



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

# Μελέτη 2R οπτικών αναγεννητών με χρήση του προσομοιωτικού προγράμματος VPI

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παναγιώτης Μ. Ευσταθίου

Νικόλαος Δ. Προφύρης

Επιβλέπων: Ηρακλής Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Νοέμβριος 2009

.....

Παναγιώτης Μ. Ευσταθίου

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

.....

Νικόλαος Δ. Προφύρης

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

Copyright © Παναγιώτης Μ. Ευσταθίου, Νικόλαος Δ. Προφύρης, 2009

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

## Μελέτη 2R οπτικών αναγεννητών με χρήση του προσομοιωτικού προγράμματος VPI

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παναγιώτης Μ. Ευσταθίου

Νικόλαος Δ. Προφύρης

**Επιβλέπων:** Αβραμόπουλος Ηρακλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την .... Νοεμβρίου 2009

.....

Ηρακλής Αβραμόπουλος  
καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Κωνσταντίνος Δέρβος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2009

## Ευχαριστίες

Η διπλωματική εργασία αυτή συντάχθηκε το ακαδημαϊκό έτος 2009-2010 στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών.

Μέσα από τις γραμμές αυτές θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά τον Καθηγητή του Ε.Μ.Π. κο Ηρακλή Αβραμόπουλο, εισηγητή του θέματος της εργασίας μας, για την ευκαιρία που μας έδωσε να ασχοληθούμε με ένα σύγχρονο θέμα των οπτικών τηλεπικοινωνιών καθώς και για την εποικοδομητική συνεργασία μας.

Παράλληλα θέλουμε να ευχαριστήσουμε και να εκφράσουμε την ευγνωμοσύνη μας στους υποψήφιους Διδάκτορες Δημήτρη Αποστολόπουλο και Χρήστο Κουλουμέντα όχι μόνο για τις καθοριστικής σημασίας γνώσεις τους και τις συμβουλές τους για το αντικείμενο που πραγματεύεται η διπλωματική μας εργασία αλλά και για την υπομονή και επιμονή που έδειξαν απέναντι μας. Επίσης οφείλουμε να ευχαριστήσουμε και τον Διδάκτωρα κο Κωνσταντίνο Βυρσοκινό για την πολύτιμη βοήθεια που μας προσέφερε για την περάτωση της παρούσας διπλωματικής, καθώς και όλα τα μέλη του Ε.Φ.Ε για την άριστη συνεργασία τους.

Με μεγάλη εκτίμηση,

Παναγιώτης Μ. Ευσταθίου και

Νικόλαος Δ. Προφύρης

# Περιεχόμενα

Περίληψη.....	7
<b>Abstract</b> .....	<b>8</b>
<b>1. Εισαγωγή :οι τηλεπικοινωνίες στον 21<sup>ο</sup> αιώνα.....</b>	<b>9</b>
1.1 Σύγχρονες απαιτήσεις ευρυζωνικότητας.....	9
1.1.1 Αυξηση τηλεπικοινωνιακής κίνησης.....	10
1.1.2 τεχνολογική απάντηση.....	11
1.2 Δίκτυα οπτικών ινών-η κατάσταση σήμερα.....	12
1.2.1 Κατηγορίες οπτικών δικτύων.....	12
1.2.2 Τεχνικές μεταγωγής και εφαρμογές.....	13
1.2.3 Πολυπλεξία σε ευρυζωνικά δίκτυα οπτικών ινών.....	14
1.2.4 Ανάπτυξη ευρυζωνικών δικτύων πρόσβασης.....	16
1.2.5 Ο αμιγώς οπτικός κόμβος για δίκτυα μεταγωγής πακέτων.....	18
1.3 Αναγέννηση σήματος.....	20
1.3.1 Οπτικός συμβολομετρικός διακόπτης.....	21
1.4 Σκοπός και δομή διπλωματικής.....	26
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup> :Περιγραφή SOA(Semiconductor optical amplifier)-MZI (Mach-Zehnder Interferometer).....</b>	<b>29</b>
2.1 Οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού – SOA (Semiconductor optical amplifier).....	29

2.1.1 Αρχή λειτουργίας και βασικά χαρακτηριστικά.....	29
2.1.2 Ενίσχυση οπτικού σήματος και κέρδος ενισχυτή.....	31
2.1.3 Κέρδος ασθενούς σήματος.....	32
2.1.4 Κορεσμός του SOA από βραχύ οπτικό παλμό.....	33
2.1.5 Χρονική σταθερά ανάκαμψης φορέων.....	35
2.1.6 Κορεσμένο κέρδος του SOA υπό την επίδραση CW σήματος.....	37
2.1.7 Δείκτης διάθλασης του SOA – Μη Γραμμική Στροφή Φάσης Σήματος.....	40
2.2 Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Interferometer – MZI).....	42
2.2.1 Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς Ισχύος του συμβολομέτρου Mach-Zehnder στην περιοχή ασθενούς σήματος του SOA.....	47
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup> : Προσδιορισμός των σημείων λειτουργίας των 2R αναγεννητών (MZI).....</b>	<b>52</b>
3.1 Εύρεση των σημείων λειτουργίας των αναγεννητικών διατάξεων.....	53
3.1.1 Μελέτη του Standard Scheme.....	54
3.1.2 Μελέτη του Bidirectional Push-Pull Scheme.....	61
3.1.3 Μελέτη του Differentially Biased Bidirectional Scheme.....	66
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> : Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων 2R αναγεννητή (MZI).....</b>	<b>71</b>
4.1 Μελέτη του Standard Scheme .....	71
4.1.1 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα με διάφορες τιμές $\rho$ .....	71
4.1.2 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα για διάφορες τιμές extinction ratio.....	100
4.2 Μελέτη του Bidirectional Push-Pull Scheme.....	124
4.2.1 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα με διάφορες τιμές $\rho$ .....	124
4.2.2 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα για διάφορες τιμές extinction ratio.....	151

4.3 Μελέτη του Differentially Biased Bidirectional Scheme.....	173
4.3.1 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα με διάφορες τιμές $\rho$ is.....	173
4.3.2 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα για διάφορες τιμές extinction rati.....	201
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup> : Μελέτη Διαδοχικής σύνδεσης πολλαπλών διακοπών MZI (cascadability).....</b>	<b>226</b>
5.1. Standard scheme.....	226
5.1.1 Σύνδεση 2 οπτικών διακοπών σε σειρά.....	226
5.1.2 Σύνδεση 3 οπτικών διακοπών σε σειρά.....	230
5.1.3 Σύνδεση πολλών οπτικών διακοπών σε σειρά.....	234
5.2 Μελέτη του Ε.Φ.Ε σχετικά με το cascadability στο differentially biased bidirectional scheme σε βρόχο (loop).....	243
<b>Βιβλιογραφία.....</b>	<b>249</b>

## Περίληψη

Σκοπός της διπλωματικής αυτής είναι η εύρεση της περιοχής βέλτιστης λειτουργίας τριών διαφορετικών 2R αναγεννητικών διατάξεων καθώς επίσης και η μελέτη των αναγεννητικών ιδιοτήτων που παρουσιάζουν. Η εργασία πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης φωτονικών κυκλωμάτων VPI Transmission Maker 7.6. Πιο συγκεκριμένα, το σήμα που εξετάσαμε αποτελείται από παλμούς **NRZ** (Non Return to Zero) στα **10 Gbps** στην περιοχή των **1550 nm**. Οι διατάξεις που μελετήσαμε είχαν σαν βασικό τους κύκλωμα το συμβολόμετρο **Mach-Zehnder** (Mach-Zehnder Interferometer) και οι τεχνικές αναγέννησης που δοκιμάσαμε ήταν α) το **Standard Scheme** , β) το **Bidirectional Push-Pull Scheme** και γ) το **Differentially Biased Bidirectional Scheme**. Αρχικά, μελετήσαμε την περιοχή βέλτιστης λειτουργίας για κάθε συνδεσμολογία ξεχωριστά (προσδιορισμός τιμών ισχύος λειτουργίας). Εν συνεχεία, μελετήσαμε τη αναγεννητική ικανότητα κάθε διάταξης για την αντιμετώπιση δυο κύριων φαινομένων στις τηλεπικοινωνίες, όπως αυτό του θορύβου και του extinction. Τέλος, παρουσιάζουμε την ικανότητα σύνδεσης πολλαπλών διακοπών (cascadability) της standard scheme συνδεσμολογίας σε σειρά και παραθέτουμε τα πειραματικά αποτελέσματα όπως ανακοινώθηκαν από το Ε.Φ.Ε σε σχετική εργασία αναφορικά με το cascadability του Differentially Biased Bidirectional Scheme.



## Abstract

The main purpose of the current diploma project, is the finding of the best area of working of three different circuits of 2R regenerators and moreover the study of the regenerative characteristics that they demonstrate. This project has been done, by the use of a simulation program of photonic circuits, the VPI Transmission Maker 7.6. More specifically, the signal we have used to our simulations, is a **NRZ** (Non Return to Zero) one, at the bit rate of **10 Gbps** and at the wavelength area of **1550 nm**. The circuits we have studied, had as a main component the **Mach-Zehnder** (Mach-Zehnder Interferometer). The regenerative techniques we have used was a) **the Standard Scheme** , b) **the Bidirectional Push-Pull Scheme** and c) the **Differentially Biased Bidirectional Scheme**. Firstly, we have studied the optimum area of working for each and every circuit alone. (Definition of the power values that the device is in operation). Afterwards, we have studied the regenerative ability of each disposition against two significant problems occurring to telecommunications, such as noise and extinction. Lastly, we have showed the ability of connection of many switches (cascadability) of the standard scheme disposition in a row, and we also quoted the experimental results as announced by E.F.E at a relative project referring to cascadability of the Differentially Biased Bidirectional Scheme.

# 1.ΕΙΣΑΓΩΓΗ:ΟΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΣΤΟΝ 21° ΑΙΩΝΑ

## 1.1 Σύγχρονες απαιτήσεις ευρυζωνικότητας

Η κοινωνία, στην οποία ζούμε, έχει χαρακτηριστεί ως η κοινωνία της πληροφορίας[1], καθώς καθημερινά οι άνθρωποι δέχονται και μεταδίδουν πληθώρα πληροφοριών σε διάφορες μορφές (Internet, τηλεόραση, τηλεφωνία, ηλεκτρονικό ταχυδρομείο κ.α.). Είναι γεγονός, επίσης, ότι υπάρχει αυξανόμενη τάση για συνεχή αναβάθμιση των παρεχόμενων υπηρεσιών πληροφόρησης, κυρίως διαμέσω του διαδικτύου. Η ραγδαία αύξηση αυτή οδηγείται από την πληθώρα καινούργιων παρεχόμενων υπηρεσιών υψηλού εύρους ζώνης[2], όπως τηλεφωνία και τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας μέσω διαδικτύου (**Voice-over Internet Protocol – VoIP** και **HD-TV**), και γενικότερα μετάδοση δεδομένων. Αυτή η ραγδαία αλλαγή της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, από παραδοσιακή τηλεφωνία (**Voice – PSTN**) σε κίνηση δεδομένων έχει προκαλέσει σημαντικές αλλαγές, στην βιομηχανία των τηλεπικοινωνιών, καθώς η ανάγκη αυτή συντελεί στη συνεχή ανάπτυξη νέων τεχνολογιών και στην κατασκευή δικτύων με πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης και την δυνατότητα μετάδοσης φωνής, εικόνας και δεδομένων (**Triple Play – Voice, Video, Data**) χρησιμοποιώντας την ίδια υποδομή και εξοπλισμό δικτύου.

Περισσότερο ίσως διαδεδομένες στον κοινό χρήστη του διαδικτύου είναι οι ταχύτατα ανερχόμενες ηλεκτρονικές υπηρεσίες πολυμέσων. Με αυτό τον όρο σήμερα εννοείται η μετάδοση ήχου και εικόνας δημιουργώντας μια εντελώς καινούρια ομάδα υπηρεσιών. Έτσι, πιο συγκεκριμένα, υπάρχει η παροχή εικόνας σε ένα μοναδικό χρήστη κατ' απαίτηση (**Video-On-Demand**) αλλά και η εκπομπή εικόνας σε πολλαπλούς χρήστες ταυτόχρονα (**IPTV**). Η μετάδοση εικόνας κατ' απαίτηση ενδέχεται να οδηγήσει σε πληθώρα νέων εταιρειών, οι οποίες θα είναι καθαρά διαδικτυακού τύπου με μεγάλες βάσεις δεδομένων, οδηγώντας στη δικτυακή ενοικίαση ταινιών και στην καινούρια έννοια του κινηματογράφου στο σπίτι. Η επιτυχής ανάπτυξη υπηρεσιών που θα εκπέμπουν εικόνα σε πολλαπλούς χρήστες (**video broadcasting – multicasting**), θα οδηγήσει στην ανάπτυξη διαδικτυακών τηλεοπτικών σταθμών με παγκόσμια εμβέλεια, ανεξάρτητη κόστους, λόγω χρήσης υποδομής διαδικτύου. Η μετάδοση φωνής μέσω διαδικτύου (**Voice-over-IP**) έχει ήδη αναπτυχθεί αρκετά, ακόμα και στην Ελλάδα, και έχει δημιουργήσει μεγάλες αλλαγές στην βιομηχανία των τηλεπικοινωνιών. Νέες εταιρείες, κάνοντας χρήση της συγκεκριμένης τεχνολογίας, έχουν καταφέρει να προσφέρουν σταθερή τηλεφωνία σε αρκετά χαμηλές τιμές σε σύγκριση με τους μεγάλους δημόσιους πάροχους. Η πραγματικότητα είναι ότι αυτή είναι μόνο η αρχή, καθώς η εξέλιξη της τεχνολογίας μετάδοσης φωνής μέσω διαδικτύου έχει τη

δυνατότητα να οδηγήσει σε συνομιλίες από άκρη σε άκρη του πλανήτη χωρίς κανένα επιπλέον κόστος. Ακόμα, σε συνδυασμό με τη μετάδοση εικόνας, μια ταχύτητα ανερχόμενη υπηρεσία είναι η διαδικτυακή σύσκεψη (**Video Teleconferencing**) με ικανότητα συμμετοχής πολλαπλών ατόμων. Τέλος, πιο άγνωστη, αλλά αρκετά σημαντική ομάδα υπηρεσιών είναι οι υπηρεσίες τηλειατρικής (**tele-medicine**). Συγκεκριμένα, η ομάδα αυτή χωρίζεται σε υπηρεσίες ιατρικής τηλε-διάγνωσης (**tele-diagnosis**) όπου ο πολίτης θα έχει την ικανότητα να εξετάζεται από ιατρικά μηχανήματα τα οποία δεν βρίσκονται στον ίδιο χώρο με τον γιατρό που κάνει την διάγνωση. Η πιο απαιτητική εφαρμογή της ιατρικής σε αυτή την ομάδα είναι η τηλε-επέμβαση (**tele-surgery**) όπου ο γιατρός που εκτελεί την επέμβαση δεν είναι βρίσκεται φυσικά στο χειρουργείο, αλλά εκτελεί την επέμβαση με τη βοήθεια ρομποτικών μηχανημάτων ελέγχοντας την επέμβαση μέσω του διαδικτύου.

Η συνεχής αύξηση των απαιτήσεων των χρηστών με ευρυζωνική πρόσβαση, οδηγεί τους εταιρείες τηλεπικοινωνιών σε διαρκή αύξηση παροχής εύρους ζώνης στα δίκτυα πρόσβασης (Access networks). Η ανάπτυξη καινούριων εφαρμογών, τα οποία απαιτούν υψηλό εύρος ζώνης (**bandwidth**) και χαμηλούς συντελεστές καθυστέρησης (**latency**) των δικτύων πρόσβασης είναι ο βασικός οδηγός ανάπτυξης των Μητροπολιτικών δικτύων και των δικτύων κορμού (Metropolitan και long-haul) σήμερα[3].

### 1.1.1 Αύξηση τηλεπικοινωνιακής κίνησης

Είναι αναμφίβολο ότι οι ραγδαίες αλλαγές στον κλάδο των επικοινωνιών έχουν απέλθει λόγω της ανάπτυξης του διαδικτύου (Internet) και του Παγκόσμιου Ιστού (World Wide Web) [4], Το διαδίκτυο έπαιξε και συνεχίζει να παίζει καταλυτικό ρόλο στον κόσμο των επικοινωνιών και στη κίνηση των σημερινών δικτύων. Η ανάπτυξη του διαδικτύου, έχει δημιουργήσει τις ακόλουθες αλλαγές:

- Ανάπτυξη και προσφορά καινούριων ευρυζωνικών εφαρμογών υψηλού εύρους ζώνης και απαιτήσεων όπως μετάδοση φωνής, εικόνας και δεδομένων με χρήση IP πρωτοκόλλου.
- Ανάπτυξη τεχνολογιών ευρυζωνικής πρόσβασης, όπως για παράδειγμα η ψηφιακή συνδρομητική γραμμή (Digital Subscriber Line-DSL, VDSL), [5], [6], [7] τα καλωδιακά modem και οι τεχνολογίες πρόσβασης με οπτική ίνα (FTTx) οι οποίες μπορούν να προσφέρουν εύρος ζώνης από μερικά Mb/s έως και 100 Mb/s ανά χρήστη [8], [9], ενώ η συγκεκριμένη τεχνολογία είναι επεκτάσιμη σε μερικά Gb/s ανά χρήστη.

- Συνεχή δικτύωση επιχειρήσεων (ακόμα και μικρών/μικρομεσαίων) με γραμμές μεταφοράς πολύ υψηλών ταχυτήτων. Τα δίκτυα αυτά χρησιμοποιούνται ευρέως είτε για εσωτερική αλληλοσύνδεση των διαφόρων τμημάτων της επιχείρησης, είτε για επικοινωνία διαφορετικών επιχειρήσεων μεταξύ τους.
- Συνεχείς πιέσεις για μείωση του κόστους παροχής εύρους ζώνης. Η πίεση αυτή είναι αποτέλεσμα αφενός της προόδου των τηλεπικοινωνιών, και αφετέρου της κατάργησης του μονοπωλίου μεμονωμένων παροχέων υπηρεσιών (service providers), έχοντας ως αποτέλεσμα της απελευθέρωσης του χώρου (local loop unbundling στην Ευρώπη).
- Η ανάπτυξη του διαδικτύου, εκτός από τις αλλαγές στη καθημερινή ζωή και στις αντίστοιχες απλουστεύσεις των διαδικασιών πληροφόρησης, συναλλαγών και του τρόπου λειτουργίας επιχειρήσεων, έχει αποφέρει αλλαγή σε κοινωνικό επίπεδο. Η μετάβαση από την κοινωνία της βιομηχανίας στη κοινωνία της ευρυζωνικότητας είναι πραγματικότητα, αφού ο άνθρωπος πλέον δέχεται αλλά και επιζητά την διείσδυση της τεχνολογίας στην καθημερινή ζωή του. Το γεγονός αυτό γίνεται Ιδιαίτερα αισθητό στις χώρες της ανατολής, όπως Ιαπωνία και Κορέα, ενώ η Ευρώπη, αργά αλλά σταθερά, προχωρά σε αυτή τη κατεύθυνση[3].

### 1.1.2 Η τεχνολογική απάντηση

Η ραγδαία αυτή ανάπτυξη μιας πληθώρας ανθρωποκεντρικών δραστηριοτήτων με χρήση διαδικτυακών εφαρμογών έχει άμεση επίδραση την κατακόρυφη αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, με ρυθμούς που υπαγορεύουν ότι η υπάρχουσα υποδομή του τηλεφωνικού δικτύου με τα παραδοσιακά χάλκινα καλώδια (δυσύρματες γραμμές μεταφοράς και ομοαξονικά καλώδια) έχει αρχίσει να εξαντλεί τις δυνατότητές της.

Η τεχνολογική απάντηση στην πρόκληση αυτή είναι τα φωτονικά δίκτυα καθώς η οπτική ίνα ως μέσο διάδοσης είναι πολύ ανώτερη από το χαλκό. Συγκεκριμένα τα δίκτυα οπτικών ινών, εμφανίζουν **τεράστιο διαθέσιμο εύρος ζώνης** (γύρω στα 50000 GHz στην περιοχή των 1,5 μm) αλλά και **υψηλή αξιοπιστία**, επιτυγχάνοντας συνολική χωρητικότητα της τάξης των δεκάδων Tbps με χαμηλούς ρυθμούς σφαλμάτων. Επιπλέον οι **χαμηλές απώλειες μετάδοσης** που εισάγει το οπτικό μέσο μετάδοσης (της τάξης των 0,2 dB/Km) καθιστούν δυνατή τη μετάδοση του οπτικού σήματος σε αποστάσεις χιλιάδων χιλιομέτρων, με αποτέλεσμα την εγκατάσταση δικτύων οπτικών ινών που καλύπτουν **τεράστιες γεωγραφικές περιοχές**. Και από **οικονομική πλευράς**, τα οπτικά δίκτυα υπερτερούν των υπολοίπων ενσύρματων δικτύων, καθώς λόγω της χαμηλής εξασθένησης και

διασποράς των οπτικών ινών, ελαχιστοποιείται ο απαιτούμενος αριθμός ενισχυτών και αναμεταδοτών. Κατά συνέπεια τα οπτικά δίκτυα πληρούν τις προϋποθέσεις για χαμηλό κόστος, υψηλή αξιοπιστία, ευρυζωνικότητα και εκτεταμένη γεωγραφική κάλυψη. Τα πλεονεκτήματα βέβαια των οπτικών δικτύων, είναι και η αιτία για την ευρύτατη εγκατάστασή ευρυζωνικών δικτύων οπτικών ινών, η οποία άρχισε την προηγούμενη δεκαετία και συνεχίζεται μέχρι και σήμερα με αυξημένους ρυθμούς[10].

<u>Application</u>	<u>Downstream</u>	<u>Upstream</u>
Streaming Audio	128K - 384K	64K
Internet Access	256K - 1.5M	64K - 640K
Web Hosting	400K - 1.5M	400K - 1.5M
Video Conferencing	384K - 1.5M	384K - 1.5M
Distance Learning	384K - 1.5M	384K - 1.5M
Telecommuting	1.5M - 3M	1.5M - 3M
<b>Interactive Video</b>	<b>1.5M - 6M</b>	<b>128K - 6M</b>
<b>VoD</b>	<b>1M - 18M</b>	<b>64K - 640K</b>
<b>Multiple Digital TV</b>	<b>2M - 8M</b>	<b>64K - 640K</b>
<b>Multiple VoD</b>	<b>6M</b>	<b>64K - 640K</b>
<b>HDTV</b>	<b>6-18M</b>	<b>64K</b>
<b>Gaming</b>	<b>2-20M</b>	<b>64K - 20M</b>

Σχήμα : Αναγκαίο εύρος ζώνης για μερικές ευρυζωνικές υπηρεσίες

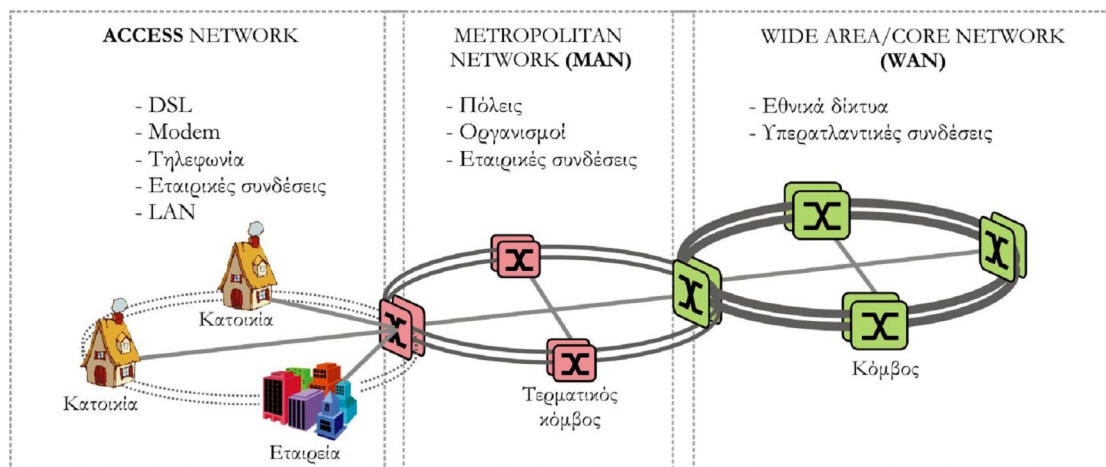
## 1.2 ΔΙΚΤΥΑ ΟΠΤΙΚΩΝ ΙΝΩΝ – Η ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΣΗΜΕΡΑ

### 1.2.1 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΟΠΤΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ

Τα δίκτυα οπτικών ινών όπως υλοποιούνται σήμερα, μπορούν να διαχωριστούν σε πολλές κατηγορίες και είδη, ανάλογα με την αρχιτεκτονική τους, τη δομή τους και τη χρήση τους[10]-[12]. Παρόλα αυτά, το κοινό χαρακτηριστικό όλων των τύπων μεταξύ των σημερινών δικτύων οπτικών ινών, αφορά στην

εφαρμογή της οπτικής τεχνολογίας αποκλειστικά για μετάδοση πληροφορίας. Συγκεκριμένα οι οπτικές ίνες αντικαθιστούν σταδιακά τα καλώδια χαλκού για αύξηση της χωρητικότητας των ζεύξεων, ενώ σε κάθε κομβικό σημείο του δικτύου το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό για την επεξεργασία και τη δρομολόγησή του από ηλεκτρονικά κυκλώματα μεταγωγής. Μοναδική ίσως εξαίρεση αποτελούν τα διηπειρωτικά και μεγάλων αποστάσεων δίκτυα στα οποία πραγματοποιείται στατική οπτική μεταγωγή μεγάλων όγκων δεδομένων. Σε αυτό το πλαίσιο, η παρούσα ενότητα, περιγράφει αναλυτικά τις τεχνολογίες και τις τεχνικές υλοποίηση δικτύων οπτικών ινών οι οποίες είναι διαθέσιμες μέχρι σήμερα.

Τα τηλεπικοινωνιακά ενσύρματα δίκτυα χωρίζονται στις εξής τρεις βασικές κατηγορίες: στα δίκτυα πρόσβασης (**Access Networks**), στα μητροπολιτικά δίκτυα (**Metropolitan Area Networks – MANs**), και στα δίκτυα ευρείας περιοχής (**Wide-Area Networks – WANs**) ή αλλιώς, δίκτυα μεγάλων αποστάσεων (**Long-Haul Networks**)[15].



Σχήμα: Κατηγορίες και δόμηση ενσύρματων δικτύων και ενδεικτικοί χρήστες αυτών.

## 1.2.2 Τεχνικές μεταγωγής και εφαρμογές

Πέραν της τοπολογίας των δικτύων όπως περιγράφηκαν παραπάνω, υπάρχουν σε λειτουργικό επίπεδο, δύο βασικοί τύποι υποδομών εγκατεστημένων δικτύων, ανάλογα με τον τρόπο μεταγωγής της κίνησης σε αυτά: τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος (circuit switched networks) και τα δίκτυα μεταγωγής πακέτου (packet switched networks).

Η **μεταγωγή κυκλώματος** προϋποθέτει την κατανομή εγγυημένου μεγέθους εύρους ζώνης σε κάθε σύνδεση. Το εύρος ζώνης είναι διαθέσιμο σε όλη τη διάρκεια της σύνδεσης από τη στιγμή που αυτή ξεκινάει, και κατά συνέπεια η σύνδεση παραμένει στατική μετά την εδραίωσή της. Το συνολικό εύρος ζώνης της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης καθορίζεται ως το άνω όριο του αθροίσματος όλων των επιμέρους ευρών ζώνης, που αντιστοιχούν σε κάθε κύκλωμα ή σύνδεση. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα δικτύου μεταγωγής κυκλώματος είναι το τηλεφωνικό δίκτυο. Στο δίκτυο αυτό παρέχεται σταθερά εύρος ζώνης  $\sim 4$  KHz με κάθε σύνδεση.

Στην τεχνική **μεταγωγής πακέτων** οι ροές δεδομένων χωρίζονται σε μικρά πακέτα δεδομένων, τα οποία πολυπλέκονται με άλλα πακέτα, που προέρχονται από άλλες ζεύξεις μέσα στο δίκτυο. Κατόπιν, τα πακέτα μεταγόνται ως αυτοδύναμες οντότητες στους κόμβους του δικτύου ανάλογα με τον προορισμό τους. Η πληροφορία του προορισμού κάθε πακέτου βρίσκεται στο πεδίο της επικεφαλίδας (header) του, το οποίο και προσκολλάται στο φορτίο-περιεχόμενο του (payload). Οι ενδιαμέσοι κόμβοι του δικτύου αναγνωρίζουν τις επικεφαλίδες των πακέτων και τα δρομολογούν/μετάγουν ανάλογα με τον προορισμό, που επιθυμούν, μέσω ορισμένων πολύπλοκων διαδικασιών. Η επανασύνδεση των πακέτων στην αρχική μορφή της ροής δεδομένων γίνεται μόλις αυτά φτάσουν, τελικά, στην επιθυμητή διεύθυνση. Οι εφαρμογές Διαδικτύου είναι οι κυριότερες, ίσως, εφαρμογές, οι οποίες χρησιμοποιούν δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Στις εφαρμογές αυτές χρησιμοποιείται για την μεταγωγή και τη δρομολόγηση κάθε πακέτου στον επιθυμητό προορισμό του το πρωτόκολλο Διαδικτύου ή Internet protocol (IP) [13],[14],[15].

### 1.2.3 Πολυπλεξία σε ευρυζωνικά δίκτυα οπτικών ινών

Για την αξιοποίηση της τεράστιας χωρητικότητας των οπτικών ινών και τη βέλτιστη εκμετάλλευση αυτής χρησιμοποιούνται τυπικές τεχνικές οπτικής πολυπλεξίας σε πλήρη αναλογία με τις τεχνικές ηλεκτρονικής πολυπλεξίας. Η ανάγκη για πολυπλεξία γεννήθηκε από το γεγονός ότι είναι πολύ πιο οικονομική η μετάδοση δεδομένων με υψηλότερο ρυθμό μέσα από μία και μόνο ίνα, από το να χρησιμοποιούνται πολλές ίνες μεταφέροντας δεδομένα σε χαμηλούς ρυθμούς. Οι βασικοί τρόποι πολυπλεξίας μέσα σε μία οπτική ίνα είναι η **πολυπλεξία κατά μήκος κύματος (Wavelength Division Multiplexing-WDM)** [16]-[19] και η **οπτική πολυπλεξία δεδομένων στο πεδίο του χρόνου (Optical Time Division Multiplexing-OTDM)**[16]-[21].

Η τεχνική πολυπλεξίας WDM χρησιμοποιείται στα οπτικά δίκτυα σε πλήρη αντιστοιχία με την πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (**Frequency Division Multiplexing-FDM**) στα δίκτυα ραδιοεπικοινωνιών. Σύμφωνα με την τεχνική WDM η μετάδοση των δεδομένων γίνεται με ταυτόχρονη μετάδοση πολλών μηκών κύματος μέσα από την ίδια ίνα, όπου το κάθε μήκος κύματος φέρει ένα ποσοστό του συνολικού όγκου των δεδομένων. Η συνολική χωρητικότητα και η απόδοση ενός WDM συστήματος εξαρτάται από τον αριθμό των χρησιμοποιούμενων μηκών κύματος (καναλιών), από τη φασματική τους απόσταση, από το ρυθμό μετάδοσης κάθε καναλιού, από τον τύπο της χρησιμοποιούμενης οπτικής ίνας, από την ισχύ κάθε καναλιού και από το αποδοτικό φάσμα ενίσχυσης των οπτικών ενισχυτών της ζεύξης. Τα εμπορικά διαθέσιμα WDM δίκτυα, που έχουν ανακοινωθεί από μεγάλες τηλεπικοινωνιακές εταιρίες, περιλαμβάνουν ως και 160 κανάλια σε ρυθμό μετάδοσης 2.5-10 Gb/s το καθένα ή 80 κανάλια με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s ανά κανάλι[22].

Ο συνδυασμός μεταγωγής κυκλώματος και πολυπλεξίας WDM, βρίσκει σημαντική εφαρμογή στα μεγάλης έκτασης δίκτυα ευρείας περιοχής (WDM-WANs). Με βάση τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά αλλά και τα χαρακτηριστικά της μεταγωγής κυκλώματος, προκύπτει αναμφισβήτητα το συμπέρασμα, ότι τα δίκτυα αυτά παρέχουν τη δυνατότητα για ευρυζωνικές συνδέσεις υψηλής ταχύτητας δεδομένων και μεγάλης χρονικής διάρκειας, καθώς και τη δυνατότητα για αποδοτική διαχείριση ενός τεράστιου όγκου δεδομένων απευθείας στο οπτικό επίπεδο. Η διασύνδεση ενός τέτοιου δικτύου στο οπτικό επίπεδο, επιτυγχάνεται με τη χρήση υψηλής χωρητικότητας στατικών συνδέσεων μήκους κύματος[16],[23]. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι ιδιαίτερος ελκυστικά για τα δίκτυα WAN, στα οποία η τηλεπικοινωνιακή κίνηση συναθροίζεται σε οντότητες δεδομένων μεγάλου μεγέθους και είναι επιθυμητή η δέσμευση υψηλής χωρητικότητας για μεγάλο χρονικό διάστημα[15].

Η τεχνική πολυπλεξίας OTDM εφαρμόζεται στα οπτικά συστήματα σε πλήρη αντιστοιχία με την ηλεκτρονική πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου (**Electronic Time Division Multiplexing-ETDM**), που χρησιμοποιείται στα ηλεκτρονικά δίκτυα, με μόνη διαφορά ότι στην OTDM πολυπλεξία οι ρυθμοί μετάδοσης είναι πολύ υψηλότεροι. Στην τεχνική OTDM τα δεδομένα μεταδίδονται σε ένα και μόνο κανάλι (φέρουσα συχνότητα) παρεμβάλλοντας με οπτικό τρόπο τα bit πολλών ροών δεδομένων χαμηλής ταχύτητας σε μία μοναδική ροή δεδομένων υψηλού ρυθμού μετάδοσης. Οι βασικότεροι παράγοντες για την επίδοση των OTDM συστημάτων είναι ο ακριβής χρονισμός των οπτικών σημάτων και το χρονικό εύρος των οπτικών παλμών για την αποφυγή φαινομένων διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference) στο πολυπλεγμένο κανάλι[16],[24]. Για το χρονικό εύρος των παλμών έχει υπολογιστεί ότι θα πρέπει να είναι τυπικά μικρότερο ή ίσο με το ένα τρίτο του ρυθμού επανάληψης της πολυπλεγμένης ροής δεδομένων[20].

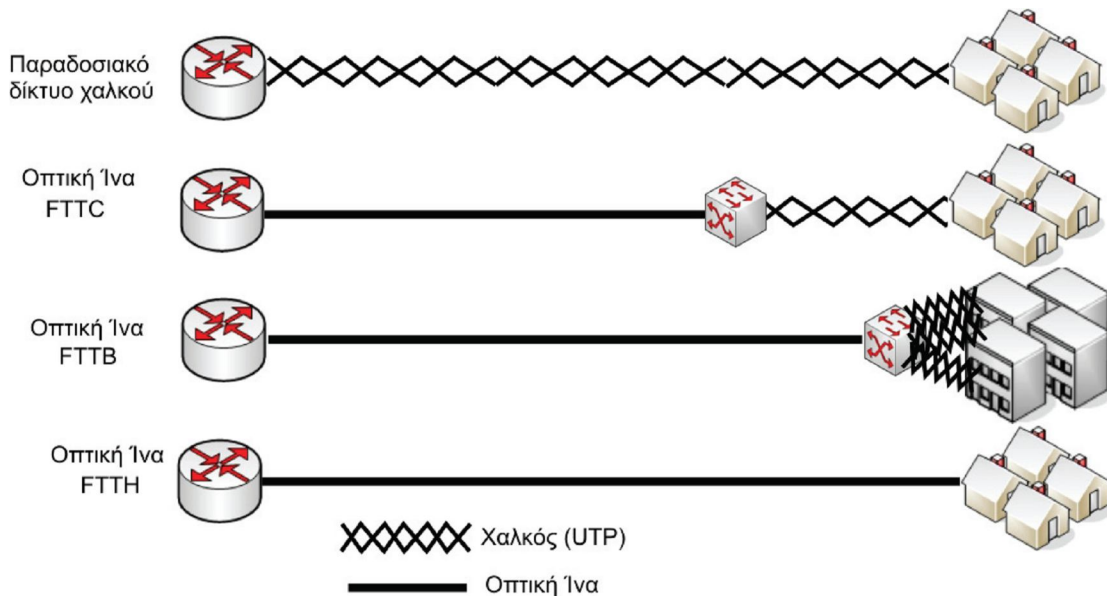


OTDM συστήματα μετάδοσης δεν υπάρχουν αυτή τη στιγμή ως εμπορικά διαθέσιμα προϊόντα, καθώς η OTDM πολυπλεξία δεν θεωρείται ακόμα αρκετά πρακτική τεχνική μετάδοσης. Σε ερευνητικό επίπεδο, όμως, έχουν να παρουσιάσουν αξιοζήλευτες επιδόσεις, όπως, για παράδειγμα, την επιτυχή μετάδοση ενός καναλιού με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 1.28 Tb/s σε απόσταση 70 Km[25] .

Προφανώς οι τεχνικές πολυπλεξίας **OTDM** και **WDM** δεν είναι ανταγωνιστικές, αλλά είναι πολύ περισσότερο συμπληρωματικές και μπορούν να συνδυαστούν για την περαιτέρω αύξηση της χωρητικότητας στα οπτικά δίκτυα. Ο συνδυασμός αυτών συνιστά την **υβριδική πολυπλεξία OTDM/WDM** [15].

#### 1.2.4 Ανάπτυξη ευρυζωνικών δικτύων πρόσβασης

Η αλλαγή της τηλεπικοινωνιακής κίνησης από απλή τηλεφωνία σε μετάδοση φωνής, εικόνας και δεδομένων και η ανάπτυξη νέων ευρυζωνικών υπηρεσιών, οδήγησε στη γρήγορη ανάπτυξη δικτύων πρόσβασης με δυνατότητα παροχής υψηλού εύρους ζώνης ανά χρήστη. Σύμφωνα με τις προηγούμενες υπο-ενότητες γίνεται ξεκάθαρο ότι η παροχή των νέων ηλεκτρονικών υπηρεσιών μπορεί να πραγματοποιηθεί μόνο μέσω νέων τεχνολογιών πρόσβασης οι οποίες είτε εκμεταλλεύονται τα ήδη υπάρχοντα παραδοσιακά δίκτυα τηλεφωνίας, είτε προϋποθέτουν τη δημιουργία νέων δικτυακών υποδομών. Οι τεχνολογικές λύσεις δικτύων πρόσβασης οπτικών ινών (**FTTx solutions**) είναι οπτικά δίκτυα πρόσβασης, τα οποία στοχεύουν στην ελαχιστοποίηση του μήκους του χάλκινου βρόχου, φέρνοντας το ευρυζωνικό μέσο μετάδοσης (οπτική ίνα) κοντά στο συνδρομητή [26].



**Οπτική Ίνα στην Καμπίνα – Fiber To The Cabinet (FTTC):** Στην περίπτωση αυτή, η οπτική ίνα φτάνει μέχρι μία καμπίνα του πεζοδρομίου και εξυπηρετεί τους χρήστες της γύρω περιοχής μέσω δικτύου χαλκού, συνήθως του υπάρχοντος τοπικού βρόχου. Η περίπτωση αυτή περιορίζει το μήκος του χαλκού μέχρι μερικές εκατοντάδες μέτρα, επιτρέποντας ταχύτητες πρόσβασης μέχρι μερικές δεκάδες Mb/s, π.χ. χρησιμοποιώντας συστήματα VDSL.

**Οπτική Ίνα στο Κτίριο – Fiber To The Building (FTTB):** Η οπτική ίνα φτάνει μέχρι και το κτίριο των συνδρομητών (συγκρότημα γραφείων, πολυκατοικία) και οι ενεργός εξοπλισμός δικτύου τοποθετείται εσωτερικά μέσα στο κτίριο εξυπηρετώντας τους συνδρομητές του κτιρίου. Το μήκος του χαλκού περιορίζεται σε αυτό της δομημένης καλωδίωσης του κτιρίου, επιτρέποντας πρακτικά οποιαδήποτε ταχύτητα πρόσβασης.

**Οπτική Ίνα στο Σπίτι – Fiber To The Home (FTTH):** Σε αυτή την τεχνολογική λύση, η οπτική ίνα φτάνει σε κάθε χρήση, γεγονός που σημαίνει μέγιστη παροχή εύρους ζώνης και εκμηδένιση της απόστασης του χαλκού. Η οπτική ίνα φτάνει έως και την είσοδο του σπιτιού, όπου με χρήση οπτοηλεκτρονικού εξοπλισμού, το σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό και ενώνεται με το εσωτερικό δίκτυο του σπιτιού, που μπορεί να είναι το τηλεφωνικό ή ακόμα και CAT5, CAT6 δομημένη καλωδίωση[3].

### 1.2.5 Ο αμιγώς οπτικός κόμβος για δίκτυα μεταγωγής πακέτων

Η υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων βρίσκεται ακόμη σε καθαρά ερευνητικό στάδιο στα εργαστήρια διάφορων ερευνητικών ομάδων, παρόλα αυτά, έχουν γίνει και συνεχίζονται να γίνονται αξιόλογες προσπάθειες προς την κατεύθυνση αυτή και ήδη έχει προταθεί ένας, σχετικά μικρός όμως, αριθμός αρχιτεκτονικών οπτικών δικτύων μεταγωγής πακέτων. Σε όλες αυτές τις απόπειρες, όμως, πολλές σημαντικές λειτουργικές διεργασίες του δικτύου διεξάγονται από ηλεκτρονικά κυκλώματα, με αποτέλεσμα να περιορίζεται η ταχύτητα επεξεργασίας των πακέτων.

Οι σημαντικότερες λειτουργικές διεργασίες του κόμβου είναι η δρομολόγηση (**routing**), η προώθηση (**forwarding**), η μεταγωγή (**switching**), η αποθήκευση (**buffering**), η πολυπλεξία (**multiplexing**), ο συγχρονισμός (**synchronization**) και η αναγέννηση (**regeneration**).

Η **δρομολόγηση (routing)** των πακέτων είναι η διαδικασία εύρεσης του επόμενου κόμβου-ενδιάμεσου σταθμού του πακέτου με βάση τον τελικό του προορισμό μέσα στο δίκτυο. Για το σκοπό αυτό κάθε δρομολογητής (router) διατηρεί αποθηκευμένες πληροφορίες για όλους τους πιθανούς δρόμους ενός σήματος μέσα στο δίκτυο ανάλογα με την τοπολογία δικτύου. Οι πληροφορίες αυτές βρίσκονται μέσα στον δρομολογητή υπό μορφή πίνακα (πίνακας δρομολόγησης-routing look-up table). Η επικεφαλίδα κάθε εισερχόμενου πακέτου στον κόμβο ή οποία διαχωρίζεται από το φορτίο του πακέτου, οδηγείται στην μονάδα ελέγχου του κόμβου. Ο επεξεργαστής αυτός (δρομολογητής) συγκρίνει την επικεφαλίδα με τα περιεχόμενα του πίνακα δρομολόγησης και αναγνωρίζει τον επιθυμητό προορισμό του πακέτου, οπότε στη συνέχεια παράγει ένα κατάλληλο σήμα το οποίο οδηγεί το επόμενο στάδιο της μονάδας ελέγχου, δηλαδή τη προώθηση.

Η **προώθηση (forwarding)** αφορά τη λειτουργία της μονάδας ελέγχου, η οποία σύμφωνα με το σήμα που παράγεται από το δρομολογητή, παράγει τα κατάλληλα σήματα τα οποία με τη σειρά τους θα ελέγξουν όλα τα στάδια μέσα στον πίνακα μεταγωγής για την προώθηση των εισερχόμενων φορτίων. Επιπλέον, παράγει τη νέα επικεφαλίδα του πακέτου, η οποία επανεισάγεται στο πακέτο για τη σηματοδότηση του επόμενου προορισμού του στο δίκτυο.

Η **μεταγωγή (switching)** είναι η ουσιαστική διαδικασία οδήγησης του εισερχόμενου πακέτου στην καθορισμένη από τη διαδικασία προώθησης έξοδο του

κόμβου. Η λειτουργία αυτή επιτελείται από τον πίνακα μεταγωγής, ο οποίος ουσιαστικά αποτελείται από συστοιχίες κατάλληλα συνδεδεμένων μεμονωμένων οπτικών διακοπών. Ο πίνακας μεταγωγής μπορεί να υλοποιηθεί με τη χρήση μετατροπέων μήκους κύματος και παθητικών φίλτρων επιλεκτικών ως προς το μήκος κύματος (AWGs) , συστοιχιών ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών, ή συστοιχιών 2x2 ή 4x4 οπτικών διακοπών ημιαγωγού.

**Η αποθήκευση (buffering)** των πακέτων χρησιμοποιείται, κυρίως, για την αποφυγή των συγκρούσεων των πακέτων στον κόμβο, στην περίπτωση που δύο ή περισσότερα εισερχόμενα πακέτα επιθυμούν ταυτόχρονα την ίδια έξοδο του κόμβου. Η αποθήκευση των πακέτων μπορεί να γίνει στην αρχή του κόμβου, ή εναλλακτικά παράλληλα με τον οπτικό μεταγωγέα του κόμβου. Στην τελευταία περίπτωση, το πακέτο δρομολογείται στην έξοδο του πίνακα η οποία οδηγεί στη διάταξη αποθήκευσης, ενώ μετά τη καθυστέρηση, το πακέτο επανεισέρχεται στον πίνακα μεταγωγής μέσω μίας εισόδου εξολοκλήρου αφιερωμένη για τη διαδικασία της αποθήκευσης . Η απαραίτητη πληροφορία για το αν κάποιο πακέτο απαιτείται να αποθηκευθεί πριν τη δρομολόγησή του και για χρονικό διάστημα αποθήκευσής του προκύπτει από το αποτέλεσμα της λειτουργίας προώθησης. Στον τομέα αυτό η οπτική τεχνολογία παρουσιάζει εμφανή αδυναμία έναντι της ηλεκτρονικής, καθώς ακόμη δε διαφαίνεται στον ορίζοντα πολύ πιθανή η υλοποίηση μιας οπτικής μνήμης ανάλογης της ηλεκτρονικής RAM. Μέχρι στιγμής η οπτική αποθήκευση επιτυγχάνεται κυρίως με χρήση οπτικών ινών μεγάλου μήκους για την εισαγωγή χρονικών καθυστερήσεων μεταξύ των πακέτων.

**Ο συγχρονισμός (synchronization)** είναι στη γενική του περίπτωση η διαδικασία χρονικής διάταξης δύο σημάτων. Στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτων συνήθως αναφερόμαστε με τον όρο αυτό τόσο στη διάταξη των εισερχόμενων δεδομένων, ώστε αυτά να ευθυγραμμίζονται χρονικά με ένα τοπικό σήμα ρολογιού (συγχρονισμός σε πεδίο bit), όσο και στη χρονική ευθυγράμμιση μεταξύ των πακέτων, που εισέρχονται στον κόμβο από διαφορετικές εισόδους του. Το στάδιο του συγχρονισμού είναι, κατά κανόνα, το πρώτο σύστημα που συναντούν τα δεδομένα κατά την είσοδό τους στον κόμβο. Για την πρώτη έννοια του συγχρονισμού, όμως, τα οπτικά κυκλώματα δεν προσφέρουν ακόμη μία αξιόπιστη προσέγγιση του προβλήματος. Η διαδικασία αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη συντονισμένη διεξαγωγή όλων των υπολοίπων λειτουργικών διαδικασιών του κόμβου και απαιτεί την ανάκτηση του σήματος ρολογιού από τα εισερχόμενα πακέτα. Το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού πρέπει να ικανοποιεί αυστηρές προϋποθέσεις για υψήρρυθμα δίκτυα μεταγωγής πακέτων, όπως να λειτουργεί σε ρυθμούς μετάδοσης άνω των 40 Gb/s και να είναι ικανό να χειριστεί ασύγχρονα πακέτα μεταβλητού και μικρού, γενικά, μεγέθους.

Η αναγέννηση (**regeneration**) αφορά στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος δεδομένων στην είσοδο του κόμβου και ενδεχομένως, πριν αυτό εξέλθει του κόμβου και συνεχίσει τη διαδρομή του στο δίκτυο, ώστε να αποφευχθεί η μη αντιστρεπτή παραμόρφωση των χαρακτηριστικών του σήματος και η τελική λήψη λανθασμένης πληροφορίας. Η 3R αναγέννηση περιλαμβάνει τρεις λειτουργίες: τον επανασυγχρονισμό (Re-timing) των bit του σήματος, την αναμόρφωση του σχήματος των παλμών του (Re-shaping), και την επανενίσχυση (Re-amplifying) του σήματος. Για τον επανασυγχρονισμό του σήματος απαιτείται ξανά η χρήση ενός υψηλής ποιότητας σήματος ρολογιού σε επίπεδο μεμονωμένου πακέτου[27].

### 1.3 Αναγέννηση σήματος

Η αναγέννηση του σήματος (signal regeneration) είναι μια από τις σημαντικότερες λειτουργικές διεργασίες, που επιτελούνται σε ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο. Το μεταδιδόμενο σήμα σε κάθε ενσύρματο δίκτυο υφίσταται αναπόφευκτα σημαντική παραμόρφωση, η οποία προκύπτει ως αποτέλεσμα διαφόρων φαινομένων, όπως είναι οι απώλειες ισχύος της γραμμής μεταφοράς, η διασπορά, τα μη γραμμικά φαινόμενα, η συσσώρευση θορύβου λόγω ενισχυτικών σταδίων, τα φαινόμενα πόλωσης κ.α. [16]. Η παραμόρφωση αυτή συνίσταται, κυρίως, στην εξασθένηση της ισχύος του σήματος, στην παραμόρφωση του σχήματος των παλμών του, και στην απώλεια του σωστού χρονισμού των δυφίων του, λόγω αυξημένης χρονικής ολίσθησης (jitter). Για την αποφυγή της συσσώρευσης αυτών των παραμορφωμένων χαρακτηριστικών, κατά τη μετάδοση του σήματος μέσα από τα διάφορα στάδια του δικτύου, και την αποφυγή της λανθασμένης λήψης των δεδομένων στον τελικό δέκτη, τοποθετούνται σε ενδιάμεσα στάδια του δικτύου και ανά τακτές αποστάσεις μετάδοσης κατάλληλες διατάξεις προς ανάκτηση των αρχικών χαρακτηριστικών του σήματος, οι οποίες καλούνται αναγεννητές [27].

Υπάρχουν τρεις μορφές αναγέννησης σημάτων. Η ευρύτερα χρησιμοποιούμενη είναι γνωστή ως 3R αναγέννηση. Ο όρος 3R υποδηλώνει την αναγέννηση του σήματος και στα τρία επίπεδα, δηλαδή επανενίσχυση (Reamplifying), αναμόρφωση κυματομορφής (Reshaping), και επανασυγχρονισμό (Retiming) του σήματος. Ο επανασυγχρονισμός του σήματος συντελείται με την βοήθεια κατάλληλης διάταξης, μέσω της οποίας γίνεται εξαγωγή του ρολογιού από το ίδιο το σήμα. Η τεχνική αυτή παράγει ένα νέο σήμα με όμοια χαρακτηριστικά με το αρχικό σε κάθε αναγέννηση, επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο την χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού αναγεννητικών διατάξεων σε όλο το δίκτυο.

Μία δεύτερη τεχνική είναι η 2R αναγέννηση. Η διαφορά της με την 3R αναγέννηση έγκειται στο ότι δεν γίνεται επανασυγχρονισμός του σήματος. Η χρησιμοποίηση αυτής της τεχνικής αναγέννησης περιορίζει τον αριθμό των αναγεννητών σε ένα δίκτυο, ειδικά για μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης, λόγω της χρονικής ολίσθησης που εισάγεται αθροιστικά στο σήμα σε κάθε αναγεννητή.

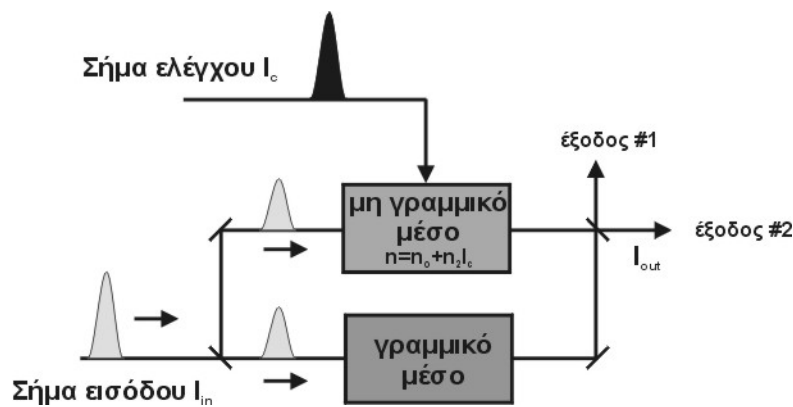
Η Τρίτη τεχνική αναγέννησης σήματος είναι η 1R, στην οποία το σήμα επανεκπέμπεται χωρίς αναμόρφωση και επανασυγχρονισμό. Ουσιαστικά, γίνεται μόνο επανενίσχυση του σήματος και επανεκπομπή. Η τεχνική αυτή ήταν μέχρι πρόσφατα η πιο διαδεδομένη στα εγκατεστημένα οπτικά δίκτυα. Τα μελλοντικά δίκτυα θα χρησιμοποιήσουν 2R και 3R τεχνικές οπτικής αναγέννησης εφόσον η 1R αναγέννηση υστερεί σε οφέλη σε σχέση με τις δύο αυτές τεχνικές[28].

### 1.3.1 Οπτικός συμβολομετρικός διακόπτης

Για πρώτη φορά, η χρήση συμβολόμετρων για την υλοποίηση αμιγώς οπτικών διακοπών ή, αλλιώς, πυλών προτάθηκε στις αρχές της δεκαετίας του 1980[29],[30], για να φτάσει σήμερα να είναι, πλέον, ευρέως αποδεκτό το γεγονός, ότι οι οπτικές συμβολομετρικές διατάξεις (interferometric arrangements) μπορούν να προσφέρουν πλεονεκτήματα στην ταχύτητα λειτουργίας, στη δυνατότητα υλοποίησης Boolean λογικής, καθώς και σε ένα ευρύτερο φάσμα εφαρμογών[31]. Η διάταξη ενός οπτικού συμβολόμετρου στη γενική του μορφή, η οποία είναι γνωστή με την ονομασία Mach-Zehnder, φαίνεται στο σχ. 1.2. Για την επιτυχή λειτουργία του συμβολόμετρου απαιτείται η ύπαρξη δύο τουλάχιστον οπτικών σημάτων. Το ένα από τα δύο σήματα εισέρχεται στο διακόπτη σαν σήμα εισόδου, όπως φαίνεται στο σχ. 1.2, και το δεύτερο οπτικό σήμα, που απαιτείται, είναι το σήμα ελέγχου (control signal), το οποίο μπορεί να είναι μια τυχαία παλμική ακολουθία, και του οποίου ο ρόλος είναι να καθορίζει (ελέγχει) την κατάσταση μεταγωγής του διακόπτη.

Το συμβολόμετρο του σχ.1.2 αποτελείται από δύο βραχίονες ίδιου μήκους. Το σήμα εισόδου διαχωρίζεται, καθώς εισέρχεται στη διάταξη, σε δύο συνιστώσες με τη βοήθεια ενός οπτικού συζεύκτη ισχύος (optical coupler). Στη συνέχεια, η κάθε μια συνιστώσα διαδίδεται στον ένα από τους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου και τελικά οι δύο συνιστώσες επανενώνονται στην έξοδο του συμβολόμετρου, μέσω ενός δεύτερου οπτικού συζεύκτη ισχύος, όπου αναγκαστικά συμβάλλουν και εξέρχονται του διακόπτη, μέσω των δύο εξόδων του. Το μέγεθος της οπτικής ισχύος

σε κάθε έξοδο της πύλης είναι αποκλειστικό αποτέλεσμα της συμβολής των δύο συνιστωσών. Αν τα υλικά, που αποτελούν τους δύο βραχίονες ιδίου μήκους, έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά, τότε οι αντίστοιχοι οπτικοί δρόμοι είναι ίδιοι και οι δύο συνιστώσες του σήματος ρολογιού έχουν την ίδια φάση (phase), όταν συμβάλλουν στο δεύτερο συζεύκτη. Αποτέλεσμα αυτού είναι στη μια έξοδο του διακόπτη να υπάρχει πλήρως προσθετική συμβολή, ενώ στην άλλη έξοδο του διακόπτη η συμβολή να είναι πλήρως αναιρετική. Κατά συνέπεια, το σύνολο της οπτικής ισχύος εξέρχεται, σ' αυτήν την περίπτωση, από την πρώτη θύρα εξόδου και ο διακόπτης βρίσκεται στην κατάσταση OFF.



