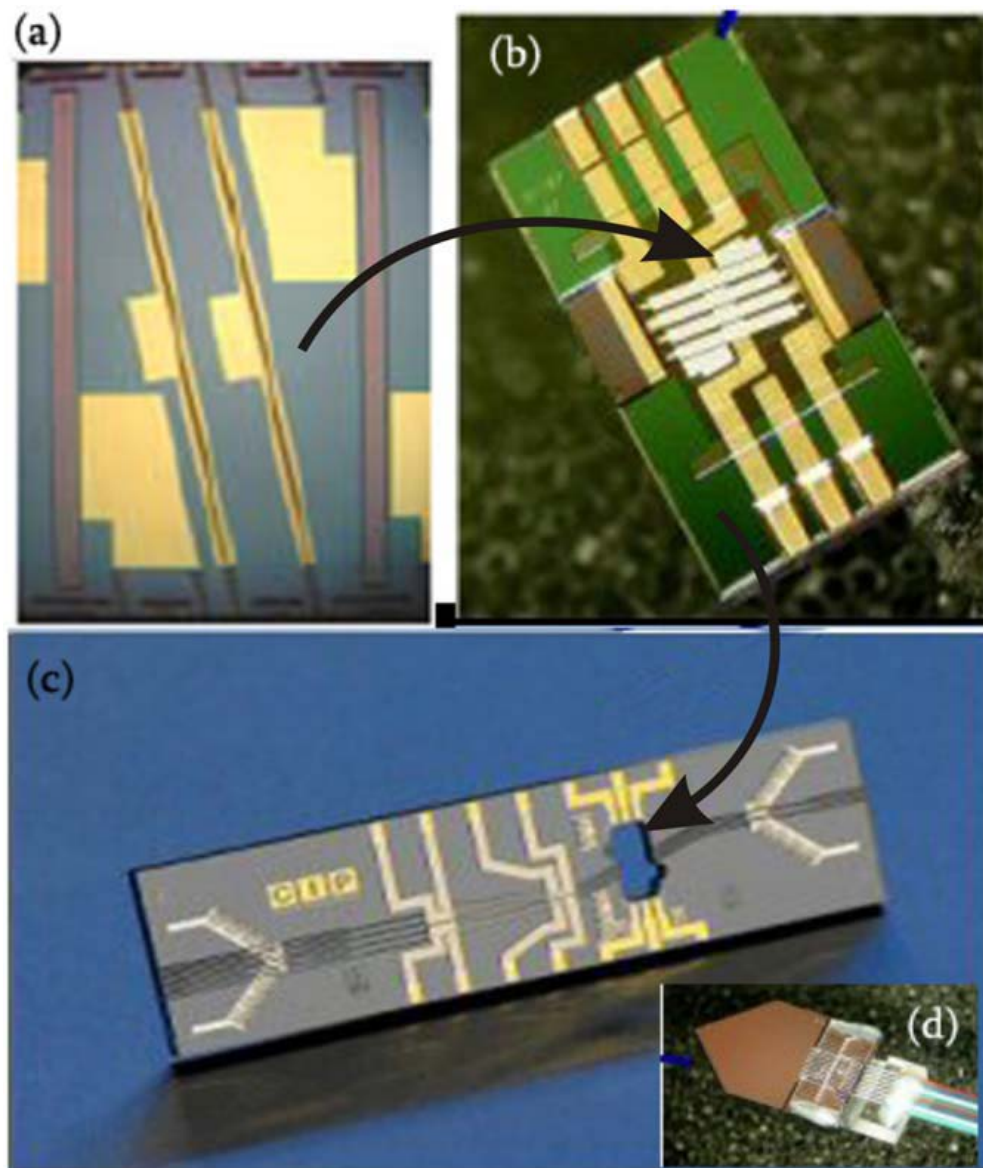
**Σχήμα 4.6 :** Διαδικασία υβριδικής ολοκλήρωσης οπτικών συμβολομετρικών διατάξεων.

Η συνολική διαδικασία συναρμολόγησης του εικονιζόμενου υβριδικά ολοκληρωμένου διακόπτη Mach-Zehnder του σχήματος 4.5, η οποία χωρίζεται σε τέσσερα διακριτά βήματα, είναι η εξής :

- Ανάπτυξη των ενεργών ημιαγωγικών στοιχείων (SOA)

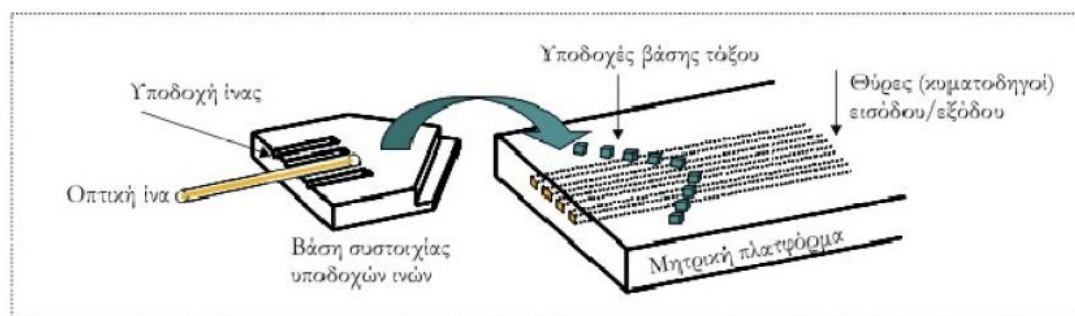
- Ανάπτυξη της δευτερεύουσας πλακέτας συναρμολόγησης που θα υποδεχθεί τα ενεργά στοιχεία. Προσαρμογή των ενεργών στοιχείων.
- Ανάπτυξη της μητρικής πλακέτας με τους κυματοδηγούς και κατάλληλη σπή για να υποδεχθεί τη δευτερεύουσα πλακέτα.
- Προσαρμογή των φακοποιημένων οπτικών ινών στη μητρική πλακέτα.

Το Σχήμα 4.6 απεικονίζει τη διαδικασία ολοκλήρωσης του Mach-Zehnder. Αφού οι SOAs κατασκευαστούν σε μορφή συστοιχιών σε πλατφόρμες από GaAs/InP και κοπούν σε ζεύγη, τοποθετούνται σε αυτούς αντι-ανακλαστικές επιστρώσεις (antireflection coating), για να αποφευχθούν πιθανές ανακλάσεις μέσα στην τελική συσκευή.

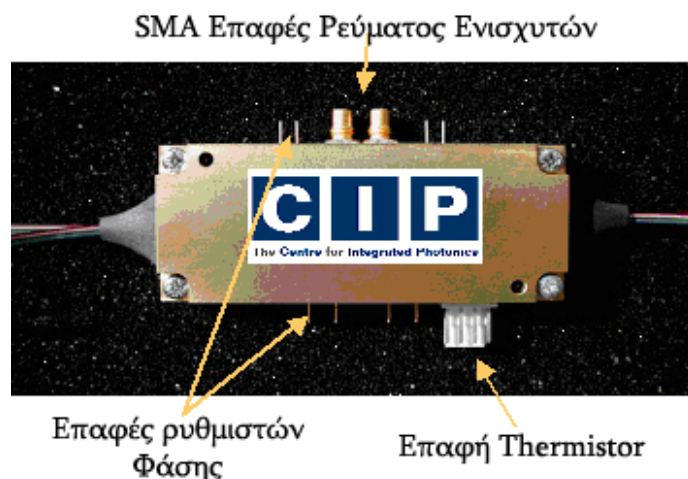


**Σχήμα 4.7 :** α) Συστοιχία δυο μονολιθικά ολοκληρωμένων SOA, β) Δευτερεύουσα Πλακέτα, γ) Μητρική Πλακέτα και δ) Τριγωνική κεφαλή επαφής οπτικών ινών.

Η ψηφίδα με το ζεύγος των SOA κατόπιν τοποθετείται στην κατάλληλα διαμορφωμένη για την υποδοχή τους δευτερεύουσα πλακέτα με τη μέθοδο flip-chip. Συγκεκριμένα, το ζεύγος ενισχυτών αφού πρώτα περιστραφεί κατά 180° ως προς τον οριζόντιο άξονά του, τοποθετείται στην πλατφόρμα daughterboard. Η τεχνική που περιλαμβάνει την περιστροφή και την τοποθέτηση της πλατφόρμας σε μία άλλη, ονομάζεται τεχνική 'flip-chip'. Η πλακέτα αυτή, που εικονίζεται στο Σχήμα 4.7(b) είναι κατασκευασμένη από πυρίτιο – Si, διαθέτει κατάλληλες εγκοπές για την ορθή ευθυγράμμιση της με τη μητρική πλακέτα, ενώ σε αυτή είναι ενσωματωμένες και οι ηλεκτρικές επαφές με τις οποίες διοχετεύεται ηλεκτρικό ρεύμα στους ενισχυτές. Στη συνέχεια η πλατφόρμα daughterboard τοποθετείται με την τεχνική flip-chip στην μητρική πλατφόρμα (motherboard) η οποία περιλαμβάνει τους κυματοδηγούς, τους συζεύκτες, καθώς και ήλεκτρο-οπτικά στοιχεία μεταβολής της φάσης (γνωστά και ως phase shifters) εκατέρωθεν του κάθε ενισχυτή. Η μητρική πλακέτα είναι ένα επίπεδο φωτο-κυματικό κύκλωμα (planar lightwave circuit – PLC) και κατασκευάζεται με τέτοιο τρόπο ώστε, οι κυματοδηγοί με τις κατάλληλες προσθήκες συζευκτών, να σχηματίζουν όλο το παθητικό μέρος της διάταξης του συμβολόμετρου MZI το οποίο ολοκληρώνεται με την προσθήκη της πλατφόρμας daughterboard. Οι κυματοδηγοί αποτελούνται από SiO<sub>2</sub>, που βρίσκεται μέσα σε υπόστρωμα πυριτίου – Si, (silica on silicon) και οι phase shifters τροφοδοτούνται με μία DC τάση και χρησιμοποιούνται για την ακριβή ρύθμιση της φάσης και συνεπώς για την βελτιστοποίηση της συμβολομετρικής λειτουργίας. Τέλος, η σύνδεση των κυματοδηγών της μητρικής πλατφόρμας με τις οπτικές ίνες επιτυγχάνεται με μια διαδικασία που ονομάζεται pigtailling. Οι εξωτερικές οπτικές ίνες (τέσσερις για κάθε πλευρά του διακόπτη), τοποθετούνται σε μία βάση σιλικόνης με συστοιχία κατάλληλων υποδοχών για τις ίνες σε σχήμα τόξου όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.8. Στη συνέχεια, η βάση με την συστοιχία των οπτικών ινών τοποθετείται επάνω σε μία αντίστοιχη συστοιχία υποδοχών σε σχήμα τόξου στη μητρική πλατφόρμα με τη μέθοδο flip-chip. Η συγκεκριμένη τεχνική απαιτεί υψηλής ακρίβειας συναρμολόγηση έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι οπτικές απώλειες κατά την σύζευξη του φωτός από την οπτική ίνα στον κυματοδηγό και αντίστροφα. Το υβριδικά ολοκληρωμένο συμβολόμετρο Mach-Zehnder συσκευάζεται τελικά με την τοποθέτηση θερμο-οπτικών στοιχείων αλλαγής φάσης σε συμπαγή συσκευασία, όπως εικονίζεται στο Σχήμα 4.9.



**Σχήμα 4.8 :** Απεικόνιση της διαδικασίας pigtailling με τη μέθοδο flip-chip.

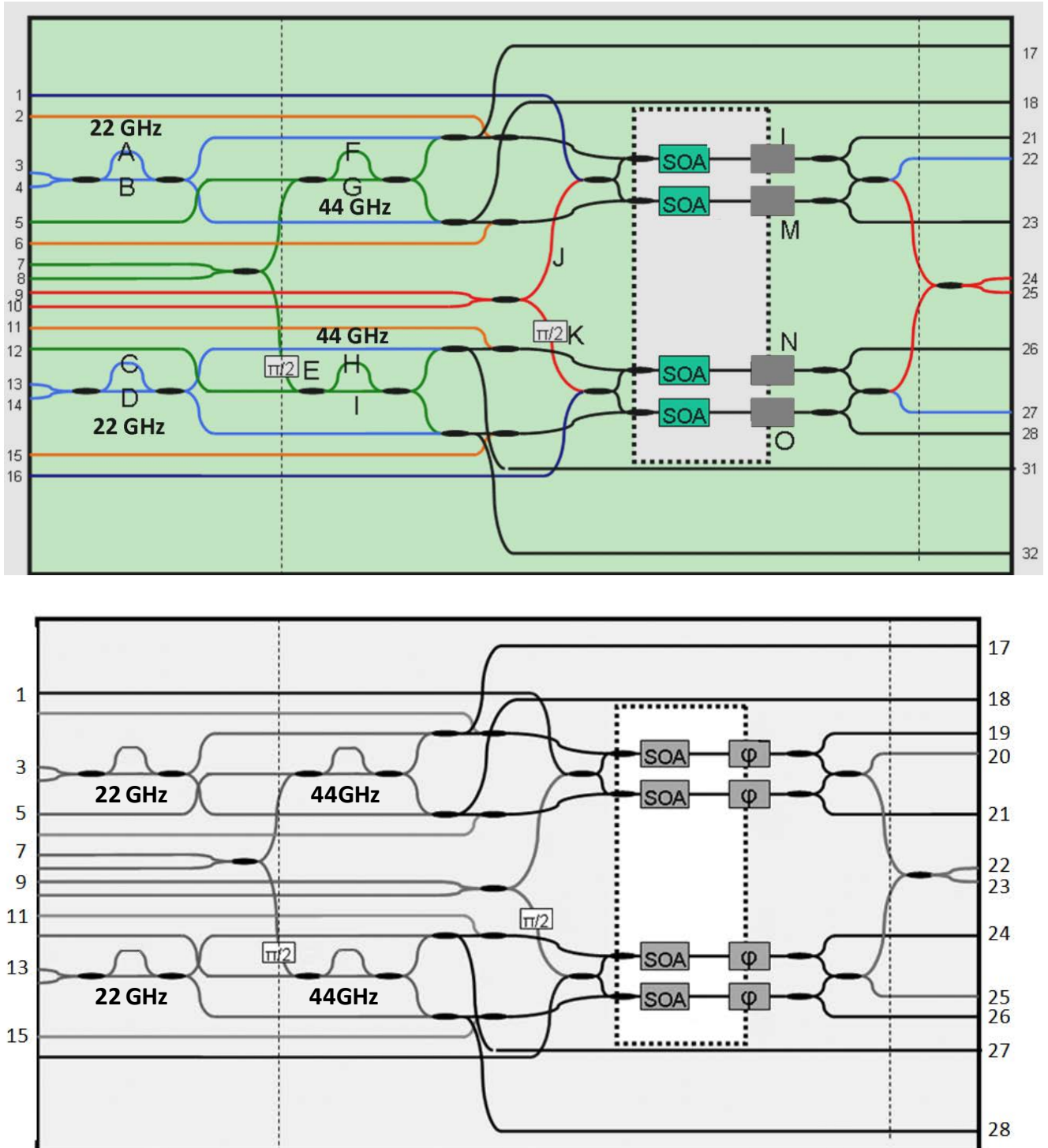


**Σχήμα 4.9 :** Τελική συσκευασία ολοκληρωμένου συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Διακρίνονται οι επαφές ρυθμιστών φάσης, thermistor και τροφοδοσίας των ενισχυτών.

#### 4.4 Δομή του αμιγώς οπτικού αναγεννητή

Ο αμιγώς οπτικός αναγεννητής που μελετάται στην παρούσα διπλωματική κατασκευάστηκε από την εταιρεία Centre for Integrated Photonics (CIP) αποκλειστικά για το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών του Ε.Μ.Π. με σκοπό τη μελέτη των αναγεννητικών ικανοτήτων του. Επειδή ακριβώς είναι μια πρωτότυπη διάταξη που κατασκευάστηκε για καθαρά ερευνητικούς σκοπούς, προτιμήθηκε για την κατασκευή της η τεχνική της υβριδικής ολοκλήρωσης λόγω του χαμηλότερου κόστους έναντι της μονολιθικής ολοκλήρωσης η οποία είναι καταλληλότερη για περιπτώσεις μαζικής παραγωγής. Η διάταξη έχει σχεδιαστεί με σκοπό την αναγέννηση πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης, και συγκεκριμένα των σχημάτων OOK, DPSK και DQPSK, σε ρυθμούς μετάδοσης 22Gbps και 44Gbps. Στο σχήμα 4.10 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του αναγεννητή, με όλες τις δυνατές εισόδους και εξόδους αριθμημένες (αν και στην πράξη χρησιμοποιείται μόνο ένα μικρό μέρος από αυτές). Η διάταξη έχει την ίδια δομή με τον αναγεννητή DQPSK που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3, δηλαδή αποτελείται από δύο MZIs που χρησιμοποιούν τέσσερις SOAs ως μη γραμμικά στοιχεία, ενώ τα σήματα ελέγχου παράγονται με χρήση δύο συμβολομέτρων καθυστέρησης (delay interferometer – DI). Επειδή η διάταξη είναι σχεδιασμένη να λειτουργεί σε δύο διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.10, ο αναγεννητής έχει στην είσοδό του δύο διαφορετικά ζεύγη DIs, με το καθένα να είναι ρυθμισμένο για τον αντίστοιχο ρυθμό μετάδοσης. Επιπλέον η διάταξη περιλαμβάνει 15 θερμο-οπτικούς phase shifters (βρίσκονται στα σημεία αριθμημένα με τα γράμματα Α έως Ο στο Σχήμα 4.10) με σκοπό την μέγιστη ευελιξία στη χρήση και για την καλύτερη δυνατή ρύθμιση της λειτουργίας της αναγέννησης, καθώς και 31 οπτικούς συζεύκτες και 32 θύρες εισόδου/εξόδου υλοποιημένες με την διαδικασία του pigtailing, ολοκληρώνοντας έτσι πάνω από 50 ενεργητικά και παθητικά στοιχεία σε ένα μόνο

φωτονικό κύκλωμα. Το μόνο μειονέκτημα της πολύ-λειτουργικής σχεδίασης της διάταξης είναι η εισαγωγή επιπλέον συζευκτών 3dB στα σήματα ελέγχου (έτσι ώστε να υποστηρίζεται λειτουργία σε δύο ρυθμούς μετάδοσης) με αποτέλεσμα την εισαγωγή επιπρόσθετων απωλειών στα αντίστοιχα οπτικά σήματα.

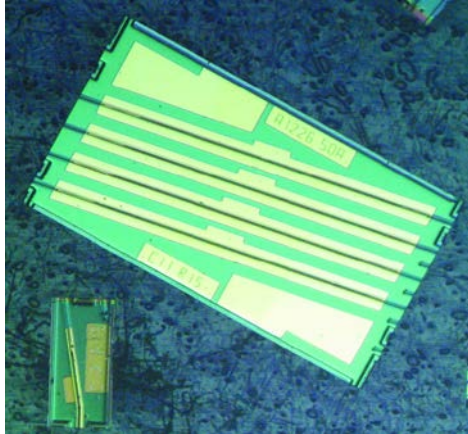


Σχήμα 4.10 : Σχηματικό διάγραμμα της διάταξης του αμιγώς οπτικού αναγεννητή πολλαπλών σημάτων διαμόρφωσης.

Από το παραπάνω σχήμα είναι εμφανές ότι η διάταξη αυτή έχει την δυνατότητα αναγέννησης των σημάτων OOK, DPSK και DQPSK, το μόνο που απαιτείται είναι η χρήση των κατάλληλων θυρών εισόδου και εξόδου κάθε φορά. Ειδικότερα, το σήμα δεδομένων εφαρμόζεται πάντα στις θύρες 9 και 10 του αναγεννητή, με την μία θύρα να χρησιμοποιείται για το σήμα δεδομένων (είτε αυτό είναι CW είτε clock) και την άλλη θύρα να είναι προαιρετική στην περίπτωση που χρειάζεται ένα CW για να λειτουργήσουν στον κόρο οι ενισχυτές. Στην περίπτωση του OOK, και ανεξαρτήτως ρυθμού μετάδοσης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε από τα δύο MZIs, με το σήμα ελέγχου να προσαρμόζεται είτε στη θύρα 2, είτε στη θύρα 11 και η έξοδος είναι οι θύρες 22 και 27 αντίστοιχα. Πολύ εύκολα μπορεί να υλοποιηθεί και το σχήμα push-pull (με τα στοιχεία ελέγχου -καθυστερητής, εξασθενητής- να μην περιλαμβάνονται ωστόσο στο ολοκληρωμένο αλλά να πρέπει να χρησιμοποιηθούν εξωτερικά) χρησιμοποιώντας επιπλέον τις θύρες 6 ή 15, ενώ ευνόητο είναι ότι μιας και υπάρχουν 2 ανεξάρτητα MZIs διαθέσιμα, είναι εφικτή η αναγέννηση δύο OOK σημάτων ταυτόχρονα. Στην περίπτωση του DPSK πάλι μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε από τα δύο MZIs ή και τα δύο ταυτόχρονα, με το σήμα ελέγχου να εισάγεται αυτή τη φορά στις θύρες 3 ή 13 (όπως επίσης και στις θύρες 4 ή 14) όταν πρόκειται για 22Gbps και στις θύρες 5, 7, 8 ή 12 όταν πρόκειται για 44Gbps (για ένα σήμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε από τις προηγούμενες, ενώ για ταυτόχρονη αναγέννηση δύο σημάτων πρέπει να χρησιμοποιηθούν οι θύρες 5 και 12), ενώ η έξοδος δίνεται και πάλι στις θύρες 22 και 27 ανάλογα με το ποιο MZI χρησιμοποιήθηκε. Τέλος στην περίπτωση του DQPSK μπορεί να αναγεννηθεί μόνο ένα σήμα, το οποίο προσαρμόζεται στις θύρες 7 ή 8, ανάλογα με το αν το σήμα εισόδου (δεδομένων) βρίσκεται στη θύρα 9 ή 10 αντίστοιχα και η έξοδος δίδεται στις θύρες 24 και 25.

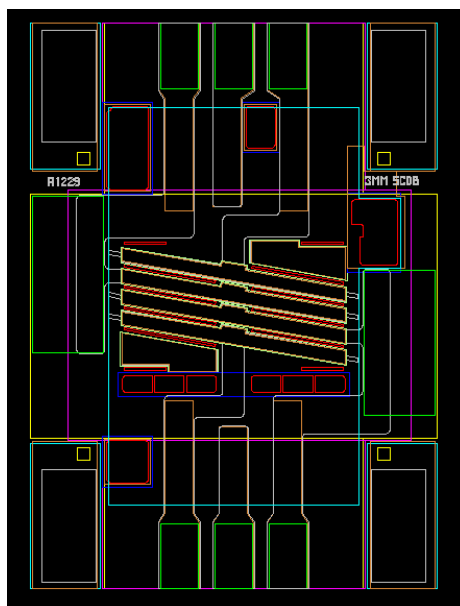
Όσον αφορά τη διαδικασία ολοκλήρωσης του αναγεννητή, είναι λίγο πολύ ίδια με την διαδικασία ολοκλήρωσης του συμβολομέτρου MZI που περιγράφηκε παραπάνω. Το πρώτο στάδιο είναι η ολοκλήρωση σε ένα chip (ημιαγωγού InP) των τεσσάρων SOAs του αναγεννητή. Για το συγκεκριμένο κύκλωμα, σχεδιάστηκαν νέοι, βελτιωμένοι μη γραμμικοί SOAs από την CIP. Οι διαφορές από τους άλλους οπτικούς ενισχυτές που κατασκευάζει η CIP εστιάζονται κυρίως στο μεγαλύτερο μήκος των στοιχείων καθώς και στο πλήθος των πολλαπλών κβαντικών πηγαδιών του ημιαγωγού, με σκοπό την λειτουργία των ενισχυτών κάτω από υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και επίσης τη γρηγορότερη μη γραμμική απόκριση φάσης στα MZI. Οι ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν έχουν μήκος 3mm (στην πράξη είναι 2.1mm, αγνοώντας τις περιοχές μετατροπής ρυθμού) και αποτελούνται από 15 κβαντικά πηγάδια τα οποία προσδίδουν αυξημένο συντελεστή σύμπτυξης ισχύος, ενώ ο χρόνος ανάκαμψης του κέρδους είναι μικρότερος των 16psec σύμφωνα με πειραματικές μετρήσεις. Στο Σχήμα 4.11 φαίνεται το πλινθίο των τεσσάρων SOAs, το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τον υπό μελέτη αναγεννητή.

Στη συνέχεια, το παραπάνω chip τοποθετείται στην δευτερεύουσα πλακέτα (daughterboard) στην κατάλληλη υποδοχή με την τεχνική flip-chip. Στο Σχήμα 4.12 απεικονίζεται το layout της daughterboard για το πλινθίο των τεσσάρων SOAs μήκους 3mm. Κατόπιν, η daughterboard τοποθετείται με τη σειρά της στη μητρική πλακέτα του αναγεννητή, η οποία περιλαμβάνει όλα τα παθητικά στοιχεία (phase shifters, couplers, κυματοδηγοί κ.ο.κ.) επίσης μέσω της τεχνικής flip-chip.

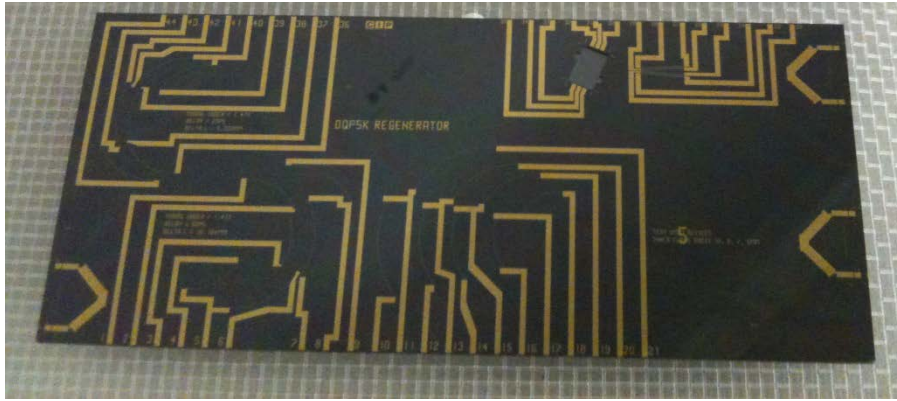


**Σχήμα 4.11 :** Φωτογραφία του chip των τεσσάρων SOAs μήκους 3mm.

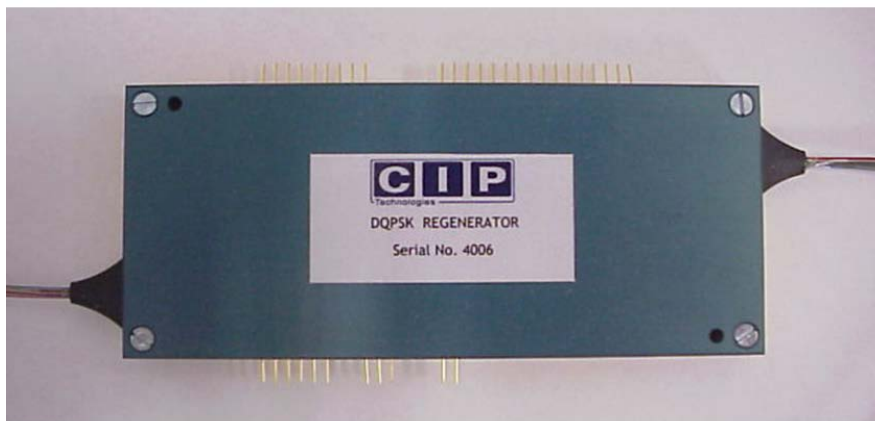
Στο Σχήμα 4.13 φαίνεται μια φωτογραφία της μητρικής πλακέτας του αναγεννητή, όπου είναι ευδιάκριτη η υποδοχή της daughterboard καθώς και οι υποδοχές βάσης τόξου για τις ίνες εισόδου και εξόδου. Τέλος ο αναγεννητής πακετάρεται σε συσκευασία διαστάσεων 125 x 55 x 13 mm, η οποία εκτός από τις ίνες εισόδου και εξόδου έχει όλους τους απαραίτητους ηλεκτρικούς ακροδέκτες για το θερμίστορ που χρησιμοποιείται για μέτρηση της θερμοκρασίας και για τους 15 phase shifters της motherboard. Στο Σχήμα 4.14 απεικονίζεται η συσκευασμένη διάταξη όπως ακριβώς εστάλη στο εργαστήριο φωτονικών επικοινωνιών.



**Σχήμα 4.12 :** Layout της daughterboard των τεσσάρων SOAs μήκους 3mm.



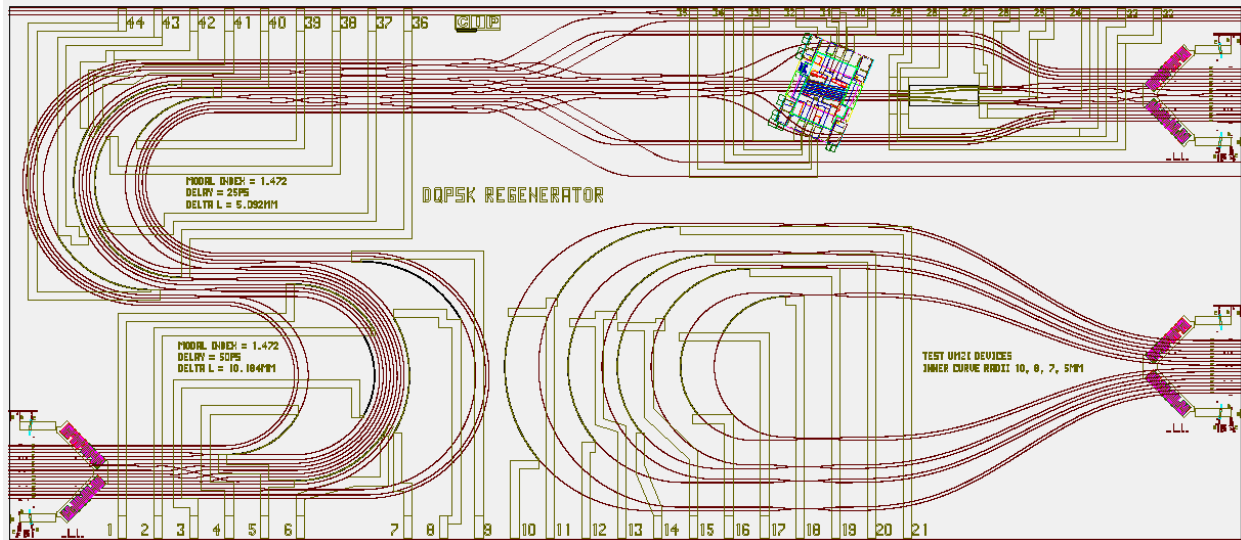
**Σχήμα 4.13 :** Φωτογραφία της μητρικής πλακέτας του οπτικού αναγεννητή.



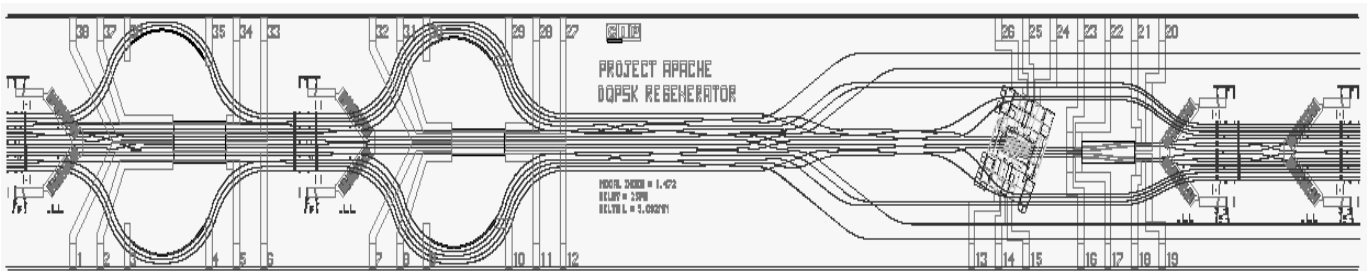
**Σχήμα 4.14 :** Φωτογραφία του πακεταρισμένου οπτικού αναγεννητή πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης.

Τελειώνοντας, αξίζει να σημειωθεί ότι για την υλοποίηση της motherboard μπορούν να χρησιμοποιηθούν δύο διαφορετικά layout, με την διαφορά να βρίσκεται στον τρόπο υλοποίησης των DIs στη είσοδο του αναγεννητή. Ο ένας τρόπος φαίνεται στο Σχήμα 4.15, με τους κυματοδηγούς των DIs να σχηματίζουν ένα μεγάλο S, και βάσει αυτού έχει κατασκευαστεί και η μητρική πλακέτα του αναγεννητή που εστάλη στο εργαστήριο προς μελέτη. Ο άλλος τρόπος εικονίζεται στο Σχήμα 4.16, και σε αυτή την περίπτωση οι κυματοδηγοί των DIs καμπυλώνονται με τέτοιο τρόπο ώστε να πάρουν το σχήμα καμπάνας. Και στις δύο περιπτώσεις η απαραίτητη εισαγωγή καθυστέρησης εισάγεται λόγω του μήκους του κυματοδηγού, για αυτό και για τα DIs των 22Gbps απαιτείται διπλάσιο μήκος κυματοδηγού από ότι για τα DIs των 44Gbps. Αυτό γίνεται πιο εύκολα ορατό στο Σχήμα 4.16, όπου τα σήματα των 22Gbps διασχίζουν διπλάσια απόσταση, καθώς διέρχονται και από τις δύο διατάξεις σχήματος καμπάνας, ενώ τα σήματα των 44Gbps διέρχονται μόνο από την δεύτερη διάταξη.





Σχήμα 4.15 : Layout της μητρικής πλακέτας του οπτικού αναγεννητή για UMZIs τύπου S-bend.



Σχήμα 4.16 : Layout της μητρικής πλακέτας του οπτικού αναγεννητή για UMZIs τύπου bell-curve.

# Βιβλιογραφία

- [1] G. Maxwell et al., “*Very low coupling loss, hybrid-integrated alloptical regenerator with passive assembly*”, Europ. Conf. on Opt. Comm. (ECOC) 2002, Tech. Dig., PD3.5, Copenhagen, Denmark, 2002.
- [2] Y. Du et al., “*A novel monolithically integrated Mach-Zehnder wavelength converter using cross modulation in electro-absorber*”, Europ. Conf. on Opt. Comm. (ECOC) 2005, Tech. Dig., Th 1.4.1.,Glasgow, UK, 2005.
- [3] S. J. Park, K. T. Jeong, S. H. Park, H. K. Sung, “*A novel method for fabrication of a PLC platform for hybrid integration of an optical module by passive alignment*”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 14, No. 4, pp.486-488, 2002.
- [4] K. Kato and Y. Tohmori, “*PLC Hybrid integration technology and its application to photonic components*”, IEEE J. Selected Topics in Quantum. Electron., Vol. 6, No. 1, pp. 4-13 Jan. 2000.
- [5] Γεώργιος Θ. Κανέλλος, *Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε απαιτητικές λειτουργίες των σύγχρονων ευρυζωνικών οπτικών δικτύων*, 2008. Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [6] Δημήτριος Β. Αποστολόπουλος, *Φωτονικά Συστήματα Μεταγωγής και Αποθήκευσης Δεδομένων για Ευρυζωνικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων*, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [7] Δημήτριος Μ. Πετραντωνάκης, *Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε αμιγώς οπτικά συστήματα δρομολόγησης και αναγέννησης δεδομένων*, 2010, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [8] *Regenerator fabrication*, CIP Technology White papers.
- [9] [www.ciphotonics.com](http://www.ciphotonics.com)



# Κεφάλαιο 5

## Προσομοιωτική μελέτη των αναγεννητικών ικανοτήτων του ολοκληρωμένου αναγεννητή

### 5.1 Μοντελοποίηση του Οπτικού Ενισχυτή Ημιαγωγού (SOA)

Προκειμένου να διερευνηθούν οι δυνατότητες αναγέννησης και μετατροπής μήκους κύματος του ολοκληρωμένου 2R αναγεννητή που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, καθώς και να προσδιοριστεί στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας του, θα χρησιμοποιηθεί προσομοιωτική ανάλυση των αναγεννητικών διατάξεων που παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 3. Όπως είναι αντιληπτό, λόγω της θεμελιώδους σημασίας τους για τη διαδικασία της αναγέννησης, η μοντελοποίηση των SOAs των MZI αποτελεί το βασικό κομμάτι της μοντελοποίησης.

Η προσομοίωση της συμπεριφοράς ενός SOA εμπεριέχει τη 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 υπόψη 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 ημιαγωγίμου υλικού είναι η βάση των φυσικών φαινομένων όπως είναι η διαμόρφωση κέρδους και φάσης τα οποία έχουν ενδιαφέρον για τις εφαρμογές αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος.

Για να είναι επιτυχής η προσομοίωση της συμπεριφοράς του SOA, άρα και των διατάξεων οι οποίες βασίζονται σε αυτόν, απαραίτητη προϋπόθεση είναι το χρησιμοποιούμενο μοντέλο του SOA να μπορεί να εξασφαλίσει μακροσκοπική αντιστοιχία μεταξύ προσομοιωτικών αποτελεσμάτων και πειραματικών δεδομένων. Τα αποτελέσματα αυτά αναφέρονται πρώτον στις καμπύλες κέρδους που παρουσιάζει ο ημιαγωγός ως προς την εισερχόμενη οπτική ισχύ για διάφορα ρεύματα έγχυσης και δεύτερον στο χρόνο που χρειάζεται για να ανακτήσει το κέρδος του όταν παλμός συγκεκριμένης οπτικής ισχύος εισέρχεται σε αυτόν. Επίσης, στο μοντέλο θα πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν ο θόρυβος αυθόρμητης εκπομπής (Amplified Spontaneous Emission, ASE). Πέρα από τη σημασία που έχει ο θόρυβος ASE στη σωστή απόδοση κάποιων άλλων χαρακτηριστικών του SOA (όπως π.χ. ο χρόνος ζωής φορέων), είναι

σημαντικό να προβλέπεται από το μοντέλο καθώς στην πράξη θέτει κάποια όρια στη χρησιμοποίηση των SOAs για αναγέννηση (π.χ., η ύπαρξη του θορύβου ASE είναι βασικός περιοριστικός παράγοντας για τη σειριακή διασύνδεση πολλών πυλών με SOAs).

Τις παραπάνω επιθυμητές ιδιότητες του μοντέλου SOA υποστηρίζει το πακέτο λογισμικού προσομοίωσης Optisystem™ της Optiwave™, το οποίο και χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής για την εκτέλεση των προσομοιώσεων. Το μοντέλο που χρησιμοποιεί το Optisystem για την προσομοίωση του SOA βασίζεται στην αριθμητική επίλυση ενός συνόλου από πεπλεγμένες διαφορικές εξισώσεις οι οποίες περιγράφουν την αλληλεπίδραση μεταξύ πυκνότητας φορέων και ρυθμών (ροής) φωτονίων. Με το συμβολισμό που ακολουθεί το Optisystem (και όχι αυτόν του Κεφ. 3) οι εξισώσεις οδεύοντος κύματος για τα πεδία του σήματος (έστω του σήματος  $k$  με συχνότητα  $\nu_k$ , από τα συνολικά  $N_s$  σήματα διαφορετικών συχνοτήτων που υποτίθενται ότι συνδιαδίδονται στον SOA) είναι:

$$\frac{dE_{S_k}^+(z)}{dz} = \left( -j\beta_k + \frac{1}{2}(\Gamma \cdot g_m(\nu_k, n) - a(n)) \right) \cdot E_{S_k}^+(z) \quad (5.1)$$

$$\frac{dE_{S_k}^-(z)}{dz} = \left( j\beta_k + \frac{1}{2}(\Gamma \cdot g_m(\nu_k, n) - a(n)) \right) \cdot E_{S_k}^-(z) \quad (5.2)$$

όπου

$z$  είναι ο άξονας διάδοσης (επιμήκης άξονας του SOA) με αρχή την επιφάνεια εισόδου,

$E_{S_k}^+(z)$ ,  $E_{S_k}^-(z)$  είναι το μιγαδικό οδεύον κύμα ηλεκτρικού πεδίου που διαδίδεται κατά την θετική και αρνητική κατεύθυνση του  $z$  αντίστοιχα,

$\beta_k$  είναι ο συντελεστής διάδοσης,

$\Gamma$  ο οπτικός παράγοντας σύμπτυξης οπτικής ισχύος (optical confinement factor),

$a(n) = K_0 + \Gamma K_1 n$  ο συντελεστής απωλειών υλικού,

$K_0$  ο συντελεστής απορρόφησης που δεν εξαρτάται από την πυκνότητα φορέων (και αντιπροσωπεύει τις ενδογενείς απώλειες του υλικού)

$K_1$  ο συντελεστής απορρόφησης που εξαρτάται από την πυκνότητα φορέων

και  $g_m(\nu_k, n)$  ο συντελεστής κέρδους του υλικού.

Για το συντελεστή κέρδους του υλικού, το πρόγραμμα επιτρέπει τη χρήση του ακριβούς αναλυτικού τύπου (με βάση την κατανομή Fermi-Dirac), που πέραν της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του, προϋποθέτει τη λεπτομερή γνώση πολλών φυσικών χαρακτηριστικών του ημιαγωγού. Στην πράξη, για όλες τις εφαρμογές που αφορούν αυτή τη διπλωματική, είναι αρκετή η γραμμική προσέγγιση του συντελεστή αυτού:

$$g_m(v_k, n) = A_g(v_k) \cdot (n(z) - n_0(v_k)) \quad (5.3)$$

όπου  $A_g(v_k)$  ο διαφορικός συντελεστής κέρδους και  $n_0(v_k)$  η πυκνότητα φορέων στο σημείο διαφάνειας.

Η ενίσχυση του σήματος εξαρτάται επίσης και από το πόσο θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής (ASE) παράγει ο SOA. Αυτό συμβαίνει επειδή ο θόρυβος συμμετέχει στην εξάντληση των διαθέσιμων φορέων και συμβάλλει στον κορεσμό του κέρδους. Οι εξισώσεις οδεύοντος κύματος για την αυθόρμητη εκπομπή είναι:

$$\frac{dN_j^+(z)}{dz} = (\Gamma \cdot g_m(v_j, n) - a(n)) \cdot N_j^+(z) + R_{sp}(v_j, n) \quad (5.4)$$

$$\frac{dN_j^-(z)}{dz} = -(\Gamma \cdot g_m(v_j, n) - a(n)) \cdot N_j^-(z) + R_{sp}(v_j, n) \quad (5.5)$$

και υπόκεινται στις συνοριακές συνθήκες:

$$N_j^+(0) = R_1 N_j^-(0), \quad N_j^-(L) = R_2 N_j^+(L) \quad (5.6)$$

Στις παραπάνω σχέσεις,  $N_j^+(z)$  και  $N_j^-(z)$  είναι οι ρυθμοί φωτονίων αυθόρμητης εκπομπής ( $s^{-1}$ ,  $N = |E|^2$ ), η συνάρτηση  $R_{sp}(v_j, n)$  αντιπροσωπεύει το θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής που συζευγνύεται στο  $N_j^+(z)$  ή  $N_j^-(z)$ ,  $R_1$  και  $R_2$  είναι η ανακλαστικότητα της επιφάνειας εισόδου και εξόδου του SOA αντίστοιχα. Λόγω των δύο ανακλαστικών επιφανειών, οι οποίες σχηματίζουν κοιλότητα συντονισμού, τα φωτόνια του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής θεωρείται ότι μπορούν να υπάρξουν μόνο σε διακριτές συχνότητες, έστω  $v_j$ ,  $j = 0, \dots, N_m - 1$ , για τις οποίες το μήκος  $L$  της κοιλότητας είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του μισού μήκους κύματος.

Εξάλλου, από την εξίσωση ροής, η πυκνότητα φορέων ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση:

$$\begin{aligned} \frac{dn(z)}{dt} = & \frac{I}{edLW} - R(n(z)) - \frac{\Gamma}{dW} \left\{ \sum_{k=1}^{N_s} g_m(v_k, n(z)) (N_{S_k}^+(z) + N_{S_k}^-(z)) \right\} \\ & - \frac{2\Gamma}{dW} \left\{ \sum_{j=0}^{N_m-1} g_m(v_j, n(z)) K_j (N_j^+(z) + N_j^-(z)) \right\} \end{aligned} \quad (5.7)$$

όπου  $I$  το ρεύμα έγχυσης φορέων,  $R$  ο όρος ρυθμού επανασύνδεσης,  $L$  το μήκος της ενεργού περιοχής του SOA,  $d$ ,  $W$  οι άλλες 2 διαστάσεις της και  $K_j$  ένας παράγοντας κανονικοποίησης (ο τρόπος υπολογισμού του δεν θα περιγραφεί εδώ).