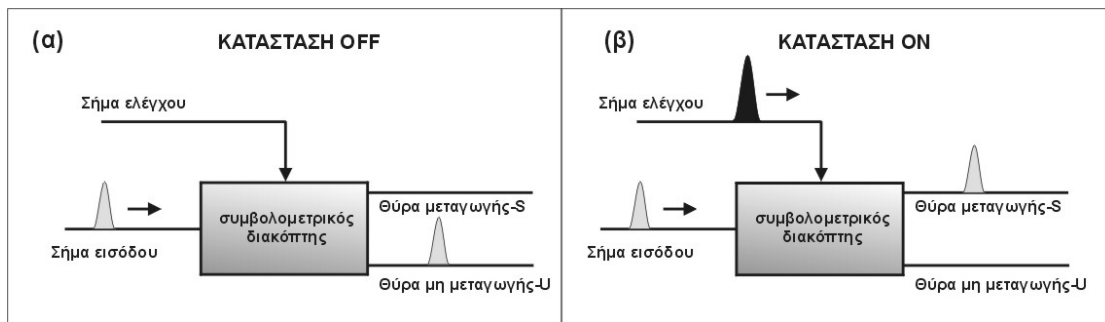
Σχήμα: Γενική συνδεσμολογία ενός οπτικού συμβολομέτρου.

Για την επίτευξη μεταγωγής πρέπει, τουλάχιστον στον ένα από τους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου, να υπάρχει ένα μη γραμμικό μέσο, του οποίου ο δείκτης διάθλασης να μεταβάλλεται μη γραμμικά με την προσπίπτουσα οπτική ισχύ, μέσω του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (Cross-Phase Modulation – XPM), ενώ ο δεύτερος βραχίονας, στην απλουστευμένη αυτή θεώρηση του σχ. 1.2, αρκεί να έχει τέλεια γραμμική συμπεριφορά. Οι περισσότερες παρουσιάσεις διακοπών, μέχρι σήμερα, βασίζονται σε μη γραμμικότητες, που οφείλονται στους συντελεστές επιδεκτικότητας δεύτερης και τρίτης τάξης,  $\chi^{(2)}$  και  $\chi^{(3)}$  αντίστοιχα, των υλικών που χρησιμοποιούνται. Το μη γραμμικό υλικό, που χρησιμοποιήθηκε πρώτη φορά για την υλοποίηση των οπτικών διακοπών, είναι η τυπική οπτική ίνα με προσμίξεις πυριτίου (Si)[32], για να μελετηθούν, στη συνέχεια, διάφορες εναλλακτικές λύσεις, αποσκοπώντας κυρίως στην αύξηση της μη γραμμικής συμπεριφοράς και στη μείωση του απαιτούμενου μήκους αλληλεπίδρασης μεταξύ

υλικού και εισερχόμενου οπτικού σήματος. Τα τελευταία χρόνια, η έρευνα στον τομέα της οπτικής μεταγωγής έχει εστιάσει στην χρήση οπτικών ενισχυτών ημιαγωγού (SOA), λόγω, κυρίως, της ισχυρής μη γραμμικότητάς τους και του μικρού και συμπαγούς μεγέθους αυτών [33]-[36].

Η διέγερση της μη γραμμικότητας του μέσου επιτυγχάνεται με την εισαγωγή ενός ισχυρού οπτικού σήματος ελέγχου και η προκαλούμενη μεταβολή του δείκτη διάθλασης του μη γραμμικού μέσου γίνεται αντιληπτή από το ασθενούς ισχύος σήμα εισόδου, ως μια αλλαγή στη φάση του. Αποτέλεσμα αυτού, είναι να φτάνουν οι δύο συνιστώσες του σήματος εισόδου στην έξοδο με διαφορετική μεταξύ τους φάση, οπότε η συμβολή τους μετατρέπει τη διαφορά φάσης σε μεταβολή πλάτους, αλλάζοντας το συσχετισμό οπτικής ισχύος στις δύο θύρες εξόδου του διακόπτη. Στην περίπτωση που η μεταβολή στη φάση είναι ίση με  $\pi$ , το σύνολο της οπτικής ισχύος εξέρχεται από τη δεύτερη θύρα του διακόπτη, πλέον, και όχι από την πρώτη, και η πύλη είναι σε κατάσταση μεταγωγής ή ON.

Σχηματικά, οι δύο καταστάσεις μεταγωγής OFF και ON ενός συμβολομετρικού διακόπτη φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα: κατάσταση μεταγωγής (α) OFF και (β) ON ενός συμβολομετρικού διακόπτη.

Η λειτουργία κάθε συμβολομετρικής διάταξης κρίνεται, με βάση τις επιδόσεις της, σε μια σειρά από χαρακτηριστικά μεγέθη, τα οποία αποτελούν τα κριτήρια αξιολόγησης ενός οπτικού διακόπτη. Τα σημαντικότερα από αυτά τα μεγέθη είναι το παράθυρο μεταγωγής, που σχετίζεται άμεσα με την ταχύτητα λειτουργίας, η ενέργεια μεταγωγής, η εισαγόμενη χρονική καθυστέρηση, ο λόγος αντίθεσης ή ON-OFF του διακόπτη, ο θόρυβος στην έξοδο, η σταθερότητα λειτουργίας, η δυνατότητα πολλαπλών συνδέσεων σε σειρά (cascadability) και η δυνατότητα ολοκλήρωσης του διακόπτη σε συμπαγή συσκευασία. Οι περισσότερες από τις



παραπάνω έννοιες χρησιμοποιούνται στο υπόλοιπο της παρούσης εργασίας και για το λόγο αυτό είναι χρήσιμη μια συνοπτική ανάλυση της κάθε μιας.

- **Παράθυρο μεταγωγής (*switching window*)**, το οποίο ορίζεται ως το χρονικό διάστημα, μέσα στο οποίο η κατάσταση του διακόπτη παραμένει ON, μέχρι ο διακόπτης να επανέλθει σε κατάσταση OFF μετά το πέρας της αλληλεπίδρασης της δέσμης ελέγχου με το μη γραμμικό μέσο. Όσο μικρότερο είναι το παράθυρο μεταγωγής, τόσο μεγαλύτερη είναι η ταχύτητα λειτουργίας του διακόπτη, με αποτέλεσμα το χρονικό εύρος του παραθύρου μεταγωγής να καθορίζει και **τη μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας του διακόπτη**. Το χρονικό εύρος του παραθύρου μεταγωγής καθορίζει, επίσης, την ανεκτικότητα, που επιδεικνύει ο διακόπτης στη χρονική ολίσθηση (*timing jitter*) των παλμών του σήματος ελέγχου. Το εύρος του παραθύρου μεταγωγής εξαρτάται, γενικά, από την ταχύτητα διέγερσης και επαναφοράς της μη γραμμικότητας, από τα χαρακτηριστικά των παλμών ελέγχου και από τη συνδεσμολογία του διακόπτη. Ο κλασικός τρόπος μέτρησής του γίνεται με εφαρμογή ενός σήματος συνεχούς κύματος (CW – continuous wave signal), ως σήμα ρολογιού στο διακόπτη, και ενός παλμικού ως σήμα ελέγχου (τυπική διάταξη μετατροπής μήκους κύματος). Η μορφή του μεταγόμενου (*switched*) οπτικού σήματος στο μήκος κύματος του σήματος ρολογιού αποτελεί το παράθυρο μεταγωγής[37]–[39] .
- **Ενέργεια μεταγωγής (*switching energy*) ή κατανάλωση ισχύος (*power consumption*)**, η οποία είναι η ενέργεια των παλμών ελέγχου, που απαιτείται για την διέγερση της μη γραμμικότητας και την αλλαγή της κατάστασης μεταγωγής του διακόπτη. Η ενέργεια αυτή είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη, ώστε να μπορεί να επιτευχθεί μεταγωγή σε υπερυψηλές ταχύτητες μετάδοσης, με χαμηλή παρεχόμενη μέση ισχύ από τους διαθέσιμους οπτικούς ενισχυτές EDFA, και να διατηρείται η κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος χαμηλή, για να μπορεί το κύκλωμα να χρησιμοποιηθεί σε πραγματικές εφαρμογές. Η ενέργεια μεταγωγής εξαρτάται κυρίως από το πόσο ισχυρή είναι η μη γραμμικότητα του υλικού[36],[40].
- **Χρονική καθυστέρηση (*delay*)**, η οποία είναι το χρονικό διάστημα που απαιτείται, για να διαδοθεί το εισερχόμενο σήμα από την είσοδο ως την έξοδο του διακόπτη. Ιδανικά, κάθε διακόπτης οφείλει να εισάγει όσο γίνεται μικρότερη καθυστέρηση, ούτως ώστε να αποφεύγεται η συμφόρηση στη ροή δεδομένων του δικτύου και η εισαγωγή επιπλέον χρονικών καθυστερήσεων στη μετάδοση του σήματος. Προφανώς, η κατασκευή του διακόπτη από διακριτά στοιχεία με προσαρτήσεις οπτικής ίνας επιβαρύνει τον χρόνο διάδοσης του οπτικού

σήματος μέσα από αυτόν, λόγω του μεγάλου μήκους των διακριτών στοιχείων και της ίνας, και σίγουρα η λύση ενός ολοκληρωμένου οπτικού διακόπτη είναι προτιμητέα.

- **Λόγος αντίθεσης ή ON-OFF (contrast ή extinction ratio)**, ο οποίος αποτελεί ένα πολύ σημαντικό κριτήριο για την ποιότητα του οπτικού σήματος στην έξοδο του διακόπτη. Ο λόγος αυτός ισούται με το πηλίκο της ισχύος του σήματος, που έχει μεταχθεί στην θύρα μετάδοσης παρουσία σήματος ελέγχου, προς την ισχύ του ανεπιθύμητου σήματος, που μετάγεται στη θύρα μετάδοσης ακόμα και όταν δεν υπάρχει σήμα ελέγχου. Στην ουσία εκφράζει το λόγο αντίθεσης του σήματος εξόδου. Για ελαχιστοποίηση του ρυθμού σφαλμάτων ο λόγος αυτός πρέπει να έχει όσο γίνεται μεγαλύτερη τιμή[37],[39].
- **Θόρυβος (noise)**, η παρουσία του οποίου εξαρτάται από το αν η εκάστοτε συνδεσμολογία οπτικού διακόπτη χρησιμοποιεί κάποια πηγή θορύβου ή όχι. Οι οπτικοί διακόπτες, που χρησιμοποιούν οπτική ίνα σαν μη γραμμικό μέσο, προφανώς δεν προσθέτουν θόρυβο στο σήμα εξόδου, ενώ αντίθετα, οι διακόπτες με ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή αλλοιώνουν την εικόνα θορύβου του σήματος, λόγω της αυθόρμητης εκπομπής φωτονίων. Η επίδραση του θορύβου ενός οπτικού σήματος είναι πολύ σημαντική σε ένα δίκτυο, αφού υποβιβάζει την απόδοση αυτού. Ο θόρυβος καθορίζεται από δύο δείκτες. Ο πρώτος είναι ο *σηματοθορυβικός λόγος (Signal to Noise Ratio-SNR)* και ο δεύτερος είναι ο *δείκτης θορύβου (Noise Figure-NF)*[41],[42].
- **Σταθερότητα λειτουργίας (stability)**, η οποία είναι ένα βασικό χαρακτηριστικό για την αξιολόγηση των οπτικών διακοπών και την ενδεχόμενη εφαρμογή τους σε δικτυακό περιβάλλον. Η λειτουργία του διακόπτη προφανώς επηρεάζεται από περιβαλλοντικές διακυμάνσεις (π.χ. θερμοκρασιακές μεταβολές), λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών της οπτικής ίνας. Η ελαχιστοποίηση της αστάθειας λειτουργίας, είτε λόγω μεταβολών των οπτικών σημάτων, που εισέρχονται στο διακόπτη, είτε λόγω των εγγενών χαρακτηριστικών του διακόπτη, κρίνεται απολύτως απαραίτητη, τουλάχιστον όσον αφορά την εφαρμογή τους σε εμπορικά διαθέσιμα οπτικά συστήματα. Οι δύο σημαντικότεροι παράγοντες βελτίωσης της σταθερότητας λειτουργίας ενός διακόπτη είναι η χαμηλή πολωτική ευαισθησία των δομικών του στοιχείων καθώς και οι μικρές φυσικές του διαστάσεις. Αναφορικά με το δεύτερο παράγοντα, σαφές πλεονέκτημα παρέχουν οι οπτικοί διακόπτες, που είναι ολοκληρωμένοι σε συμπαγείς συσκευασίες.

- *Διαδοχική σύνδεση πολλαπλών διακοπών (cascadability)*, η οποία αφορά στην ικανότητα ενός διακόπτη να οδηγεί απευθείας, από την έξοδό του, την θύρα εισόδου ενός άλλου. Η ικανότητα αυτή αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα κριτήρια για την αξιολόγηση της απόδοσης των οπτικών πυλών, δεδομένου ότι καθορίζεται από όλα τα προαναφερθέντα κριτήρια. Η ανάγκη για διαδοχική σύνδεση πολλαπλών διακοπών είναι μεγάλη, αφού, αν μια πύλη δεν μπορεί να οδηγήσει μία άλλη, καθίσταται ανέφικτη η σχεδίαση σύνθετων αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων, τα οποία απαιτούν τη χρήση ενός μεγάλου αριθμού πυλών.
- *Δυνατότητα ολοκλήρωσης (integrability) των διακοπών σε συμπαγείς συσκευασίες με το μικρότερο δυνατό μέγεθος*, η οποία έχει καθοριστικό ρόλο στην απόδοση των οπτικών διακοπών και στην αξιολόγηση αυτών για πιθανή χρήση τους σε πραγματικές δικτυακές εφαρμογές. Το σενάριο για υλοποίηση των οπτικών διακοπών σε διατάξεις με μέγεθος ανάλογο αυτού των αντίστοιχων ηλεκτρονικών φαντάζει ακόμη απίθανο, αλλά η τεχνολογία της φωτονικής ολοκλήρωσης, τα τελευταία χρόνια, έχει κάνει πολύ σημαντικά βήματα προόδου. Ήδη ο διακόπτης τύπου Mach-Zehnder έχει παρουσιαστεί σε ολοκληρωμένη μορφή, εδώ και μερικά χρόνια[43]-[44], και πλέον είναι εμπορικά διαθέσιμος[28].

## 1.4 ΣΚΟΠΟΣ ΚΑΙ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ

Όπως προαναφέρθηκε, η εμπορική διάθεση αμιγώς οπτικών κόμβων για δίκτυα μεταγωγής πακέτων αντιμετωπίζει κάποια προβλήματα ακόμα όσον αφορά στην επίτευξη της μέγιστης δυνατής ταχύτητας λειτουργίας. Ο λόγος είναι ότι σημαντικές λειτουργίες των οπτικών μεταγωγέων γίνονται σε ηλεκτρικό επίπεδο-δηλαδή το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό, επεξεργάζεται και έπειτα μετατρέπεται ξανά σε οπτικό (O/E/O) . Η ηλεκτρική επεξεργασία ωστόσο του σήματος αποτελεί στενωπό στις επιδόσεις των οπτικών συστημάτων και έτσι πλήθος εργαστηριακών μελετών γίνονται τα τελευταία χρόνια με σκοπό τη δημιουργία αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων.

Μια από τις σημαντικότερες λειτουργίες που επιτελούνται σε οπτικούς μεταγωγείς είναι η οπτική αναγέννηση (optical regeneration) και η διπλωματική αυτή θα ασχοληθεί συγκεκριμένα με την **2R αναγέννηση**, δηλαδή την αναμόρφωση του σχήματος των παλμών του (**Re-shaping**), και την επανενίσχυσή του (**Re-amplifying**).

## Σκοπός

Σκοπός της διπλωματικής αυτής είναι η εύρεση της περιοχής βέλτιστης λειτουργίας τριών διαφορετικών 2R αναγεννητικών διατάξεων καθώς επίσης και η μελέτη των αναγεννητικών ιδιοτήτων που παρουσιάζουν. Η εργασία πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης φωτονικών κυκλωμάτων VPI Transmission Maker 7.6 .

Πιο συγκεκριμένα, το σήμα που εξετάσαμε αποτελείται από παλμούς **NRZ** (Non Return to Zero) στα **10 Gbps** στην περιοχή των **1550 nm**. Οι διατάξεις που μελετήσαμε είχαν σαν βασικό τους κύκλωμα το συμβολόμετρο **Mach-Zehnder** (Mach-Zehnder Interferometer) και οι τεχνικές αναγέννησης που δοκιμάσαμε ήταν α) το **Standard Scheme** , β) το **Bidirectional Push-Pull Scheme** και γ) το **Differentially Biased Bidirectional Scheme** . Αναλυτικά αυτές οι τεχνικές παρουσιάζονται στα παρακάτω κεφάλαια της διπλωματικής. Αρχικά, μελετήσαμε την περιοχή βέλτιστης λειτουργίας για κάθε συνδεσμολογία ξεχωριστά (προσδιορισμός τιμών ισχύος λειτουργίας). Εν συνεχεία, μελετήσαμε τη αναγεννητική ικανότητα κάθε διάταξης για την αντιμετώπιση δυο κύριων φαινομένων στις τηλεπικοινωνίες, όπως αυτό του θορύβου και του extinction. Τέλος, παρουσιάζουμε την ικανότητα σύνδεσης πολλαπλών διακοπών (cascadability) της standard scheme συνδεσμολογίας σε σειρά και παραθέτουμε τα πειραματικά αποτελέσματα όπως ανακοινώθηκαν από το Ε.Φ.Ε σε σχετική εργασία αναφορικά με το cascadability του Differentially Biased Bidirectional Scheme.

## Δομή της διπλωματικής

**Κεφάλαιο 1:** Εισαγωγή

**Κεφάλαιο 2:** Περιγραφή SOA – MZI

**Κεφάλαιο 3:** Περιγραφή , ανάλυση και εύρεση σημείων λειτουργίας των αναγεννητικών μοντέλων.

**Κεφάλαιο 4:** Μελέτη των αναγεννητικών ιδιοτήτων κάθε διάταξης.

**Κεφάλαιο 5:** Μελέτη διαδοχικής σύνδεσης πολλαπλών διακοπών standard scheme και παρουσίαση πειραματικών αποτελεσμάτων της Differentially Biased Bidirectional συνδεσμολογίας που πραγματοποιήθηκε στο Ε.Φ.Ε.

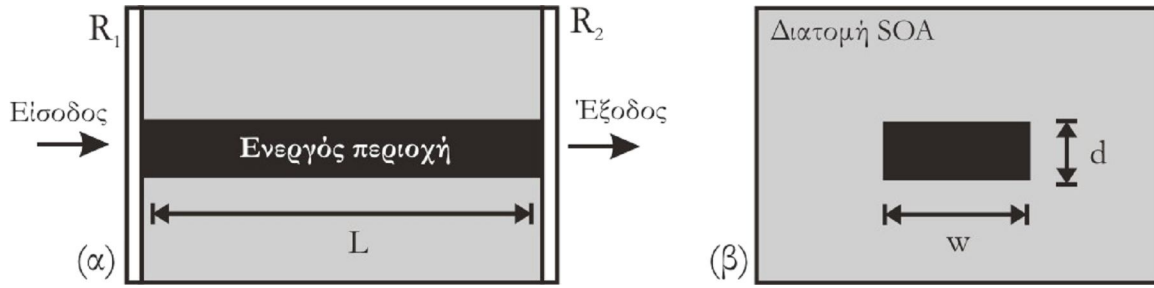
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup> : Περιγραφή SOA(Semiconductor optical amplifier) -MZI (Mach-Zehnder Interferometer)

Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγράψουμε αναλυτικά τον ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή **SOA (Semiconductor optical amplifier)** που λειτουργεί ως το μη γραμμικό μέσο στο συμβολόμετρο **Mach-Zehnder** (Mach-Zehnder Interferometer) όπως επίσης και τις βασικές ιδιότητες του ίδιου του **Mach-Zehnder**.

### **2.1 Οπτικός ενισχυτής ημιαγωγού – SOA (Semiconductor optical amplifier)**

#### **2.1.1 Αρχή λειτουργίας και βασικά χαρακτηριστικά**

Ο SOA είναι ένα ενισχυτικό υλικό το οποίο παρουσιάζει έντονα μη γραμμικά φαινόμενα. Συγκεκριμένα, το φαινόμενο το οποίο χρησιμοποιείται στο SOA, είναι η μεταβολή του δείκτη διάθλασης του υλικού όταν μέσα από αυτό διέρχεται ένα ισχυρό οπτικό σήμα. Μεταβάλλοντας λοιπόν τον δείκτη διάθλασης του υλικού μέσα στο SOA μπορεί να μεταβληθεί και η φάση του πεδίου ενός δεύτερου, ασθενέστερου οπτικού σήματος που επίσης διέρχεται από τον ίδιο SOA. Στο σχήμα φαίνεται η γενικευμένη μορφή ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού, του οποίου οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής είναι (πλάτος × πάχος × μήκος) =  $(w \times d \times L)$ . Οι ανακλαστικότητες των τερματικών επιφανειών εισόδου και εξόδου συμβολίζονται με R1 και R2, ενώ στο κεντρικό μέρος της συσκευής βρίσκεται η ενεργός περιοχή του ημιαγωγού. Η ενεργός περιοχή είναι το τμήμα της συσκευής όπου το εισερχόμενο φως αντιλαμβάνεται το φαινόμενο του κέρδους και κατ' επέκταση το μη-γραμμικό φαινόμενο της αλλαγής του δείκτη διάθλασης.



Σχήμα: Γενικευμένη δομή ενός οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού (SOA).

Η αρχή λειτουργίας ενός SOA βασίζεται στη θεωρία επανασύνδεσης ηλεκτρονίων και οπών στην ενεργό περιοχή του ημιαγωγού. Σύμφωνα με τη θεωρία αυτή, θερμικές, ηλεκτρικές ή οπτικές διεγέρσεις των ηλεκτρονίων από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας συντελούν στη δημιουργία ζεύγων 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  $t$ :

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

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[15].

### 2.1.2 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:

$$\frac{dP(z,t)}{dz} = [\Gamma \cdot g \cdot [N(z,t) - N_T] - a_s] \cdot P(z,t) \quad (2.2)$$

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

Οι εξισώσεις (2.1) και (2.2) αποτελούν τις δύο κλασικές εξισώσεις ροής του ενισχυτή[15]. 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 [45]-[47]. 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 [48].



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

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

Για τον αναλυτικό υπολογισμό του κέρδους του ημιαγωγού θα πρέπει να εξετάσουμε δύο διαφορετικές περιπτώσεις, ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας του SOA. Έτσι αναφερόμαστε στην ακόρεστη (unsaturated) και στην κορεσμένη (saturated) περιοχή, όπου έχουμε αντίστοιχα το κέρδος ασθενούς σήματος (small signal gain) και το κορεσμένο κέρδος (saturated gain) του ενισχυτή[28].

### 2.1.3 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 (2.1)  $P(z,t) \cong 0$ , η πυκνότητα φορέων στη μόνιμη κατάσταση βρίσκεται ότι είναι ίση με  $N_{ss} = \frac{I \cdot \tau_c}{eV}$  [48].

Ορίζουμε το κέρδος ασθενούς σήματος ως

$$G_0 = \frac{P(L,t)}{P(0,t)} = \exp[\Gamma \cdot g \cdot [N_{ss} - N_T] \cdot L - a_s \cdot L] \quad (2.4)$$

Επιπλέον, ορίζουμε το συνολικό αριθμό φορέων ανά διατομή, που είναι διαθέσιμοι προς ενίσχυση [48]

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

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

$$G(t) = \exp[\Gamma \cdot g \cdot N_{tot}(t) - a_s \cdot L] \quad (2.6)$$

#### 2.1.4 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 (2.1). Με ολοκλήρωση της σχέσης (2.1) 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 (2.3) όμως έχουμε

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

Επομένως :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} N_{tot}(t) &= -\frac{1}{h\omega_0 A} P(0,t) [G(t)-1]^{\Gamma \cdot g} \\ \frac{\Gamma \cdot g}{G(t)-1} \frac{d}{dt} N_{tot}(t) &= -\frac{\Gamma \cdot g}{h\omega_0 A} P(0,t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Παραγωγίζοντας την σχέση (2.6) βρίσκουμε ότι

$$\begin{aligned} \frac{dG(t)}{dt} &= \Gamma \cdot g \cdot \frac{dN_{tot}(t)}{dt} \cdot G(t) \Rightarrow \\ \frac{\Gamma \cdot g}{G(t)-1} \frac{dN_{tot}(t)}{dt} &= \frac{1}{G(t)-1} \frac{dG(t)}{dt} \frac{1}{G(t)} \end{aligned}$$

Με αντικατάσταση της παραπάνω σχέσης στην σχέση (2.7) και λύνοντας ως προς  $G(t)$ , βρίσκουμε ότι το κέρδος κορεσμού του SOA από βραχύ οπτικό παλμό προκύπτει από την έκφραση [36], [48] :

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

Στην παραπάνω σχέση,  $U_{in}(t)$  είναι η ενέργεια του παλμού, που βρίσκεται μέσα στον ενισχυτή τη χρονική στιγμή  $t$ . Αν θεωρήσουμε ως χρονική στιγμή 0 τη στιγμή, που ο παλμός με κυματομορφή ισχύος  $P_{in}(t)$  αρχίζει να εισέρχεται στο SOA, τότε η  $U_{in}(t)$  εκφράζεται ως  $U_{in}(t) = \int_0^t P_{in}(t') dt'$ . Η παράμετρος  $U_{sat}$ , κατά αντιστοιχία με την  $P_{sat}$ , είναι η ενέργεια κορεσμού του SOA και σχετίζεται με την  $P_{sat}$  μέσω της σχέσης  $U_{sat} = P_{sat} \cdot \tau_c$  [36], [48].

Η σχέση (2.8) δείχνει ότι το κέρδος του ημιαγωγού μειώνεται, για όσο χρονικό διάστημα διαρκεί η διάδοση του στενού παλμού μέσα από τον ημιαγωγό. Επομένως, ο χρόνος κορεσμού του SOA μπορεί να είναι αρκετά μικρός και να μην υπερβαίνει τα μερικά psec[28].

## 2.1.5 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 (2.1) μπορούμε να αγνοήσουμε τον τρίτο όρο του δεξιού σκέλους, ο οποίος είναι ο όρος εξαναγκασμένης εκπομπής. Από την σχέση (2.1) λοιπόν έχουμε

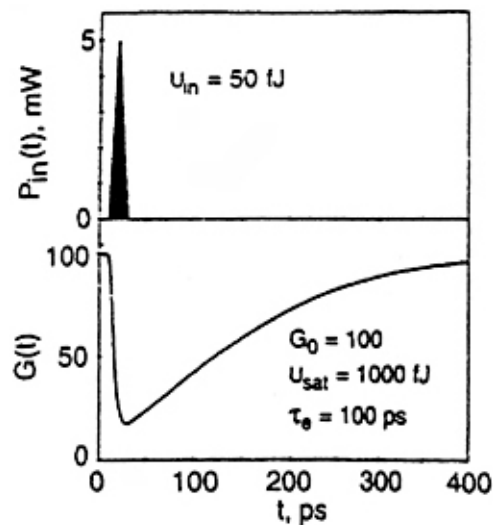
$$\begin{aligned} \frac{\partial N(z,t)}{\partial t} &= \frac{I}{eV} - \frac{N(z,t)}{\tau_c} = \frac{I}{eV} - \frac{N_T}{\tau_c} - \frac{N(z,t) - N_T}{\tau_c} \Rightarrow \\ \frac{d}{dt} N_{tot}(t) &= \left( \frac{I}{eV} - \frac{N_T}{\tau_c} \right) L - \frac{N_{tot}(t)}{\tau_c} = \left( \frac{N_{ss} - N_T}{\tau_c} \right) L - \frac{N_{tot}(t)}{\tau_c} \Rightarrow \\ \Gamma \cdot g \cdot \frac{d}{dt} N_{tot}(t) &= \Gamma \cdot g \cdot \left( \frac{N_{ss} - N_T}{\tau_c} \right) L - \Gamma \cdot g \cdot \frac{N_{tot}(t)}{\tau_c} \Rightarrow \\ \frac{1}{G(t)} \frac{dG(t)}{dt} &= \frac{\ln G_0}{\tau_c} - \frac{\ln G(t)}{\tau_c} \end{aligned}$$

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 [36], [48] :

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

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 [49], [50], [51].

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 παρακάτω σχήμα.



Σχήμα : 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 [52], [53] ή στην περιοχή διαφάνειας του ενισχυτή [54]-[55],[28].

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

Αν ως είσοδος στον ενισχυτή θεωρηθεί οπτικό CW σήμα με σταθερή οπτική ισχύ  $P_{CW}$  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 (2.1), μηδενίζοντας τη χρονική παράγωγο της πυκνότητας φορέων και αγνοώντας, πλέον, τη χρονική εξάρτηση των υπολοίπων μεγεθών, οπότε προκύπτει

$$N(z) - N_T = \frac{(N_{ss} - N_T)}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} \quad (2.10)$$

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 (2.6), καθώς αυτές θεωρούνται αμελητέες, ως προς το κέρδος του ενισχυτή, και χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις των σχέσεων (2.4) και (2.10) στην (2.6), η (2.6) δίνει, τελικά, το κέρδος  $G_{CW}$  στη μόνιμη κατάσταση, το οποίο γράφεται ως [48] :

$$G_{CW} = G_0 \cdot \exp[-(G_{CW} - 1)P_{CW}/P_{sat}] \quad (2.11)$$

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 [48] :

$$G(t) = \frac{1}{1 - \left(1 - \frac{1}{G_{CW}}\right) \exp\left(-\frac{U_{in}}{U_{sat}}\right)} \quad (2.12)$$

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

$$N_{tot}(t) = \left[ N_{tot}(0) - \frac{(N_{ss} - N_T)L}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}} \right] \exp \left[ -\frac{t \left( 1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}} \right)}{\tau_c} \right] + \frac{(N_{ss} - N_0)L}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}} \quad (2.13)$$

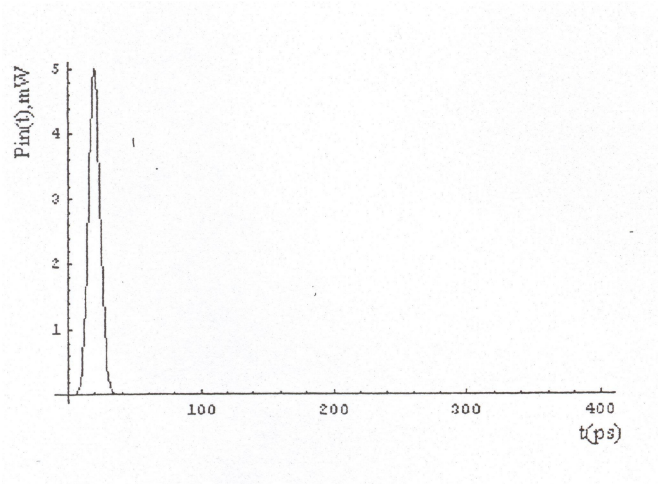
Επομένως, κατά την ανάκαμψη του κέρδους θα έχουμε [26] :

$$(6) \xrightarrow[\alpha_s=0]{(13)} G(t) = G_0 \left[ \frac{G(t_s)}{G_0} \right]^{\exp \left( -\frac{t-t_s}{\tau_c / (1 + P_{in} / P_{sat})} \right)}$$

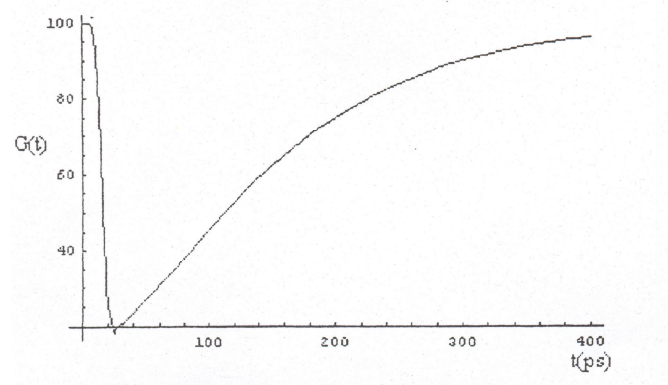
Από την σχέση (2.14) παρατηρούμε ότι η σταθερά ανάκαμψης χρόνου είναι μικρότερη, σε σχέση με την περίπτωση που δεν είχαμε CW σήμα. Αυτό σημαίνει ότι ο ενισχυτής φτάνει πιο γρήγορα τη μέγιστη τιμή του κέρδους ( $G_{cw}$ ). Οπότε, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η εφαρμογή ενός CW σήματος στον ενισχυτή

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 2.2 αναπαρίσταται η μεταβολή του κέρδους, με ή χωρίς CW, για παλμό εισόδου γκαουσιανής μορφής με εύρος 20 ps[28].

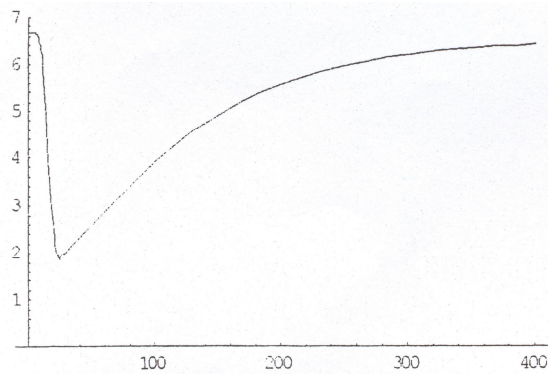


Σχήμα (α): Παλμός εισόδου



Σχήμα (β): Κέρδος ενισχυτή χωρίς CW σήμα





Σχήμα (γ): Κέρδος ενισχυτή με CW σήμα.

### 2.1.7 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:

$$\underline{n} = n' - jn'' \quad (2.15)$$

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

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

όπου  $\varphi$  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-α* (linewidth enhancement factor) [56], και ισχύει:

$$\frac{dn'}{dN} = \alpha \frac{dn''}{dN} \quad (2.17)$$

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

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

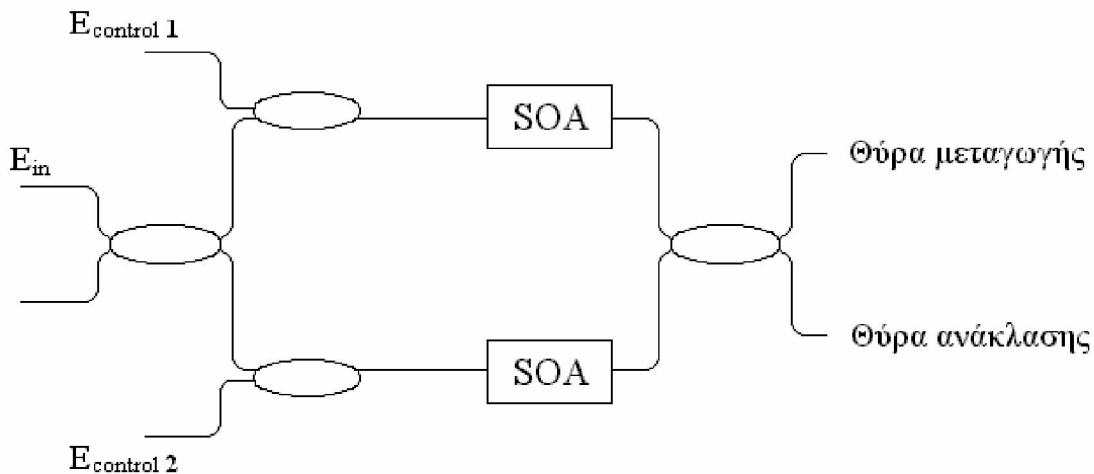
Αποτέλεσμα της εξάρτησης της φάσης του πεδίου από το κέρδος, όταν το πεδίο, που διαδίδεται, είναι ένας στενός οπτικός παλμός, είναι η εμφάνιση *ολίσθησης συχνότητας (chirp)*, κατά μήκος του παλμού [48], [49]. Η μη γραμμική απόκριση κέρδους του ενισχυτή, κατά τον κορεσμό του, έχει ως αποτέλεσμα το προπορευόμενο 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) [48],[28].

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 (2.19):

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

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

Η διάταξη του συμβολόμετρου Mach-Zehnder εικονίζεται στο σχήμα 2.3. 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 : Συμβολόμετρο Mach-Zehnder

Στην περίπτωση που τα σήματα ελέγχου ( $E_{control}$ ) 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  $E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_1} E_{in} e^{-j(\omega t + \phi_1)}$  και

$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{G_2} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \phi_2\right)}$  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 [36] :

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

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

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

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

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

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

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

$$\boxed{P_{tran}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi) \right)} \quad (2.20)$$

και

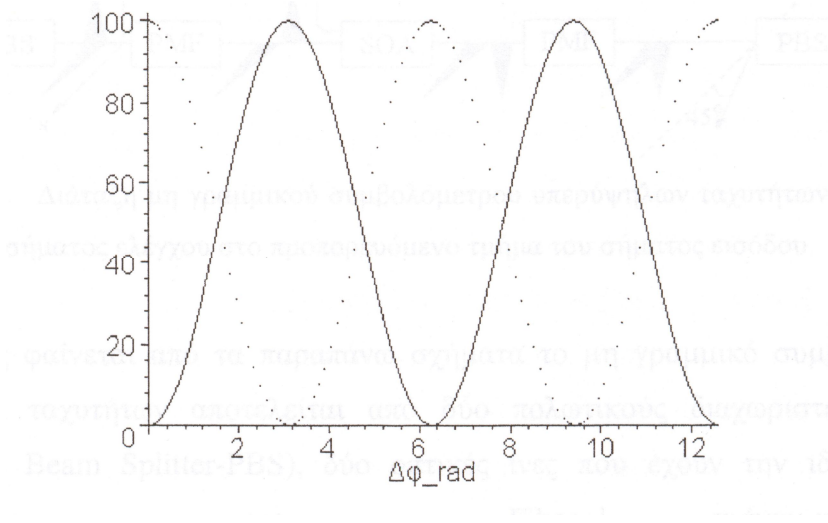
$$\boxed{P_{refl}(t) = \frac{1}{4}E_{in}^2 \left( G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2} \cos(\Delta\varphi) \right)} \quad (2.21)$$

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 μετράγεται στη θύρα ανάκλασης. Πράγματι από τις σχέσεις (2.20) και (2.21), για  $\Delta\varphi = 0$  έπεται ότι  $P_{tran}(t) = \frac{1}{4} E_{in}^2 (G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2})$  και  $P_{refl}(t) = \frac{1}{4} E_{in}^2 (G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1}\sqrt{G_2})$ . 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 2.4 παρουσιάζονται τα συνολικά κέρδη για τις δύο θύρες του συμβολόμετρου Mach-Zehnder, όπως προκύπτουν από τις σχέσεις (2.20) και (2.21). Στην ουσία αναπαρίστανται οι λόγοι  $\frac{P_{refl}}{P_{in}}$  και  $\frac{P_{tran}}{P_{in}}$  συναρτήσει της διαφοράς φάσης  $\Delta\varphi$ . Η συνεχής καμπύλη αφορά τη θύρα μεταγωγής κι η καμπύλη με τις κουκίδες 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. Στην παράγραφο 2.4 γίνεται λεπτομερέστερη αναφορά στο συγκεκριμένο ζήτημα. Από το παρακάτω σχήμα, γίνεται φανερή η έντονη εξάρτηση της εξόδου του συμβολομέτρου 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[28].



Σχήμα : Συνολικά κέρδη ισχύος για τις δύο θύρες εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Η συνεχής καμπύλη αφορά τη θύρα μεταγωγής S κι η καμπύλη με τις κουκίδες τη θύρα ανακλασης U.

### 2.2.1 Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς Ισχύος του συμβολόμετρου Mach-Zehnder στην περιοχή ασθενούς σήματος του SOA

Μελετώντας τις συναρτήσεις μεταφοράς των MZI και UNI, που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους, μπορούμε να καταλήξουμε σε σημαντικά συμπεράσματα για την λειτουργία τους. Ακόμη, από την ανάλυση αυτή θα γίνει καλύτερα κατανοητός ο τρόπος που οι διατάξεις αυτές οδηγούν σε αναγέννηση σήματος.

Οι εκφράσεις για την οπτική ισχύ στις δύο θύρες εξόδου του MZI, που υπολογίστηκαν στην παράγραφο 2.2 και παρατίθενται εδώ για ευκολία, είναι :

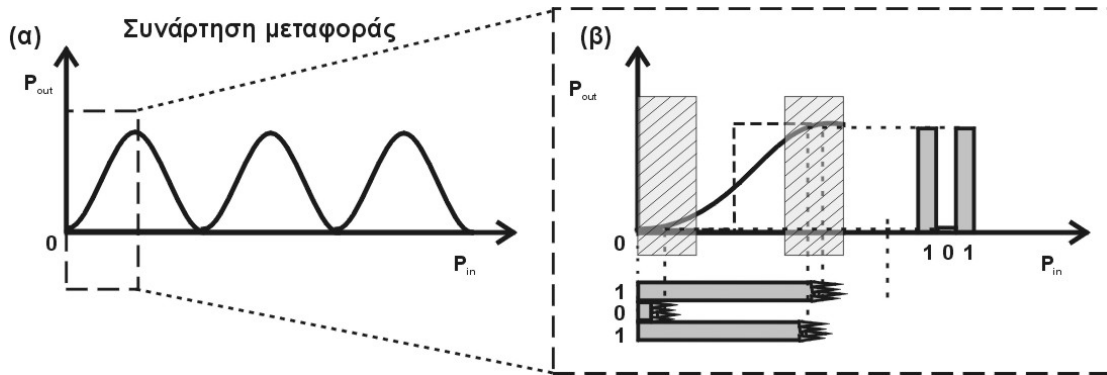


$$\begin{aligned}
P_S &= \frac{1}{4} E_{in}^2 [G_1 + G_2 - 2\sqrt{G_1 G_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] = \\
&= \frac{1}{4} E_{in}^2 \left[ (\sqrt{G_1} - \sqrt{G_2})^2 + 4\sqrt{G_1 G_2} \sin^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right]
\end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\begin{aligned}
P_U &= \frac{1}{4} E_{in}^2 [G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1 G_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] = \\
&= \frac{1}{4} E_{in}^2 \left[ (\sqrt{G_1} - \sqrt{G_2})^2 + 4\sqrt{G_1 G_2} \cos^2 \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right]
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Η γραφική παράσταση των παραπάνω σχέσεων παρουσιάζεται στο σχήμα της ίδιας παραγράφου. Από το σχήμα αυτό, παρατηρούμε ότι οι συναρτήσεις (2.22) και (2.23) 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  $\pi$ , δηλ.  $\pi, 3\pi$  κ.ο.κ., ενώ εμφανίζει ελάχιστα σε ενέργειες παλμού ελέγχου, που προκαλούν στροφή φάσης ίση με άρτιο πολλαπλάσιο του  $\pi$ , δηλ.  $0, 2\pi, 4\pi$  κ.ο.κ. Το αντίθετο, για τις ίδιες ακριβώς τιμές, συμβαίνει για τη θύρα U.

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 παρακάτω σχήμα φαίνεται γραφικά η λειτουργία του συμβολόμετρου στην επιθυμητή περιοχή λειτουργίας. Με την διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 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.



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

Λόγω της μορφής της συνάρτησης μεταφοράς γύρω από την περιοχή βέλτιστης λειτουργίας, όπως αυτή εικονίζεται στο σχήμα, 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. Όπως θα δείξουμε στο τρίτο κεφάλαιο, στην περιοχή ασθενούς σήματος δεν μπορεί να γίνει αναμόρφωση των παλμών, όταν κατά την είσοδό τους στην διάταξη παρουσιάζουν διαμόρφωση πλάτους περισσότερο από 6 dB.

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. Πρέπει να σημειωθεί, όμως, ότι η ανάλυση αυτή αφορούσε σε λειτουργία του διακόπτη σε ιδανικές συνθήκες, όπου οι παράγοντες κέρδους ή απωλειών για τους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου είχαν θεωρηθεί ίδιοι, ακόμα κι όταν μεταβαλόταν 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 2.22 και 2.23, 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,

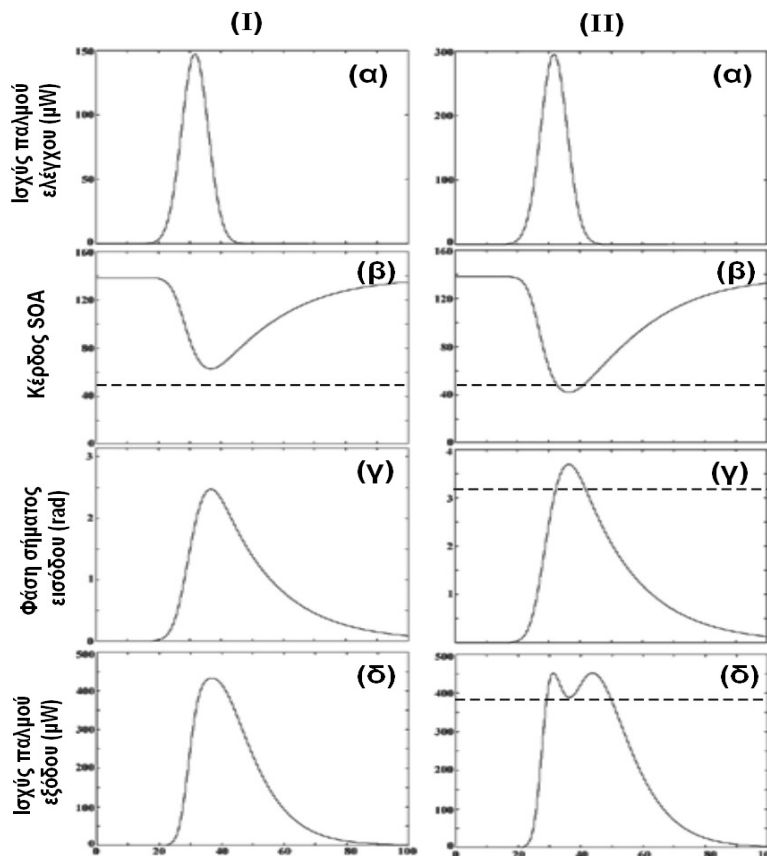
καθώς σε κατάσταση μη μεταγωγής η ισχύς εξόδου της θύρας S είναι, θεωρητικά, μηδενική. Στην πραγματικότητα, βέβαια, ο λόγος ON-OFF της θύρας S δεν είναι ποτέ άπειρος, καθώς η ισχύς εξόδου της θύρας μεταγωγής δεν είναι ποτέ μηδενική, λόγω του θορύβου, που εκπέμπει ο οπτικός ενισχυτής.

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 (2.8), (2.18), (2.22) και (2.23). 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 2.22 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 παρακάτω σχήματος. Η στήλη (I) του σχήματος 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 (I)(α) και (II)(α) απεικονίζεται ο αρχικός παλμός ελέγχου. Η μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή για τις αντίστοιχες περιπτώσεις αποδίδεται στα σχήματα (I)(β) και (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. Τέλος, με χρήση της σχέσης 2.22, απεικονίζεται στα σχήματα (I)(δ) και (II)(δ) η αντίστοιχη έξοδος της θύρας S του διακόπτη για τις δύο περιπτώσεις, αντίστοιχα. Η μορφή του παλμού στο σχήμα (I)(δ) εμφανίζει μία μοναδική κορυφή, ενώ η μορφή του παλμού στο σχήμα (II)(δ) έχει δύο κορυφές. Για όλες τις περιπτώσεις ο παράγοντας διεύρυνσης φασματικής γραμμής  $\alpha$  του ενισχυτή θεωρείται ίσος με 6[28].



Σχήμα: 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 εισόδου (rad) (δ) παλμός εξόδου. Χρονικό παράθυρο 0-100 psec.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup> : Προσδιορισμός των σημείων λειτουργίας των 2R αναγεννητών (MZI)

### ΔΟΜΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

Το κεφάλαιο αυτό ασχολείται με την εύρεση των σημείων λειτουργίας 3 αναγεννητικών κυκλωμάτων για ακολουθίες PRBS (mark probability=0.5) και PRBS-N (pattern 23 με random seed number=10). Η εργασία πραγματοποιήθηκε στο προσομοιωτικό περιβάλλον VPI Transmission Maker 7.6 από τις ηλεκτρονικές βιβλιοθήκες του οποίου αντλήσαμε όσα στοιχεία μας ήταν απαραίτητα για το σχεδιασμό των διατάξεών μας αλλά και για την ποσοτική απεικόνιση των αποτελεσμάτων μας. Τονίζεται ότι τα όποια εξαγόμενα αποτελέσματα του προσομοιωτικού προγράμματος VPI ενδέχεται να αποκλίνουν από τα αντίστοιχα αποτελέσματα που προκύπτουν σε εργαστηριακό επίπεδο.

Το time window (bits δειγματοληψίας) που χρησιμοποιείται σε όλα τα πειράματά μας είναι 256 bits.

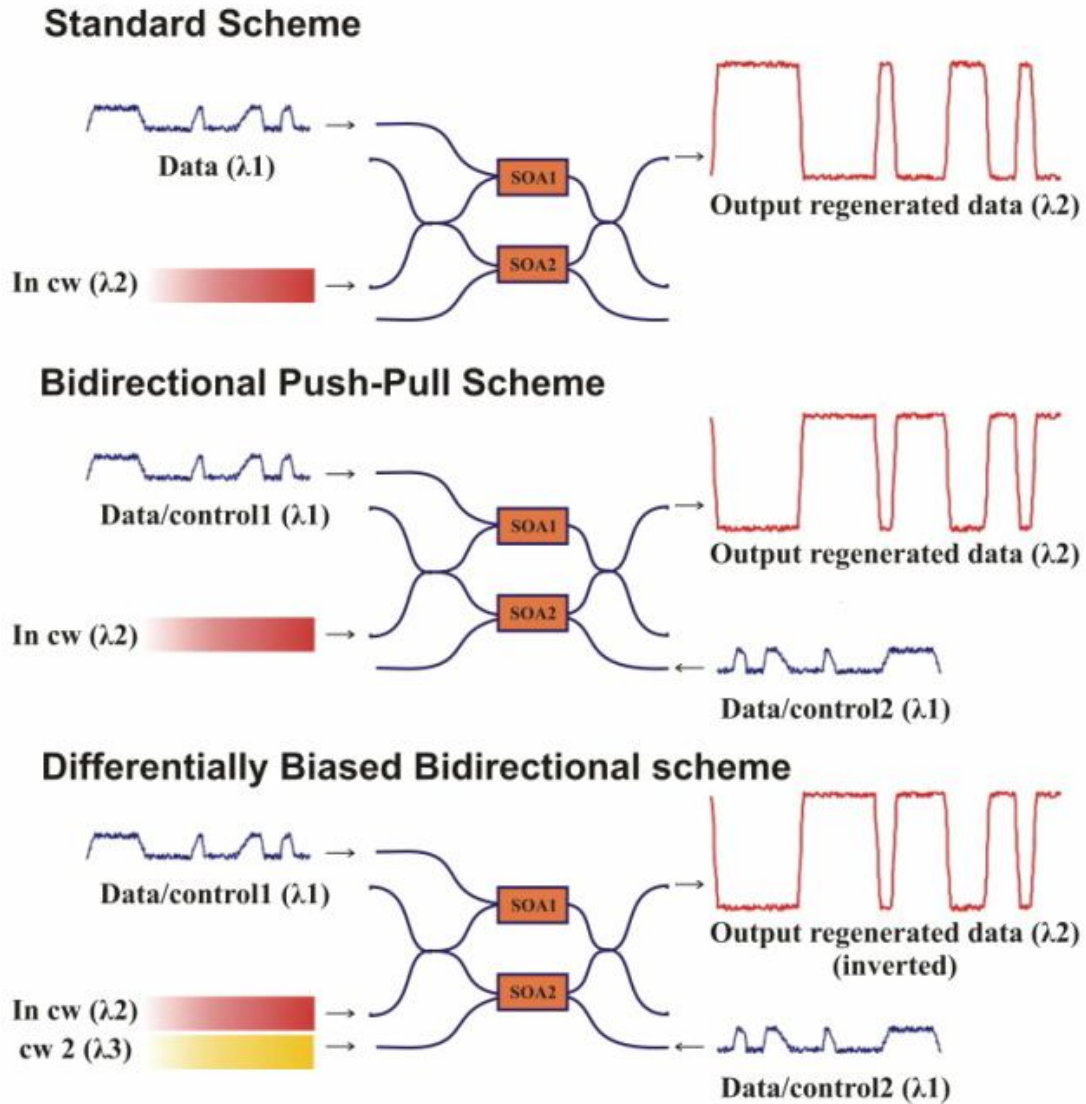
Αναλυτικά :

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε με λεπτομέρεια 3 αναγεννητικά κυκλώματα α) το **Standard Scheme** , β) το **Bidirectional Push-Pull Scheme** και γ) το **Differentially Biased Bidirectional Scheme**. Για καθένα από αυτά τα κυκλώματα θα δείξουμε πως το υλοποιήσαμε με τη βοήθεια του VPI Transmission Maker 7.6 αρχικώς. Έπειτα, για κάθε κύκλωμα ξεχωριστά θα παρουσιάσουμε τις μετρήσεις που κάναμε με σκοπό την εύρεση του σημείου λειτουργίας του , δηλαδή την ισχύ των σημάτων που είχε σαν είσοδο και μάλιστα για ακολουθίες παλμών PRBS και PRBS-N. Τέλος, θα προκύψει συγκριτική αξιολόγηση των αποτελεσμάτων.

Τα μεγέθη με τη βοήθεια των οποίων θα συγκρίνουμε τα αποτελέσματά μας είναι το **OSNR** (Optical Signal to Noise Ratio), το **BER** (Bit Error Ratio) και το **Q** (Q-factor), ενώ σε διάφορα σημεία που κρίνουμε απαραίτητο θα παραθέτουμε και **Eye Diagrams** (Διαγράμματα Ματιού) για μια πιο εποπτική κατανόηση των μετρήσεων.

### 3.1 Εύρεση των σημείων λειτουργίας των αναγεννητικών διατάξεων

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζουμε σχηματικά τα κυκλώματα που θα κατασκευάσουμε με τη βοήθεια του VPI Transmission Maker 7.6 .

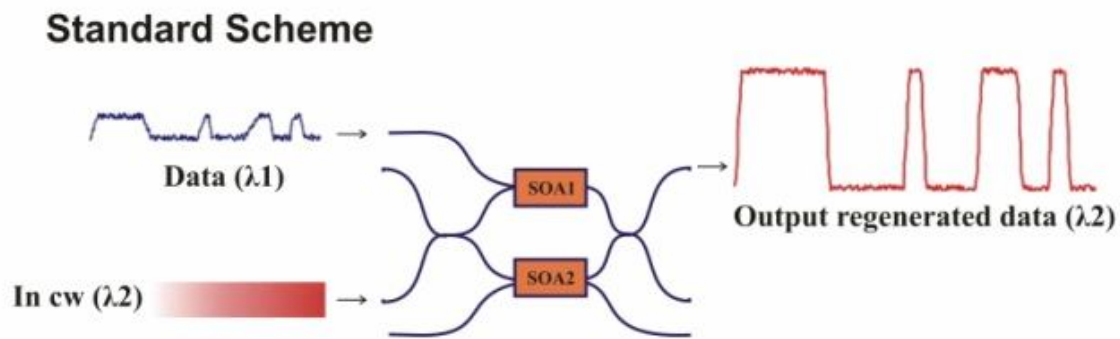


### 3.1.1 Μελέτη του Standard Scheme

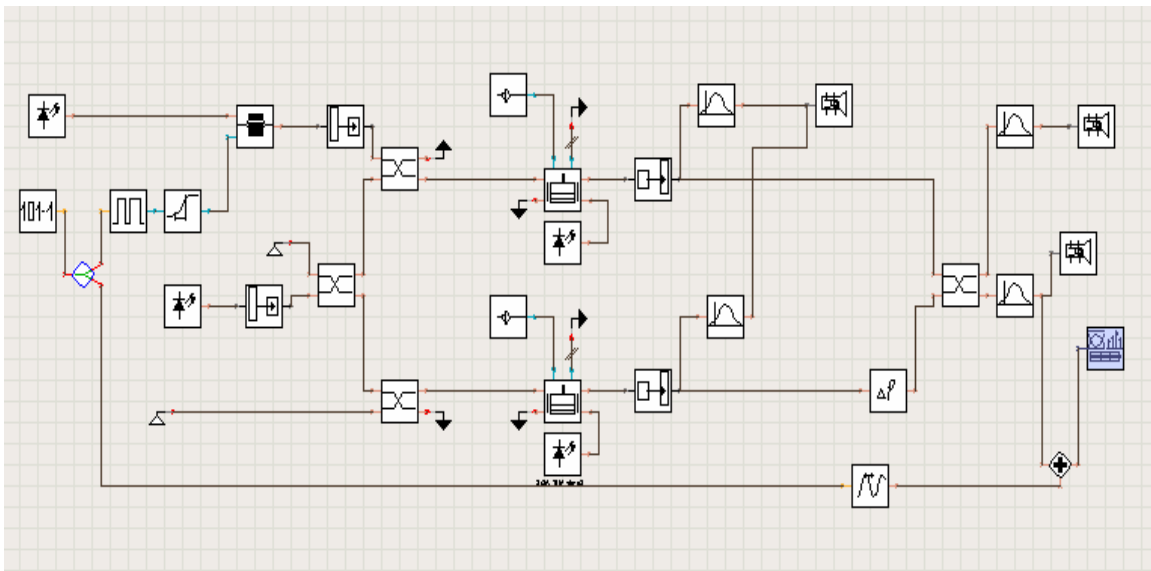
Στο Standard Scheme τα δεδομένα (Data  $\lambda_1$ ) εισέρχονται στον SOA1 με μήκος κύματος  $\lambda_1$  ενώ και στους δύο SOA εισέρχεται το Current Wave (cw  $\lambda_2$ ) με μήκος κύματος  $\lambda_2$  με τη βοήθεια ενός coupler. Στην έξοδο του κυκλώματος τα δεδομένα data εξέρχονται αναγεννημένα και σε μήκος κύματος  $\lambda_2$ , αφού έχουν υποστεί δηλαδή wavelength conversion από  $\lambda_1$  σε  $\lambda_2$ .

Συγκεκριμένα :  $\lambda_1=1553,599$  nm και  $\lambda_2=1549,586$ nm

Οι μετρήσεις που ακολουθούν έχουν σαν στόχο τον προσδιορισμό των τιμών ισχύος των δεδομένων στην είσοδο **Pdata** και του cw (**Pcurrent-wave**) για τις οποίες τα δεδομένα στην έξοδο παρουσιάζουν ικανοποιητικές τιμές OSNR ,BER και Q.



Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζουμε την υλοποίηση του standard scheme στο VPI.



Οι μετρήσεις που έγιναν σε αυτό το scheme παραθέτονται παρακάτω μαζί με τα αποτελέσματά τους.

Για ακολουθία δεδομένων PRBS προέκυψαν τα παρακάτω :

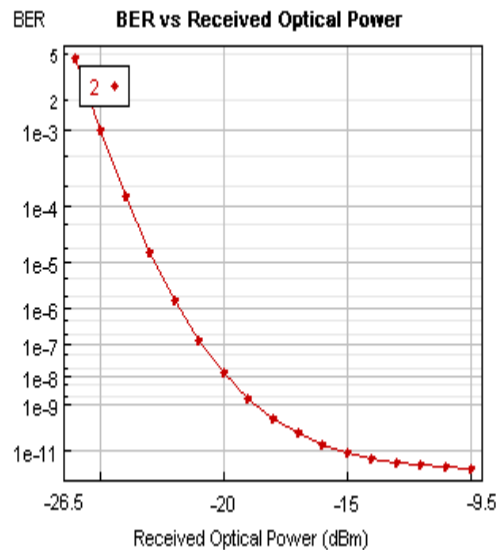
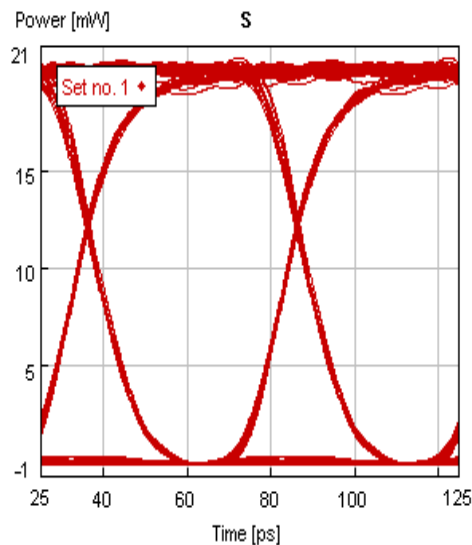
	<b>Pdata</b>	<b>Pcw</b>	<b>BER</b>	<b>OSNR</b>	<b>Q</b>
<b>a</b>	13	8	2,26E-09	16,98	5,8
<b>b</b>	<b>14</b>	<b>9</b>	<b>7,76E-20</b>	<b>19,51</b>	<b>9</b>
<b>c</b>	15	9	8,72E-09	17	5,55
<b>d</b>	16	10	8,08E-09	18,17	5,56
<b>e</b>	13	9	7,33E-09	17,97	5,58

Οι ισχείς Pdata και Pcw είναι εκφρασμένες σε **mw** και το OSNR σε **db**.

Με έντονο **bold** χρώμα έχουμε σημειώσει τη μέτρηση με το καλύτερο BER, το οποίο θα αποτελέσει και το κριτήριο επιλογής των σημείων λειτουργίας της εκάστοτε διάταξης.

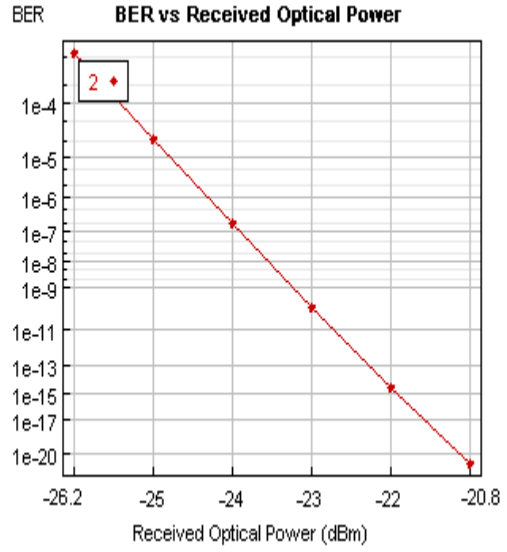
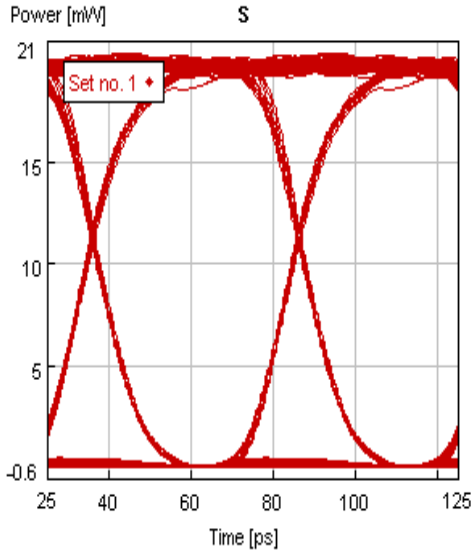
Τα αντίστοιχα διαγράμματα ΕΥΕ και BER ακολουθούν με αρίθμηση παρακάτω :

a)

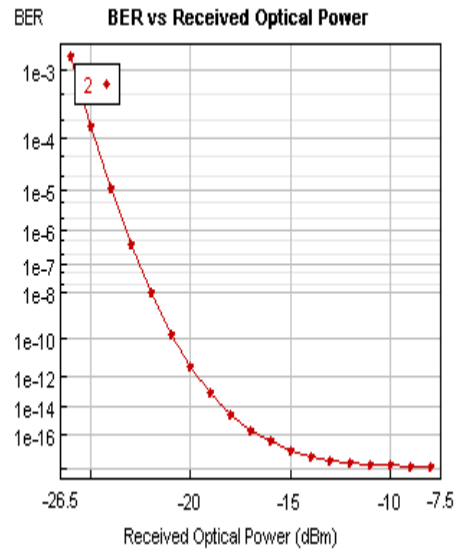
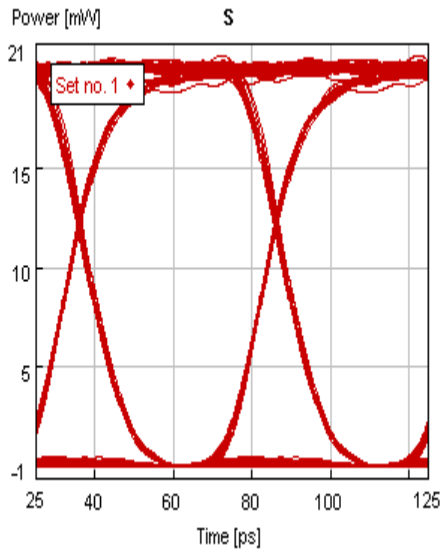




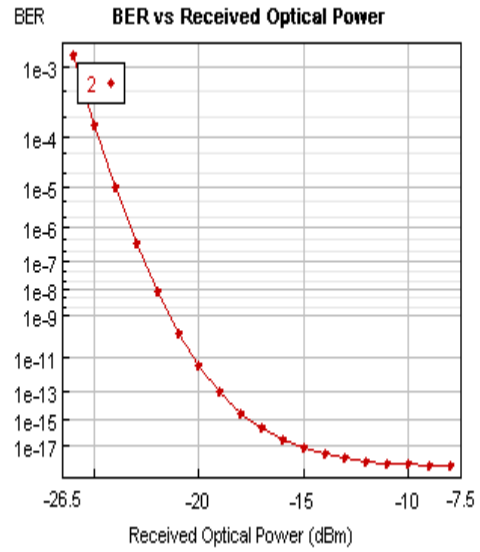
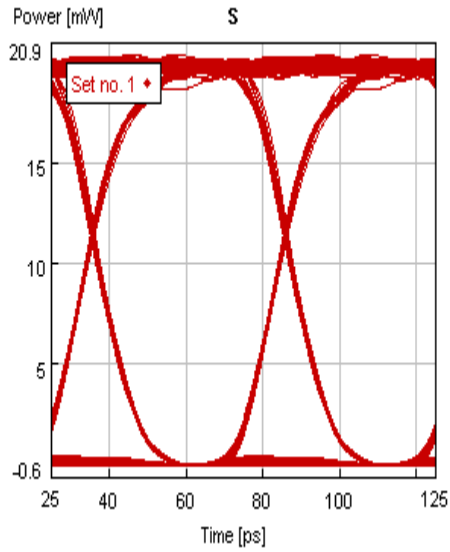
b)



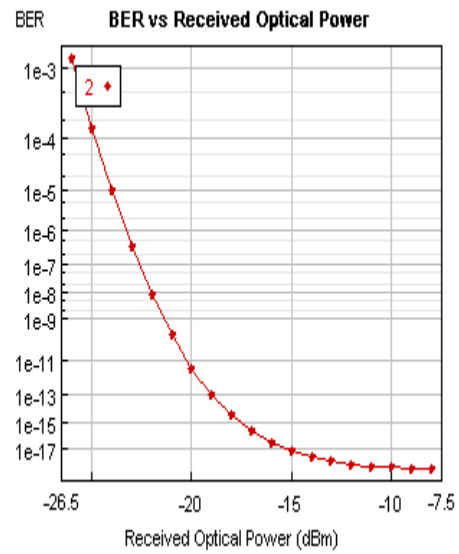
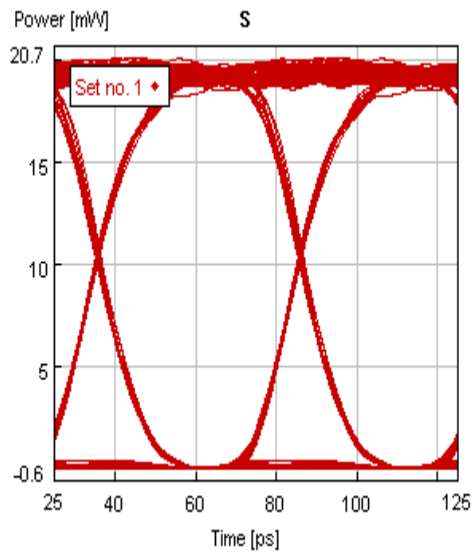
c)



d)



e)

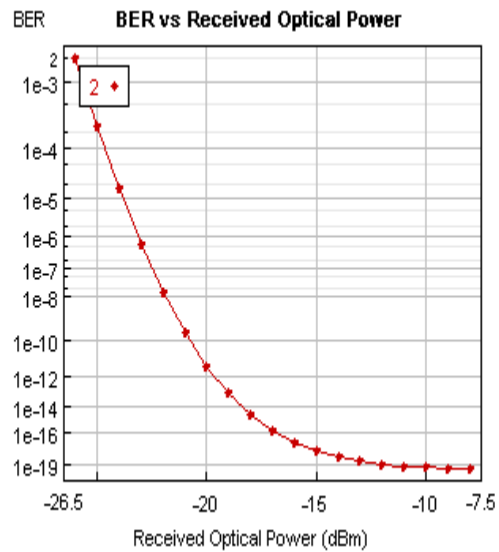
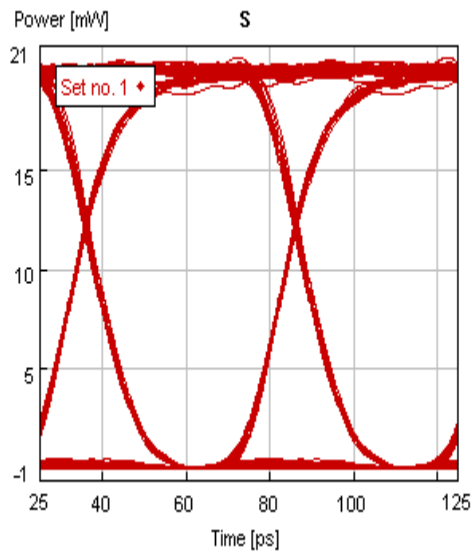


Για ακολουθία δεδομένων PRBS-N προέκυψαν τα παρακάτω :

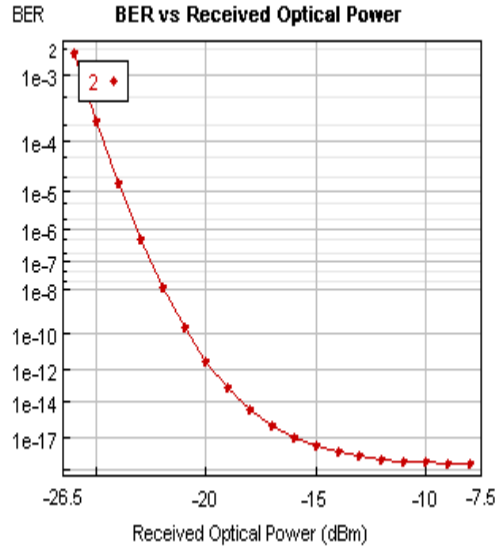
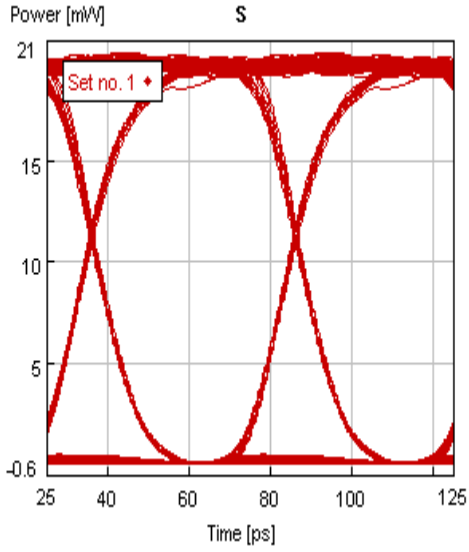
	Pdata	Pcw	BER	OSNR	Q
a	13	8	2,49E-07	16,17	4,93
b	<b>14</b>	<b>9</b>	<b>2,26E-07</b>	<b>17,23</b>	<b>4,95</b>
c	15	9	2,52E-07	16,74	4,93
d	16	10	2,33E-07	17,86	4,95

Και εδώ παρατηρούμε πως για ίδιες τιμές Pdata=14 και Pcw=9 (σε mW) η τιμή του BER είναι η καλύτερη. Παρακάτω δίνουμε τα διαγράμματα EYE και BER.

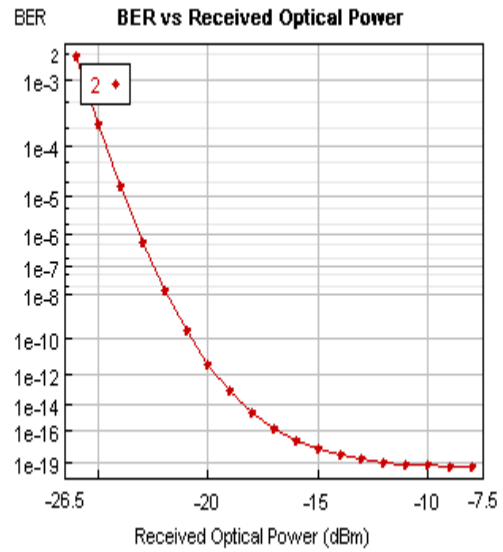
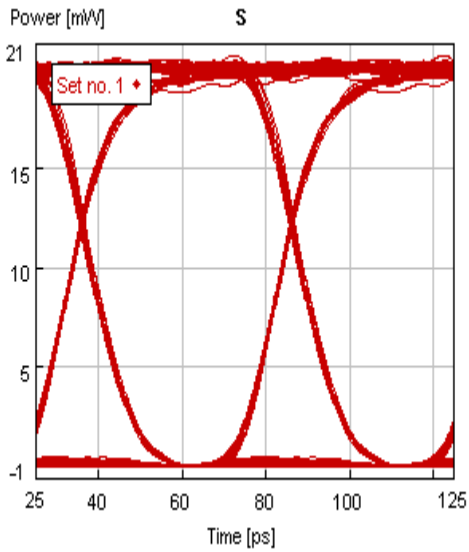
a)



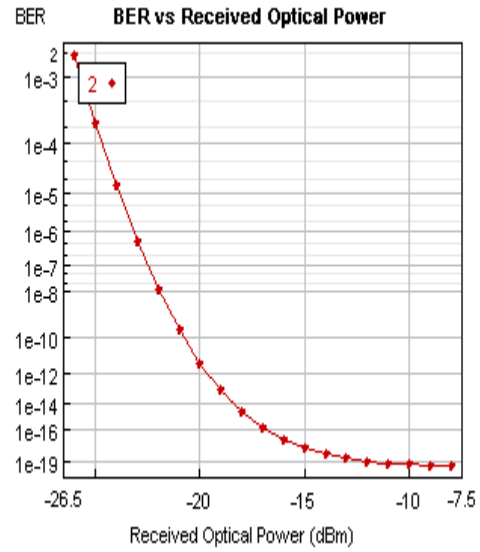
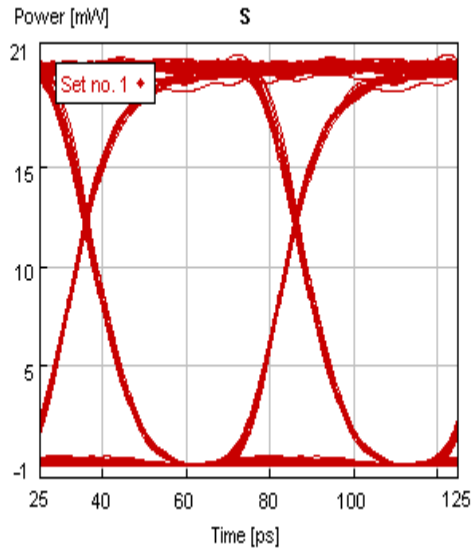
b)



c)



d)



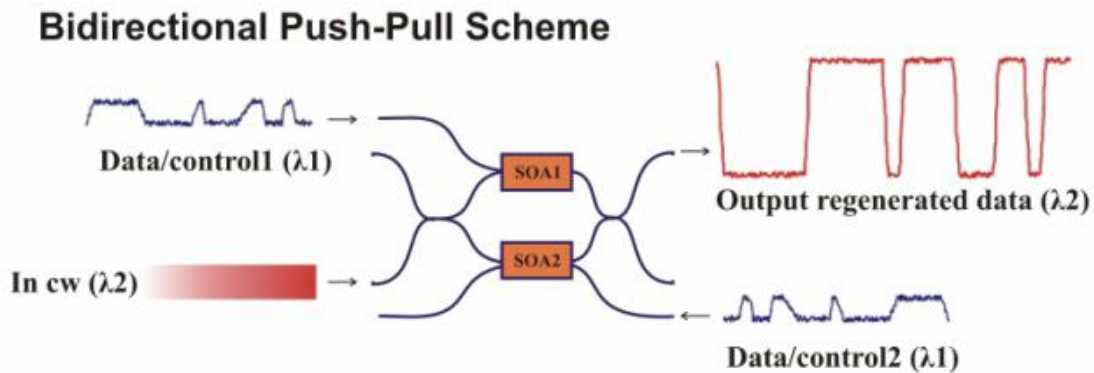
Συμπεράσματα : με βάση τις μετρήσεις που κάναμε οι καλύτερες συνθήκες λειτουργίας για το standard scheme προέκυψαν :  $P_{data} = 14 \text{ mW}$  και  $P_{cw} = 9 \text{ mW}$ . Το κριτήριο επιλογής μας ήταν το BER, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση είχε την μικρότερη τιμή από τις άλλες επιλογές.

### 3.1.2 Μελέτη του Bidirectional Push-Pull Scheme

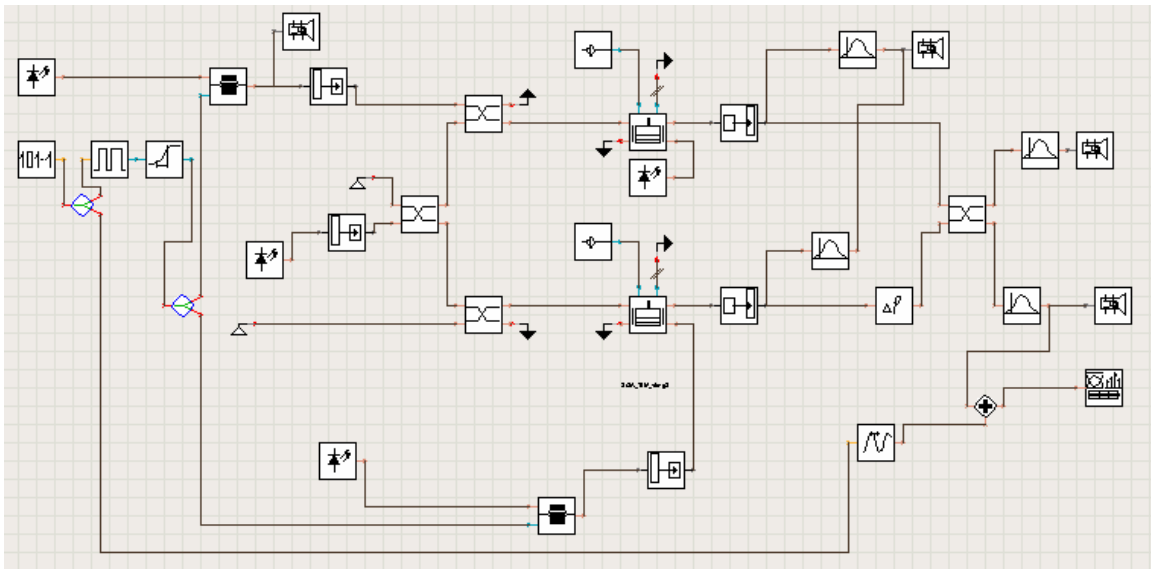
Στη διάταξη Bidirectional Push-Pull Scheme το σήμα data ( $\lambda_1$ ) εισέρχεται στον SOA1 και στον SOA2 με διαφορετική όμως ισχύ και έτσι διεγείρονται ανόμοια οι μη γραμμικότητες των SOAs με αποτέλεσμα, για κατάλληλη επιλογή των ισχύων, να έχουμε αναγέννηση και μεταγωγή (wavelength conversion) των δεδομένων data στη θύρα μεταγωγής με μήκος κύματος  $\lambda_2$ .

Συγκεκριμένα :  $\lambda_1=1553,599$  nm και  $\lambda_2=1549,586$ nm

Οι μετρήσεις που ακολουθούν έχουν σαν στόχο τον προσδιορισμό των τιμών ισχύος των δεδομένων στον SOA1 **Pdata1**, του current wave **Pcurrent-wave** και των δεδομένων στον SOA2 **Pdata2** για τις οποίες τα δεδομένα στην έξοδο παρουσιάζουν ικανοποιητικές τιμές OSNR , BER και Q.



Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζουμε την υλοποίηση του Bidirectional Push-Pull Scheme στο VPI.



Οι μετρήσεις που έγιναν σε αυτό το scheme παραθέτονται παρακάτω μαζί με τα αποτελέσματά τους.

Για ακολουθία δεδομένων PRBS προέκυψαν τα παρακάτω :

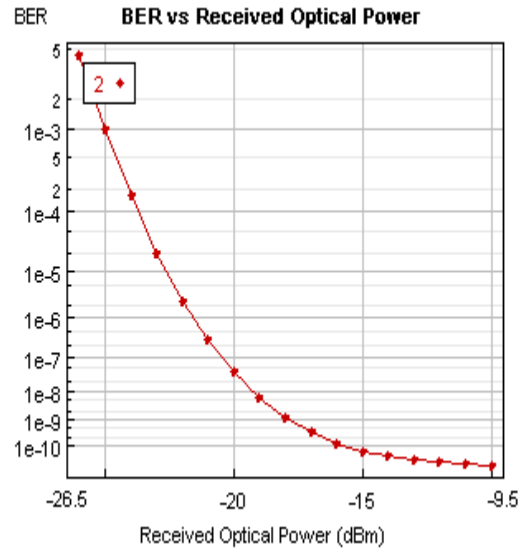
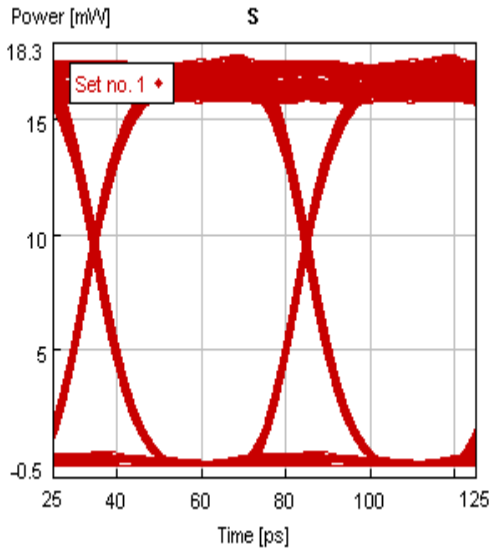
	Pdata1	Pcw	Pdata2	OSNR	BER	Q
a	18	10	3	23,15	7,22E-09	5,6
b	20	10	1	18,57	3,85E-09	5,71
c	<b>17</b>	<b>10</b>	<b>1</b>	<b>20,39</b>	<b>2,87E-09</b>	<b>5,76</b>
d	16	10	1	21,07	2,94E-09	5,75
e	17	10	2	22,55	4,34E-09	5,69

Οι ισχύεις είναι εκφρασμένες σε **mw** και το OSNR σε **db**.

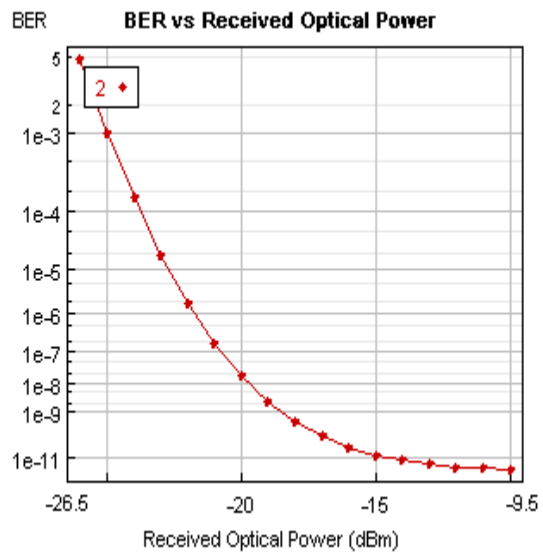
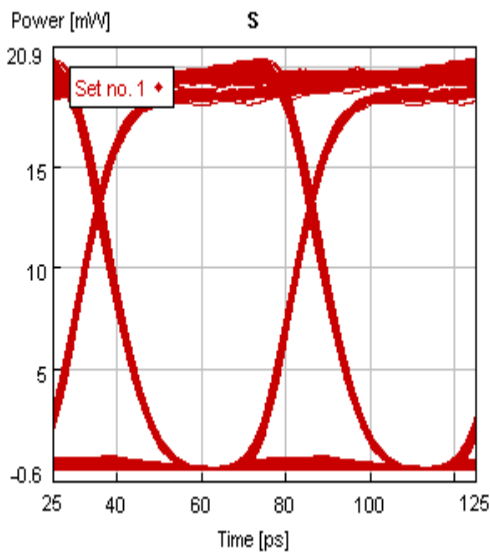
Με έντονο **bold** χρώμα έχουμε σημειώσει τη μέτρηση με το καλύτερο BER, το οποίο θα αποτελέσει και το κριτήριο επιλογής των σημείων λειτουργίας της διάταξης.

Τα αντίστοιχα διαγράμματα ΕΥΕ και BER ακολουθούν με αρίθμηση παρακάτω :

a)

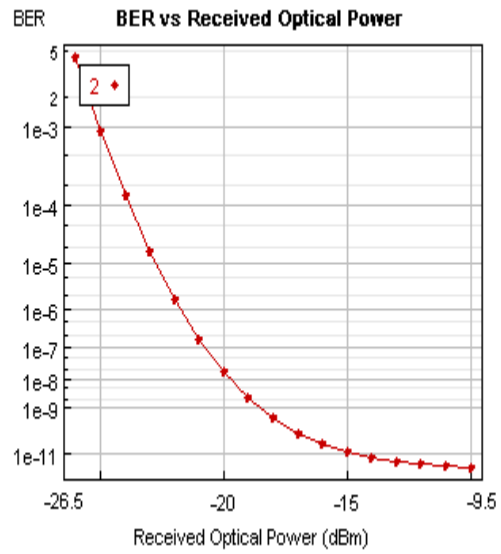
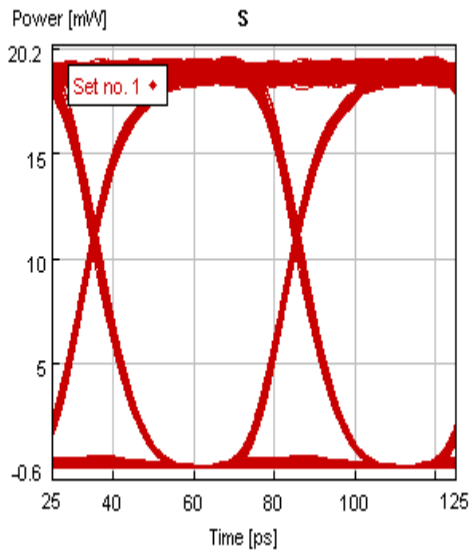


b)

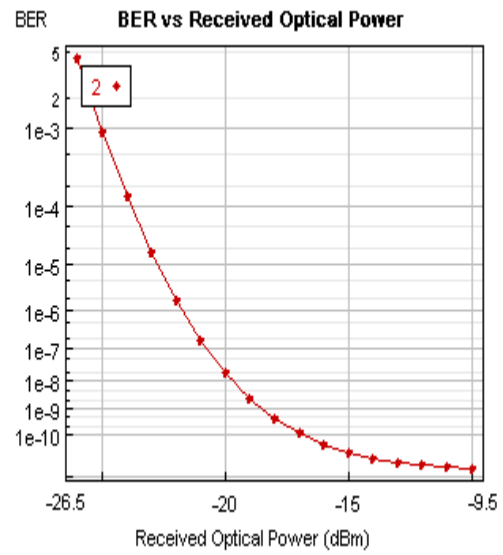
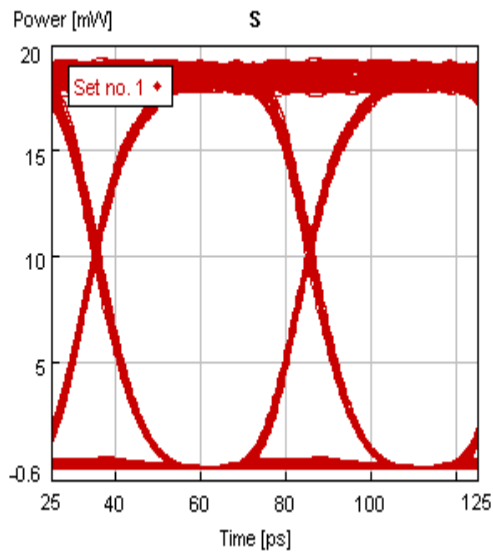




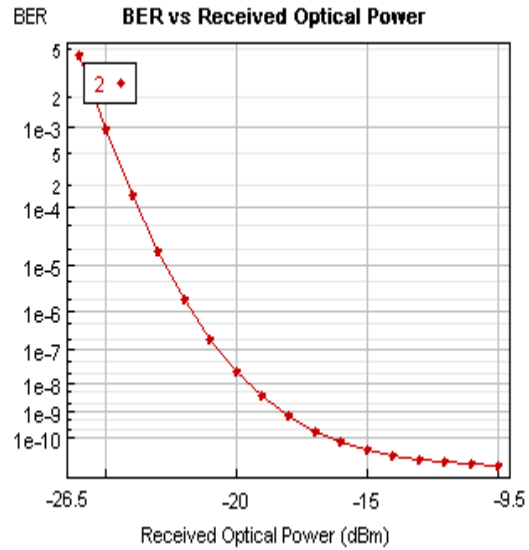
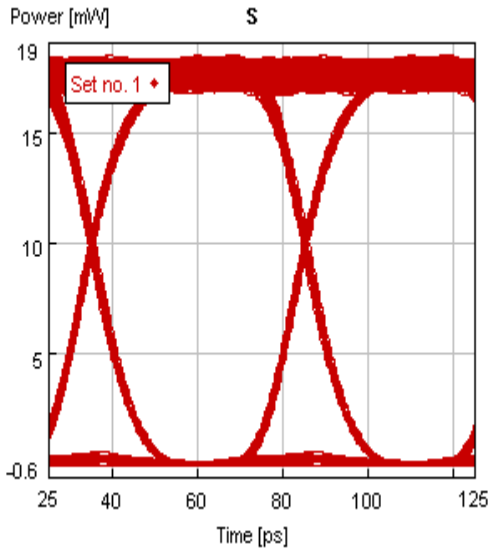
c)



d)

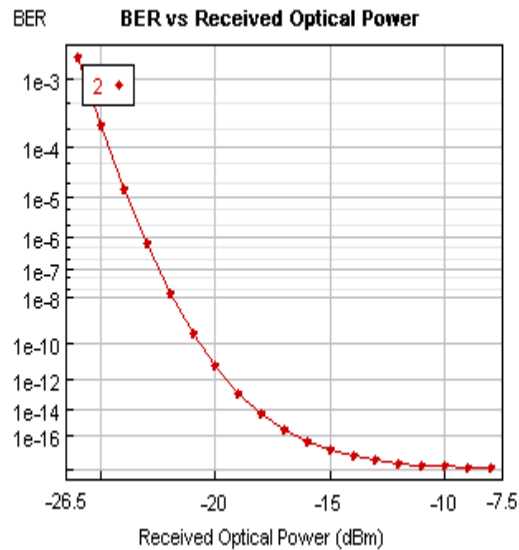
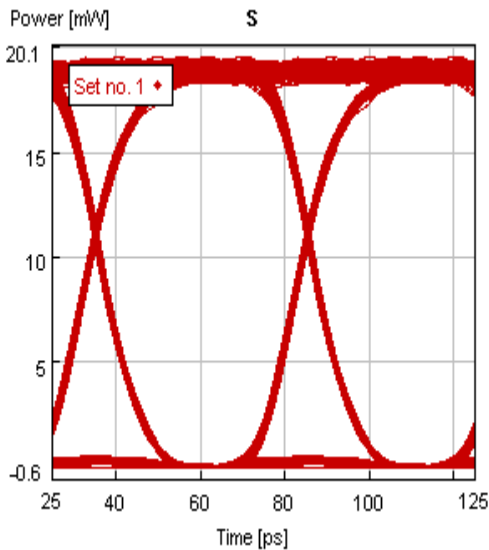


e)



Τη μέτρηση : { $P_{data}=17\text{mw}$  ,  $P_{cw}=10\text{mw}$  ,  $P_{data2}=1\text{mw}$ } , η οποία παρουσιάζει το καλύτερο BER , θα την επαναλάβουμε αυτή τη φορά για δεδομένα **BRBS-N**. Παρακάτω παρουσιάζουμε τα αντίστοιχα διαγράμματα BER και EYE.

OSNR=19.83db      BER=2.76e-7      Q=4.91



Συμπεράσματα : με βάση τις μετρήσεις που κάναμε οι καλύτερες συνθήκες λειτουργίας για το **Bidirectional Push-Pull Scheme** προέκυψαν { $P_{data1}=17\text{mw}$  ,

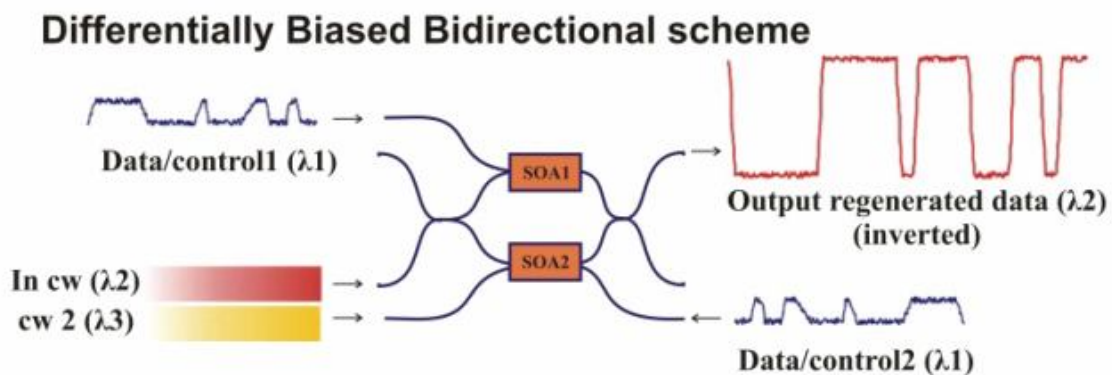
$P_{cw}=10\text{mw}$ ,  $P_{data2}=1\text{mw}$ ). Το κριτήριο επιλογής μας ήταν το BER, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση είχε την μικρότερη τιμή από τις άλλες επιλογές.

### 3.1.3 Μελέτη του Differentially Biased Bidirectional Scheme

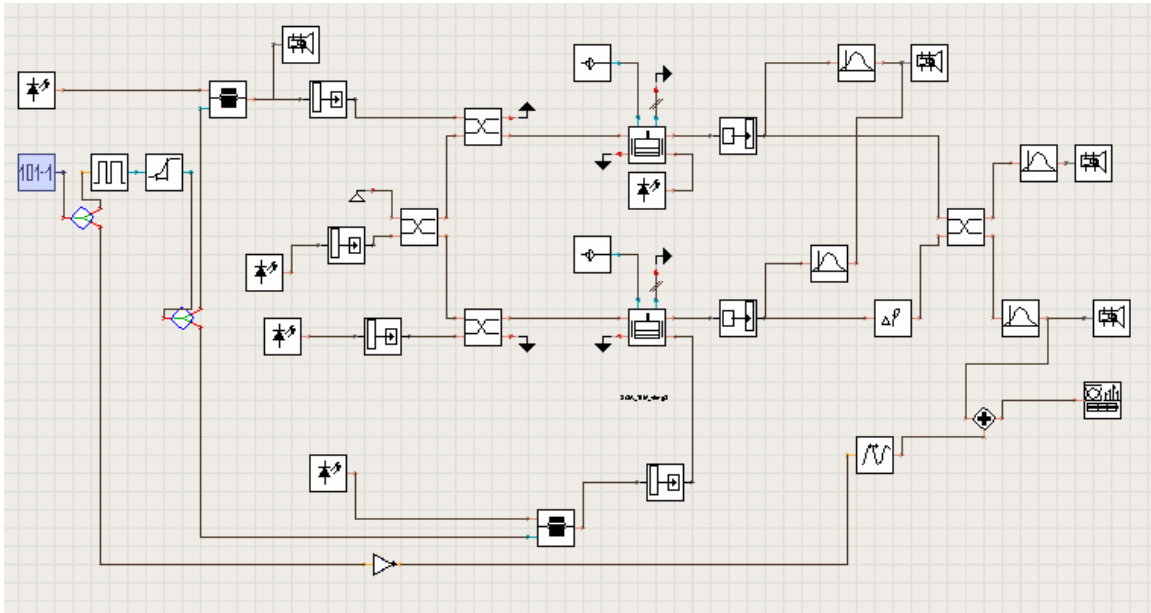
Στη διάταξη Differentially Biased Bidirectional Scheme το σήμα data ( $\lambda_1$ ) εισέρχεται στον SOA1 και στον SOA2 με διαφορετική όμως ισχύ και έτσι διεγείρονται ανόμοια οι μη γραμμικότητες των SOAs. Επίσης, στον SOA2 εισάγουμε και ένα current wave με μήκος κύματος  $\lambda_3$  με αποτέλεσμα να συνεισφέρει και αυτό στην διέγερση της μη γραμμικότητας του SOA2. Έτσι για κατάλληλη επιλογή των ισχύων τόσο των data  $\lambda_1$  όσο και του  $cw_3$ , πετυχαίνουμε να έχουμε αναγέννηση και μεταγωγή (wavelength conversion) των δεδομένων data στη θύρα μεταγωγής με μήκος κύματος  $\lambda_2$  και μάλιστα σε αντίστροφη (inverted) μορφή.

Συγκεκριμένα :  $\lambda_1=1553,599\text{ nm}$  και  $\lambda_2=1549,586\text{nm}$

Οι μετρήσεις που ακολουθούν έχουν σαν στόχο τον προσδιορισμό των τιμών ισχύος των δεδομένων στον SOA1  $P_{data1}$ , του current wave  $P_{current-wave.1}(\lambda_2)$ , του current wave  $P_{current-wave.2}(\lambda_3)$  και των δεδομένων στον SOA2  $P_{data2}$  για τις οποίες τα δεδομένα στην έξοδο παρουσιάζουν ικανοποιητικές τιμές OSNR, BER και Q.



Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζουμε την υλοποίηση του standard scheme στο VPI.



Οι μετρήσεις που έγιναν σε αυτό το scheme παραθέτονται παρακάτω μαζί με τα αποτελέσματά τους.

Για ακολουθία δεδομένων PRBS προέκυψαν τα παρακάτω στις μετρήσεις a, b και c , ενώ για PRBS-N και για τις ίδιες τιμές ισχύος προέκυψαν οι μετρήσεις d,e και f.

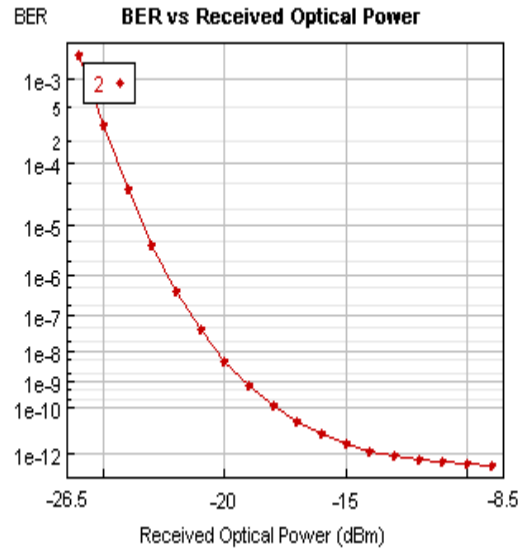
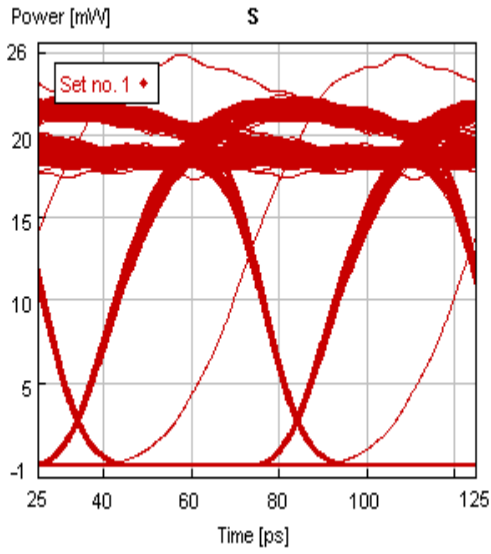
	Pdata1	Pcw1	Pcw2	Pdata2	OSNR	BER	Q
a	17	8	17	6	19,22	9,94E-10	5,91
b	17	9	17	6	15,87	8,85E-10	5,93
c	<b>16</b>	<b>8</b>	<b>17</b>	<b>6</b>	<b>14,92</b>	<b>5,56E-10</b>	<b>6</b>
d	17	8	17	6	19,83	2,77E-10	6,12
e	17	9	17	6	17,37	6,24E-10	6,11
f	<b>16</b>	<b>8</b>	<b>17</b>	<b>6</b>	<b>15,31</b>	<b>1,82E-10</b>	<b>6,18</b>

Οι ισχύεις είναι εκφρασμένες σε **mw** και το OSNR σε **db**.

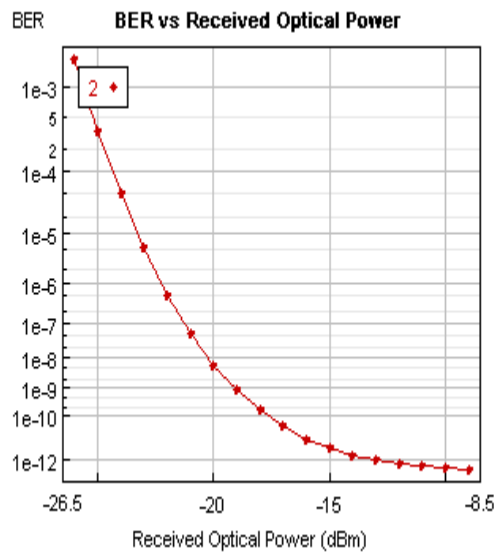
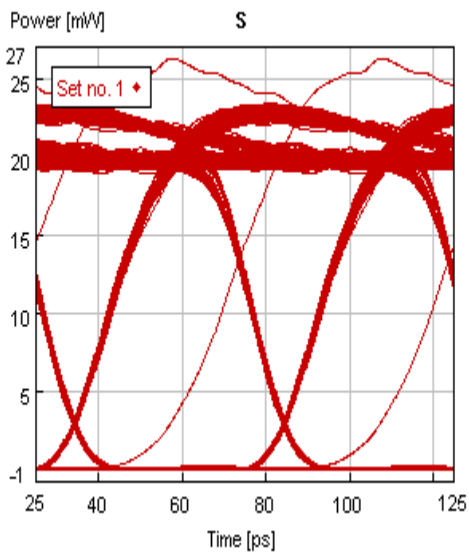
Με έντονο **bold** χρώμα έχουμε σημειώσει τη μέτρηση με το καλύτερο BER, το οποίο θα αποτελέσει και το κριτήριο επιλογής των σημείων λειτουργίας της διάταξης.

Τα αντίστοιχα διαγράμματα EYE και BER ακολουθούν με αρίθμηση παρακάτω :

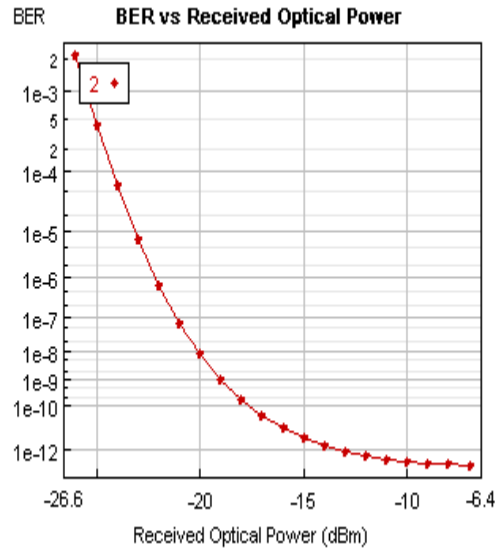
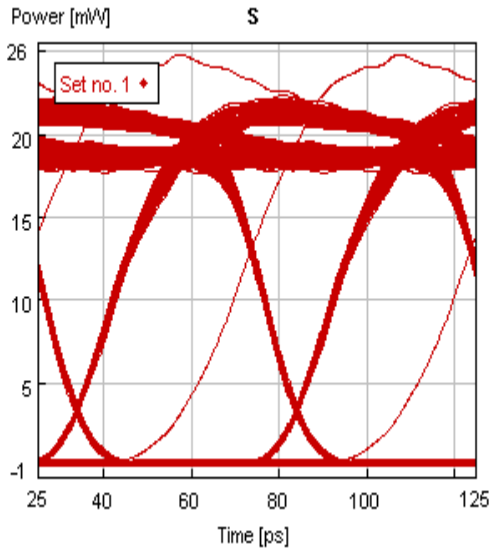
a)



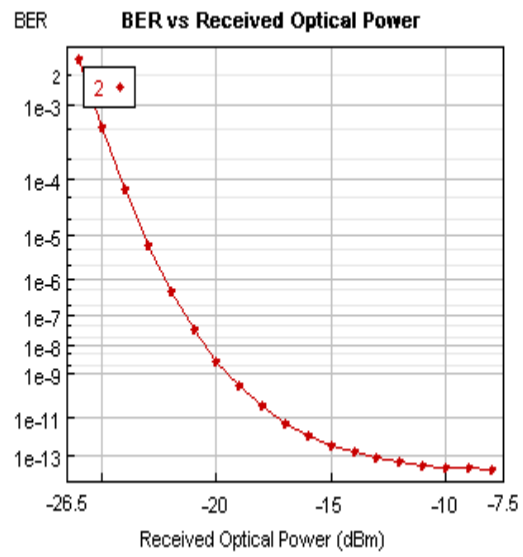
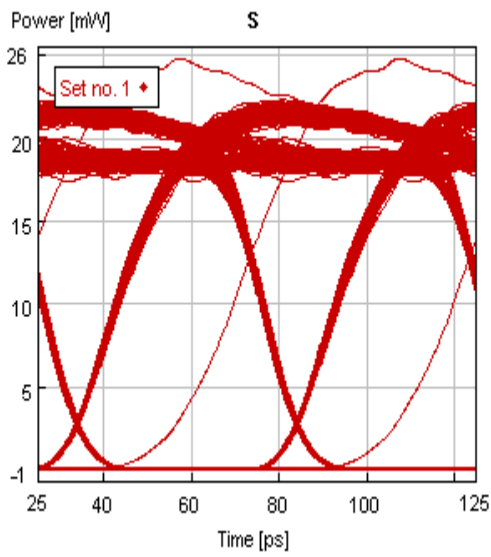
b)



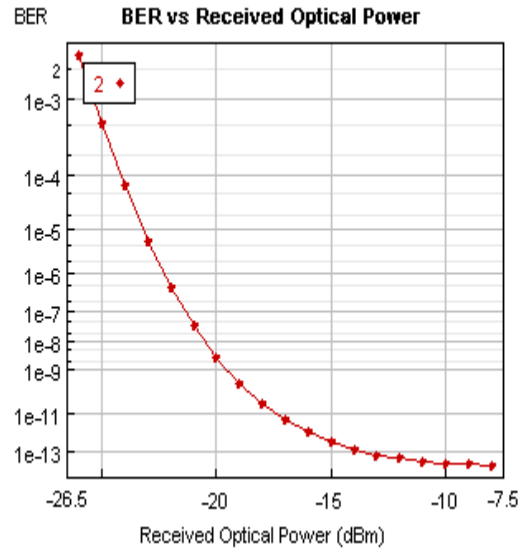
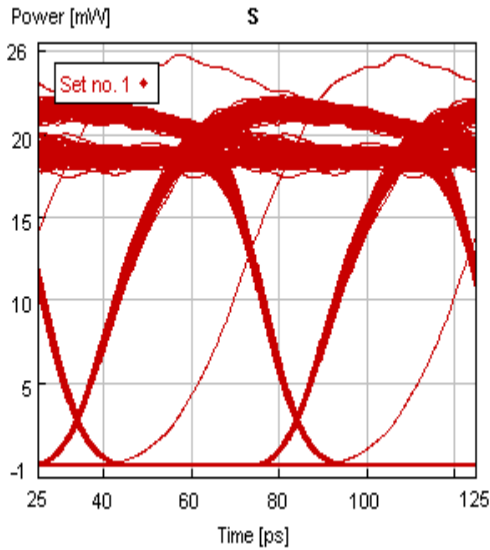
c)



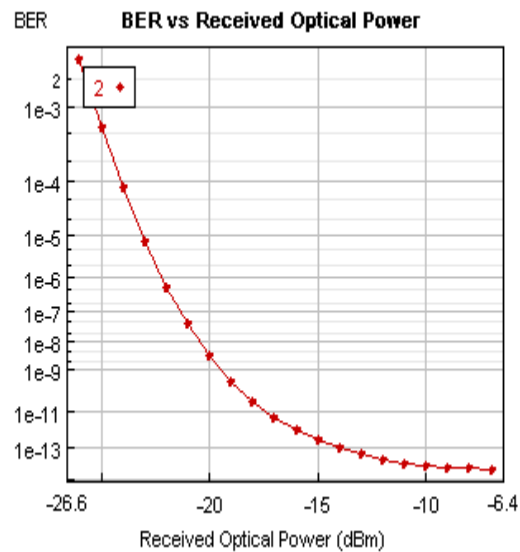
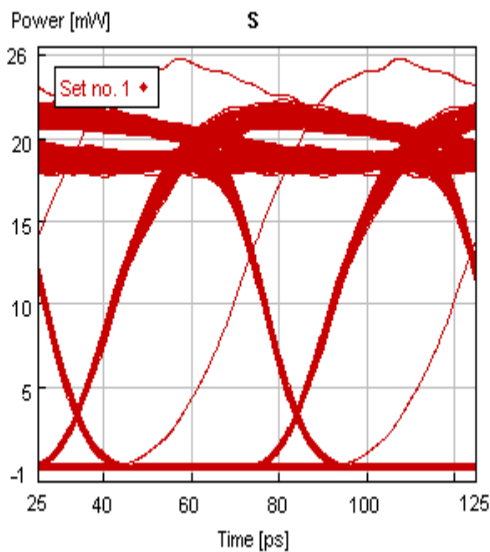
d)



e)



f)



Συμπεράσματα : με βάση τις μετρήσεις που κάναμε οι καλύτερες συνθήκες λειτουργίας για το **Differentially Biased Bidirectional Scheme** προέκυψαν  $\{P_{data1}=16\text{mw} , P_{cw1}=8\text{mw} , P_{cw2}=17\text{mw} , P_{data2}=6\text{mw}\}$ . Το κριτήριο επιλογής μας ήταν το BER, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση είχε την μικρότερη τιμή από τις άλλες επιλογές.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> : Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων 2R αναγεννητή (MZI)

Στο μέρος αυτό θα γίνει περιγραφή των αναγεννητικών ιδιοτήτων των 2R αναγεννητών για καθεμία συνδεσμολογία, παρουσία θορύβου και extinction ξεχωριστά. Εισάγουμε για κάθε συνδεσμολογία διάφορες τιμές φασματικής πυκνότητας λευκού θορύβου (AWGN) και παρατηρώντας τα αντίστοιχα BER εισόδου και εξόδου, εξάγουμε τα κατάλληλα συμπεράσματα για τις αναγεννητικές ιδιότητες της κάθε συνδεσμολογίας. Η ίδια μεθοδολογία θα ακολουθηθεί και για τις διάφορες τιμές extinction που θα εισάγουμε στο σήμα της πηγής. Η μελέτη αυτή μετράται για 2 τύπους PRBS. Ο ένας είναι για PRBS default με mark probability (πιθανότητα εμφάνισης 1) = 0,5 και ο άλλος για PRBS-N-23.