Ο όρος ρυθμού επανασύνδεσης  $R$  δίνεται από:

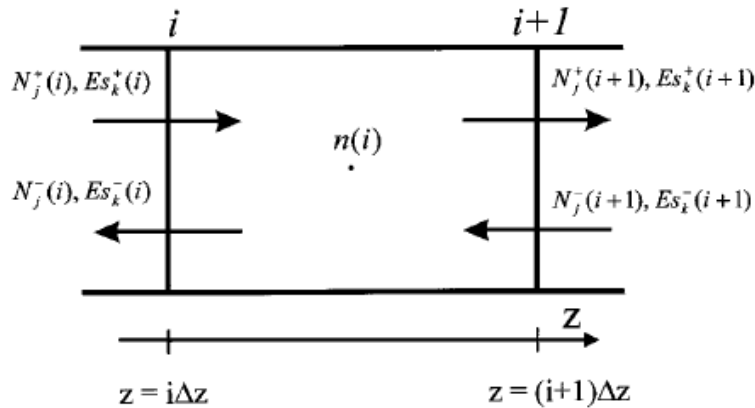
$$R(n) = A_{rad}n + B_{rad}n^2 + A_{nrad}n + B_{nrad}n^2 + C_{aug}n^3 + D_{leak}n^{5.5} \quad (5.8)$$

Στη σχέση αυτή οι δύο πρώτοι όροι,  $A_{rad}$  και  $B_{rad}$ , αντιπροσωπεύουν την ακτινοβολούσα επανασύνδεση και είναι ο γραμμικός και ο διμοριακός συντελεστής ακτινοβολούσας επανασύνδεσης αντίστοιχα. Οι υπόλοιποι όροι αφορούν τη μη ακτινοβολούσα επανασύνδεση. Ο  $A_{nrad}$  (που οφείλεται σε “παγίδες” στο υλικό του ημιαγωγού) και  $B_{rad}$  είναι αντίστοιχα ο γραμμικός και διμοριακός συντελεστής της μη ακτινοβολούσας επανασύνδεσης, ενώ  $C_{aug}$  είναι ο συντελεστής επανασύνδεσης Auger και το  $D_{leak}$  αντιπροσωπεύει την επανασύνδεση λόγω φαινομένων διαρροής.

Ο τρίτος και τέταρτος όρος της (5.7) αντιπροσωπεύουν την ακτινοβολούσα επανασύνδεση που οφείλεται στο ενισχυμένο σήμα και την ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή (ASE) αντίστοιχα.

Όπως είναι φανερό, σε όλες τις παραπάνω εξισώσεις η εγκάρσια εξάρτηση των διαφόρων μεγεθών έχει θεωρηθεί αμελητέα, καθώς το μήκος του SOA έχει υποτεθεί πολύ μεγαλύτερο των άλλων δύο διαστάσεων.

Καθώς οι εξισώσεις του SOA δεν μπορούν να επιλυθούν αναλυτικά, απαιτείται αριθμητική επίλυση. Στο αριθμητικό μοντέλο ο ενισχυτής χωρίζεται σε  $N_z$  τμήματα, με δείκτες  $i = 1, 2, \dots, N_z$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1.



**Σχήμα 5.1:** Το  $i$ -στο τμήμα του SOA. Τα πεδία του σήματος και της αυθόρμητης εκπομπής εκτιμώνται στα σύνορα του τμήματος, ενώ η πυκνότητα φορέων (ομοιόμορφη σε όλο το τμήμα) στο κέντρο.

Το μήκος του κάθε τμήματος είναι η μέση απόσταση που διανύει το σήμα σε ένα βήμα. Η διάρκεια κάθε βήματος καθορίζεται από τη συχνότητα δειγματοληψίας της προσομοίωσης. Συγκεκριμένα, εάν θεωρηθεί ότι η συχνότητα δειγματοληψίας είναι  $f_{samp}$ , η διάρκεια βήματος θα είναι ίση με  $1/f_{samp}$ . Επομένως, λαμβάνοντας ομαδικό δείκτη διάθλασης της ενεργού περιοχής του SOA ίσο με  $n_{gr}$ , το μήκος κάθε στοιχειώδους τμήματος του SOA προκύπτει:

$$\Delta z = \frac{c}{n_{gr} \cdot f_{samp}} \quad (5.9)$$

Επίσης, όπως είναι προφανές, ταυτόχρονα ισχύει και: 
$$\Delta z = \frac{L}{N_z} \quad (5.10)$$

Τα πεδία του σήματος και ο ρυθμός φωτονίων της αυθόρμητης εκπομπής εκτιμώνται στις διεπαφές μεταξύ των τμημάτων.

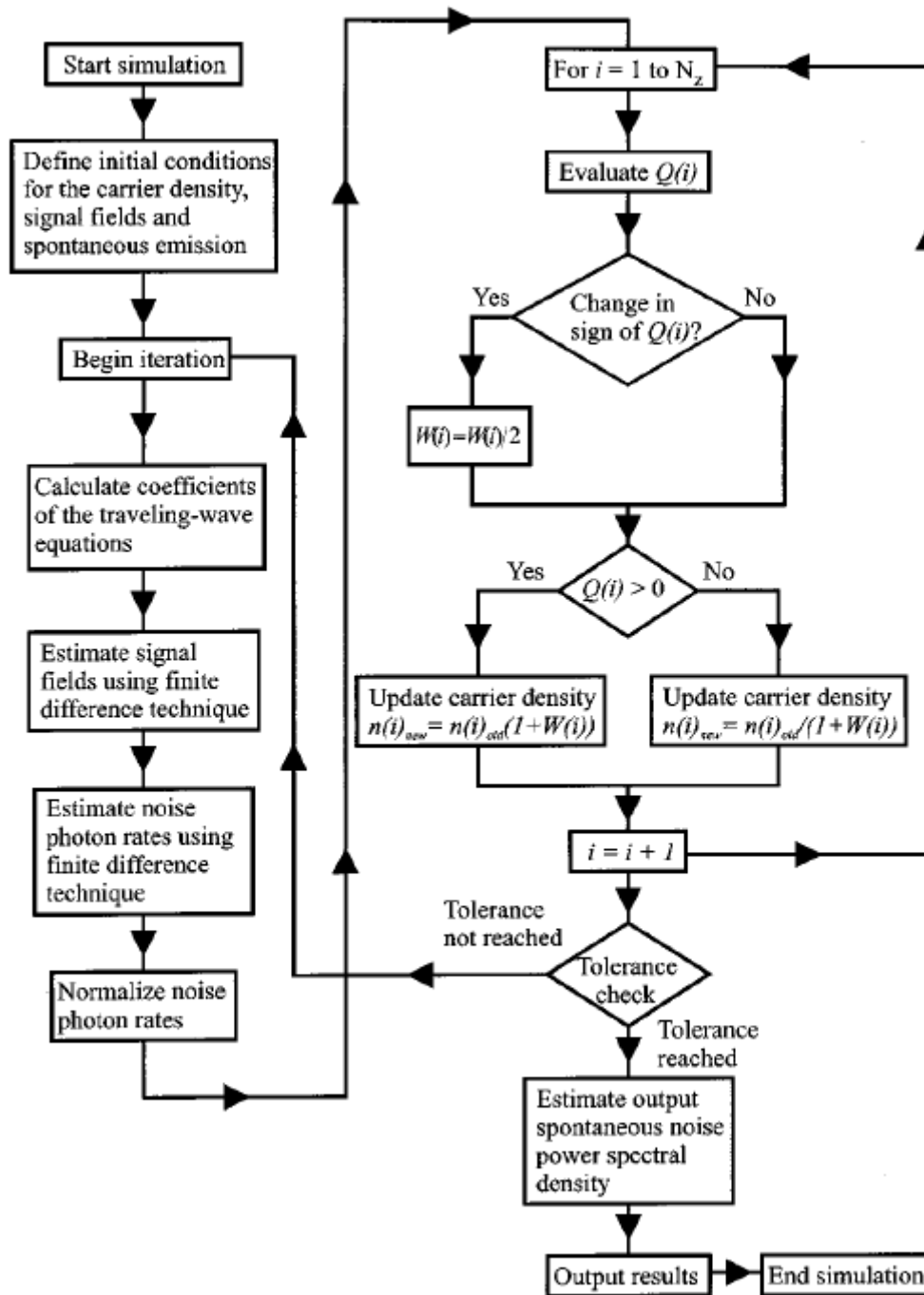
Για τον υπολογισμό του δεξιού μέρους της εξίσωσης (5.7), έστω  $Q(i)$  για το  $i$ -στο τμήμα, οι ρυθμοί φωτονίων σήματος και θορύβου που χρησιμοποιούνται δίνονται από τη μέση τιμή τους στα σύνορα του τμήματος. Στη μόνιμη κατάσταση το  $Q(i)$  είναι μηδέν. Για την πρόβλεψη των χαρακτηριστικών της μόνιμης κατάστασης, χρησιμοποιείται ένας αλγόριθμος που καθορίζει την πυκνότητα φορέων έτσι ώστε η τιμή του  $Q(i)$  σε όλο το μήκος του SOA να τείνει στο μηδέν. Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου αυτού απεικονίζεται στο Σχήμα 5.2. Το πρώτο βήμα του αλγορίθμου είναι η αρχικοποίηση των πεδίων του σήματος και των ρυθμών φωτονίων αυθόρμητης εκπομπής στο μηδέν. Η αρχική πυκνότητα φορέων βρίσκεται από την επίλυση της (5.7) με την μέθοδο Newton-Raphson, έχοντας θέσει όλα τα πεδία ίσα με το μηδέν. Αφού ξεκινήσει ο βρόχος επανάληψης, υπολογίζονται οι συντελεστές των εξισώσεων οδεύοντος κύματος. Στη συνέχεια εκτιμώνται τα πεδία του σήματος και οι ρυθμοί φωτονίων θορύβου χρησιμοποιώντας λύσεις πεπερασμένων διαφορών (finite difference technique) των εξισώσεων (5.1)-(5.2) και (5.4)-(5.5). Για κύματα που διαδίδονται στη θετική διεύθυνση λαμβάνονται διαφορές προς τα εμπρός και για κύματα που διαδίδονται στην αρνητική διεύθυνση λαμβάνονται διαφορές προς τα πίσω. Συγκεκριμένα, αν  $X^+$  είναι ένα κύμα που διαδίδεται προς τα εμπρός, τότε για το  $i$ -στο τμήμα η χωρική του παράγωγος προσεγγίζεται από:

$$\frac{dX^+}{dz} = \frac{X_i - X_{i-1}}{\Delta z}$$

ενώ αν  $X^-$  είναι ένα κύμα που διαδίδεται προς τα πίσω, τότε για το  $i$ -στο τμήμα η χωρική του παράγωγος προσεγγίζεται από:

$$\frac{dX^-}{dz} = \frac{X_{i+1} - X_i}{\Delta z}$$





**Σχήμα 5.2:** Ο αλγόριθμος μόνιμης κατάστασης του μοντέλου SOA. Ο αλγόριθμος αναεώνει την τιμή πυκνότητας φορέων  $n(i)_{new}$  ώστε σε όλο το μήκος του ενισχυτή το  $Q(i)$  (δηλ. το δεξί μέρος της (5.7)) να τείνει στο μηδέν.

όπου  $\Delta z$  είναι το μήκος του στοιχειώδους τμήματος και δίνεται από τις (5.9) και (5.10). Έπειτα υπολογίζονται οι παράγοντες κανονικοποίησης θορύβου  $K_j$ . Στη συνέχεια, για κάθε τμήμα  $i$  υπολογίζεται το  $Q(i)$ . Αν το  $Q(i)$  είναι θετικό τότε η πυκνότητα φορέων είναι πολύ χαμηλή και σε αυτήν την περίπτωση η τιμή

πυκνότητας φορέων πολλαπλασιάζεται με τον παράγοντα  $(1+W(i))$  για να προκύψει η νέα τιμή πυκνότητας φορέων για το τμήμα αυτό. Το  $W(i)$  είναι ένα βάρος με τιμές μικρότερες της μονάδας και αρχική τιμή 0.1 (επιλεγμένη για να επιτυγχάνεται καλή σύγκλιση). Αν το  $Q(i)$  είναι αρνητικό τότε η τιμή πυκνότητας φορέων είναι πολύ υψηλή και σε αυτήν την περίπτωση η νέα τιμή για την πυκνότητα φορέων προκύπτει από τη διαίρεση της παλιάς με τον παράγοντα  $(1+W(i))$ . Εάν το πρόσημο του  $Q(i)$  διαφέρει από την προηγούμενη επανάληψη, το  $W(i)$  υποδιπλασιάζεται. Η διαδικασία αυτή επιτρέπει σύγκλιση προς την σωστή τιμή πυκνότητας φορέων χρησιμοποιώντας ολοένα και μικρότερο βήμα αύξησης της πυκνότητας φορέων. Ο βρόχος επαναλαμβάνεται συνεχώς, μέχρις ότου η ποσοστιαία μεταβολή της τιμής των πεδίων σήματος, των ρυθμών φωτονίων θορύβου και της πυκνότητας φορέων μεταξύ διαδοχικών επαναλήψεων να γίνει μικρότερη από το επιθυμητό επίπεδο ανοχής (σε όλο το μήκος του SOA). Έτσι, όταν ο βρόχος επανάληψης τερματιστεί, έχουν υπολογισθεί σωστά οι πυκνότητες φορέων σε κάθε τμήμα καθώς επίσης και το πεδίο του σήματος και ο ρυθμός φωτονίων θορύβου στην έξοδο του ενισχυτή. Τέλος, με μέθοδο που δεν θα περιγραφεί εδώ, υπολογίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος αυθόρμητης εκπομπής στην έξοδο.

Προκειμένου οι προσομοιώσεις να ανταποκρίνονται κατά το δυνατόν περισσότερο στην πραγματικότητα, θα πρέπει το μοντέλο SOA που χρησιμοποιείται να παρουσιάζει συμπεριφορά που πλησιάζει όσο το δυνατόν περισσότερο τη συμπεριφορά των SOA του chip της CIP, που χρησιμοποιείται στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Για το σκοπό αυτό κεφαλαιώδους σημασίας είναι η κατάλληλη επιλογή του συνόλου φυσικών παραμέτρων τις οποίες χρησιμοποιεί το αριθμητικό μοντέλο που περιγράφηκε πιο πάνω. Κάποιες από τις φυσικές αυτές παραμέτρους έχουν μετρηθεί και δίνονται από τον κατασκευαστή του chip, οπότε χρησιμοποιήθηκαν αυτούσιες, κάποιες δεν υπεισέρχονται καθόλου στους υπολογισμούς ανάλογα με τους προσεγγιστικούς τύπους που επιλέγονται (π.χ. η ενεργός μάζα ηλεκτρονίων στη ζώνη αγωγιμότητας και η ενεργός μάζα οπών στη ζώνη σθένους χρησιμοποιούνται μόνο αν επιλεγεί ο πλήρης τύπος για το συντελεστή κέρδους υλικού και όχι όταν επιλέγεται γραμμική προσέγγιση) και κάποιες άλλες αναφέρονται σε λειτουργίες του SOA οι οποίες δεν είναι ενδιαφέρουσες στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής, οπότε αφέθηκαν στις προεπιλεγμένες (από το Optisystem) τιμές. Όλες οι υπόλοιπες φυσικές παράμετροι επιλέχθηκαν με κριτήριο να επιτευχθεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερη μακροσκοπική συμφωνία μεταξύ των πειραματικών και των προσομοιωτικών αποτελεσμάτων που αφορούν τις καμπύλες κέρδους και τον χρόνο ανάκαμψης κέρδους του SOA. Ο τρόπος με τον οποίο λαμβάνονται τα αποτελέσματα αυτά καθώς και η παρουσίαση αυτών καθ'αυτών των αποτελεσμάτων αποτελεί ύλη των αμέσως επόμενων ενοτήτων. Στον Πίνακα 5.1 παρατίθενται συγκεντρωτικά οι τιμές του συνόλου φυσικών παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν για το προσομοιωτικό μοντέλο της παρούσας διπλωματικής.

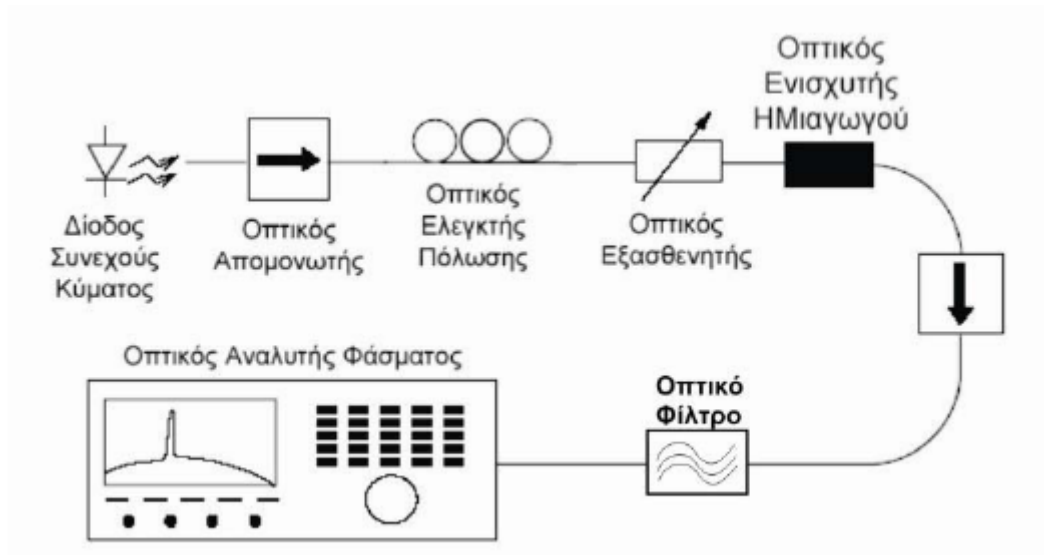
Πίνακας 5.1

Παράμετρος	Τιμή	Μονάδα
<b>Injection current</b>	0.3	A
<b>Input coupling loss</b>	2.25	dB
<b>Output coupling loss</b>	6.3	dB
<b>Input facet reflectivity</b>	1e-006	-
<b>Output facet reflectivity</b>	1e-006	-
<b>Length</b>	0.0016	m
<b>Width</b>	1.2e-006	m
<b>Height</b>	1e-007	m
<b>Active Area</b>	1.6e-013	m <sup>2</sup>
<b>Optical confinement factor</b>	0.17	-
<b>Recombination coefficient A</b> <i>Linear recombination coefficient</i>	10000000	s <sup>-1</sup>
<b>Recombination coefficient B</b> <i>Bimolecular recombination coefficient</i>	1e-017	m <sup>3</sup> / s
<b>Recombination coefficient C</b> <i>Auger recombination coefficient</i>	9.4e-041	m <sup>6</sup> / s
<b>Group velocity</b>	85654988	m / s
<b>Temperature</b>	300	K
<b>Material gain</b> <i>Define approximation model for mat. gain</i>	Linear	-
<b>Gain constant a0</b> <i>Differential gain coefficient</i>	6.5e-020	m <sup>2</sup>
<b>Gain constant a2</b> <i>Gain constant characterizing the gain-peak shift</i>	2.9e-032	m <sup>4</sup>
<b>Carrier density at transparency</b>	3e+023	m <sup>-3</sup>
<b>Gain peak wavelength</b> <i>Peak wavelength at transparency</i>	1559.39	nm
<b>Gain bandwidth</b> <i>The 3dB bandwidth of the linear gain coefficient</i>	81.1674	nm
<b>me</b> <i>Effective mass of electron in the conduction band</i>	4.1e-032	kg
<b>mhh</b> <i>Effective mass of a heavy hole in the valence band</i>	4.19e-031	kg
<b>mhl</b> <i>Effective mass of a light hole in the valence band</i>	5.06e-032	kg
<b>Arad</b> <i>Linear radiative recombination coefficient</i>	10000000	s <sup>-1</sup>
<b>Brad</b> <i>Bimolecular radiative recombination coefficient</i>	5.6e-016	m <sup>3</sup> / s
<b>Active refractive index</b>	3.22	-
<b>dnr/dn</b> <i>Differential of active refractive index with respect to carrier density</i>	-1.8e-026	m <sup>-3</sup>
<b>neq0</b> <i>Equivalent effective refractive index at zero carrier density</i>	3.22	-

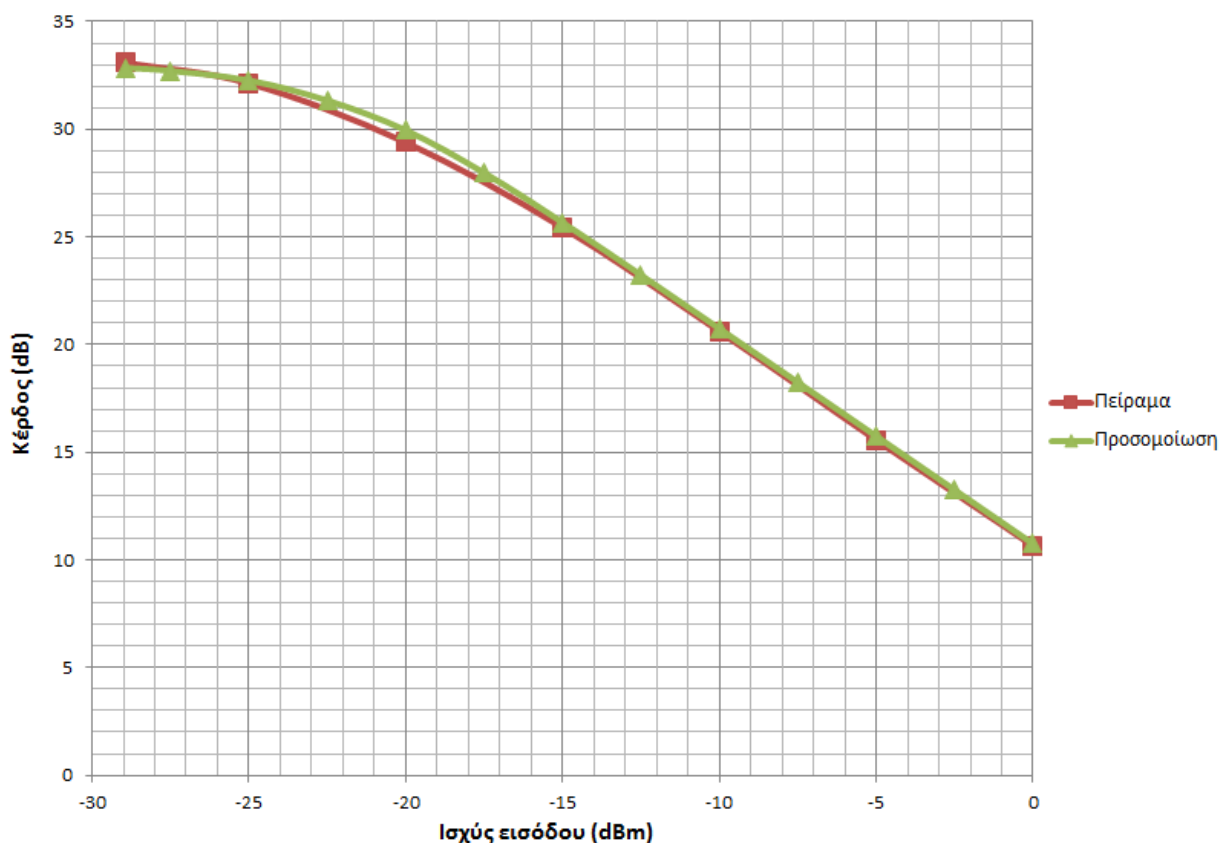
<b>dneq/dn</b> <i>Differential of equivalent refractive index at zero carrier density</i>	-1.34e-026	$m^{-3}$
<b>Kg</b> <i>Bandgap shrinkage coefficient</i>	9e-011	$eVm$
<b>Eg0</b> <i>Bandgap energy with no injected carrier</i>	0.77725	$eV$
<b>Ko</b> <i>Carrier independent absorption loss coefficient</i>	5000	$m^{-1}$
<b>K1</b> <i>Carrier dependent absorption loss coefficient</i>	0	$m^2$
<b>Noise center frequency</b>	1556.67	$nm$
<b>Noise bandwidth</b>	3.75	$THz$

### 5.1.1 Αξιολόγηση καμπύλης κέρδους SOA

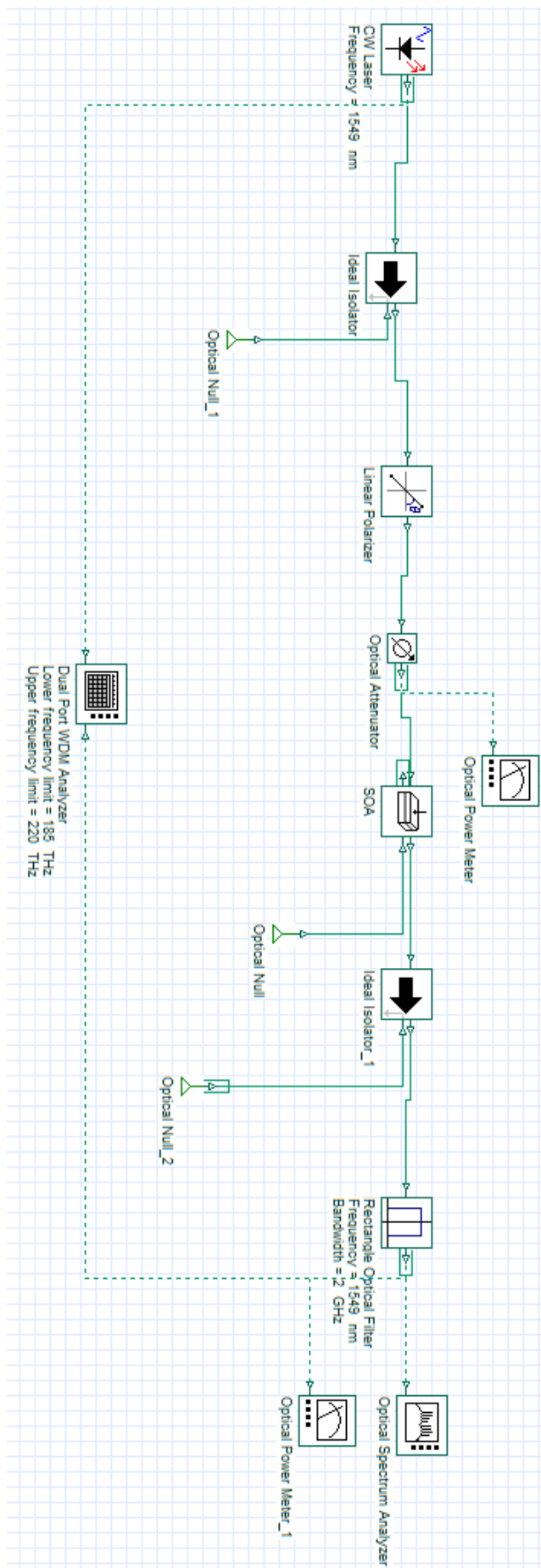
Η καμπύλη κέρδους του SOA για δεδομένο ρεύμα έγχυσης συνδέει την ισχύ εξόδου του SOA συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου, επιτρέποντας κατά αυτόν τον τρόπο να φανεί ποσοτικά το φαινόμενο του κορεσμού κέρδους. Για τον πειραματικό υπολογισμό του κέρδους των SOAs του συγκεκριμένου πλινθίου χρησιμοποιήθηκε η πειραματική διάταξη του Σχήματος 5.3. 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, εισερχόταν 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 εισερχόταν στον ενισχυτή και στην έξοδό 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 τιμές ισχύος του σήματος εισόδου. Έτσι μετρήθηκε το καθαρό κέρδος που είναι δυνατό να παρέχει ο SOA για αυτήν την περιοχή λειτουργίας. Για την αποφυγή ανακλάσεων που προκαλούν φαινόμενα lasing, στην είσοδο και στην έξοδο του ενισχυτή τοποθετήθηκαν οπτικοί απομονωτές. Η καμπύλη που προέκυψε από αυτές τις πειραματικές μετρήσεις, για ρεύμα έγχυσης 0.51A, απεικονίζεται με κόκκινο χρώμα το Σχήμα 5.4. Στο ίδιο σχήμα, με πράσινη γραμμή, απεικονίζεται η καμπύλη κέρδους που υπολογίστηκε μέσω προσομοίωσης χρησιμοποιώντας το μοντέλο SOA και τις τιμές παραμέτρων που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Η προσομοιωτική διάταξη (layout) που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 5.5. (Το Dual Port WDM Analyzer, χωρίς να είναι απαραίτητο για καθεαυτήν την προσομοίωση, χρησιμοποιήθηκε με σκοπό την περισσότερο αυτοματοποιημένη εξαγωγή των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης.)



Σχήμα 5.3: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό του κέρδους του SOA



Σχήμα 5.4: Κέρδος του SOA συναρτήσει της ισχύος σήματος εισόδου, για ρεύμα έγχυσης φορέων 0.51A

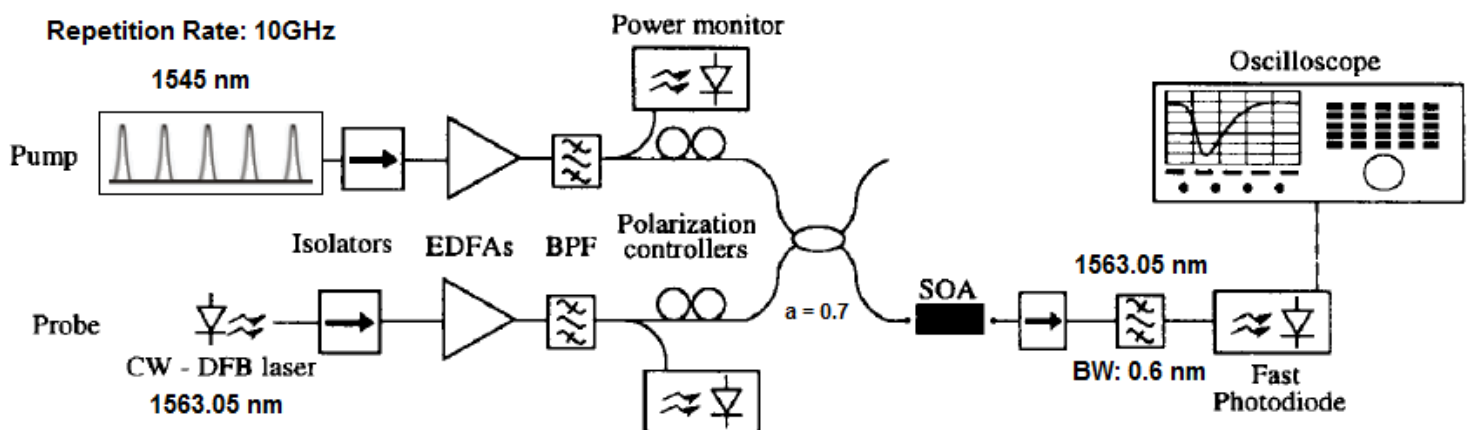


**Σχήμα 5.4:** Προσομοιωτική διάταξη για εξαγωγή καμπύλων κέρδους του SOA

Όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς από το Σχήμα 5.4, υπάρχει σχεδόν πλήρης ταύτιση μεταξύ πειραματικών και προσομοιωτικών αποτελεσμάτων για όλες τις τιμές ισχύος εισόδου, επομένως το χρησιμοποιούμενο μοντέλο SOA πληροί πολύ ικανοποιητικά το κριτήριο ομοιότητας καμπυλών κέρδους.

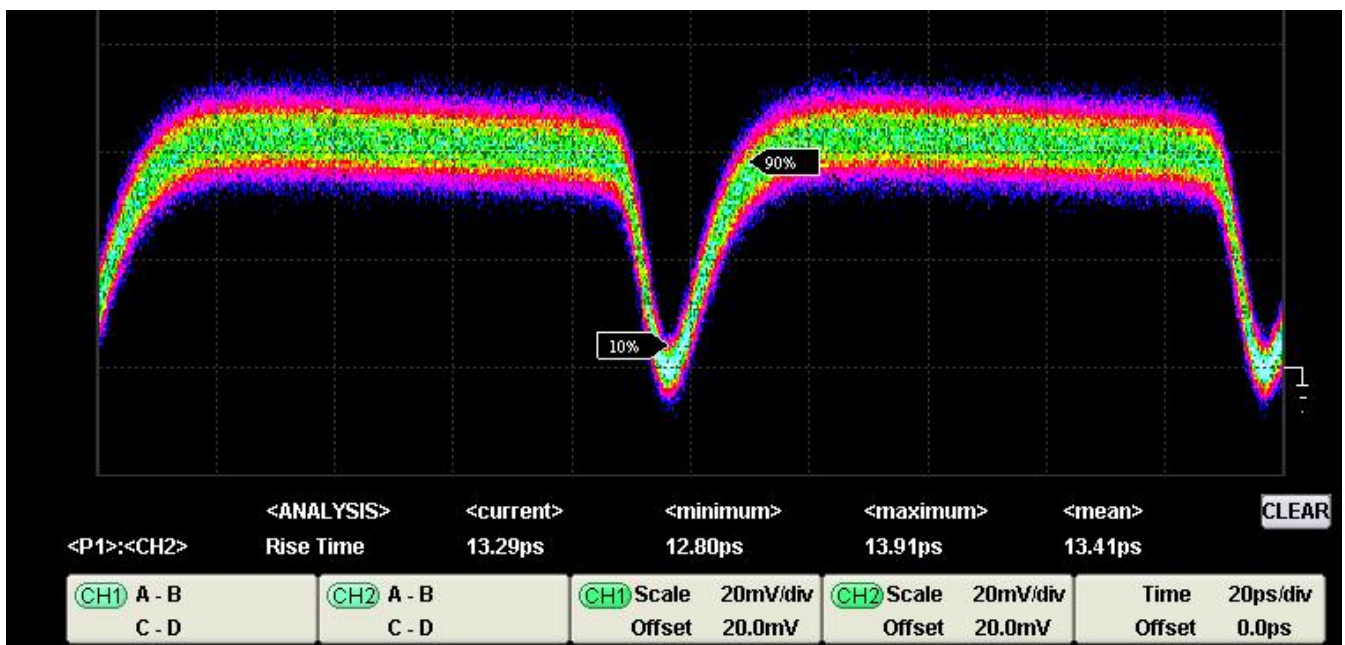
### 5.1.2 Αξιολόγηση χρονικής απόκρισης κέρδους SOA

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. Πιο συγκεκριμένα, όπως χρησιμοποιείται στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής, είναι ο απαιτούμενος χρόνος για την ανάκαμψη του κέρδους από το 90% της μέγιστης απόκλισης (μείωσης) που του προκαλεί ο οπτικός παλμός, στο 10%. Η μέτρηση του χρόνου αυτού πραγματοποιείται με τη μέθοδο της άντλησης-καταγραφής (pump-probe measurement). Στη μέθοδο αυτή ως σήμα άντλησης χρησιμοποιούνται οπτικοί παλμοί, οι οποίοι προκαλούν εξάντληση των φορέων εντός του SOA και άρα κορεσμό του κέρδους του. Αμέσως μετά την έξοδο του στενού οπτικού παλμού από τον ενισχυτή, λόγω της διέγερσης φορέων από την έγχυση ρεύματος, το κέρδος του ενισχυτή αρχίζει να ανακάμπτει προς την αρχική του τιμή, η οποία στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι η τιμή του κέρδους μόνιμης κατάστασης, όπως αυτό καθορίζεται από την παρουσία του CW. (Το όλο φαινόμενο έχει περιγραφεί αναλυτικά στις παραγράφους 3.2.4 – 3.2.6 του Κεφαλαίου 3.) Το οπτικό σήμα συνεχούς κύματος (CW) χρησιμοποιείται ως μέσο καταγραφής αυτής της στιγμιαίας μείωσης του κέρδους και της σταδιακής ανάκαμψής του. Η πειραματική διάταξη για την πραγματοποίηση των μετρήσεων άντλησης-καταγραφής φαίνεται στο Σχήμα 5.5.



Σχήμα 5.5: Πειραματική διάταξη για μετρήσεις άντλησης-καταγραφής (pump-probe)

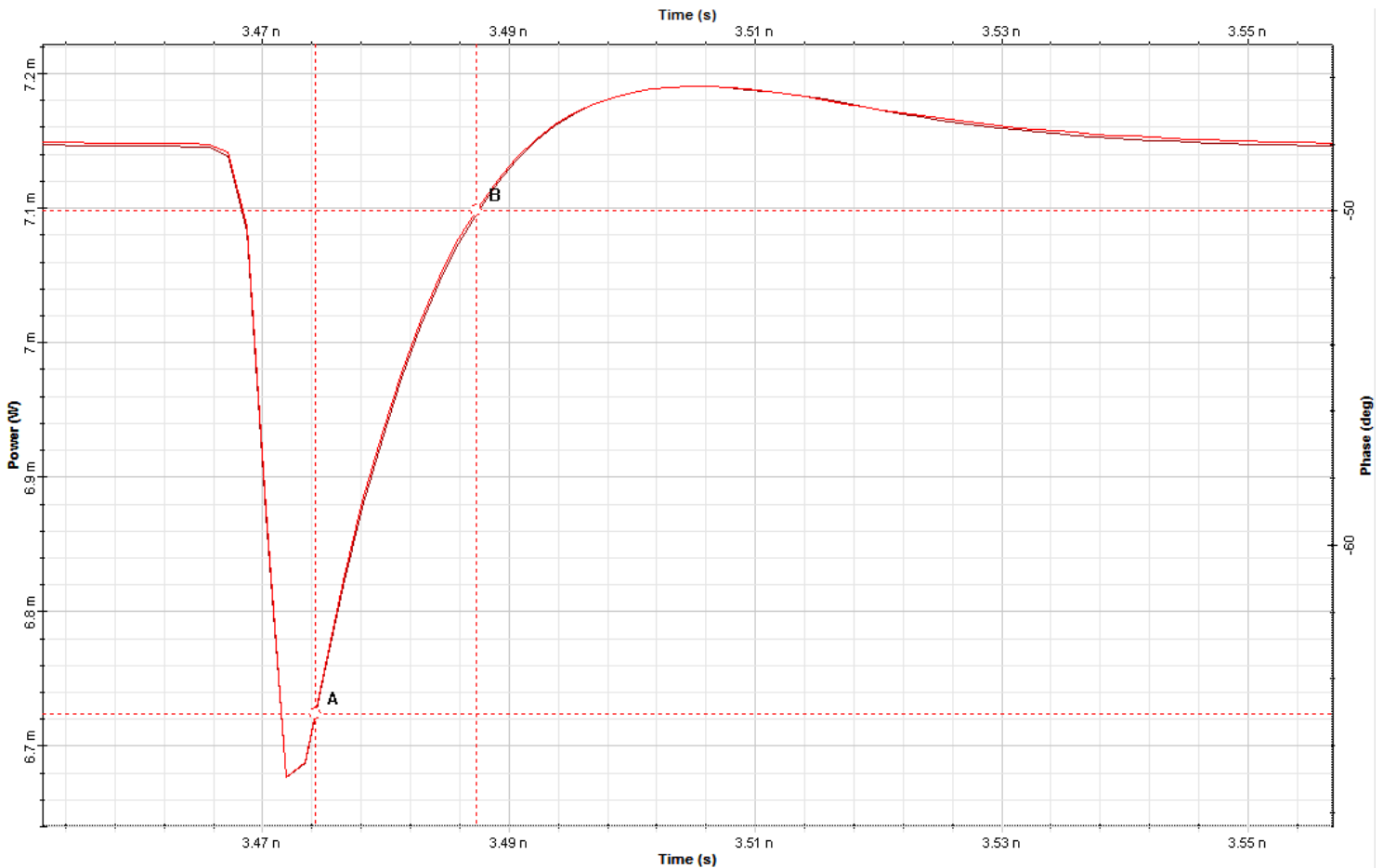
Για την πειραματική διαδικασία χρησιμοποιήθηκε ως σήμα άντλησης παλμικό σήμα (clock) ισχύος 105.2μW (μετρημένο στο 1%) με ρυθμό επανάληψης 10GHz και με φέρουσα στα 1545nm. Οι παλμοί ήταν τύπου Sechant με εύρος FWHM (Full Width Half Maximum) στα 2.3ps. Ως σήμα καταγραφής χρησιμοποιήθηκε ένα CW distributed feedback (DFB) laser ισχύος 211.7μW (μετρημένο στο 10%) με φέρουσα στα 1563.05nm. Στην διάταξη που φαίνεται στο Σχήμα 5.5 τα οπτικά φίλτρα μετά τους οπτικούς ενισχυτές ίνας ερβίου (EDFAs) αποκόπτουν τον out-band θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής (ASE), ενώ οι οπτικοί ελεγκτές πόλωσης χρησιμοποιήθηκαν και σε αυτήν την περίπτωση για την ελαχιστοποίηση των απωλειών σύζευξης και την επίτευξη TE γραμμικής πόλωσης, στην οποία ο SOA παρουσιάζει τον μεγαλύτερο οπτικό παράγοντα σύμπτυξης και επομένως το μεγαλύτερο κέρδος. Ο οπτικός συζεύκτης έχει συντελεστή σύζευξης  $\alpha = 0.7$ , επομένως στην έξοδο του περνά το 30% της ισχύος για το rump σήμα και το 70% της ισχύος του CW. Τέλος, το σήμα εξόδου του SOA διέρχεται πρώτα από έναν απομονωτή και ύστερα από ένα οπτικό φίλτρο που επιτρέπει τη διέλευση μόνο του σήματος καταγραφής. Για την απεικόνιση του σήματος καταγραφής, και άρα μέσω αυτού της χρονικής απόκρισης του κέρδους, χρησιμοποιείται μία φωτοδίοδος μεγάλης ταχύτητας απόκρισης και ένας παλμογράφος. Το ρεύμα έγχυσης φορέων του SOA ήταν και σε αυτήν την περίπτωση 0.51A. Μέσω αυτής της πειραματικής διαδικασίας λήφθηκε η καμπύλη χρονικής απόκρισης κέρδους που φαίνεται στο Σχήμα 5.6. Ο χρόνος ανάκαμψης κέρδους του SOA μετρήθηκε γύρω στα 13.4ps.



**Σχήμα 5.6:** Χρονική απόκριση κέρδους όπως μετρήθηκε πειραματικά. Το ρεύμα έγχυσης του SOA ήταν 0.51A.



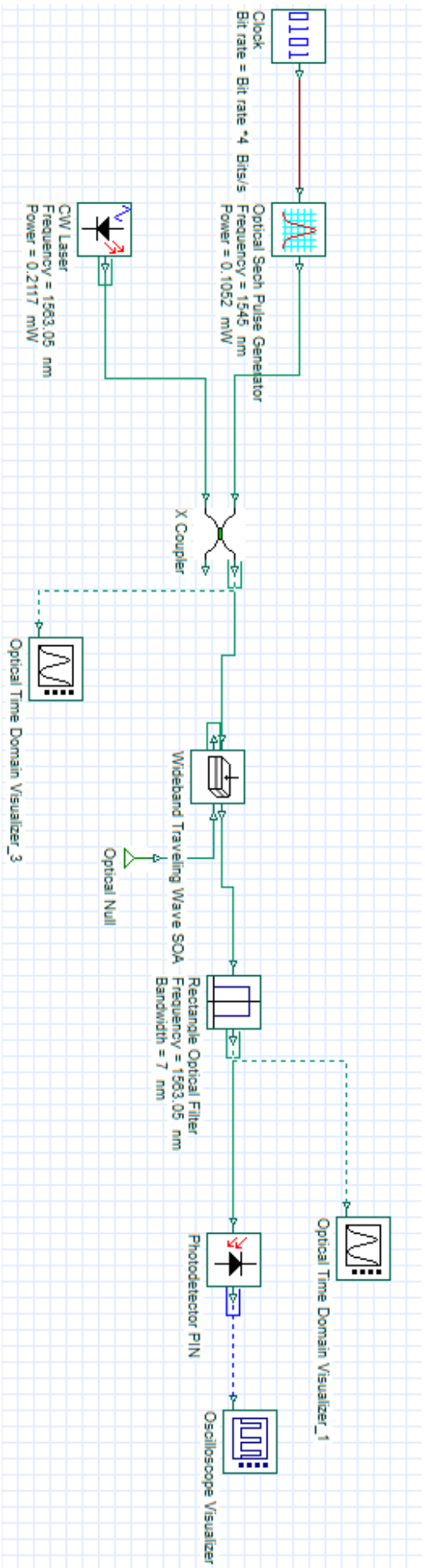
Για τον προσδιορισμό της χρονικής απόκρισης κέρδους του αριθμητικού μοντέλου SOA πραγματοποιήθηκε προσομοίωση χρησιμοποιώντας τις ίδιες ακριβώς τιμές για τις παραμέτρους της διάταξης (εύρος παλμών, μήκη κύματος, ισχύς, ρεύμα έγχυσης κτλ) με αυτές του πειράματος. Η συχνότητα δειγματοληψίας (sample rate) της προσομοίωσης ήταν 640GHz. Στο Σχήμα 5.7 παρουσιάζονται οι χρονικές αποκρίσεις κέρδους και φάσης που εξήχθησαν μέσω της προσομοίωσης, ενώ το Σχήμα 5.8 δείχνει το layout της προσομοίωσης.



**Σχήμα 5.7:** Χρονική απόκριση κέρδους (σκούρα κόκκινη γραμμή) και φάσης (ανοικτή κόκκινη γραμμή) όπως προσδιορίστηκε μέσω προσομοίωσης.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.7, οι καμπύλες χρονικής απόκρισης κέρδους και φάσης ακολουθούν ακριβώς την ίδια μορφή και μάλιστα συμπίπτουν χρονικά, δηλαδή η μέγιστη απόκλιση φάσης και κέρδους καθώς και η ανάκαμψή τους συμβαίνουν ταυτόχρονα. Ο χρόνος ανάκαμψης κέρδους (10% έως 90%) προέκυψε περίπου 13ps, τιμή που συμφωνεί με την αντίστοιχη πειραματικά προσδιορισμένη τιμή. Κατά την ανάκαμψή τους, αφού το κέρδος και η φάση φτάσουν την αρχική τους τιμή, στη συνέχεια παρατηρείται μια μικρή υπερπήδηση (overshoot). Το γεγονός αυτό οφείλεται στην μη σταθερή τιμή του χρόνου ζωής φορέων κατά μήκος της ενεργού περιοχής του SOA.

Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης προκύπτει ότι το χρησιμοποιούμενο



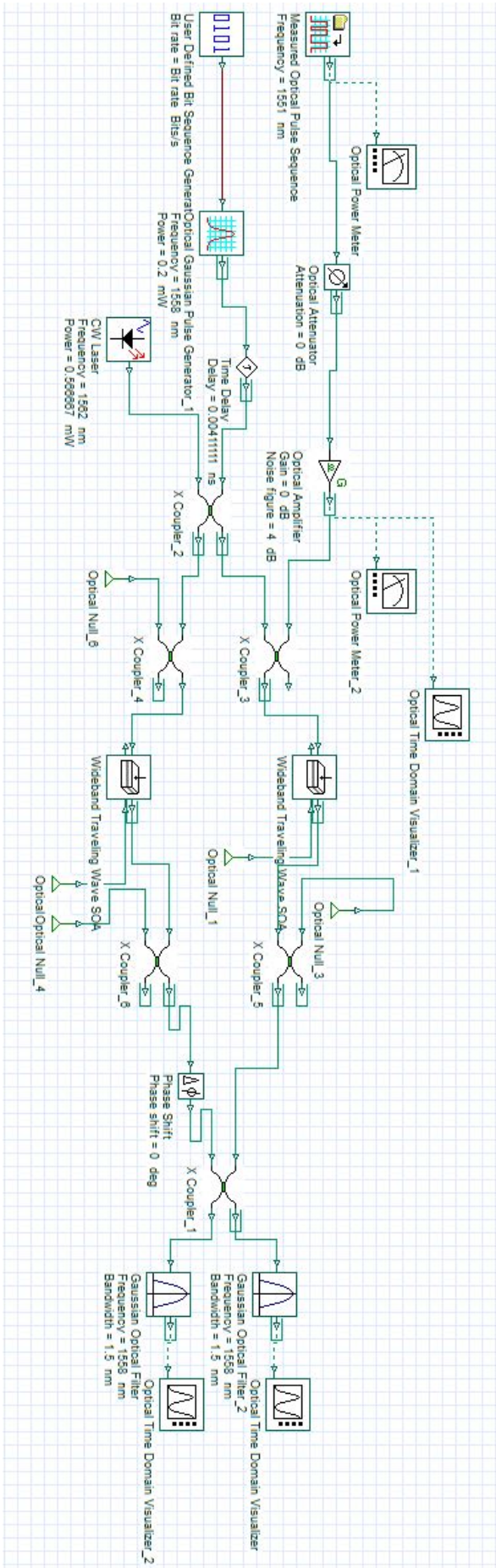
**Σχήμα 5.8:** Προσομοιωτική διάταξη μέτρησης άντλησης-καταγραφής (pump-probe) για εξέλιξη διαγράμματος χρονικής απόκρισης κέρδους του SOA

αριθμητικό μοντέλο SOA παρουσιάζει απόλυτα ικανοποιητική συμπεριφορά όσον αφορά το χρονική απόκριση κέρδους, η οποία όπως έχει ειπωθεί είναι πολύ σημαντική παράμετρος για τη χρήση του ενισχυτή σε οπτικές μεταγωγικές διατάξεις, καθώς αυτή καθορίζει τη μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας του ενισχυτή.

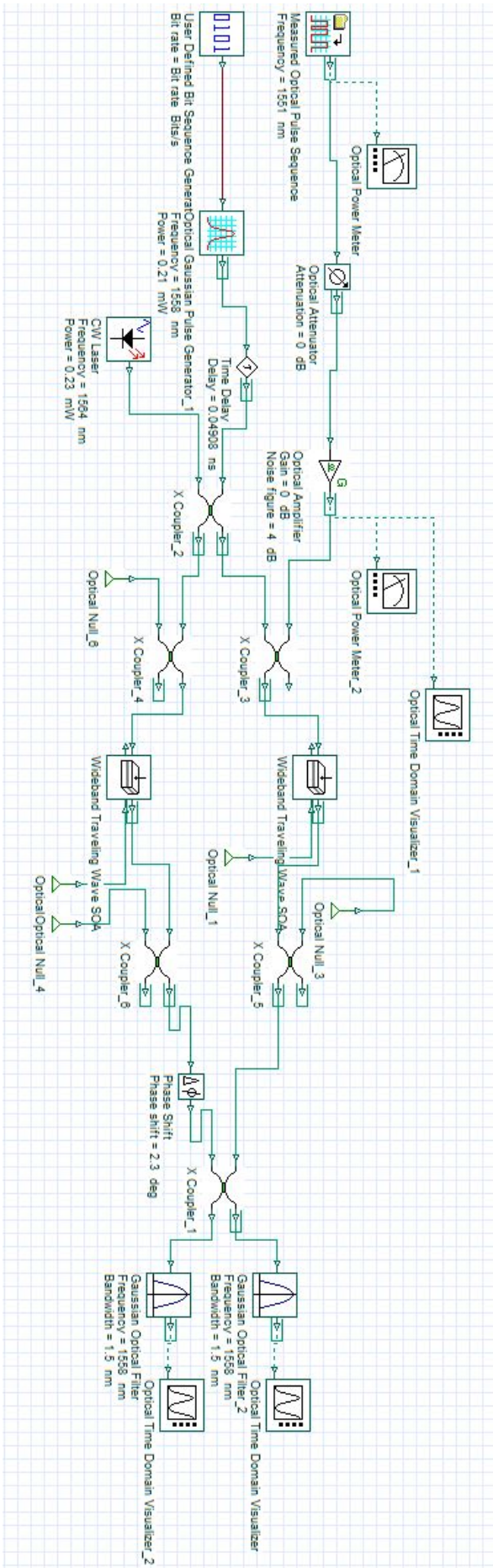
Επομένως, δεδομένων και των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα για την καμπύλη κορεσμού κέρδους του SOA, συμπεραίνουμε ότι το συγκεκριμένο μοντέλο προσομοιώνει επαρκώς τη λειτουργία των ολοκληρωμένων SOAs πάνω στο πλινθίο της CIP και άρα ενδείκνυται για την προσομοίωση των διατάξεων αναγέννησης οι οποίες βασίζονται στη χρήση τους. Στη συνέχεια του κεφαλαίου παρουσιάζονται αναλυτικά οι προσομοιώσεις διατάξεων αναγέννησης που χρησιμοποιούν τον προς μελέτη αναγεννητή της CIP, για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης, και αξιολογούνται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών.

## **5.2 Προσομοίωση αναγεννητικής διάταξης του σχήματος OOK**

Σε πρώτη φάση προσομοιώθηκε η αναγέννηση του πιο απλού και διαδομένου σχήματος διαμόρφωσης, δηλαδή της διαμόρφωσης πλάτους On-Off Keying (OOK) και η οποία έχει εξηγηθεί στο κεφάλαιο 2. Η διάταξη αναγέννησης που χρησιμοποιήθηκε είναι η συμβολομετρική διάταξη, της οποίας η αρχή λειτουργίας αναπτύχθηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 3 και αποτελείται από ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder βασισμένο σε SOAs. Για τους SOAs χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο που περιγράφηκε προηγουμένως, ενώ ως σήμα δεδομένων χρησιμοποιείται παλμοσειρά ρολογιού (RZ-OOK) συζευγμένο με CW διαφορετικού μήκους κύματος. Καθώς ο αναγεννητής της CIP έχει σχεδιαστεί για λειτουργία κάτω από δύο ρυθμούς μετάδοσης, αυτούς των 22 και 44Gbps, τόσο στην περίπτωση του OOK όσο και στις περιπτώσεις των υπολοίπων σχημάτων διαμόρφωσης που θα παρουσιαστούν σε επόμενες ενότητες, πραγματοποιούνται δύο σειρές προσομοιώσεων, μία για κάθε ρυθμό μετάδοσης. Η αναγεννητική διάταξη παραμένει προφανώς ίδια κάθε φορά, αλλάζουν όμως οι λειτουργικές παράμετροι του αναγεννητή. Στα Σχήματα 5.9 και 5.10 απεικονίζεται η προσομοιωτική διάταξη του αναγεννητή OOK, μαζί με τις λειτουργικές παραμέτρους, για τις περιπτώσεις των 22 και 44Gbps αντίστοιχα. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.9, το σήμα ελέγχου του MZI είναι το υποβαθμισμένο σήμα πληροφορίας που χρειάζεται αναγέννηση, σε μήκος κύματος 1551nm, και το σήμα δεδομένων είναι μια παλμοσειρά ρολογιού, διαμορφωμένο σε μήκος κύματος 1558nm και συζευγμένο με ένα CW υπεύθυνο για τον κορεσμό των SOAs. Το υποβαθμισμένο σήμα πληροφορίας είναι μια ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (Pseudo – Random Binary Sequence, PRBS) που παράγεται από μια γεννήτρια οπτικού σήματος υλοποιημένη στο πακέτο λογισμικού MATLAB™, με δυνατότητες ελέγχου της ισχύος του σήματος, του μήκους κύματος και του μεγέθους της υποβάθμισης (amplitude fluctuation, phase fluctuation, timing jitter), και κατόπιν εισάγεται στο Optisystem.



**Σχήμα 5.9 :** Προσομοιωτική διάταξη αναγέννησης του σήματος RZ – OOK για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.



**Σχήμα 5.10 :** Προσομοιωτική διάταξη αναγέννησης του σήματος RZ – OOK για ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.

Επιπλέον, τα δύο σήματα (ελέγχου και δεδομένων) πρέπει να είναι απόλυτα συγχρονισμένα μεταξύ τους, δηλαδή να ταυτίζονται χρονικά οι κορυφές των παλμών των δύο ακολουθιών, ώστε να εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του συμβολομέτρου ως αναγεννητής και για αυτό το λόγο εισάγεται αμέσως μετά τη γεννήτρια των παλμών του ρολογιού η απαραίτητη χρονική καθυστέρηση που επιτυγχάνει αυτό τον συγχρονισμό. Σε κάθε προσομοιωτική διάταξη λοιπόν, έχουμε μια πληθώρα λειτουργικών παραμέτρων οι οποίες καθορίζουν την σωστή και αποδοτική λειτουργία της αναγέννησης, και οι τιμές των οποίων μεταβάλλονται σε κάθε προσομοίωση ώστε να επιτυγχάνεται κάθε φορά το βέλτιστο σημείο λειτουργίας της διάταξης. Συνοψίζοντας, οι παράμετροι αυτές (δεδομένου ότι τα μήκη κύματος των σημάτων ελέγχου και δεδομένων έχουν επιλεγεί και επομένως δεν μπορούν να μεταβληθούν) είναι οι εξής :

- η ισχύς του υποβαθμισμένου σήματος εισόδου (στην διάταξη OOK ταυτίζεται με το σήμα ελέγχου),  $P_C$
- η ισχύς των παλμών του ρολογιού (σήμα δεδομένων),  $P_D$
- η ισχύς του CW που χρησιμοποιείται για κορεσμό των SOAs,  $P_{CW}$
- το μήκος κύματος του CW,  $\lambda_{CW}$
- η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται για να συγχρονίσει τις δύο παλμοσειρές,  $\delta t$
- η διαφορά φάσης που εισάγεται σε έναν από τους βραχίονες του MZI ώστε να εξασφαλίσει τη σωστή συμβολή των δύο κυμάτων στο συζεύκτη εξόδου,  $\delta\phi$

Κάθε μία από τις παραπάνω παραμέτρους μεταβάλλεται δοκιμαστικά (μέσω σάρωσης) προτού γίνουν οι τελικές μετρήσεις της απόδοσης του αναγεννητή, ώστε να βρεθεί το βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Οι τιμές που φαίνονται στα Σχήματα 5.9 και 5.10 είναι οι βέλτιστες τιμές που προέκυψαν από την παραπάνω διαδικασία. Οι τιμές αυτές συνοψίζονται επίσης στον Πίνακα 5.12 στο Παράρτημα Α στο τέλος του κεφαλαίου, για κάθε μια από τις προσομοιωτικές διατάξεις που παρουσιάζονται. Επιστρέφοντας στο OOK, με σκοπό την μελέτη της απόδοσης του αναγεννητή της CIP προσομοιωτικά, έγιναν δύο διαφορετικές σειρές μετρήσεων, η διαφορά των οποίων έγκειται στην φύση της υποβάθμισης του σήματος πληροφορίας. Στην πρώτη σειρά μετρήσεων (Amplitude Noise), η υποβάθμιση του οπτικού σήματος εισάγεται κατά την δημιουργία του από την γεννήτρια του MATLAB επιλέγοντας κάθε φορά την επιθυμητή διακύμανση της στάθμης των μηδενικών και των άσων (με ανεξάρτητο μεταξύ τους τρόπο), ενώ στη δεύτερη σειρά μετρήσεων (OSNR Degradation) το MATLAB παράγει μια ιδανική ακολουθία παλμών, χωρίς απολύτως καμία διακύμανση, η οποία υποβαθμίζεται κατόπιν στο Optisystem με εισαγωγή θορύβου ASE στο οπτικό σήμα. Συγκεκριμένα το σήμα πληροφορίας διέρχεται πρώτα από έναν εξασθενητή και ύστερα από έναν ενισχυτή, των οποίων η εξασθένηση και το κέρδος (σε dB) αντίστοιχα ταυτίζονται ώστε να παραμείνει σταθερή η ισχύς του σήματος, εισάγοντας έτσι υποβάθμιση στο σήμα λόγω του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής του ενισχυτή. Βασικό κριτήριο στην απόδοση του

αναγεννητή είναι η βελτίωση του παράγοντα Q (Q factor) του οπτικού σήματος και ο οποίος ορίζεται ως εξής :

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

όπου  $\mu_1$ ,  $\mu_0$ , οι μέσες τιμές και  $\sigma_1$ ,  $\sigma_0$  οι διασπορές της ισχύος των άσων και των μηδενικών αντίστοιχα. Για το λόγο αυτό, και οι δύο σειρές μετρήσεων λήφθηκαν για μεταβαλλόμενη υποβάθμιση του σήματος στην είσοδο, και επομένως για μεταβαλλόμενο Q factor εισόδου, με σκοπό τον υπολογισμό της βελτίωσης του Q factor στην έξοδο του αναγεννητή συναρτήσει του Q factor εισόδου.

Όλες οι μετρήσεις έγιναν με εξαγωγή των οπτικών κυματομορφών από το Optisystem και στη συνέχεια με χρήση κατάλληλου κώδικα MATLAB για τον υπολογισμό των επιθυμητών παραμέτρων επίδοσης, όπως το Q factor. Ο κώδικας αυτός σε μια πρώιμη μορφή ήταν ήδη διαθέσιμος στο ΕΦΕ και χρησιμοποιείτο για την αξιολόγηση αποτελεσμάτων του λογισμικού προσομοίωσης VPI™. Για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής χρειάστηκε όμως να κάνουμε εκτεταμένες τροποποιήσεις, προσθήκες και διορθώσεις ώστε αφενός να εξασφαλισθεί συμβατότητα με το Optisystem (π.χ υποστήριξη διαφόρων format δεδομένων εισόδου) και αφετέρου να επεκταθεί η λειτουργικότητά του και να αυτοματοποιηθεί η διαδικασία λήψης μετρήσεων (π.χ αυτόματος υπολογισμός threshold, αυτόματη εύρεση πρώτης κορυφής, αυτόματη εξάλειψη phase offset κ.ά). Ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση οπτικών κυματομορφών OOK, DPSK και DQPSK παρατίθεται στο Παράρτημα Β του κεφαλαίου.

Εκτός από το Q factor, άλλες παράμετροι που υπολογίστηκαν και καταγράφηκαν (όπου αυτό είναι εφικτό) ήταν οι εξής :

- ο λόγος σβέσης του σήματος (Extinction Ratio – XR) – το XR ενός σήματος δίδεται από τη σχέση  $XR = 10 \log \left( \frac{\mu_1}{\mu_0} \right)$  όπου  $\mu_1$ ,  $\mu_0$ , οι μέσες τιμές της ισχύος των άσων και των μηδενικών αντίστοιχα.
- το amplitude jitter (AJ) του σήματος – το AJ ενός σήματος ορίζεται ως  $AJ_{1s} = \frac{\sigma_1}{\mu_1}$ , είναι μέτρο της διακύμανσης της στάθμης των άσων και χρησιμοποιείται στην αξιολόγηση της αναγέννησης σχημάτων διαμόρφωσης φάσης
- η διασπορά φάσης (phase variation – PV) – η διασπορά φάσης είναι η μεγαλύτερη από της διασπορές των γωνιών ενός σχήματος διαμόρφωσης φάσης (π.χ. η μεγαλύτερη από τις διασπορές των  $0^\circ$  και των  $180^\circ$  για το σχήμα PSK)

Και οι τέσσερις παραπάνω παράμετροι υπολογίζονται (όταν αυτό είναι δυνατό) και καταγράφονται για κάθε προσομοίωση που πραγματοποιείται και ύστερα χρησιμεύουν στην αξιολόγηση της επίδοσης της αντίστοιχης αναγεννητικής διάταξης. Στην περίπτωση του OOK μόνοι το Q factor και το XR λαμβάνονται υπ' όψιν. Οι Πίνακες 5.2 και 5.3 συνοψίζουν όλες τις μετρήσεις που λήφθηκαν για τις δύο σειρές μετρήσεων (Amplitude Noise και OSNR Degradation), για ρυθμούς μετάδοσης 22 και 44Gbps αντίστοιχα. Τέλος, πρέπει να επισημανθεί ότι θεωρητικά οι λειτουργικές παράμετροι προσομοίωσης που αναφέρθηκαν πιο πάνω πρέπει να υπολογίζονται εξαρχής για κάθε αλλαγή στο σήμα πληροφορίας, καθώς αλλάζει μαζί με αυτό και το βέλτιστο σημείο λειτουργίας της διάταξης. Στην πράξη όμως η αλλαγή αυτή είναι τόσο μικρή που ελάχιστα επηρεάζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων, και έτσι οι τιμές των παραμέτρων αυτών για τις προσομοιώσεις μας μένουν σταθερές, όπως αναγράφονται στον Πίνακα 5.12. Μόνο μια από αυτές, η ισχύς του CW, επηρεάζει σημαντικά το αποτέλεσμα σε κάποιες από τις προσομοιώσεις και επομένως σε αυτές τις περιπτώσεις μεταβαλλόταν με στόχο την επίτευξη μεγίστου Q factor στην έξοδο του αναγεννητή.

<b>OOK - 22Gbps</b>					
Input Q (dB)	Output Q (dB)	Input XR (dB)	Output XR (dB)	Improvement Q (dB)	Improvement XR (dB)
<i>Amplitude Jitter</i>					
28.69353	28.23007	20.80027	20.96890	-0.46346	0.16863
26.37181	27.85732	15.69054	21.75991	1.48551	6.06937
21.89111	29.24616	15.02182	21.83462	7.35505	6.81280
18.24769	31.01064	14.89922	21.54834	12.76295	6.64912
16.40474	29.54863	14.77066	21.96779	13.14390	7.19712
15.13848	26.86248	14.93132	23.31804	11.72400	8.38672
12.62607	20.40463	11.18865	17.88426	7.77856	6.69560
11.02192	16.11254	14.48726	23.35736	5.09062	8.87011
8.82549	10.72248	14.69852	22.95659	1.89700	8.25807
<i>OSNR Degradation</i>					
9.37250	9.28092	8.22175	11.90884	-0.09158	3.68709
11.69853	14.49101	8.71232	15.67315	2.79248	6.96083
13.87848	19.24106	10.35247	18.44335	5.36259	8.09088
14.96852	22.37359	14.23035	21.38009	7.40507	7.14974
17.16756	29.01462	16.94098	22.75747	11.84706	5.81649
19.46886	28.61567	24.26119	22.09191	9.14681	-2.16929
21.61644	27.32897	26.31561	21.20659	5.71253	-5.10901
24.21912	27.00715	28.48241	20.71873	2.78803	-7.76368
26.45142	26.58409	30.64790	20.30401	0.13268	-10.34389

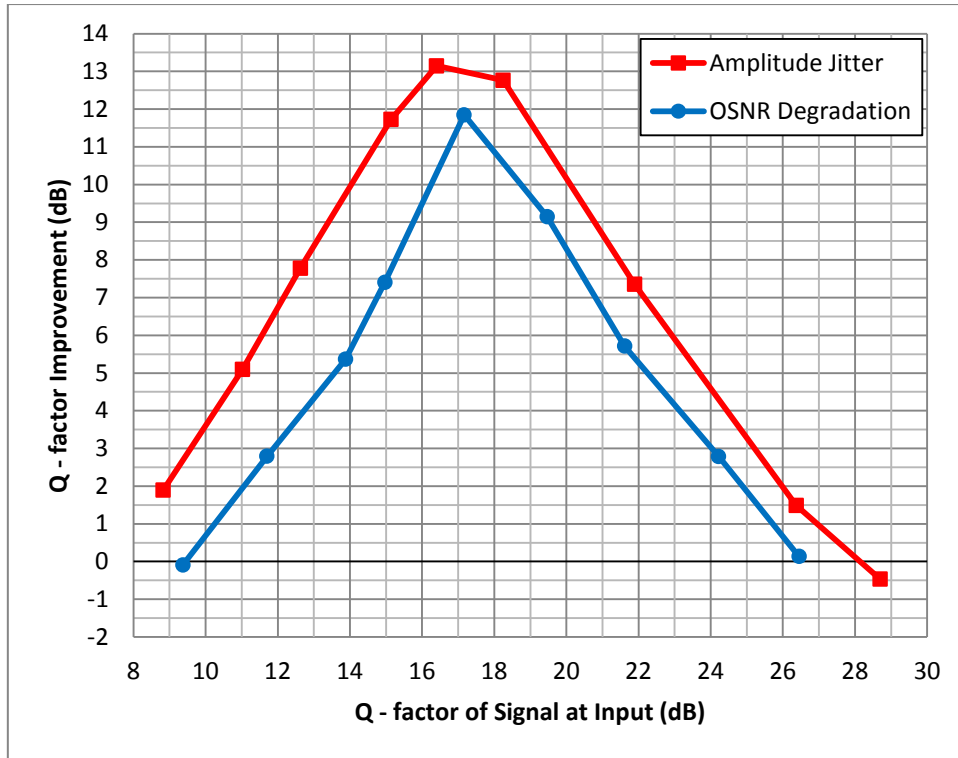
**Πίνακας 5.2 :** Μετρήσεις προσομοιώσεων της αναγεννητικής διάταξης OOK για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.



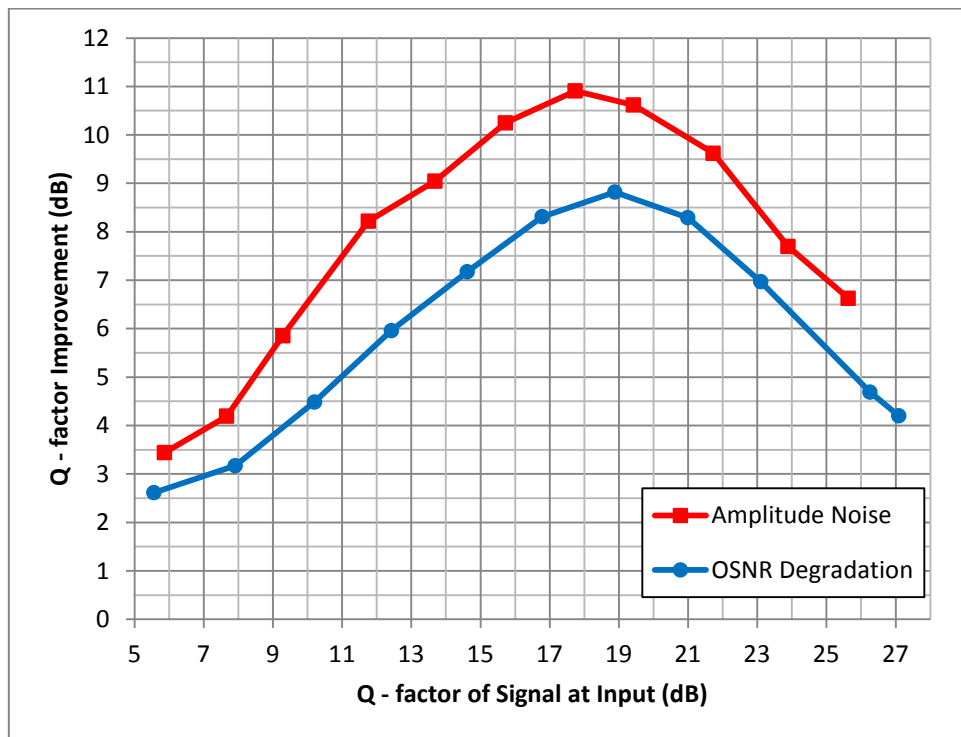
<b>OOK - 44Gbps</b>					
Input Q (dB)	Output Q (dB)	Input XR (dB)	Output XR (dB)	Improvement Q (dB)	Improvement XR (dB)
<i>Amplitude Jitter</i>					
5.86772	9.30770	6.45050	7.48024	3.43999	1.02973
7.66573	11.86002	7.54578	9.31666	4.19429	1.77088
9.29047	15.14566	8.36682	10.94682	5.85518	2.58001
11.76159	19.97890	10.51289	14.29392	8.21732	3.78102
13.68942	22.73593	12.71911	18.47744	9.04650	5.75834
15.72442	25.97477	14.13214	20.47689	10.25035	6.34475
17.73967	28.64785	14.89239	21.61283	10.90818	6.72044
19.42544	30.04158	15.01778	22.15614	10.61614	7.13837
21.72715	31.34854	15.43096	22.64866	9.62139	7.21770
23.88980	31.58961	15.98790	21.58041	7.69980	5.59252
25.62890	32.25879	16.52992	21.96950	6.62988	5.43958
<i>OSNR Degradation</i>					
5.55876	8.17307	9.86899	7.36549	2.61431	-2.50350
7.91529	11.08687	12.11116	9.75620	3.17158	-2.35496
10.20726	14.69434	14.08673	13.03567	4.48708	-1.05107
12.42674	18.38667	16.09372	16.46819	5.95993	0.37447
14.62277	21.80050	18.05574	19.44121	7.17774	1.38548
16.78253	25.09217	20.03542	21.23093	8.30965	1.19551
18.88496	27.70614	22.09347	21.58977	8.82118	-0.50370
20.99995	29.29252	24.10051	21.29253	8.29257	-2.80798
23.10457	30.07493	26.12076	20.88927	6.97037	-5.23149
26.26436	30.95246	29.18665	20.53255	4.68810	-8.65410
27.09531	31.29394	30.21679	20.48996	4.19863	-9.72683

**Πίνακας 5.3 :** Μετρήσεις προσομοιώσεων της αναγεννητικής διάταξης OOK για ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.

Από τις παραπάνω μετρήσεις μπορεί να προκύψει ένα διάγραμμα της βελτίωσης του Q factor στην έξοδο συναρτήσει του Q factor εισόδου (και επομένως συναρτήσει του βαθμού της υποβάθμισης του σήματος), από το οποίο μπορούν να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για την επίδοση της διάταξης. Το διάγραμμα αυτό φαίνεται στα Σχήματα 5.11 και 5.12 για τους ρυθμούς μετάδοσης 22 και 44Gbps αντίστοιχα.

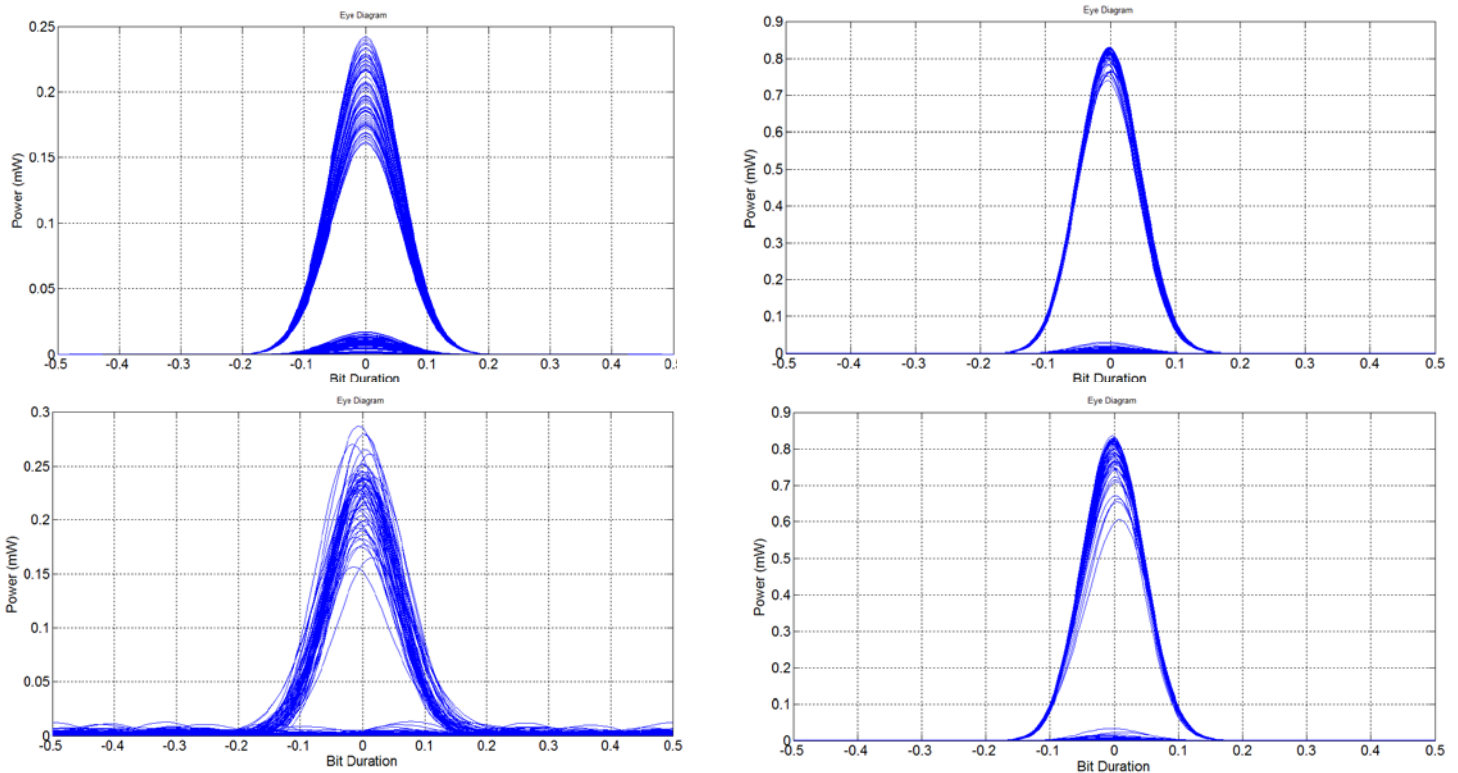


Σχήμα 5.11 : Διάγραμμα Q-factor για διαμόρφωση OOK και ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.



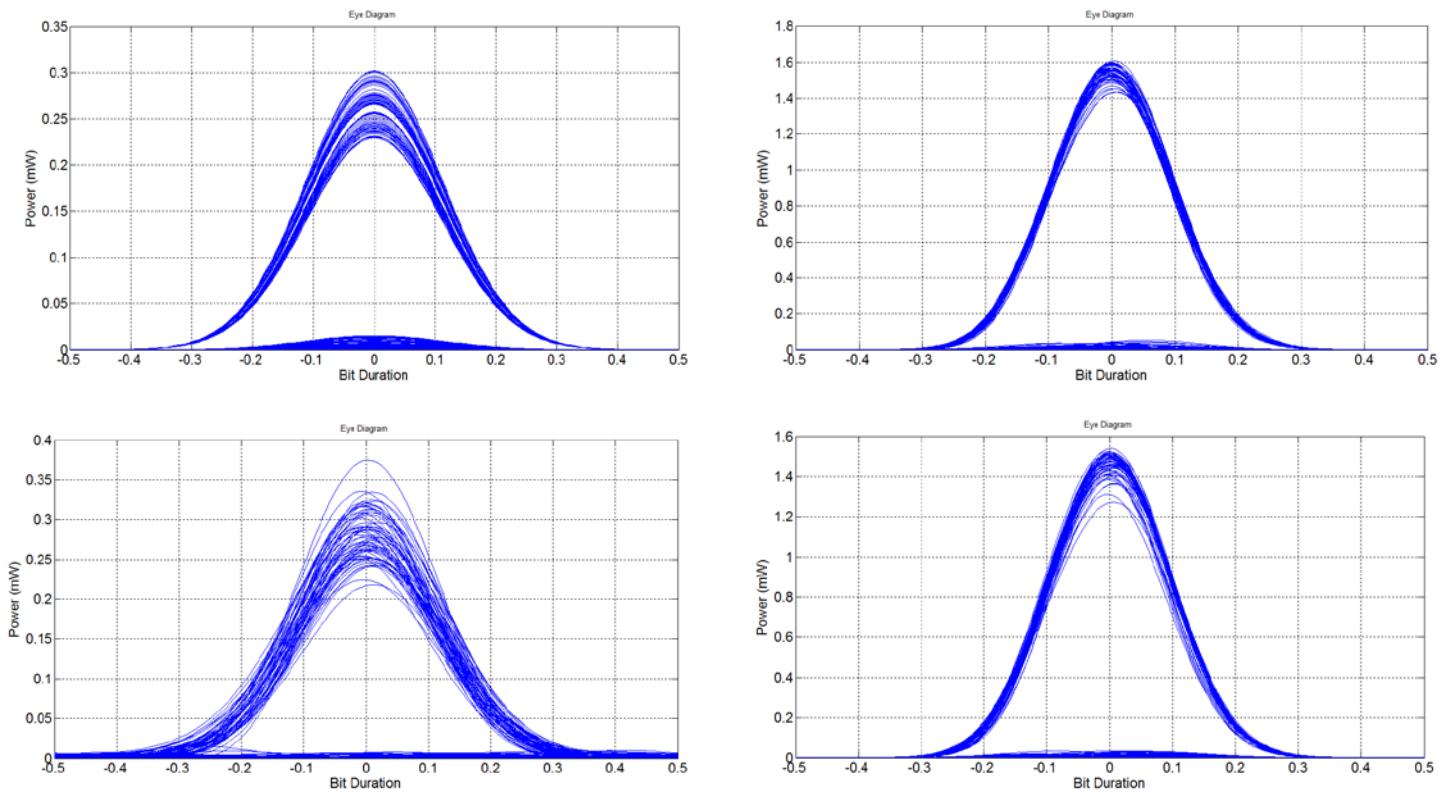
Σχήμα 5.12 : Διάγραμμα Q-factor για διαμόρφωση OOK και ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.

Από τον πίνακα των μετρήσεων αλλά και από τα διαγράμματα του Q-factor προκύπτουν διάφορα άμεσα συμπεράσματα για την λειτουργία του αναγεννητή στο σχήμα OOK. Καταρχάς φαίνεται αμέσως ότι το Q-factor του οπτικού σήματος στην έξοδο βελτιώνεται κατά τουλάχιστον 5dB σε σχέση με το Q-factor του υποβαθμισμένου σήματος για ένα αρκετά μεγάλο εύρος τιμών εισόδου, αποτελώντας έτσι ένδειξη της αποδοτικής λειτουργίας του αναγεννητή. Επίσης, όπως είναι αναμενόμενο, η απόδοση του αναγεννητή στα 44Gbps είναι ελαφρώς μειωμένη σε σχέση με τα 22Gbps, κάτι που μεταφράζεται σε περίπου 2 με 3dB μικρότερο Q εξόδου. Αυτό είναι λογικό καθώς όσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης, τόσο η διάρκεια του bit γίνεται συγκρίσιμη με το χρόνο ανάκαμψης του κέρδους των SOAs, με αποτέλεσμα να επηρεάζεται και να περιορίζεται η λειτουργία της αναγέννησης στο MZI. Ακόμη και έτσι όμως, η βελτίωση στο Q παραμένει άνω των 4dB για ένα πολύ μεγάλο εύρος τιμών εισόδου και για τα 44Gbps. Για μεγάλο βαθμό υποβάθμισης του σήματος, δηλαδή για πολύ μικρά Q εισόδου (κάτω των 10dB), η απόδοση του αναγεννητή μειώνεται σε τέτοιο βαθμό όπου η βελτίωση είναι σχεδόν μηδενική, κάτι λογικό μιας και τότε το συμβολόμετρο παύει να λειτουργεί στη μη γραμμική περιοχή και επομένως δεν μπορεί πλέον να βελτιώσει το σήμα. Η ίδια μειωμένη απόδοση παρατηρείται και για πολύ ψηλά Q εισόδου (άνω των 25dB), όπου το σήμα είναι τόσο καλής ποιότητας που προφανώς δεν είναι δυνατό να βελτιωθεί περαιτέρω. Στο ενδιάμεσο αυτών των τιμών, δηλαδή για Q εισόδου μεταξύ 15 και 20 dB, η διάταξη προσφέρει αρκετά καλή αναγέννηση, φτάνοντας στο μέγιστο των δυνατοτήτων της για τιμές Q εισόδου γύρω από τα 17dB. Αυτή η συμπεριφορά είναι αναμενόμενη και επιθυμητή καθώς σε αυτά τα επίπεδα υποβάθμισης πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ένας αναγεννητής, ενώ δεν πρόκειται ποτέ να κληθεί να αναγεννήσει ούτε ένα πολύ καλό ούτε ένα πολύ υποβαθμισμένο οπτικό σήμα. Ένα άλλο πολύ χρήσιμο απεικονιστικό εργαλείο που βοηθά ιδιαίτερα στην εκτίμηση της επίδοσης του αναγεννητή είναι τα διαγράμματα ματιού, μέσω των οποίων γίνεται άμεσα ορατή η βελτίωση στο οπτικό σήμα, παρατηρώντας την διακύμανση των στάθμων των άσων και των μηδενικών. Στα σχήματα που ακολουθούν φαίνονται τα διαγράμματα ματιού της εισόδου και της εξόδου της διάταξης για το σημείο βέλτιστης λειτουργίας της (περίπου 17dB Q-factor εισόδου), τόσο για τα 22 όσο και για τα 44Gbps, καθώς και για τις δύο σειρές μετρήσεων (Amplitude Noise, OSNR Degradation).



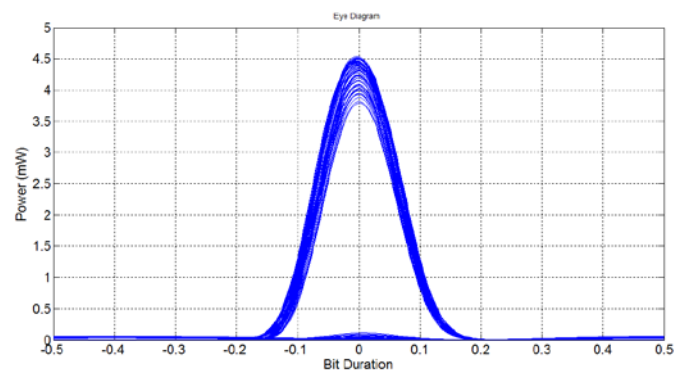
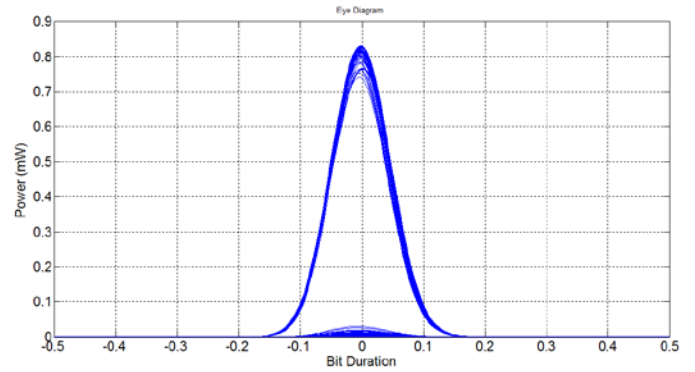
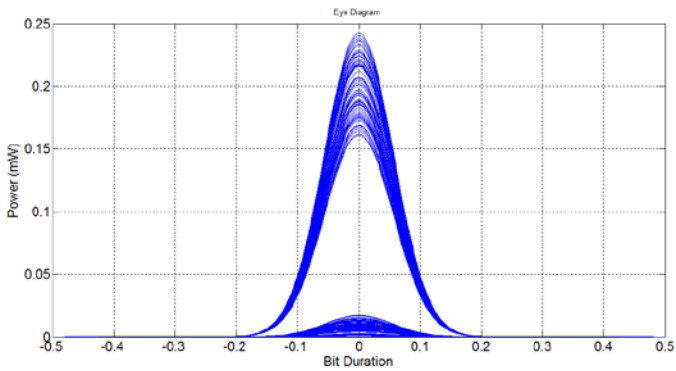
**Σχήμα 5.13 :** Πάνω σειρά: Διαγράμματα ματιού των OOK σημάτων 22Gbps στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) του αναγεννητή για υποβάθμιση Amplitude Noise, Κάτω σειρά: Διαγράμματα ματιού των OOK σημάτων 22Gbps στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) του αναγεννητή για υποβάθμιση OSNR Degradation.

Από τα Σχήματα 5.13 και 5.14, συγκρίνοντας τα διαγράμματα ματιού εισόδου και εξόδου, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι η διάταξη λειτουργεί αρκετά ικανοποιητικά προσφέροντας ένα μεγάλο βαθμό αναγέννησης και στους δύο ρυθμούς μετάδοσης, όπως μπορεί να φανεί από την μικρή διακύμανση της στάθμης των άσσω και των μηδενικών στην έξοδο. Επιπλέον τα διαγράμματα ματιού εξηγούν το γεγονός ότι η απόδοση της διάταξης στην περίπτωση του OSNR Degradation είναι χαμηλότερη (2-3dB λιγότερη βελτίωση στο Q) όπως φάνηκε στα σχήματα 5.11 και 5.12. Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται από τα διαγράμματα ματιού της εισόδου, παρόλο που και στις δύο περιπτώσεις υποβάθμισης τα δύο σήματα έχουν περίπου ίδιο Q-factor (γύρω στα 17dB), στην περίπτωση υποβάθμισης από θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής το σήμα στην είσοδο του αναγεννητή είναι αρκετά χειρότερο καθώς έχει μεγαλύτερη διακύμανση στη στάθμη των άσσω και πολύ σημαντικό timing jitter. Επομένως, μιας και ο αναγεννητής είναι 2R, δεν μπορεί να αντισταθμίσει αυτό το jitter με αποτέλεσμα να είναι ορατό και στην έξοδο (αν και μικρότερης έντασης) και η συνολική βελτίωση στο Q-factor να είναι μικρότερη από ότι στην περίπτωση του Amplitude Noise όπου το jitter εισόδου είναι μηδενικό. Τέλος, σημειώνεται ότι όσον αφορά τα διαγράμματα ματιού των σχημάτων που παρουσιάζονται στο κεφάλαιο αυτό, για να πάρει κανείς το πραγματικό bit duration πρέπει να διαιρέσει τις τιμές του οριζοντίου άξονα με το 2. Δηλαδή στην πράξη δεν απεικονίζεται όλο το bit slot, αλλά μόνο το μισό αυτού.



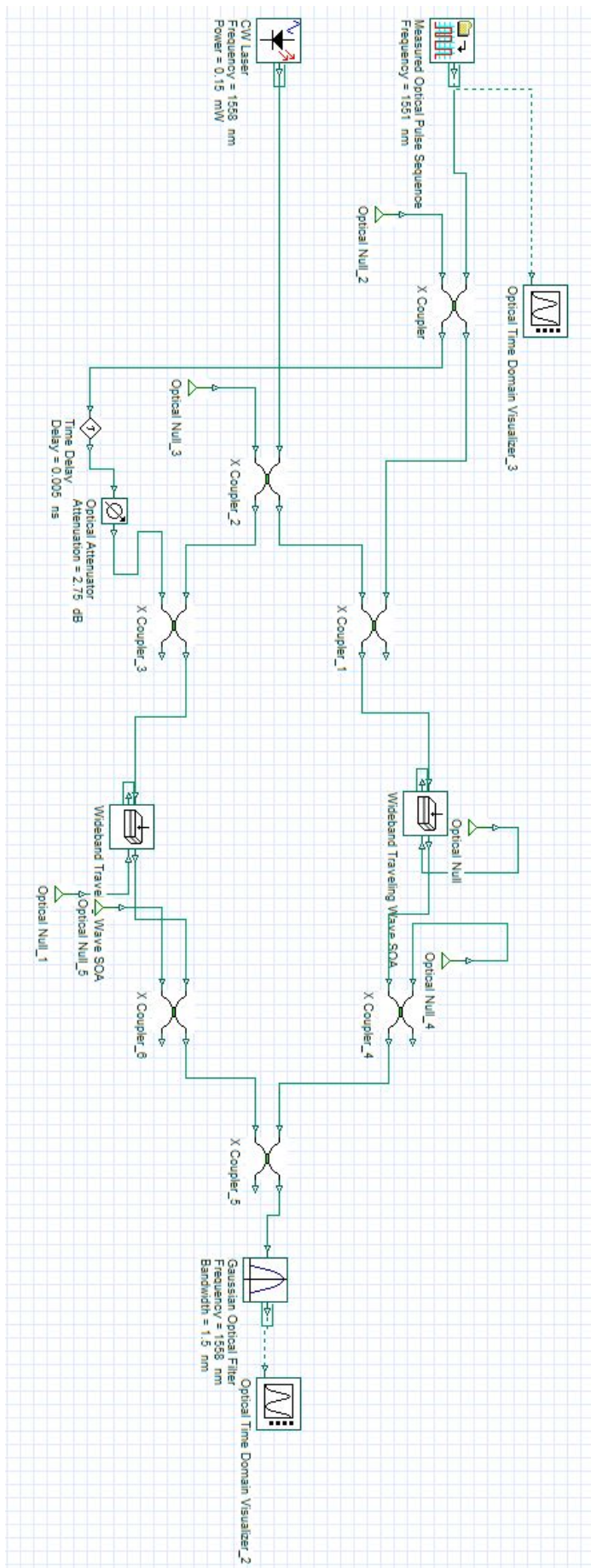
**Σχήμα 5.14 :** Πάνω σειρά: Διαγράμματα ματιού των OOK σημάτων 44Gbps στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) του αναγεννητή για υποβάθμιση Amplitude Noise, Κάτω σειρά: Διαγράμματα ματιού των OOK σημάτων 44Gbps στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) του αναγεννητή για υποβάθμιση OSNR Degradation.