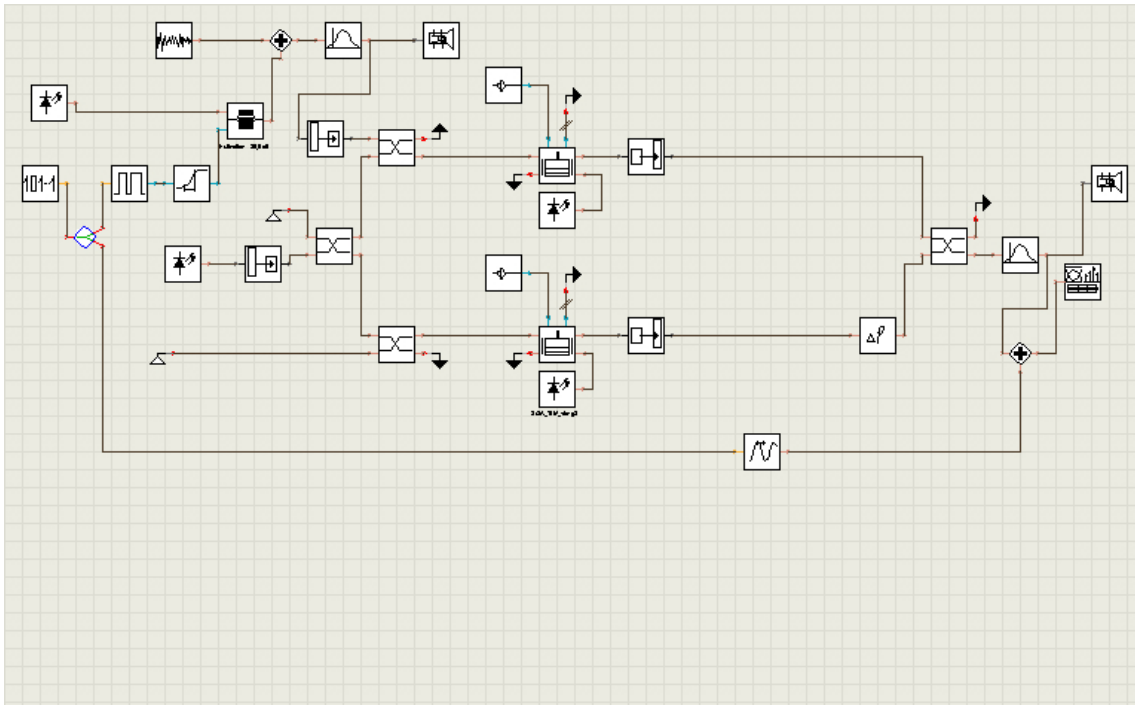
### **4.1 Μελέτη του Standard Scheme**

#### **4.1.1 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα με διάφορες τιμές noise.**

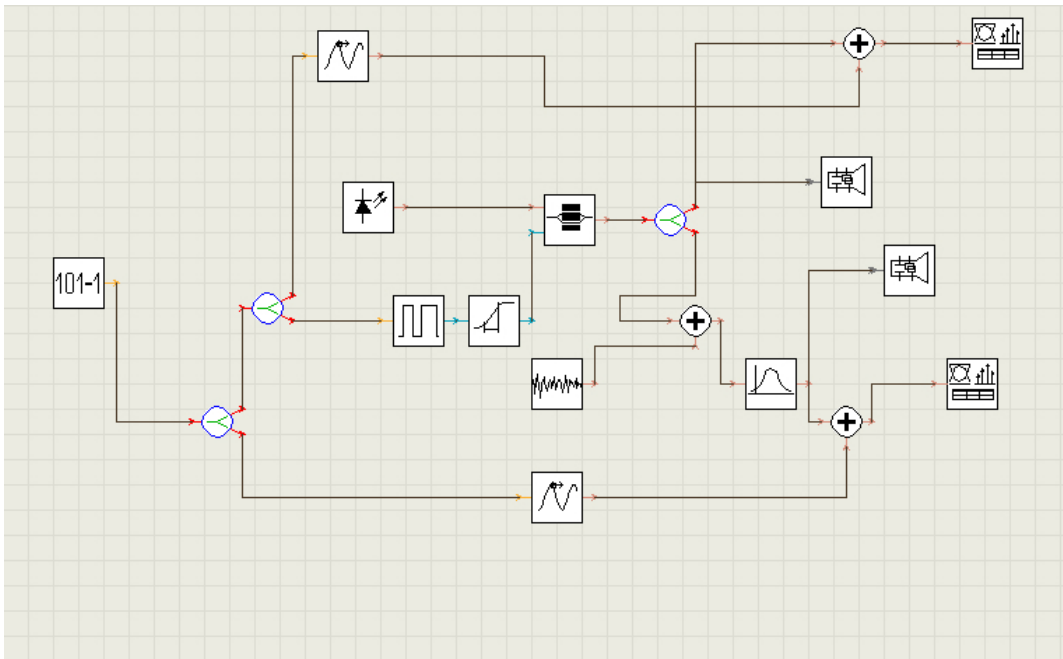
Σε αυτήν την κατηγορία μετρήσεων ισχύουν όσα προαναφέρθηκαν για την standard scheme συνδεσμολογία, θέτοντας λοιπόν τις τιμές ισχύων που αντιστοιχούν στην περιοχή βέλτιστης λειτουργίας της. Συνεπώς, για  $P_{data}=14 \text{ mW}$  και  $P_{CW}=9\text{mW}$  εισάγουμε διάφορες τιμές φασματικής πυκνότητας ισχύος. Με τον τρόπο αυτόν μεταβάλλουμε το OSNR(σηματοθορυβικός λόγος) του κάθε σήματος που εισέρχεται στον αναγεννητή.

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με βάση το πρόγραμμα VPI παρατίθεται παρακάτω.





Για την εξαγωγή του BER έπειτα την εισαγωγή θορύβου ,δηλαδή το BER σήματος εισόδου για κάθε τιμή θορύβου, χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα που σχεδιάστηκε σύμφωνα με το VPI.



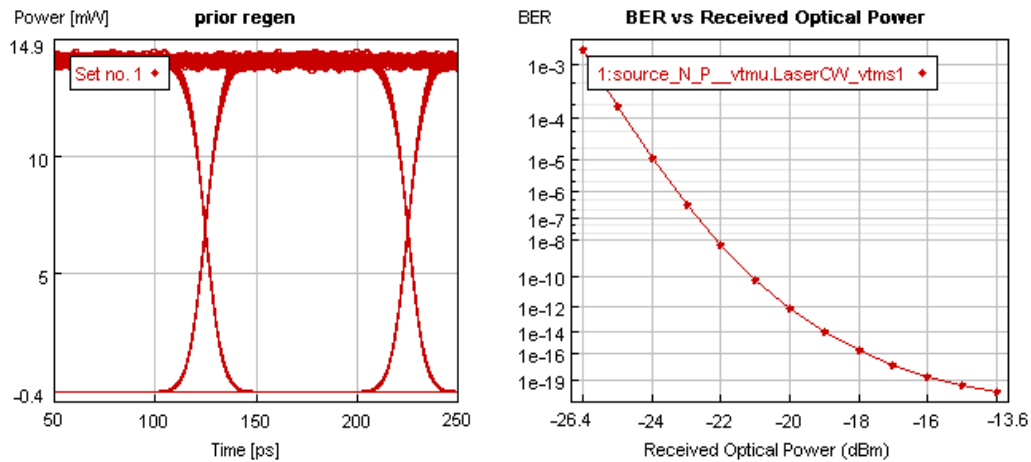
Με βάση τις τιμές θορύβου που προσομοιώθηκαν εξήχθησαν τα παρακάτω BER που παρατίθενται μαζί με τα αντίστοιχα eye diagrams.

## Για prbs-n

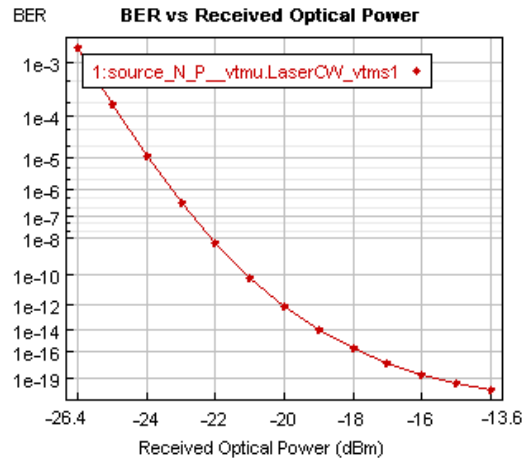
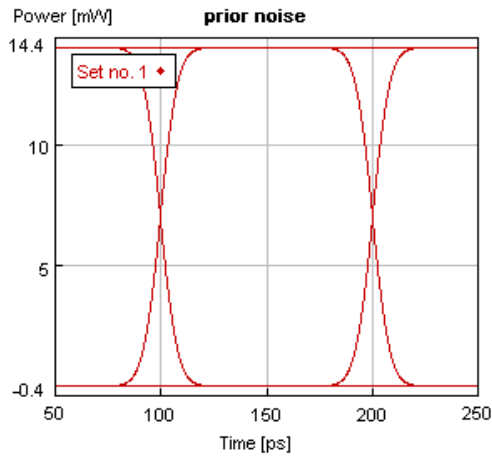
Για τον συγκεκριμένο ρυθμό εξήχθησαν τα παρακάτω αποτελέσματα

a)  $n = 10 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το σήμα

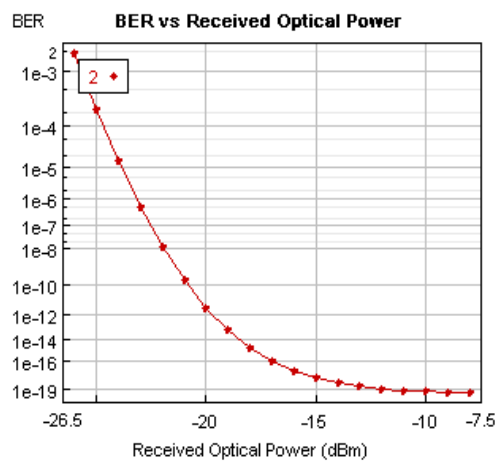
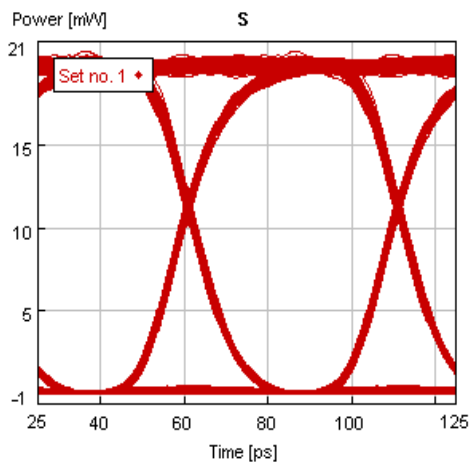


Τα αντίστοιχα eye και BER πριν την εισαγωγή θορύβου(backtoback signal), είναι τα ακόλουθα και ισχύουν για όλες τις υπόλοιπες τιμές θορύβου του ίδιου ρυθμού που μετρώνται παρακάτω.



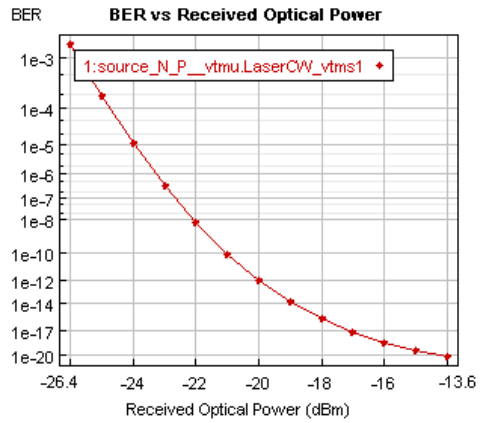
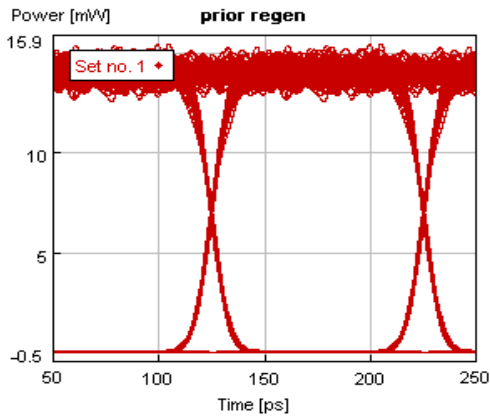
Συγκεκριμένα , το backtoback σήμα έχει χαρακτηριστικά όπως μετράται στον VPI analyzer , OSNR = 22,58 , Q factor = 5,91 και BER = 9.93 E-10.

Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

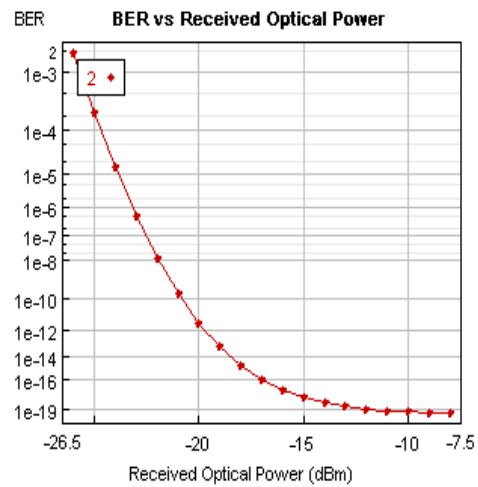
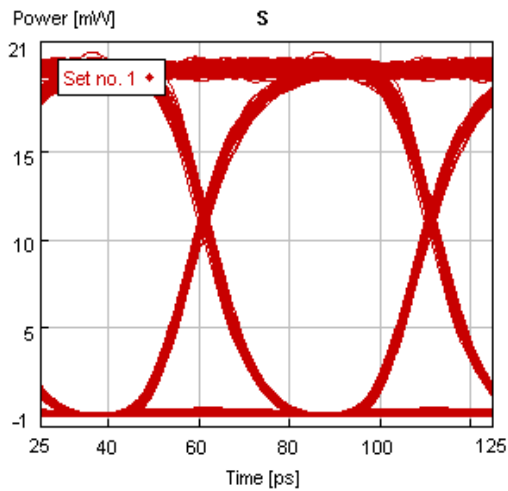


b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το παρακάτω σήμα

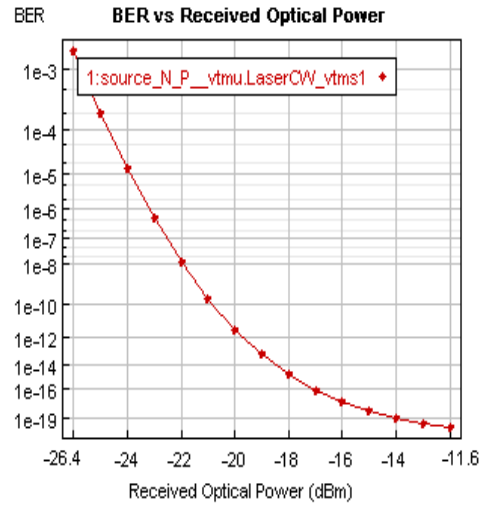
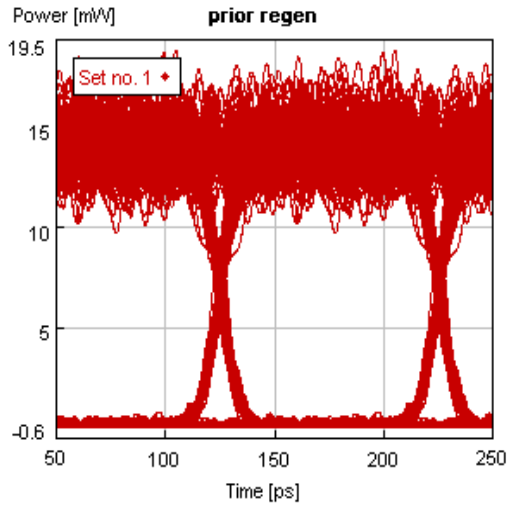


Στην έξοδο του αναγεννητή εξάγονται τα παρακάτω

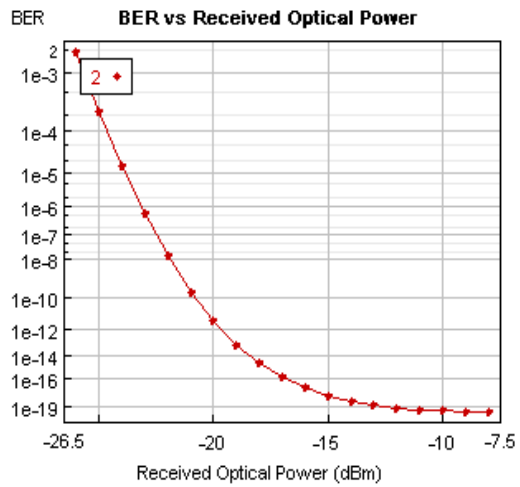
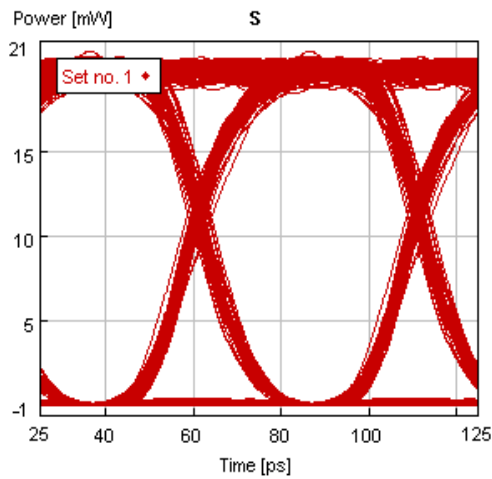


c)  $n = 80 \text{ e-}17 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

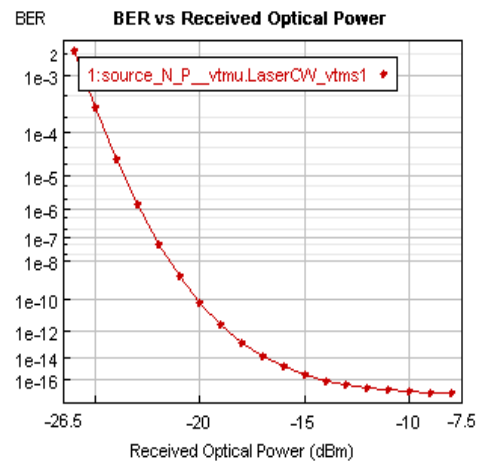
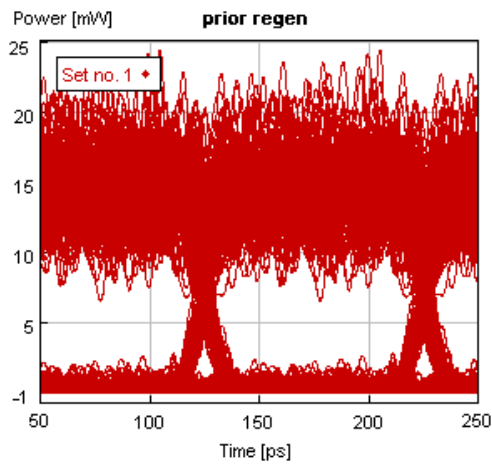


Στην έξοδο του αναγεννητή εξάγονται τα κάτωθι

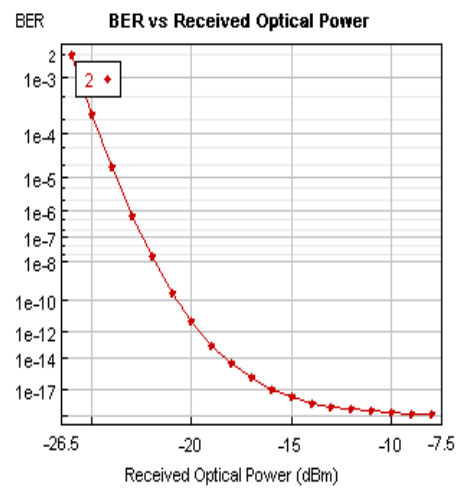
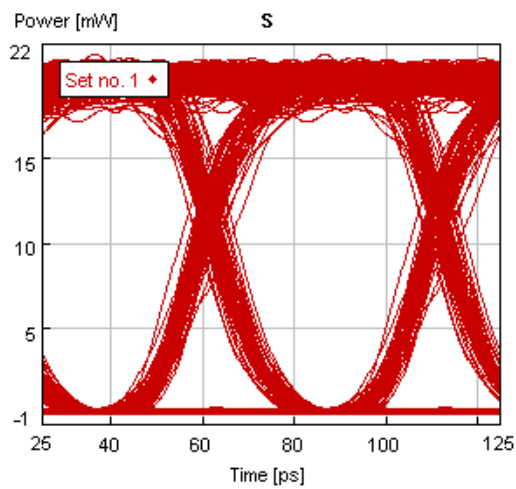


d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχονται

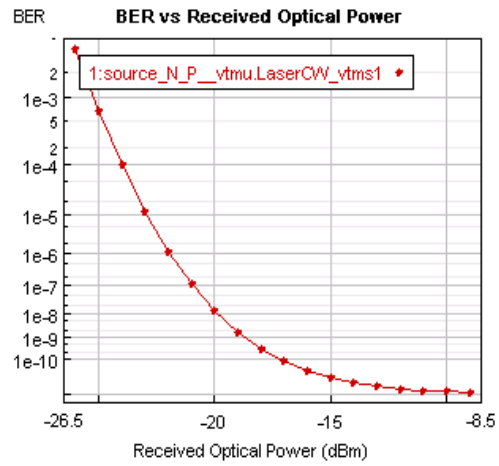
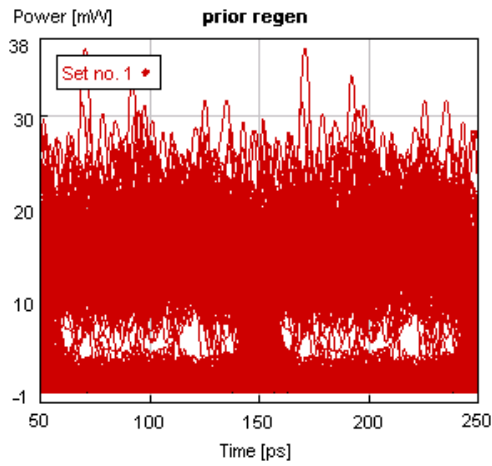


Στην έξοδο εξέρχονται τα ακόλουθα

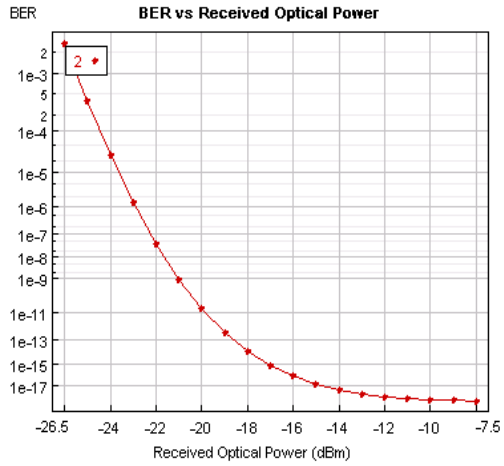
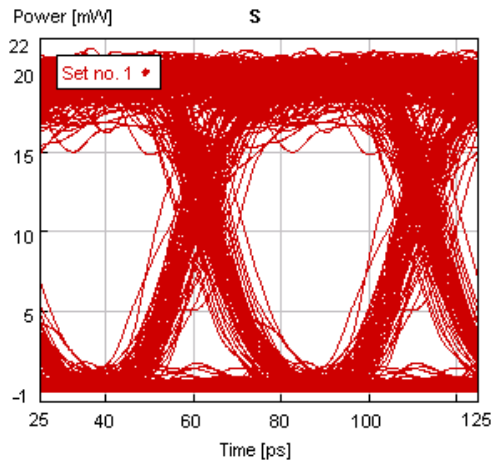


e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$

Το εισερχόμενο σήμα είναι το εξής

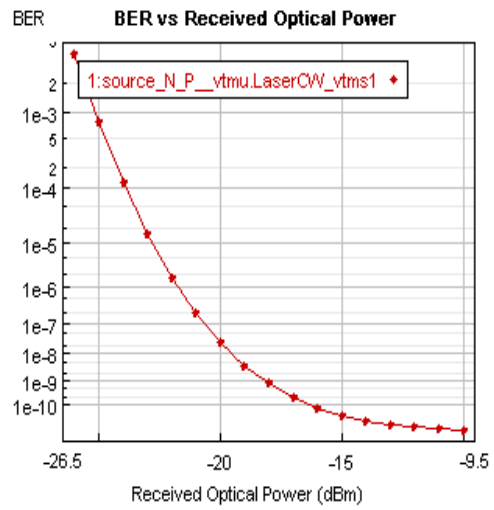
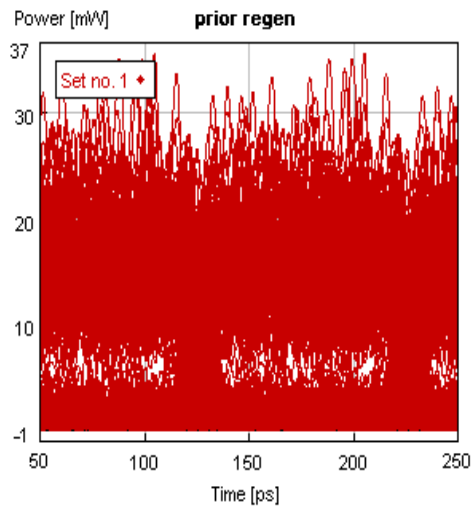


Και εξέρχεται το εξής

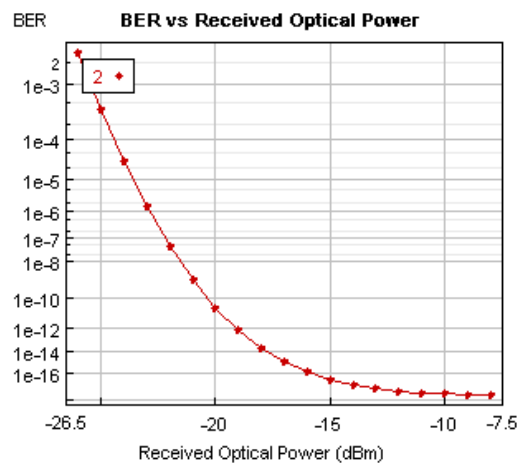
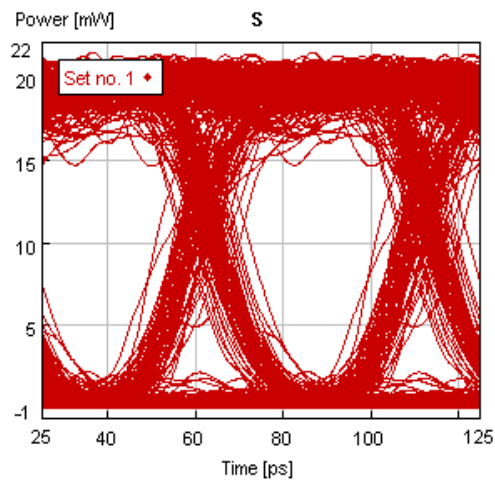


f)  $n = 10 \text{ e-15 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνουν τα ακόλουθα



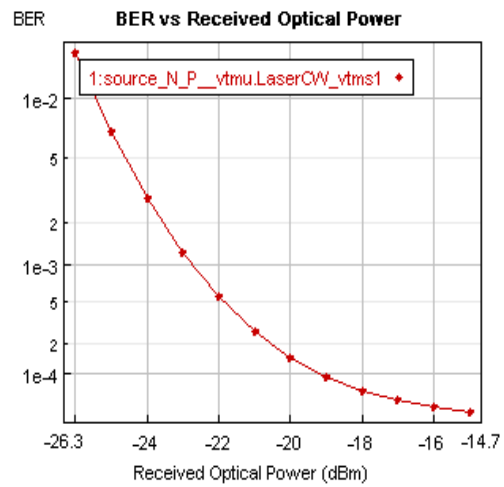
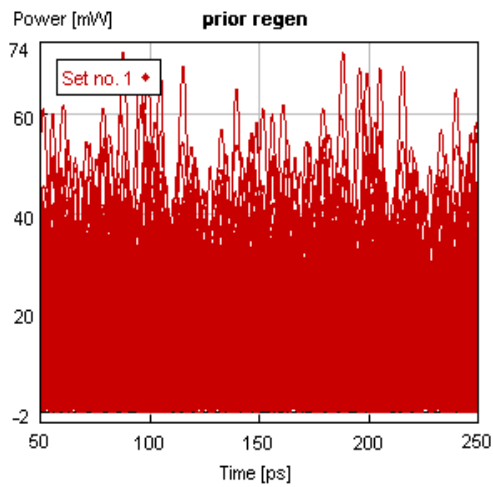
Στην έξοδο εξέρχονται τα παρακάτω σήματα



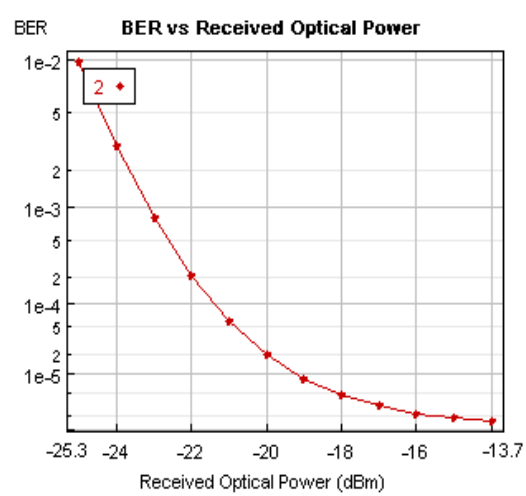
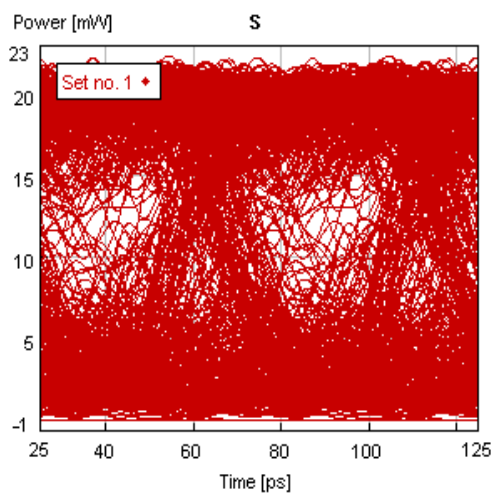


f)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε τα κάτωθι



Στην έξοδο παρατηρούνται τα παρακάτω



Συνοπτικά, οι τιμές που συλλέγονται από τα analyzers του VPI είναι οι ακόλουθες

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after noise	22.78	5.92	6.59E-09
	after regen	17.42	4.94	2.41E-07
b)	after noise	22.03	5.58	6.80E-09
	after regen	17.3	4.94	2.40E-07
c)	after noise	19.53	5.51	1.01E-08
	after regen	16.44	4.95	2.28E-07
d)	after noise	14.34	5.04	1.35E-07
	after regen	14.44	4.95	2.07E-07
e)	after noise	12.99	4.8	4.68E-07
	after regen	13.23	4.88	3.19E-07
f)	after noise	12.64	4.73	6.81E-07
	after regen	12.76	4.85	3.80E-07
g)	after noise	6.83	3.29	3.34E-04
	after regen	∞	3.11	8.15E-04

Η τιμή του απείρου στην τελευταία μέτρηση ισοδυναμεί με αδυναμία του προγράμματος να υπολογίσει τον σηματοθροβικό λόγο.

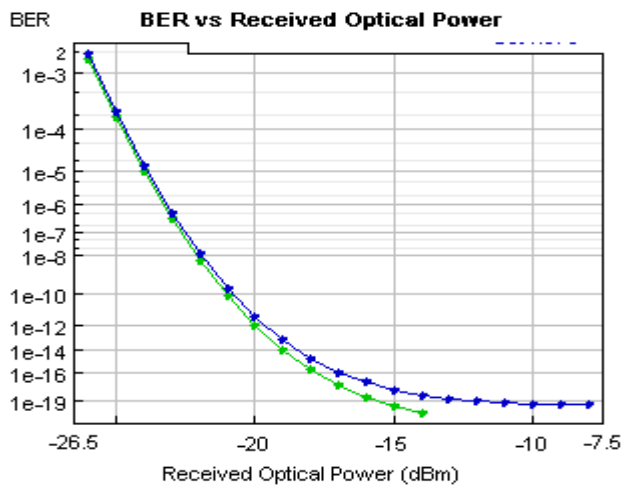
Λαμβάνοντας τα συνδυασμένα διαγράμματα BER ούτως ώστε να γίνει περισσότερο εμφανής η αναγεννητική δράση της συγκεκριμένης συνδεσμολογίας, παρουσιάζουμε τα ακόλουθα διαγράμματα για κάθε τιμή φασματικής πυκνότητας ισχύος(OSNR κάθε σήματος). Στα συνδυασμένα αυτά διαγράμματα παρουσιάζονται τα BER των **i) degraded signal ii) backto back signal και iii) after regenerator signal** . Επεξηγηματικά, το degraded signal είναι το σήμα ακριβώς πριν την είσοδο του αναγεννητή , το backto back signal είναι το αρχικό σήμα που εξέρχεται από την πηγή (χωρίς παρουσία θορύβου δηλαδή) και συνεπώς η αντίστοιχη καμπύλη BER θα καταλαμβάνει πάντοτε την αριστερότερη θέση συγκριτικά με

τις καμπύλες των υπόλοιπων σημάτων και το after regenerator signal είναι το σήμα που εξέρχεται από την έξοδο του αναγεννητή.

Η αντίστοιχη καμπύλη για κάθε τύπο σήματος διακρίνεται στα παρακάτω σχήματα ως εξής : **i) κόκκινο χρώμα ,ii)πράσινο χρώμα ,iii)μπλέ χρώμα.**

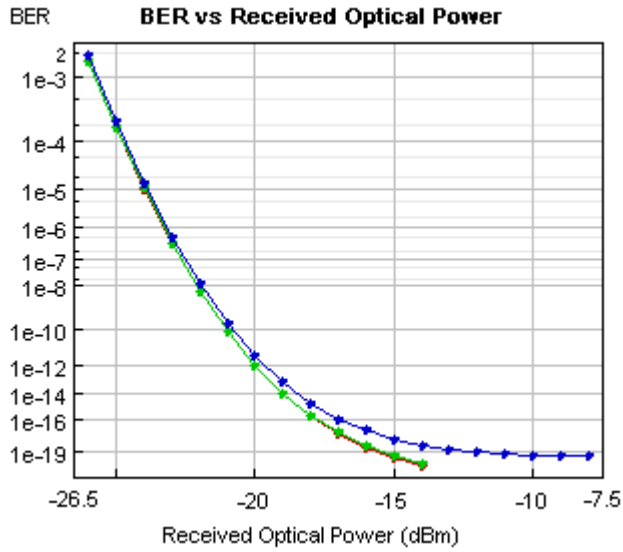
Για κάθε τιμή OSNR παρατηρούμε τα ακόλουθα αποτελέσματα.

a)  $n = 10 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$



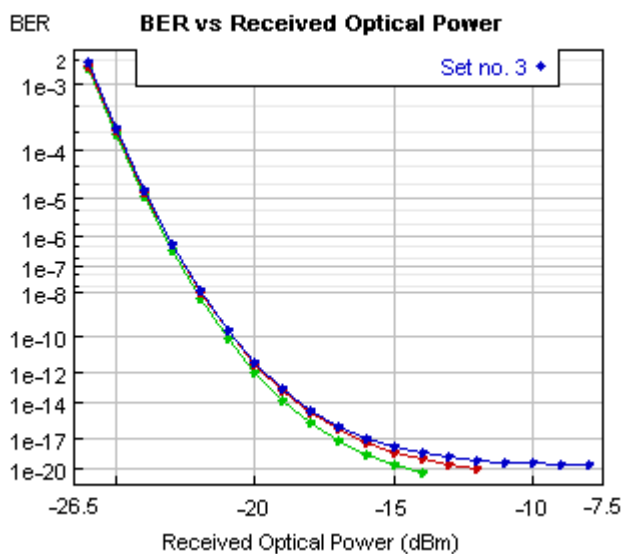
Παρατηρούμε ότι η καμπύλη BER για το degraded και after noise signal συμπίπτουν , που σημαίνει ότι για μικρή τιμή θορύβου οι μεταβολές του after noise signal είναι αμελητέες σε σύγκριση με το αρχικό(backtoback) σήμα. Παρόμοια ισχύουν και για το after regen signal όπου μέχρι τα -20 dBm λαμβανόμενης ισχύος παρουσιάζει ίδιο ρυθμό εσφαλμένων bits , ενώ υπερβαίνοντας αυτήν την τιμή παρουσιάζει χειρότερο ποιοτικά BER . Για τις τιμές του BER που έχει σημασία (έως  $10^{-10}$ ) ο αναγεννητής είναι ουδέτερος.

b)  $n = 80 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$



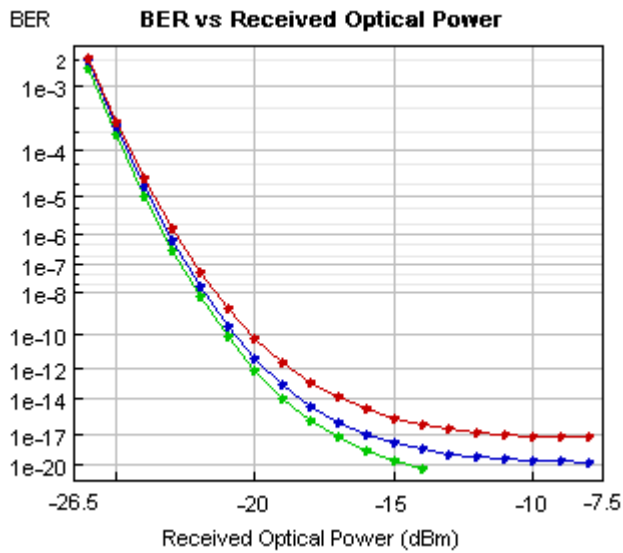
Βλεπουμε ότι αυξάνοντας τόσο λίγο την τιμή του θορύβου, η καμπύλη του after noise δεν διαχωρίζεται ακόμη από το backtoback. Ο αναγεννητής ελάχιστα πάει την καμπύλη BER δεξιότερα αφού το εξερχόμενο σήμα είναι χειρότερο ποιότητα. Μέχρι την τιμή BER= e-10 και οι τρεις καμπύλες συμπίπτουν, με τις διαφορές του BER να είναι αμελητέες. Ο αναγεννητής και σε αυτήν την περίπτωση είναι σχεδόν ουδέτερος.

c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$



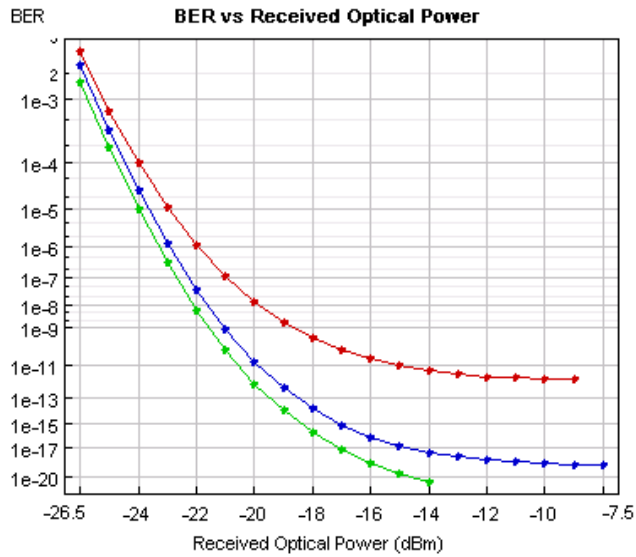
Με μεγαλύτερη τιμή θορύβου, η καμπύλη after noise signal μετατοπίζεται ακόμη δεξιότερα συμπίπτοντας σχεδόν με εκείνη του after regenerator signal. Και εδώ ο αναγεννητής εμφανίζει μια ουδέτερη δράση.

d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$



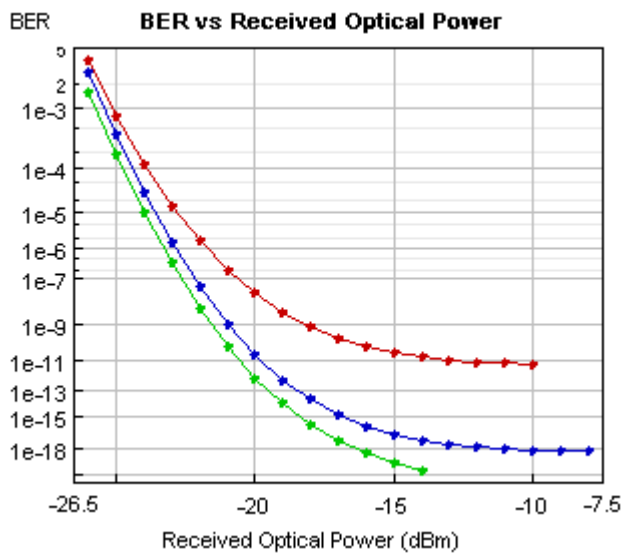
Παρατηρούμε ότι η καμπύλη after regenerator signal είναι αριστερότερα από εκείνη του after noise signal. Συνεπώς το σήμα στην έξοδο του αναγεννητή παρουσιάζει καλύτερο ποιοτικά BER από εκείνο του σήματος που εισέρχεται (after noise signal) και υπάρχει αναγέννηση του σήματος.

e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$



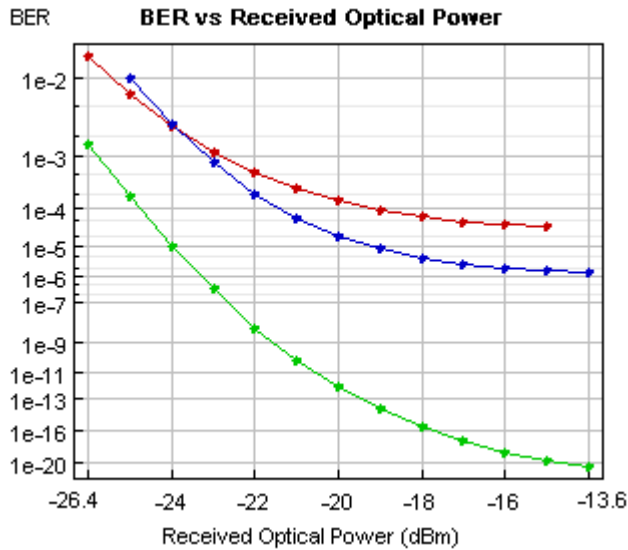
Παρατηρούμε ότι ο αναγεννητής είναι αποτελεσματικός για όλες τις τιμές λαμβανόμενης ισχύος. Η αναγεννητική δράση είναι εμφανής.

f)  $n = 10 \text{ e-}15 \text{ W/Hz}$



Χειροτερεύοντας την ποιότητα του σήματος, μειώνοντας δηλαδή την τιμή του OSNR του σήματος εισόδου, παρατηρούμε ακόμη μεγαλύτερη βελτίωση του σήματος εξόδου. Η αναγέννηση δηλαδή είναι μεγαλύτερη.

g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$



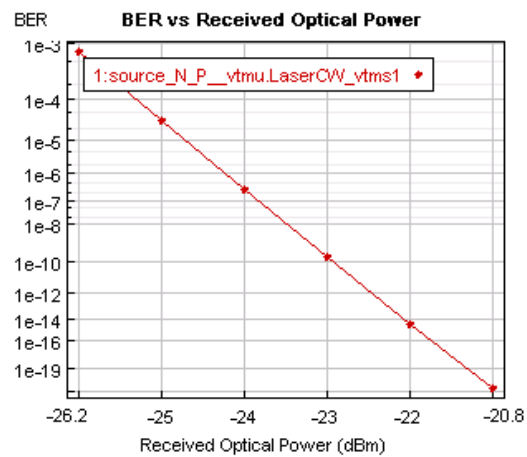
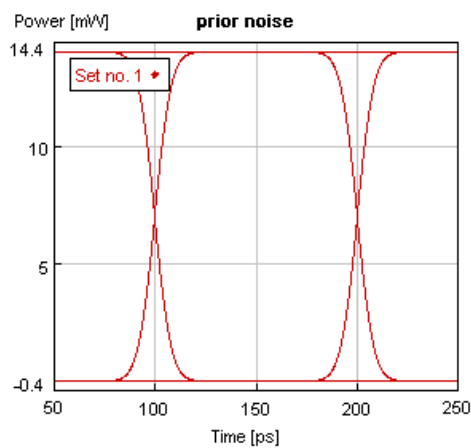
Για αυτήν την τιμή OSNR η καμπύλη BER του σήματος εξόδου τείνει να πλησιάσει περισσότερο εκείνη του σήματος εισόδου και σε κάποιο σημείο την τέμνει . Και σε αυτήν την περίπτωση έχουμε αναγέννηση , αλλά σε μικρότερο βαθμό σε σχέση με το (ε) . Αυτό συμβαίνει επειδή το εισερχόμενο σήμα είναι ποιοτικά τόσο υποβαθμισμένο , που δεν είναι δυνατόν να αναγεννηθεί αρκετά. Συγκεκριμένα παρατηρούμε ότι από -24 dBm και άνω , ο αναγεννητής βελτιώνει ποιοτικά το σήμα , παραμένοντας όμως σε ένα όχι πολύ καλό επίπεδο BER.

Παρατηρώντας τις καμπύλες διαπιστώνουμε ότι η δράση της αναγέννησης επιτυγχάνεται απο μία συγκεκριμένη στάθμη θορύβου και έπειτα , δηλαδή από την (d) μέτρηση και μετά . Συγκεκριμένα, στην (d) μέτρηση βλέπουμε ότι η καμπύλη του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή μετατοπίζεται αριστερότερα που σημαίνει ότι βελτιώνει την ποιότητα του σήματος που εισέρχεται στον αναγεννητή . Πριν από αυτήν , ο 2R αναγεννητής , έστω και σε ελάχιστο βαθμό, υποβαθμίζει ποιοτικά το σήμα , αφού η αντίστοιχη καμπύλη παρουσιάζεται δεξιότερα από τις υπόλοιπες καμπύλες , ή στις περισσότερες περιπτώσεις είναι ουδέτερος, με την καμπύλη του after noise και after regen σχεδόν να συμπίπτουν. Με άλλα λόγια ,το αναγεννητικό αυτό στοιχείο είναι λειτουργικό και έχει σημασία από μια ορισμένη στάθμη OSNR και έπειτα . Στην μελέτη μας , αυτή η τιμή του SNR είναι στα 14.34 db για το degraded signal .

## Για prbs-0.5 mark probability

Θέτοντας ως ρυθμό δυαδικών ψηφίων με πιθανότητα εμφάνισης 1 ίση με 0.5 έχουμε τα ακόλουθα αποτελέσματα:

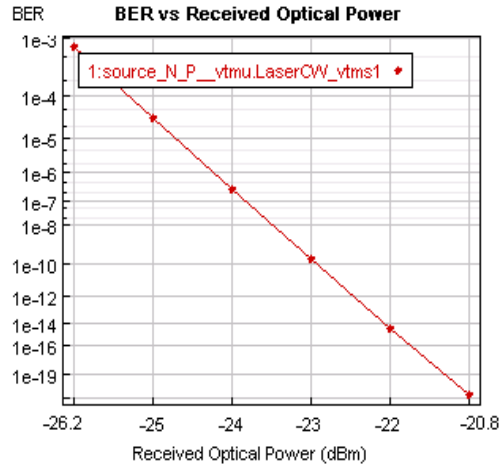
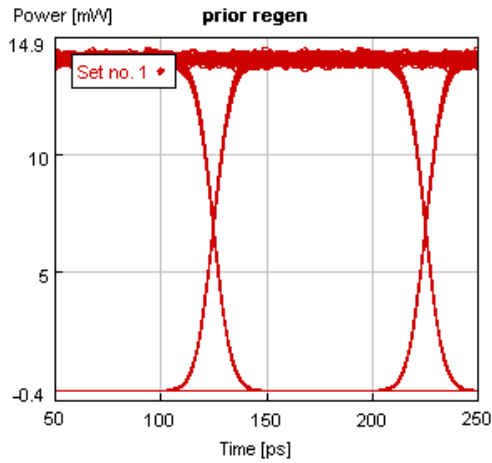
Αρχικά, για την σύγκριση της ποιότητας των αποτελεσμάτων, μετράμε το backtoback signal που έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά: OSNR =  $\infty$ , Qfactor = 8,33 και BER =  $2,41 \cdot 10^{-17}$ . Τα αντίστοιχα eye και BER είναι τα ακόλουθα



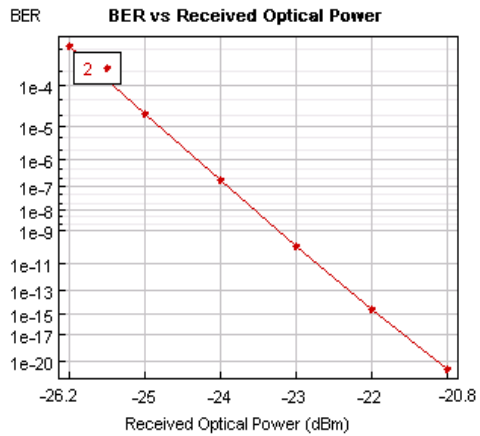
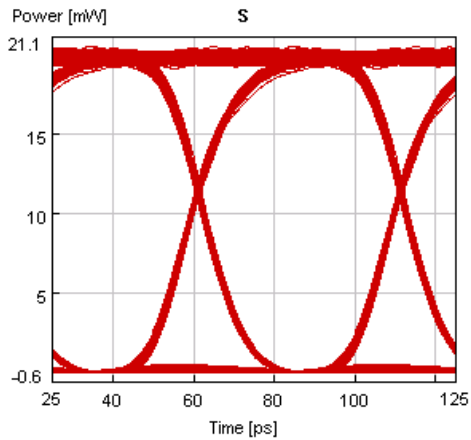
a)  $n = 10 \cdot 10^{-18} \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο εισέρχεται το εξής σήμα



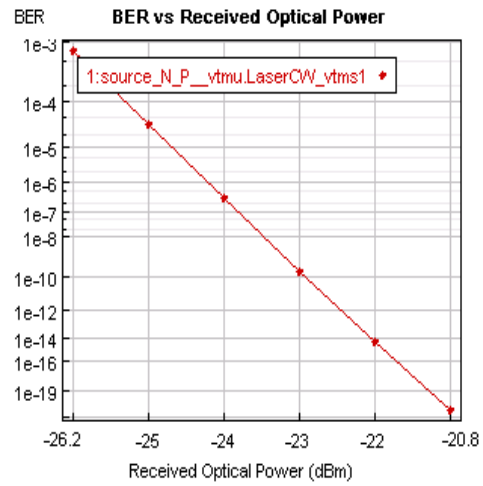
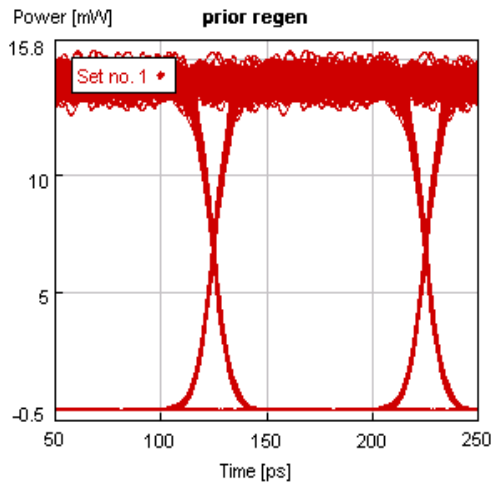


Στην έξοδο του αναγεννητή βγαίνουν τα κάτωθι

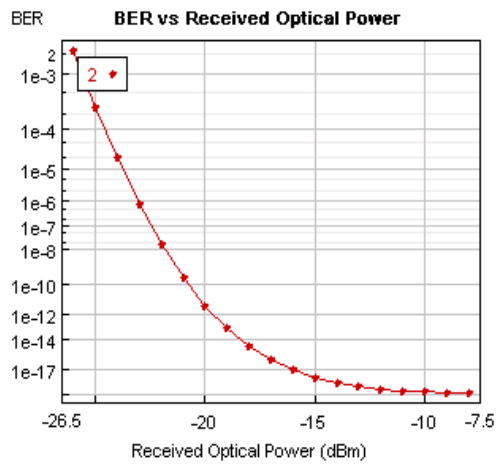
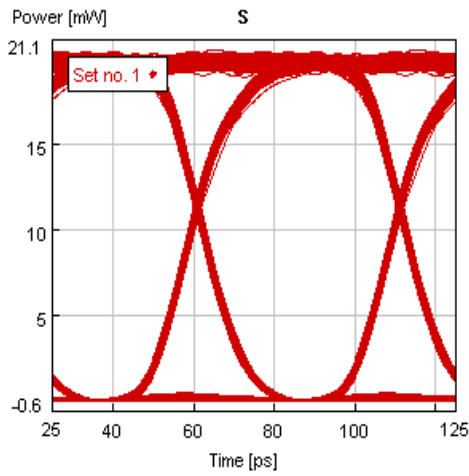


b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνει το σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

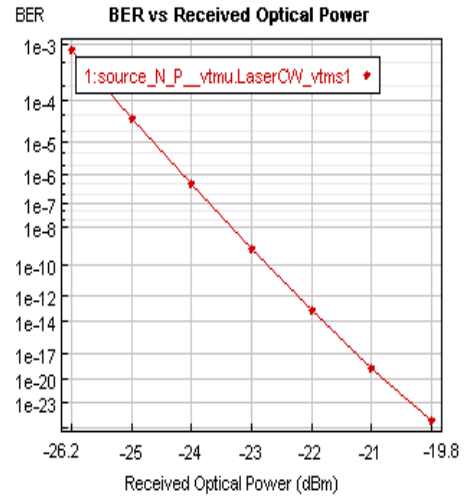
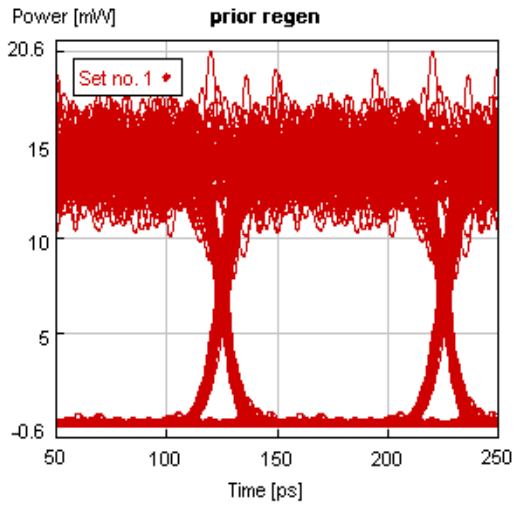


Στην έξοδο έχουμε τα ακόλουθα

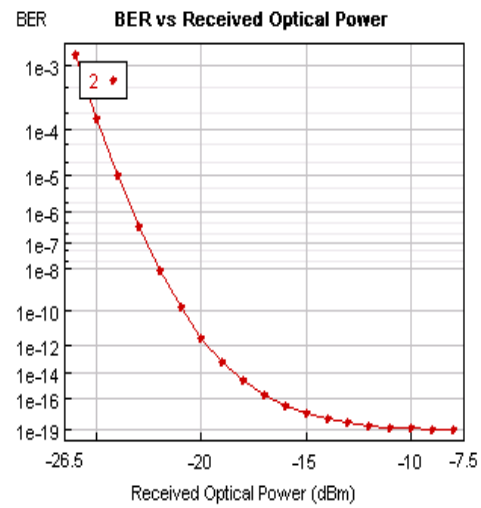
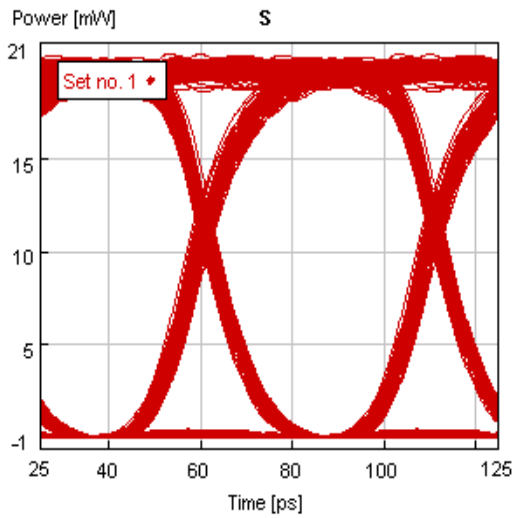


c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε

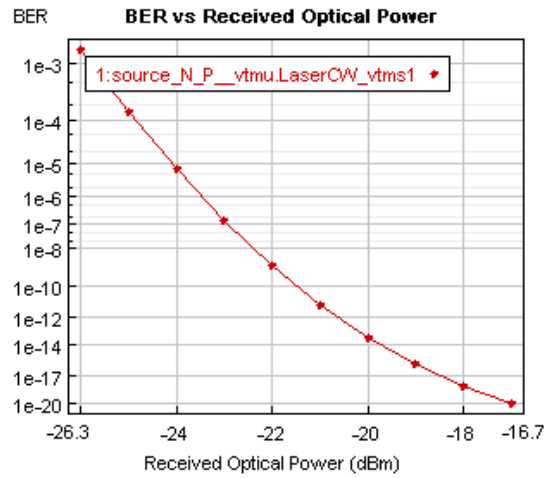
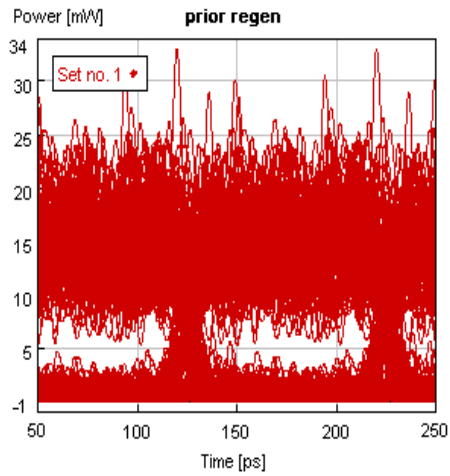


Στην έξοδο του αναγεννητή τα ακόλουθα

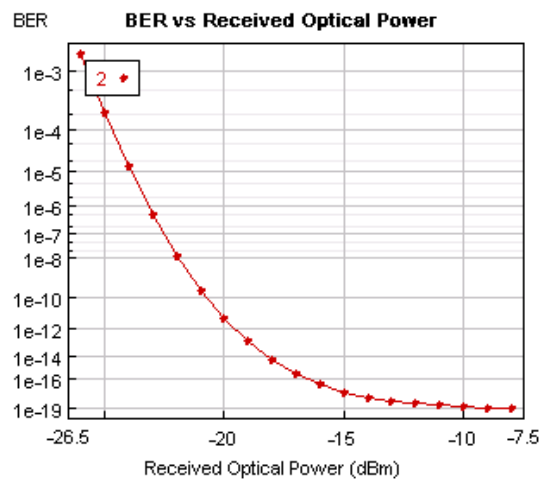
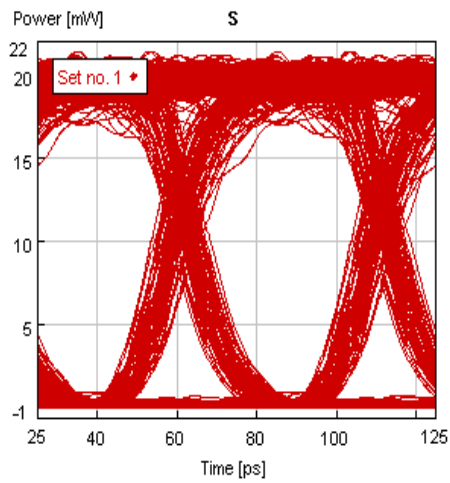


d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε

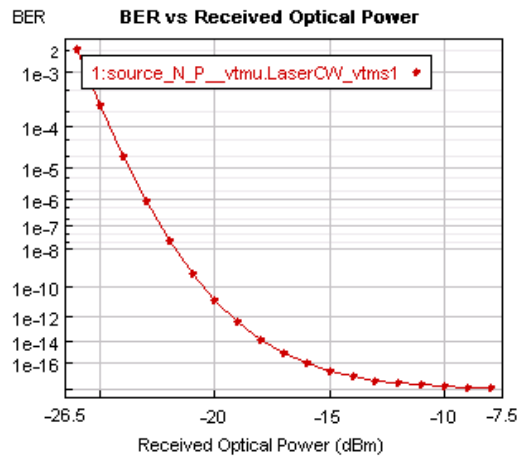
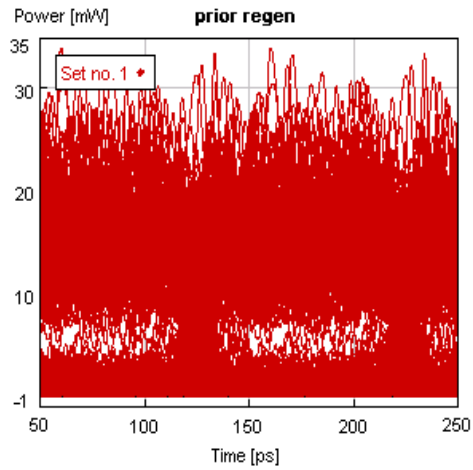


Στην έξοδο έχουμε

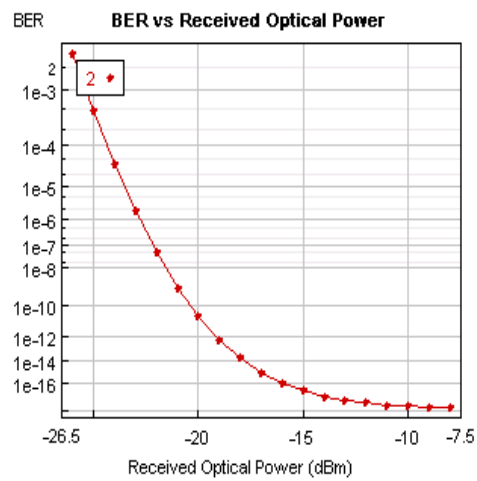
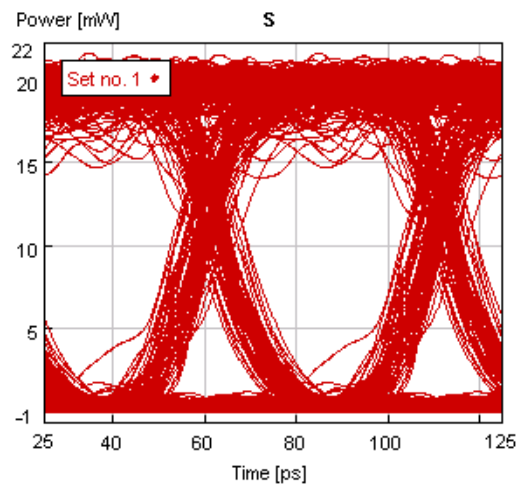


e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε

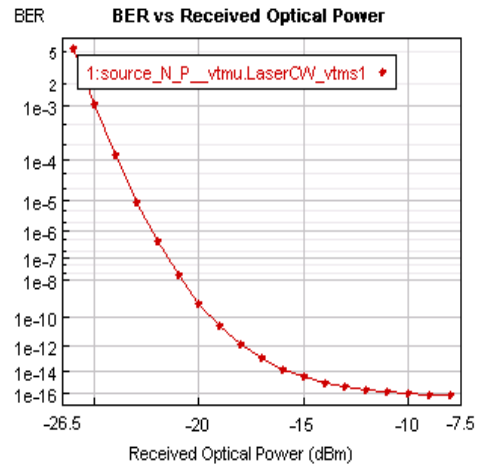
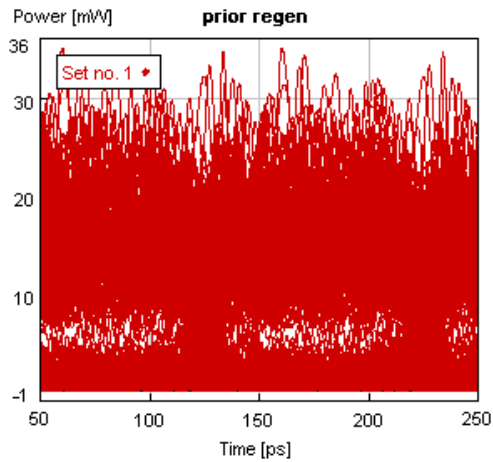


Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχονται

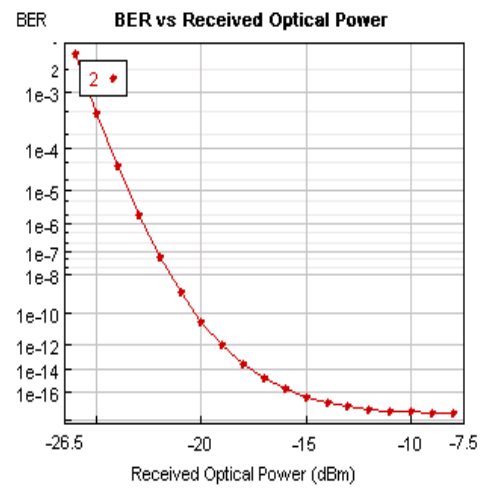
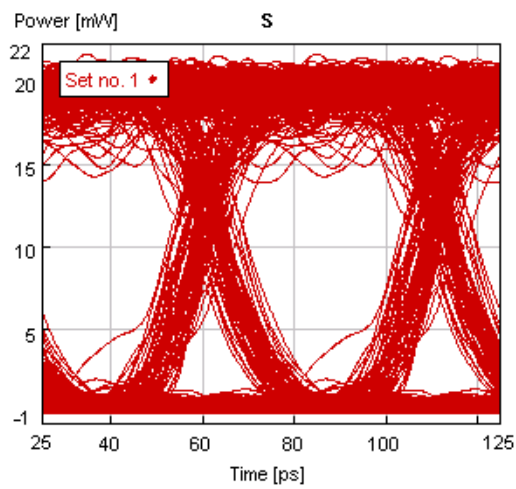


f)  $n = 10 \text{ e-}15 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε

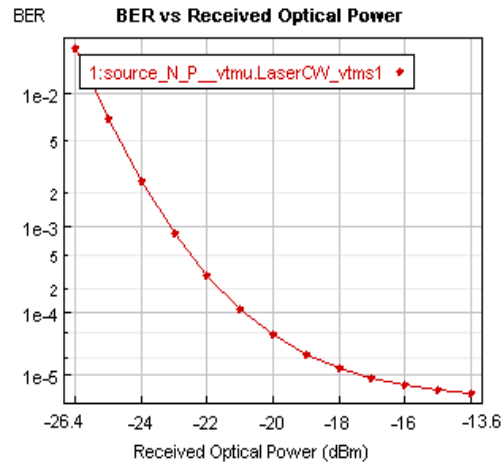
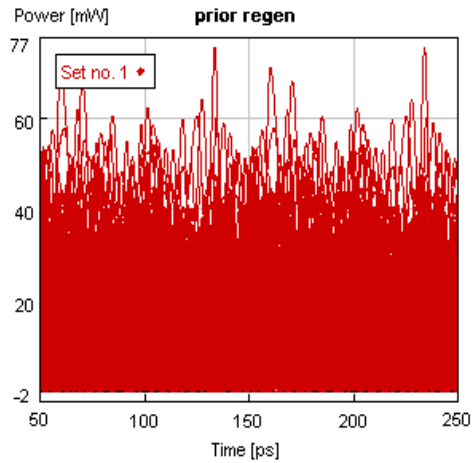


Στην έξοδο του αναγεννητή

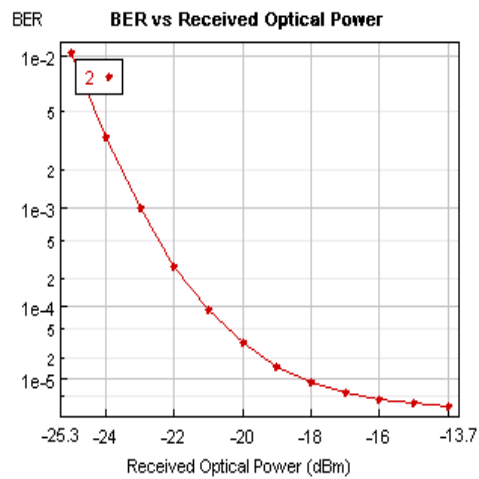
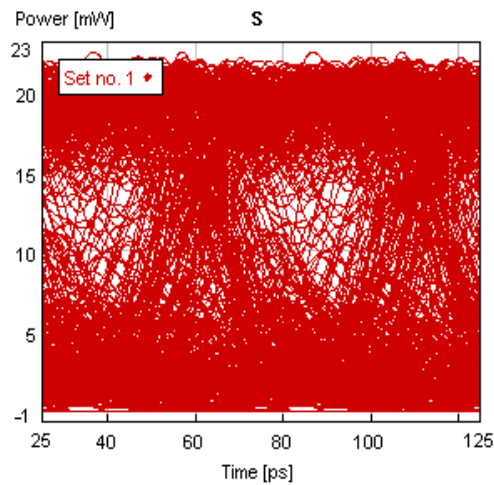


g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή



Στην έξοδο του αναγεννητή



Ενδεικτικά , όλες οι μετρηθείσες τιμές παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα

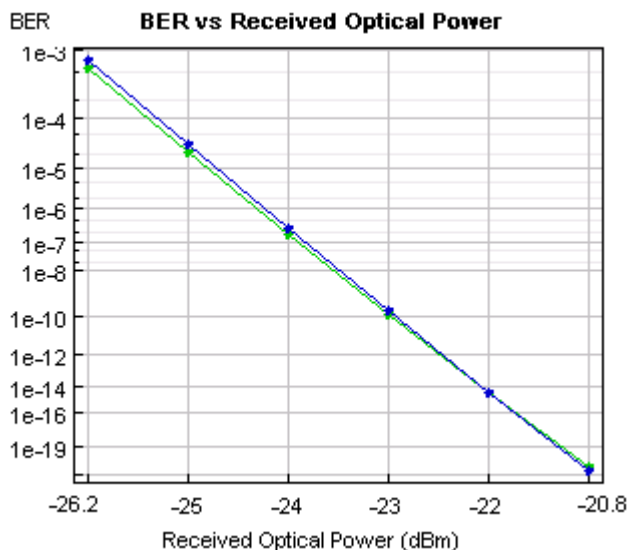
		SNR(dB)	Q	BER
a)	after noise	$\infty$	8.32	2.63E-17
	after regen	19.39	9.01	7.03E-20
b)	after noise	$\infty$	8.29	3.59E-17

	after regen	17.7	5	1.75E-07
c)	after noise	$\infty$	8.01	3.59E-16
	after regen	16.74	5.36	8.08E-09
d)	after noise	25.62	6.64	9.50E-12
	after regen	14.7	5.57	7.80E-09
e)	after noise	17.49	6.1	3.29E-10
	after regen	13.23	4.91	2.77E-07
f)	after noise	13.68	5.18	7.31E-08
	after regen	12.78	4.88	3.39E-07
g)	after noise	8.61	3.54	1.53E-04
	after regen	$\infty$	3.06	9.85E-04

Τα συνδυασμένα διαγράμματα BER με την ίδια αντιστοιχία χρωμάτων όπως περιγράφεται στον προηγούμενο ρυθμό (prbs-n) είναι τα ακόλουθα

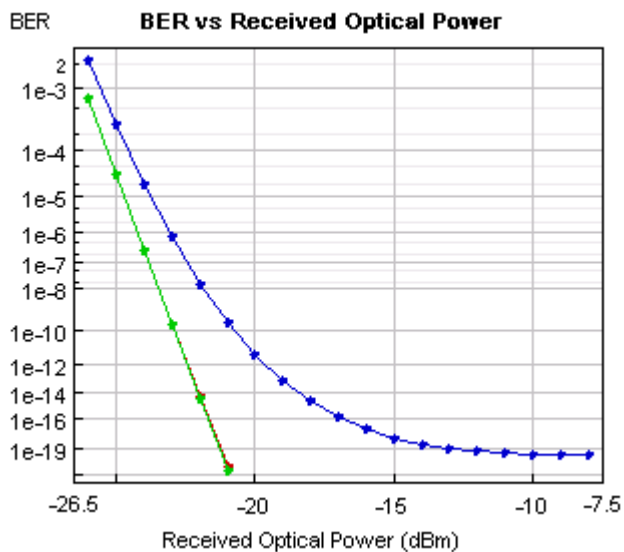
a)  $n=10 \text{ e-18 W/Hz}$





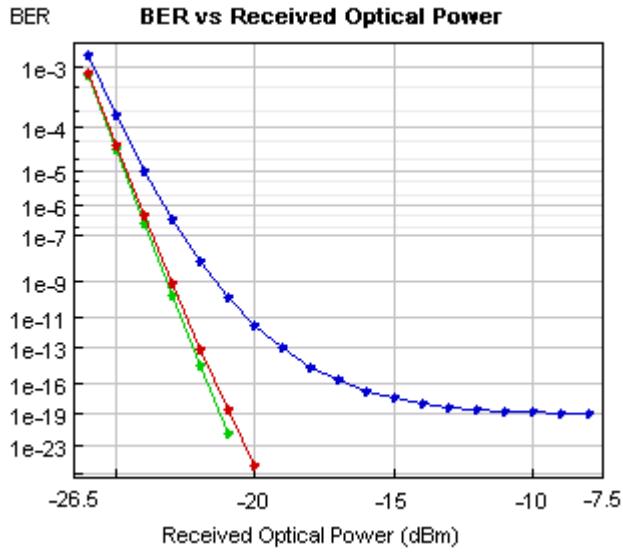
Παρατηρούμε ότι για τόσο μικρή τιμή θορύβου, οι καμπύλες όλων των σημάτων συμπίπτουν. Ανεπαίσθητα η καμπύλη after regenerator signal είναι πιο δεξιά .

b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$



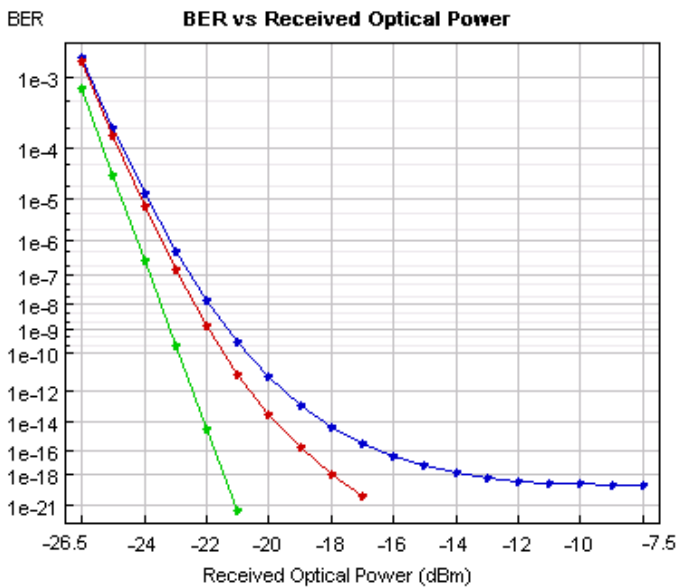
Βλέπουμε ότι degraded και backtoback signal έχουν ίδια καμπύλη BER , ενώ ο αναγεννητής υποβαθμίζει την ποιότητα του εισερχόμενου σήματος , αφού η αντίστοιχη καμπύλη είναι πιο δεξιά.

c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$



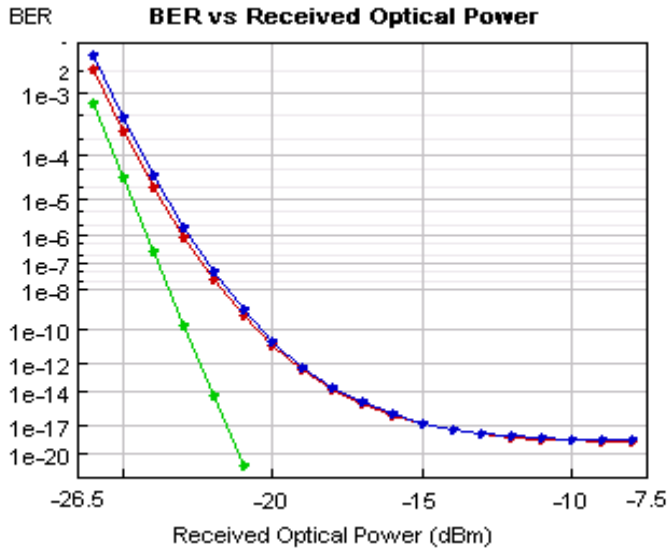
Στην περίπτωση αυτή βλέπουμε ότι η καμπύλη του degraded signal διαχωρίζεται και πάει περισσότερο δεξιά από το Backtoback signal, το οποίο είναι λογικό αφού έχει μικρότερο SNR. Μετά τον αναγεννητή το σήμα παρουσιάζει χειρότερο ποιοτικά BER από εκείνο που εισέρχεται στην είσοδο του παρουσία θορύβου.

d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$



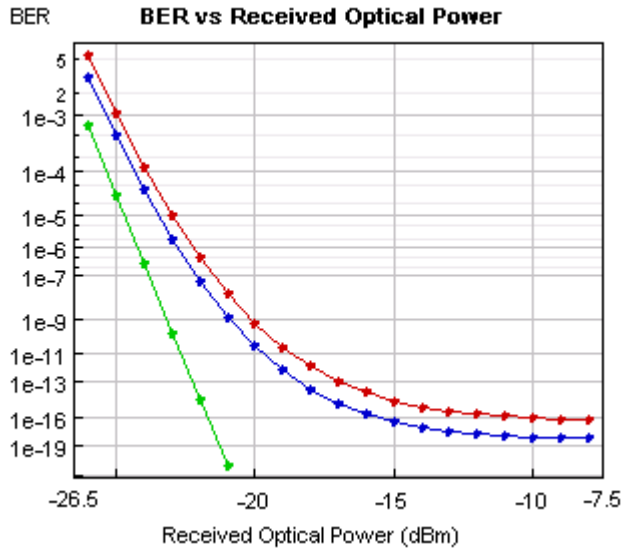
Παρατηρούμε ότι το degraded signal τείνει να πλησιάζει την καμπύλη του after regen signal .  
Και σε αυτήν την περίπτωση ο αναγεννητής χειροτερεύει το σήμα.

e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$



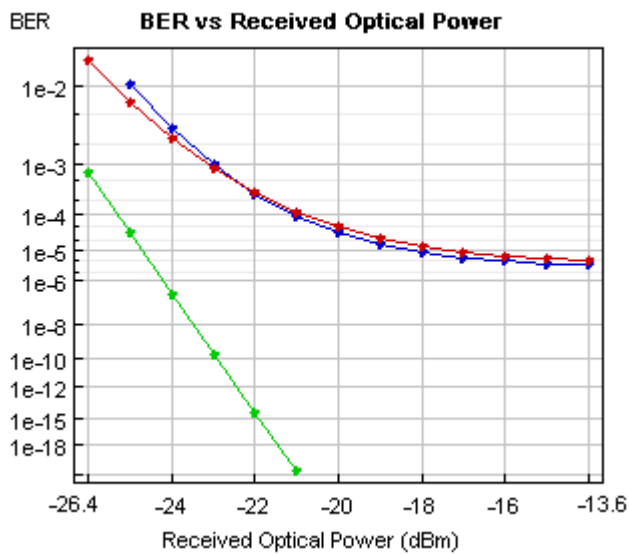
Ο αναγεννητής παρατηρούμε ότι έχει ουδέτερη δράση , αφού η καμπύλη των degraded και after regen signal σχεδόν συμπίπτουν .

f)  $n = 10 \text{ e-15 W/Hz}$



Απο αυτήν την τιμή του SNR για το σήμα που εισέρχεται στον αναγεννητή , ο αναγεννητής είναι αποτελεσματικός και βελτιώνει την ποιότητα του . Βλέπουμε ότι η καμπύλη του after regen signal είναι αριστερότερα από εκείνη του εισερχόμενου degraded signal .

g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$

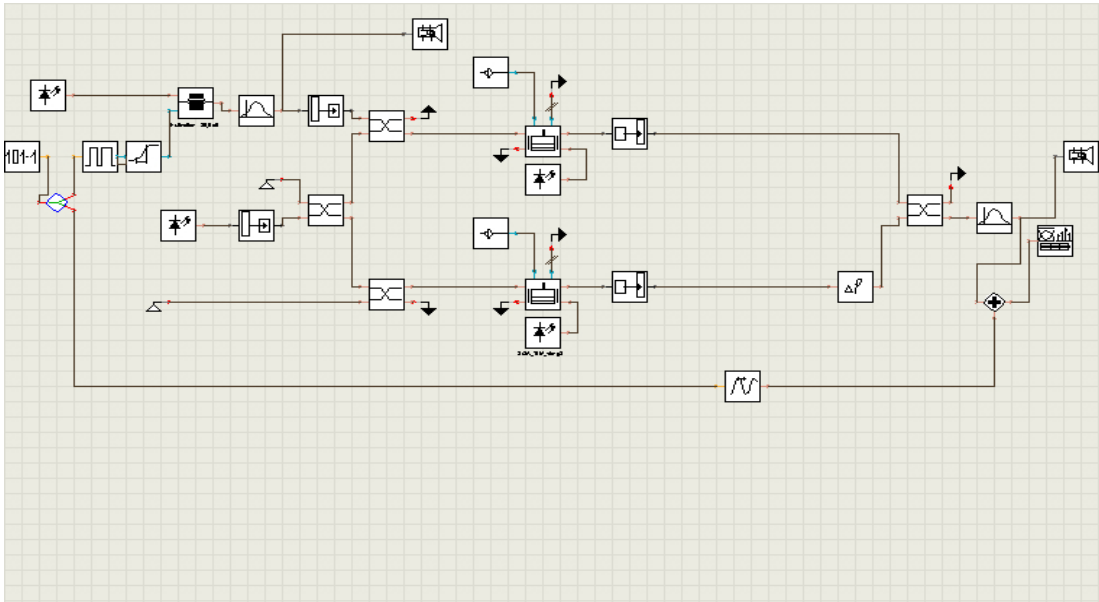


Για μία τόσο χαμηλή τιμή SNR του εισερχόμενου σήματος(degraded signal) ο αναγεννητής προσδίδει μία ελάχιστη βελτίωση για τιμές λαμβανόμενης ισχύος άνω των -21 dBm . Ο αναγεννητής δεν είναι αποτελεσματικός σε αυτήν την περίπτωση .

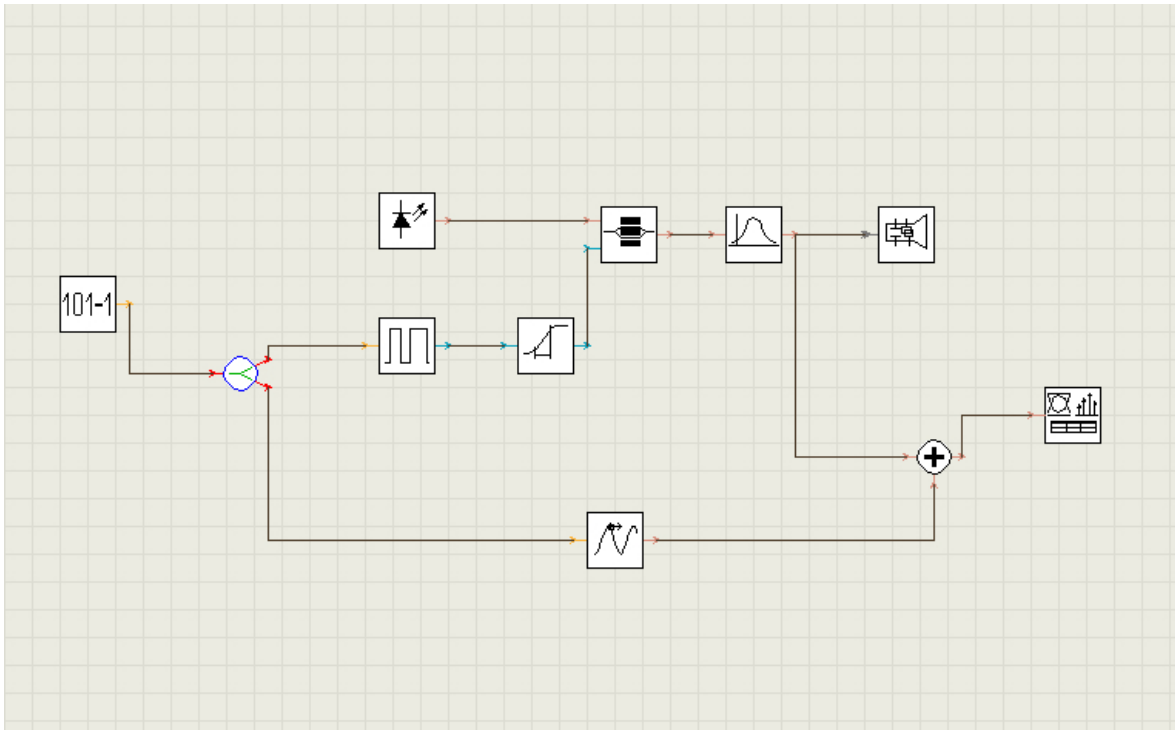
Και σε αυτόν τον ρυθμό βλέπουμε ότι αναγέννηση υπάρχει από την τιμή (f) (13.68 dB) και έπειτα , δηλαδή για συγκεκριμένο OSNR εισερχόμενου σήματος και κάτω. Άλλη αξιοσημείωτη παρατήρηση είναι ότι στον ρυθμό αυτό , η αναγέννηση υπάρχει για χαμηλότερο OSNR εισερχόμενου σήματος , έναντι εκείνης του ρυθμού prbs-n.

#### 4.1.2 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα για διάφορες τιμές extinction ratio.

Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε με βάση το VPI είναι το ακόλουθο

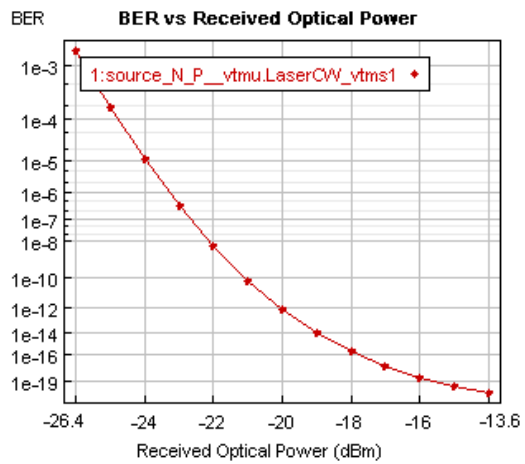
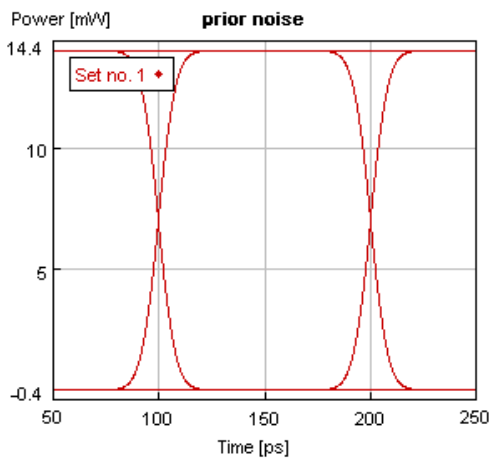


Για την εύρεση των BER και EYE διαγραμμάτων των σημάτων πριν την εισαγωγή στον αναγεννητή χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα



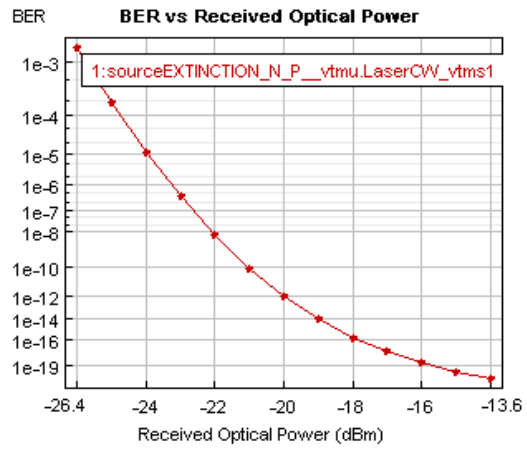
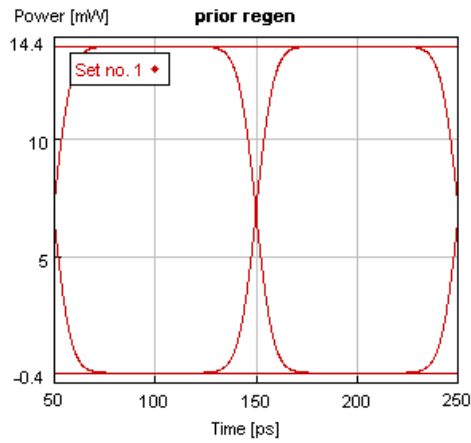
**Για PRBS-N**

Το backtoback signal παραμένει το ίδιο με την περίπτωση του noise για prbs-n ρυθμό και για ευκολία παρατίθενται και παρακάτω

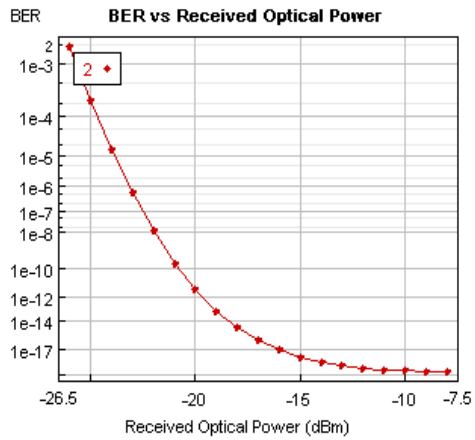
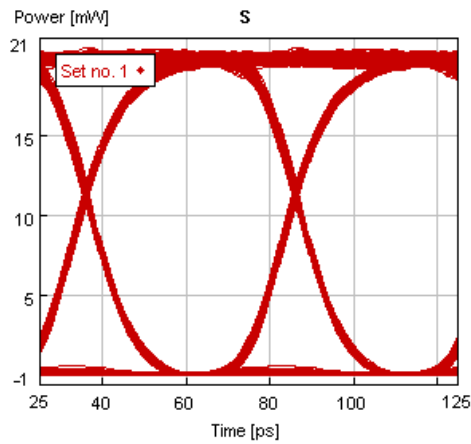


a) extinction = 25 db

Πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

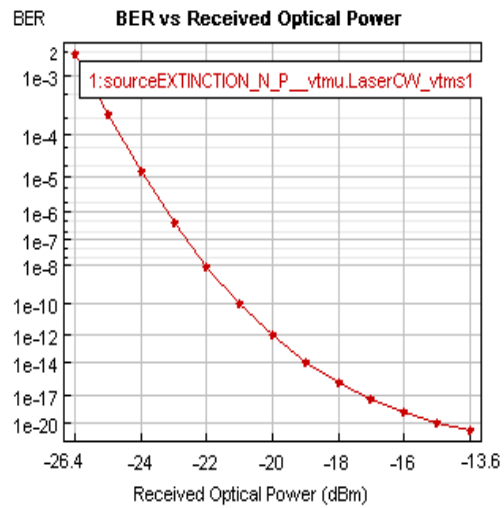
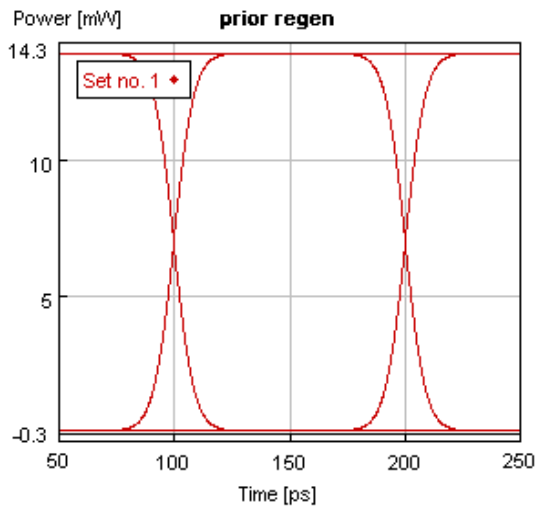


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή θα εξέρχονται τα παρακάτω

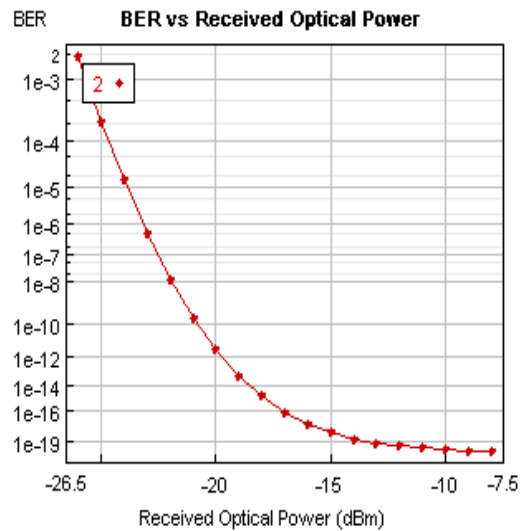
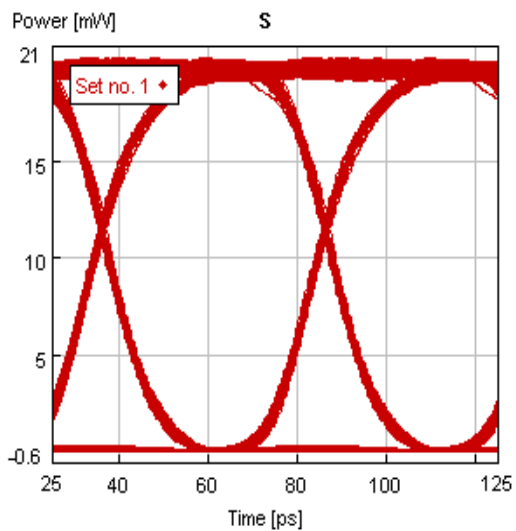


b) extinction = 20 db

στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το παρακάτω σήμα:



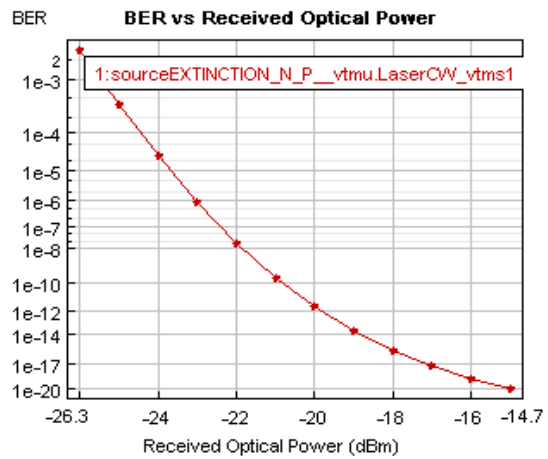
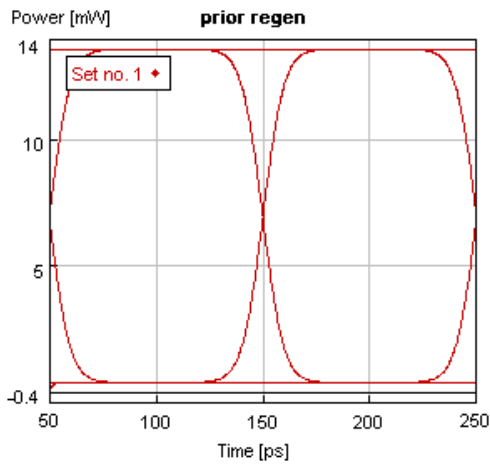
μετα την έξοδο από τον αναγεννητή



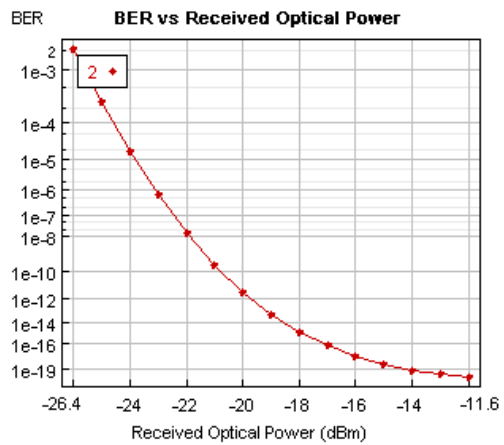
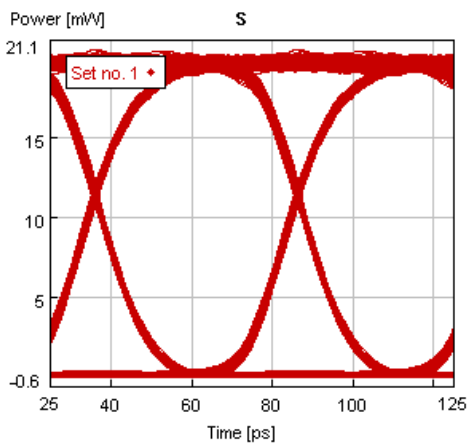
c) extinction = 15 db



πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

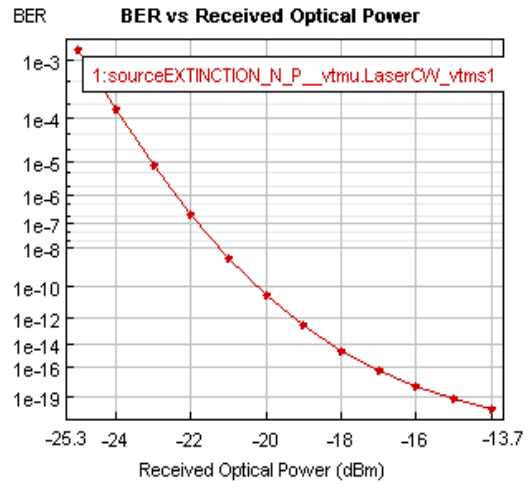
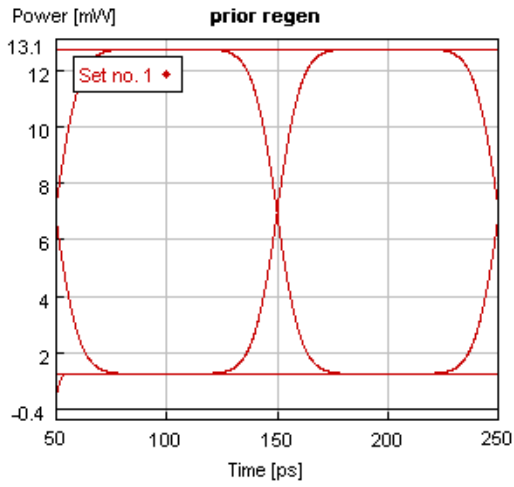


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή εξέρχεται το παρακάτω σήμα

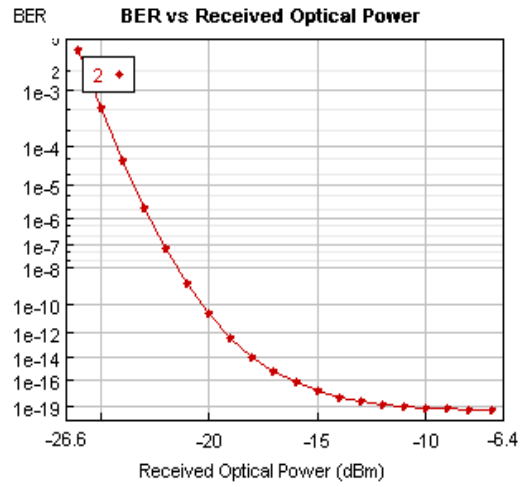
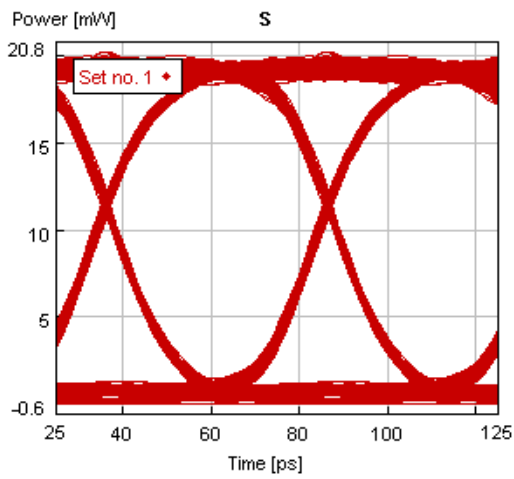


d) extinction = 10 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισάγεται

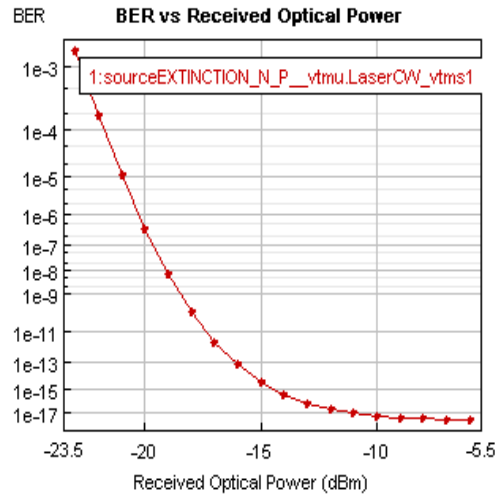
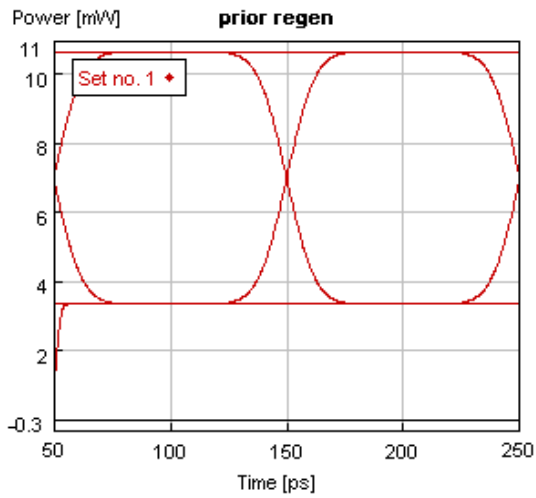


μετά την εισαγωγή στον αναγεννητή

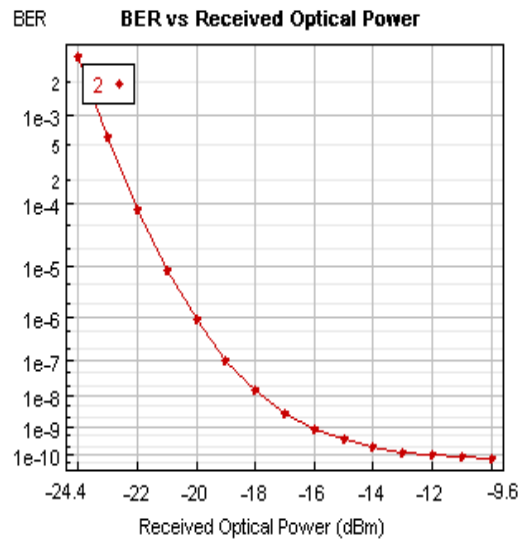
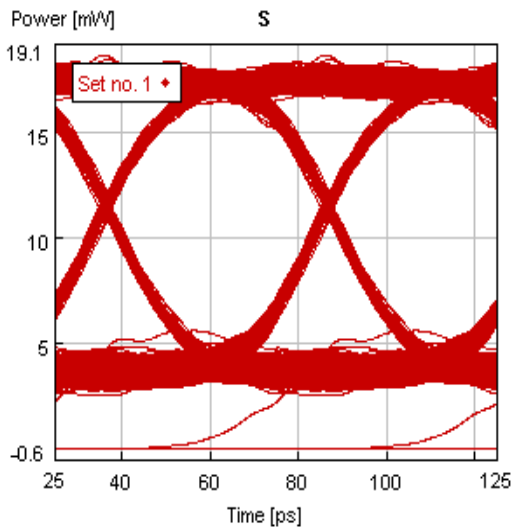


e) extinction = 5 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή

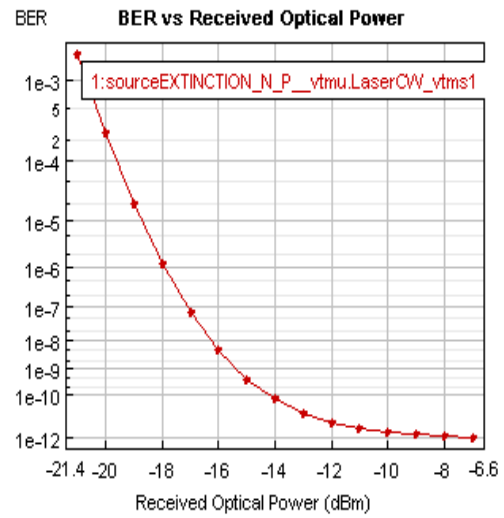
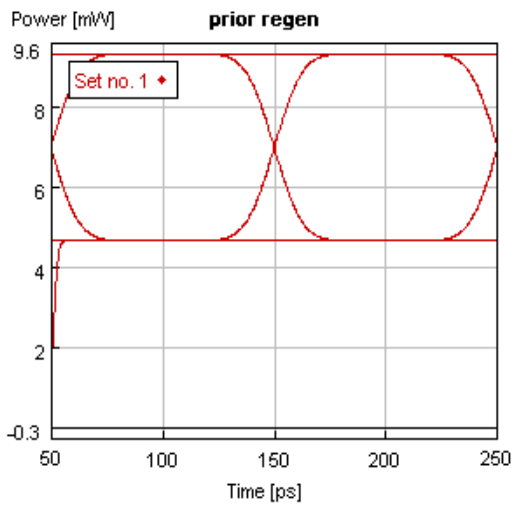


μετά την εισαγωγή στον αναγεννητή

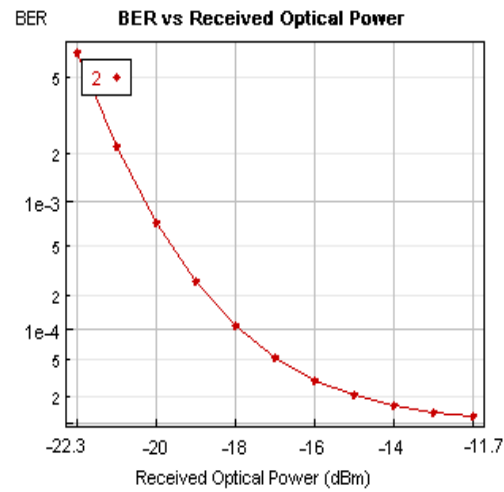
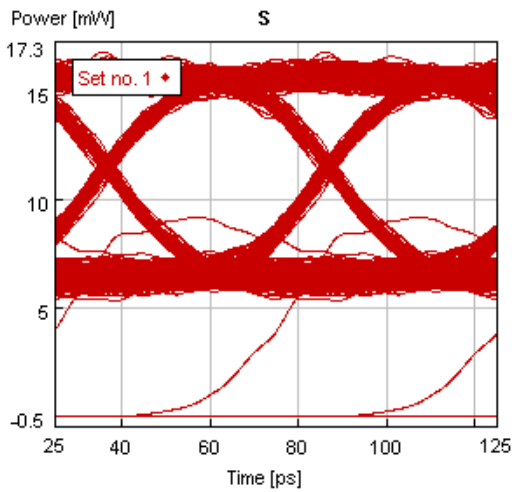


f) extinction = 3 db

Πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα



μετα την έξοδο του αναγεννητή εξέρχονται

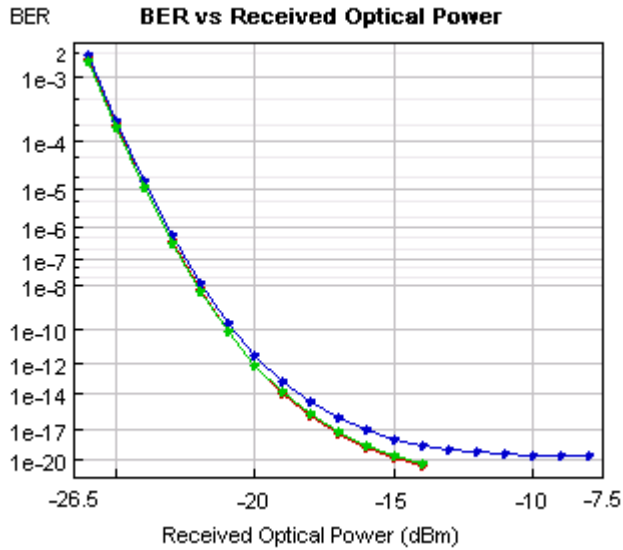


Συνοπτικά τα λαμβανόμενα αποτελέσματα απο τον analyzer του VPI είναι τα εξής :

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after extinction	23.52	5.6	6.17E-09
	after regen	17.03	4.95	2.28E-07
b)	after extinction	17.38	5.6	6.18E-09
	after regen	15.59	4.99	1.85E-07
c)	after extinction	11.02	5.51	1.01E-08
	after regen	14.82	5.02	1.55E-07
d)	after extinction	4.44	5.04	1.45E-07
	after regen	9.18	4.83	4.16E-07
e)	after extinction	-4.95	3.5	1.87E-04
	after regen	-1.71	3.5	1.72E-04
f)	after extinction	-7.15	2.34	8.54E-03
	after regen	-12.23	2.35	7.83E-03

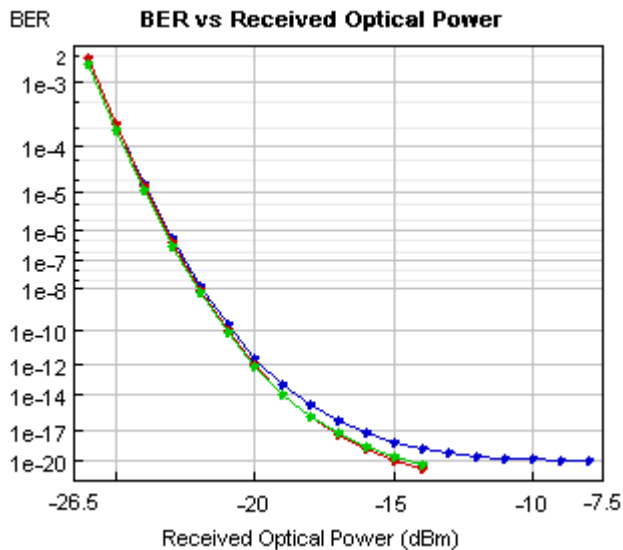
Τα συνδυασμένα διαγράμματα BER παρουσιάζονται παρακάτω. Στις καμπύλες αυτές απεικονίζονται τα **i) degraded signal** ,**ii) backtoback signal** ,**ii) after regenerator signal** , με χρώματα **i) κόκκινο** ,**ii) πράσινο** και **iii) μπλέ** αντίστοιχα .

a) extinction = 25 db



Είναι εμφανές ότι για αυτήν την τιμή του Extinction , ο αναγεννητής αφήνει ανεπηρέαστο το σήμα μέχρι την τιμή  $-20$  dBm , αφού και οι τρεις καμπύλες συμπίπτουν . Μετά την τιμή αυτή ο αναγεννητής δυσχεραίνει την ποιότητα του σήματος . Ουσιαστικά, για την περιοχή τιμών των BER που έχει σημασία (έως  $10^{-10}$ )ο αναγεννητής παρουσιάζει ουδέτερη δράση.

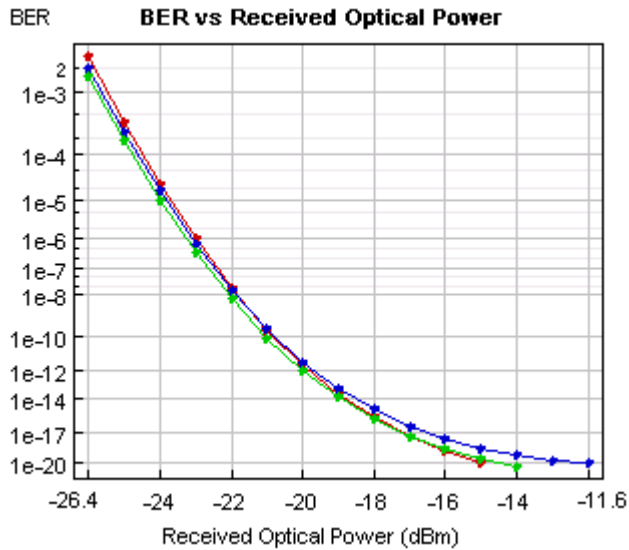
b) extinction = 20 db



Παρατηρούμε ότι οι καμπύλες των σημάτων backtoback και degraded signal συμπίπτουν , που σημαίνει ότι για τόσο μεγάλη τιμή extinction οι διαφορές στην ποιότητα του σήματος

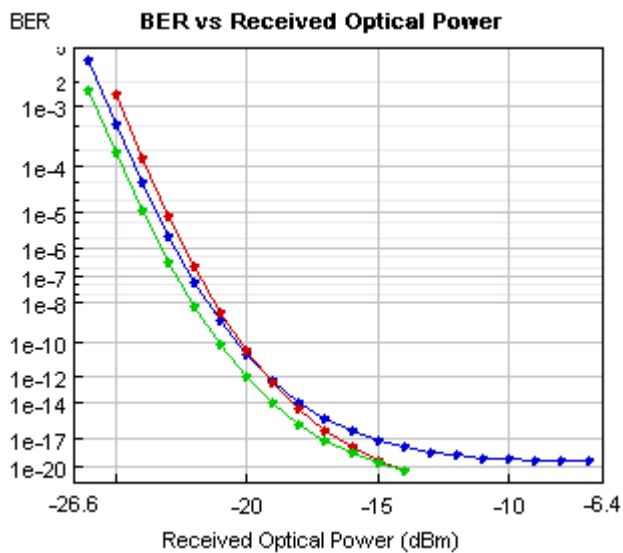
είναι αμελητέες . Και σε αυτήν την περίπτωση , ο αναγεννητής είναι ουδέτερος, αφού βελτιώνει ανεπαίσθητα το σήμα.

c) extinction = 15 db



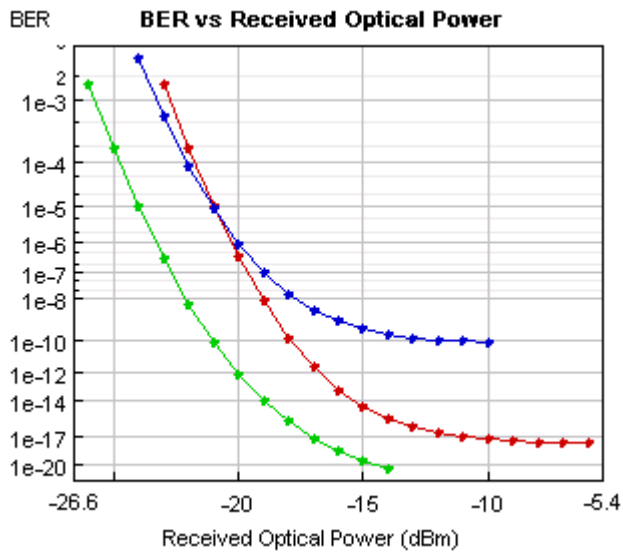
Σε αυτήν την περίπτωση όπου η τιμή του extinction είναι μικρή και στα 15 db, υπάρχει μία μικρή βελτίωση τους σήματος μέχρι τα -22 dBm , έπειτα μέχρι τα -20 dBm έχει μία ουδέτερη δράση στην ποιότητα του σήματος(εφόσον συμπίπτει με την καμπύλη του degraded signal). Μετά τα -20 dBm ,ο αναγεννητής χειροτερεύει το εισερχόμενο σήμα .

d) extinction = 10 db



Μειώνοντας την τιμή του extinction στα 10 db παρατηρούμε ότι οι καμπύλες των degraded και backtoback signal διαχωρίζονται αισθητά , αφού τελικά αρχίζει να επηρεάζεται η ποιότητα του σήματος απο το extinction . Παρατηρούμε δε ότι ο αναγεννητής βελτιώνει το σήμα για τιμές λαμβανόμενης ισχύος μέχρι τα -20 dBm, ενώ έπειτα εξάγει σήμα με χειρότερο ποιοτικά BER. Για την περιοχή τιμών BER που μας ενδιαφέρει ο αναγεννητής βελτιώνει το σήμα.