Τελειώνοντας την ενότητα των προσομοιώσεων του σχήματος OOK, στο Κεφάλαιο 3 έγινε αναφορά και σε μια άλλη τεχνική αναγέννησης με χρήση MZI, την τεχνική push-pull με CW για σήμα δεδομένων αντί για ρολόι. Με σκοπό τη δοκιμή αυτής της τεχνικής, πραγματοποιήθηκε ακόμη μια προσομοίωση μιας αναγεννητικής διάταξης που χρησιμοποιεί την τεχνική push-pull με CW για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps. Στο Σχήμα 5.16 φαίνεται το layout αυτής της διάταξης όπως σχεδιάστηκε στο Optisystem, ενώ οι τιμές των λειτουργικών παραμέτρων συνοψίζονται στον Πίνακα 5.12. Στη συνέχεια, αφού βρέθηκε το βέλτιστο σημείο λειτουργίας της διάταξης, έγινε προσομοίωση για σήμα εισόδου ίδιο με την περίπτωση της προσομοίωσης Amplitude Noise των 22Gbps. Τα αποτελέσματα φαίνονται στα διαγράμματα ματιού του Σχήματος 5.15.



**Σχήμα 5.15 :** Αριστερά: Διάγραμμα ματιού του OOK σήματος 22Gbps στην είσοδο του αναγεννητή για υποβάθμιση Amplitude Noise, Δεξιά: Διαγράμματα ματιού των OOK σημάτων 22Gbps στην έξοδο του αναγεννητή για MZI με χρήση ρολογιού (πάνω) και για push-pull MZI με CW (κάτω).

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.15, και οι δύο τεχνικές εμφανίζουν ικανοποιητικά αποτελέσματα αναγέννησης, όμως στην περίπτωση της τεχνικής push-pull με CW η διακύμανση της στάθμης των άσσων είναι ελαφρώς μεγαλύτερη, και το κυριότερο, η διάταξη εισάγει σημαντικό timing jitter στους παλμούς. Επομένως το Q-factor στην έξοδο της διάταξης με το CW είναι τελικά μικρότερο από το αντίστοιχο της διάταξης που χρησιμοποιεί παλμοσειρά ρολογιού, για δεδομένο σήμα εισόδου. Για αυτό τον λόγο, στις προσομοιώσεις του OOK που παρουσιάστηκαν μέχρι στιγμής αλλά και στις προσομοιώσεις των επόμενων ενοτήτων, χρησιμοποιείται πάντα η διάταξη του MZI με ρολόι στην είσοδο.

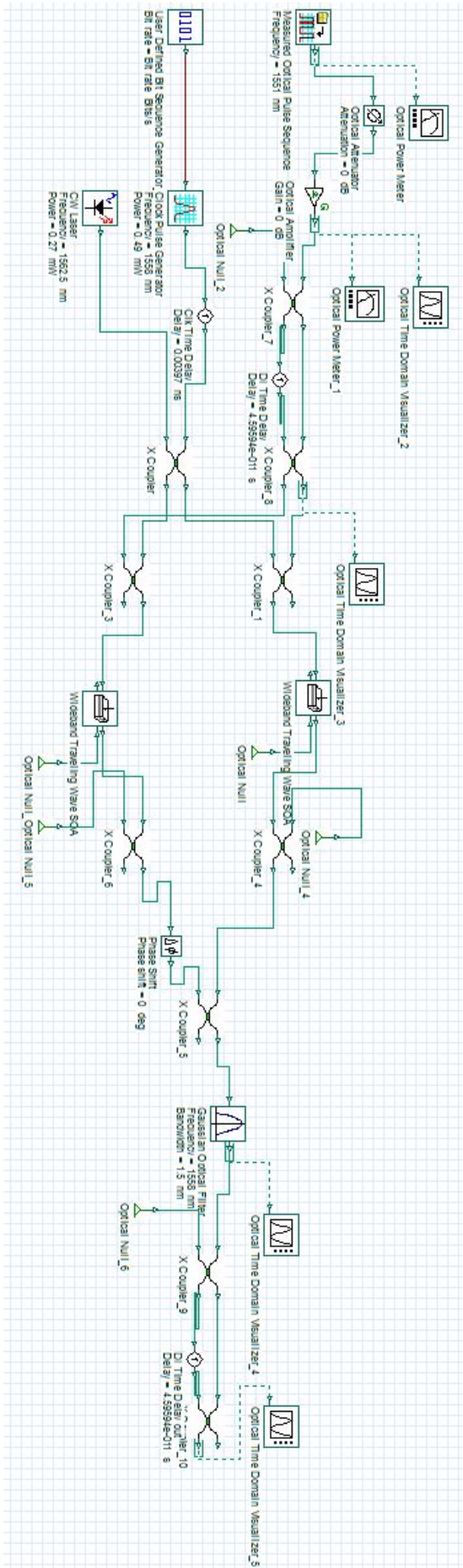


**Σχήμα 5.16 :** Προσομοιωτική διάταξη αναγέννησης του σήματος RZ – OOK για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps χρησιμοποιώντας την τεχνική push-pull με CW.

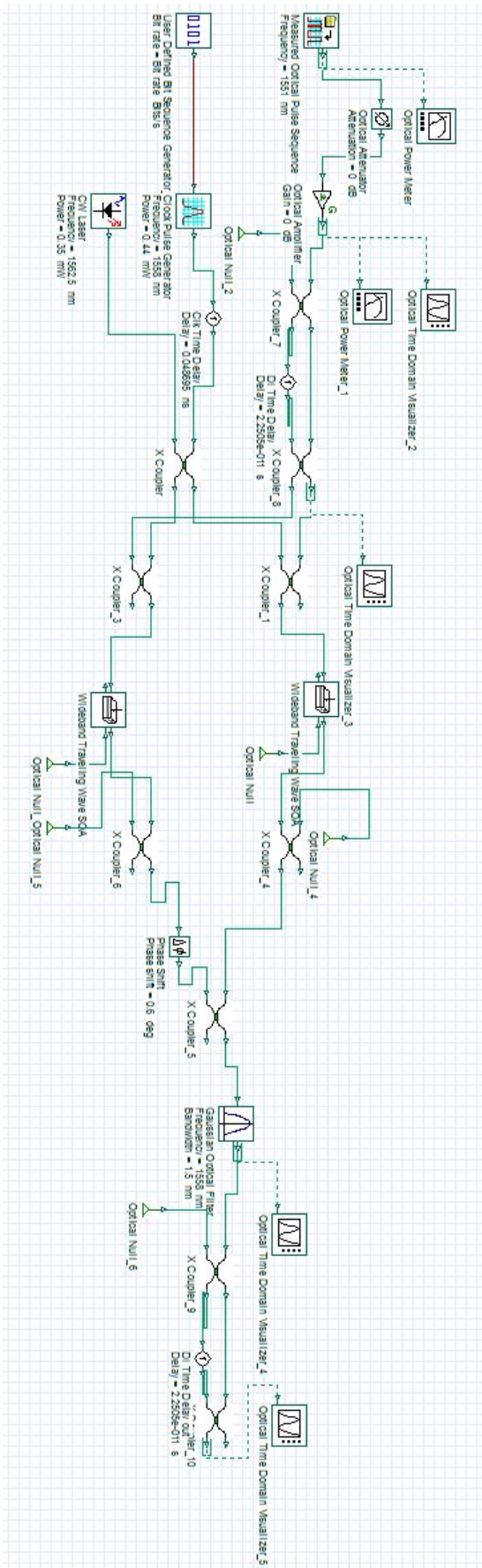
### 5.3 Προσομοίωση αναγεννητικής διάταξης του σχήματος DPSK

Μετά την μελέτη της απόδοσης του αναγεννητή στο σχήμα OOK, είναι ιδιαίτερα χρήσιμο να εξεταστούν πιο εύρωστα σχήματα διαμόρφωσης όπως το DPSK. Στην περίπτωση του DPSK χρησιμοποιείται και πάλι η ίδια διάταξη του συμβολομέτρου Mach-Zehnder, με τη διαφορά ότι τα σήματα ελέγχου των SOAs προκύπτουν από το υποβαθμισμένο σήμα πληροφορίας μέσω ενός συμβολομέτρου DI που μετατρέπει την πληροφορία φάσης του σήματος σε πληροφορία πλάτους. Η λειτουργία της διάταξης αυτής έχει εξηγηθεί αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3, ενώ ως σήμα δεδομένων χρησιμοποιείται και εδώ μια παλμοσειρά ρολογιού. Όπως και για το OOK, έτσι και εδώ πραγματοποιούνται δύο σειρές προσομοιώσεων, μία για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps και μία για 44Gbps, ενώ για καθεμία από αυτές λαμβάνονται τρεις σειρές μετρήσεων ανάλογα με τον τύπο υποβάθμισης του σήματος. Εκτός από την υποβάθμιση τύπου Amplitude Noise και OSNR Degradation που μελετήθηκαν στην προηγούμενη ενότητα, μελετάται και η υποβάθμιση τύπου Phase Noise, για την υλοποίηση της οποίας εισάγεται μια διακύμανση στη φάση του σήματος κατά τη δημιουργία του από τη γεννήτρια του MATLAB. Οι διατάξεις που προσομοιώθηκαν, εικονίζονται στα Σχήματα 5.17 και 5.18 για 22 και 44Gbps αντίστοιχα, ενώ οι τιμές των λειτουργικών παραμέτρων φαίνονται τόσο στα layout όσο και στον Πίνακα 5.12 στο Παράρτημα Α του κεφαλαίου. Αφού βρέθηκε το βέλτιστο σημείο λειτουργίας της κάθε διάταξης, λήφθηκαν οι τρεις σειρές μετρήσεων για κάθε τύπο υποβάθμισης του σήματος και για τους δύο ρυθμούς μετάδοσης, τα αποτελέσματα των οποίων συνοψίζονται στους Πίνακες 5.4 και 5.5 για τα 22 και τα 44Gbps αντίστοιχα. Όλες οι μετρήσεις έγιναν και πάλι μέσω του κώδικα MATLAB που επεξεργάζεται τα οπτικά σήματα όπως αυτά εξάγονται από το Optisystem. Οι παράμετροι που χαρακτηρίζουν την επίδοση της διάταξης στην περίπτωση του DPSK είναι το Q-factor και το XR των OOK οπτικών σημάτων στην έξοδο των DIs (εισόδου και εξόδου), μιας και δεν ορίζονται για τα αντίστοιχα PSK σήματα που δεν έχουν μηδενική στάθμη, και επιπλέον χρησιμοποιούνται και οι παράμετροι Amplitude Jitter (AJ) και Phase Variation (PV) των DPSK σημάτων, όπως αυτές ορίστηκαν στην ενότητα 5.2.





Σχήμα 5.17 : Προσομοιωτική διάταξη αναγέννησης του σήματος RZ – DPSK για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.



**Σχήμα 5.18 :** Προσομοιωτική διάταξη ανεγέρνησης του σχήματος RZ –  
*DPSK για ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.*

<b>DPSK 22Gbps</b>									
Decoded Input Q (dB)	Decoded Output Q (dB)	Decoded Input XR (dB)	Decoded Output XR (dB)	Impr. Q (dB)	Impr. XR (dB)	In AJ <sub>1s</sub>	Out AJ <sub>1s</sub>	In PV (deg)	Out PV (deg)
<i>Amplitude Jitter</i>									
33.499	33.822	22.689	17.828	0.323	-4.861	0.029	0.014	0	1.657
30.292	33.117	22.472	18.082	2.825	-4.390	0.047	0.024	0	2.352
26.742	32.765	22.394	17.803	6.023	-4.591	0.067	0.019	0	3.631
22.148	29.925	21.422	18.308	7.777	-3.114	0.101	0.040	0	5.799
20.515	28.062	21.334	17.562	7.547	-3.772	0.123	0.060	0	6.757
17.706	22.580	20.350	17.637	4.874	-2.713	0.177	0.089	0	9.266
15.554	19.505	19.280	17.923	3.950	-1.357	0.234	0.127	0	9.373
13.633	16.101	17.723	16.541	2.469	-1.182	0.279	0.175	0	13.120
10.358	10.478	16.105	14.925	0.120	-1.180	0.371	0.255	0	17.297
<i>Phase Jitter</i>									
34.752	35.215	21.654	17.341	0.461	-4.313	0	0.011	5.155	0.561
31.206	34.457	19.688	17.859	3.251	-1.829	0	0.017	9.700	1.072
26.975	34.082	17.641	17.295	7.106	-0.346	0	0.027	13.354	1.416
24.152	33.012	15.669	18.243	8.860	2.573	0	0.038	16.812	1.992
22.596	31.597	14.586	17.734	9.001	3.148	0	0.037	18.772	2.479
19.338	28.295	14.287	16.996	8.958	2.709	0	0.072	22.586	2.784
18.113	26.086	12.412	16.964	7.973	4.552	0	0.101	26.104	3.232
12.990	18.329	13.909	16.785	5.339	2.875	0	0.107	24.707	3.546
12.093	16.315	12.568	15.509	4.223	2.940	0	0.188	32.394	4.283
11.670	15.146	11.494	16.042	3.475	4.548	0	0.199	33.329	5.063
8.569	9.342	11.517	16.315	0.773	4.798	0	0.181	35.376	4.926
<i>ONSR Degradation</i>									
32.910	34.207	22.287	17.801	1.296	-4.487	0.030	0.012	1.326	1.340
29.581	33.791	21.855	17.816	4.210	-4.039	0.046	0.013	1.923	1.947
26.433	33.431	21.107	17.828	6.998	-3.279	0.066	0.017	2.759	2.781
23.811	32.282	19.908	17.820	8.470	-2.088	0.093	0.027	3.923	3.926
19.964	28.512	18.286	18.165	8.548	-0.121	0.138	0.046	5.515	5.509
17.478	23.675	16.128	18.293	6.197	2.165	0.196	0.088	8.047	10.201
13.564	17.736	13.509	18.666	4.172	5.157	0.257	0.160	11.208	9.388
9.841	10.182	11.412	17.441	0.340	6.029	0.338	0.294	15.862	11.466

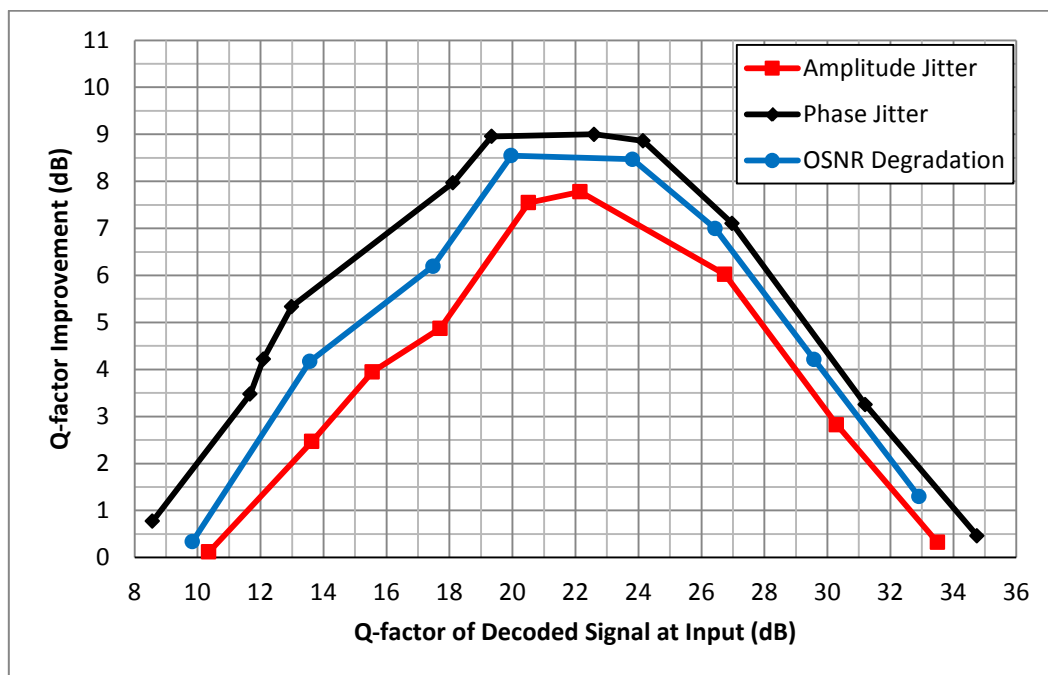
**Πίνακας 5.4 :** Μετρήσεις προσομοιώσεων της αναγεννητικής διάταξης DPSK για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.

<b>DPSK 44Gbps</b>									
Decoded Input Q (dB)	Decoded Output Q (dB)	Decoded Input XR (dB)	Decoded Output XR (dB)	Impr. Q (dB)	Impr. XR (dB)	In AJ <sub>1s</sub>	Out AJ <sub>1s</sub>	In PV (deg)	Out PV (deg)
<i>Amplitude Jitter</i>									
9.231	10.426	15.541	13.019	1.195	-2.522	0.420	0.290	0	21.514
11.880	14.528	17.436	13.791	2.648	-3.645	0.343	0.192	0	17.577
13.552	16.679	20.012	14.583	3.127	-5.428	0.267	0.114	0	13.948
15.325	18.825	21.100	14.738	3.500	-6.362	0.227	0.088	0	13.242
17.352	20.787	23.233	15.621	3.435	-7.612	0.180	0.074	0	9.058
19.488	22.578	23.931	14.969	3.090	-8.963	0.148	0.054	0	8.974
21.361	23.924	24.949	15.381	2.563	-9.569	0.117	0.047	0	6.888
23.115	25.285	26.744	15.296	2.170	-11.448	0.096	0.051	0	5.263
25.025	26.152	27.711	16.195	1.127	-11.516	0.077	0.044	0	5.205
26.916	27.113	27.977	15.742	0.197	-12.235	0.072	0.048	0	4.734
28.122	27.286	28.345	15.965	-0.836	-12.380	0.067	0.045	0	4.137
29.517	27.674	28.985	15.794	-1.843	-13.191	0.045	0.035	0	3.528
<i>Phase Jitter</i>									
8.667	11.553	8.023	8.810	2.886	0.786	0	0.099	44.360	18.174
12.311	16.553	9.696	13.868	4.242	4.172	0	0.112	37.104	7.739
16.039	20.567	11.616	14.531	4.528	2.915	0	0.136	29.128	7.259
17.318	21.757	11.481	15.592	4.439	4.111	0	0.092	29.756	4.988
18.977	23.137	13.084	15.846	4.160	2.762	0	0.075	25.143	4.704
19.888	23.857	13.925	15.564	3.968	1.639	0	0.074	24.113	4.825
21.501	25.105	15.467	15.716	3.603	0.249	0	0.059	23.694	4.631
23.089	26.325	15.296	15.824	3.236	0.528	0	0.052	20.104	4.022
24.979	27.297	16.439	15.714	2.317	-0.725	0	0.040	18.280	3.332
27.409	28.352	16.747	15.632	0.943	-1.115	0	0.037	16.528	3.323
28.862	28.726	17.349	15.602	-0.137	-1.747	0	0.047	15.329	3.236
<i>ONSR Degradation</i>									
8.164	9.687	12.827	11.301	1.523	3.140	0.458	0.224	24.318	25.828
10.597	13.719	14.779	12.194	3.121	1.060	0.370	0.137	18.940	19.433
12.850	16.738	16.695	13.209	3.888	-0.043	0.292	0.092	14.990	15.617
15.144	19.167	18.603	13.962	4.023	-0.564	0.237	0.067	11.635	12.418
17.300	21.266	20.447	14.480	3.965	-0.818	0.189	0.053	9.190	9.927
19.424	23.083	22.211	14.809	3.660	-0.872	0.150	0.044	7.158	8.010
21.601	24.699	23.854	15.037	3.098	-0.845	0.119	0.040	5.660	6.544
23.683	26.075	25.338	15.269	2.392	-0.737	0.094	0.037	4.476	5.446
25.756	27.103	26.616	15.395	1.347	-0.486	0.075	0.034	3.538	4.695
27.830	27.951	27.662	15.479	0.121	-0.289	0.059	0.034	2.793	4.112
29.983	28.411	28.470	15.556	-1.572	0.060	0.047	0.032	2.175	3.733

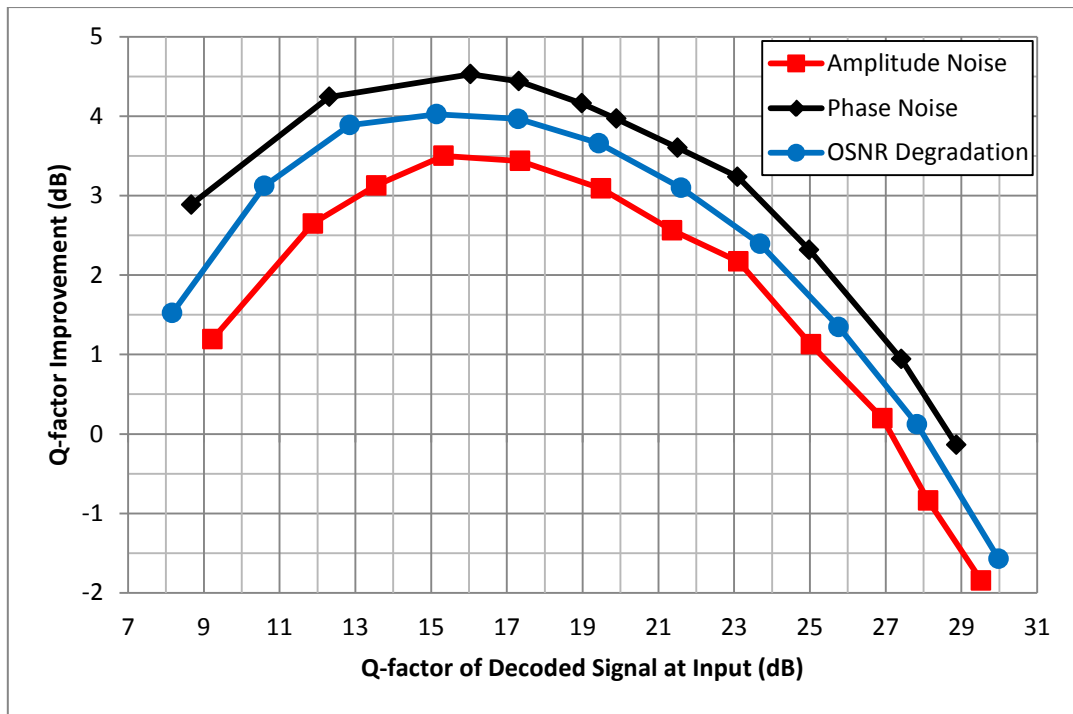
**Πίνακας 5.5 :** Μετρήσεις προσομοιώσεων της αναγεννητικής διάταξης DPSK για ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.

Όπως και για το OOK, έτσι και για το DPSK, από τις μετρήσεις του Q-factor είναι δυνατό να σχεδιαστεί το διάγραμμα βελτίωσης του Q στην έξοδο του DI εξόδου συναρτήσει του Q στην έξοδο του DI εισόδου του αναγεννητή με σκοπό την καλύτερη αξιολόγηση της επίδοσης της διάταξης. Τα διαγράμματα αυτά φαίνονται στα Σχήματα 5.19 και 5.20 για τους ρυθμούς μετάδοσης 22 και 44Gbps αντίστοιχα.

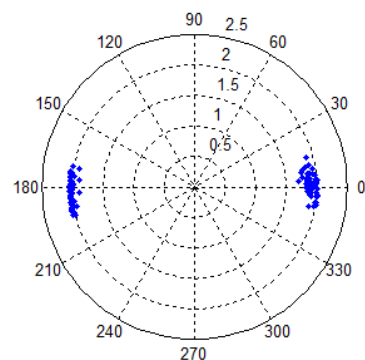
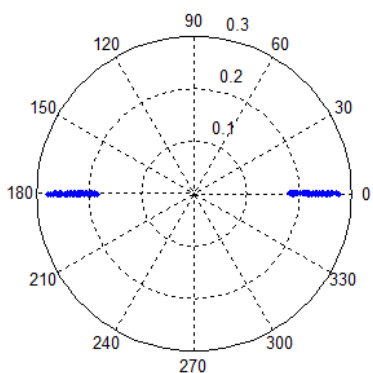
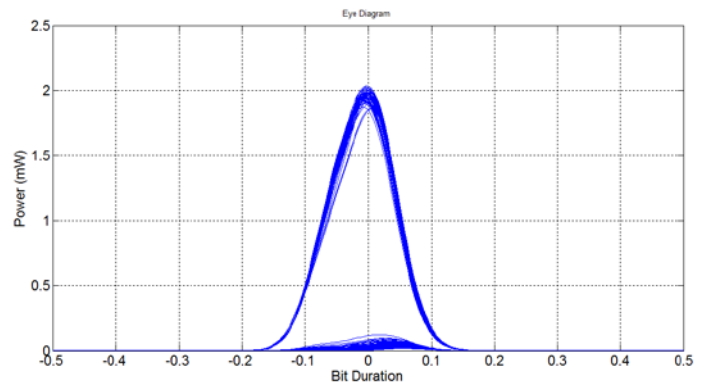
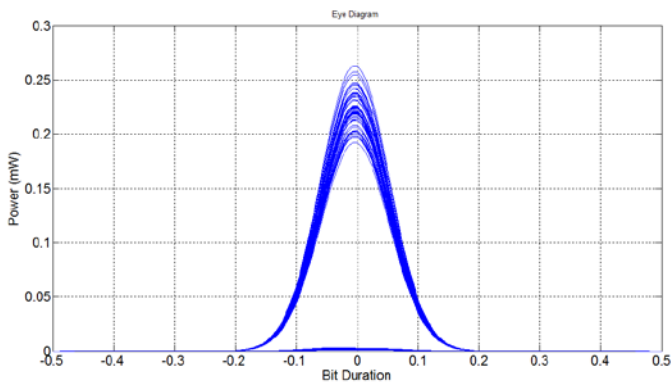
Από τους πίνακες των μετρήσεων καθώς και από τα διαγράμματα του Q-factor των αποκωδικοποιημένων σημάτων είναι εμφανές ότι η διάταξη αναγεννά επιτυχώς το DPSK σήμα σε σημαντικό βαθμό για ένα μεγάλο εύρος υποβάθμισης. Με όρους Q-factor η βελτίωση στην έξοδο ξεπερνά τα 5dB στην περίπτωση των 22Gbps και τα 3dB στην περίπτωση των 44Gbps για ένα διάστημα μεταβολής των τιμών εισόδου περί τα 10dB (15 έως 30dB στα 22Gbps και 11 έως 24dB στα 44Gbps). Όπως είναι αναμενόμενο, για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δυσχεραίνεται η λειτουργία του αναγεννητή, για αυτό και στα 44Gbps η βελτίωση στο Q-factor είναι 3-4dB μικρότερη από ότι στα 22Gbps. Επιπλέον, για πολύ υποβαθμισμένα σήματα η έξοδος του DI έχει τόσο μεγάλη διακύμανση που η μη-γραμμική συμπεριφορά του MZI χάνει την αξία της και η βελτίωση του σήματος είναι μηδαμινή. Το ίδιο ισχύει και για πολλή καλής ποιότητας σήματα τα οποία έχουν ελάχιστα περιθώρια βελτίωσης και για αυτό και για ψηλές τιμές του Q εισόδου, άνω των 25-30dB, η αναγέννηση είναι σχεδόν μηδενική. Το σημαντικό όμως είναι ότι για φυσιολογικές υποβαθμίσεις του σήματος, δηλαδή για Q-factor εισόδου μεταξύ 15 και 25dB, η διάταξη αναγεννά το εισερχόμενο σήμα σε ικανοποιητικό βαθμό και μάλιστα και για τους δύο ρυθμούς μετάδοσης. Στη συνέχεια, στα Σχήματα 5.21 έως 5.26 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων OOK σημάτων εισόδου και εξόδου καθώς και polar diagrams των DPSK σημάτων για τα σημεία βέλτιστης αναγέννησης, για τους τρεις τύπους υποβάθμισης και για τους δύο ρυθμούς μετάδοσης.



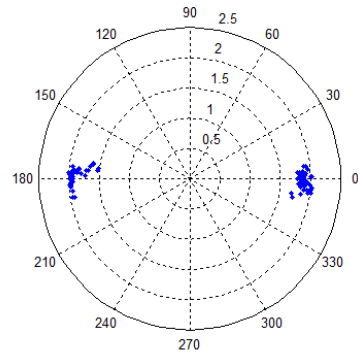
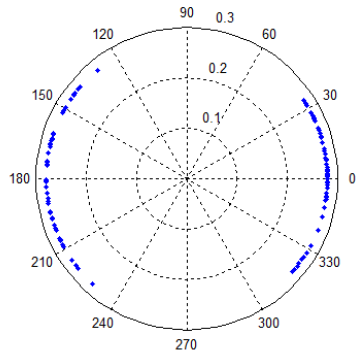
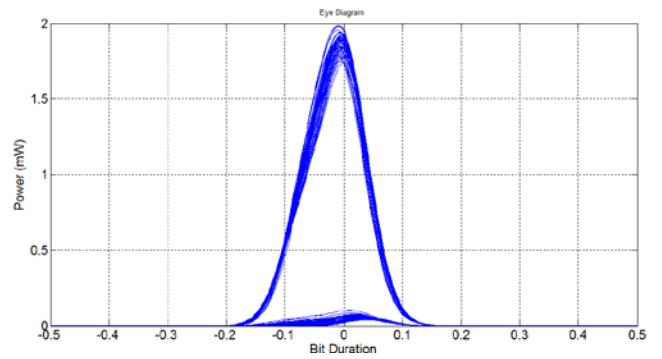
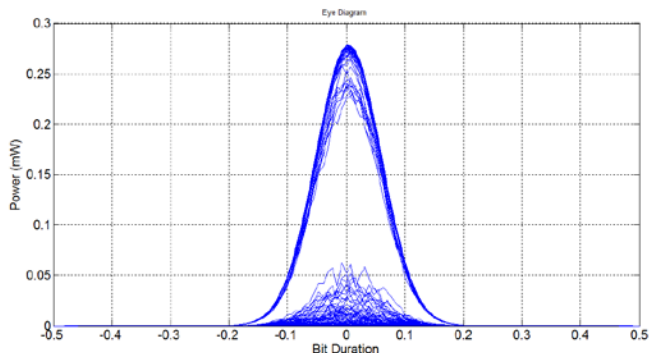
Σχήμα 5.19 : Διάγραμμα Q-factor για το σχήμα DPSK και ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.



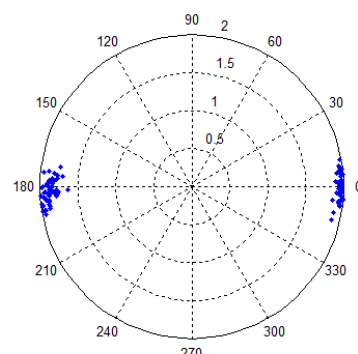
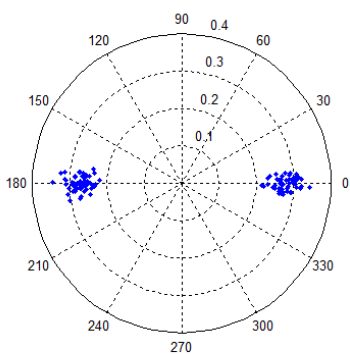
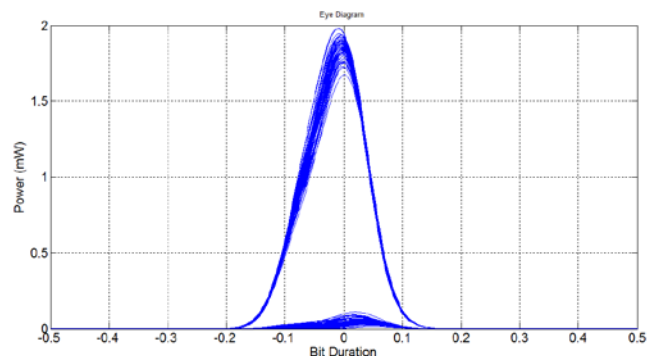
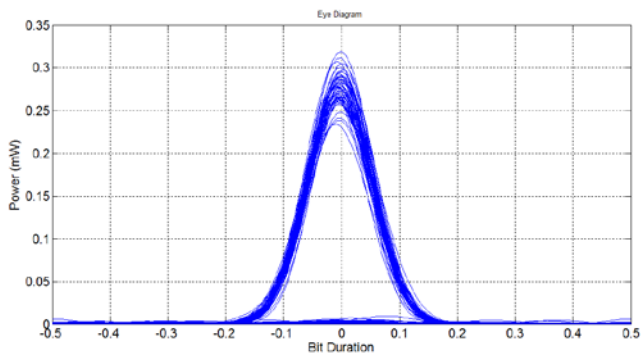
Σχήμα 5.20 : Διάγραμμα Q-factor για το σχήμα DPSK και ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.



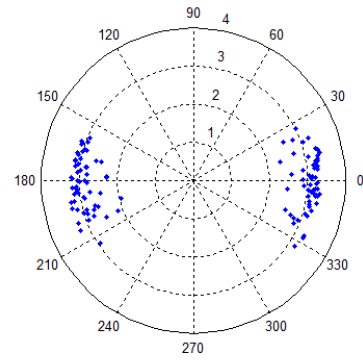
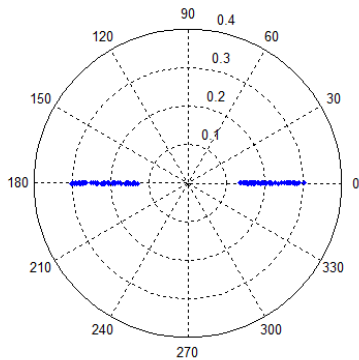
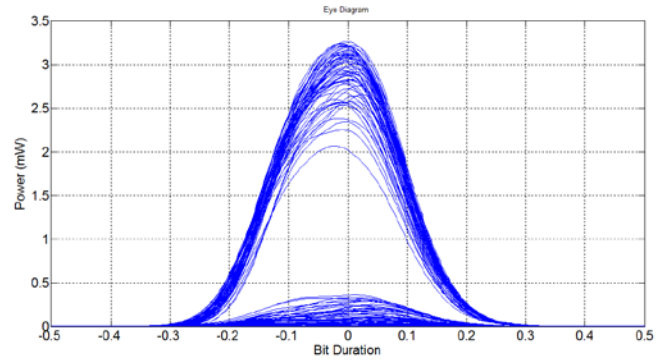
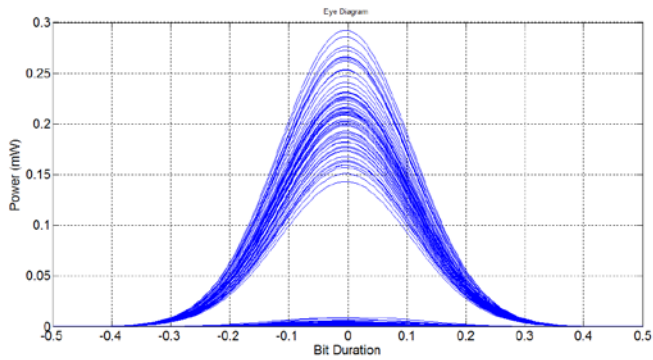
Σχήμα 5.21 : Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για υποβάθμιση Amplitude Noise και ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.



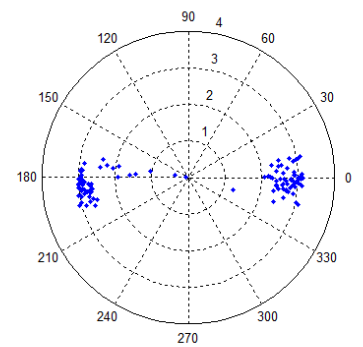
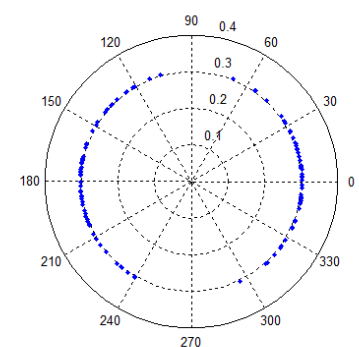
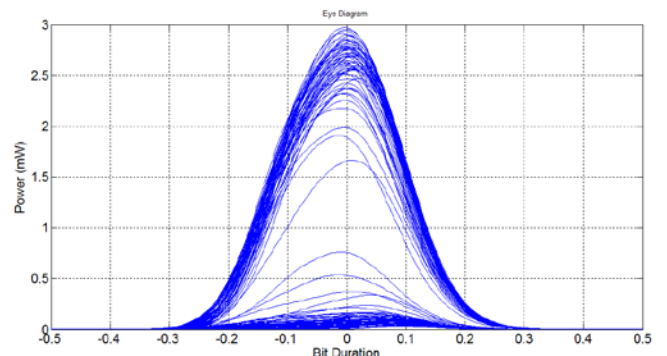
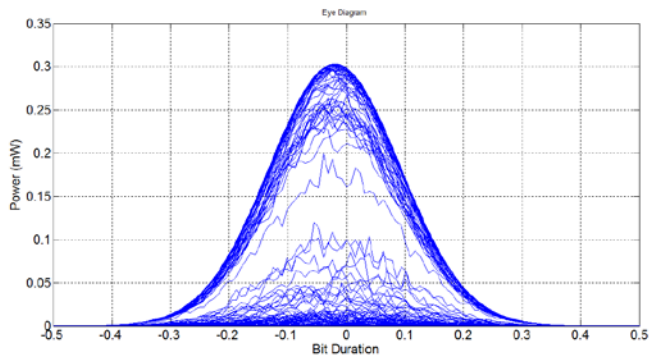
**Σχήμα 5.22 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για υποβάθμιση Phase Noise και ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.*



**Σχήμα 5.23 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για υποβάθμιση OSNR Degradation και ρυθμό μετάδοσης 22Gbps.*

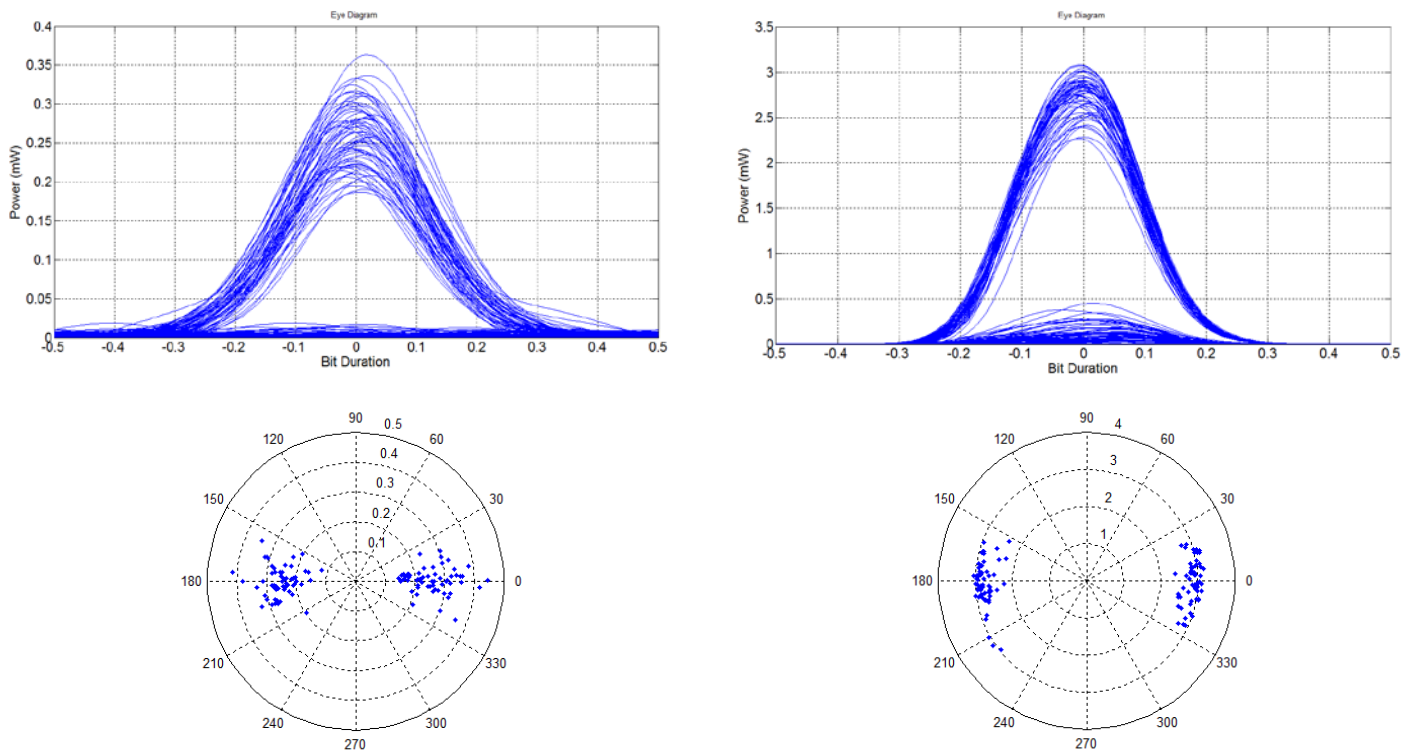


**Σχήμα 5.24 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για υποβάθμιση Amplitude Noise και ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.*



**Σχήμα 5.25 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για υποβάθμιση Phase Noise και ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.*





**Σχήμα 5.26 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για υποβάθμιση OSNR Degradation και ρυθμό μετάδοσης 44Gbps.*

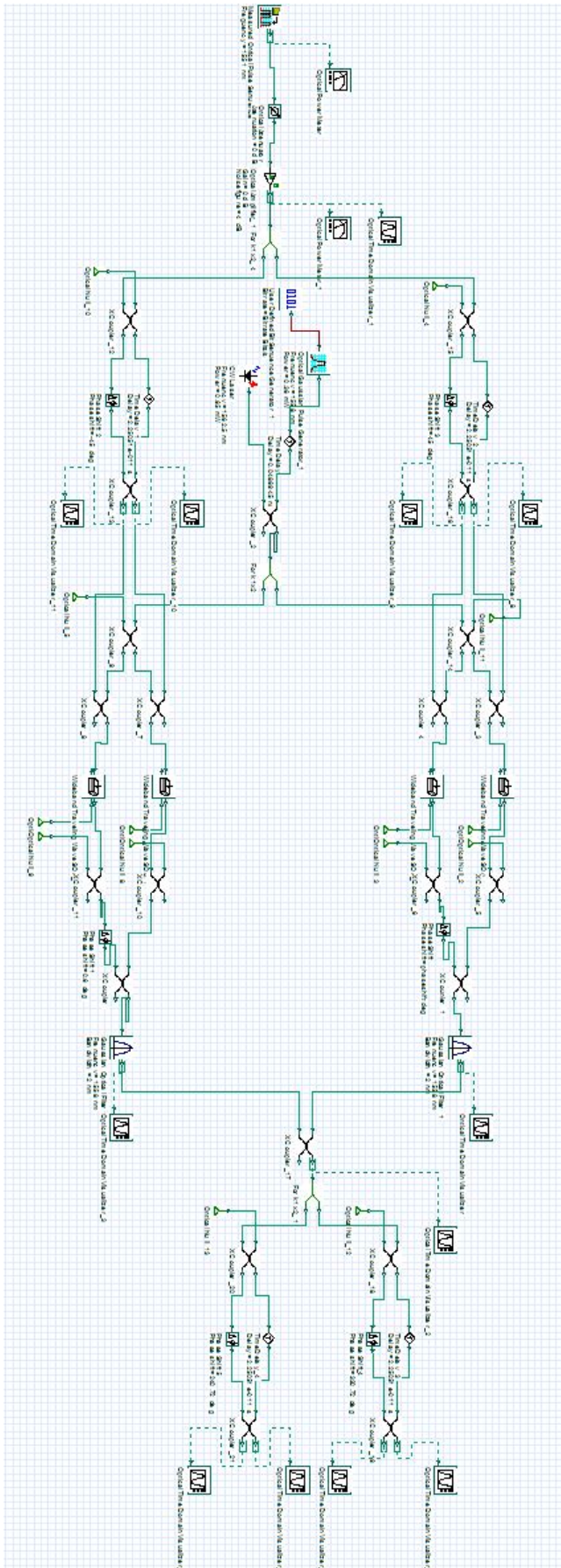
Από τα παραπάνω πολικά διαγράμματα και διαγράμματα ματιού, μπορούν να εξαχθούν μερικά πολύ χρήσιμα συμπεράσματα. Καταρχάς, όπως φάνηκε από τα διαγράμματα βελτίωσης του Q-factor των Σχημάτων 5.19 και 5.20, ανάλογα με τον τύπο υποβάθμισης του σήματος αλλάζει η απόδοση του αναγεννητή και συγκεκριμένα η μεγαλύτερη απόδοση παρατηρείται στην περίπτωση υποβάθμισης Phase Noise, μετά ακολουθεί η υποβάθμιση OSNR Degradation και τέλος η χειρότερη απόδοση παρατηρείται για υποβάθμιση Amplitude Noise. Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνεται και από τα παραπάνω πολικά διαγράμματα. Μια εξήγηση μπορεί να βρεθεί παρατηρώντας τα διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο του αναγεννητή για τις τρεις περιπτώσεις υποβάθμισης. Και στις τρεις το Q-factor των σημάτων είναι περίπου ίδιο κάθε φορά, όπως φαίνεται όμως από τα διαγράμματα ματιού η πραγματική ποιότητα του σήματος διαφέρει αρκετά μεταξύ των τριών περιπτώσεων. Ειδικότερα, στην υποβάθμιση Phase Noise η διακύμανση της φάσης στην είσοδο του DI μεταφράζεται σε ομοιόμορφη διακύμανση τόσο της στάθμης των άσσων όσο και των μηδενικών στην έξοδο του DI, διακύμανση η οποία δεν είναι πολύ μεγάλη και μπορεί εύκολα να περιοριστεί από τη μη-γραμμική συμπεριφορά του MZI στη συνέχεια. Για αυτό και όπως φαίνεται στο πολικό διάγραμμα εξόδου η διακύμανση της φάσης έχει μειωθεί σε πολύ μεγάλο βαθμό σε σχέση με την διακύμανση του αρχικού σήματος. Από την άλλη, στην περίπτωση υποβάθμισης Amplitude Noise, η διακύμανση πλάτους του DPSK σήματος μεταφράζεται σε πολύ μεγάλη διακύμανση της στάθμης των άσσων στην έξοδο του

DI, ενώ η στάθμη των μηδενικών είναι πολύ καλή και σχεδόν μηδενική. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σήμα να έχει μεν ένα καλό Q-factor λόγω της πολύ μικρής διακύμανσης των μηδενικών, αλλά δεν μπορεί να αναγεννηθεί το ίδιο καλά με το αντίστοιχο σε Q-factor Phase Noise σήμα λόγω της μεγάλης διακύμανσης της στάθμης των άσσω, η οποία υπερβαίνει την επίπεδη περιοχή της μη-γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του MZI. Επομένως παρόλο που και τα δύο σήματα έχουν το ίδιο Q-factor στην είσοδο, δεν αναγεννώνται το ίδιο εύκολα εξ' ου και η μειωμένη απόδοση της διάταξης. Τέλος στην περίπτωση υποβάθμισης OSNR Degradation η πραγματική ποιότητα του σήματος είναι περίπου στη μέση των δύο προηγούμενων περιπτώσεων, με την μηδενική στάθμη να έχει και εδώ αρκετά μικρή διακύμανση και την στάθμη των άσσω να έχει μικρότερη διακύμανση από ότι στην περίπτωση του Amplitude Noise, ενώ αισθητή είναι και η παρουσία του time jitter. Το σήμα αυτό αναγεννιέται μεν καλύτερα από το αντίστοιχο του Amplitude Noise, αλλά όχι τόσο καλά όσο αυτό του Phase Noise, για αυτό και τελικά η απόδοση της αναγέννησης σε αυτό τον τύπο υποβάθμισης είναι κάπου στο ενδιάμεσο των αποδόσεων των άλλων δύο τύπων υποβάθμισης. Μια δεύτερη παρατήρηση έχει να κάνει με το πώς αντιμετωπίζει η διάταξη τα τρία διαφορετικώς υποβαθμισμένα σήματα. Η διάταξη του συμβολομέτρου δεν μπορεί να αντιληφθεί τον εκάστοτε τύπο υποβάθμισης και να εστιάσει μόνο σε αυτόν, για παράδειγμα να επιδιορθώσει τη διακύμανση στη φάση και να αγνοήσει τελείως τη διακύμανση στο πλάτος των DPSK παλμών. Το συμβολόμετρο λειτουργεί πάντοτε με βάση το αποκωδικοποιημένο σήμα που δέχεται από το DI της εισόδου, και χάρη στην μη-γραμμική συμπεριφορά του, βελτιώνει όσο καλύτερα μπορεί κάθε φορά αυτό το αποκωδικοποιημένο σήμα. Επομένως η επίδοση της αναγέννησης εξαρτάται άμεσα από την ποιότητα του αποκωδικοποιημένου σήματος, όπως εξηγήθηκε και προηγουμένως. Σύμφωνα με τα παραπάνω λοιπόν, ακόμη και αν το υποβαθμισμένο σήμα έχει διακύμανση μόνο στη φάση, το σήμα στην έξοδο είναι αναμενόμενο να έχει διακύμανση τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση ακριβώς επειδή δεν υπάρχει διάκριση μεταξύ των δύο από το DI της εισόδου. Για αυτό και στα παραπάνω πολικά διαγράμματα των τελικών DPSK σημάτων παρατηρείται πάντοτε διακύμανση και στη φάση και στο πλάτος, ακόμη και όταν ένα από τα δύο μεγέθη δεν είχαν διακύμανση στην είσοδο του αναγεννητή. Αυτό που έχει σημασία είναι ότι συνολικά, τα σημεία του σηματικού αστερισμού έχουν έρθει πιο κοντά μεταξύ τους, έχουν 'συμπυκνωθεί' κατά κάποιο τρόπο, και αυτή ακριβώς είναι η ουσία της αναγέννησης. Στην πράξη άλλωστε δεν πρόκειται ποτέ το σήμα να έχει διακύμανση μόνο στη φάση ή στο πλάτος, για αυτό και η περίπτωση υποβάθμισης OSNR Degradation είναι το πιο ρεαλιστικό σενάριο.