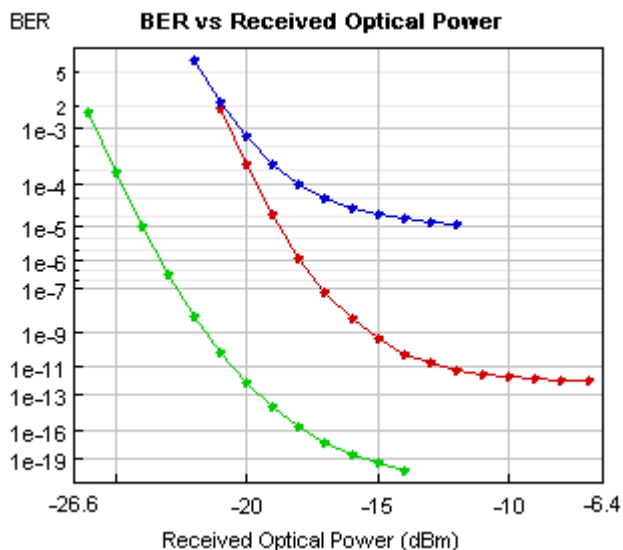
e) extinction = 5 db



Παρατηρούμε ότι για τιμή 5 db , δηλαδή για μεγάλη τιμή extinction ,υπάρχει αναγεννητική ιδιότητα μεχρι τα -23 dbm . Από την τιμή αυτή και άνω , ο αναγεννητής υποβαθμίζει την ποιότητα του σήματος.

f) extinction = 3 db



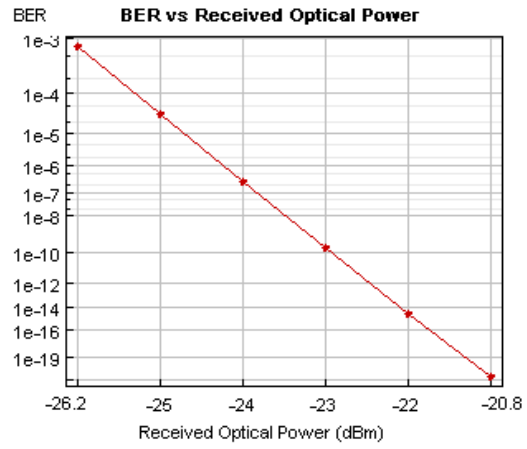
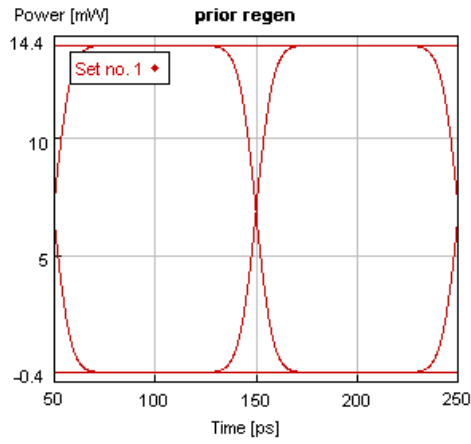


Βλέπουμε ότι για 3 db extinction ο αναγεννητής αδυνατεί εντελώς να βελτιώσει το εισερχόμενο σήμα , αντιθέτως το επιδεινώνει αισθητά . Συνεπώς ο αναγεννητής αντενδείκνυται σε αυτήν την περίπτωση εισερχόμενου σήματος.

Συμπερασματικά , παρατηρούμε ότι η μελετούμενη συνδεσμολογία 2R αναγεννητή δεν είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική για την αντιμετώπιση του extinction που μπορεί να έχει ένα σήμα . Η αναγεννητική ικανότητα της συνδεσμολογίας είναι ελάχιστη , που σημαίνει ότι το extinction αποτελεί ένα μείζων πρόβλημα για το κύκλωμα, που δεν μπορεί να αντιμετωπιστεί από την συγκεκριμένη συνδεσμολογία , για ρυθμό PRBS-N

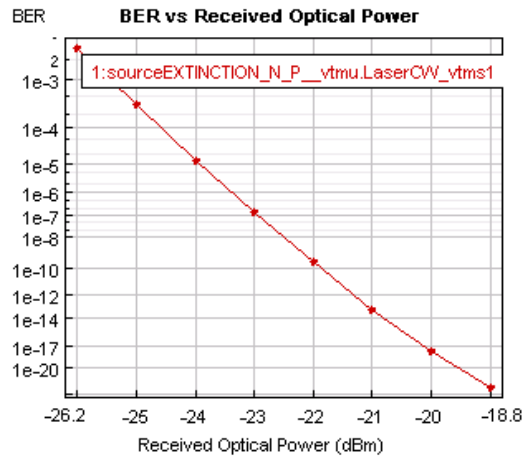
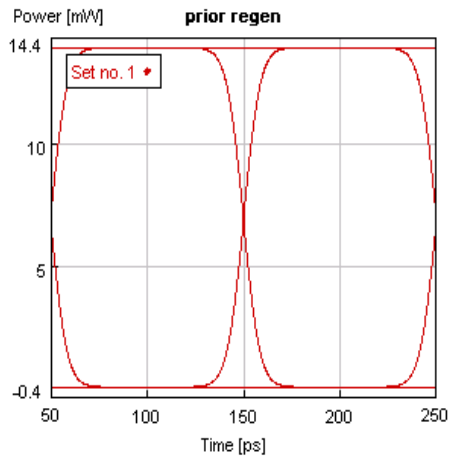
Για prbs(mark probability 0.5)

Το Backtoback signal είναι το ίδιο με εκείνο που αναφερθηκε στην μελέτη των θορύβων και για ευκολία παρατίθεται και εδώ

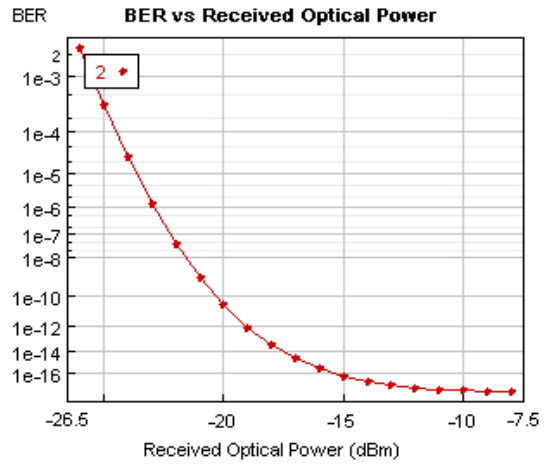
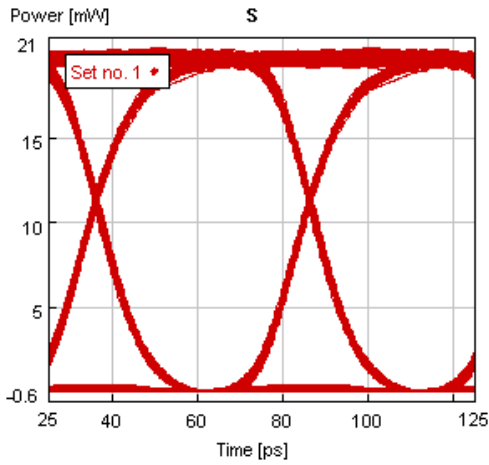


a) extinction = 25 db

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται

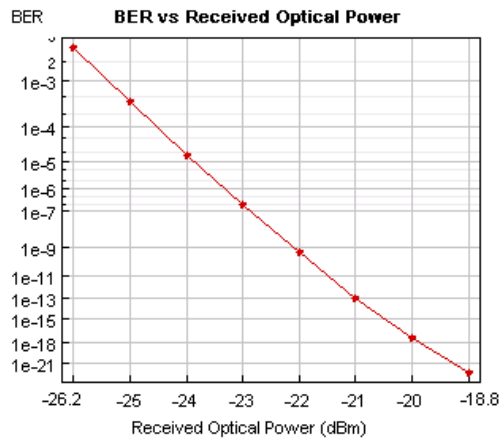
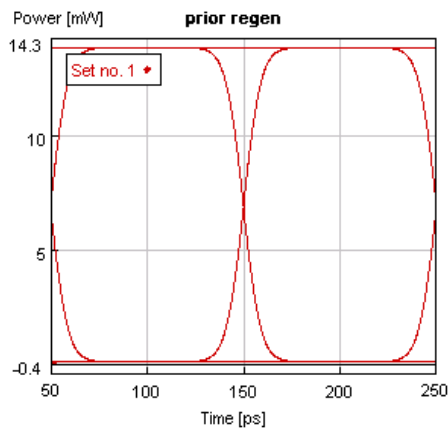


Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο

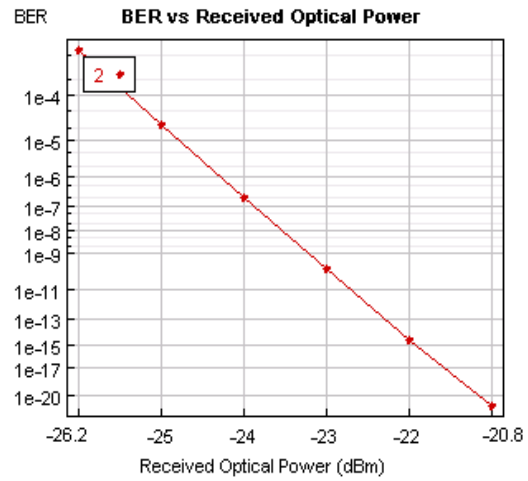
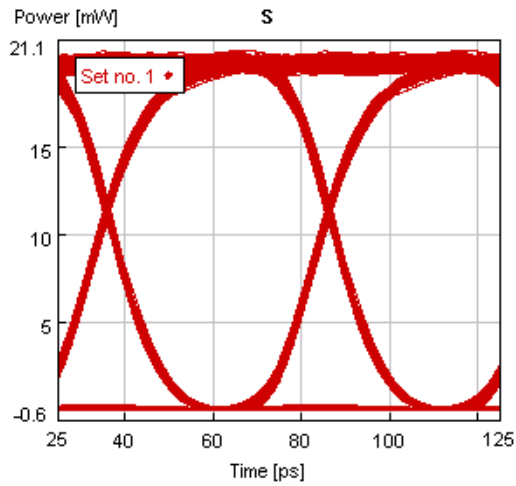


b) extinction = 20 db

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνει

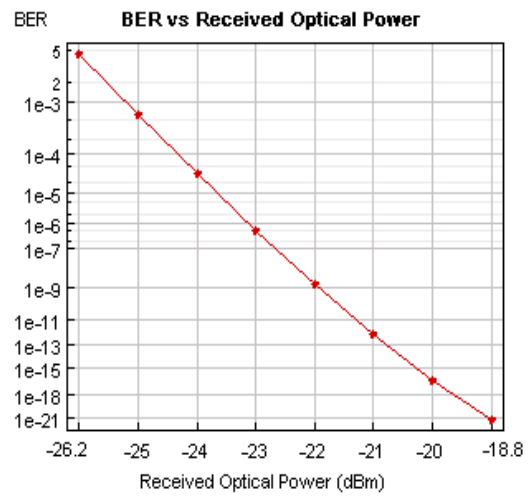
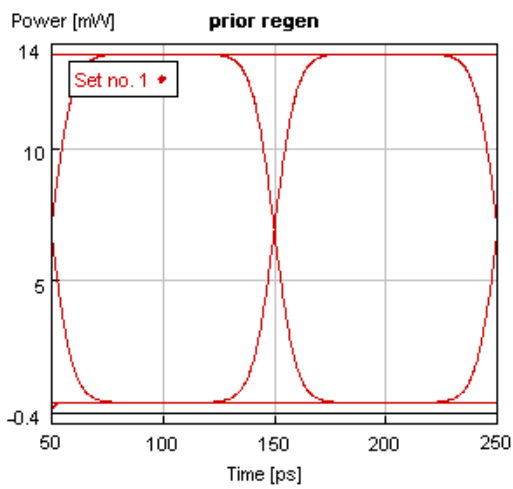


Στην έξοδο εξέρχονται τα εξής

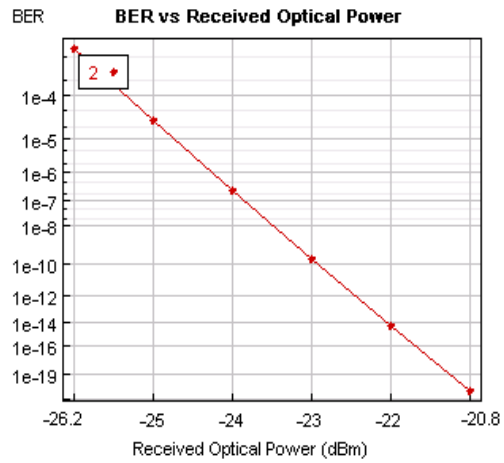
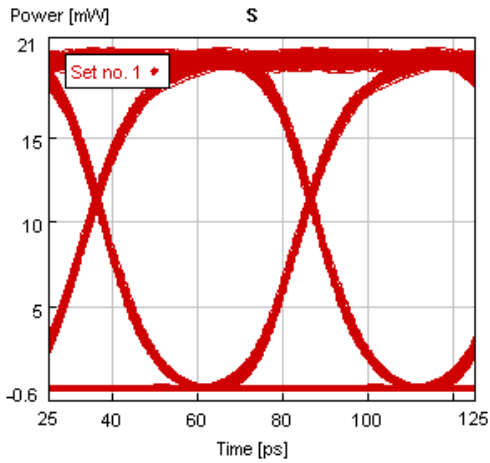


c) extinction = 15 db

Στην είσοδο

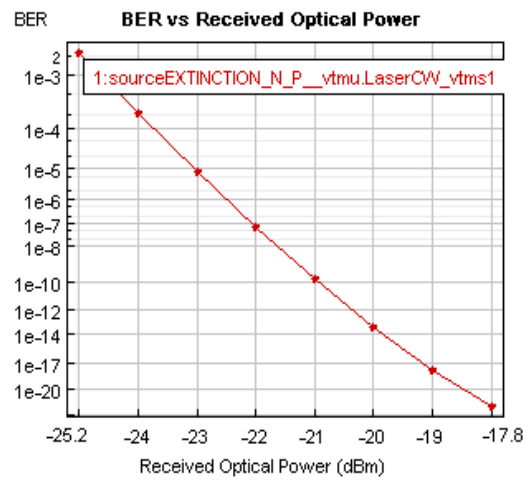
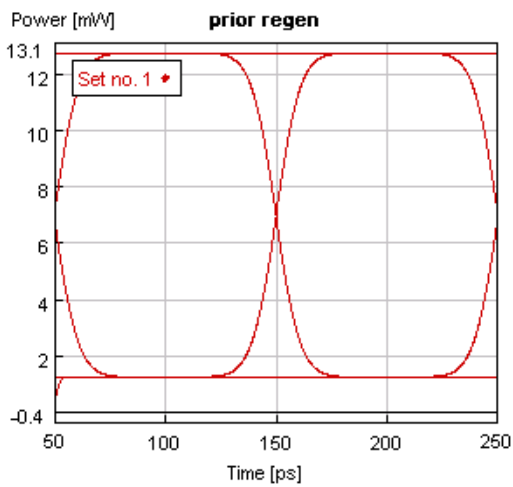


Στην έξοδο

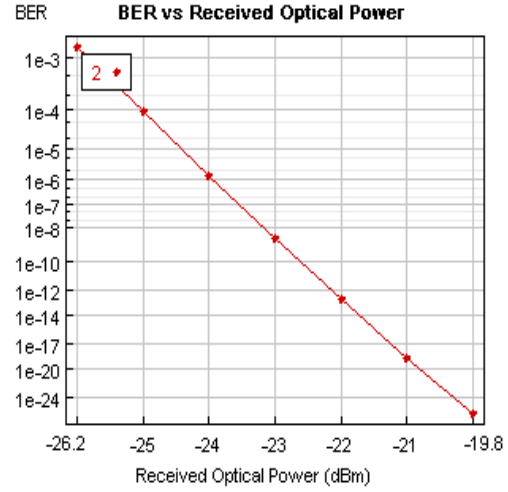
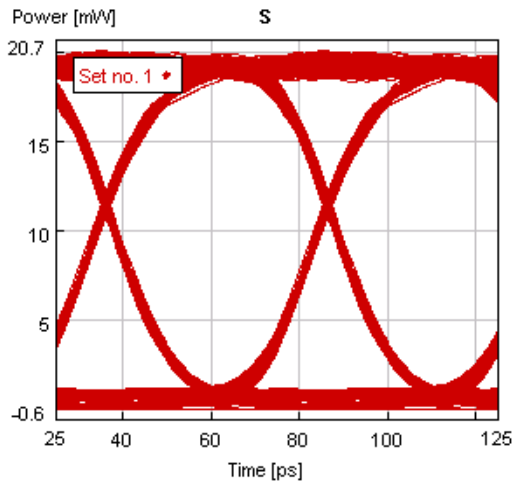


d) extinction = 10 db

Στην είσοδο

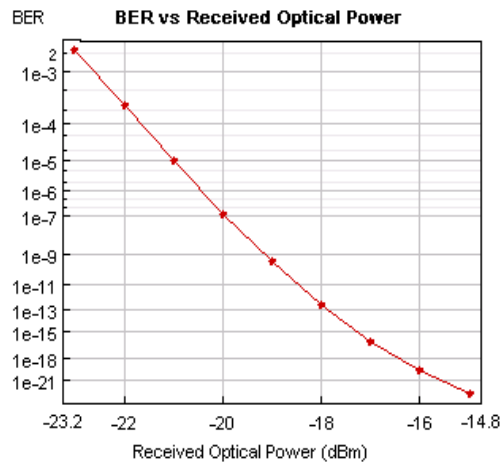
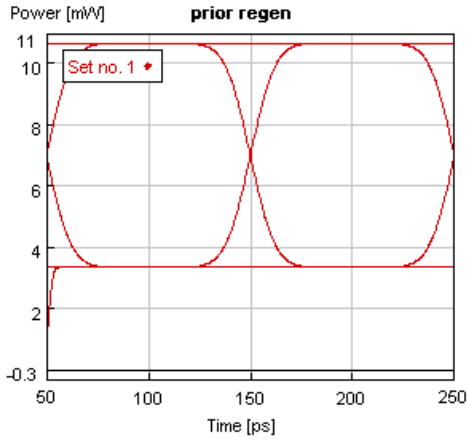


Στην έξοδο

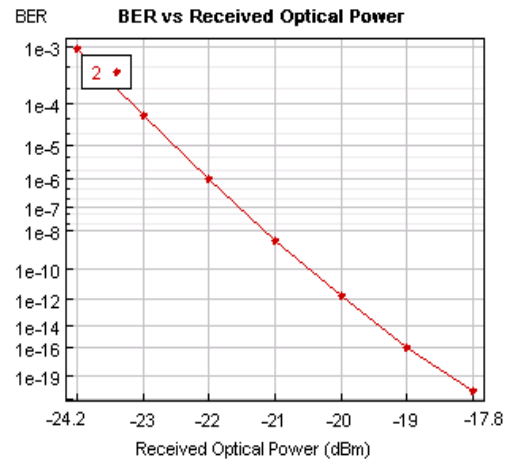
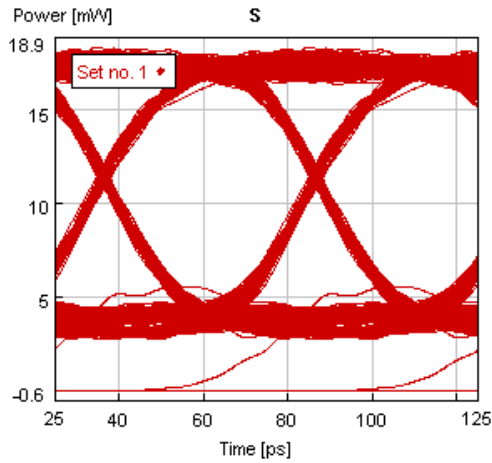


e) extinction = 5 db

Στην είσοδο έχουμε

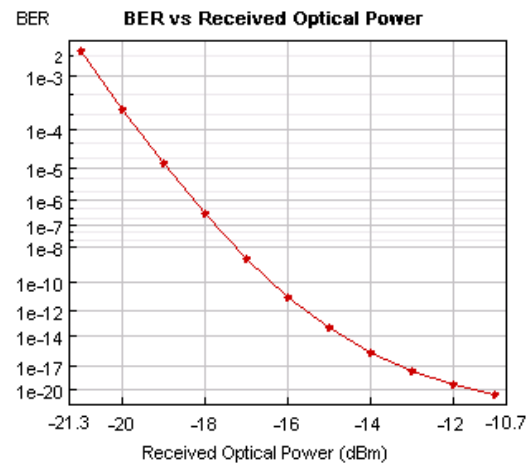
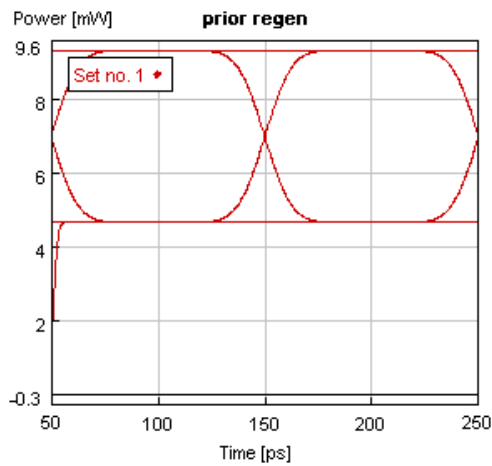


Στην έξοδο αντίστοιχα

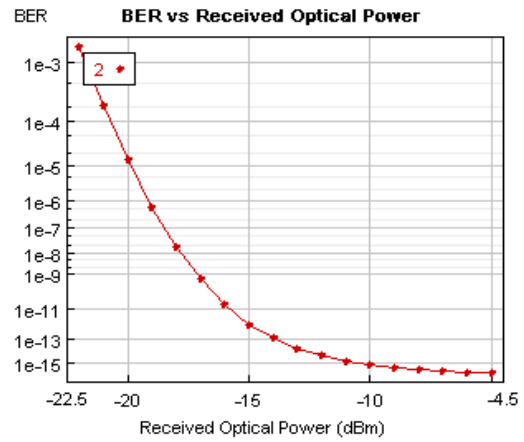
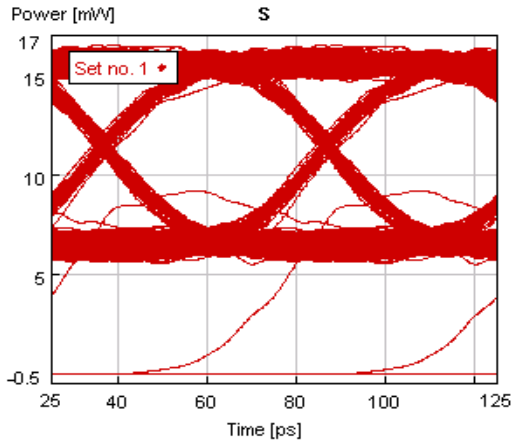


f) extinction = 3 db

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε



Στην έξοδο θα εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά



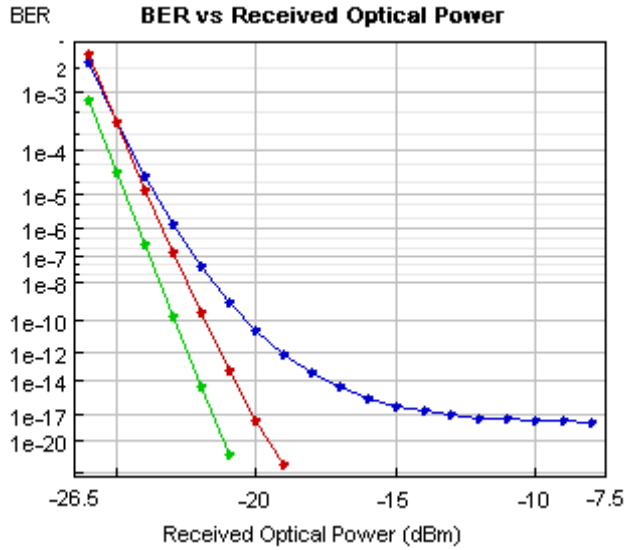
Συνοπτικά , όλες οι τιμές συγκεντρωμένες παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after extinction	$\infty$	6.28	1.11E-10
	after regen	17.3	4.93	2.49E-07
b)	after extinction	$\infty$	6.27	1.16E-10
	after regen	18.57	8.69	1.14E-18
c)	after extinction	$\infty$	6.15	2.45E-10
	after regen	16.44	8.81	4.03E-19
d)	after extinction	$\infty$	5.34	1.00E-08
	after regen	11.65	8.33	2.79E-17
e)	after extinction	$\infty$	3.69	9.48E-05
	after regen	16.18	5.27	6.17E-08
f)	after extinction	$\infty$	2.41	7.19E-03
	after regen	$\infty$	3.21	6.64E-04



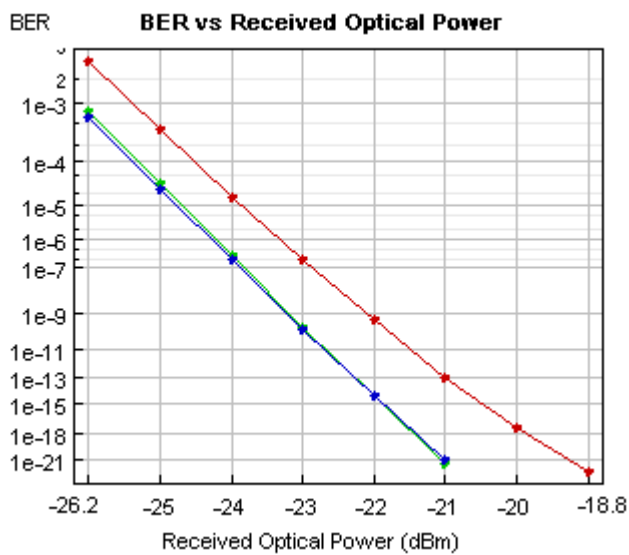
Αντίστοιχα με τον προηγούμενο ρυθμό , τα συνδυασμένα διαγράμματα BER θα είναι τα ακόλουθα

a) extinction = 25 db



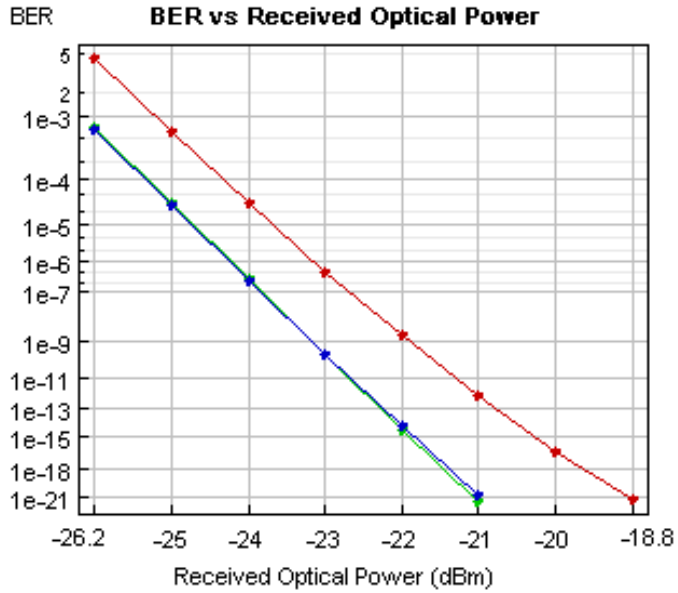
Ο αναγεννητής χαλάει την ποιότητα του εισερχόμενου σήματος απο τα -25 dbm και άνω.

b) extinction = 20 db



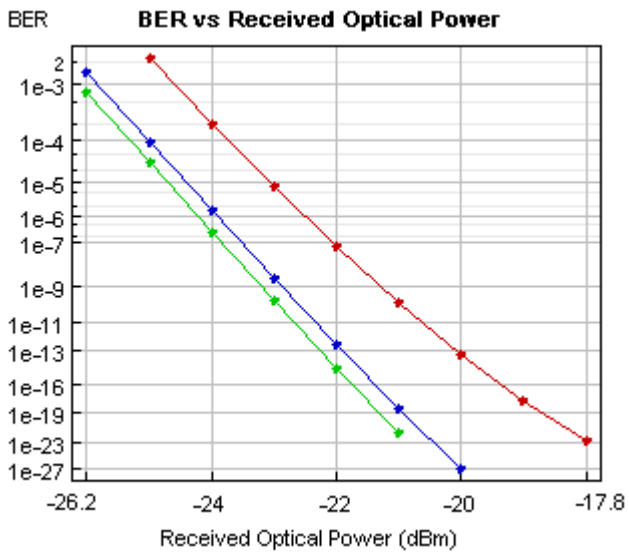
Ο αναγεννητής βελτιώνει αισθητά το εισερχόμενο σήμα, και το BER συμπίπτει με εκείνο του backtoback.

c) extinction = 15 db



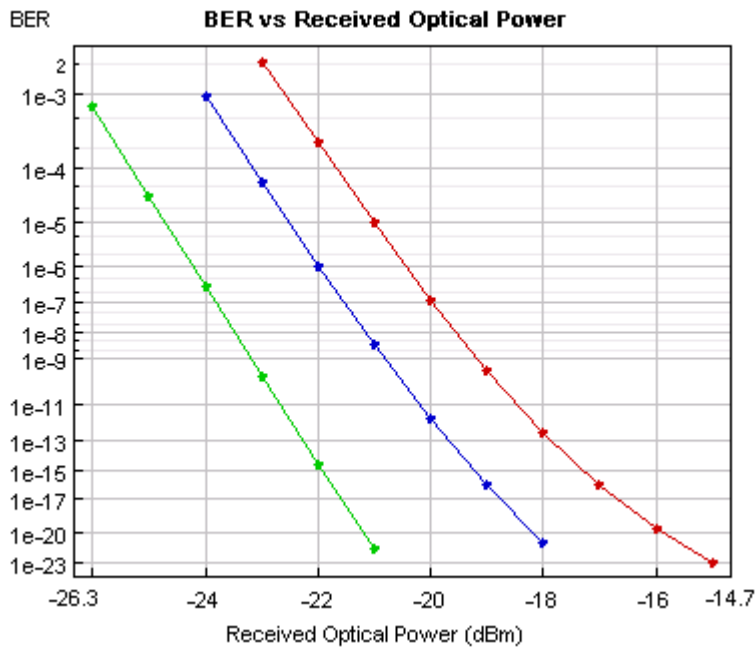
Οι μεταβολές από την προηγούμενη τιμή extinction είναι ελάχιστες.

d) extinction = 10 db



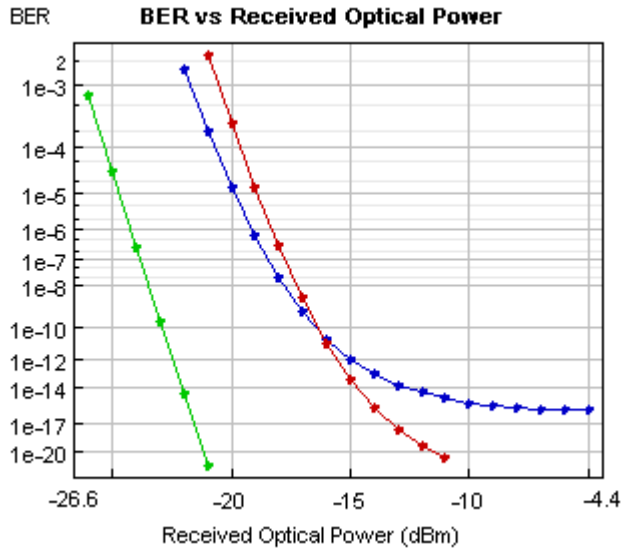
Ο αναγεννητής συνεχίζει να είναι αποτελεσματικός και να βελτιώνει την ποιότητα του εισερχόμενου σήματος. Το BER του εξερχόμενου σήματος χειροτέρευσε συγκριτικά με την προηγούμενη τιμή του extinction .

e) extinction =5 db



Ομοίως με προηγουμένως , έχουμε αναγεννητική δράση με επιδείνωση του BER έναντι της προηγηθείσας τιμής.

f) extinction =3 db



Το κύκλωμα δρα σαν αναγεννητής για τιμές λαμβανόμενης ισχύος μέχρι  $-17$  dBm περίπου. Για την περιοχή τιμών BER που έχει σημασία (έως  $e^{-10}$ ) ο αναγεννητής είναι αποτελεσματικός.

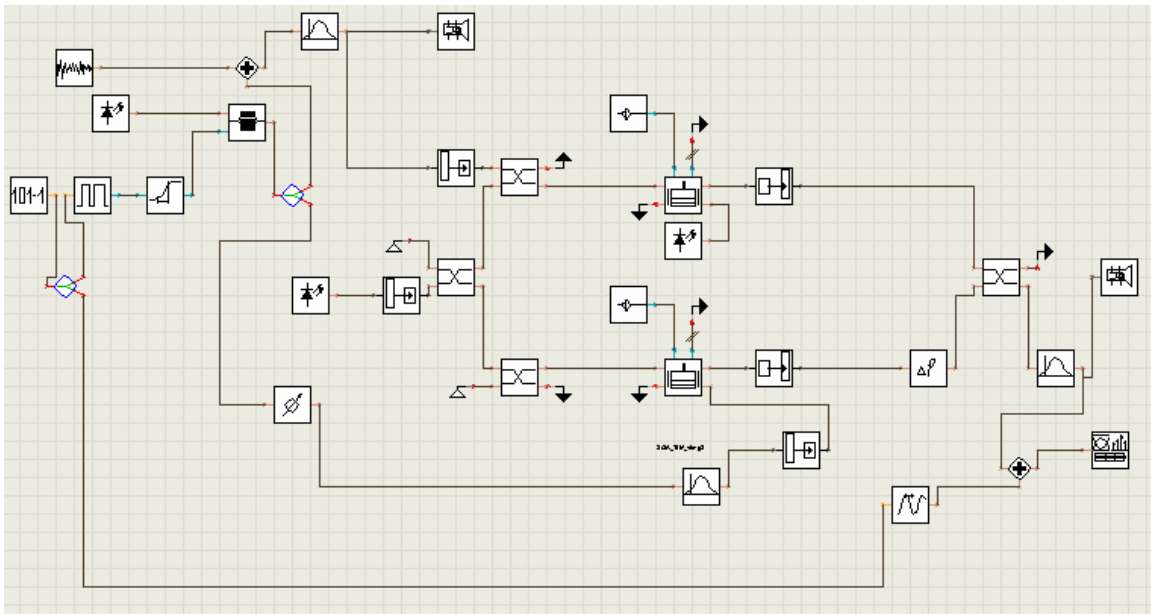
Συμπεραίνουμε ότι, για τον συγκεκριμένο ρυθμό, ο αναγεννητής είναι αρκετά αποτελεσματικός για την αντιμετώπιση του φαινομένου του extinction. Σε αντίθεση με τον προηγούμενο ρυθμό PRBS δηλαδή, η συγκεκριμένη συνδεσμολογία αναγεννητή βελτιώνει σε μεγαλύτερο βαθμό αυτό το φαινόμενο.

## 4.2 Μελέτη του Bidirectional Push-Pull Scheme

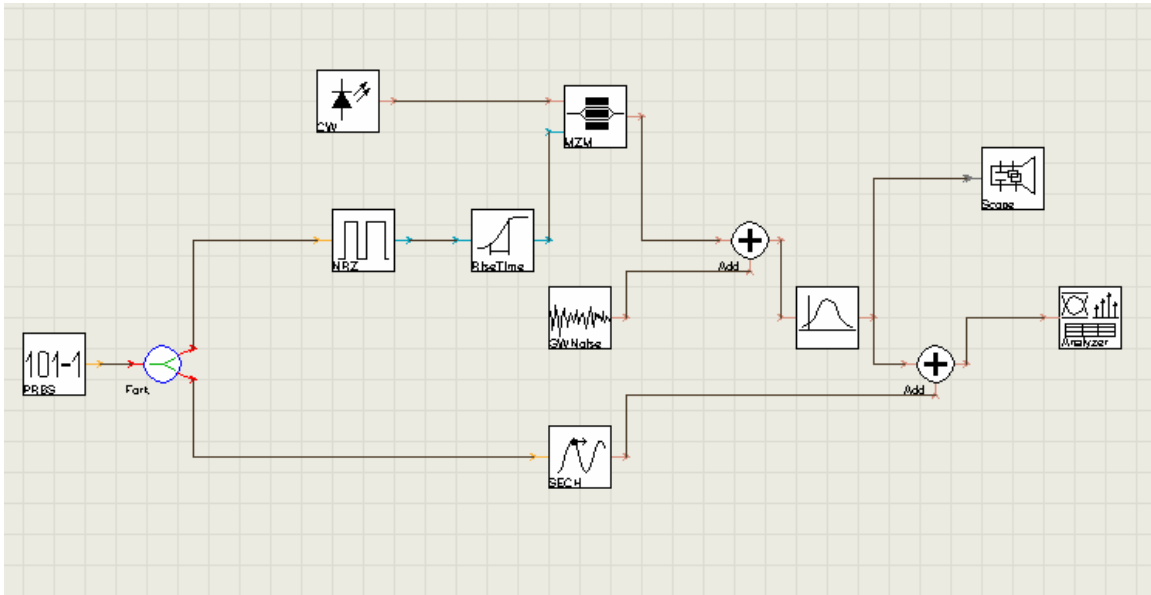
### 4.2.1 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα με διάφορες τιμές noise.

Σε αυτήν την κατηγορία μετρήσεων ισχύουν όσα προαναφέρθηκαν για την Bidirectional Push-Pull συνδεσμολογία, θέτοντας τις τιμές ισχύων που αντιστοιχούν στην περιοχή βέλτιστης λειτουργίας της. Συνεπώς, για  $P_{data1}=17\text{ mW}$ ,  $P_{cw}=10\text{mW}$  και  $P_{data2}=1\text{mW}$  εισάγουμε διάφορες τιμές φασματικής πυκνότητας ισχύος μεταβάλλοντας έτσι το OSNR του κάθε σήματος που εισέρχεται στον αναγεννητή.

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με βάση το πρόγραμμα VPI παρατίθεται παρακάτω.



Για την εξαγωγή του BER έπεται την εισαγωγή θορύβου , δηλαδή το BER σήματος εισόδου για κάθε OSNR , χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα που σχεδιάστηκε σύμφωνα με το VPI.



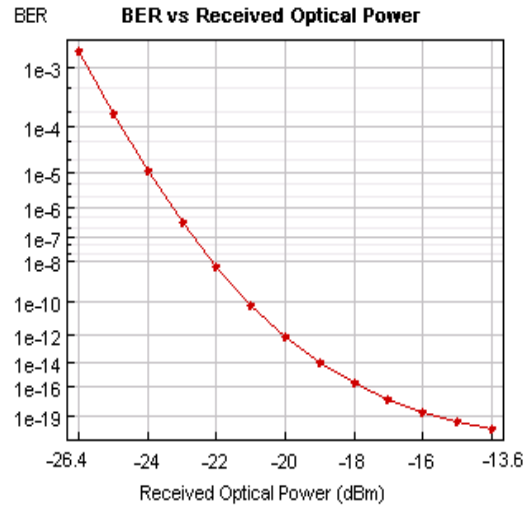
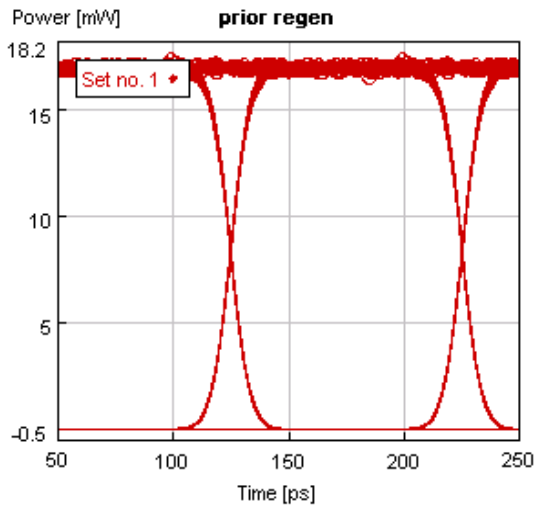
Με βάση τις τιμές θορύβου που προσομοιώθηκαν εξήχθησαν τα παρακάτω BER που παρατίθενται μαζί με τα αντίστοιχα eye diagrams.

### Για prbs-n

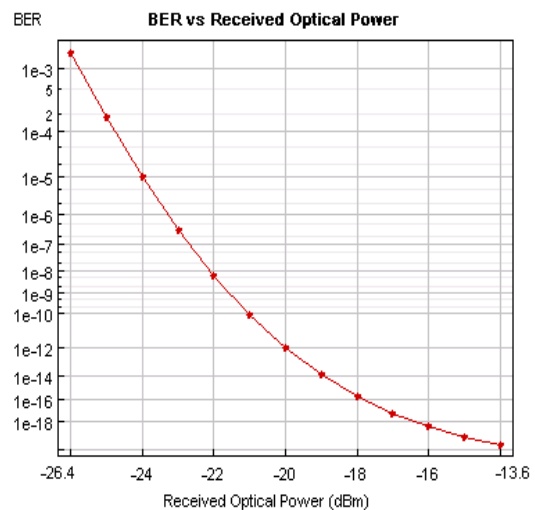
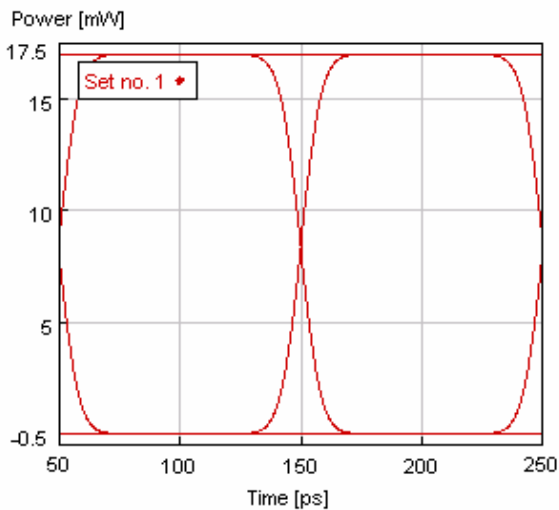
Για τον συγκεκριμένο ρυθμό εξήχθησαν τα παρακάτω αποτελέσματα

a)  $n = 10e-18 \text{ W/Hz}$

στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το σήμα

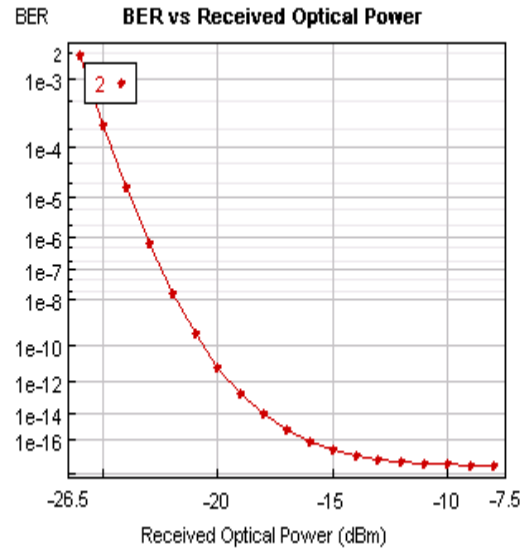
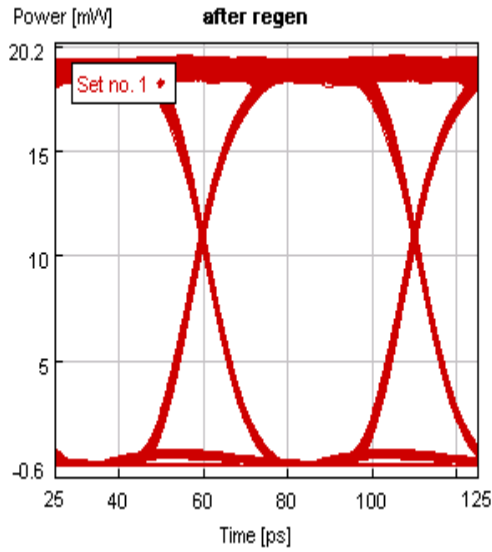


Το αντίστοιχο eye πριν την εισαγωγή θορύβου(backtoback signal), είναι τα ακόλουθο και ισχύει για όλες τις υπόλοιπες τιμές θορύβου που μετρώνται.



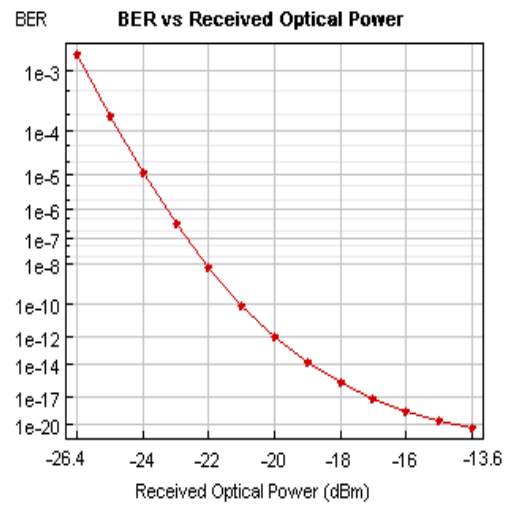
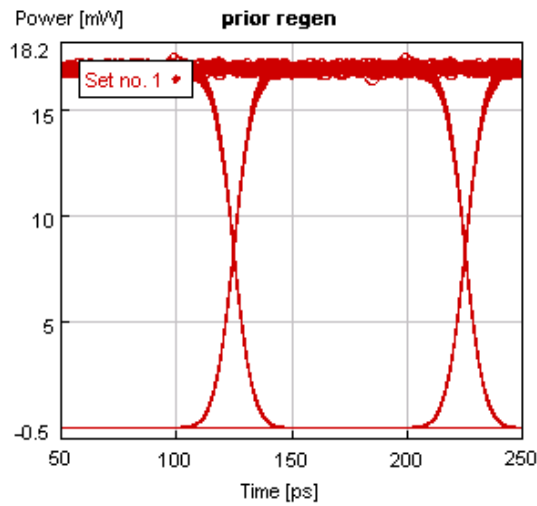
Συγκεκριμένα , το backtoback σήμα έχει χαρακτηριστικά όπως μετράται στον analyzer OSNR = 22,8 , Q factor = 5,59 και BER = 6,56 E-9.

Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά



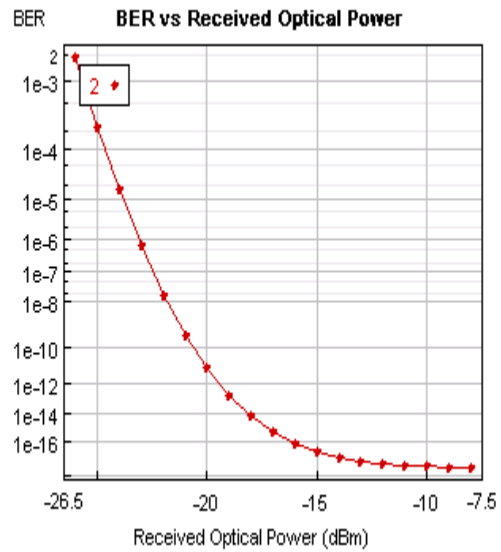
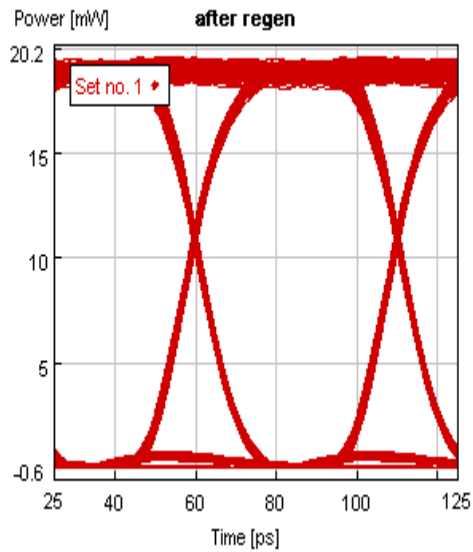
b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το παρακάτω σήμα



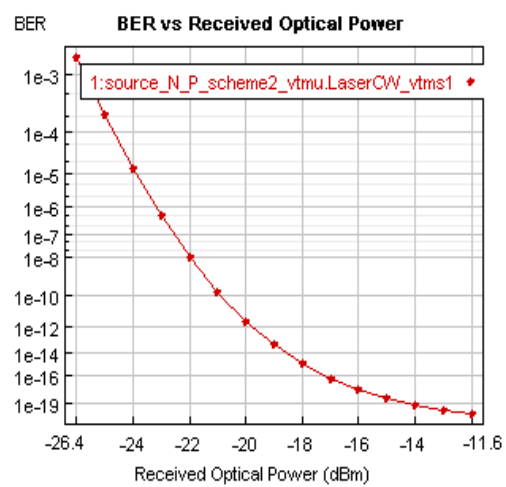
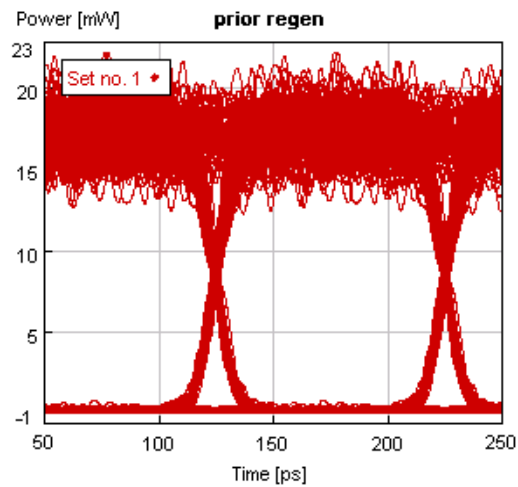
Στην έξοδο του αναγεννητή εξάγονται τα παρακάτω



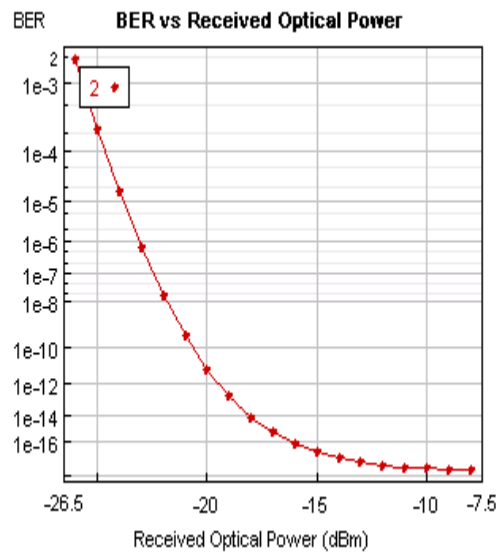
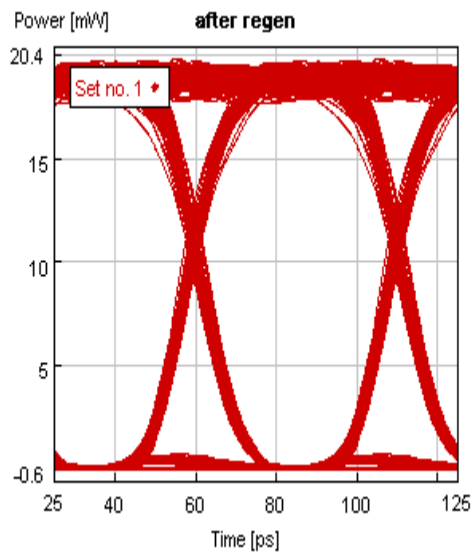


c)  $n = 80e-17 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

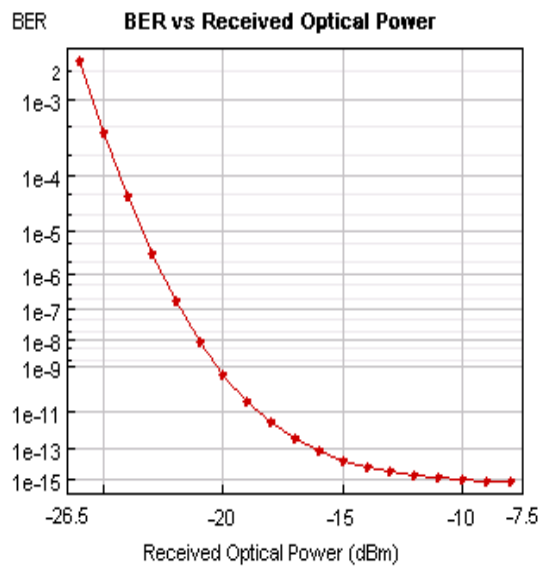
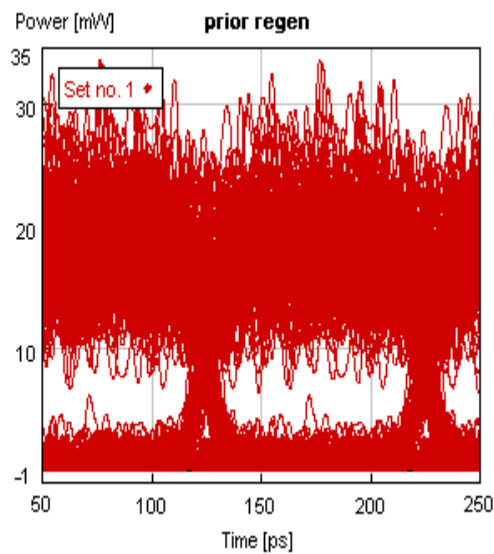


στην έξοδο του αναγεννητή εξαγονται τα κάτωθι

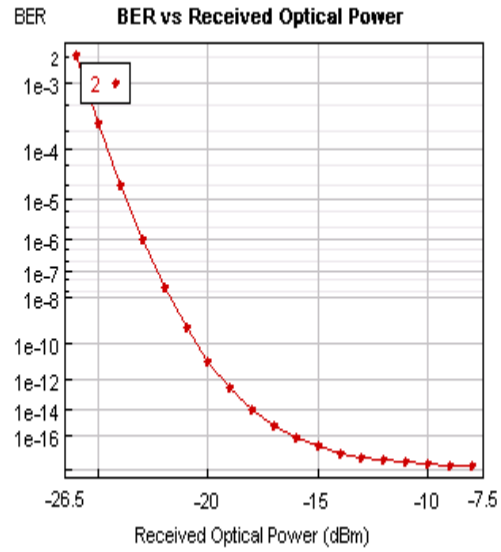
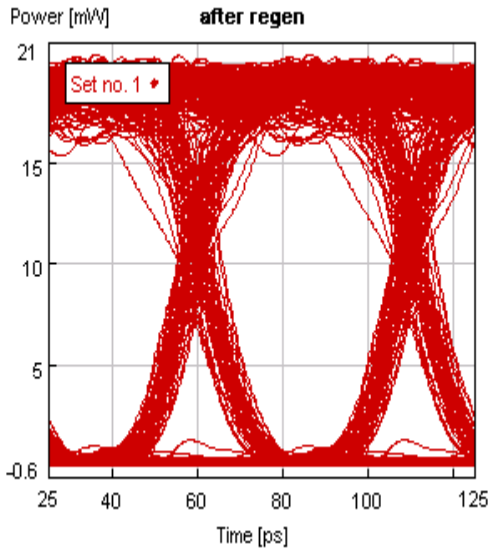


d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχονται

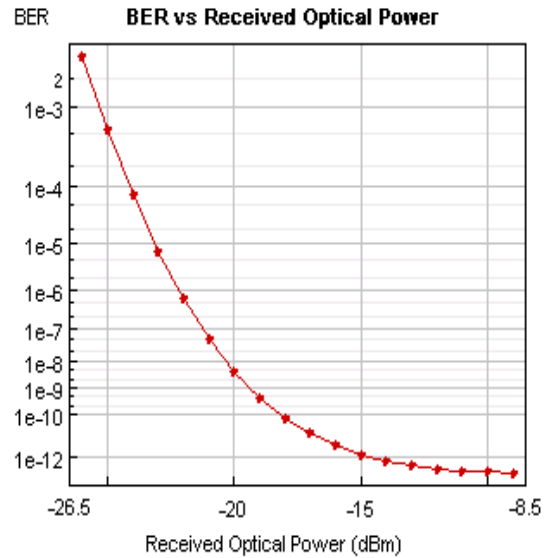
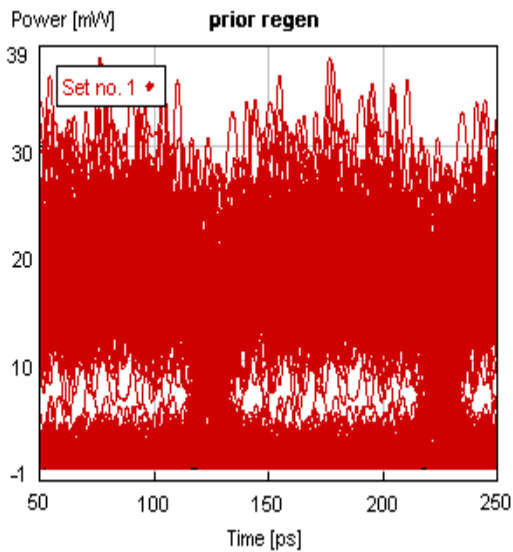