## 5.4 Προσομοίωση αναγεννητικής διάταξης του σχήματος DQPSK

### 5.4.1 Μετατροπή μήκους κύματος και αναγέννηση με χρήση DIs

Μετά τη μελέτη των αναγεννητικών ιδιοτήτων της διάταξης στο σχήμα DPSK, είναι κρίσιμη η μελέτη της απόδοσης του αναγεννητή στο σχήμα DQPSK, το οποίο μεταδίδοντας διπλάσια πληροφορία ανά σύμβολο επιτυγχάνει διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης στο ίδιο εύρος ζώνης με το DPSK. Η αναγεννητική διάταξη που προσομοιώνεται είναι αρκετά παρόμοια με την προσομοιωτική διάταξη του DPSK, στην ουσία είναι δύο τέτοιες διατάξεις που λειτουργούν παράλληλα μιας και το DQPSK μπορεί να θεωρηθεί απλά ως δύο PSK σήματα ορθογώνια μεταξύ τους. Η λειτουργία της διάταξης έχει εξηγηθεί αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3, ενώ τα βασικά σημεία είναι ότι το υποβαθμισμένο σήμα αρχικά διαιρείται σε δύο επιμέρους σήματα τα οποία αναγεννώνται χωριστά ως DPSK σήματα διερχόμενα πρώτα από ένα συμβολόμετρο καθυστέρησης (DI) και έπειτα από το συμβολόμετρο Mach-Zehnder, και στο τέλος ενώνονται ξανά για να σχηματίσουν το τελικό DQPSK σήμα. Η γενική ιδέα της αξιολόγησης του αναγεννητή παραμένει ίδια, δηλαδή πρώτα βρίσκεται το βέλτιστο σημείο λειτουργίας της διάταξης μέσω πολλαπλών προσομοιώσεων και κατόπιν λαμβάνονται σειρές μετρήσεων για διάφορους τύπους υποβάθμισης του σήματος. Ειδικά όμως στην περίπτωση της αναγεννητικής διάταξης με DIs, επειδή οι πρωταρχικές μετρήσεις έδειξαν ότι δεν συντελείται αναγέννηση του σήματος, αλλά μόνο μετατροπή μήκους κύματος (από τα 1551nm στα 1558nm του σήματος δεδομένων), ήταν περιττή η λήψη πολλών σειρών μετρήσεων όπως έγινε στην περίπτωση του DPSK για τους τρεις τύπους υποβάθμισης σήματος. Αντί αυτού, λήφθηκαν μεμονωμένες μετρήσεις για επιλεγμένες διακυμάνσεις του πλάτους και της φάσης του υποβαθμισμένου σήματος, με σκοπό την επιβεβαίωση της λειτουργίας της διάταξης ως μετατροπέα μήκους κύματος. Στον Πίνακα 5.6 συνοψίζονται αυτές οι μετρήσεις, ενώ η αναγεννητική διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 5.27 για την περίπτωση των 44Gbaud (καθώς η διάταξη των 22Gbaud είναι ακριβώς ίδια και το layout είναι πολύ μεγάλο για να φανούν καθαρά οι τιμές των λειτουργικών παραμέτρων) και τέλος οι τιμές των λειτουργικών παραμέτρων της διάταξης συνοψίζονται στον Πίνακα 5.12 και για τους δύο ρυθμούς μετάδοσης.

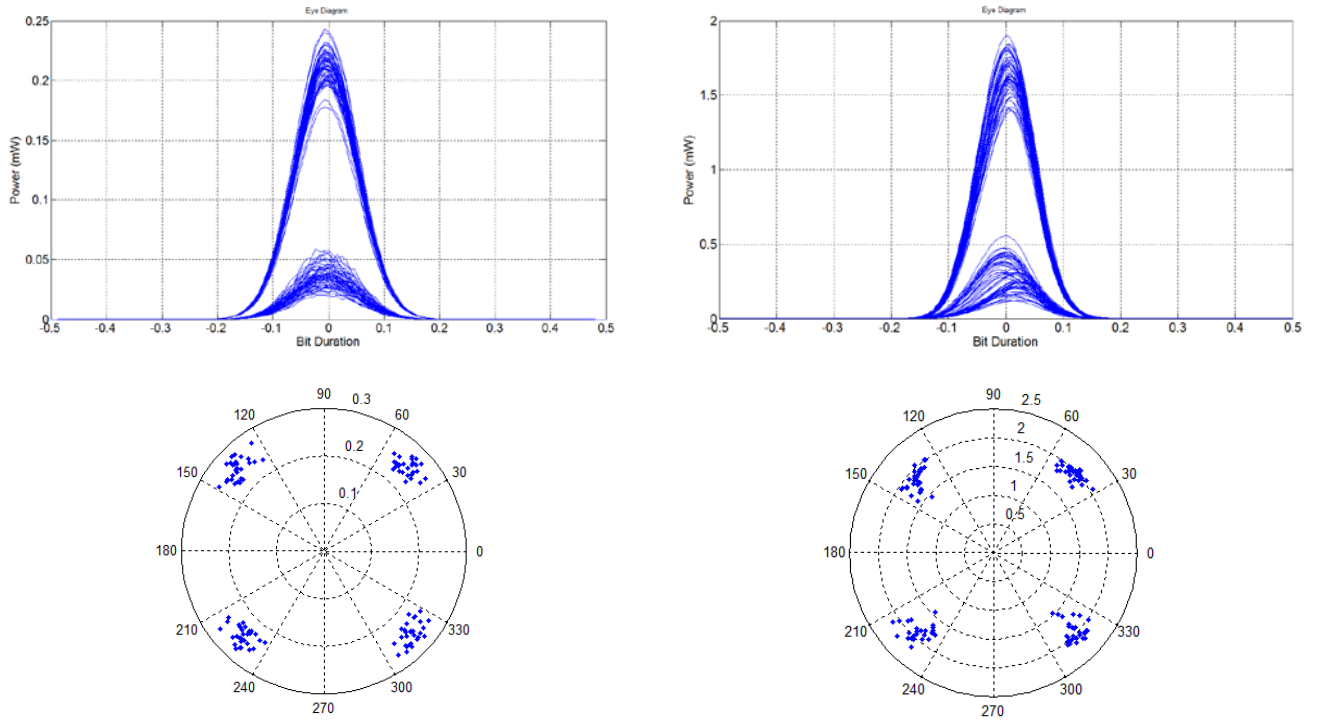


**Σχήμα 5.27 :** Προσομοιωτική διάταξη αναγέννησης του σήματος RZ – DPSSK για ρυθμό μετάδοσης 44Gbaud.

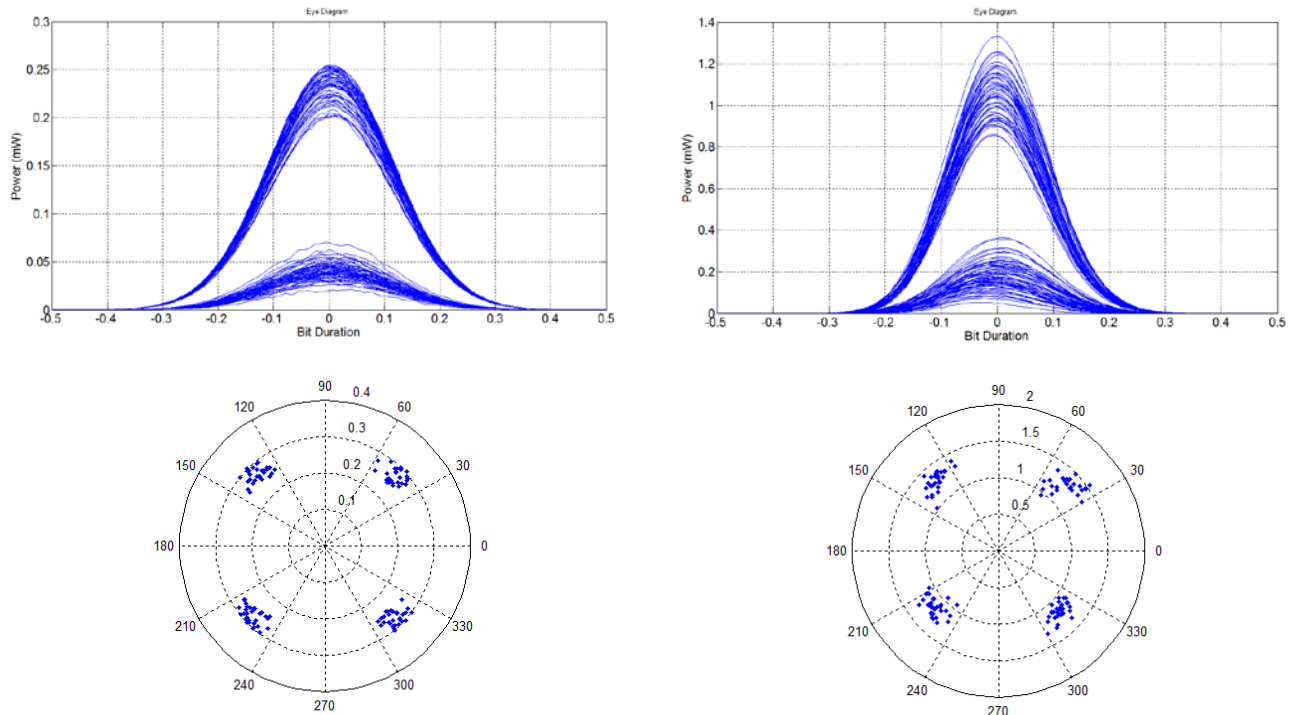
<b>DQPSK 22Gbaud</b>									
Decoded Input Q (dB)	Decoded Output Q (dB)	Decoded Input XR (dB)	Decoded Output XR (dB)	Impr. Q (dB)	Impr. XR (dB)	In AJ <sub>1s</sub>	Out AJ <sub>1s</sub>	In PV (deg)	Out PV (deg)
<i>Amplitude Fluctuation = 5% and Phase Fluctuation = 18 degrees</i>									
16.604	15.160	7.198	7.413	-1.444	0.215	0.014	0.138	9.617	2.751
<i>Amplitude Fluctuation = 20% and Phase Fluctuation = 15 degrees</i>									
18.618	15.704	7.623	7.345	-2.914	-0.278	0.061	0.079	5.933	5.343
<i>Amplitude Fluctuation = 35% and Phase Fluctuation = 20 degrees</i>									
13.735	12.744	7.640	7.152	-0.991	-0.488	0.128	0.112	9.026	11.458
<b>DQPSK 44Gbaud</b>									
Decoded Input Q (dB)	Decoded Output Q (dB)	Decoded Input XR (dB)	Decoded Output XR (dB)	Impr. Q (dB)	Impr. XR (dB)	In AJ <sub>1s</sub>	Out AJ <sub>1s</sub>	In PV	Out PV
<i>Amplitude Fluctuation = 5% and Phase Fluctuation = 18 degrees</i>									
18.142	14.847	7.362	7.598	-3.295	0.236	0.015	0.104	8.314	8.264
<i>Amplitude Fluctuation = 20% and Phase Fluctuation = 15 degrees</i>									
18.071	13.612	7.524	7.508	-4.459	-0.016	0.064	0.095	5.788	6.964
<i>Amplitude Fluctuation = 35% and Phase Fluctuation = 20 degrees</i>									
13.032	11.158	7.408	7.113	-1.875	-0.295	0.125	0.129	9.665	14.395

**Πίνακας 5.6 :** Μετρήσεις προσομοιώσεων της αναγεννητικής διάταξης DQPSK με DIIs για ρυθμό μετάδοσης 22 και 44Gbaud.

Από τον Πίνακα 5.6 επιβεβαιώνεται το γεγονός ότι δεν γίνεται αναγέννηση του DQPSK σήματος, αλλά μόνο μετατροπή μήκους κύματος καθώς η βελτίωση στο Q-factor των αποκωδικοποιημένων σημάτων είναι πάντοτε αρνητική (από -1 έως -4dB). Γίνεται λοιπόν σαφές ότι η συγκεκριμένη διάταξη αναγεννητή με DIIs για την αποκωδικοποίηση του υποβαθμισμένου σήματος δεν είναι ικανή να χρησιμοποιηθεί για αναγέννηση DQPSK σημάτων, τόσο σε ρυθμούς 22Gbaud όσο και σε ρυθμούς 44Gbaud. Για καλύτερη οπτική απεικόνιση των αποτελεσμάτων, στα Σχήματα 5.28 και 5.29 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων OOK σημάτων εισόδου και εξόδου καθώς και polar diagrams των DQPSK σημάτων για την δεύτερη μέτρηση του Πίνακα 5.6 (Amplitude Fluctuation = 5% και Phase Fluctuation = 18 degrees) και για τους δύο ρυθμούς μετάδοσης. Όπως διαπιστώνεται από τα διαγράμματα ματιού και τα πολικά διαγράμματα που ακολουθούν, η διάταξη πραγματοποιεί μετατροπή μήκους κύματος στο εισερχόμενο σήμα, καθώς και μια μικρή υποβάθμιση.



**Σχήμα 5.28 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DQPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για διακύμανση πλάτους 20%, διακύμανση φάσης  $15^\circ$  και ρυθμό μετάδοσης 22Gbaud.*



**Σχήμα 5.29 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DQPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για διακύμανση πλάτους 20%, διακύμανση φάσης  $15^\circ$  και ρυθμό μετάδοσης 44Gbaud.*

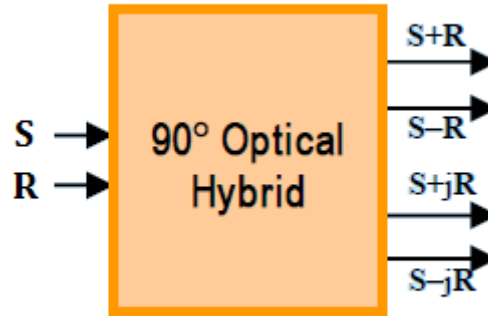
#### 5.4.2 Χρήση σύμφωνου οπτικού σχήματος για αναγέννηση DPQSK παλμών

Στην παραπάνω ενότητα παρουσιάστηκαν οι ικανότητες μετατροπής μήκους κύματος και αναγέννησης παλμών DQPSK μίας διάταξης η οποία χρησιμοποιεί DIs (Delay Interferometers ή Delay Line Interferometers) προκειμένου να αποκωδικοποιήσει πρώτα τις επιμέρους I και Q συνιστώσες του DQPSK σήματος σε δύο ακολουθίες OOK παλμών, οι οποίες στη συνέχεια χρησιμοποιούνται ως σήματα ελέγχου μιας διάταξης SOA-MZI. Η μετατροπή μήκους κύματος και η αναγέννηση προκύπτουν μέσω της διάταξης SOA-MZI με το μηχανισμό που περιγράφηκε αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3 (μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς ισχύος – φάσης). Όπως φάνηκε από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, αλλά και όπως θα δούμε από τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν στο επόμενο κεφάλαιο, η διάταξη εμφανίζει ικανοποιητική λειτουργία όσον αφορά τη μετατροπή μήκους κύματος, αλλά δεν μπορεί να παρατηρηθεί αναγέννηση των παλμών παρά μόνο υπό συγκεκριμένες συνθήκες και μόνο για συγκεκριμένα χαρακτηριστικά των παλμών (συγκεκριμένα, για παλμούς εισόδου με πολύ μικρή διακύμανση πλάτους και μεγάλη διακύμανση φάσης, παρατηρείται έξοδος με πολύ μικρότερη διακύμανση φάσης αλλά και αρκετά σημαντική διακύμανση πλάτους). Επομένως ανακύπτει η ανάγκη να μελετηθούν εναλλακτικές διατάξεις οι οποίες δυνητικά θα παρουσιάζουν βελτιωμένη ικανότητα αναγέννησης DQPSK παλμών.

Μία τέτοια εναλλακτική διάταξη βασίζεται στη χρήση ενός σύμφωνου (coherent) οπτικού σχήματος, αντί για τα δύο παράλληλα DIs, για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου της διάταξης SOA-MZI. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται ένα  $90^\circ$  optical hybrid 6 θυρών ( $2 \times 4$   $90^\circ$  optical hybrid). Από τις θύρες αυτές, οι δύο είναι θύρες εισόδου (στη μία εισέρχεται το (D)QPSK σήμα και στην άλλη ένα τοπικό σήμα αναφοράς) και οι υπόλοιπες τέσσερις είναι θύρες εξόδου, στις οποίες εμφανίζονται σε μορφή ακολουθιών OOK παλμών οι ορθογώνιες συνιστώσες I και Q καθώς και οι συμπληρωματικές τους,  $I'$  και  $Q'$ . Αυτές οι ακολουθίες παλμών στη συνέχεια χρησιμοποιούνται ως σήματα ελέγχου της διάταξης SOA-MZI και η διαδικασία αναγέννησης πραγματοποιείται κατά τα γνωστά (βλ. Κεφάλαιο 3). Συνεπώς καθίσταται εμφανές ότι όποια πιθανή βελτίωση θα εμφανίζει το σχήμα αυτό έναντι του σχήματος άμεσης ανίχνευσης (direct detection) με τα DIs, θα έγκειται στα χαρακτηριστικά των OOK παλμών των σημάτων ελέγχου.

Το  $90^\circ$  optical hybrid έχει τέτοια δομή ώστε στις εξόδους του να λαμβάνονται τέσσερις διαφορετικές διανυσματικές αθροίσεις του σήματος αναφοράς και του σήματος εισόδου, γίνεται δηλαδή μίξη του εισερχόμενου σήματος με τις τέσσερις ορθογώνιες καταστάσεις φάσης του σήματος αναφοράς στο μιγαδικό επίπεδο. Στη μία έξοδο λαμβάνεται το άθροισμα του σήματος εισόδου και του σήματος αναφοράς χωρίς διαφορά φάσης μεταξύ τους, σε μία άλλη λαμβάνεται το άθροισμα των δύο αυτών σημάτων με διαφορά φάσης μεταξύ τους  $180^\circ$  (δηλ. το σήμα αναφοράς έπεται του σήματος εισόδου κατά  $180^\circ$ ), σε μία άλλη λαμβάνεται το άθροισμα των δύο

αυτών σημάτων με διαφορά φάσης μεταξύ τους  $-90^\circ$  (δηλ. το σήμα αναφοράς προηγείται του σήματος εισόδου κατά  $90^\circ$ ) και στην τελευταία λαμβάνεται το άθροισμα με διαφορά φάσης μεταξύ τους  $90^\circ$  (δηλ. το σήμα αναφοράς έπεται του σήματος εισόδου κατά  $90^\circ$ ). Αυτά φαίνονται στο Σχήμα 5.30 Το σήμα αναφοράς άλλες φορές συμβολίζεται με R (reference signal) και άλλες φορές με LO (Local Oscillator) και μπορεί να είτε ένα απλό CW είτε να είναι και παλμικό (πχ. με RZ-OOK παλμούς).



**Σχήμα 5.30:** Διάγραμμα λειτουργίας του 2x4  $90^\circ$  optical hybrid

Για την εύρεση των πεδίων στις 4 εξόδους θα θεωρήσουμε αρχικά ότι το σήμα εισόδου είναι της μορφής  $S(t) = |S(t)|\exp(-j(\omega t + \theta_s(t)))$ , όπου  $\theta_s(t)$  είναι η φάση διαμόρφωσης πληροφορίας που έχει κάθε στιγμή το σήμα, οπότε στην περίπτωση ενός (D)QPSK σήματος θα είναι σταθερή στη διάρκεια ενός bit και θα παίρνει 4 διαφορετικές (ανά δύο ορθογώνιες) τιμές, έστω π.χ.  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  και  $7\pi/4$  (διάταξη “x”) ή  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$  και  $3\pi/2$  (διάταξη “+”). Το σήμα αναφοράς εν γένει θα είναι  $R(t) = |R(t)|\exp(-j(\omega t + \Delta\theta))$ , όπου  $\Delta\theta$  είναι η αυθαίρετη διαφορά φάσης που ενδεχομένως υπάρχει μεταξύ σήματος αναφοράς και φέρουσας του σήματος εισόδου. Τα πεδία στις 4 εξόδους ( $n = 1,2,3,4$ ) τότε θα δίνονται ως εξής:

$$E_{out_n}(t) = |S(t)|\exp(-j(\omega t + \theta_s(t))) + |R(t)|\exp\left(-j\left(\omega t + \Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (5.11)$$

$$\Rightarrow E_{out_n}(t) = e^{-j\omega t} \cdot \left( |S(t)|\cos(\theta_s(t)) - j|S(t)|\sin(\theta_s(t)) + |R(t)|\cos\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) - j|R(t)|\sin\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) \right)$$

$$\Rightarrow |E_{out_n}(t)| = \sqrt{\left( |S(t)|\cos(\theta_s(t)) + |R(t)|\cos\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) \right)^2 + \left( |S(t)|\sin(\theta_s(t)) + |R(t)|\sin\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) \right)^2}$$



$$\Rightarrow |E_{out_n}(t)| = \sqrt{|S(t)|^2 \cos^2(\theta_s(t)) + 2|S(t)||R(t)|\cos(\theta_s(t))\cos\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) + |R(t)|^2 \cos^2\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) + \dots}$$

$$\sqrt{+|S(t)|^2 \sin^2(\theta_s(t)) + 2|S(t)||R(t)|\sin(\theta_s(t))\sin\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) + |R(t)|^2 \cos^2\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right)}$$

$$\Rightarrow |E_{out_n}(t)| = \sqrt{|S(t)|^2 + |R(t)|^2 + |S(t)||R(t)| \left( \cos\left(\theta_s(t) - \Delta\theta - (n-1)\frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\theta_s(t) + \Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) + \dots \right)}$$

$$\left( + \cos\left(\theta_s(t) - \Delta\theta - (n-1)\frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(\theta_s(t) + \Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right) \right)$$

$$\Rightarrow |E_{out_n}(t)| = \sqrt{|S(t)|^2 + |R(t)|^2 + 2|S(t)||R(t)|\cos\left(\theta_s(t) - \Delta\theta - (n-1)\frac{\pi}{2}\right)} \quad (5.12)$$

$$\arg(E_{out_n}(t)) = -j\omega t + \arctan\left( \frac{|S(t)|\sin(\theta_s(t)) + |R(t)|\sin\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right)}{|S(t)|\cos(\theta_s(t)) + |R(t)|\cos\left(\Delta\theta + (n-1)\frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad (5.13)$$

$$P_{out_n}(t) = |S(t)|^2 + |R(t)|^2 + 2|S(t)||R(t)|\cos\left(\theta_s(t) - \Delta\theta - (n-1)\frac{\pi}{2}\right) \quad (5.14)$$

Στην περίπτωση που έχουμε ιδανικό σήμα αναφοράς, θα είναι  $|R(t)| = |S(t)|$  και  $\Delta\theta = 0$ , οπότε οι παραπάνω σχέσεις απλοποιούνται στις:

$$|E_{out_n}(t)| = \sqrt{2}|S(t)|\sqrt{1 + \cos\left(\theta_s(t) - (n-1)\frac{\pi}{2}\right)} \quad (5.15)$$

$$\arg(E_{out_n}(t)) = -j\omega t - \frac{\theta_s(t) + (n-1)\frac{\pi}{2}}{2} \quad (5.16)$$

$$P_{out_n}(t) = 2|S(t)|^2 \left( 1 + \cos\left(\theta_s(t) - (n-1)\frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (5.17)$$

Έτσι, αν υποθέσουμε ότι στη είσοδο έχουμε σήμα DQPSK με αστερισμό φάσεων σε διάταξη “+” (δηλ. 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$  και  $3\pi/2$ ), τότε σε κάθε θύρα στην έξοδο, χρησιμοποιώντας τη σχέση (5.17), η κανονικοποιημένη ισχύς θα δίνεται από τον παρακάτω πίνακα: (Η ισχύς έχει κανονικοποιηθεί διαιρώντας με το  $P_{out}^{\max} = 4|S(t)|^2$ , ώστε να φαίνονται καλύτερα οι λόγοι ισχύος, που άλλωστε δείχνουν τη χαρακτηριστική λειτουργία του 90° optical hybrid.)

**Πίνακας 5.7**

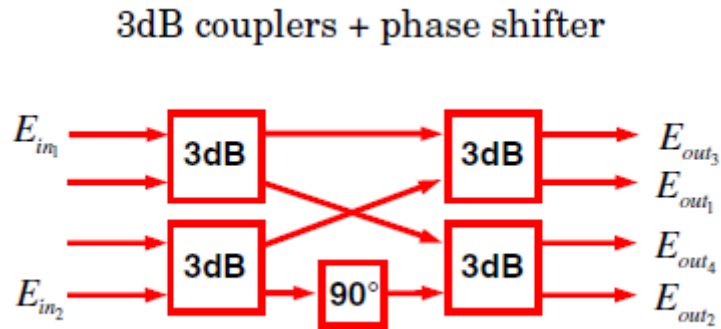
$\theta_s \backslash P_{out_n}$	0	$\frac{\pi}{2}$	$\pi$	$\frac{3\pi}{2}$
n = 1	1	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$
n = 2	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$	0
n = 3	0	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$
n = 4	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	1

Αντίστοιχα, αν υποθέσουμε ότι στη είσοδο έχουμε σήμα DQPSK με αστερισμό φάσεων σε διάταξη “X” (δηλ.  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  και  $7\pi/4$ ), τότε, χρησιμοποιώντας πάλι τη σχέση (5.17), σε κάθε θύρα στην έξοδο η κανονικοποιημένη ισχύς θα δίνεται από τον παρακάτω πίνακα: (Η ισχύς έχει κανονικοποιηθεί διαιρώντας με το  $P_{out}^{max} = 4|S(t)|^2$ )

**Πίνακας 5.8**

$\theta_s \backslash P_{out_n}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{7\pi}{4}$
n = 1	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$
n = 2	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$
n = 3	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$
n = 4	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2-\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$	$\frac{2+\sqrt{2}}{4}$

Υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί τρόποι για την υλοποίηση ενός  $90^\circ$  optical hybrid, με συμπεριφορά όπως αυτή που περιγράφηκε παραπάνω. Καθένας από τους τρόπους αυτούς έχει τα πλεονεκτήματα και τους περιορισμούς του. Ο πιο συνηθισμένος περιλαμβάνει τη χρήση τεσσάρων συζευκτών (couplers) 3dB και ενός στροφέα φάσης (phase shifter)  $90^\circ$ , συνδεδεμένων όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.31.



**Σχήμα 5.31:**  $90^\circ$  optical hybrid υλοποιημένο με τέσσερις συζεύκτες 3dB και ένα στροφέα φάσης  $90^\circ$

Από το σχήμα αυτό εύκολα συμπεραίνει κανείς ότι αυτή η διάταξη παρουσιάζει την επιθυμητή λειτουργία, π.χ. αν θεωρήσουμε ότι  $E_{in_1}$  είναι το σήμα εισόδου  $S$  και  $E_{in_2}$

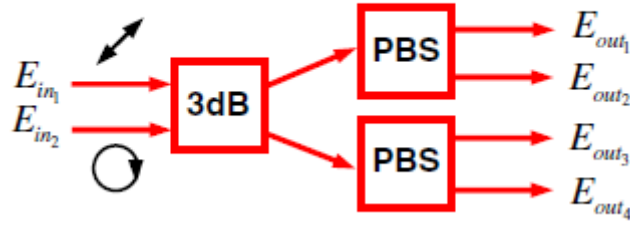
το σήμα αναφοράς  $R$ , τότε για τις εξόδους θα ισχύει  $E_{out_1} = \frac{1}{2}(S + R)$ ,

$E_{out_2} = \frac{1}{2}(S + jR)$ ,  $E_{out_3} = \frac{1}{2}(S - R)$  και  $E_{out_4} = \frac{1}{2}(S - jR)$  (λαμβάνοντας υπ'όψιν

μόνο τη σχετική φάση μεταξύ των σημάτων  $S$  και  $R$ ). Άρα οι έξοδοι έχουν ακριβώς τη μορφή της σχέσης (5.11) και του Σχήματος 5.30 (εκτός βέβαια από τον παράγοντα  $\frac{1}{2}$  που υπεισέρχεται καθώς το σήμα διέρχεται από δύο 3dB couplers). Η συγκεκριμένη υλοποίηση του  $90^\circ$  optical hybrid, η οποία και θα αποτελέσει αντικείμενο μελέτης στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής, μπορεί εύκολα να πραγματοποιηθεί είτε με διακριτά οπτικά στοιχεία είτε και με τεχνικές μονολιθικής ολοκλήρωσης ή με PLC (Planar Lightwave Circuit). Στην περίπτωση της ολοκλήρωσης της διάταξης σε ένα πλινθίο, αποφεύγονται πολλά από τα προβλήματα που έχει η κατασκευή με διακριτά στοιχεία (μεγάλο μέγεθος, μηχανική αστάθεια, απώλειες διασύνδεσης κτλ) αλλά εξακολουθεί να υπάρχει η απαίτηση για ακριβή ενεργό έλεγχο της θερμοκρασίας ώστε να διατηρείται επακριβώς η διαφορά οπτικών δρόμων και επομένως να υπάρχει ακρίβεια στη φάση των εξόδων.

Μία άλλη εναλλακτική υλοποίηση για το  $90^\circ$  optical hybrid, η οποία επίσης έχει πραγματοποιηθεί τόσο με διακριτά στοιχεία όσο και σε ολοκληρωμένη μορφή, χρησιμοποιεί έναν συζεύκτη 3dB και δύο διαχωριστές πολωτικής κατάστασης δέσμης (Polarization Beam Splitter, PBS), όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.32.

### 3dB coupler + PBS



**Σχήμα 5.32:**  $90^\circ$  optical hybrid υλοποιημένο με ένα συζεύκτη 3dB και δύο διαχωριστές πολωτικής κατάστασης δέσμης (Polarization Beam Splitter, PBS)

Η διάταξη αυτή, ωστόσο, απαιτεί συγκεκριμένες πολωτικές καταστάσεις για τα σήματα που εισέρχονται στο hybrid. Το ένα σήμα εισόδου θα πρέπει να έχει γραμμική πόλωση  $45^\circ$  σε σχέση με τη διεύθυνση αναφοράς των PBS, ενώ το άλλο πρέπει να έχει κυκλική πόλωση. Έτσι, για τα δύο σήματα θα ισχύει:

$$\vec{E}_{in_1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{e}_x + \vec{e}_y) |E_{in_1}(t)| e^{j\varphi_1(t)} \quad (5.18)$$

$$\vec{E}_{in_2}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{e}_x + \vec{e}_y \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}) |E_{in_2}(t)| e^{j\varphi_2(t)} \quad (5.19)$$

Χρησιμοποιώντας τις πολώσεις αυτές, τα πεδία στις 4 εξόδους προκύπτουν ως εξής:

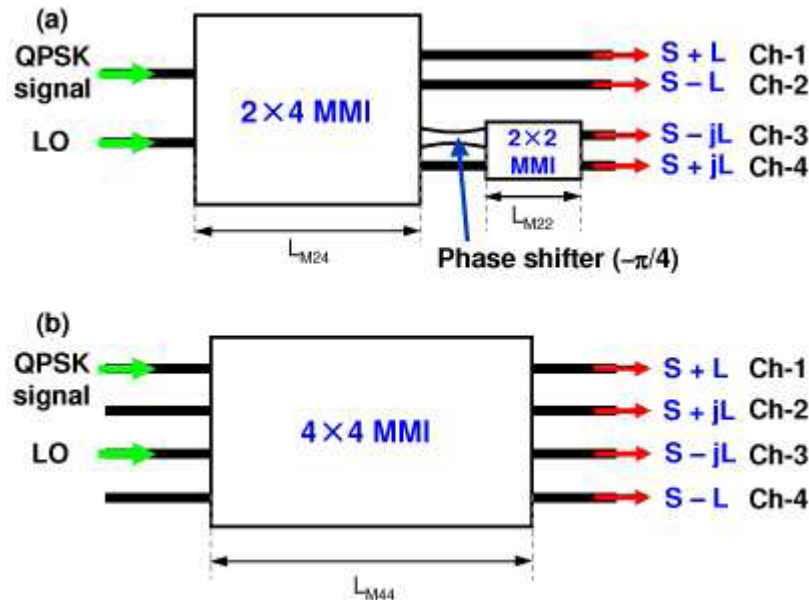
$$\begin{aligned} \vec{E}_{out_1}(t) &= \frac{1}{2} \vec{e}_x \left( |E_{in_1}(t)| e^{j\varphi_1(t)} + |E_{in_2}(t)| e^{j\varphi_2(t)} \right) \\ \vec{E}_{out_2}(t) &= \frac{1}{2} \vec{e}_y \left( |E_{in_1}(t)| e^{j\varphi_1(t)} + |E_{in_2}(t)| e^{j\varphi_2(t)} e^{j\frac{\pi}{2}} \right) \\ \vec{E}_{out_3}(t) &= \frac{1}{2} \vec{e}_x \left( |E_{in_1}(t)| e^{j\varphi_1(t)} - |E_{in_2}(t)| e^{j\varphi_2(t)} \right) \\ \vec{E}_{out_4}(t) &= \frac{1}{2} \vec{e}_y \left( |E_{in_1}(t)| e^{j\varphi_1(t)} - |E_{in_2}(t)| e^{j\varphi_2(t)} e^{j\frac{\pi}{2}} \right) \end{aligned} \quad (5.20)$$

Επομένως οι έξοδοι έχουν μορφή ακριβώς σύμφωνα με τη σχέση (5.11) και το διάγραμμα του Σχήματος 5.30, ενώ η ισχύς σε κάθε έξοδο βρίσκεται: ( $n = 1,2,3,4$ )

$$P_{out_n}(t) = E_{out_n}(t) \cdot E_{out_n}^*(t) = \frac{1}{4} \left( |E_{in_1}(t)|^2 + |E_{in_2}(t)|^2 + 2 |E_{in_1}(t)| |E_{in_2}(t)| \cdot \cos \left( \varphi_1(t) - \varphi_2(t) - (n-1) \frac{\pi}{2} \right) \right) \quad (5.21)$$

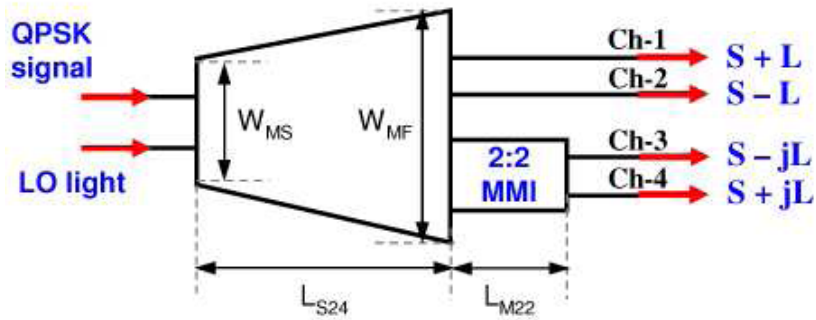
Παρατηρούμε ότι και η ισχύς έχει ακριβώς τη μορφή της σχέσης (5.14), απλά λόγω του 3dB coupler και των PBS το πεδίο στην κάθε έξοδο έχει υποδιπλασιαστεί και άρα η ισχύς είναι 4 φορές μικρότερη.

Ίσως η πιο πολλά υποσχόμενη εναλλακτική για την υλοποίηση ενός ευσταθούς  $90^\circ$  optical hybrid χωρίς την ανάγκη για πρόσθετο ενεργό έλεγχο είναι η χρήση ενός  $4 \times 4$  συζεύκτη πολυρυθμικής συμβολής (Multi-Mode Interference, MMI). Χρησιμοποιώντας τις κατάλληλες θύρες εισόδου, όπως φαίνεται για παράδειγμα στο Σχήμα 5.33(b), και για ακριβείς διαστάσεις κυματοδηγού, αυτό το στοιχείο εγγενώς ικανοποιεί τις επιθυμητές σχέσεις (5.11) για τα πεδία στις εξόδους του. Επίσης, αντί για το  $4 \times 4$  MMI μπορεί να χρησιμοποιηθεί συνδυασμός από ένα  $2 \times 4$  MMI και ένα  $2 \times 2$  MMI, με τη βοήθεια ενός στροφέα φάσης  $-\pi/4$  (βλ. Σχήμα 5.33(a)).

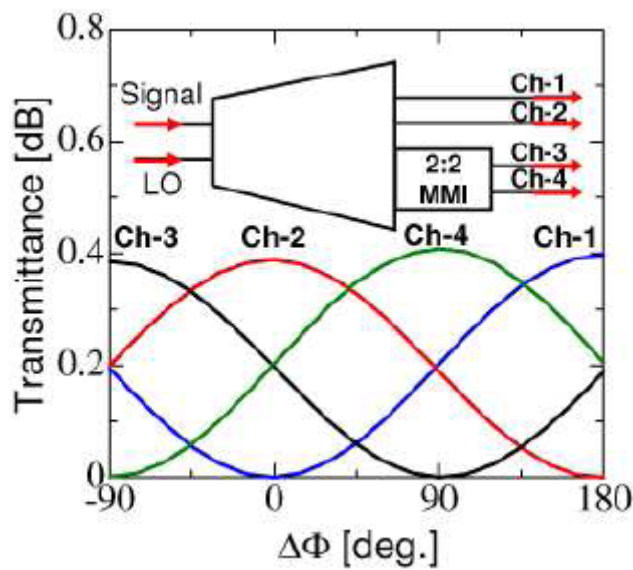


**Σχήμα 5.33:**  $90^\circ$  optical hybrid υλοποιημένο με (a) συνδυασμό από ένα  $2 \times 4$  MMI, ένα  $2 \times 2$  MMI και ένα στροφέα φάσης  $-\pi/4$   
(b) ένα  $4 \times 4$  MMI

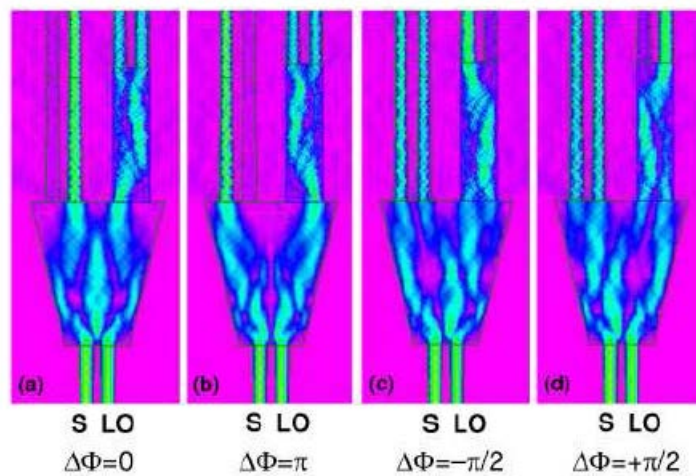
Εάν το  $2 \times 4$  MMI έχει συγκεκριμένο σχήμα, δηλ. το εύρος του αυξάνεται γραμμικά (linear-tapered), όπως δείχνει το Σχήμα 5.34, τότε ο στροφέας φάσης μπορεί να παραληφθεί. Τα Σχήματα 5.35 και 5.36 δείχνουν τη λειτουργία ενός τέτοιου optical hybrid, η οποία, όπως μπορεί κανείς να διαπιστώσει από τα σχήματα αυτά, είναι απόλυτα σύμφωνη με τα προβλεπόμενα των σχέσεων (5.15)-(5.17) και φυσικά με τον Πίνακα 5.7.



Σχήμα 5.34:  $90^\circ$  optical hybrid υλοποιημένο με συνδυασμό από ένα linear-tapered  $2 \times 4$  MMI και ένα  $2 \times 2$  MMI



Σχήμα 5.35: Η διέλευση (σε dB) για κάθε έξοδο του  $90^\circ$  optical hybrid συναρτήσει της διαφοράς φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου και του σήματος αναφοράς



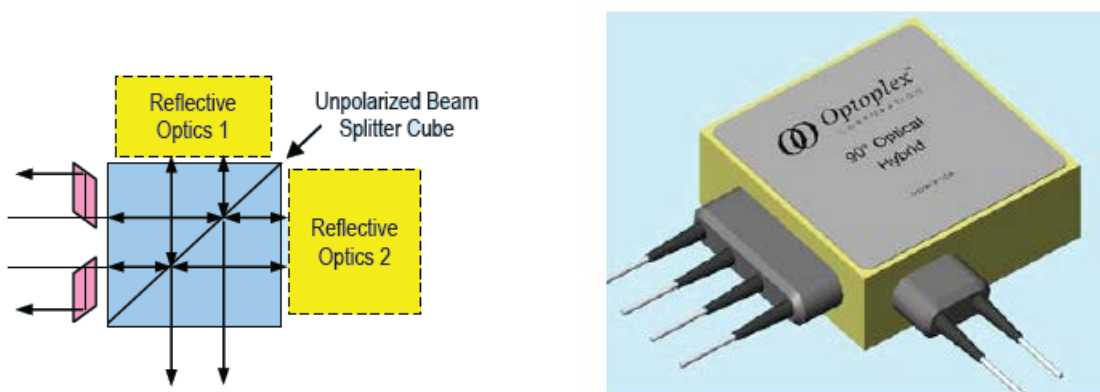
Σχήμα 5.36: Η ισχύς του ηλεκτρικού πεδίου στις εισόδους, στις εξόδους και εντός του  $90^\circ$  optical hybrid, όπως απεικονίζεται μέσω προσομοίωσης.

Εκτός από τη σταθερότητα των φάσεων εξόδου χωρίς την ανάγκη ενεργού ελέγχου ένα άλλο πλεονέκτημα των συζευκτών MMI είναι ότι εκ κατασκευής έχουν μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας και άρα είναι κατάλληλοι για χρήση σε WDM συστήματα πολλών καναλιών. Επίσης μπορούν πολύ εύκολα να υποστηρίξουν ταυτόχρονη μετάδοση σε δύο διαφορετικές πολώσεις (Polarization Division Multiplexing), χρησιμοποιώντας απλά PBM (polarization beam splitter). Εντούτοις, οι κυματοδηγοί πρέπει να είναι σχεδιασμένοι με μεγάλη ακρίβεια ώστε να επιτευχθούν ίσοι λόγοι διαχωρισμού ισχύος καθώς και οι κατάλληλες σχέσεις στη φάση, κάτι που καθιστά αρκετά απαιτητική την διαδικασία κατασκευής. Η ολοκλήρωση των κυματοδηγών σε πλινθία γίνεται με τη μέθοδο της φωτολιθογραφίας και της ιοντικής εγχάραξης (reactive ion etching). Το Σχήμα 5.37 δείχνει κάτοψη ενός ολοκληρωμένου linear-tapered 90° optical hybrid.



**Σχήμα 5.37:** Φωτογραφία (κάτοψη) ενός ολοκληρωμένου linear-tapered 90° optical hybrid

Τέλος, μία ακόμα εναλλακτική δυνατότητα για υλοποίηση ενός 90° optical hybrid είναι η χρήση τεχνολογίας ελευθέρου χώρου (free-space bulk optics), μίας ώριμης τεχνολογίας που χρησιμοποιείται κατά κόρον στις οπτικές τηλεπικοινωνίες. Συγκεκριμένα, υπάρχει ένα τέτοιο οπτικό στοιχείο που βασίζεται στην αρχή λειτουργίας του συμβολόμετρου Michelson και είναι διαθέσιμο σε συμπαγή, ερμητικά κλειστή συσκευασία. Το στοιχείο αυτό φαίνεται στο Σχήμα 5.38.

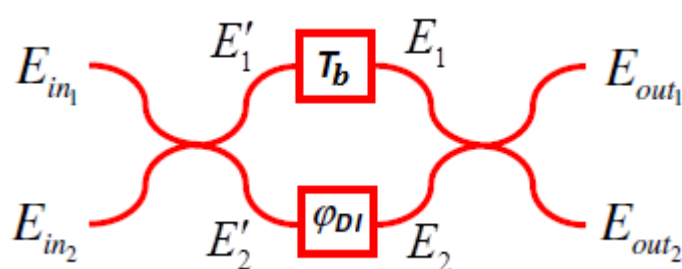


**Σχήμα 5.38:** Free-space bulk 90° optical hybrid

Το θεμελιώδες πλεονέκτημα της διάταξης αυτής που βασίζεται στο συμβολόμετρο Michelson είναι ότι οι οπτικές ακτίνες μοιράζονται το ίδιο οπτικό υλικό κατά το μεγαλύτερο μέρος των διαδρομών που ακολουθούν, επομένως οι σχέσεις μεταξύ των φάσεων των διαφόρων εξόδων δεν θα είναι ευαίσθητη σε μεταβολές της θερμοκρασίας (ή και μηχανικούς κραδασμούς). Άρα το στοιχείο είναι παθητικό και δεν χρειάζεται θερμοκρασιακό έλεγχο. Επιπλέον, είναι ανεξάρτητο πόλωσης και παρουσιάζει χαμηλές απώλειες σύζευξης ισχύος. Βέβαια, ο περιορισμός της διάταξης αυτής είναι ότι αποτελεί ένα διακριτό στοιχείο και δεν μπορεί να ολοκληρωθεί σε ένα ενιαίο πλινθίο ως μέρος μεγαλύτερης διάταξης.

#### 5.4.2.1 Θεωρητική σύγκριση διάταξης με βάση το $90^\circ$ optical hybrid και διάταξης με βάση DIs

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η διαδικασία της αναγέννησης DQPSK παλμών θα διαφέρει μεταξύ της διάταξης που χρησιμοποιεί  $90^\circ$  optical hybrid και αυτής που χρησιμοποιεί τα δύο DIs μόνον όσον αφορά το κομμάτι της μετατροπής του DQPSK σήματος σε ακολουθία OOK παλμών, δηλαδή την παραγωγή των ακολουθιών ελέγχου. Αυτή καθεαυτή η αναγέννηση, που επιτυγχάνεται μέσω της συμβολομετρικής διάταξης SOA-MZI, πραγματοποιείται με τον ίδιο τρόπο και για τις δύο αυτές διαφορετικές διατάξεις. Προκειμένου επομένως να γίνει μία σύγκριση των χαρακτηριστικών των OOK σημάτων που παράγονται, θα πρέπει να εξαχθούν σε αναλυτική μορφή οι εξισώσεις εξόδου των 1-bit DIs. Στο Σχήμα 5.39 φαίνεται ένα τυπικό DI, όπως αυτά που χρησιμοποιούνται στην διάταξη του DQPSK αναγεννητή του chip του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών.



**Σχήμα 5.39:** Σχεδιάγραμμα ενός 1-bit DI (Delay Interferometer).  $T_b$  είναι η διάρκεια ενός συμβόλου.

Για την παραπάνω διάταξη, θεωρώντας ότι το DQPSK σήμα εισέρχεται από την πάνω θύρα εισόδου, δηλαδή ότι  $E_{in_2}(t) = 0$  και  $E_{in_1}(t) = |E_{in_1}(t)| \exp(-j(\omega t + \theta_s(t)))$ , θα ισχύει:



$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} |E_{in_1}(t - T_b)| \exp(-j(\omega t + \omega T_b + \theta_s(t - T_b)))$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} |E_{in_1}(t)| \exp\left(-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \theta_s(t) + \varphi_{DI}\right)\right)$$

Θεωρούμε ότι η διάρκεια ενός συμβόλου αντιστοιχεί σε ένα ακέραιο αριθμό μηκών κύματος του φέροντος, ώστε να ισχύει  $\omega \cdot T_b = 2m\pi$ ,  $m \in \mathbb{N}$ . Για την πάνω θύρα εξόδου τότε προκύπτει:

$$E_{out_1}(t) = \frac{1}{2} |E_{in_1}(t - T_b)| \exp(-j(\omega t + \theta_s(t - T_b))) - \frac{1}{2} |E_{in_1}(t)| \exp(-j(\omega t + \theta_s(t) + \varphi_{DI}))$$

$$\Rightarrow E_{out_1}(t) = \frac{1}{2} e^{-j\omega t} \left( \begin{array}{l} |E_{in_1}(t - T_b)| \cos(\theta_s(t - T_b)) - j |E_{in_1}(t - T_b)| \sin(\theta_s(t - T_b)) \dots \\ - |E_{in_1}(t)| \cos(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) + j |E_{in_1}(t)| \sin(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) \end{array} \right)$$

$$\Rightarrow |E_{out_1}(t)| = \frac{1}{2} \sqrt{\left( |E_{in_1}(t - T_b)| \cos(\theta_s(t - T_b)) - |E_{in_1}(t)| \cos(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) \right)^2 \dots + \left( |E_{in_1}(t)| \sin(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) - |E_{in_1}(t - T_b)| \sin(\theta_s(t - T_b)) \right)^2}$$

$$\Rightarrow |E_{out_1}(t)| = \frac{1}{2} \sqrt{\begin{array}{l} |E_{in_1}(t - T_b)|^2 \cos^2(\theta_s(t - T_b)) + |E_{in_1}(t)|^2 \cos^2(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) - 2 |E_{in_1}(t - T_b)| |E_{in_1}(t)| \cos(\theta_s(t - T_b)) \cos(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) \dots \\ + |E_{in_1}(t - T_b)|^2 \sin^2(\theta_s(t - T_b)) + |E_{in_1}(t)|^2 \sin^2(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) - 2 |E_{in_1}(t - T_b)| |E_{in_1}(t)| \sin(\theta_s(t - T_b)) \sin(\theta_s(t) + \varphi_{DI}) \end{array}}$$

$$\Rightarrow |E_{out_1}(t)| = \frac{1}{2} \sqrt{\begin{array}{l} |E_{in_1}(t - T_b)|^2 + |E_{in_1}(t)|^2 - |E_{in_1}(t - T_b)| |E_{in_1}(t)| \left( \begin{array}{l} \cos(\theta_s(t) - \theta_s(t - T_b) + \varphi_{DI}) + \cos(\theta_s(t) + \theta_s(t - T_b) + \varphi_{DI}) \dots \\ + \cos(\theta_s(t) - \theta_s(t - T_b) + \varphi_{DI}) - \cos(\theta_s(t) + \theta_s(t - T_b) + \varphi_{DI}) \end{array} \right) \end{array}}$$

$$\Rightarrow |E_{out_1}(t)| = \frac{1}{2} \sqrt{|E_{in_1}(t - T_b)|^2 + |E_{in_1}(t)|^2 + 2 |E_{in_1}(t - T_b)| |E_{in_1}(t)| \cos(\Delta\theta_s + \varphi_{DI} + \pi)} \quad (5.22)$$

$$\arg(E_{out_1}(t)) = -j\omega t + \arctan\left(-\frac{|E_{in_1}(t - T_b)| \sin(\theta_s(t - T_b)) + |E_{in_1}(t)| \sin(\theta_s(t) + \varphi_{DI} + \pi)}{|E_{in_1}(t - T_b)| \cos(\theta_s(t - T_b)) + |E_{in_1}(t)| \cos(\theta_s(t) + \varphi_{DI} + \pi)}\right) \quad (5.23)$$

$$P_{out_1}(t) = \frac{1}{4} \left( |E_{in_1}(t - T_b)|^2 + |E_{in_1}(t)|^2 + 2 |E_{in_1}(t - T_b)| |E_{in_1}(t)| \cos(\Delta\theta_s + \varphi_{DI} + \pi) \right) \quad (5.24)$$

όπου  $\Delta\theta_s = \theta_s(t) - \theta_s(t - T_b)$  είναι η διαφορά φάσης μεταξύ δύο διαδοχικών συμβόλων.

Με ακριβώς την ίδια διαδικασία βρίσκεται ότι η ισχύς στην κάτω θύρα εξόδου είναι:

$$P_{out_2}(t) = \frac{1}{4} \left( |E_{in_1}(t-T_b)|^2 + |E_{in_1}(t)|^2 + 2|E_{in_1}(t-T_b)||E_{in_1}(t)|\cos(\Delta\theta_s + \varphi_{DI}) \right) \quad (5.25)$$

Σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε στην προηγούμενη ενότητα (δηλ. από τις εξισώσεις (5.12)-(5.14), λαμβάνοντας υπ' όψιν τον παράγοντα  $\frac{1}{2}$  στα πεδία λόγω των απωλειών των couplers), οι αντίστοιχες εξισώσεις για το 90° optical hybrid, έστω για το “κανάλι” 3, είναι:

$$|E_{out_3}(t)| = \frac{1}{2} \sqrt{|S(t)|^2 + |R(t)|^2 + 2|S(t)||R(t)|\cos(\theta_s(t) - \Delta\theta + \pi)} \quad (5.26)$$

$$\arg(E_{out_3}(t)) = -j\omega t + \arctan \left( -\frac{|S(t)|\sin(\theta_s(t)) + |R(t)|\sin(\Delta\theta + \pi)}{|S(t)|\cos(\theta_s(t)) + |R(t)|\cos(\Delta\theta + \pi)} \right) \quad (5.27)$$

$$P_{out_3}(t) = \frac{1}{4} \left( |S(t)|^2 + |R(t)|^2 + 2|S(t)||R(t)|\cos(\theta_s(t) - \Delta\theta + \pi) \right) \quad (5.28)$$

Παρατηρούμε ότι οι εξισώσεις (5.22)-(5.24) για το DI και οι (5.26)-(5.28) για το 90° optical hybrid έχουν ακριβώς ίδια μορφή, με την κατάλληλη ερμηνεία των παραμέτρων. Για παράδειγμα, αν θέσουμε  $\varphi_{DI} = -\frac{\pi}{4}$  όπως συμβαίνει σε ένα από τα δύο DIs στον DQPSK αναγεννητή και επιπλέον θεωρήσουμε ότι το πλάτος μεταξύ διαδοχικών συμβόλων είναι περίπου ίσο, ενώ αντίστοιχα θεωρήσουμε για το hybrid ότι το σήμα αναφοράς έχει διαφορά φάσης  $\Delta\theta = \frac{\pi}{4}$  από το σήμα εισόδου και αποτελείται από παλμούς ίδιου πλάτους με το σήμα εισόδου, τότε βλέπουμε ότι οι εξισώσεις λειτουργίας είναι ακριβώς ίδιες. Το ίδιο συμβαίνει και για τις υπόλοιπες εξόδους, δηλαδή υπάρχει 1-1 αντιστοιχία μεταξύ των τεσσάρων εξόδων των 2 DIs και των τεσσάρων εξόδων (“καναλιών”) του 90° optical hybrid.

Συνεπώς, αν το σήμα εισόδου στο 90° optical hybrid έχει αστερισμό φάσης σε διάταξη “X” και το  $\Delta\theta = 0$ , ή, όπως είναι μια τελείως ισοδύναμη θεώρηση, αν έχει αστερισμό φάσης σε διάταξη “+” και το  $\Delta\theta = \frac{\pi}{4}$ , τότε για ιδανικό σήμα εισόδου (δηλ. αμελητέα διακύμανση πλάτους και φάσης παλμών) το 90° optical hybrid και η διάταξη των δύο παράλληλων DIs του Σχήματος 3.15 έχουν ακριβώς ίδιες εξόδους και άρα οι ακολουθίες OOK παλμών έχουν ίδια χαρακτηριστικά. Φυσικά, όπως είναι κατανοητό, η πληροφορία που έχει ενσωματωθεί στους OOK παλμούς δεν είναι η ίδια και στις δύο περιπτώσεις. Στην περίπτωση των DIs έχει γίνει μια διαφορετική αποκωδικοποίηση των DQPSK παλμών, κάτι που φαίνεται και από την εξίσωση

(5.24), όπου η ισχύς εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης μεταξύ διαδοχικών συμβόλων. Αντίθετα, στην περίπτωση του 90° optical hybrid η ισχύς εξόδου εξαρτάται μόνο από τη φάση του τρέχοντος DQPSK συμβόλου, επομένως δεν συμβαίνει διαφορική αποκωδικοποίηση. Ως εκ τούτου το 90° optical hybrid είναι “διαφανές” στο αν το σήμα εισόδου είναι DQPSK ή απλό QPSK (και μπορεί να χρησιμοποιηθεί εξίσου και για τις δύο περιπτώσεις). Πάντως, όπως αναφέρθηκε, και για τις δύο διατάξεις η μορφή των παλμών στην έξοδο, που είναι και το διακύβευμα για τη μετέπειτα διαδικασία αναγέννησης, έχει ίδια χαρακτηριστικά. (Όπως φαίνεται από τον Πίνακα 5.8, ο λόγος ισχύος μεταξύ ‘1’ και ‘0’ είναι  $(2 + \sqrt{2}) / (2 - \sqrt{2})$ , δηλ. ο λόγος απόσβεσης είναι  $XR \approx 7.66dB$ .)

Η κατάσταση είναι διαφορετική αν θεωρήσουμε ότι οι DQPSK παλμοί στην είσοδο εμφανίζουν διακύμανση (σφάλμα) πλάτους ή και φάσης. Έστω λοιπόν ότι κάθε παλμός εμφανίζει τυχαία διακύμανση πλάτους  $\delta E(t)$  με μέσο όρο μηδέν και ομοιόμορφη κατανομή σε ένα εύρος  $\delta E_{\max}$ , και τυχαία διακύμανση φάσης  $\delta\varphi(t)$  με μέσο όρο μηδέν και ομοιόμορφη κατανομή σε ένα εύρος  $\delta\varphi_{\max}$ . Κάθε παλμός εισόδου δηλαδή παίρνει τιμές πλάτους στο διάστημα  $\left[ E_{in} - \frac{\delta E_{\max}}{2}, E_{in} + \frac{\delta E_{\max}}{2} \right]$  με σταθερή μέση τιμή  $E_{in}$ , και τιμές φάσης στο διάστημα  $\left[ \theta_s(t) - \frac{\delta\varphi_{\max}}{2}, \theta_s(t) + \frac{\delta\varphi_{\max}}{2} \right]$  με μέση τιμή  $\theta_s(t)$ . Για να δείξουμε την χρονική εξάρτηση της μορφής της περιβάλλουσας των παλμών χρησιμοποιούμε την παράμετρο  $a(t) \in [0,1]$ . Η μορφή της περιβάλλουσας θεωρούμε ότι είναι ίδια για κάθε παλμό, δηλ.  $a(t) = a(t - kT_b)$ ,  $k \in Z$ . Άρα, για το σήμα εισόδου θα ισχύει:

$$E_{in}(t) = |E_{in}(t)| \exp(-j(\omega t + \theta_s(t) + \delta\varphi(t))) = a(t)(E_{in} + \delta E(t)) \exp(-j(\omega t + \theta_s(t) + \delta\varphi(t)))$$

Το σήμα αναφοράς για το 90° optical hybrid θεωρούμε ότι είναι κατάλληλα επιλεγμένο ώστε το πλάτος των παλμών του να είναι σταθερό (από σύμβολο σε σύμβολο) και ίσο με τη μέση τιμή του πλάτους παλμών του σήματος εισόδου, ενώ αντίστοιχα η φάση του είναι σταθερή έτσι ώστε η διαφορά φάσης του με το φέρον του σήματος εισόδου να είναι  $\Delta\theta = \frac{\pi}{4}$ . Για το σήμα αναφοράς δηλαδή θα ισχύει:

$$R(t) = |R(t)| \exp\left(-j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)\right) = a(t)E_{in} \exp\left(-j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)\right)$$

Κατόπιν αυτών, η σχέση (5.24) για την ισχύ στην πάνω έξοδο του DI με  $\varphi_{DI} = -\frac{\pi}{4}$  γίνεται:

$$P_{out_1}(t) = \frac{1}{4} a^2(t) \left( (E_{in} + \delta E(t-T_b))^2 + (E_{in} + \delta E(t))^2 \dots \right. \\ \left. + 2(E_{in} + \delta E(t-T_b))(E_{in} + \delta E(t)) \cos\left(\Delta\theta_s + \delta\varphi(t) - \delta\varphi(t-T_b) + \frac{3\pi}{4}\right) \right) \\ \Rightarrow P_{out_1}(t) = \frac{1}{4} a^2(t) \left( 2E_{in}^2 + \delta E^2(t-T_b) + \delta E^2(t) + 2E_{in}(\delta E(t-T_b) + \delta E(t)) \dots \right. \\ \left. + 2(E_{in}^2 + E_{in}(\delta E(t-T_b) + \delta E(t)) + \delta E(t)\delta E(t-T_b)) \cos\left(\Delta\theta_s + \Delta\delta\varphi + \frac{3\pi}{4}\right) \right) \quad (5.29)$$

όπου  $\Delta\delta\varphi = \delta\varphi(t) - \delta\varphi(t-T_b)$ . Αντίστοιχα, η σχέση (5.28) για την ισχύ στο “κανάλι” 3 του hybrid γίνεται:

$$P_{out_3}(t) = \frac{1}{4} a^2(t) \left( (E_{in} + \delta E(t))^2 + E_{in}^2 + 2E_{in}(E_{in} + \delta E(t)) \cos\left(\theta_s(t) + \delta\varphi(t) + \frac{3\pi}{4}\right) \right) \\ \Rightarrow P_{out_3}(t) = \frac{1}{4} a^2(t) \left( 2E_{in}^2 + \delta E^2(t) + 2E_{in}\delta E(t) + 2(E_{in}^2 + E_{in}\delta E(t)) \cos\left(\theta_s(t) + \delta\varphi(t) + \frac{3\pi}{4}\right) \right) \quad (5.30)$$

Από τις (5.29) και (5.30) διαπιστώνουμε άμεσα ότι η έξοδος στην περίπτωση του DI παρουσιάζει μεγαλύτερη διακύμανση από ότι στην περίπτωση του 90° optical hybrid.

Παρατηρούμε δηλαδή ότι η (5.29) περιέχει τους επιπλέον όρους  $\frac{1}{4} a^2(t) \delta E^2(t-T_b)$

και  $\frac{1}{2} a^2(t) \cdot E_{in} \delta E(t-T_b)$ , ενώ μέσα στο συντελεστή του συνημιτόνου έχει τους

επιπλέον όρους  $2E_{in} \delta E(t-T_b)$  και  $2E_{in} \delta E(t) \delta E(t-T_b)$ . Αυτά τα επιπλέον σφάλματα σημαίνουν ότι οι παλμοί εξόδου του DI θα εμφανίζουν μεγαλύτερη μεταβολή στο πλάτος τους και οφείλονται στο γεγονός ότι η έξοδος του DI προκύπτει από τη συμβολή δύο διαδοχικών παλμών DQPSK, επομένως η έξοδος επηρεάζεται από τη διακύμανση πλάτους και των δύο αυτών παλμών. Όπως είναι λογικό, κάτι αντίστοιχο θα συμβαίνει και με τη διακύμανση φάσης. Πράγματι, στο όρισμα του συνημιτόνου της σχέσης (5.30) υπάρχει μόνο το σφάλμα φάσης  $\delta\varphi(t)$ , ενώ στο όρισμα του συνημιτόνου της σχέσης (5.29) υπάρχει το διαφορικό σφάλμα φάσης  $\Delta\delta\varphi = \delta\varphi(t) - \delta\varphi(t-T_b)$ . Αν και έχουν ίδια μέση τιμή (μηδέν), το διαφορικό σφάλμα φάσης μπορεί να πάρει διπλάσια τιμή από το απλό σφάλμα. Η ελάχιστη τιμή του

διαφορικού σφάλματος δηλ. είναι:  $\Delta\delta\varphi_{\min} = -\frac{\delta\varphi_{\max}}{2} - \frac{\delta\varphi_{\max}}{2} = -\delta\varphi_{\max}$ , ενώ η μέγιστη

τιμή που μπορεί να πάρει είναι  $\Delta\delta\varphi_{\max} = \frac{\delta\varphi_{\max}}{2} - \left(-\frac{\delta\varphi_{\max}}{2}\right) = \delta\varphi_{\max}$ . Άρα το  $\Delta\delta\varphi$  ανήκει στο διάστημα  $[-\delta\varphi_{\max}, \delta\varphi_{\max}]$  και έχει εύρος μεταβολής  $2\delta\varphi_{\max}$ , δηλαδή διπλάσιο από ότι το απλό σφάλμα στην εξίσωση (5.30), κάτι που συνεπάγεται μεγαλύτερη διακύμανση της ισχύος στην έξοδο του DI από ότι στην έξοδο του 90° optical hybrid.

Αυτό φαίνεται και αν υπολογισθεί η διασπορά του διαφορικού και του απλού σφάλματος φάσης. Επειδή, όπως έχουμε θεωρήσει, το σφάλμα  $\delta\varphi(t)$  ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή στο  $\left[-\frac{\delta\varphi_{\max}}{2}, \frac{\delta\varphi_{\max}}{2}\right]$ , με μέση τιμή προφανώς μηδέν, η διασπορά του θα δίνεται ως:

$$\text{Var}(\delta\varphi) = \overline{\delta\varphi^2} - \overline{\delta\varphi}^2 = \overline{\delta\varphi^2}$$

Για τη μέση τιμή τετραγώνου ομοιόμορφα κατανεμημένης μεταβλητής στο  $[a, b]$  ισχύει:

$$\overline{x^2} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f(x) dx = \int_a^b x^2 \frac{1}{b-a} dx = \frac{1}{b-a} \frac{b^3 - a^3}{3} = \frac{b^2 + ab + a^2}{3}$$

$$\text{Άρα:} \quad \Rightarrow \overline{\delta\varphi^2} = \frac{\frac{\delta\varphi_{\max}^2}{4} - \frac{\delta\varphi_{\max}^2}{4} + \frac{\delta\varphi_{\max}^2}{4}}{3} = \frac{\delta\varphi_{\max}^2}{12}$$

Για τη διασπορά του διαφορικού σφάλματος φάσης, δεδομένου ότι το σφάλμα φάσης είναι ανεξάρτητο για κάθε παλμό, θα είναι:

$$\text{Var}(\Delta\delta\varphi) = \overline{\Delta\delta\varphi^2} - \overline{\Delta\delta\varphi}^2 = \overline{\Delta\delta\varphi^2} = \overline{(\delta\varphi^2(t - T_b) - 2\delta\varphi(t - T_b)\delta\varphi(t) + \delta\varphi^2(t))}$$

$$\Rightarrow \text{Var}(\Delta\delta\varphi) = \overline{\delta\varphi^2(t - T_b)} - 2\overline{\delta\varphi(t - T_b)} \cdot \overline{\delta\varphi(t)} + \overline{\delta\varphi^2(t)} = \frac{\delta\varphi_{\max}^2}{12} + \frac{\delta\varphi_{\max}^2}{12} = \frac{\delta\varphi_{\max}^2}{6}$$

Άρα βλέπουμε ότι και η διασπορά του διαφορικού σφάλματος φάσης είναι διπλάσια από αυτήν του απλού.

Σημειώνεται ότι κατά μέση τιμή η έξοδος του DI και του hybrid είναι ίδιες, όπως εύκολα προκύπτει αν πάρουμε τη μέση τιμή στις εξισώσεις (5.29) και (5.30). Επίσης, αν στις εξισώσεις (5.29) και (5.30) θέσουμε τα σφάλματα ίσα με το μηδέν (δηλ. αν θεωρηθεί ιδανικό το σήμα εισόδου), βλέπουμε πάλι ότι οι εξισώσεις ταυτίζονται.

Από τα παραπάνω συνάγεται ότι για ιδανικό DQPSK σήμα εισόδου η λειτουργία της διάταξης με τα δύο DIs είναι ισοδύναμη με αυτήν του  $90^\circ$  optical hybrid (αν υποθεθεί διαφορά φάσης του σήματος αναφοράς με το σήμα εισόδου ίση με  $\pi/4$ ). Όταν όμως το DQPSK παρουσιάζει διακύμανση πλάτους ή και φάσης, όπως συμβαίνει σε όλες τις πρακτικές εφαρμογές, η διάταξη με τα δύο DIs παράγει ακολουθία OOK παλμών με μεγαλύτερη διακύμανση πλάτους και άρα χειρότερο δείκτη ποιότητας (Quality factor), και μάλιστα όσο μεγαλύτερη διακύμανση πλάτους και φάσης έχει το σήμα εισόδου τόσο εντονότερη γίνεται η διαφορά μεταξύ των δύο διατάξεων. Βέβαια, το τμήμα για την καλύτερη απόδοση του  $90^\circ$  optical hybrid είναι η απαίτηση για κατάλληλα ρυθμισμένο σήμα αναφοράς.

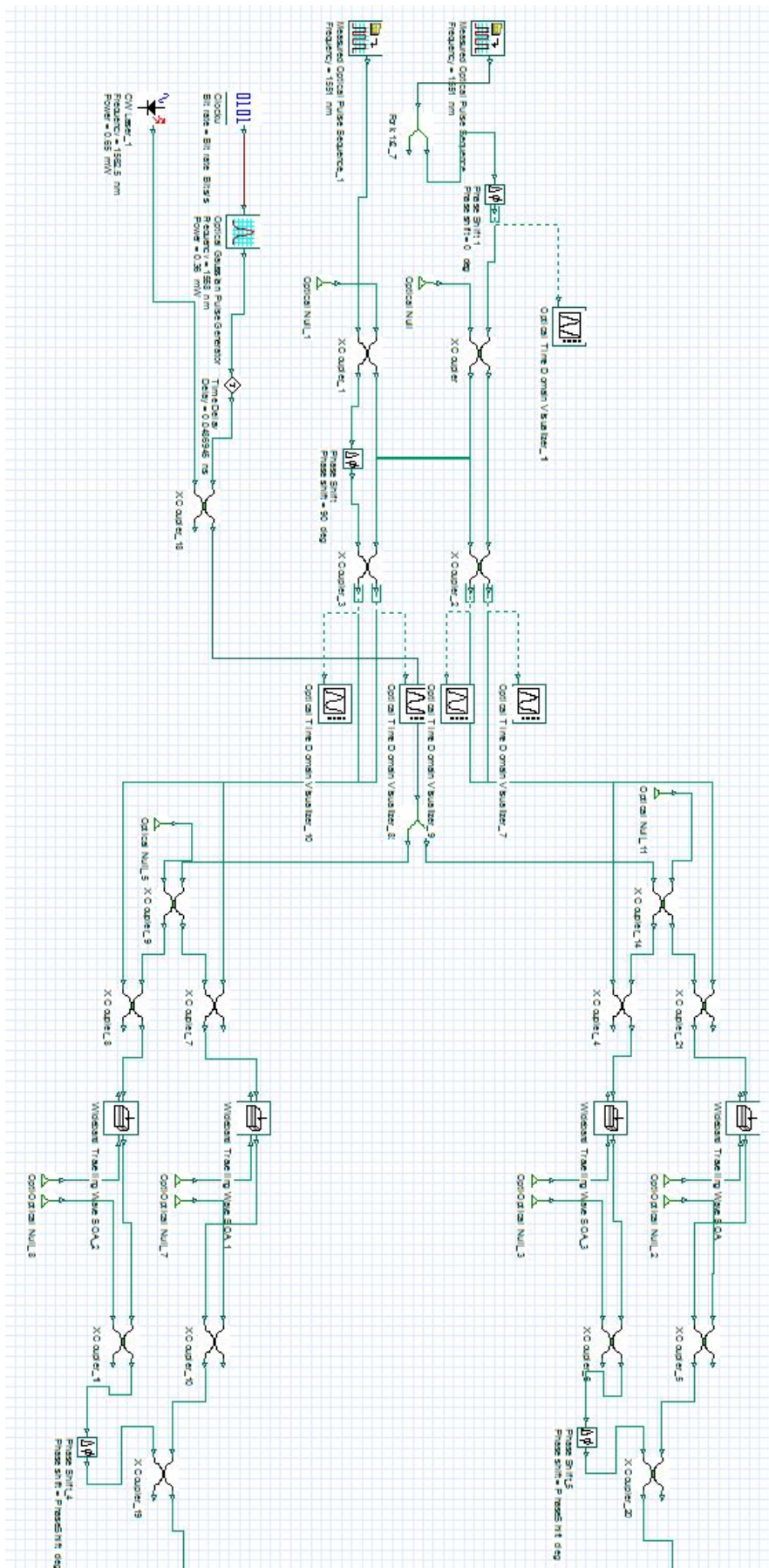
Τέλος, από τις εξισώσεις λειτουργίας του  $90^\circ$  optical hybrid και από τον Πίνακα 5.7 φαίνεται καταρχάς ελκυστική η ιδέα χρήσης του hybrid με μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εισόδου και σήματος αναφοράς, λαμβάνοντας για παράδειγμα σήμα εισόδου με αστερισμό φάσεων σε διάταξη “+” και  $\Delta\theta = 0$ . Σε αυτήν την περίπτωση, υποθέτοντας ιδανικούς παλμούς εισόδου, για κάθε σύμβολο θα εμφανιστεί τέλειο ‘1’ σε ένα από τα “κανάλια” εξόδου του hybrid, τέλειο ‘0’ στο συμπληρωματικό του “κανάλι” (δηλ. το “κανάλι” με διαφορά φάσης  $180^\circ$  από το άλλο) και στα υπόλοιπα δύο “κανάλια” θα εμφανιστούν παλμοί ακριβώς μισής ισχύος από αυτήν του τέλειου ‘1’ (βλ. Πίνακα 5.7). Επομένως τα δύο πρώτα κανάλια παράγουν τέλεια σήματα ελέγχου για την μία εκ των δύο παράλληλων διατάξεων SOA-MZI, η οποία λειτουργεί κατά τα γνωστά σαν αναγεννητής DBPSK σήματος, παράγοντας στην έξοδο ένα DBPSK σήμα (που στη συνέχεια θα συνθέσει μαζί την έξοδο της άλλης διάταξης SOA-MZI το τελικό DQPSK σήμα). Την ίδια στιγμή, επειδή οι παλμοί ελέγχου του άλλου SOA-MZI έχουν ακριβώς ίδιο πλάτος, θα προκαλούν και ακριβώς ίδια στροφή φάσης στο σήμα δεδομένων που διέρχεται από τον πάνω και από τον κάτω βραχίονα του SOA-MZI, επομένως τελικά, λόγω της διαφοράς φάσης  $180^\circ$  που έχουν οι δύο αυτές οπτικές διαδρομές, η έξοδος αυτού του SOA-MZI θα είναι μηδέν. Συνεπώς, στη διάρκεια κάθε συμβόλου λειτουργεί μόνο μία εκ των δύο παράλληλων διατάξεων SOA-MZI, ενώ η έξοδος της άλλης είναι μηδέν και δεν επηρεάζει την τελική έξοδο που προκύπτει από τη σύζευξη των εξόδων των δύο επί μέρους DBPSK αναγεννητών. Ακόμα και στην περίπτωση που το σήμα εισόδου εμφανίζει διακύμανση πλάτους ή και φάσης, ο λόγος απόσβεσης μεταξύ των συμπληρωματικών “καναλιών” είναι πολύ καλύτερος από ότι στην περίπτωση που αναλύθηκε παραπάνω (δηλ. με  $\Delta\theta = \pi/4$ ), δηλαδή τα ‘1’ είναι πολύ καλύτερα διαχωρισμένα από τα ‘0’. Ωστόσο, στα άλλα δύο συμπληρωματικά “κανάλια” οι παλμοί δεν θα έχουν ακριβώς το ίδιο ύψος, με αποτέλεσμα να μην προκαλείται ακριβώς ίδια στροφή φάσης από τους SOA στους δύο βραχίονες του MZI και έτσι στην έξοδό του να εμφανίζεται παλμός, ο οποίος μέσω του συζεύκτη συμβάλλει με το DBPSK σήμα του άλλου SOA-MZI και έτσι αλλοιώνει το τελικό DQPSK σήμα. Σε προσομοιώσεις που πραγματοποιήσαμε χρησιμοποιώντας αυτό το σχήμα λειτουργίας του  $90^\circ$  optical hybrid, οι οποίες δεν θα παρουσιαστούν σε αυτή τη διπλωματική, διαπιστώσαμε ότι το DQPSK σήμα εξόδου είχε πράγματι χειρότερα χαρακτηριστικά

από ότι με λειτουργία του hybrid με διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εισόδου και σήματος αναφοράς  $\pi/4$ . Παρόλα αυτά πιστεύουμε ότι το σχήμα αυτό χρήζει περαιτέρω θεωρητικής και προσομοιωτικής μελέτης, η οποία θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί στα πλαίσια κάποιας μελλοντικής εργασίας.

Στην ενότητα που ακολουθεί παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της αναγεννητικής διάταξης SOA-MZI που βασίζεται στη χρήση  $90^\circ$  optical hybrid ( $\Delta\theta = \pi/4$ ).

#### 5.4.2.2 Προσομοίωση αναγεννητή DQPSK με $90^\circ$ optical hybrid

Η αναγεννητική διάταξη του σχήματος DQPSK η οποία χρησιμοποιεί optical hybrid αντί για DIs είναι στο μεγαλύτερο μέρος της ίδια με την διάταξη που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα. Τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder εξακολουθούν να χρησιμοποιούνται ως αναγεννητικά στοιχεία και το μόνο που αλλάζει είναι η χρήση του hybrid για την αποκωδικοποίηση του υποβαθμισμένου σήματος και τη δημιουργία των σημάτων ελέγχου των SOAs. Για την αξιολόγηση της απόδοσης αυτής της διάταξης ακολουθείται ακριβώς η ίδια διαδικασία με αυτή στην περίπτωση της αναγεννητικής διάταξης DQPSK με χρήση DIs, δηλαδή αρχικά βελτιστοποιείται η διάταξη και κατόπιν λαμβάνονται ορισμένες μόνο μετρήσεις για να αποκαλυφθούν οι ικανότητες της, χωρίς να γίνεται αναλυτική μελέτη αυτών λαμβάνοντας πολλαπλές σειρές μετρήσεων. Για λόγους σύγκρισης των δύο διαφορετικών τεχνικών υλοποίησης (με DIs και με hybrid), λαμβάνονται ακριβώς οι ίδιες τρεις μετρήσεις που έγιναν και στην προηγούμενη ενότητα, τα αποτελέσματα των οποίων συνοψίζονται στον Πίνακα 5.9 μαζί με τις μετρήσεις της προηγούμενης ενότητας. Επιπλέον, ένα μέρος του layout της αναγεννητικής διάταξης με hybrid (για λόγους καλύτερης ευκρίνειας) απεικονίζεται στο Σχήμα 5.39, όπου φαίνεται το βασικότερο τμήμα της διάταξης, ολόκληρο το στάδιο εισόδου του σήματος με το hybrid καθώς και το στάδιο των MZIs. Το στάδιο εξόδου που παραλείπεται από το σχήμα είναι ακριβώς ίδιο με αυτό της διάταξης με DIs. Η αποκωδικοποίηση των σημάτων στη έξοδο γίνεται πάλι με DIs καθιστώντας έτσι είναι άμεση τη σύγκριση των αποκωδικοποιημένων σημάτων με τα αντίστοιχα της προηγούμενης διάταξης, και επίσης διότι η υλοποίηση με hybrid θα ήταν αρκετά πολυπλοκότερη λόγω του σήματος τοπικού ταλαντωτή που απαιτείται. Επειδή είναι αδύνατη η σύγκριση του Q-factor εισόδου και εξόδου στην περίπτωση που στην είσοδο υπάρχει hybrid και στην έξοδο DI, ο Πίνακας 5.9 περιλαμβάνει τα Q-factor και XR των σημάτων που έχουν προκύψει από διέλευση του υποβαθμισμένου σήματος μέσω DI και των αντίστοιχων τιμών στη έξοδο των δύο διατάξεων, πάλι με χρήση DI. Για να φανεί η βελτίωση στο Q-factor των αποκωδικοποιημένων σημάτων που προέκυψαν μέσω του hybrid, ο Πίνακας 5.10 συνοψίζει τα Q-factor και XR των αποκωδικοποιημένων σημάτων εισόδου τόσο για την περίπτωση του DI όσο και του hybrid και στους δύο ρυθμούς μετάδοσης.



**Σχήμα 5.39 :** Προσομοιωτική διάταξη αναγέννησης του σχήματος RZ – DQPSK με 90° optical hybrid για ρυθμό μετάδοσης 44Gbaud.

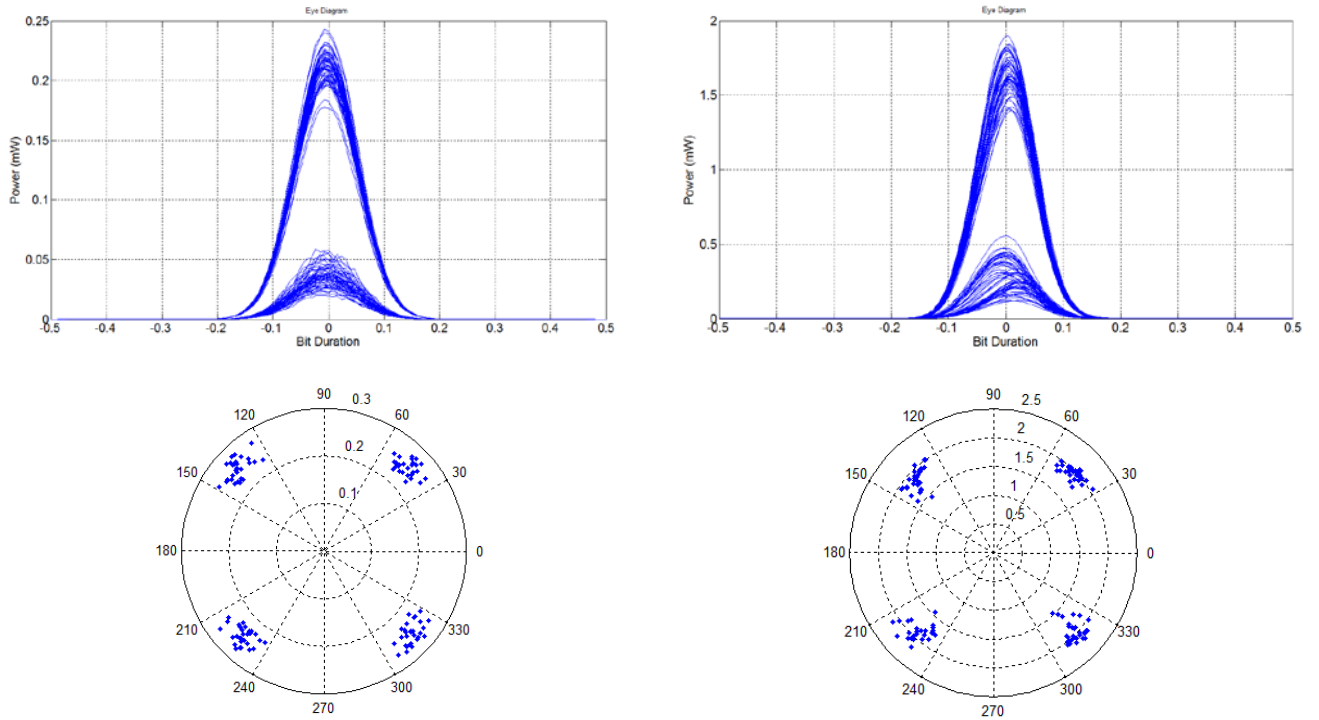


<b>DQPSK 22Gbaud</b>									
	<i>Amp. Fluc = 5%</i> <i>Phase Fluc = 18°</i>			<i>Amp. Fluc = 20%</i> <i>Phase Fluc = 15°</i>			<i>Amp. Fluc = 35%</i> <i>Phase Fluc = 20°</i>		
	Input (DI)	Output DIs	Output Hybrid	Input (DI)	Output DIs	Output Hybrid	Input (DI)	Output DIs	Output Hybrid
Decoded Q (dB)	16.604	15.160	17.113	18.618	15.704	15.541	13.735	12.744	13.843
Decoded XR (dB)	7.198	7.413	7.605	7.623	7.345	7.363	7.640	7.152	7.612
AJ <sub>1s</sub>	0.014	0.138	0.083	0.061	0.079	0.062	0.128	0.112	0.084
PV	9.617	2.751	2.047	5.933	5.343	5.341	9.026	11.458	11.231
<b>DQPSK 44Gbaud</b>									
	<i>Amp. Fluc = 5%</i> <i>Phase Fluc = 18°</i>			<i>Amp. Fluc = 20%</i> <i>Phase Fluc = 15°</i>			<i>Amp. Fluc = 35%</i> <i>Phase Fluc = 20°</i>		
	Input (DI)	Output DIs	Output Hybrid	Input (DI)	Output DIs	Output Hybrid	Input (DI)	Output DIs	Output Hybrid
Decoded Q (dB)	18.142	14.847	15.980	18.071	13.612	14.071	13.032	11.158	12.415
Decoded XR (dB)	7.362	7.598	7.629	7.524	7.508	7.464	7.408	7.113	7.347
AJ <sub>1s</sub>	0.015	0.104	0.080	0.064	0.095	0.094	0.125	0.129	0.110
PV	8.314	8.264	6.468	5.788	6.964	6.099	9.665	14.395	10.204

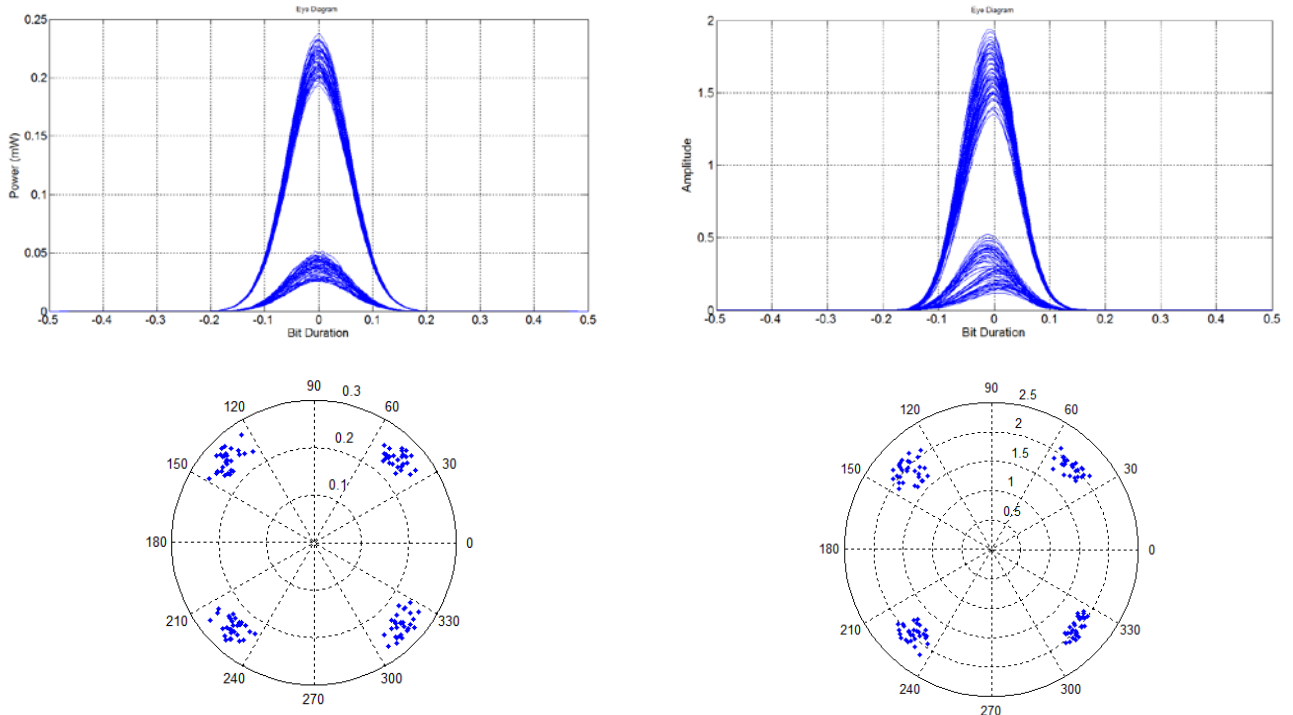
**Πίνακας 5.9 :** Μετρήσεις προσομοιώσεων των αναγεννητικών διατάξεων DQPSK με DIs και hybrid για ρυθμό μετάδοσης 22 και 44Gbaud.