Στην έξοδο εξέρχονται τα ακόλουθα

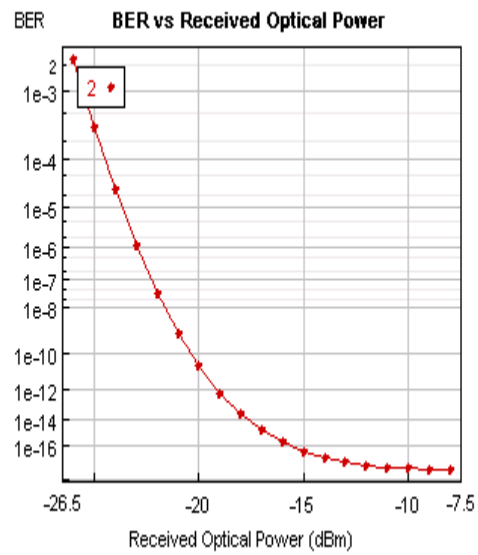
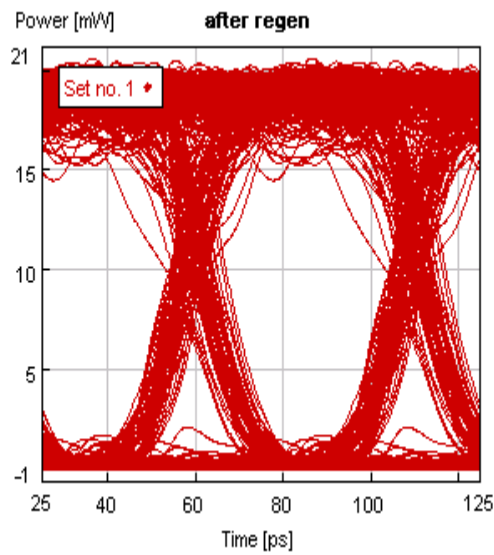


e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$

Το εισερχόμενο σήμα είναι το εξής

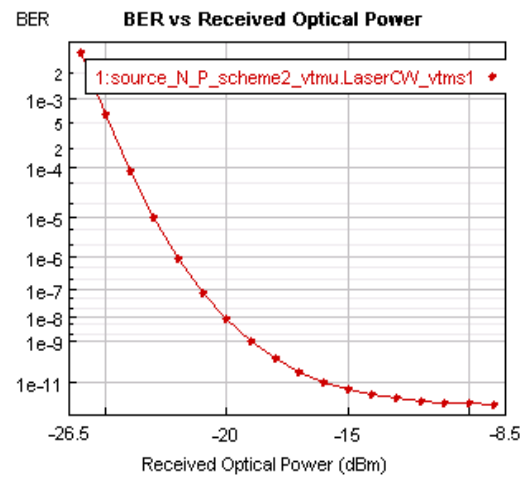
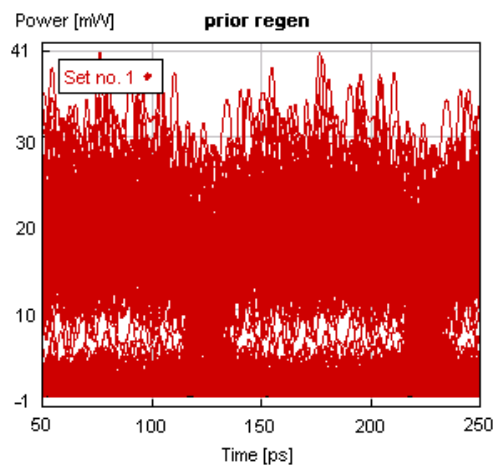


Και εξέρχεται το εξής

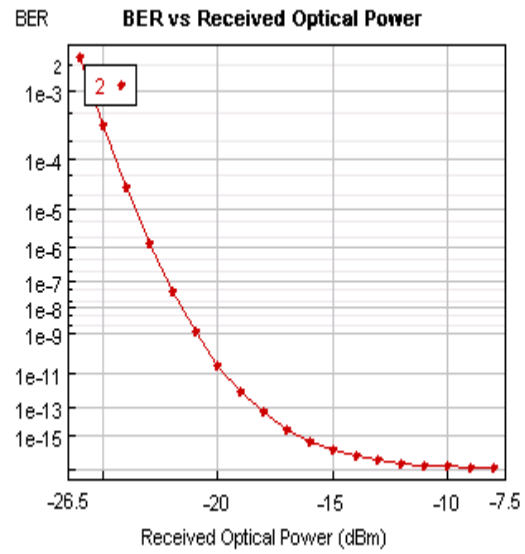
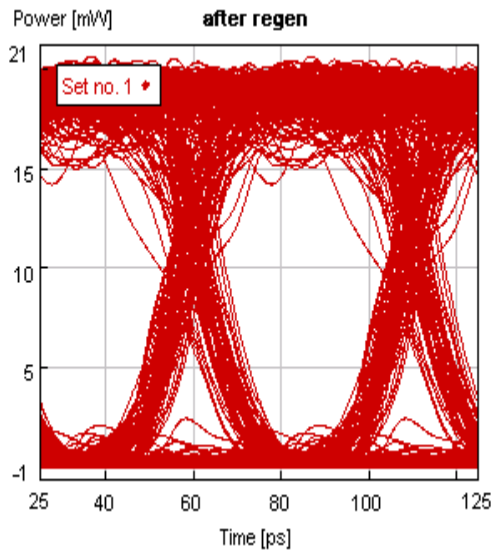


f)  $n = 10 \text{ e-15 W/Hz}$

στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνουν τα ακόλουθα

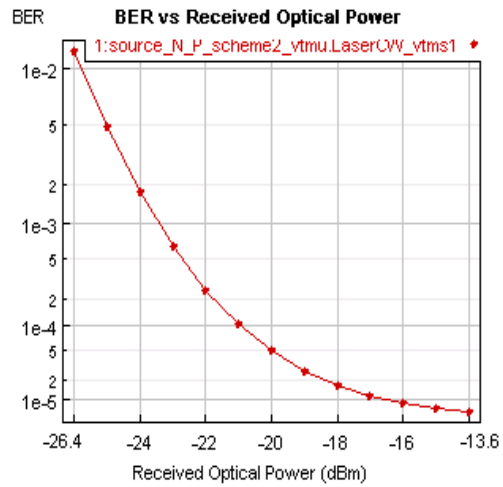
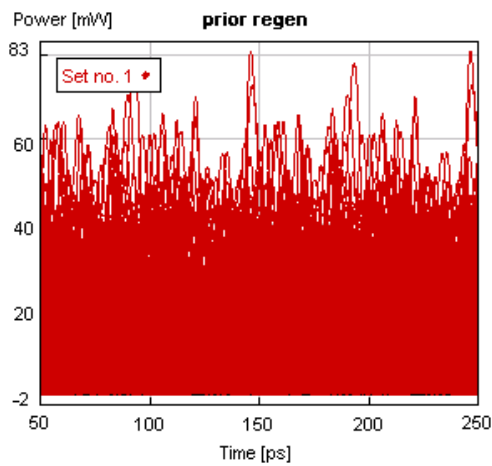


Στην έξοδο εξέρχονται τα παρακάτω σήματα

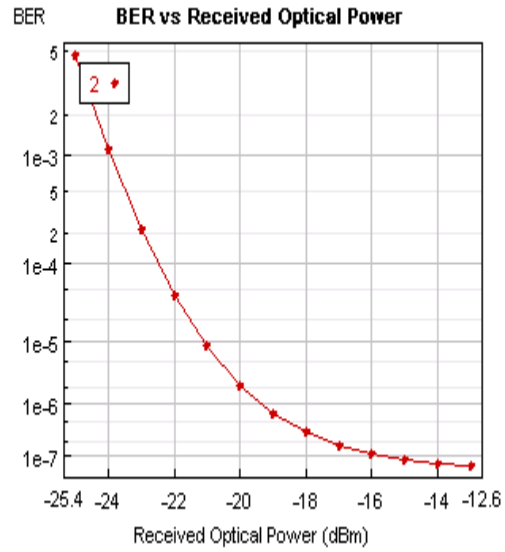
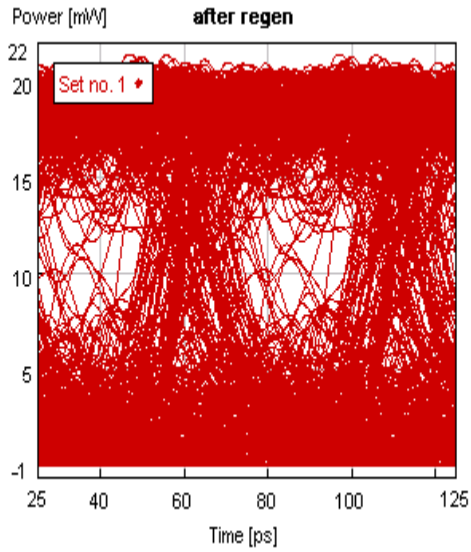


g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε τα κάτωθι



Στην έξοδο παρατηρούνται τα παρακάτω



Συνοπτικά, οι τιμές που συλλέγονται από τα analyzers του VPI είναι τα ακόλουθα

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after noise	22,78	5,59	6,58E-09
	after regen	23,84	4,86	3,60E-07
b)	after noise	22,12	5,58	6,75E-09
	after regen	23,73	4,86	3,58E-07
c)	after noise	19,88	5,53	9,32E-09
	after regen	22,65	4,88	3,27E-07
d)	after noise	14,97	5,13	8,36E-08
	after regen	15,75	4,91	2,69E-07
e)	after noise	13,64	4,93	2,48E-07
	after regen	13,4	4,87	3,46E-07
f)	after noise	13,29	4,86	3,47E-07
	after regen	12,78	4,84	3,98E-07

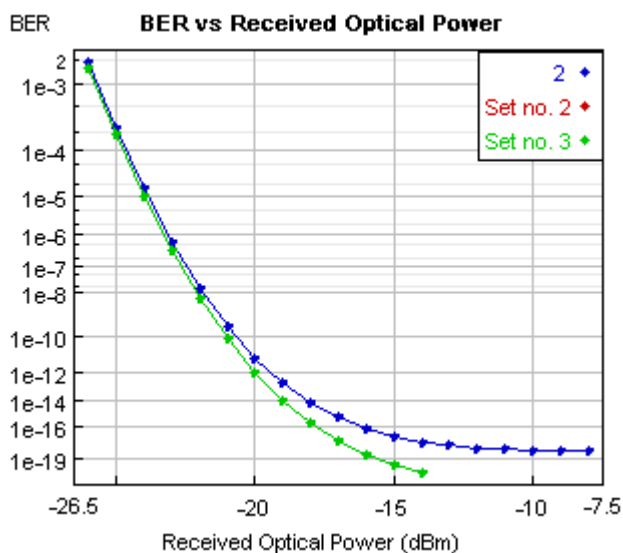
<b>g)</b>	<b>after noise</b>	<b>7,6</b>	<b>3,53</b>	<b>1,36E-04</b>
	<b>after regen</b>	<b>10,26</b>	<b>3,46</b>	<b>2,27E-04</b>

Λαμβάνοντας τα συνδυασμένα διαγράμματα BER ούτως ώστε να γίνει περισσότερο εμφανής η αναγεννητική δράση της συγκεκριμένης συνδεσμολογίας, παρουσιάζουμε τα ακόλουθα διαγράμματα για κάθε τιμή φασματικής πυκνότητας ισχύος(OSNR κάθε σήματος). Στα συνδυασμένα αυτά διαγράμματα παρουσιάζονται τα BER των **i) degraded signal ii) backtoback signal** και **iii) after regenerator signal**. Επεξηγηματικά, το degraded signal είναι το σήμα ακριβώς πριν την είσοδο του αναγεννητή, το backtoback signal είναι το αρχικό σήμα που εξέρχεται από την πηγή (χωρίς παρουσία θορύβου δηλαδή) και συνεπώς η αντίστοιχη καμπύλη BER θα καταλαμβάνει πάντοτε την αριστερότερη θέση συγκριτικά με τις καμπύλες των υπόλοιπων σημάτων, και το after regenerator signal είναι το σήμα που εξέρχεται από την έξοδο του αναγεννητή.

Η αντίστοιχη καμπύλη για κάθε τύπο σήματος διακρίνεται στα παρακάτω σχήματα ως εξής : **i) κόκκινο χρώμα ,ii)πράσινο χρώμα ,iii)μπλέ χρώμα**.

Για κάθε τιμή OSNR παρατηρούμε τα ακόλουθα αποτελέσματα.

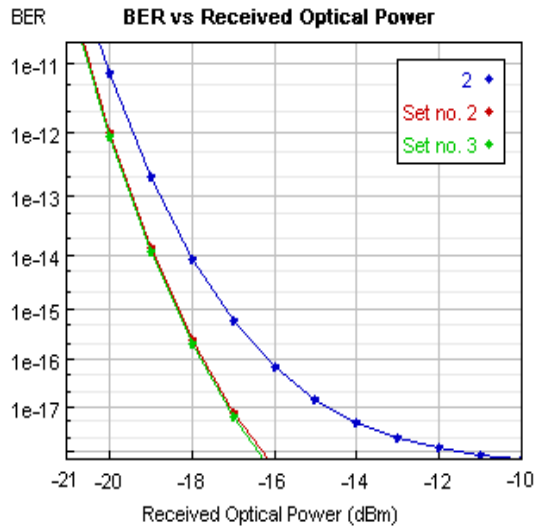
a)  $n = 10 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$



Παρατηρούμε ότι η καμπύλη BER για το degraded και after noise signal συμπίπτουν που σημαίνει ότι για μικρή τιμή θορύβου οι μεταβολές του after noise signal είναι αμελητέες σε

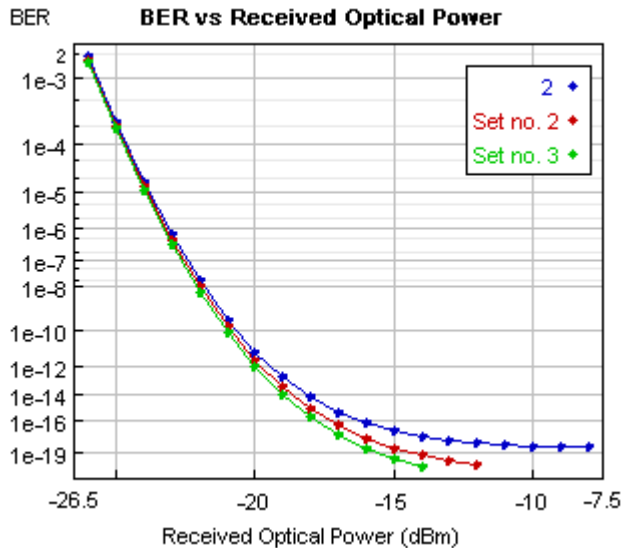
σύγκριση με το αρχικό(backtoback) σήμα. Το σήμα μετά τον αναγεννητή παρουσιάζεται δεξιότερα καθώς έχει χειροτερέψει.

b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$



Βλέπουμε ότι αυξάνοντας την τιμή του θορύβου, η καμπύλη του after noise διαχωρίζεται από το backtoback και πάει δεξιότερα, αφού το σήμα είναι χειρότερο ποιοτικά.

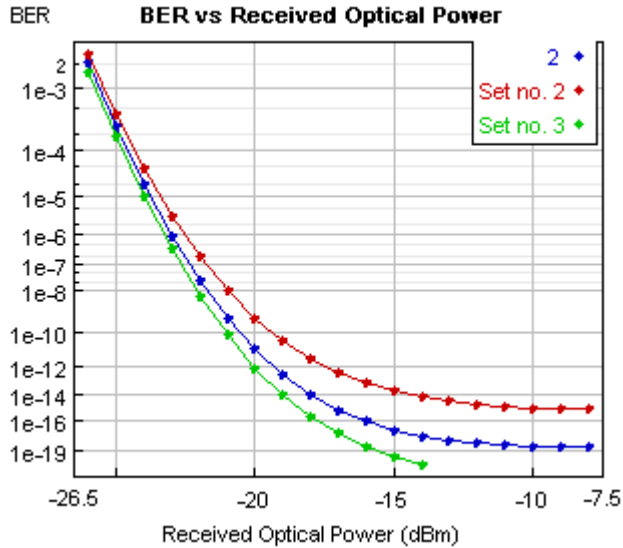
c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$





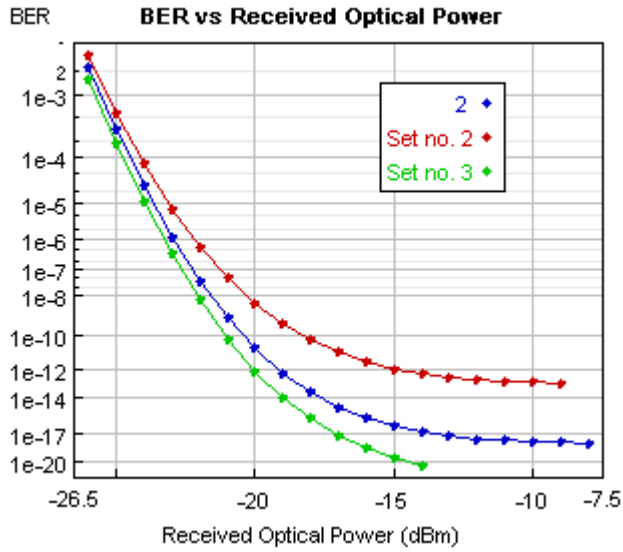
Με μεγαλύτερη τιμή θορύβου, η καμπύλη after noise signal μετατοπίζεται ακόμη δεξιότερα συμπίπτοντας σχεδόν με εκείνη του after regenerator signal.

d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$



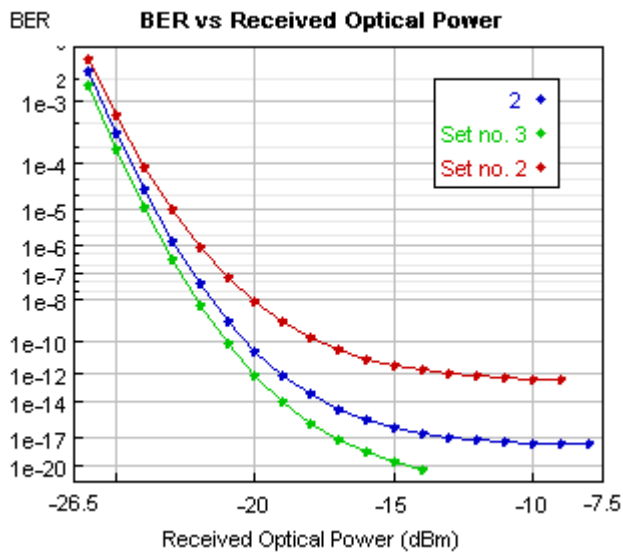
Παρατηρούμε ότι η καμπύλη after regenerator signal είναι αριστερότερα απο εκείνη του after noise signal. Συνεπώς το σήμα στην έξοδο του αναγεννητή παρουσιάζει καλύτερο BER απο εκείνο του σήματος που εισέρχεται(after noise signal) , και υπάρχει αναγέννηση του σήματος.

e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$



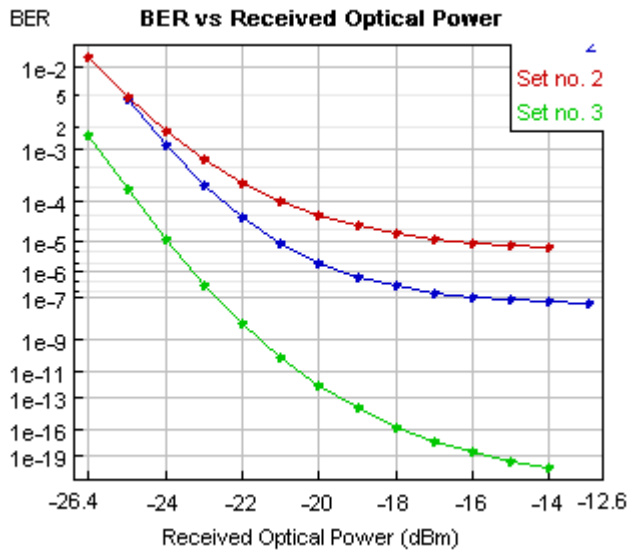
Παρατηρούμε ότι ο αναγεννητής είναι αποτελεσματικός για όλες τις τιμές λαμβανόμενης ισχύος. Η αναγεννητική δράση είναι εμφανής.

f)  $n = 10 \text{ e-}15 \text{ W/Hz}$



Χειροτερεύοντας την ποιότητα του σήματος, μειώνοντας δηλαδή την τιμή του OSNR του σήματος εισόδου, παρατηρούμε ακόμη μεγαλύτερη βελτίωση του σήματος εξόδου. Η αναγέννηση δηλαδή είναι μεγαλύτερη.

g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$



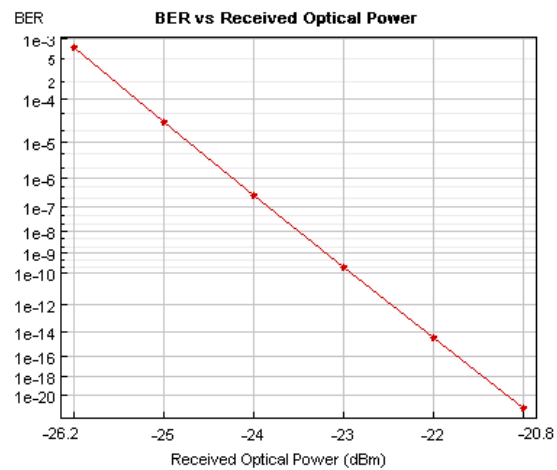
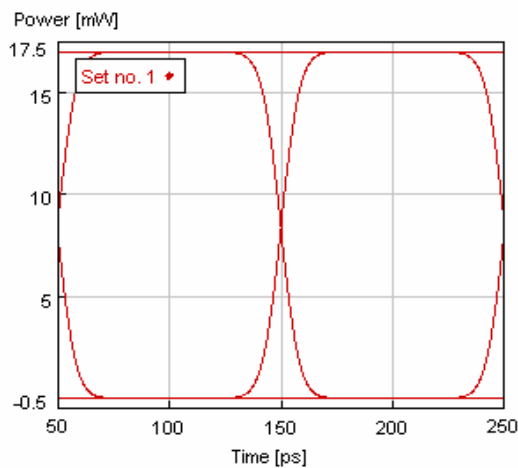
Για αυτήν την τιμή OSNR η καμπύλη BER του σήματος εξόδου τείνει να πλησιάσει περισσότερο εκείνη του σήματος εισόδου, και σε κάποιο σημείο την τέμνει. Και σε αυτήν την περίπτωση έχουμε αναγέννηση, αλλά σε μικρότερο βαθμό σε σχέση με το (ε). Αυτό συμβαίνει επειδή το εισερχόμενο σήμα είναι ποιοτικά τόσο υποβαθμισμένο, που δεν είναι δυνατόν να αναγεννηθεί αρκετά.

Παρατηρώντας τις καμπύλες διαπιστώνουμε ότι η δράση της αναγέννησης επιτυγχάνεται από μία συγκεκριμένη στάθμη θορύβου και έπειτα, δηλαδή από την (d) μέτρηση και μετά. Συγκεκριμένα, στην (d) μέτρηση βλέπουμε ότι η καμπύλη του σήματος στην έξοδο του αναγεννητή μετατοπίζεται αριστερότερα που σημαίνει ότι βελτιώνει την ποιότητα του σήματος που εισέρχεται στον αναγεννητή. Πριν από αυτήν, ο 2R αναγεννητής υποβαθμίζει ποιοτικά το σήμα, αφού η αντίστοιχη καμπύλη παρουσιάζεται δεξιότερα από τις υπόλοιπες καμπύλες. Με άλλα λόγια, το αναγεννητικό αυτό στοιχείο είναι λειτουργικό και έχει αποτέλεσμα από μια ορισμένη στάθμη OSNR και έπειτα.

## Για prbs-0.5 mark probability

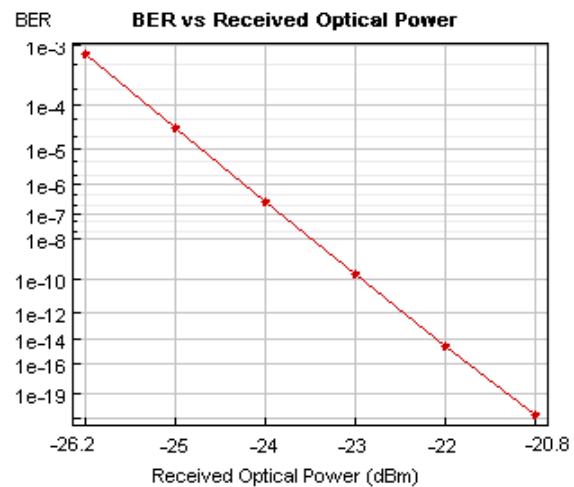
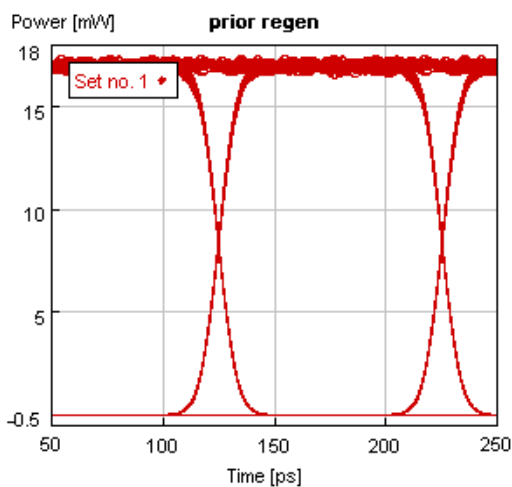
Θέτοντας ως ρυθμό δυαδικών ψηφίων με πιθανότητα εμφάνισης 1 ίση με 0.5 έχουμε τα ακόλουθα αποτελέσματα.

Αρχικά, για την σύγκρισή της ποιότητας των αποτελεσμάτων, μετράμε το backtoback signal που έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά : OSNR = άπειρο , Qfactor = 8,33 και BER = 2,41 e-17. Το αντίστοιχο eye είναι αυτό :

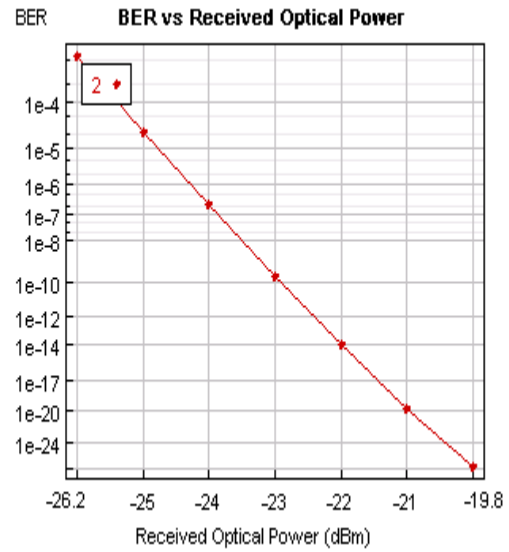
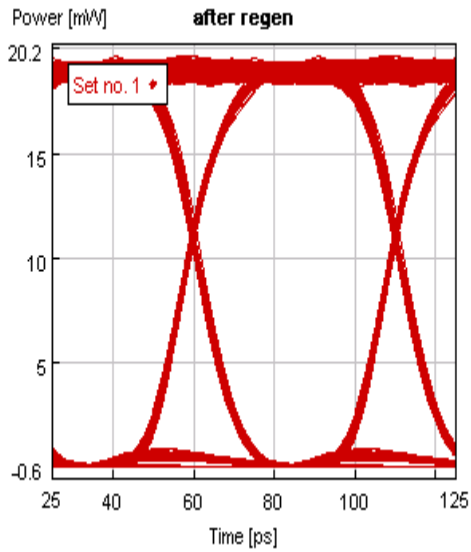


a)  $n = 10 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο εισέρχεται το εξής σήμα

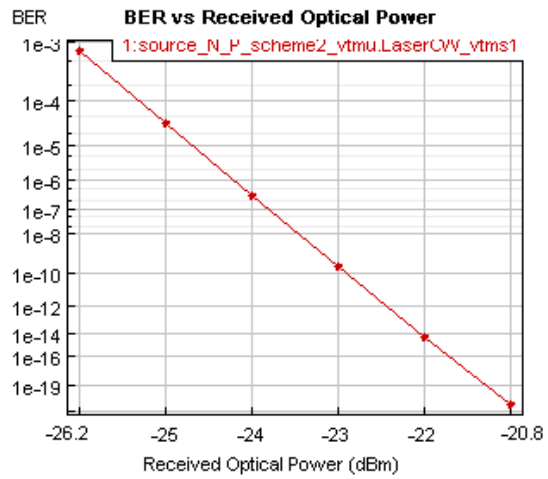
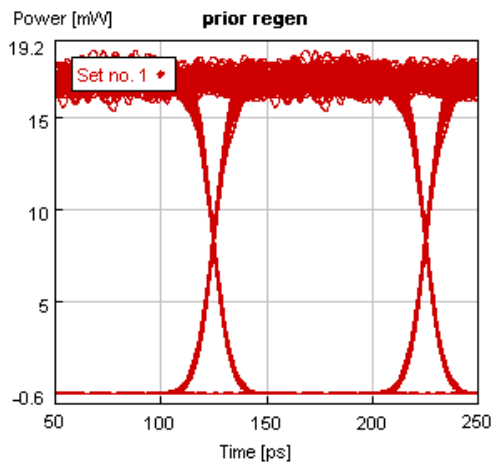


Στην έξοδο του αναγεννητή βγαίνουν τα κάτωθι

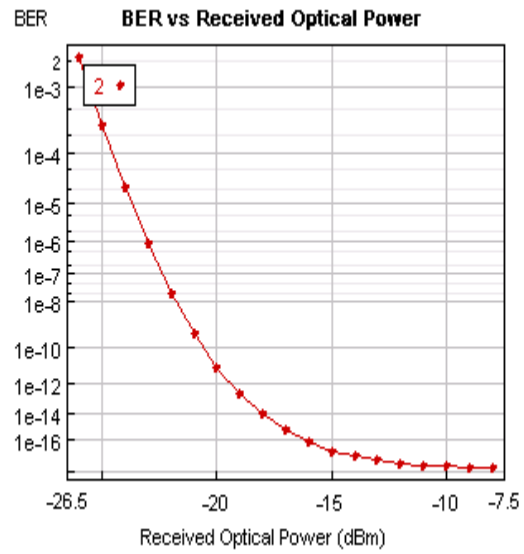
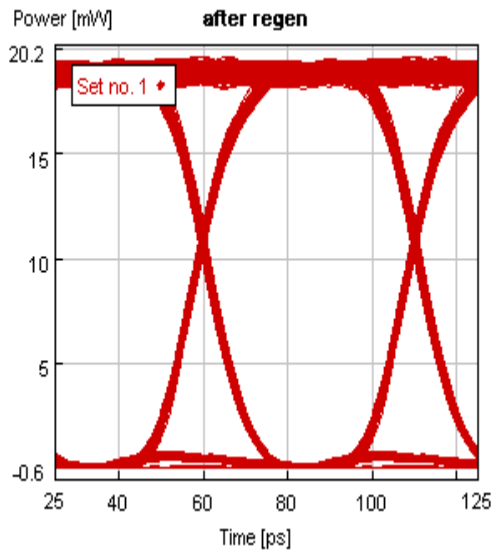


b)  $n = 80 e-18$  W/Hz

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνει το σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

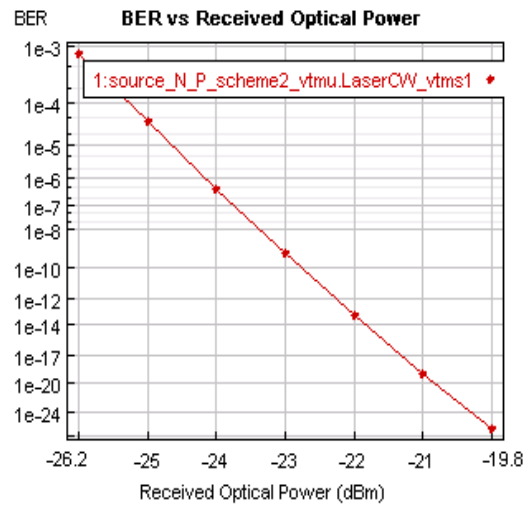
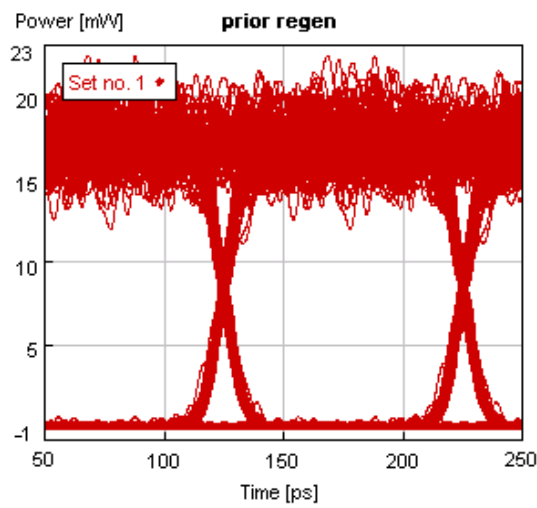


Στην έξοδο έχουμε τα ακόλουθα

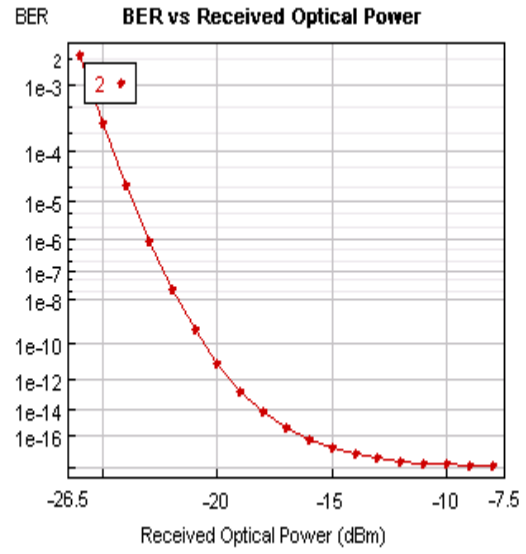
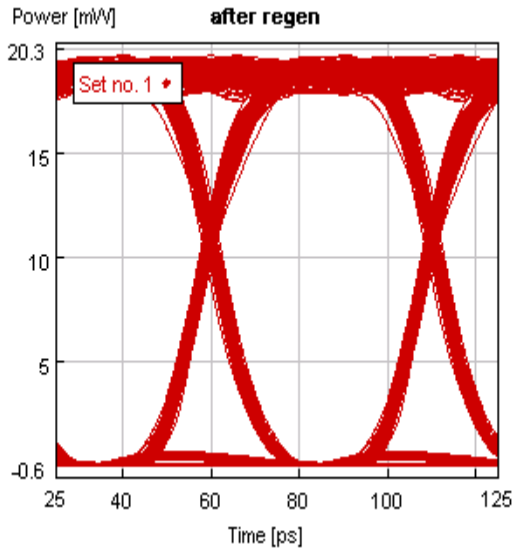


c)  $n = 80 \times 10^{-17}$

Στην είσοδο έχουμε

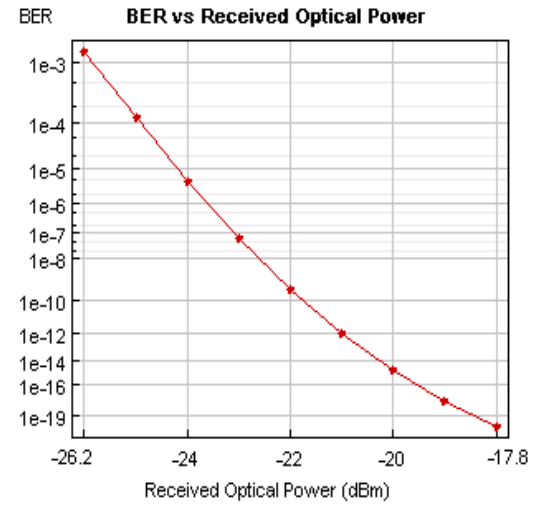
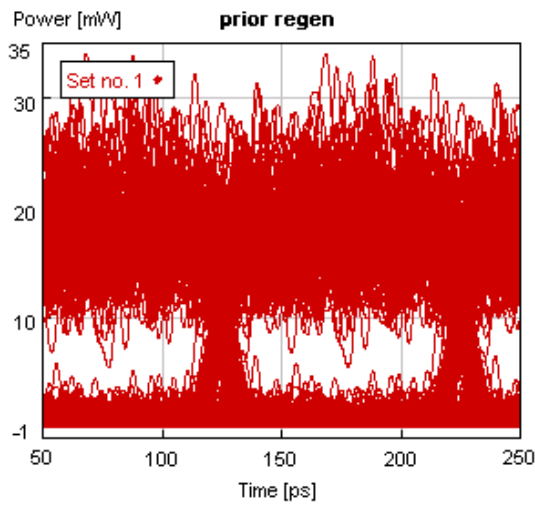


Στην έξοδο του αναγεννητή τα ακόλουθα

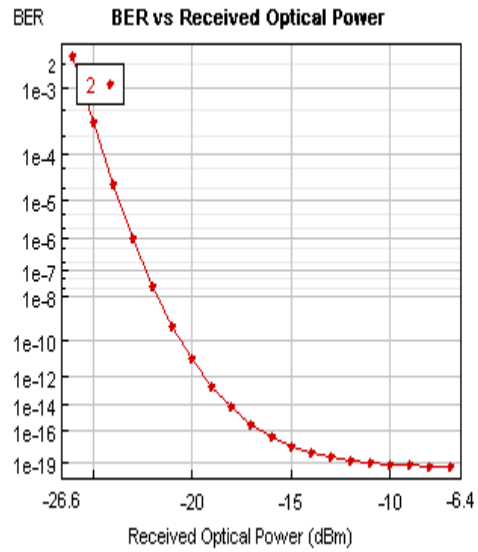
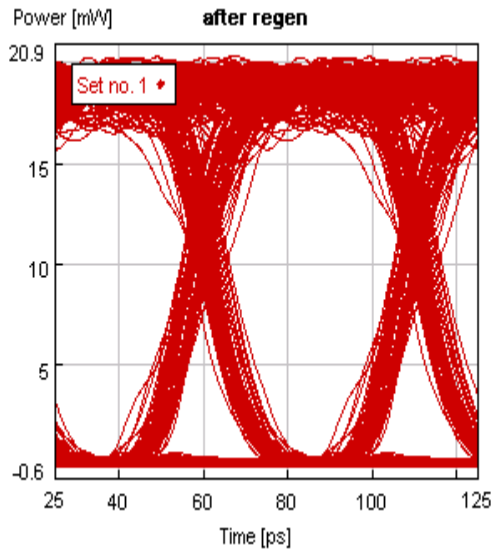


d)  $n = 60 \times 10^{-16} \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε

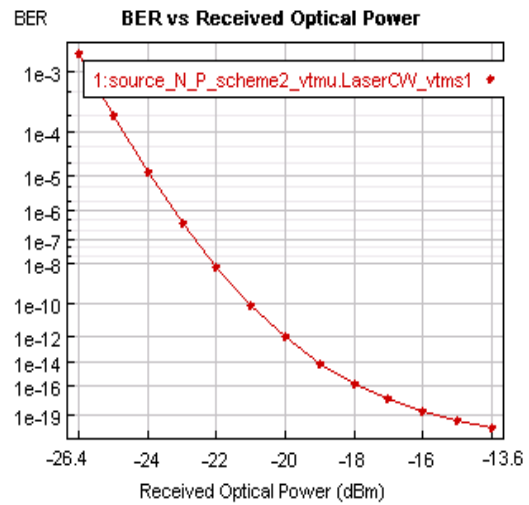
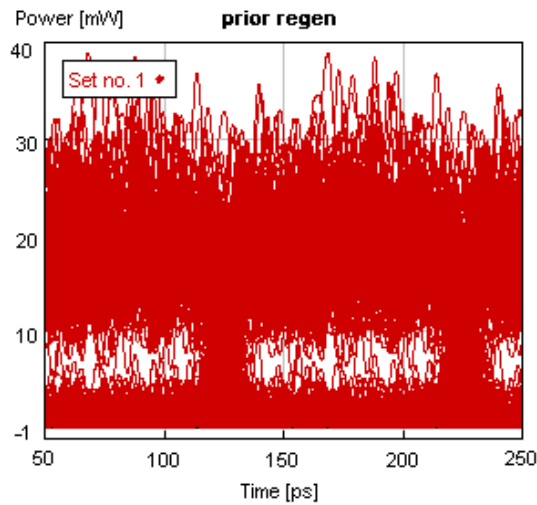


Στην έξοδο έχουμε



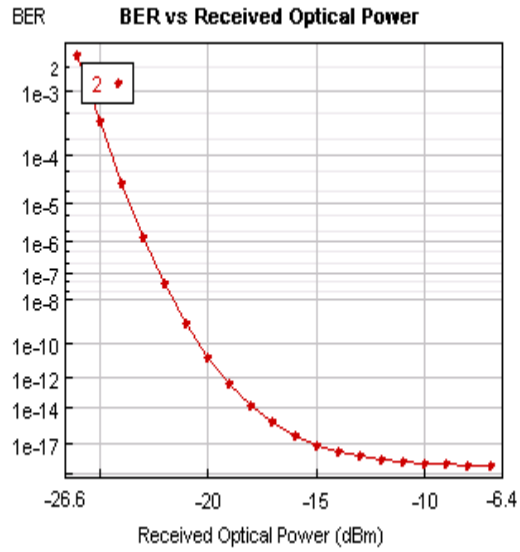
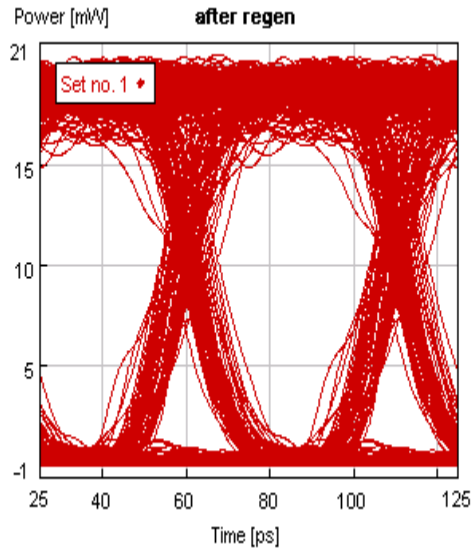
e)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε



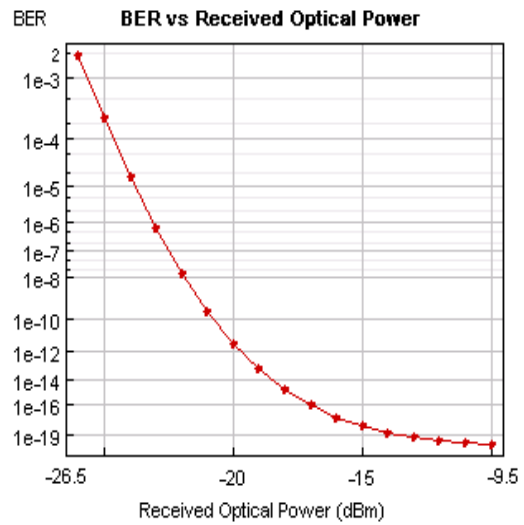
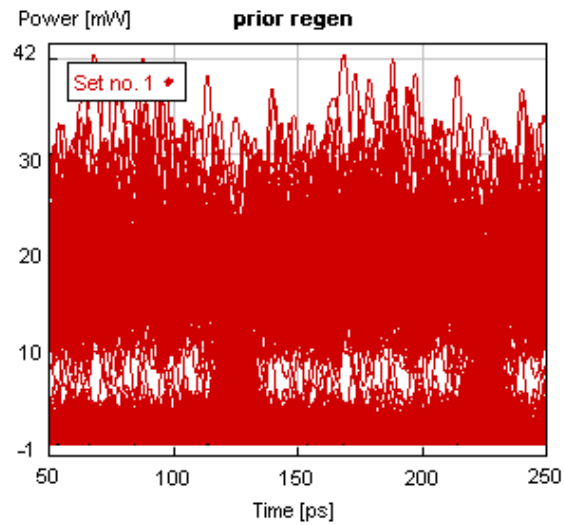


Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχονται

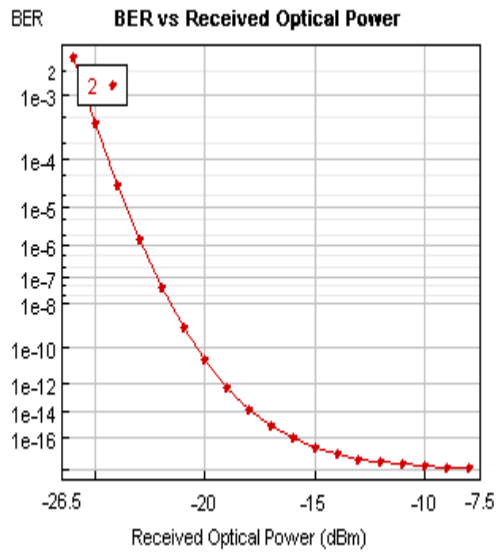
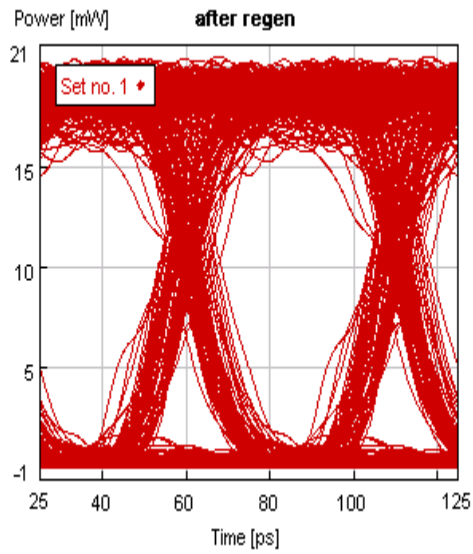


f)  $n = 10e-15$  W/Hz

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε

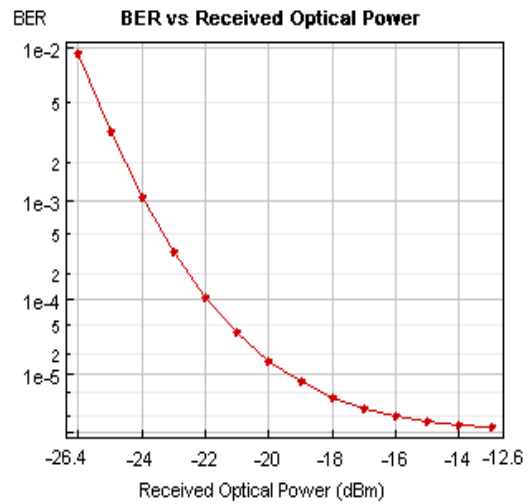
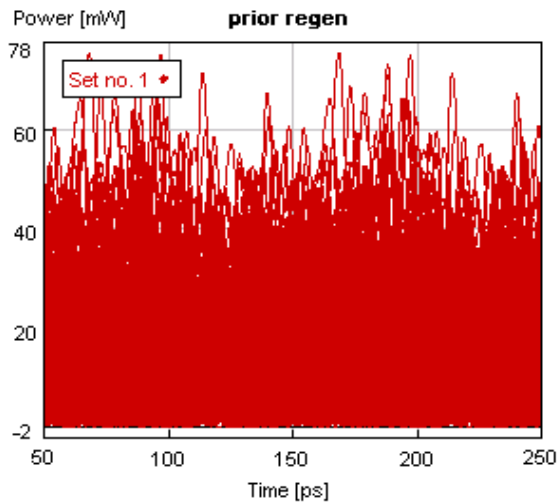


Στην έξοδο του αναγεννητή

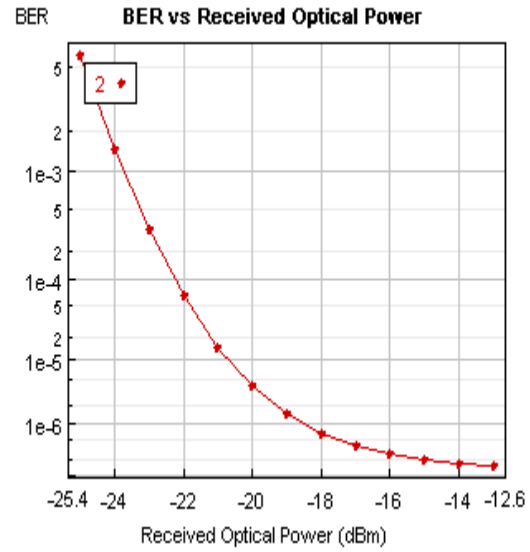
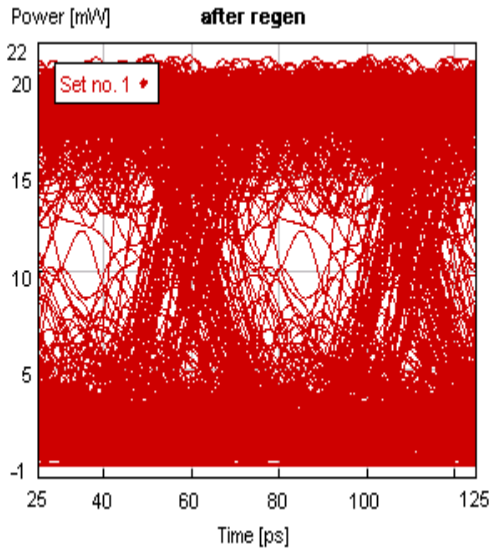


g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή



Στην έξοδο του αναγεννητή

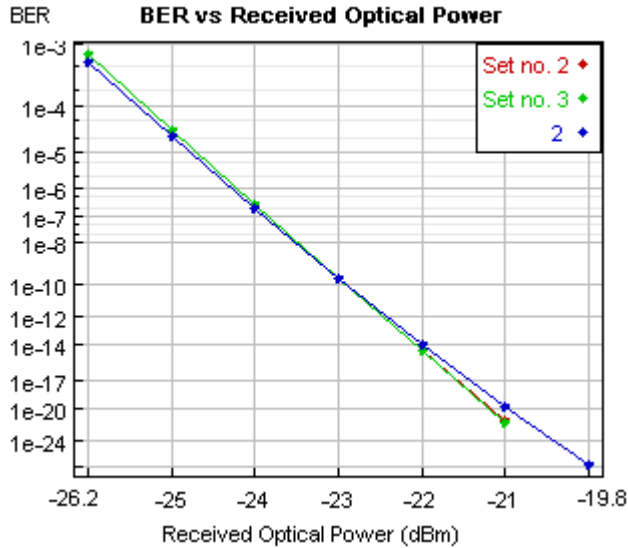


Ενδεικτικά , όλες οι μετρηθείσες τιμές παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after noise	$\infty$	8,33	2,60E-17
	after regen	24	8,71	1,01E-18
b)	after noise	$\infty$	8,29	3,39E-17
	after regen	24,16	4,93	2,64E-07
c)	after noise	$\infty$	8,06	2,38E-16
	after regen	22,79	4,95	2,40E-07
d)	after noise	$\infty$	6,87	2,01E-12
	after regen	15,73	5,01	1,68E-07
e)	after noise	19,88	6,37	5,77E-11
	after regen	13,59	4,97	2,00E-07
f)	after noise	18,45	6,23	1,47E-10
	after regen	13,22	4,95	2,27E-07
g)	after noise	7,71	3,97	2,49E-05
	after regen	6,23	3,39	2,97E-04

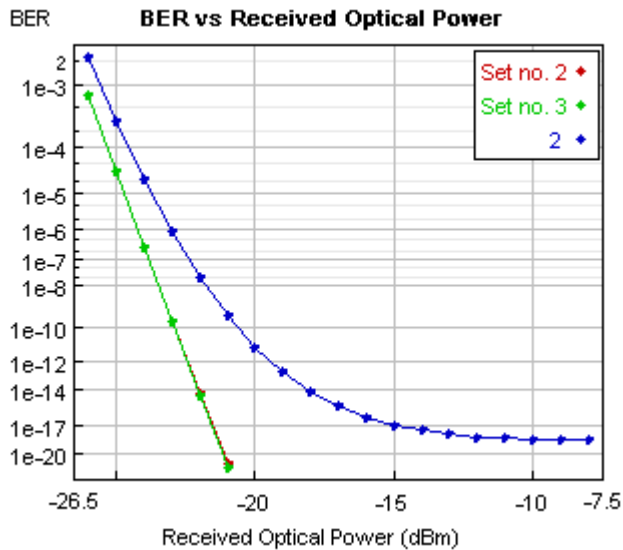
Τα συνδυασμένα διαγράμματα BER με την ίδια αντιστοιχία χρωμάτων όπως περιγράφεται στον προηγούμενο ρυθμό prbs-n είναι τα ακόλουθα

a)  $n=10 \text{ e-18 W/Hz}$



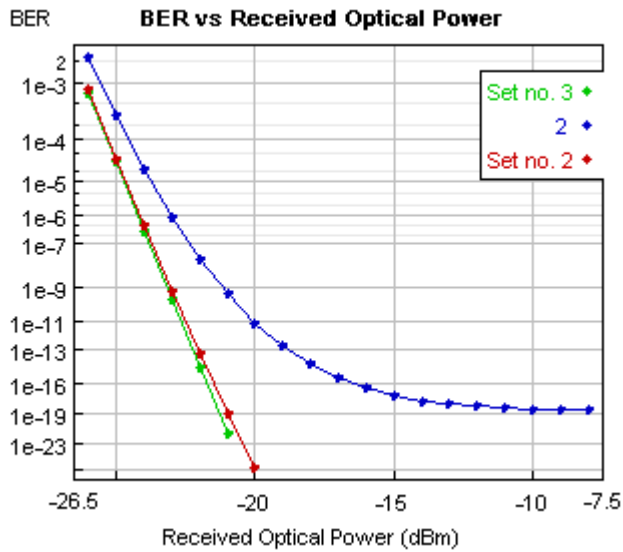
Παρατηρούμε ότι για τόσο μικρή τιμή θορύβου, οι καμπύλες όλων των σημάτων συμπίπτουν. Αναγκαίως η καμπύλη after regenerator signal είναι πιο δεξιά .

b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$



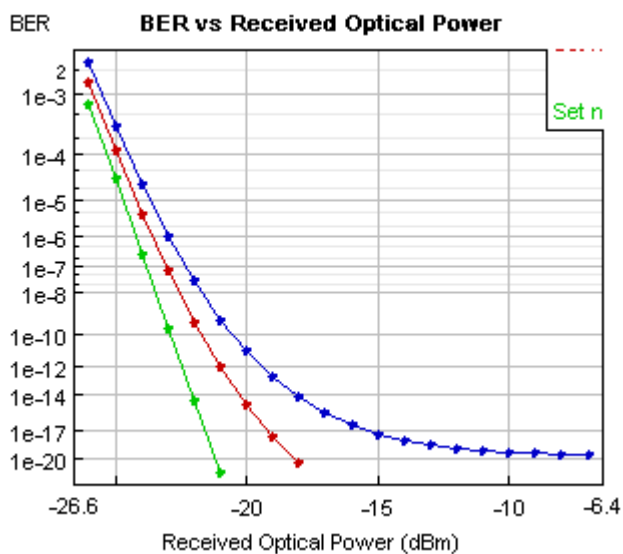
Βλέπουμε ότι degraded και backtoback signal έχουν ίδια καμπύλη BER, ενώ ο αναγεννητής υποβαθμίζει το σήμα αφού η αντίστοιχη καμπύλη είναι πιο δεξιά.

c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$



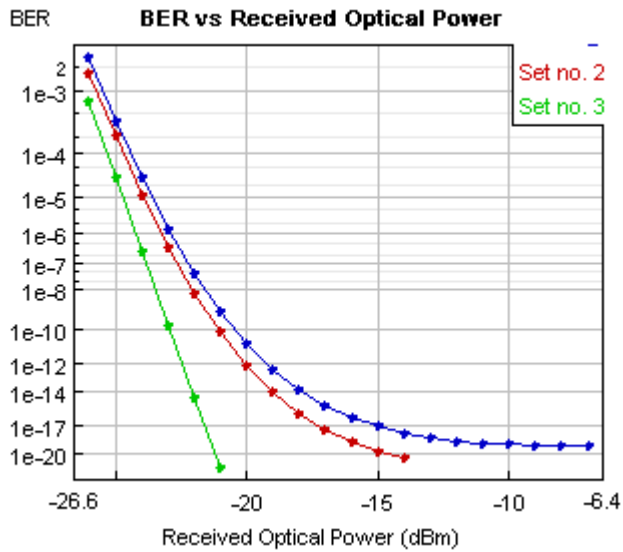
Στην περίπτωση αυτή βλέπουμε ότι η καμπύλη του degraded signal διαχωρίζεται και πάει περισσότερο δεξιά από το Backtoback signal, το οποίο είναι λογικό αφού έχει μικρότερο SNR. Μετά τον αναγεννητή το σήμα παρουσιάζει χειρότερο BER από εκείνο που εισέρχεται στην είσοδο, παρουσία θορύβου.

d)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$



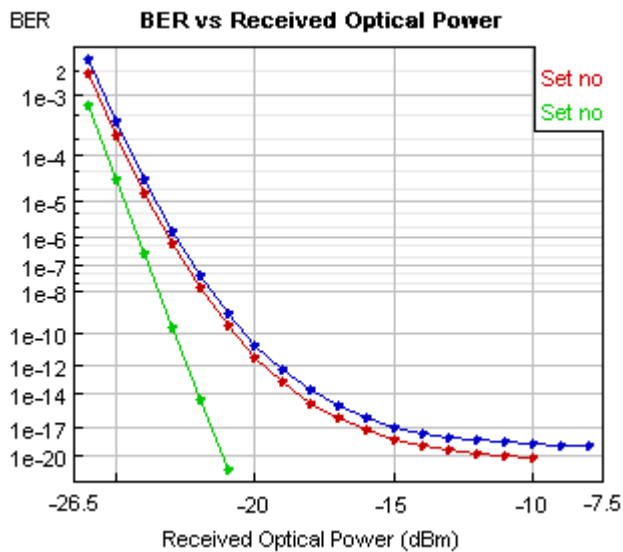
Παρατηρούμε ότι το degraded signal τείνει να πλησιάσει την καμπύλη του after regen signal .  
Και σε αυτήν την περίπτωση ο αναγεννητής χειροτερεύει το σήμα.

e)  $n = 90 \cdot 10^{-16} \text{ W/Hz}$



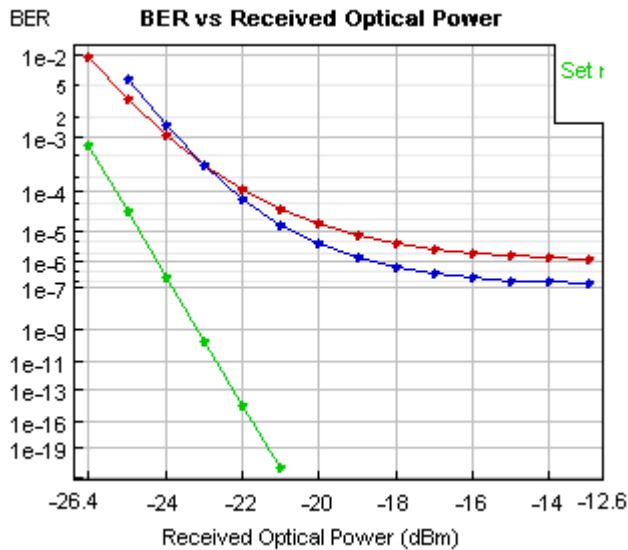
Ο αναγεννητής παρατηρούμε ότι έχει ουδέτερη δράση, αφού η καμπύλη των degraded και after regen signal σχεδόν συμπίπτουν .

f)  $n = 10 \cdot 10^{-15} \text{ W/Hz}$



Ο αναγεννητής παρατηρούμε ότι έχει ουδέτερη δράση, αφού η καμπύλη των degraded και after regen signal σχεδόν συμπίπτουν .