<b>DQPSK 22Gbaud</b>				
	DI		Hybrid	
	Decoded Input Q (dB)	Decoded Input XR (dB)	Decoded Input Q (dB)	Decoded Input XR (dB)
<i>Amp. Fluc = 5%</i> <i>Phase Fluc = 18°</i>	16.604	7.198	21.224	7.546
<i>Amp. Fluc = 20%</i> <i>Phase Fluc = 15°</i>	18.618	7.623	19.938	7.505
<i>Amp. Fluc = 35%</i> <i>Phase Fluc = 20°</i>	13.735	7.640	16.222	7.353
<b>DQPSK 44Gbaud</b>				
	DI		Hybrid	
	Decoded Input Q (dB)	Decoded Input XR (dB)	Decoded Input Q (dB)	Decoded Input XR (dB)
<i>Amp. Fluc = 5%</i> <i>Phase Fluc = 18°</i>	18.142	7.362	20.937	7.465
<i>Amp. Fluc = 20%</i> <i>Phase Fluc = 15°</i>	18.071	7.524	21.928	7.639
<i>Amp. Fluc = 35%</i> <i>Phase Fluc = 20°</i>	13.032	7.408	16.502	7.641

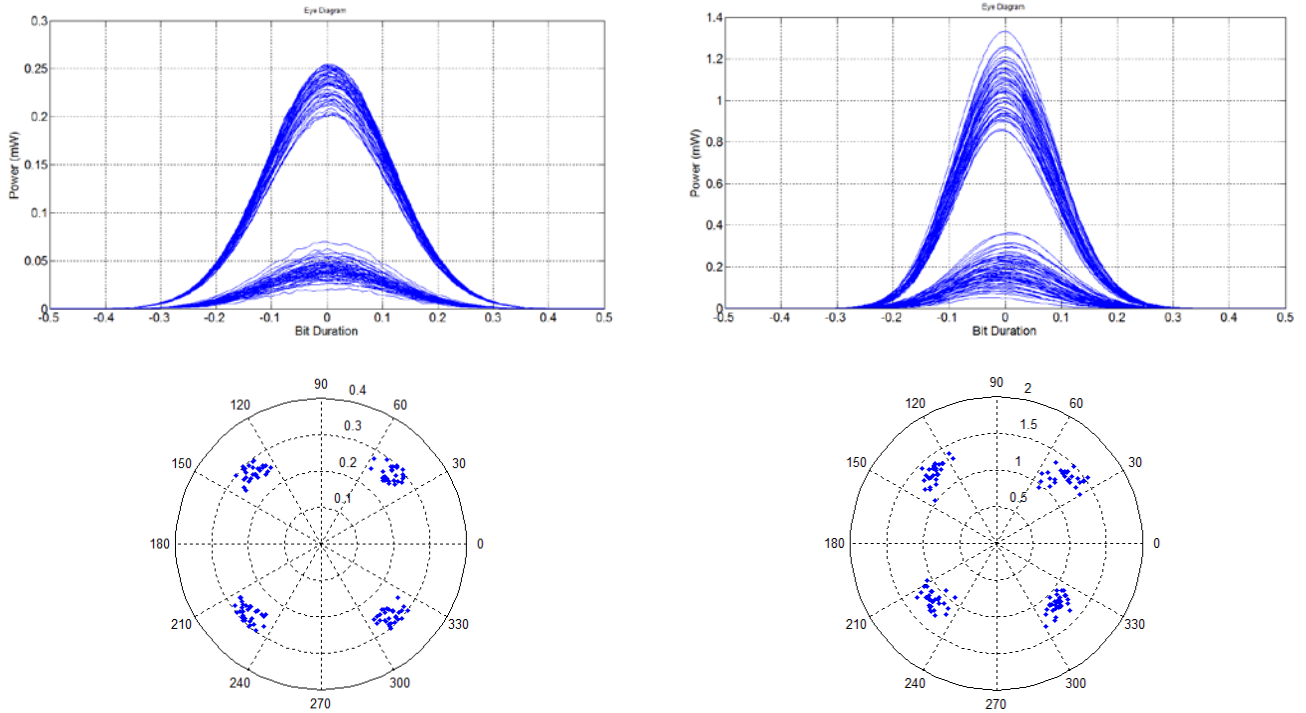
**Πίνακας 5.10 :** Q-factor και XR των αποκωδικοποιημένων σημάτων μέσω DI και 90° Optical Hybrid για ρυθμό μετάδοσης 22 και 44Gbaud.



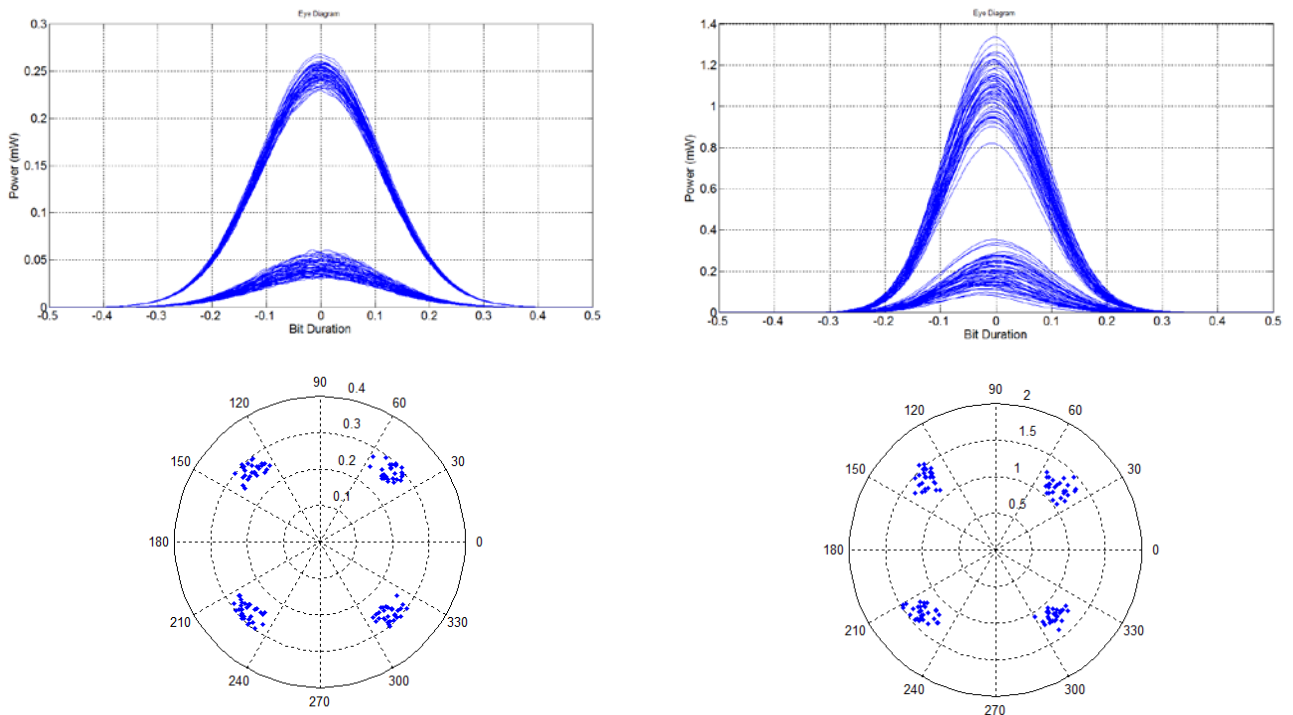
**Σχήμα 5.40 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DQPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για διακύμανση πλάτους 20%, διακύμανση φάσης 15° και ρυθμό μετάδοσης 22Gbaud με DIs στην είσοδο.*



**Σχήμα 5.41 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DQPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για διακύμανση πλάτους 20%, διακύμανση φάσης 15° και ρυθμό μετάδοσης 22Gbaud με hybrid στην είσοδο.*



**Σχήμα 5.42 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DQPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για διακύμανση πλάτους 20%, διακύμανση φάσης 15° και ρυθμό μετάδοσης 44Gbaud με DIs στην είσοδο.*



**Σχήμα 5.43 :** *Επάνω: Διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων OOK στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά), Κάτω: Polar diagrams του DQPSK σήματος στην είσοδο (αριστερά) και στην έξοδο (δεξιά) για διακύμανση πλάτους 20%, διακύμανση φάσης 15° και ρυθμό μετάδοσης 44Gbaud με hybrid στην είσοδο.*

Από τους Πίνακες 5.9 και 5.10 γίνεται άμεσα αντιληπτό ότι η διάταξη που χρησιμοποιεί hybrid για την αποκωδικοποίηση του υποβαθμισμένου DQPSK σήματος έχει αρκετά καλύτερη απόδοση από την διάταξη που χρησιμοποιούσε DIs και μάλιστα αναγεννά το σήμα αντί να περιορίζεται μόνο σε μετατροπή μήκους κύματος. Το κλειδί σε αυτή τη βελτίωση είναι η καλύτερη ποιότητα αποκωδικοποιημένων σημάτων που προσφέρει το hybrid, μιας και η αναγεννητική διάταξη με τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder παραμένει ίδια. Η καλύτερη αυτή ποιότητα φαίνεται τόσο στον Πίνακα 5.10 σε όρους Q-factor όσο και οπτικά στα Σχήματα 5.40 έως 5.43. Συγκεκριμένα τα σχήματα αυτά απεικονίζουν τα διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων και τα πολικά διαγράμματα των DQPSK σημάτων στην είσοδο και την έξοδο του αναγεννητή, για την περίπτωση διάταξης με DIs στην είσοδο (Σχήματα 5.40 και 5.42 για 22Gbaud) και για την περίπτωση διάταξης με hybrid στην είσοδο (Σχήματα 5.41 και 5.43 για 44Gbaud). Συγκρίνοντας λοιπόν τα διαγράμματα ματιού των αποκωδικοποιημένων σημάτων στην είσοδο του αναγεννητή για τις δύο διατάξεις, είναι εμφανές ότι στην περίπτωση του hybrid τα σήματα είναι πολύ καλύτερης ποιότητας και με σημαντικά μικρότερη διακύμανση στις δύο στάθμες από τα αντίστοιχα σήματα της περίπτωσης των DIs. Αυτός ακριβώς είναι και ο λόγος που η συγκεκριμένη διάταξη αποδίδει καλύτερα και είναι ικανή να αναγεννήσει τα υποβαθμισμένα DQPSK σήματα. Η διάταξη των MZIs είναι μεν ίδια, αλλά ενώ τα DIs στην είσοδο έδιναν σήματα τόσο μεγάλης διακύμανσης που η μη-γραμμική συμπεριφορά των συμβολομέτρων δεν μπορούσε να τα βελτιώσει, το hybrid προσφέρει σήματα ελέγχου μικρότερης διακύμανσης ικανά να αναγεννηθούν. Με άλλα λόγια θα μπορούσε να πει κανείς ότι η διαδικασία της αναγέννησης συντελείται κατά το στάδιο της αποκωδικοποίησης, με το hybrid να βελτιώνει το σήμα που θα είχαμε αν είχε χρησιμοποιηθεί DI. Τέλος, η αναγέννηση που μπορεί να επιτύχει η διάταξη αυτή δεν είναι αρκετά μεγάλη όπως μπορεί να φανεί από τον Πίνακα 5.8 (η βελτίωση στο Q είναι περίπου 1dB) και από τα πολικά διαγράμματα των παραπάνω σχημάτων, είναι σαφέστατα όμως πολύ καλύτερη από την διάταξη με τα DIs η οποία περιοριζόταν μόνο στην μετατροπή μήκους κύματος.

Τέλος, θα παρουσιασθούν κάποια μεμονωμένα αποτελέσματα προσομοίωσης σε ρυθμό μετάδοσης 22Gbaud της διάταξης DQPSK αναγεννητή που βασίζεται στη χρήση  $90^\circ$  optical hybrid προκειμένου να συγκριθεί άμεσα με την αντίστοιχη διάταξη που βασίζεται στη χρήση των δύο DIs και να διερευνηθεί κατά πόσον θα επηρεαστεί πρακτικά η διαδικασία της αναγέννησης, σύμφωνα με τα προβλεπόμενα της θεωρίας διαφορικών σφαλμάτων που αναπτύχθηκε σε προηγούμενη ενότητα.

Για τις προσομοιώσεις αυτές, των οποίων τα αποτελέσματα συγκεντρωτικά παρατίθενται στον Πίνακα 5.11, όποτε οι DQPSK παλμοί εισόδου είχαν διακύμανση πλάτους αυτή είχε ομοιόμορφη κατανομή και μέγιστο εύρος ίσο με το 25% του μέγιστου ύψους παλμού, ενώ όποτε υπήρχε διακύμανση στη φάση, αυτή ήταν ομοιόμορφα κατανομημένη σε ένα εύρος  $30^\circ$  γύρω από την ιδανική φάση του συμβόλου. Στον πίνακα που ακολουθεί παρατίθενται οι τιμές για το amplitude jitter και το phase jitter του τελικού DQPSK σήματος στην έξοδο του αναγεννητή, για

διάφορους τύπους υποβαθμισμένου DQPSK σήματος εισόδου. Επίσης παρουσιάζεται το Q factor των OOK παλμών (δηλ. των παλμών των ακολουθιών ελέγχου των SOA-MZI) στην έξοδο του hybrid ή των DIs.

**Πίνακας 5.11**

<b>Διάταξη παραγωγής παλμών ελέγχου</b>	<b>Amplitude Jitter σήματος εξόδου</b>	<b>Phase Variation σήματος εξόδου (deg)</b>	<b>Q factor παλμών ελέγχου (dB)</b>
<b>Ιδανικοί παλμοί εισόδου (καθόλου διακύμανση πλάτους/φάσης)</b>			
DI	0.02171468	1.047057817	53.76134106
90° optical hybrid	0.02304197	0.82332236	64.61331731
<b>Παλμοί εισόδου μόνο με διακύμανση πλάτους</b>			
DI	0.029827884	7.093418289	21.99561728
90° optical hybrid	0.026712508	7.020887313	25.55037413
<b>Παλμοί εισόδου μόνο με διακύμανση φάσης</b>			
DI	0.246055578	8.880838735	12.25690475
90° optical hybrid	0.15744234	2.776551983	16.09457762
<b>Παλμοί εισόδου με διακύμανση πλάτους και φάσης</b>			
DI	0.166838581	11.8621992	12.15469573
90° optical hybrid	0.127928168	7.89983461	14.83651339
Non-optimally configured 90° optical hybrid	0.280449835	15.07622626	9.964884459

Από τις τιμές του παραπάνω πίνακα διαπιστώνεται ότι η απόδοση της διάταξης του 90° optical hybrid με κατάλληλα επιλεγμένο σήμα αναφοράς είναι γενικά καλύτερη από την απόδοση της διάταξης με τα DIs. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση που οι παλμοί εισόδου είναι ιδανικοί, τότε το τελικό DQPSK σήμα εξόδου που παράγει η διάταξη αναγέννησης με το hybrid και το αντίστοιχο σήμα εξόδου της διάταξης με τα DIs έχουν πολύ παρόμοια χαρακτηριστικά. Παρατηρούμε δηλαδή ότι το σήμα εξόδου του αναγεννητή με το hybrid είναι μόνο ελαφρώς καλύτερο από αυτό του αναγεννητή με τα DIs όσον αφορά το phase jitter και ελαφρώς χειρότερο όσον αφορά το amplitude jitter. (Η σύγκριση του Q factor της “decoded” εισόδου, δηλ. των ακολουθιών ελέγχου, στη συγκεκριμένη περίπτωση δεν έχει πολύ νόημα επειδή οι OOK παλμοί που παράγονται από την “αποκωδικοποίηση” του ιδανικού σήματος εισόδου έχουν και αυτοί σχεδόν τέλεια μορφή οπότε οι τιμές του Q factor προκύπτουν πολύ μεγάλες και μπορούν να διαφέρουν αρκετά, ακόμα και αν το

amplitude jitter των παλμών διαφέρει ελάχιστα.) Αντίθετα, όταν υπάρχει διακύμανση πλάτους ή/και φάσης στο σήμα εισόδου, οι παλμοί ελέγχου τους οποίους παράγει το hybrid έχουν περίπου 3dB – 4dB καλύτερο Q factor από αυτούς που παράγουν τα DIs και το σήμα εξόδου του αναγεννητή με hybrid εμφανίζει σαφώς μικρότερο amplitude jitter και phase jitter από αυτό του αναγεννητή με DIs. Μάλιστα η διαφορά γίνεται ιδιαίτερα έντονη στην περίπτωση που το σήμα εισόδου έχει μόνο διακύμανση φάσης. Τέλος, όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει από τον πίνακα, εάν το σήμα αναφοράς του hybrid δεν είναι κατάλληλα ρυθμισμένο τότε χάνεται το όποιο πλεονέκτημα παρουσιάζει ο αναγεννητής με το 90° optical hybrid έναντι του αναγεννητή με τα DIs. Δηλαδή, εάν το πλάτος των παλμών του σήματος αναφοράς δεν είναι περίπου ίσο με το μέσο όρο του πλάτους των παλμών εισόδου και η διαφορά φάσης μεταξύ σήματος αναφοράς και εισόδου δεν είναι  $\pi/4$  (έτσι ώστε η απόκλιση φάσης -επιπλέον των  $\pi/4$ - μεταξύ ενός συμβόλου και του σήματος αναφοράς να είναι κατά απόλυτη τιμή μικρότερη από το μισό εύρος της διακύμανσης φάσης των παλμών εισόδου), τότε ο αναγεννητής με το hybrid δεν εμφανίζει βελτιωμένη απόδοση και μάλιστα το σήμα εξόδου μπορεί να έχει χειρότερα χαρακτηριστικά από ότι η διάταξη με τα DIs. Για την τελευταία μέτρηση του Πίνακα 5.11 το σήμα αναφοράς είχε ρυθμιστεί ώστε οι παλμοί του να έχουν πλάτος ίσο με το μέγιστο πλάτος των παλμών εισόδου (άρα η μέγιστη απόκλιση πλάτους ήταν ίση με το εύρος διακύμανσης πλάτους των παλμών εισόδου), ενώ η διαφορά φάσης του από το σήμα εισόδου ήταν αντί για  $\pi/4$ , έτσι ώστε η μέγιστη απόκλιση φάσης -επιπλέον των  $\pi/4$ - μεταξύ ενός συμβόλου και του σήματος αναφοράς να είναι ίση με το εύρος της διακύμανσης φάσης των παλμών εισόδου. Παρατηρούμε ότι η απόδοση του αναγεννητή με το hybrid σε αυτήν την περίπτωση είναι χειρότερη από αυτήν του αναγεννητή με τα DIs.

Συνεπώς διαπιστώνεται ότι τα παραπάνω αποτελέσματα προσομοιώσεων είναι σε συμφωνία με τα θεωρητικώς προβλεπόμενα προηγούμενης ενότητας.

# Παράρτημα Α

	OOK 22Gbps	OOK push-pull 22Gbps	OOK 44Gbps	DPSK 22Gbps	DPSK 44Gbps	DQPSK 22Gbps WC & Hybrid	DQPSK 44Gbps WC & Hybrid
Ισχύς σήματος ελέγχου $P_C$ (mW)	0.2470	0.2470	0.3036	0.2790	0.3036	0.2790	0.3036
Ισχύς σήματος δεδομένων $P_D$ (mW)	0.20	0.15	0.21	0.49	0.44	0.49	0.36
Ισχύς CW $P_{CW}$ (mW)	0.567	-	0.230	0.270	0.350	0.402	0.650
Μήκος κύματος CW (nm)	1562.0	-	1564.0	1562.5	1562.5	1562.5	1562.5
Time Delay (ps)	4.111	5.000	49.080	3.970	48.695	3.970	48.695
Phase Shift (deg)	0.0	0.0	2.3	0.0	0.6	0.0	0.6
Time Delay at DIs (ps)	-	-	-	45.959	22.505	45.959	22.505

**Πίνακας 5.12 :** Τιμές των λειτουργικών παραμέτρων των προσομοιωτικών διατάξεων.

# Παράρτημα Β

## B1 : Κώδικας Matlab για την ανάλυση OOK και DPSK σημάτων

```
%File for creation of DPSK constellation diagrams and further processing
%(adjusted for use with OPTISYSTEM)
```

```
clear all; close all;
data_format = 1; % 0: Table, 1: Single Pair
load spDPSK22out.txt;
A=spDPSK22out;
load spDPSK22pout.txt;
Ap=spDPSK22pout;

Bit_Rate = 22e9;
Bit_Duration = 1/Bit_Rate;
Samples_per_Bit = 128;
Number_of_Bits = 128;

if (Samples_per_Bit*Number_of_Bits)~= length(A) % (required for
OPTISYSTEM)
    Samples_per_Bit = 2*Samples_per_Bit; %
end %

Sample_Rate = Samples_per_Bit * Bit_Rate;

%Input data reformatting (required for OPTISYSTEM outputs)
if data_format == 0
    L=zeros(Number_of_Bits*Samples_per_Bit,2);
    m=1;
    for k=1:(length(A)/2)
        L(k,1)=A(m);
        L(k,2)=A(m+1);
        m=m+2;
    end
    A=L;

    L=zeros(Number_of_Bits*Samples_per_Bit,1);
    for k=1:(length(Ap)/2)
        L(k)=Ap(2*k);
    end
    Ap=L; clear L;

else Ap=Ap(:,2);
end
A=[A Ap]; clear Ap;

%-----

%Number of pulses to be excluded at the beginning
ex = 6;

%Number of pulses to be excluded at the end
```



```

ex2 = 4;

%Defining the threshold
threshold = max(A(:,2))/20;

%First Peak Time estimation
k=1+ex*Samples_per_Bit;
while (A(k,2)<threshold)&&(k<length(A(:,2)))
    k=k+1;
end
[C,I] = max(A(k+1:k+Samples_per_Bit,2));

First_Peak = A(k+I,1);

%Time position of the first bit
Time_Offset = First_Peak - Bit_Duration/2;

%Convert Time offset into number of samples
Samples_Offset = round(Samples_per_Bit * Time_Offset / Bit_Duration)+1;

B = zeros(Number_of_Bits - round(Time_Offset/Bit_Duration),3);
for m=1:(Number_of_Bits - round(Time_Offset/Bit_Duration));
    B(m,:) = A((Samples_per_Bit/2 + Samples_Offset + Samples_per_Bit*(m-
1)),:);
end

Time = A(:,1);

P = A(:,2)*1000;

phase = A(:,3);

%for k=1:length(phase)
%   if (phase(k) <= -pi/2)
%       phase(k) = 2*pi + phase(k);
%   end
%end

eyediagram(P((Samples_Offset):(length(P)-
ex2*Samples_per_Bit)),Samples_per_Bit,1,Samples_per_Bit/2);

%-----
Time_clock = B(:,1);

P_clock = B(:,2)*1000;
threshold = threshold*1000;

phase_clock = B(:,3);

%figure
%plot(Time,P); hold on
%plot(Time_clock,P_clock,'dred');

%for k=1:length(phase_clock)
%   if (phase_clock(k) <= -pi/2)
%       phase_clock(k) = 2*pi + phase_clock(k);
%   end
%end

```

```

figure
hist(P_clock(2:length(P_clock)-ex2),80);

%--- Plotting data -----

figure
plot(Time,P); hold on
plot(Time,threshold*ones(1,length(Time)),'--cyan');
plot(Time_clock(1:length(Time_clock)-ex2),P_clock(1:length(P_clock)-
ex2),'*green');

Diff_phase = phase_clock(2:length(phase_clock)-ex2)-
phase_clock(1:length(phase_clock)-1-ex2);

figure
plot(1:length(Diff_phase),Diff_phase,'pr');

% Phase offset elimination
[C,I] = min(abs(Diff_phase));
Sum=0; m=0;
for k=1:length(Diff_phase)
    if abs(Diff_phase(k)-Diff_phase(I)) < 50
        Sum = Sum + Diff_phase(k);
        m=m+1;
    end
end

sign = -1; n = 1;
while (m < 10)
    sign = -sign;
    newI = Diff_phase(I)+n*sign*180;
    Sum=0; m=0;
    for k=1:length(Diff_phase)
        if abs(Diff_phase(k)-newI) < 50
            Sum = Sum + Diff_phase(k);
            m=m+1;
        end
    end
    if (sign<0)
        n = n+1;
    end
end

Phase_offset = Sum/m;

Diff_phase = Diff_phase - Phase_offset;

figure
polar(Diff_phase*pi/180,P_clock(2:length(phase_clock)-ex2),'.' );

%-----
%----- Signal analyzer -----
% Separating "0s" and "1s" in the vector P_clock

```

```

P_clock = P_clock(1:length(P_clock)-ex2);
P_clock_0s = min(P_clock);
P_clock_1s = max(P_clock);
    for m = 1:length(P_clock)
        if ((P_clock(m)< threshold) && (P_clock(m)~=min(P_clock)))
            P_clock_0s = [P_clock_0s P_clock(m)];
        elseif ((P_clock(m)>= threshold) && (P_clock(m)~=max(P_clock)))
            P_clock_1s = [P_clock_1s P_clock(m)];
        end
    end
% Extinction Ratio (if applicable)
Mean_0s = mean(P_clock_0s);
Mean_1s = mean(P_clock_1s);
if length(P_clock_0s)>2
    EX = 10*log10(Mean_1s / Mean_0s);
else
    EX = inf;
end
% Q-factor (if applicable) - Relative Variation in "1s"
Sigma_0s = std(P_clock_0s);
Sigma_1s = std(P_clock_1s);
if length(P_clock_0s)>2
    Q = (Mean_1s - Mean_0s) / (Sigma_1s + Sigma_0s);
    Q_dB = 20*log10(Q);
else
    Q = inf;
end

AJ_1s = Sigma_1s/Mean_1s;

%Variation in phase

Diff_phase = mod(Diff_phase,360);

%figure
%plot(1:length(Diff_phase),Diff_phase,'o');
%figure
%polar(Diff_phase*pi/180,P_clock(2:length(phase_clock)-ex2),'ogreen');

Diff_phase_0s = [];
Diff_phase_pis = [];
for m = 1:length(Diff_phase)
    if (Diff_phase(m)<90) || (Diff_phase(m)>270)
        Diff_phase_0s = [Diff_phase_0s Diff_phase(m)];
    else
        Diff_phase_pis = [Diff_phase_pis Diff_phase(m)];
    end
end

for k=1:length(Diff_phase_0s)
    if Diff_phase_0s(k)>270
        Diff_phase_0s(k)=Diff_phase_0s(k)-360;
    end
end

Mean_phase_0s = mean(Diff_phase_0s);
Sigma_phase_0s = std(Diff_phase_0s);

Mean_phase_pis = mean(Diff_phase_pis);
Sigma_phase_pis = std(Diff_phase_pis);

```

```
Phase_Variation = max(Sigma_phase_0s, Sigma_phase_pis);
```

## B2 : Κώδικας Matlab για την ανάλυση DQPSK σημάτων

```
%Creation of DQPSK constellation diagrams and further processing
%(adjusted for use with OPTISYSTEM)

clear all; close all;
data_format = 1; % 0: Table, 1: Single Pair
load QPSK22out.txt;
A=QPSK22out;
load QPSK22pout.txt;
Ap=QPSK22pout;

Bit_Rate = 22e9;
Bit_Duration = 1/Bit_Rate;
Samples_per_Bit = 128;
Number_of_Bits = 128;

if (Samples_per_Bit*Number_of_Bits)~= length(A) % (required for
OPTISYSTEM)
    Samples_per_Bit = 2*Samples_per_Bit; %
end %

Sample_Rate = Samples_per_Bit * Bit_Rate;

%Input data reformatting (required for OPTISYSTEM outputs)
if data_format == 0
    L=zeros(Number_of_Bits*Samples_per_Bit,2);
    m=1;
    for k=1:(length(A)/2)
        L(k,1)=A(m);
        L(k,2)=A(m+1);
        m=m+2;
    end
    A=L;

    L=zeros(Number_of_Bits*Samples_per_Bit,1);
    for k=1:(length(Ap)/2)
        L(k)=Ap(2*k);
    end
    Ap=L; clear L;

else Ap=Ap(:,2);
end
A=[A Ap]; clear Ap;

%-----

%Number of pulses to be excluded at the beginning
ex = 5;

%Number of pulses to be excluded at the end
ex2 = 4;

%Defining the threshold
threshold = max(A(:,2))/2.3;
```

```

%First Peak Time estimation
k=1+ex*Samples_per_Bit;
while (A(k,2)<threshold)&&(k<length(A(:,2)))
    k=k+1;
end
[C,I] = max(A(k+1:k+Samples_per_Bit,2));

First_Peak = A(k+I,1);

%Time position of the first bit
Time_Offset = First_Peak - Bit_Duration/2;

%Convert Time offset into number of samples
Samples_Offset = round(Samples_per_Bit * Time_Offset / Bit_Duration)+1;

B = zeros(Number_of_Bits - round(Time_Offset/Bit_Duration),3);
for m=1:(Number_of_Bits - round(Time_Offset/Bit_Duration));
    B(m,:) = A((Samples_per_Bit/2 + Samples_Offset + Samples_per_Bit*(m-
1)),:);
end

Time = A(:,1);

P = A(:,2)*1000;

phase = A(:,3);

%for k=1:length(phase)
%   if (phase(k) <= -pi/2)
%       phase(k) = 2*pi + phase(k);
%   end
%end

eyediagram(P((Samples_Offset):(length(P)-
ex2*Samples_per_Bit)),Samples_per_Bit,1,Samples_per_Bit/2);

%-----
Time_clock = B(:,1);

P_clock = B(:,2)*1000;
threshold = threshold*1000;

phase_clock = B(:,3);

%figure
%plot(Time,P); hold on
%plot(Time_clock,P_clock,'dred');

%for k=1:length(phase_clock)
%   if (phase_clock(k) <= -pi/2)
%       phase_clock(k) = 2*pi + phase_clock(k);
%   end
%end

figure

```

```

hist(P_clock(2:length(P_clock)-ex2),80);

%--- Plotting data -----

figure
plot(Time,P); hold on
plot(Time,threshold*ones(1,length(Time)),'--cyan');
plot(Time_clock(1:length(Time_clock)-ex2),P_clock(1:length(P_clock)-
ex2),'*green');

Diff_phase = phase_clock(2:length(phase_clock)-ex2)-
phase_clock(1:length(phase_clock)-1-ex2);

figure
plot(1:length(Diff_phase),Diff_phase,'pr');

% Phase offset elimination
[C,I] = min(abs(Diff_phase));
Sum=0; m=0;
for k=1:length(Diff_phase)
    if abs(Diff_phase(k)-Diff_phase(I)) < 40
        Sum = Sum + Diff_phase(k);
        m=m+1;
    end
end

sign = -1; n = 1;
while (m < 10)
    sign = -sign;
    newI = Diff_phase(I)+n*sign*180;
    Sum=0; m=0;
    for k=1:length(Diff_phase)
        if abs(Diff_phase(k)-newI) < 40
            Sum = Sum + Diff_phase(k);
            m=m+1;
        end
    end
    if (sign<0)
        n = n+1;
    end
end

Phase_offset = Sum/m;

Diff_phase = Diff_phase - Phase_offset + 45;

figure
polar(Diff_phase*pi/180,P_clock(2:length(phase_clock)-ex2),'.' );

%-----
%----- Signal analyzer -----
% Separating "0s" and "1s" in the vector P_clock
P_clock = P_clock(1:length(P_clock)-ex2);
P_clock_0s = min(P_clock);
P_clock_1s = max(P_clock);
    for m = 1:length(P_clock)

```

```

        if      ((P_clock(m)< threshold) && (P_clock(m)~=min(P_clock)))
            P_clock_0s = [P_clock_0s P_clock(m)];
        elseif ((P_clock(m)>= threshold) && (P_clock(m)~=max(P_clock)))
            P_clock_1s = [P_clock_1s P_clock(m)];
        end
    end
% Extinction Ratio (if applicable)
Mean_0s = mean(P_clock_0s);
Mean_1s = mean(P_clock_1s);
if      length(P_clock_0s)>2
    EX = 10*log10(Mean_1s / Mean_0s);
else    EX = inf;
end
% Q-factor (if applicable) - Relative Variation in "1s"
Sigma_0s = std(P_clock_0s);
Sigma_1s = std(P_clock_1s);
if      length(P_clock_0s)>2
    Q = (Mean_1s - Mean_0s) / (Sigma_1s + Sigma_0s);
    Q_dB = 20*log10(Q);
else    Q = inf;
end

AJ_1s = Sigma_1s/Mean_1s;

%Variation in phase

Diff_phase = mod(Diff_phase,360);

%figure
%plot(1:length(Diff_phase),Diff_phase,'o');
%figure
%polar(Diff_phase*pi/180,P_clock(2:length(phase_clock)-ex2),'ogreen');

Diff_phase_45s = [];
Diff_phase_135s = [];
Diff_phase_225s = [];
Diff_phase_315s = [];
for m = 1:length(Diff_phase)
    if      (Diff_phase(m)<90)
        Diff_phase_45s = [Diff_phase_45s Diff_phase(m)];
    elseif (Diff_phase(m)<180)
        Diff_phase_135s = [Diff_phase_135s Diff_phase(m)];
    elseif (Diff_phase(m)<270)
        Diff_phase_225s = [Diff_phase_225s Diff_phase(m)];
    else
        Diff_phase_315s = [Diff_phase_315s Diff_phase(m)];
    end
end

Mean_phase_45s = mean(Diff_phase_45s);
Sigma_phase_45s = std(Diff_phase_45s);

Mean_phase_135s = mean(Diff_phase_135s);
Sigma_phase_135s = std(Diff_phase_135s);

Mean_phase_225s = mean(Diff_phase_225s);
Sigma_phase_225s = std(Diff_phase_225s);

```

```
Mean_phase_315s = mean(Diff_phase_315s);  
Sigma_phase_315s = std(Diff_phase_315s);  
  
Phase_Variation = max([Sigma_phase_45s Sigma_phase_135s  
Sigma_phase_225s Sigma_phase_315s]);
```



## Βιβλιογραφία

- [1] Δημήτριος Β. Αποστολόπουλος, *Φωτονικά Συστήματα Μεταγωγής και Αποθήκευσης Δεδομένων για Ευρυζωνικά Δίκτυα Μεταγωγής Πακέτων*, Διδακτορική διατριβή ΕΜΠ.
- [2] Michael J. Connelly, *Wideband Semiconductor Optical Amplifier Steady-State Numerical Model*, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 37, No. 3, March 2001.
- [3] Optiwave Optisystem Documentation, Component Library.
- [4] A. Abd El Aziz, W. P. Ng, Z. Ghassemlooy, M. H. Aly and R. Ngah, *Employing wavelength diversity to improve SOA gain uniformity*, The 15th European Conference on Networks and Optical Communications (NOC 2010).
- [5] F. Girardin, G. Guekos and A. Houbavlis, *Gain Recovery of Bulk Semiconductor Optical Amplifiers*, IEEE Journal of Quantum Electronics.
- [6] Lorenzo Occhi, *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*, 2002. PhD dissertation submitted to the Eidgenössische Technische Hochschule Zürich.
- [7] Matthias Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009.
- [8] Seok-Hwan Jeong and Ken Morito, *Compact optical 90° hybrid employing a tapered 2×4 MMI coupler serially connected by a 2×2 MMI coupler*, Optics Express, Vol. 18, Issue 5, pp. 4275-4288 (2010).
- [9] Optoplex Corporation, *Optical Hybrid Enables Next-Generation Optical Communication*, White papers.
- [10] Ikuo Ogawa, Takaharu Ohyama, Hiromasa Tanobe, Ryoichi Kasahara, Satoshi Tsunashima, Yohei Sakamaki, and Hiroto Kawakami, *100-Gbit/s Optical Receiver Front-end Module Technology*, NTT Technical Review.

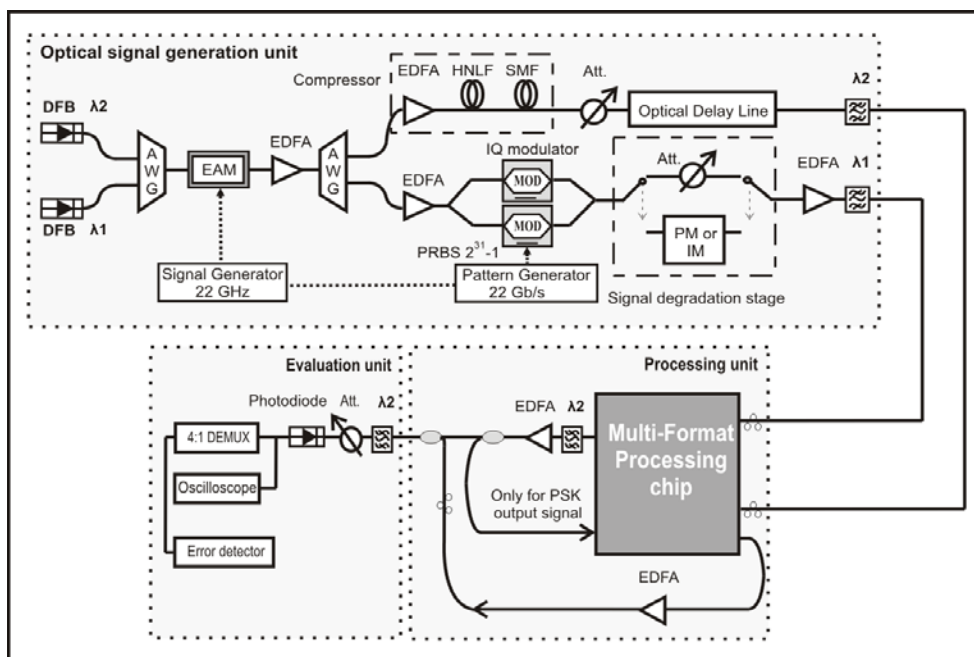


# Κεφάλαιο 6

## Πειραματική μελέτη του DQPSK αναγεννητή της CIP

### 6.1 Περιγραφή της πειραματικής διάταξης

Παράλληλα με την προσομοιωτική μελέτη της αναγεννητικής διάταξης πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης που κατασκεύασε η CIP για το Πολυτεχνείο, ήταν απαραίτητο να διεξαχθεί και η αντίστοιχη πειραματική μελέτη με σκοπό την επιβεβαίωση των προσομοιωτικών αποτελεσμάτων τα οποία αποτελούν απλώς ενδείξεις της προβλεπόμενης λειτουργίας της διάταξης και σε καμιά περίπτωση δεν μπορούν να αντικαταστήσουν τα πειραματικά. Για αυτό το λόγο έχουν πραγματοποιηθεί στο ΕΦΕ μια σειρά από πειράματα με σκοπό την αξιολόγηση των αναγεννητικών ικανοτήτων της διάταξης και την σύγκριση των αποτελεσμάτων με τα αντίστοιχα προσομοιωτικά. Η διάταξη του Σχήματος 6.1 χρησιμοποιήθηκε για την αναγέννηση σημάτων OOK και PSK στα 22Gbps με χρήση του αναγεννητή πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης της CIP.



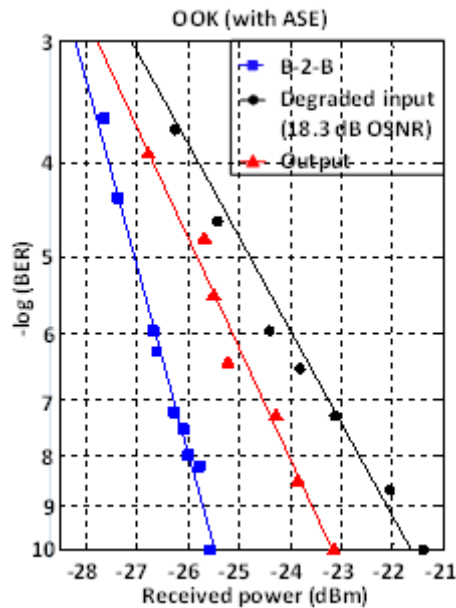
Σχήμα 6.1 : Πειραματική διάταξη αναγέννησης σημάτων OOK και PSK 22GHz, που χρησιμοποιεί τον αναγεννητή πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης της CIP.

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 6.1 δύο CW σήματα, ένα στα 1551nm ( $\lambda_1$ ) και ένα στα 1558nm ( $\lambda_2$ ), εισέρχονται αφού πρώτα πολυπλεχθούν μεταξύ τους σε έναν διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (Electro-Absorption Modulator – EAM) ο οποίος οδηγείται από ένα ημιτονοειδές σήμα 22GHz μετατρέποντας τα έτσι από CW σήματα σε παλμοσειρές ρολογιού με 6ps πλάτος παλμού. Η έξοδος του EAM κατόπιν ενισχύεται από έναν EDFA και αποπολυπλέκεται στα δύο σήματα ρολογιού  $\lambda_1$  και  $\lambda_2$ . Το σήμα  $\lambda_1$  όντας το σήμα της πληροφορίας οδηγείται σε έναν μονολιθικά ολοκληρωμένο (σε InP) διαμορφωτή IQ, ικανό να επιτελέσει είτε διαμόρφωση πλάτους είτε διαμόρφωση φάσης ανάλογα με της συνθήκες πόλωσης. Ο IQ διαμορφωτής οδηγείται από μια ψευδο-τυχαία ακολουθία bit (PRBS) μήκους  $2^{31}-1$  χωρίς διαφορική κωδικοποίηση, δίνοντας στην έξοδο ένα σήμα OOK ή ένα σήμα PSK στα 22Gbps. Στη συνέχεια το σήμα πληροφορίας περνάει από ένα στάδιο υποβάθμισης το οποίο είναι είτε ένας εξασθενητής σε σειρά με έναν ενισχυτή που εισάγει θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής (ASE) όπως ακριβώς και στην προσομοιωτική διάταξη, είτε ένας διαμορφωτής πλάτους (AM) ή φάσης (PM) ο οποίος εισάγει διακύμανση στο πλάτος και την φάση του σήματος αντίστοιχα. Οι διαμορφωτές αυτοί οδηγούνται από ένα ημιτονοειδές σήμα 5.2GHz με μεταβαλλόμενο πλάτος εισάγοντας έτσι την ανάλογη διακύμανση στο πλάτος ή τη φάση του σήματος πληροφορίας. Μπορούν επομένως έτσι να υλοποιηθούν και οι τρεις τύποι υποβάθμισης σήματος (Amplitude Noise, Phase Noise και OSNR Degradation) που εξετάστηκαν και προσομοιωτικά στο προηγούμενο κεφάλαιο. Το δεύτερο σήμα,  $\lambda_2$ , διέρχεται από ένα στάδιο μη-γραμμικής συμπίεσης ώστε να αποκτήσουν οι παλμοί του πλάτος 4.6ps και στη συνέχεια χρησιμοποιείται ως το σήμα δεδομένων της συμβολομετρικής διάταξης του αναγεννητή. Τα δύο σήματα, το σήμα πληροφορίας ή σήμα ελέγχου και το σήμα δεδομένων, εισέρχονται στη συνέχεια στην αναγεννητική διάταξη της CIP αφού πρώτα περάσουν από στάδιο ελέγχου της πόλωσης για καλύτερη ρύθμιση του λόγου διαχωρισμού της ισχύος στους συζεύκτες των DIs ώστε να επιτευχθεί το μέγιστο δυνατό XR στα αποκωδικοποιημένα σήματα, καθώς και για πόλωση της πύλης MZI ώστε να μεγιστοποιηθεί η απόδοση του switching.

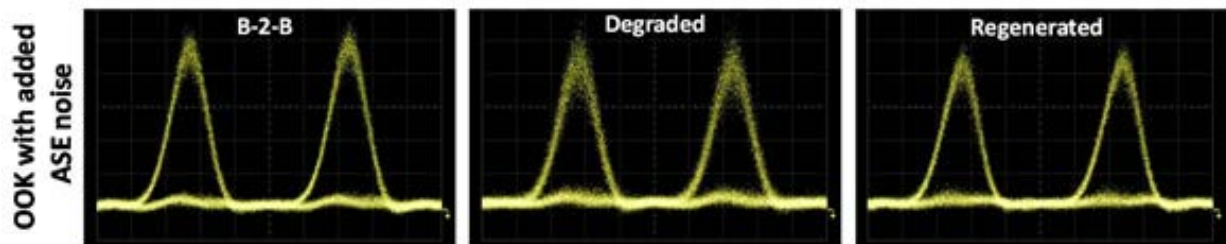
## **6.2 Πειραματικά αποτελέσματα αναγέννησης του σήματος OOK στα 22Gbps**

Η πειραματική διάταξη του Σχήματος 6.1 χρησιμοποιήθηκε αρχικά για την αναγέννηση ενός OOK σήματος στα 22Gbps. Τα σήματα ελέγχου και δεδομένων εισήρθαν στην αναγεννητική διάταξη μέσω των θυρών 2 και 9 (βλέπε Κεφάλαιο 4) με μέση ισχύ 0.73mW και 0.38mW, αντίστοιχα. Το σήμα εξόδου λήφθηκε κατόπιν από την θύρα 20 της διάταξης, φιλτραρίστηκε και οδηγήθηκε στο στάδιο μέτρησης του Bit Error Rate (BER). Τέλος, το ρεύμα έγχυσης των SOAs ήταν σταθερά 300mA και η θερμοκρασία της διάταξης παρέμενε σταθερή στους 22.5°C τόσο στην περίπτωση του OOK όσο και του PSK. Από τον αναλυτή BER της πειραματικής διάταξης

προκύπτουν οι καμπύλες BER του Σχήματος 6.2, ενώ από τον παλμογράφο λαμβάνονται στιγμιότυπα διαγραμμάτων ματιών τα οποία φαίνονται στο Σχήμα 6.3.



Σχήμα 6.2 : Καμπύλες BER για OOK σήμα 22Gbps υποβαθμισμένο από θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής.



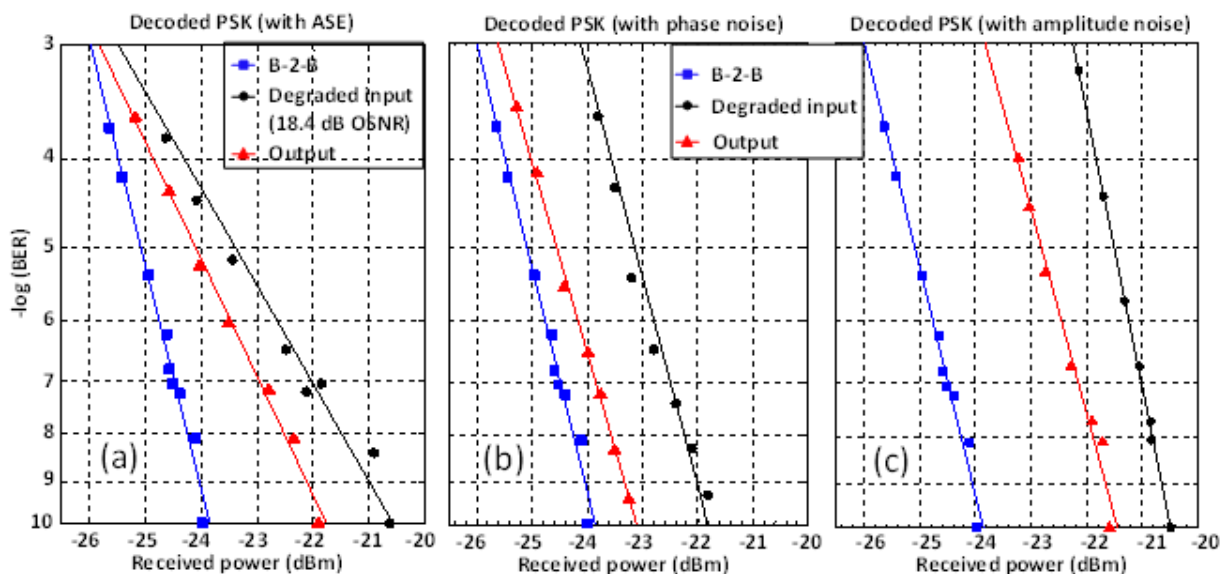
Σχήμα 6.3 : Πειραματικά διαγράμματα ματιού του αρχικού B-2-B (αριστερά), του υποβαθμισμένου (μέση) και του αναγεννημένου (δεξιά) OOK σήματος για υποβάθμιση από θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής στα 22Gbps.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 6.2 για την περίπτωση OOK σήματος υποβαθμισμένο από ASE θόρυβο, με 18.3dB οπτικό σηματοθρομβικό λόγο (OSNR), βελτιώνεται η ισχύς που απαιτείται στην έξοδο του αναγεννητή για επίτευξη  $BER=10^{-9}$  κατά 1.5dB σε σχέση με την ισχύ του αρχικού, υποβαθμισμένου σήματος. Επιπλέον, καθ' όλο το διάστημα τιμών BER του Σχήματος 6.2 η ισχύς του αναγεννημένου σήματος που απαιτείται για την επίτευξη οποιουδήποτε BER είναι τουλάχιστον κατά 1dB μικρότερη από την ισχύ του αντίστοιχο υποβαθμισμένου σήματος στην είσοδο της διάταξης. Είναι επομένως εμφανές ότι η διάταξη είναι ικανή για αναγέννηση οπτικών OOK σημάτων, συμπέρασμα στο οποίο καταλήγει κανείς και αν παρατηρήσει τα διαγράμματα ματιού του Σχήματος 6.3. Συγκεκριμένα, μελετώντας την διακύμανση της στάθμης τόσο των άσσων όσο και των μηδενικών στην έξοδο του αναγεννητή, είναι ξεκάθαρο ότι η διακύμανση αυτή περιορίζεται

σημαντικά σε σχέση με την αντίστοιχη διακύμανση του υποβαθμισμένου σήματος στην είσοδο της διάταξης, επιβεβαιώνοντας έτσι τις ικανότητες του αναγεννητή.

### 6.3 Πειραματικά αποτελέσματα αναγέννησης του σήματος PSK στα 22Gbps

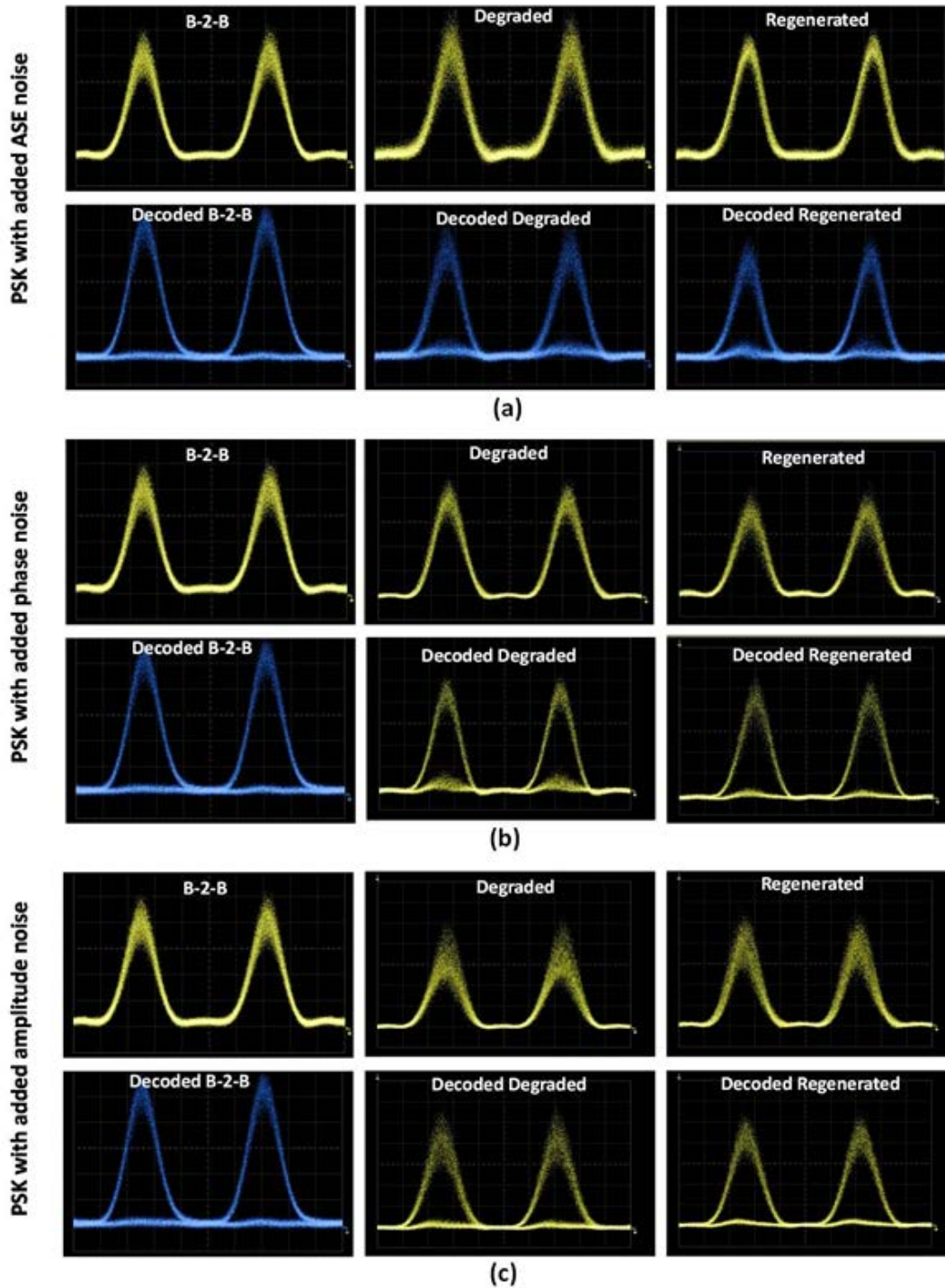
Στη συνέχεια, η πειραματική διάταξη του Σχήματος 6.1 χρησιμοποιήθηκε για την αναγέννηση σήματος PSK 22Gbps, και για τους τρεις τύπους υποβάθμισης σήματος που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Τα σήματα ελέγχου και δεδομένων εισήρθαν στην αναγεννητική διάταξη μέσω των θυρών 3 και 9 (βλέπε Κεφάλαιο 4) με μέση ισχύ 8.6mW και 0.29mW, αντίστοιχα. Το αναγεννημένο PSK σήμα λήφθηκε από τη θύρα 20 της διάταξης και στη συνέχεια εισήλθε και πάλι στην διάταξη μέσω της θύρας 27 ώστε να αποκωδικοποιηθεί από το δεύτερο DI των 22GHz (βλέπε Σχήμα 4.10). Τέλος τα συμπληρωματικά αποκωδικοποιημένα σήματα λήφθηκαν από τις θύρες 13 και 14 και προωθήθηκαν στη μονάδα αξιολόγησης. Οι καμπύλες BER που προκύπτουν και για τους τρεις τύπους υποβάθμισης φαίνονται στο Σχήμα 6.4 ενώ τα διαγράμματα ματιού στο Σχήμα 6.5.



**Σχήμα 6.4 :** Καμπύλες BER για PSK σήμα 22Gbps υποβαθμισμένο από: (α) θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής, (β) Phase Noise και (γ) Amplitude Noise.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 6.4, η βελτίωση στην απαιτούμενη ισχύ σήματος για επίτευξη  $\text{BER}=10^{-9}$  για την περίπτωση του PSK είναι περίπου 1.5dB για υποβάθμιση τύπου Phase Noise, περίπου 1.1dB για υποβάθμιση τύπου Amplitude Noise και 1.2dB για υποβάθμιση τύπου OSNR Degradation (για υποβαθμισμένο σήμα οπτικού σηματοθορυβικού λόγου 18.4dB). Τα ευρήματα αυτά επιβεβαιώνουν το συμπέρασμα ότι ο αναγεννητής αποδίδει καλύτερα για υποβάθμιση Phase Noise, λιγότερο καλά για υποβάθμιση OSNR Degradation και ακόμη χειρότερα για

υποβάθμιση Amplitude Noise. Και στις τρεις περιπτώσεις πάντως αποδίδει αρκετά καλά προσφέροντας σημαντική αναγέννηση στο υποβαθμισμένο σήμα.



**Σχήμα 6.5 :** Πειραματικά διαγράμματα ματιού του αρχικού B-2-B (αριστερή στήλη), του υποβαθμισμένου (μεσαία στήλη) και του αναγεννημένου (δεξιά στήλη) PSK σήματος στα 22Gbps για υποβάθμιση από: (α) θόρυβο αυθόρμητης εκπομπής, (β) Phase Noise και (γ) Amplitude Noise.

Παρατηρώντας τα διαγράμματα ματιού τόσο των PSK όσο και των αποκωδικοποιημένων σημάτων στα διάφορα στάδια της διάταξης βλέπουμε ότι για την περίπτωση υποβάθμισης Phase Noise, η διάταξη καταπιέζει ικανοποιητικά αυτό τον τύπο θορύβου και προσφέρει υψηλό Extinction Ratio (XR) στα αποκωδικοποιημένα σήματα, με μοναδικό μειονέκτημα την ελαφρώς μεγαλύτερη διακύμανση στη στάθμη των άσσων λόγω της ημιτελούς μετατροπής της διακύμανσης φάσης σε διακύμανση πλάτους από τα DIs εισόδου. Στην περίπτωση υποβάθμισης Amplitude Noise, ο αναγεννητής μειώνει αρκετά την διακύμανση στο ύψος των PSK παλμών καθώς και τη διακύμανση των άσσων του αποκωδικοποιημένου σήματος, βελτιώνοντας έτσι την ποιότητα τους. Τέλος, στην περίπτωση υποβάθμισης λόγω θορύβου ASE, ο αναγεννητής συμπεριφέρεται παρόμοια με την προηγούμενη περίπτωση επιτυγχάνοντας αναγέννηση σήματος κυρίως μέσω μείωσης της διακύμανσης της στάθμης των άσσων.

#### **6.4 Συμπεράσματα**

Οι πειραματικές μετρήσεις που παρουσιάστηκαν παραπάνω επιβεβαιώνουν τις αναγεννητικές δυνατότητες της διάταξης τόσο στην περίπτωση του σχήματος OOK όσο και στην περίπτωση του σχήματος DPSK. Η διάταξη αναγεννά επιτυχώς το υποβαθμισμένο κάθε φορά σήμα, προσφέροντας βελτίωση στην απαιτούμενη ισχύ για την επίτευξη συγκεκριμένου BER από 1 έως 1.5dB, ενώ στην περίπτωση των DQPSK σημάτων πραγματοποιεί επιτυχώς μετατροπή μήκους κύματος προκαλώντας μόνο μικρή υποβάθμιση. Τα αποτελέσματα αυτά συνάδουν με την προσομοιωτική μελέτη του προηγούμενου κεφαλαίου, αν και μια άμεση ποσοτική σύγκριση (για παράδειγμα μεταξύ των προσομοιωτικών και πειραματικών διαγραμμάτων ματιού) είναι αδύνατη λόγω του γεγονότος ότι οι αντίστοιχες μετρήσεις κάθε φορά έχουν ληφθεί για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας. Μια ποιοτική σύγκριση όμως είναι εφικτή και αποδεικνύει ότι η διάταξη έχει σημαντικές αναγεννητικές δυνατότητες υποστηρίζοντας πολλά σχήματα διαμόρφωσης και λόγω του μικρού χρόνου απόκρισης των SOAs προσφέρει βελτιωμένη ποιότητα σήματος ακόμη και σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης.



## Βιβλιογραφία

[1] M. Bougioukos, Ch. Kouloumentas, M. Spyropoulou, G. Giannoulis, D. Kalavrouziotis, A. Maziotis, P. Bakopoulos, R. Harmon, D. Rogers, J. Harrison, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, *Multi-format all-optical processing based on a large-scale, hybridly integrated photonic circuit*, 2011 Optical Society of America.



# Κεφάλαιο 7

## Σύνοψη αποτελεσμάτων και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας μελετήθηκαν θεωρητικά και προσομοιώθηκαν με τη βοήθεια κατάλληλου λογισμικού διατάξεις για αμιγώς οπτική 2R αναγέννηση σημάτων πολλαπλών σχημάτων διαμόρφωσης (OOK, DPSK, DQPSK) και ρυθμών μετάδοσης (22Gbaud, 44Gbaud) οι οποίες βασίζονται στη χρήση συμβολομετρικής διάταξης Mach-Zehnder (MZI) με ενεργό στοιχείο Οπτικούς Ενισχυτές Ημιαγωγού (SOA). Το πρότυπο των διατάξεων προσομοίωσης ήταν το οπτικό chip αναγεννητή που κατασκεύασε η εταιρία CIP για λογαριασμό του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών. Στόχος της εργασίας ήταν να προσδιοριστούν οι βέλτιστες τιμές παραμέτρων λειτουργίας των διατάξεων, δηλαδή οι τιμές που εξασφαλίζουν τη μεγαλύτερη βελτίωση ως προς τον παράγοντα ποιότητας (Quality factor) και τον λόγο σβέσης (Extinction Ratio) του σήματος εξόδου της διάταξης στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι OOK, και στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι DPSK ή DQPSK οι τιμές για τις οποίες το σήμα εξόδου παρουσιάζει μικρότερο amplitude jitter και phase jitter και άρα, μετά την αποκωδικοποίησή του, καλύτερο Quality factor και Extinction Ratio. Επίσης προσδιορίστηκαν χαρακτηριστικά λειτουργίας των διατάξεων όπως το εύρος τιμών του Q factor σήματος εισόδου για τις οποίες παρατηρείται αναγέννηση και η τιμή του Q factor σήματος εισόδου για την οποία η αναγέννηση είναι εντονότερη. Τέλος εξετάστηκε θεωρητικά και προσομοιωτικά το ενδεχόμενο βελτίωσης της διάταξης αναγεννητή DQPSK μέσω της χρήσης σύμφωνου σχήματος (ενός 90° optical hybrid) για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου του SOA-MZI.

Παρακάτω γίνεται μια συνοπτική και συγκεντρωτική παρουσίαση των αποτελεσμάτων που αναπτύχθηκαν αναλυτικότερα στο κύριο μέρος της εργασίας, και αμέσως μετά προτείνονται για μελλοντική διερεύνηση κάποια θέματα που ανέκυψαν κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας.

### 7.1 Σύνοψη και αποτίμηση αποτελεσμάτων

Το πρώτο και ίσως βασικότερο βήμα στη διαδικασία προσομοιώσεων ήταν η εύρεση των κατάλληλων φυσικών παραμέτρων για το αριθμητικό μοντέλο του SOA

του λογισμικού προσομοιώσεων που χρησιμοποιήθηκε (Optiwave™ Optisystem™), ώστε η συμπεριφορά του μοντέλου να ανταποκρίνεται κατά το δυνατόν περισσότερο στην πραγματική συμπεριφορά των ολοκληρωμένων SOAs που βρίσκονται πάνω στο chip της CIP. Ως κριτήρια για την επίτευξη του στόχου αυτού τέθηκαν πρώτον η καμπύλη κέρδους του SOA και δεύτερον η χρονική απόκριση του κέρδους του.

Η καμπύλη κέρδους είναι το διάγραμμα κέρδους ενός SOA για δεδομένο ρεύμα έγχυσης φορέων συναρτήσει της εισερχόμενης οπτικής ισχύος. Για το συγκεκριμένο σύνολο των τιμών φυσικών παραμέτρων που επιλέχθηκαν, και βέβαια για ίδιες τιμές παραμέτρων διάταξης (πχ. μήκος κύματος, ρεύμα έγχυσης) για την προσομοιωτική και πειραματική διάταξη, επιτεύχθηκε σχεδόν απόλυτη ταύτιση μεταξύ της καμπύλης που εξήχθη μέσω προσομοίωσης και αυτής που προέκυψε από πειραματικές μετρήσεις του chip.

Η χρονική απόκριση κέρδους του SOA, που αποτελεί το δεύτερο κριτήριο ομοιότητας μεταξύ προσομοιωτικής και πραγματικής συμπεριφοράς του SOA, ορίζεται ως ο χρόνος που απαιτείται για την ανάκαμψη του κέρδους του SOA από το 10% του μέγιστου κέρδους του στο 90%, μετά τον κορεσμό που υφίσταται από έναν οπτικό παλμό. Αποτελεί πολύ σημαντικό μέγεθος επειδή στην ουσία καθορίζει τον μέγιστο ρυθμό λειτουργίας των διατάξεων που βασίζονται στην χρήση SOA. Η μέτρηση του χρόνου ανάκαμψης γίνεται με τη μέθοδο άντλησης-καταγραφής (pump-probe measurement), στην οποία ως σήμα άντλησης χρησιμοποιούνται οπτικοί παλμοί που προκαλούν εξάντληση των φορέων εντός του SOA και άρα κορεσμό του κέρδους του και ως σήμα καταγραφής χρησιμοποιείται οπτικό σήμα συνεχούς κύματος (CW). Μέσω της μεθόδου αυτής, για τους SOAs του πλινθίου της CIP ο χρόνος ανάκαμψης μετρήθηκε πειραματικά περίπου 13,4ps. Χρησιμοποιώντας πάλι ίδιες τιμές παραμέτρων διάταξης (όπως εύρος παλμών, μήκη κύματος, ισχύς παλμών και CW, ρεύμα έγχυσης κτλ) μέσω προσομοίωσης ο χρόνος ανάκαμψης για το αριθμητικό μοντέλο SOA προσδιορίστηκε περίπου 13ps, τιμή πολύ κοντά στην πειραματική.

Επομένως, το σύνολο των τιμών των φυσικών παραμέτρων που επιλέχθηκε για το αριθμητικό μοντέλο SOA εξασφαλίζει καταρχάς τις προϋποθέσεις για επιτυχή προσομοίωση της λειτουργίας των εξεταζόμενων αναγεννητικών διατάξεων.

Με βάση αυτό το αριθμητικό μοντέλο SOA πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις για όλες τις αναγεννητικές διατάξεις που περιλαμβάνονται στο chip της CIP, σε ρυθμούς μετάδοσης 22 και 44Gbps για τα σχήματα διαμόρφωσης OOK και DPSK και 22 και 44Gbaud για διαμόρφωση DQPSK (αν και στο εν λόγω chip υποστηρίζεται μόνο ο ρυθμός μετάδοσης 44Gbaud για σήματα εισόδου DQPSK). Σε καθεμία από αυτές τις αναγεννητικές διατάξεις υπάρχει ένα σύνολο λειτουργικών παραμέτρων από τις οποίες εξαρτάται η ικανότητα αναγέννησης της διάταξης. Οι παράμετροι αυτές είναι:

- η ισχύς του υποβαθμισμένου σήματος εισόδου (στην διάταξη OOK ταυτίζεται με το σήμα ελέγχου),  $P_C$
- η ισχύς των παλμών του ρολογιού (σήμα δεδομένων),  $P_D$
- η ισχύς του CW που χρησιμοποιείται για κορεσμό των SOAs,  $P_{CW}$
- το μήκος κύματος του CW,  $\lambda_{CW}$
- η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται για να συγχρονίσει τις δύο παλμοσειρές,  $\delta t$
- η διαφορά φάσης που εισάγεται σε έναν από τους βραχίονες του MZI ώστε να εξασφαλίσει τη σωστή συμβολή των δύο κυμάτων στο συζεύκτη εξόδου,  $\delta\phi$

Προκειμένου για κάθε διάταξη να προσδιοριστούν οι τιμές των παραμέτρων για τις οποίες παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση, πραγματοποιήθηκε σάρωση μέσω προσομοιώσεων για καθεμία από αυτές τις παραμέτρους. Τα μέτρα επίδοσης για τη βελτιστοποίηση των οποίων επιλέχθηκαν οι τιμές αυτών των παραμέτρων είναι ο παράγοντας ποιότητας (Quality factor) και ο λόγος σβέσης (Extinction Ratio) του σήματος εξόδου της διάταξης στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι OOK, και στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι DPSK ή DQPSK το amplitude jitter και phase variation του σήματος εξόδου και το Quality factor και Extinction Ratio του αποκωδικοποιημένου σήματος εξόδου. Οι τιμές των παραμέτρων που προσδιορίστηκαν μέσω αυτής της διαδικασίας για κάθε διάταξη καταγράφηκαν συγκεντρωτικά στον Πίνακα 5.12 του Παραρτήματος Α του Κεφ. 5.

Μετά την επιλογή των λειτουργικών παραμέτρων ακολούθησε αξιολόγηση της ικανότητας αναγέννησης των διατάξεων με βάση διαγράμματα ματιού, πολικά διαγράμματα και διαγράμματα Q factor εισόδου – εξόδου, για διάφορους τύπους και βαθμούς υποβάθμισης του σήματος εισόδου. Ειδικότερα, για διαμόρφωση OOK του σήματος εισόδου η υποβάθμιση συνίστατο στην ύπαρξη διακύμανσης στο πλάτος παλμών και στην υποβάθμιση του OSNR μέσω εισαγωγής ASE θορύβου. Εκτός αυτών, στην περίπτωση των DPSK και DQPSK σημάτων υπήρξε και διακύμανση στη φάση των παλμών. Μεταβάλλοντας το βαθμό της υποβάθμισης (π.χ. αυξάνοντας το εύρος διακύμανσης) προκύπτουν σήματα εισόδου με διαφορετικές τιμές Q factor και για καθεμία από αυτές καταγράφηκε το Q factor εξόδου της διάταξης (ή αποκωδικοποιημένου εξόδου στα DPSK και DQPSK σήματα), καθιστώντας έτσι δυνατή τη χάραξη διαγραμμάτων βελτίωσης του Q factor συναρτήσει του Q factor εισόδου.

Στην περίπτωση των OOK σημάτων εισόδου παρατηρήθηκε ότι το Q-factor του οπτικού σήματος στην έξοδο βελτιώνεται κατά τουλάχιστον 5dB σε σχέση με το Q factor του υποβαθμισμένου σήματος για ένα μεγάλο εύρος τιμών εισόδου και για τους δύο ρυθμούς μετάδοσης (22 και 44Gbps) και για τους δύο τύπους υποβάθμισης (amplitude fluctuation, OSNR degradation). Ενδεικτικά, η βελτίωση είναι σημαντική και υπερβαίνει τα 3dB σε όλο το διάστημα τιμών Q factor εισόδου από 12dB έως 24dB για όλες τις περιπτώσεις ρυθμών μετάδοσης και τύπων υποβάθμισης. Όπως

ήταν αναμενόμενο και παρατηρήθηκε και στις προσομοιώσεις των υπόλοιπων σχημάτων διαμόρφωσης, για μεγάλο βαθμό υποβάθμισης του σήματος, δηλαδή για πολύ μικρά  $Q$  εισόδου (κάτω των 10dB), η απόδοση του αναγεννητή μειώνεται και η βελτίωση μηδενίζεται, καθώς τότε το συμβολόμετρο παύει να λειτουργεί στην επίπεδη περιοχή της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του και επομένως δεν μπορεί πλέον να βελτιώσει το σήμα. Η ίδια μειωμένη απόδοση παρατηρείται και για πολύ ψηλά  $Q$  εισόδου (άνω των 25dB), όπου το σήμα είναι εξαρχής τόσο καλής ποιότητας που δεν έχει περιθώρια να βελτιωθεί περαιτέρω από τη διέλευση μέσα από την αναγεννητική διάταξη, αντίθετα λόγω του ASE θορύβου των SOAs μπορεί και να υποβαθμιστεί ελαφρώς. Στο ενδιάμεσο αυτών των τιμών, δηλαδή για  $Q$  εισόδου μεταξύ 15 και 20 dB, η διάταξη προσφέρει καλή αναγέννηση, φτάνοντας στο μέγιστο των δυνατοτήτων της για τιμές  $Q$  εισόδου γύρω από τα 17dB για διαμόρφωση OOK. Επιπλέον, όπως επίσης ήταν αναμενόμενο και όπως ισχύει για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης, η απόδοση του αναγεννητή σε ρυθμό μετάδοσης 44Gbps βρέθηκε μειωμένη σε σχέση με την αντίστοιχη για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps (3-4dB μικρότερη βελτίωση  $Q$  factor για OOK), κάτι που οφείλεται στον πεπερασμένο χρόνο ανάκαμψης κέρδους του SOA. Επιπρόσθετα, για ίδιο  $Q$  factor εισόδου η αναγέννηση OOK σημάτων παρουσίασε μικρότερη βελτίωση (2-3dB) στη περίπτωση του OSNR degradation μέσω εισαγωγής ASE θορύβου από ότι στην περίπτωση της διακύμανσης πλάτους, κυρίως λόγω του μεγαλύτερου jitter στην στάθμη των άσσω καθώς και του σημαντικού timing jitter που η εισαγωγή ASE θορύβου επέφερε.

Για το σχήμα διαμόρφωσης OOK προχωρήσαμε τέλος και σε μία προσομοιωτική σύγκριση μεταξύ της αναγεννητικής διάταξης με παλμούς ρολογιού ως σήμα δεδομένων, που είναι αυτή στην οποία αναφέρεται η παρούσα εργασία, και της διάταξης που χρησιμοποιεί CW για το σήμα δεδομένων καθώς και τεχνική push-pull (η τεχνική push-pull δεν είναι υλοποιημένη on-chip στο πλινθίο της CIP). Επιβεβαιώθηκε ότι η διάταξη που χρησιμοποιεί ρολόι ως σήμα δεδομένων παρουσιάζει καλύτερη αναγεννητική ικανότητα από αυτήν με το CW ως σήμα δεδομένων, καθώς ακόμα και όταν η τελευταία χρησιμοποιεί τεχνική push-pull οι παλμοί εξόδου εμφανίζουν έντονο time jitter και μεγαλύτερη διακύμανση στη στάθμη των άσσω.

Όσον αφορά το σχήμα διαμόρφωσης DPSK, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις για τρία ήδη υποβάθμισης του σήματος εισόδου: διακύμανση πλάτους, διακύμανση φάσης και OSNR degradation μέσω εισαγωγής ASE θορύβου. Εκτός από το  $Q$  factor και XR των αποκωδικοποιημένων σημάτων εξόδου αξιολογήθηκαν και το amplitude jitter και phase variation των σημάτων εξόδου. Από τη μελέτη των τιμών αυτών καθώς και από τα πολικά διαγράμματα εξόδου, τα διαγράμματα ματιού και τα διαγράμματα  $Q$  factor εισόδου – εξόδου συμπεραίνουμε ότι η αναγεννητική διάταξη είναι σε θέση να αναγεννήσει το υποβαθμισμένο σήμα εισόδου σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό για όλους τους τύπους υποβάθμισης και για ένα μεγάλο εύρος  $Q$  factor εισόδου. Για ρυθμό μετάδοσης 22Gbps και στις τρεις περιπτώσεις υποβάθμισης η βελτίωση του  $Q$  factor υπερέβη τα 3dB για τιμές  $Q$  εισόδου από

περίπου 14dB μέχρι 30dB, παρουσιάζοντας μέγιστο γύρω στα 22dB, ενώ για 44Gbps το αντίστοιχο διάστημα ήταν 13dB-20dB και το μέγιστο γύρω στα 16dB. Η μεγαλύτερη βελτίωση παρατηρήθηκε για υποβάθμιση τύπου διακύμανσης φάσης. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι για τα 22Gbps στην δυσμενέστερη περίπτωση διακύμανσης φάσης, όταν το σήμα εισόδου είχε διασπορά φάσης  $26.1^\circ$ , η διασπορά φάσης στο σήμα εξόδου έγινε  $3.23^\circ$ , ενώ οι αντίστοιχες τιμές στα 44Gbps ήταν  $29.76^\circ$  και  $4.99^\circ$ . Οι μικρότερες τιμές βελτίωσης του Q factor παρατηρήθηκαν στην περίπτωση του amplitude fluctuation (1-2dB κάτω από τις αντίστοιχες τιμές για phase fluctuation), στην οποία το decoded σήμα εισόδου εμφάνιζε ελάχιστο jitter στα μηδενικά αλλά μεγάλο jitter στη στάθμη των άσσων, ενώ στην περίπτωση του phase fluctuation υπήρχε ένα σχετικά μικρό jitter τόσο στα μηδενικά όσο και στους άσσους. Για την περίπτωση του OSNR degradation η επίδοση της διάταξης ήταν στο ενδιάμεσο των άλλων δύο περιπτώσεων (κάτι αρκετά εύλογο, καθώς ο ASE θόρυβος επηρεάζει τόσο το πλάτος όσο και την φάση του σήματος).

Από τα αποτελέσματα προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν για σήματα διαμορφωμένα κατά DQPSK διαπιστώθηκε ότι η διάταξη πραγματοποιεί μεν κανονικά τη μετατροπή μήκους κύματος, όμως δεν παρατηρείται αναγέννηση. Αντίθετα το σήμα υφίσταται πάντα μία μικρή υποβάθμιση (μείωση του Q factor αποκωδικοποιημένου σήματος κατά 1dB έως 4dB). Στην περίπτωση που η διακύμανση πλάτους του σήματος εισόδου ήταν αμελητέα και η διακύμανση φάσης αρκετά μεγάλη η επίδοση ήταν λίγο καλύτερη, καθώς η διάταξη διατηρούσε ως ένα βαθμό την ικανότητα να περιορίζει τη διασπορά φάσης.

Λόγω των παραπάνω αποτελεσμάτων για τα DQPSK σήματα, διερευνήθηκε μια εναλλακτική διάταξη για την αναγέννηση DQPSK παλμών. Αυτή η διάταξη βασίζεται στη χρήση ενός σύμφωνου (coherent) οπτικού σχήματος, αντί για τα δύο παράλληλα DIs, για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου της διάταξης SOA-MZI. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται ένα  $90^\circ$  optical hybrid 6 θυρών ( $2 \times 4$   $90^\circ$  optical hybrid) υλοποιημένο με τέσσερις couplers και έναν phase shifter  $90^\circ$ . Μέσω της θεωρητικής ανάλυσης που έγινε αποδείχθηκε ότι εφόσον το σήμα αναφοράς που εισέρχεται στο hybrid είναι κατάλληλα ρυθμισμένο (δηλ. εφόσον το πλάτος των παλμών του είναι σταθερό (από σύμβολο σε σύμβολο) και ίσο με τη μέση τιμή του πλάτους παλμών του σήματος εισόδου, ενώ αντίστοιχα η φάση του είναι σταθερή έτσι ώστε η διαφορά φάσης του με το φέρον του σήματος εισόδου να είναι  $\Delta\theta = \pi/4$ ), οι παλμοί στην έξοδο του  $90^\circ$  optical hybrid παρουσιάζουν μικρότερη διακύμανση πλάτους σε σχέση με τα DIs, δηλαδή η ακολουθία παλμών που χρησιμοποιείται ως ακολουθία ελέγχου των SOA-MZI έχει καλύτερο Q factor και άρα η συγκεκριμένη διάταξη εμφανίζει καλύτερη ικανότητα αναγέννησης από τη διάταξη με τα DIs. Σε προσομοιώσεις που ακολούθησαν επιβεβαιώθηκε ότι τα σήματα ελέγχου που παράχθηκαν μέσω του hybrid είχαν περίπου 2.5 έως 4.5dB υψηλότερο Q factor από αυτά που παράχθηκαν μέσω DI για το ίδιο σήμα εισόδου. Επίσης, το τελικό DPQSK σήμα εξόδου στη διάταξη με το hybrid είχε σε όλες τις περιπτώσεις μικρότερο amplitude jitter και phase jitter από ότι το σήμα εξόδου της διάταξης με DIs. Μετά

την αποκωδικοποίηση του σήματος εξόδου (που έγινε και για τις δύο διατάξεις μέσω DI) το Q factor εξόδου στην περίπτωση του hybrid βρέθηκε μέχρι και περ. 2dB ψηλότερο. Γενικά, όπως δείχθηκε θεωρητικά, όσο μεγαλύτερη διακύμανση πλάτους και φάσης έχει το σήμα εισόδου τόσο εντονότερη γίνεται η διαφορά μεταξύ των δύο διατάξεων. Βέβαια, το τίμημα για την καλύτερη απόδοση του 90° optical hybrid είναι η απαίτηση για σωστά ρυθμισμένο σήμα αναφοράς. Όπως παρατηρήθηκε και στις προσομοιώσεις, αν το σήμα αναφοράς δεν ήταν κατάλληλα ρυθμισμένο, τότε η διάταξη με το hybrid παρουσίαζε παρόμοια ή και χειρότερη επίδοση σε σχέση με τη διάταξη που βασιζόταν στα DIs.

Τέλος, παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα από την πειραματική αξιολόγηση του chip της CIP που πραγματοποιήθηκε από το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Αν και μια άμεση ποσοτική σύγκριση μεταξύ πειραματικών και προσομοιωτικών αποτελεσμάτων είναι αδύνατη λόγω των διαφορετικών συνθηκών λειτουργίας (π.χ. όπως περιγράφηκε, οι παράμετροι λειτουργίας της προσομοιωτικής διάταξης καθορίστηκαν μέσω σάρωσης και είχαν διαφορετικές τιμές από αυτές της πειραματικής διάταξης), εν τούτοις τα πειραματικά αποτελέσματα καταδεικνύουν, όπως και οι προσομοιώσεις, ότι ο ολοκληρωμένος αναγεννητής διαθέτει ικανοποιητική ικανότητα αναγέννησης OOK και DPSK σημάτων, και μάλιστα στην περίπτωση των DPSK σημάτων, αποδίδει καλύτερα για υποβάθμιση Phase Noise, λιγότερο καλά για υποβάθμιση OSNR Degradation και ακόμη χειρότερα για υποβάθμιση Amplitude Noise.

## 7.2 Προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

Μέσα από τη διαδικασία εκπόνησης της συγκεκριμένης εργασίας ανέκυψαν κάποια θέματα, των οποίων η διερεύνηση στα πλαίσια κάποιας μελλοντικής εργασίας κατά τη γνώμη μας θα είχε ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Σε γενικές γραμμές τα θέματα αυτά παρουσιάζονται παρακάτω.

- *Συνδυασμός τεχνικής push-pull με σήμα δεδομένων ρολόι*

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3 (Εν. 3.4), στην περίπτωση που ως σήμα δεδομένων της διάταξης SOA-MZI χρησιμοποιείται ένα CW, η χρήση της τεχνικής push-pull είναι επιβεβλημένη για την καταπίεση των ουρών των παλμών εξόδου της διάταξης και την αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής. Στην περίπτωση που ως σήμα δεδομένων χρησιμοποιούνται παλμοί ρολογιού, τότε η χρήση της τεχνικής push-pull σίγουρα θα έχει λιγότερο ευεργετική επίδραση στην μορφή των παλμών εξόδου από ότι στην περίπτωση του CW, όμως ενδέχεται να υπάρξουν κάποια οφέλη από τη χρήση της, ιδιαίτερα αν δεν υπάρχει δυνατότητα για παραγωγή πολύ στενών οπτικών παλμών για χρήση ως σήμα δεδομένων, ή είναι δύσκολη η επίτευξη ακριβούς συγχρονισμού μεταξύ ρολογιού και παλμών ελέγχου του SOA-MZI (π.χ. λόγω κάποιου timing jitter



στους παλμούς εισόδου ή στο ρολόι). Επομένως θα είχε νόημα η διερεύνηση μιας τέτοιας διάταξης είτε πειραματικά είτε και προσομοιωτικά με την επιλογή κατάλληλων σημάτων εισόδου και ρολογιού, και η σύγκρισή της με τη διάταξη που χρησιμοποιεί ρολόι ως σήμα δεδομένων αλλά χωρίς την τεχνική push-pull.

- *Ενδεδειγμένη προσομοιωτική/πειραματική αξιολόγηση της διάταξης αναγεννητή με 90° optical hybrid*

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας παρουσιάστηκε η αρχή λειτουργίας και έγινε μια θεωρητική ανάλυση της διάταξης αναγέννησης που χρησιμοποιεί 90° optical hybrid για την παραγωγή των OOK ακολουθιών ελέγχου από το DQPSK σήμα εισόδου. Επίσης πραγματοποιήθηκε μια σειρά από ενδεικτικές προσομοιώσεις για να συγκριθεί η αναγεννητική της ικανότητα με την αντίστοιχη διάταξη αναγέννησης που χρησιμοποιεί DIs. Προκειμένου όμως να υπάρξει πλήρης αξιολόγηση της συμπεριφοράς της διάταξης θα πρέπει να ακολουθηθεί μια ολοκληρωμένη διαδικασία προσομοιώσεων, όπως έγινε για τη διάταξη αναγέννησης του πλινθίου της CIP για σήματα διαμορφωμένα κατά OOK και DPSK, δηλ. να εξαχθούν τα αντίστοιχα διαγράμματα Q factor εισόδου – εξόδου κλπ. Προφανώς θα ήταν σημαντική και η πειραματική επαλήθευση αυτών των αποτελεσμάτων.

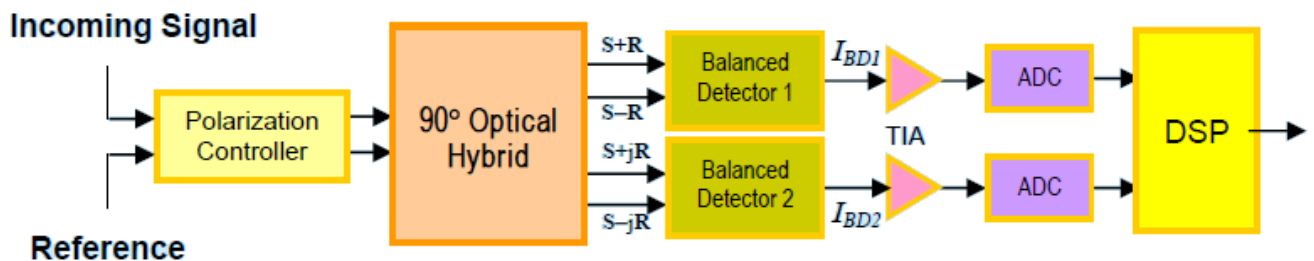
- *Θεωρητική/προσομοιωτική διερεύνηση της διάταξης αναγεννητή με 90° optical hybrid και  $\Delta\theta = 0$*

Όπως αναφέρθηκε στην υποενότητα 5.4.2.1 του Κεφ. 5, η χρήση του 90° optical hybrid με μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εισόδου και σήματος αναφοράς, λαμβάνοντας για παράδειγμα σήμα εισόδου με αστερισμό φάσεων σε διάταξη “+” και  $\Delta\theta = 0$ , προβάλλει καταρχάς ως ελκυστική ιδέα, λόγω του πολύ καλύτερου Extinction Ratio που παρουσιάζουν οι παλμοί στις εξόδους του hybrid. Όπως αναλυτικά έχει περιγραφεί στο Κεφ. 5, το hybrid έχει δύο ζεύγη συμπληρωματικών “καναλιών” εξόδου και με αυτή τη διαφορά φάσης ( $\Delta\theta = 0$ ), για κάθε (μη ιδανικό) παλμό εισόδου στο ένα ζεύγος θα εμφανιστεί σχεδόν τέλειο ‘1’ σε ένα από τα “κανάλια” εξόδου και σχεδόν τέλειο ‘0’ στο συμπληρωματικό του “κάνάλι”, ενώ οι παλμοί στο άλλο ζεύγος καναλιών θα έχουν περίπου το μισό ύψος των ‘1’ και στα δύο “κανάλια”. Ωστόσο, επειδή οι παλμοί αυτοί δεν έχουν ακριβώς το ίδιο ύψος, δεν προκαλείται ακριβώς ίδια στροφή φάσης από τους SOA στους δύο βραχίονες του MZI και έτσι στην έξοδό του, ενώ κανονικά θα έπρεπε να υπάρχει μηδενική ισχύς, τελικά εμφανίζεται παλμός ο οποίος μέσω του συζεύκτη συμβάλλει με το DBPSK σήμα του άλλου SOA-MZI και έτσι αλλοιώνει το τελικό DQPSK σήμα. Σε προσομοιώσεις που πραγματοποιήσαμε χρησιμοποιώντας αυτό το

σχήμα λειτουργίας του  $90^\circ$  optical hybrid διαπιστώσαμε ότι το DQPSK σήμα εξόδου είχε πράγματι χειρότερα χαρακτηριστικά από ότι με λειτουργία του hybrid με διαφορά φάσης μεταξύ σήματος εισόδου και σήματος αναφοράς  $\pi/4$ . Επομένως θα ήταν χρήσιμη μια αναλυτική θεωρητική μελέτη που περιγράφει σε αυτήν την περίπτωση ακριβώς το μηχανισμό υποβάθμισης του τελικού σήματος μέχρι και την τελική συμβολή μεταξύ των δύο ορθογώνιων BPSK συνιστωσών, σημείο στο οποίο εκδηλώνεται και το πρόβλημα. Θα μπορούσε έτσι να διερευνηθεί, παράλληλα και με τη χρήση προσομοιώσεων, αν είναι δυνατόν να ξεπεραστούν οι περιορισμοί αυτού του σχήματος.

- Χρήση σύμφωνης ανίχνευσης (coherent detection) στον δέκτη

Για την αποκωδικοποίηση των DPSK και DQPSK σημάτων εξόδου σε όλες τις διατάξεις που περιγράφηκαν στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιήθηκε σχήμα απευθείας ανίχνευσης (direct detection) μέσω DIs, ακόμα και στην περίπτωση που είχε χρησιμοποιηθεί  $90^\circ$  optical hybrid για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου των SOA-MZI. Έτσι, παρόλο που το DQPSK σήμα εξόδου είχε καλύτερα χαρακτηριστικά σε σχέση με τη διάταξη αναγεννητή με DIs, λόγω της χρήσης DI για την αποκωδικοποίηση της εξόδου το Q factor που λήφθηκε τελικά ήταν κατά πάσα πιθανότητα χειρότερο από αυτό που θα λαμβανόταν αν χρησιμοποιείτο  $90^\circ$  optical hybrid και στην έξοδο και έτσι η καλύτερη αυτή επίδοση του αναγεννητή με hybrid δεν αξιοποιήθηκε σε μεγάλο βαθμό. Αλλά και γενικότερα, όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 1 και φυσικά όπως είναι κοινά αποδεκτό στη βιβλιογραφία, παρά την αυξημένη τους πολυπλοκότητα, οι δέκτες που βασίζονται σε coherent detection παρουσιάζουν μια σειρά από πλεονεκτήματα έναντι των σχημάτων direct detection, όπως αρκετά μεγαλύτερη ευαισθησία. Επομένως θα παρουσίαζε ενδιαφέρον να διερευνηθούν οι δυνατότητες του αναγεννητή με χρήση σύμφωνου σχήματος ανίχνευσης στον δέκτη. Ένας δέκτης σύμφωνης ανίχνευσης φαίνεται στο Σχήμα 7.1.



**Σχήμα 7.1 :** Δέκτης που βασίζεται σε σχήμα σύμφωνης ανίχνευσης (coherent detection)

## Βιβλιογραφία

- [1] M. Bougioukos, Ch. Kouloumentas, M. Spyropoulou, G. Giannoulis, D. Kalavrouziotis, A. Maziotis, P. Bakopoulos, R. Harmon, D. Rogers, J. Harrison, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, *Multi-format all-optical processing based on a large-scale, hybridly integrated photonic circuit*, 2011 Optical Society of America.
- [2] Matthias Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009.
- [3] Michael Bass, Virendra N. Mahajan, *Handbook of Optics, Third Edition*, Sponsored by the Optical Society Of America, McGraw Hill 2010.
- [4] Kimchau N. Nguyen, Tomofumi Kise, John M. Garcia, Henrik N. Poulsen, and Daniel J. Blumenthal, *All-Optical 2R Regeneration of BPSK and QPSK Data using a 90° Optical Hybrid and Integrated SOA-MZI Wavelength Converter Pairs*, OCIS codes: (060.1660) Coherent communications, (130.7405) Wavelength conversion devices, OSA/OFC/NFOEC 2011.