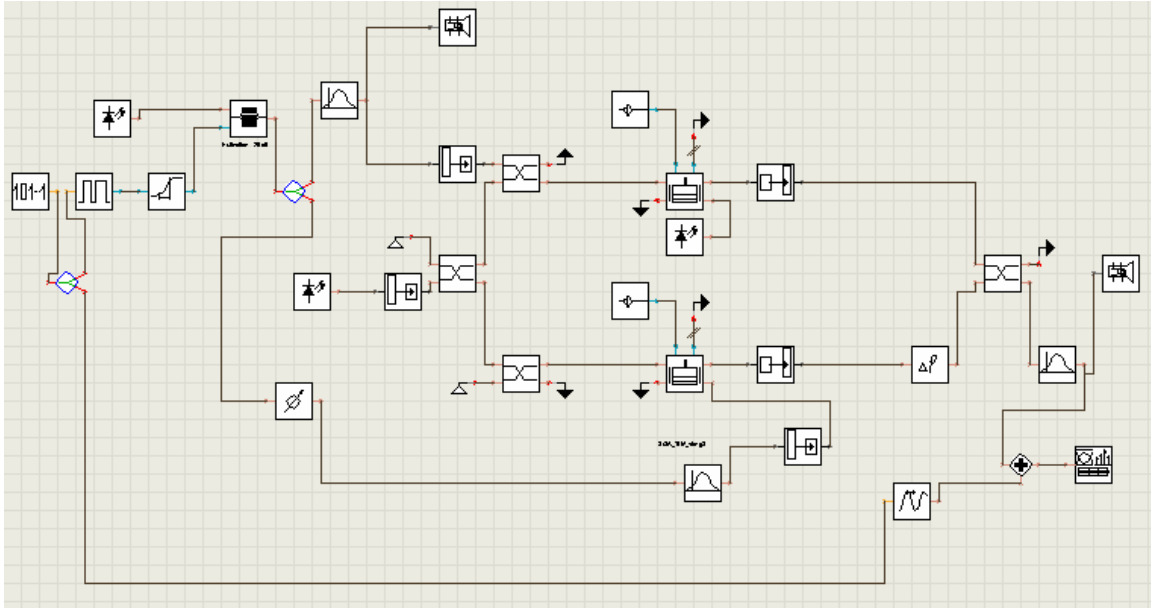
g)  $n = 40 \text{ e-15 W/Hz}$



Απο αυτήν την τιμή του SNR για το σήμα που εισέρχεται στον αναγεννητή , ο αναγεννητής είναι αποτελεσματικός και βελτιώνει την ποιότητα του . Συγκεκριμένα ο αναγεννητής προσδίδει βελτίωση για τιμές λαμβανόμενης ισχύος άνω των -23 dBm αφού βλέπουμε ότι η καμπύλη του after regen signal είναι αριστερότερα από εκείνη του εισερχόμενου degraded signal. Ωστόσο, επειδή η αναγέννηση είναι εφικτή σε μικρό βαθμό και για πολύ υποβαθμισμένο σήμα συμπεραίνουμε ότι ο αναγεννητής είναι ελάχιστα αποτελεσματικός σε αυτήν την περίπτωση.

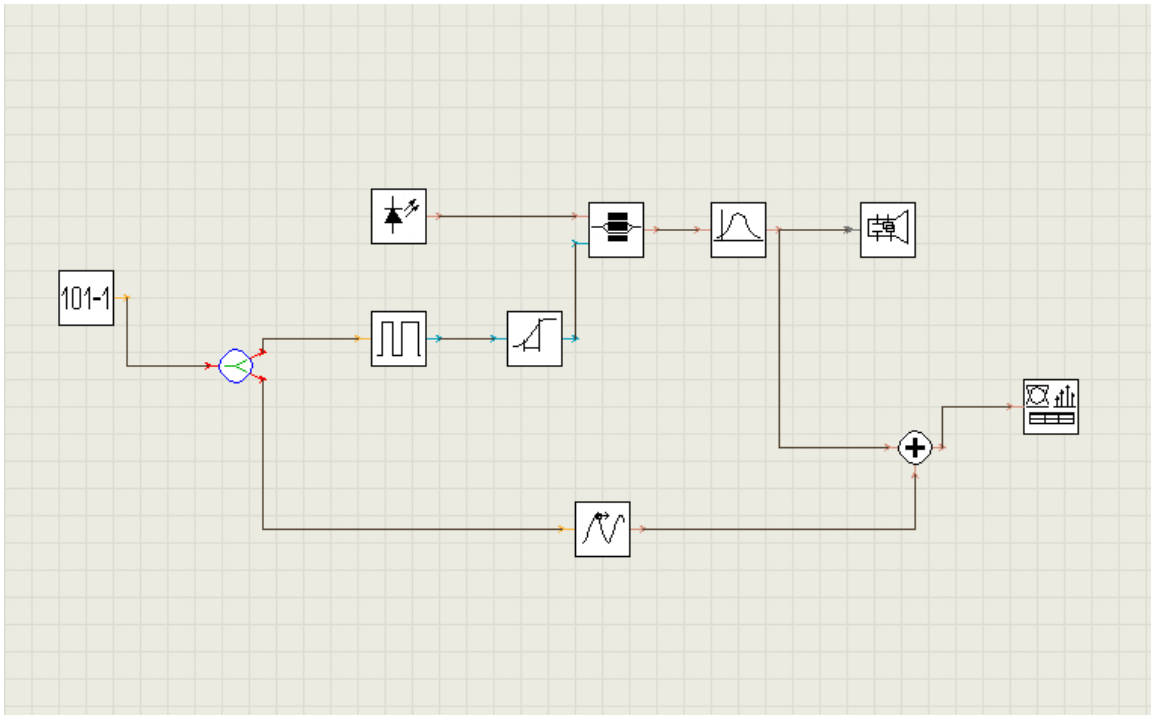
#### 4.2.2 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα για διάφορες τιμές extinction ratio.

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με βάση το πρόγραμμα VPI παρατίθεται παρακάτω.



Για την εύρεση των BER και EYE των σημάτων πριν την εισαγωγή στον αναγεννητή χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα

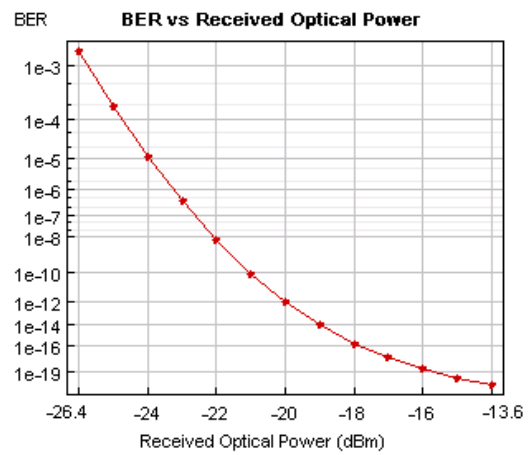
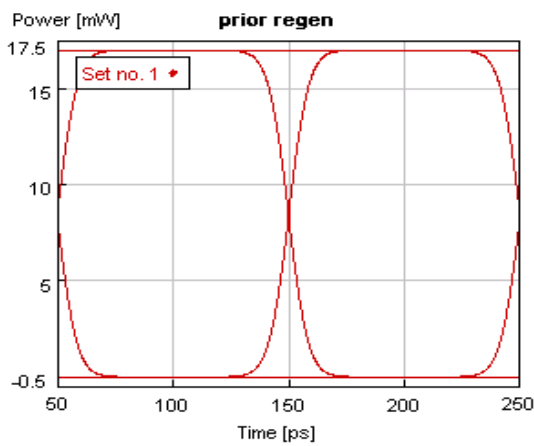




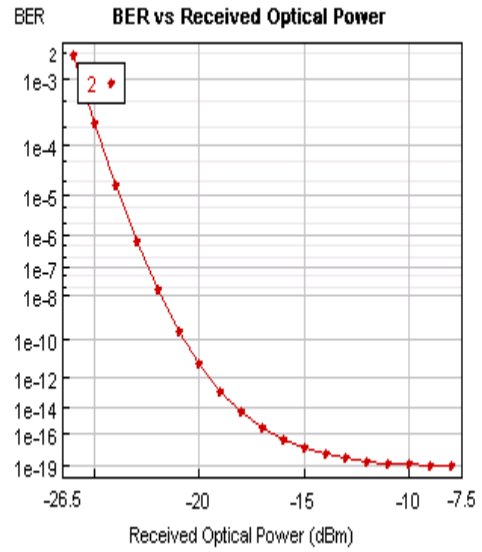
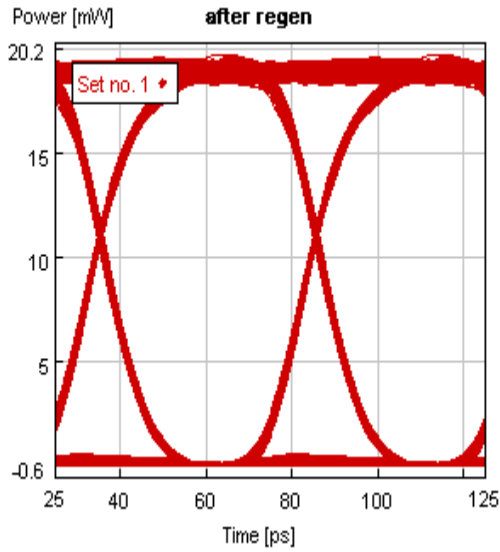
**Για PRBS-N**

a) extinction = 25 db

Πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

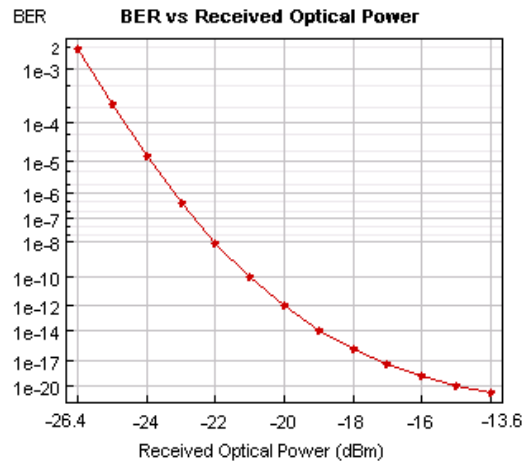
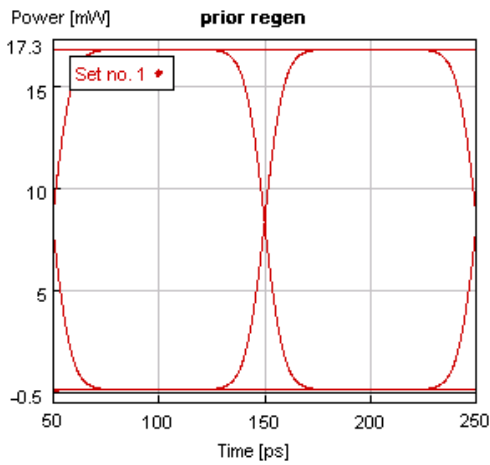


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή εξέρχονται τα παρακάτω

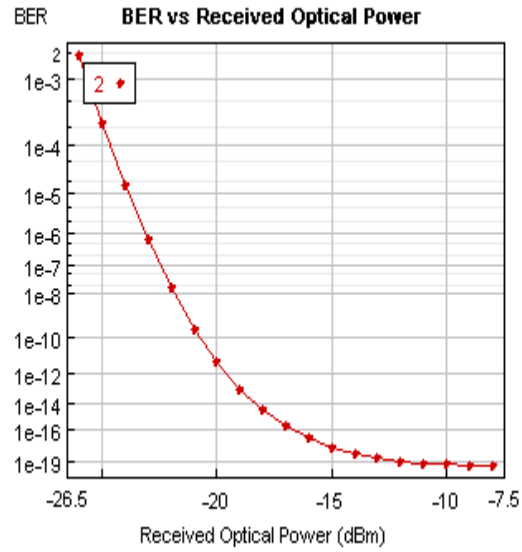
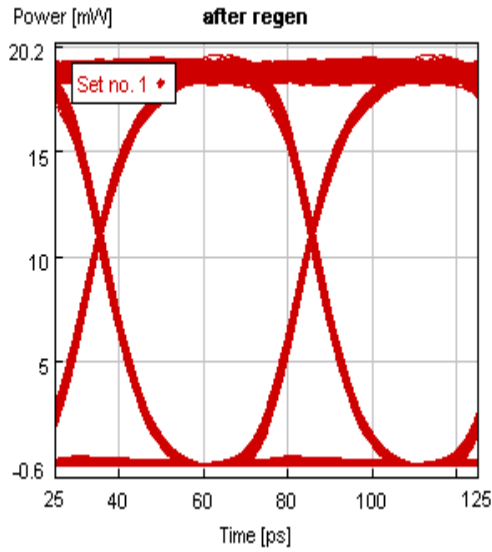


b) extinction = 20 db

στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το παρακάτω σήμα:

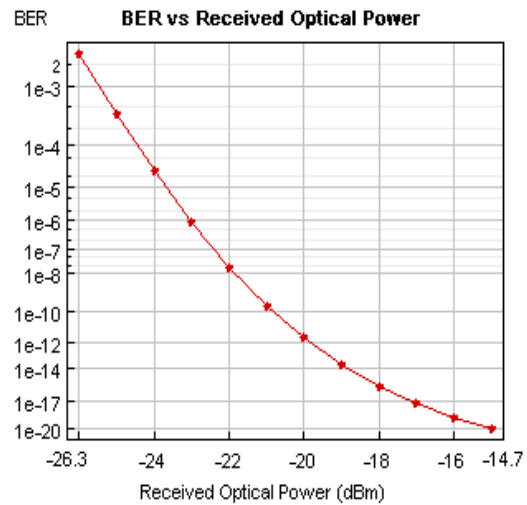
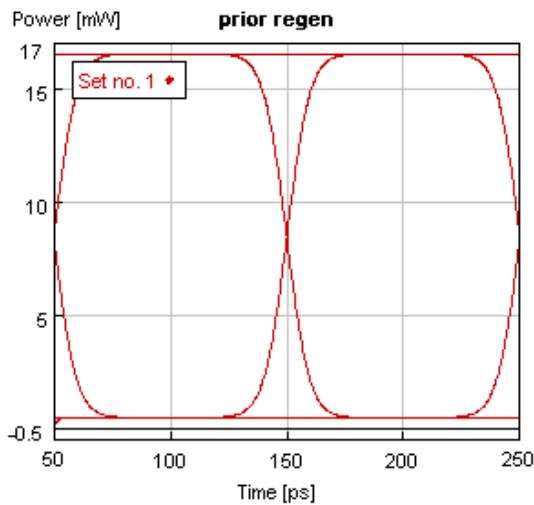


μετα την έξοδο από τον αναγεννητή

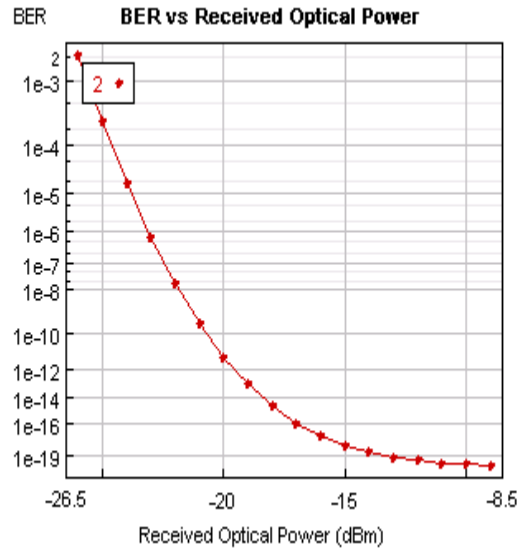
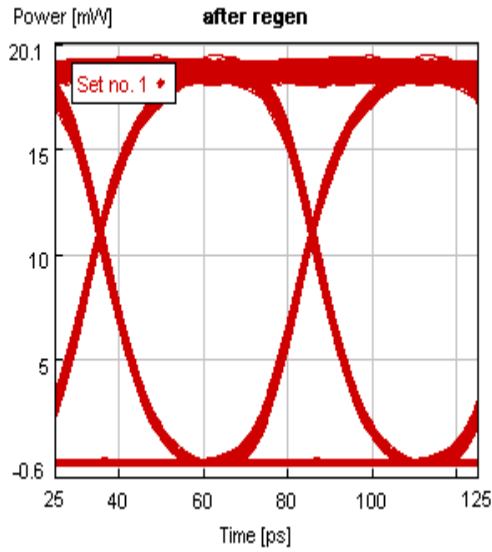


c) extinction = 15 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

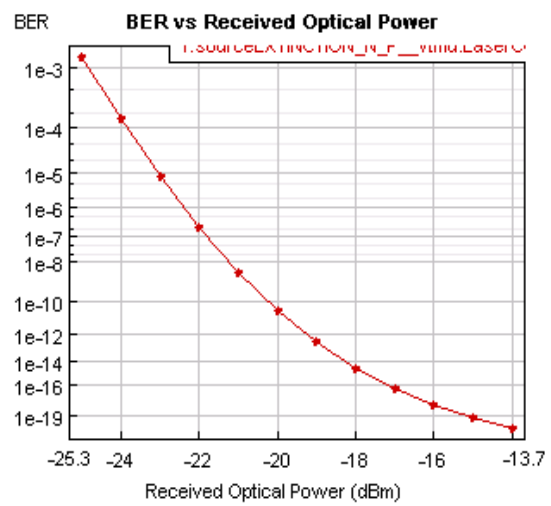
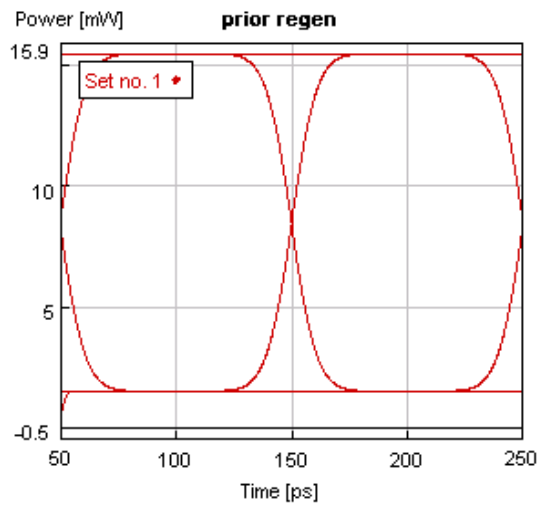


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή εξέρχεται το παρακάτω σήμα

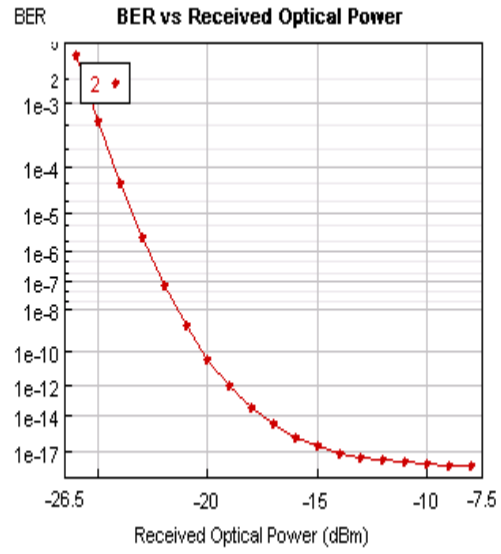
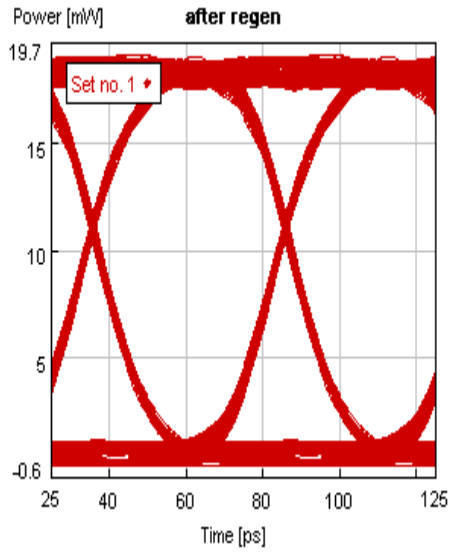


d) extinction = 10 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισάγεται

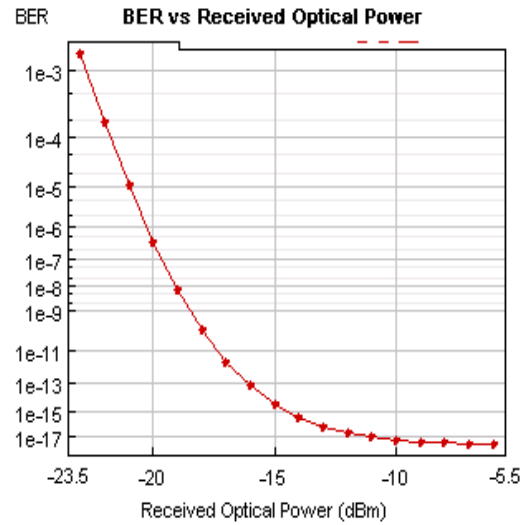
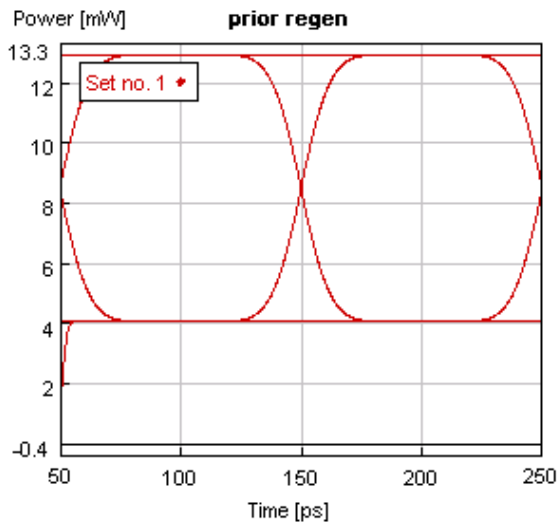


μετά την εισαγωγή στον αναγεννητή

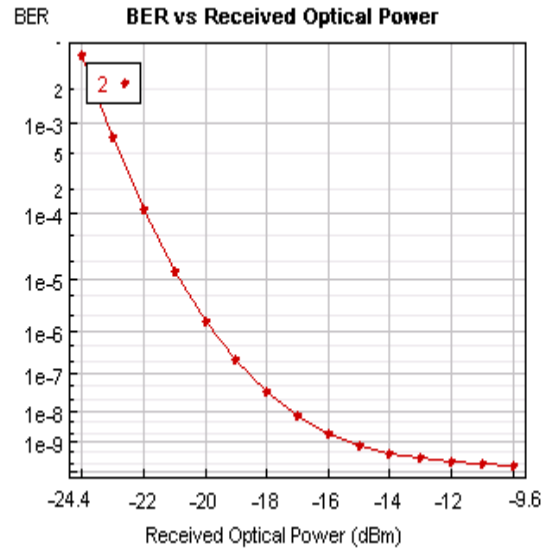
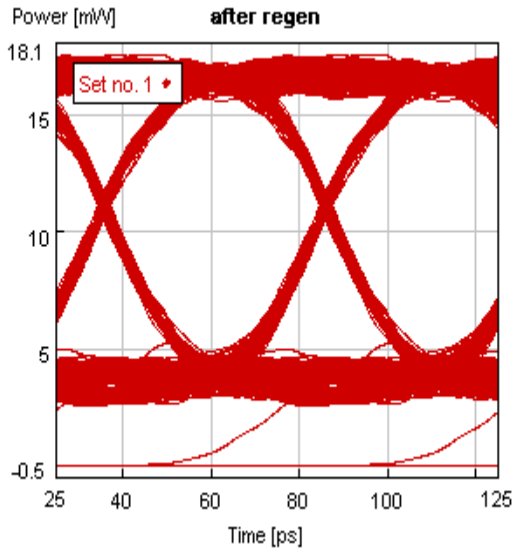


e) extinction = 5 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή

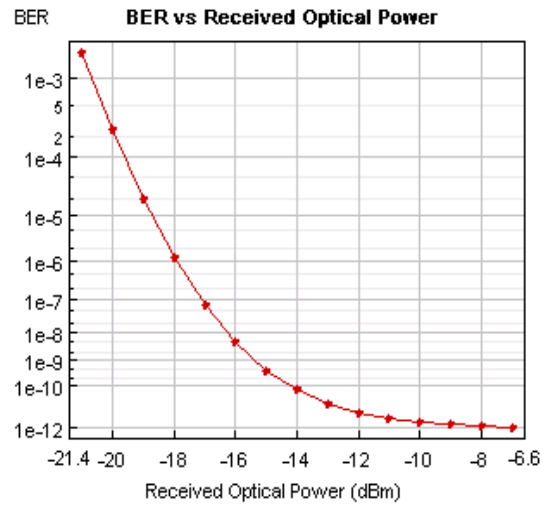
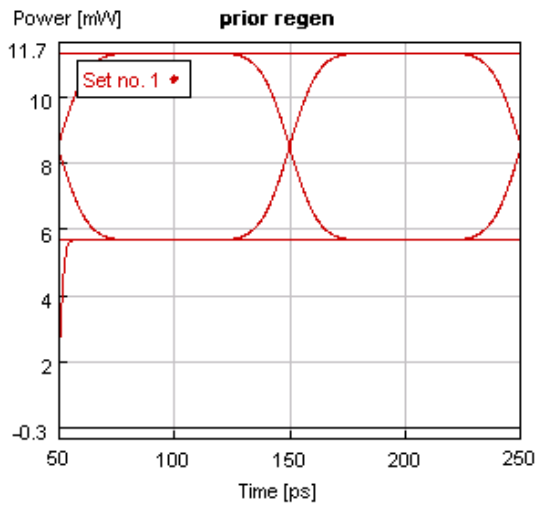


μετά την εισαγωγή στον αναγεννητή

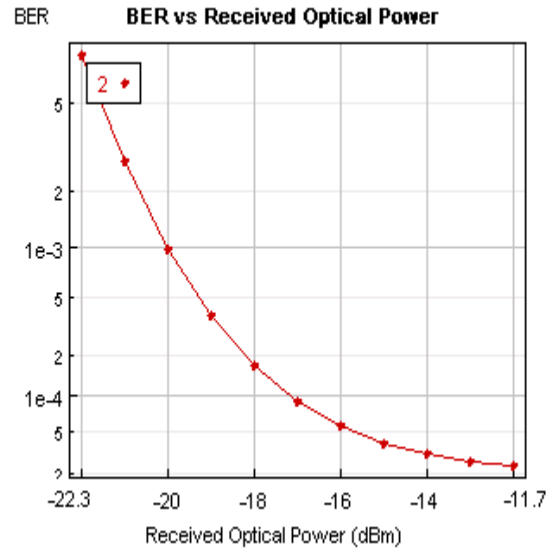
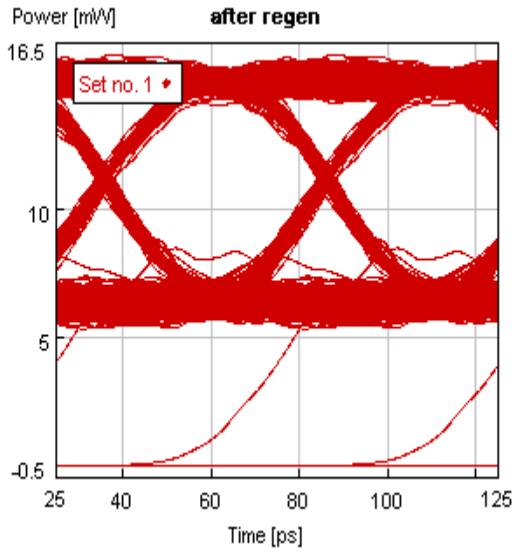


f) extinction = 3 db

Πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα



μετα την έξοδο του αναγεννητή εξέρχονται

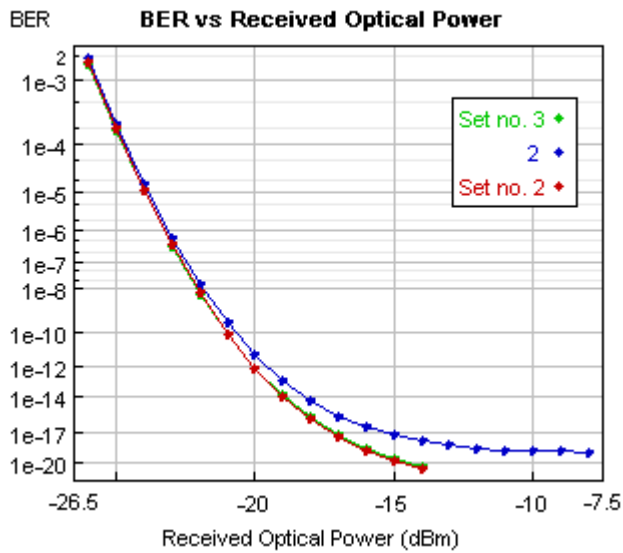


Συνοπτικά τα λαμβανόμενα αποτελέσματα απο το VC analyzer του VPI είναι τα εξής :

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after extinction	23,52	5,6	6,17E-09
	after regen	19,11	4,91	2,85E-07
b)	after extinction	17,38	5,6	6,81E-09
	after regen	17,39	4,94	2,37E-07
c)	after extinction	11,02	5,51	1,01E-08
	after regen	13,37	4,99	1,73E-07
d)	after extinction	4,44	5,04	1,45E-07
	after regen	6,44	4,78	5,46E-07
e)	after extinction	-4,95	3,5	1,87E-04
	after regen	-1,59	3,43	2,31E-04
f)	after extinction	-7,15	2,34	8,54E-03
	after regen	-12,18	2,29	9,16E-03

Τα συνδυασμένα διαγράμματα BER παρουσιάζονται παρακάτω. Στις καμπύλες αυτές απεικονίζονται τα **i)degraded signal ,ii)backtoback signal ,ii)after regenerator signal** , με χρώματα **κόκκινο ,πράσινο** και **μπλέ** αντίστοιχα.

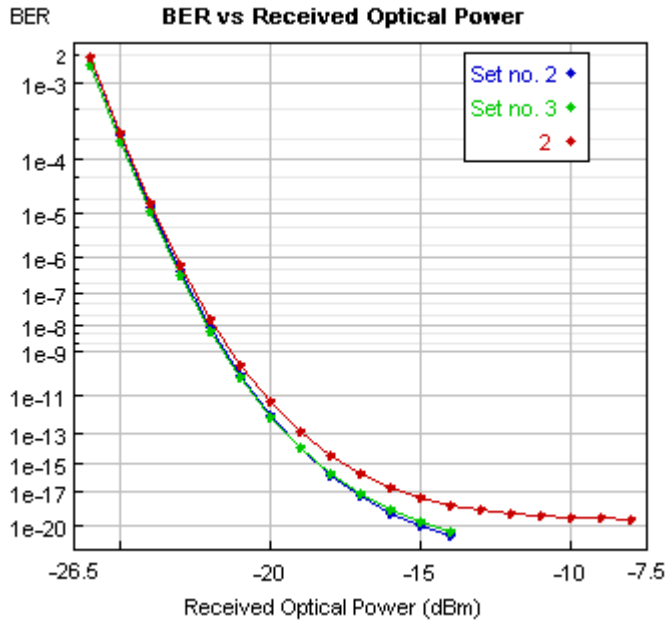
a) extinction = 25 db



Είναι εμφανές ότι για αυτήν την τιμή του Extinction , ο αναγεννητής αφήνει ανεπηρέαστο το σήμα μέχρι την τιμή -22 dBm, αφού και οι τρεις καμπύλες συμπίπτουν. Μετά την τιμή αυτή ο αναγεννητής δυσχεραίνει την ποιότητα του σήματος.

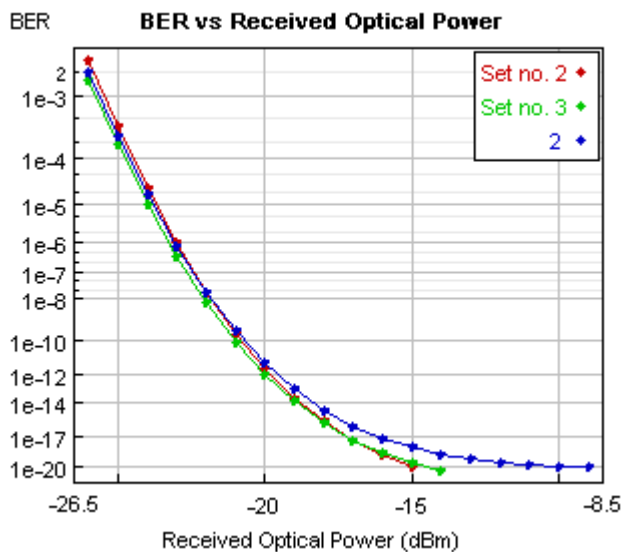
b) extinction = 20 db





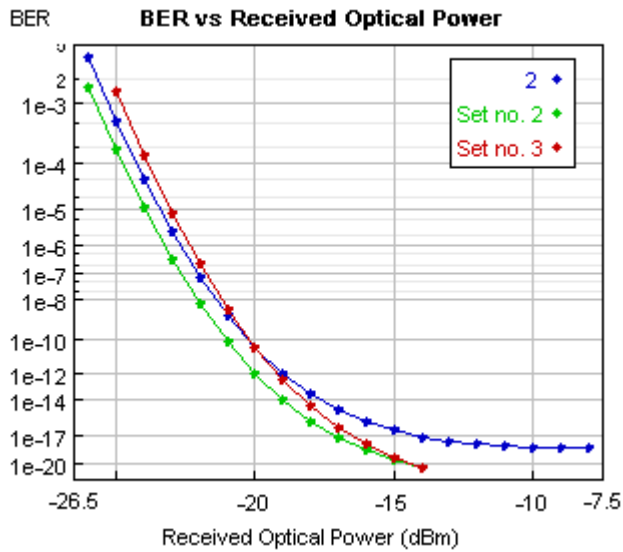
Παρατηρούμε ότι μετά τα -22dbm ο αναγεννητής είναι αποτελεσματικός αφού παρατηρούμε βελτίωση του σήματος.

c) extinction = 15 db



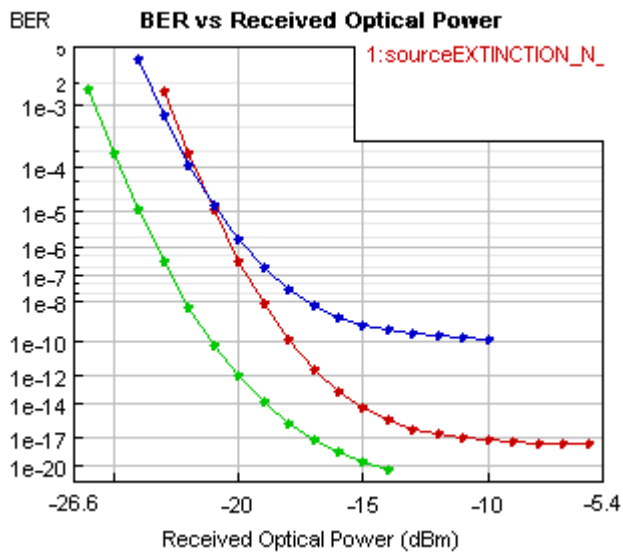
Εδώ ο αναγεννητής δεν παρουσιάζει την επιθυμητή δραστηριότητα αφού για τιμές μετά τα 20dbm το σήμα χειροτερεύει.

d) extinction = 10 db



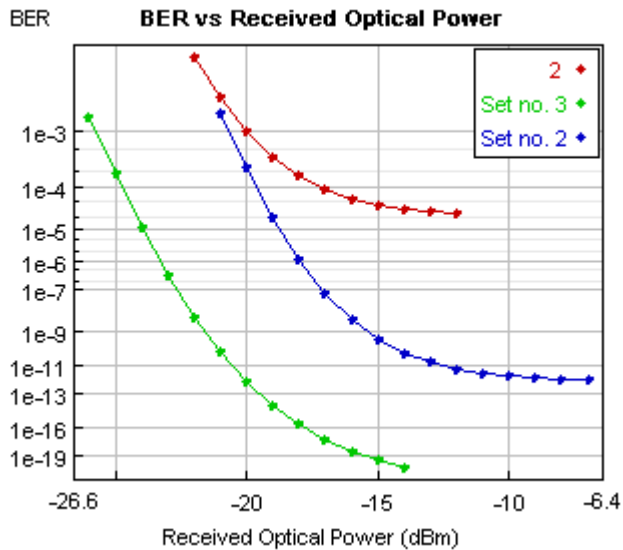
Παρατηρούμε εδώ ότι ο αναγεννητής βελτιώνει το σήμα για τιμές λαμβανόμενης ισχύος μέχρι τα -20 dBm, ενώ έπειτα εξάγει σήμα με χειρότερο ποιοτικά BER.

e) extinction = 5 db



Παρατηρούμε ότι για μεγάλη τιμή extinction, υπάρχει αναγεννητική ιδιότητα μέχρι τα -23 dbm περίπου, από την τιμή αυτή και ύστερα, ο αναγεννητής υποβαθμίζει την ποιότητα του σήματος.

f) extinction = 3 db

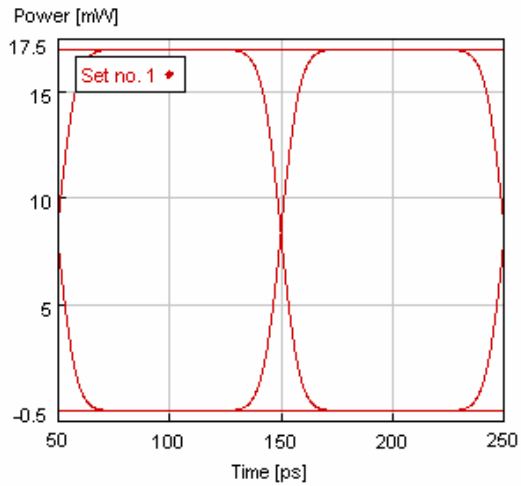


Βλέπουμε ότι για 3 db extinction ο αναγεννητής αδυνατεί εντελώς να βελτιώσει το εισερχόμενο σήμα, αντιθέτως το επιδεινώνει αισθητά. Συνεπώς ο αναγεννητής αντενδείκνυται σε αυτήν την περίπτωση εισερχόμενου σήματος.

Συμπερασματικά, παρατηρούμε ότι η μελετούμενη συνδεσμολογία 2R αναγεννητή δεν είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική για την αντιμετώπιση του extinction που μπορεί να έχει ένα σήμα. Η αναγεννητική ικανότητα της συνδεσμολογίας είναι ελάχιστη, που σημαίνει ότι το extinction αποτελεί ένα μείζων πρόβλημα για το κύκλωμα.

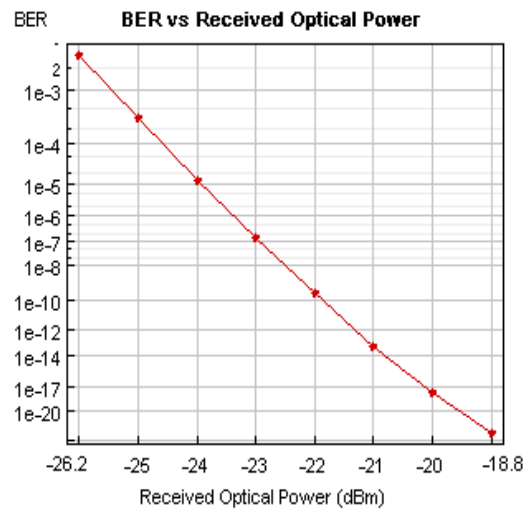
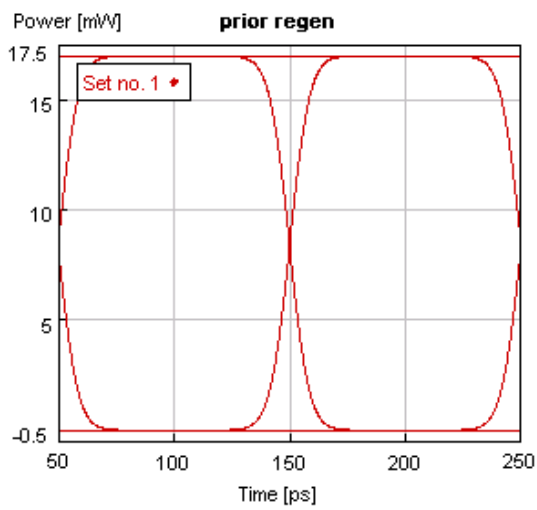
Για prbs(mark probability 0.5)

Το Backtoback signal είναι το ίδιο με εκείνο που αναφερθηκε στην μελέτη των θορύβων, και για ευκολία παρατίθεται και εδώ.

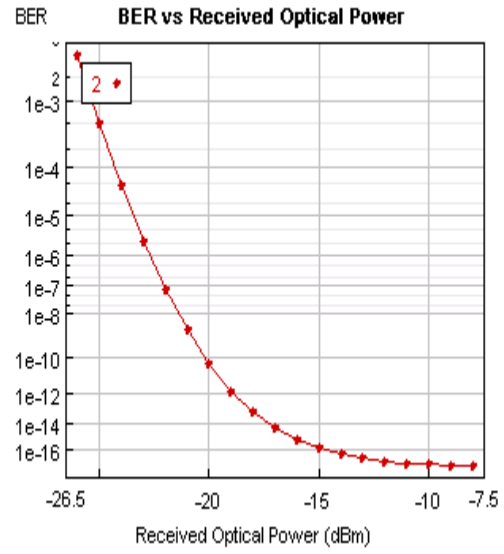
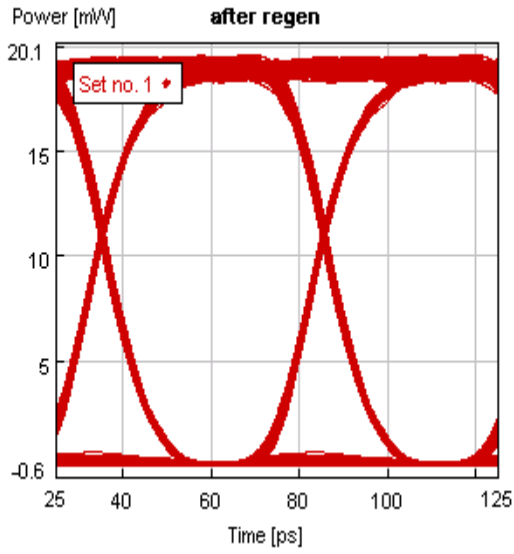


a) extinction = 25 db

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται

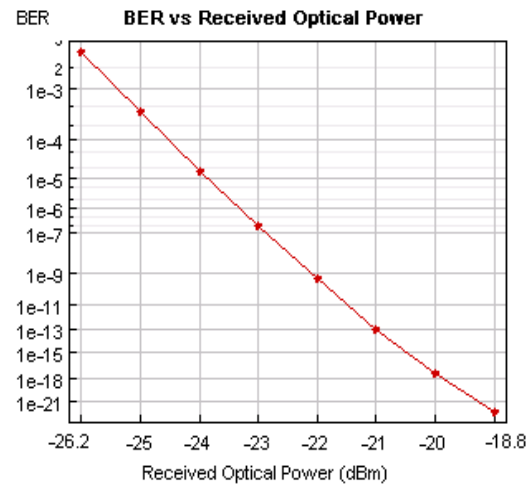
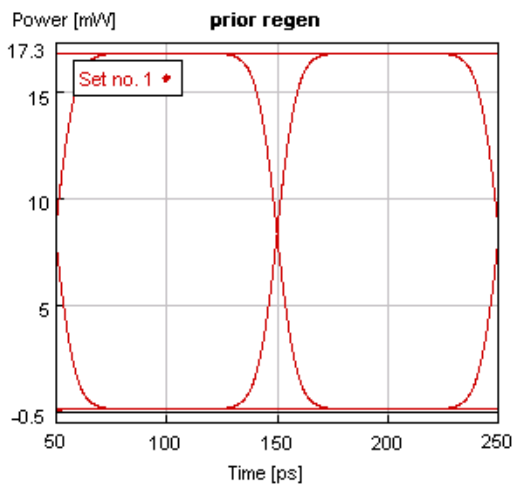


Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο

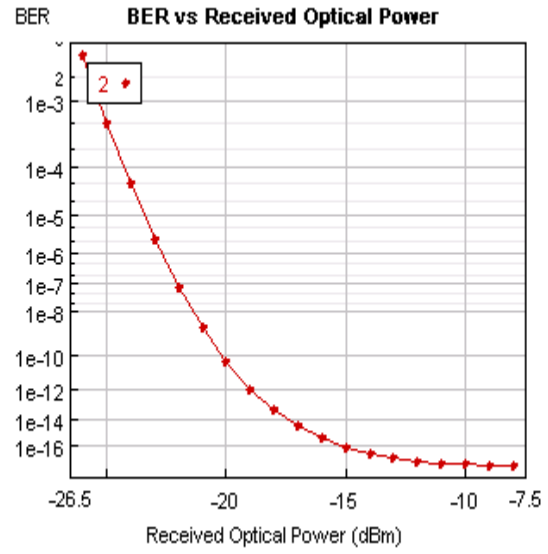
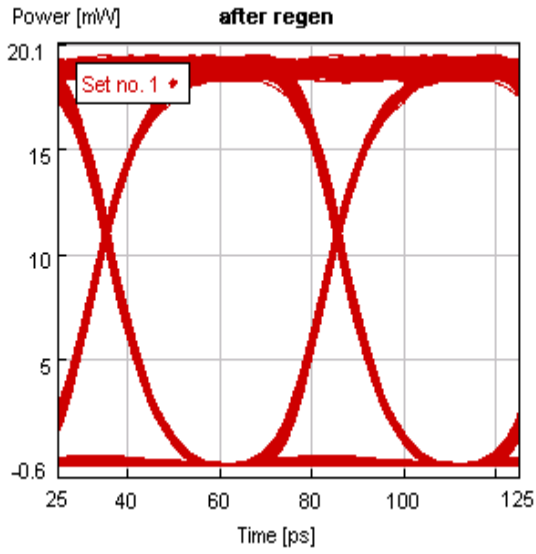


b) extinction = 20 db

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνει

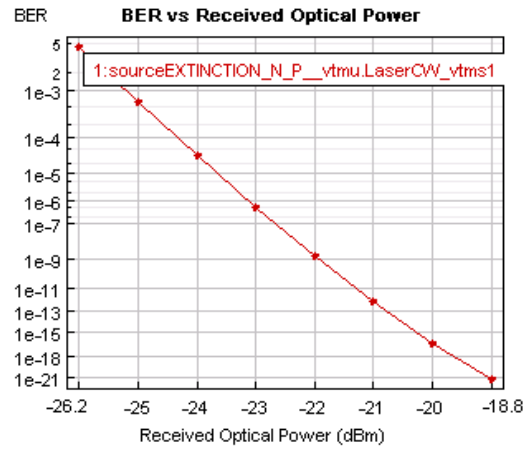
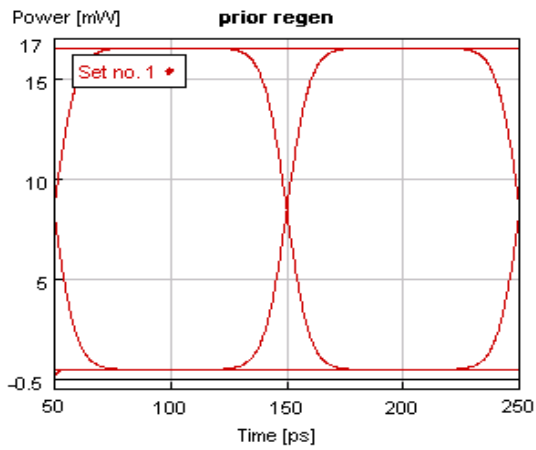


Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο

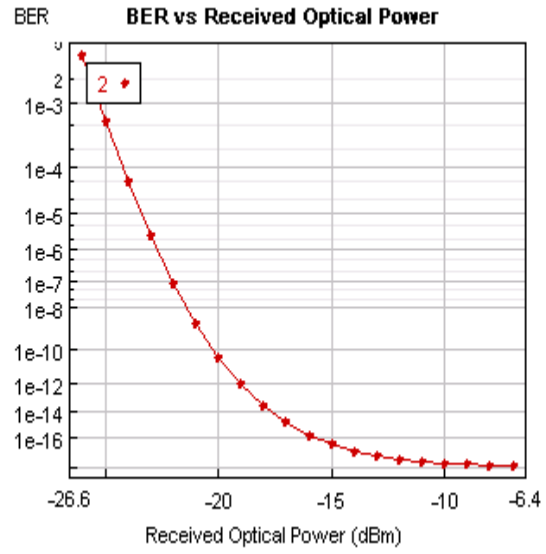
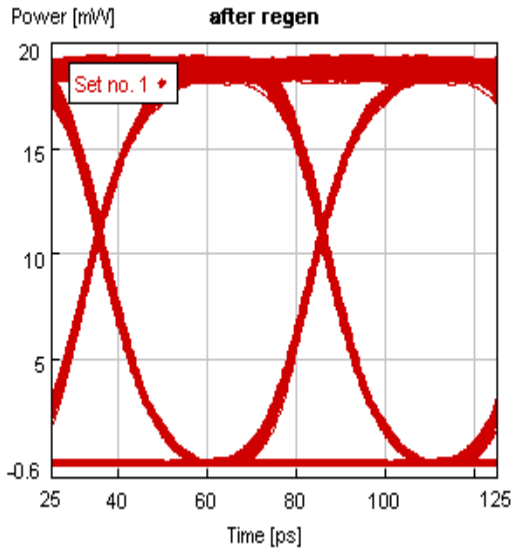


c) extinction = 15 db

Στην είσοδο

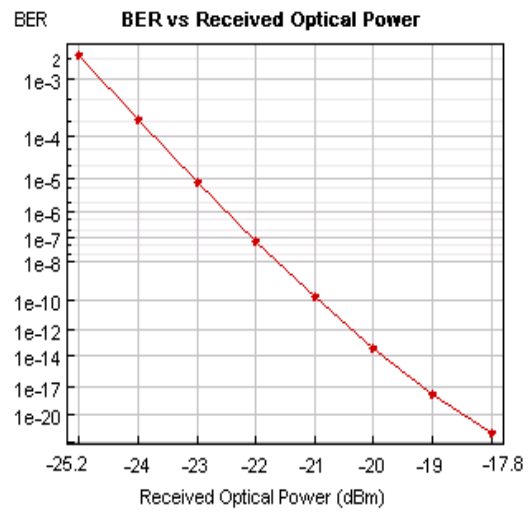
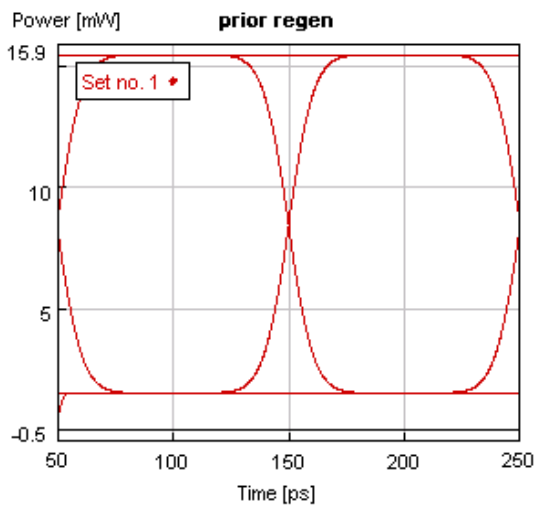


Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο

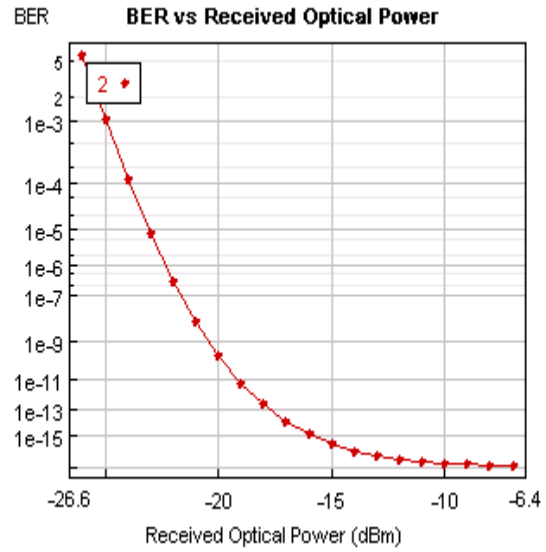
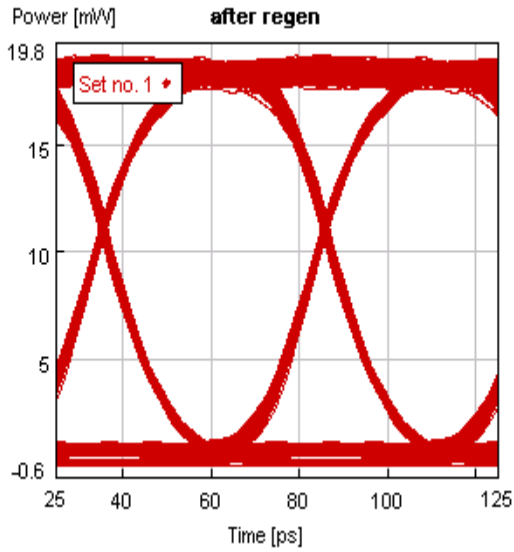


d) extinction = 10db

Στην είσοδο

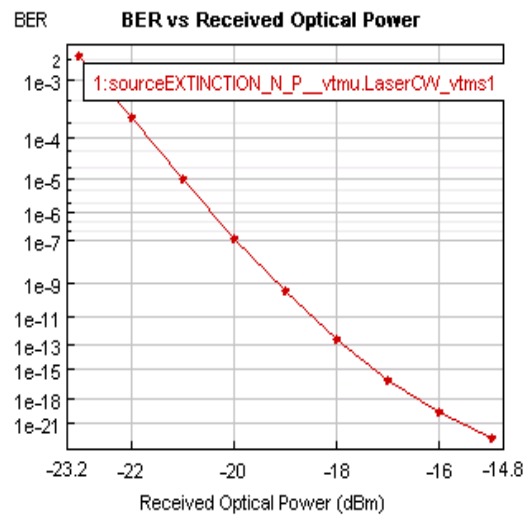
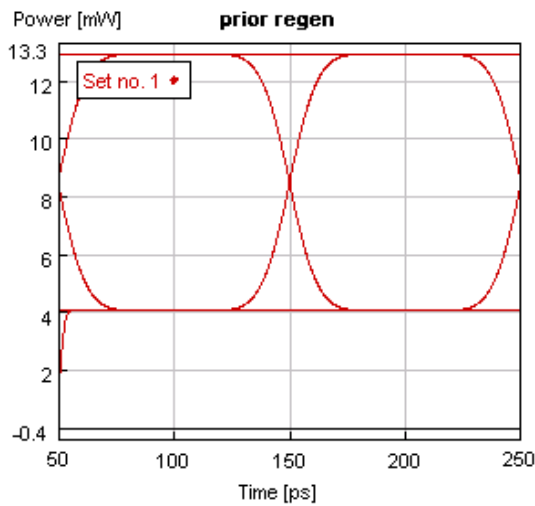


Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο



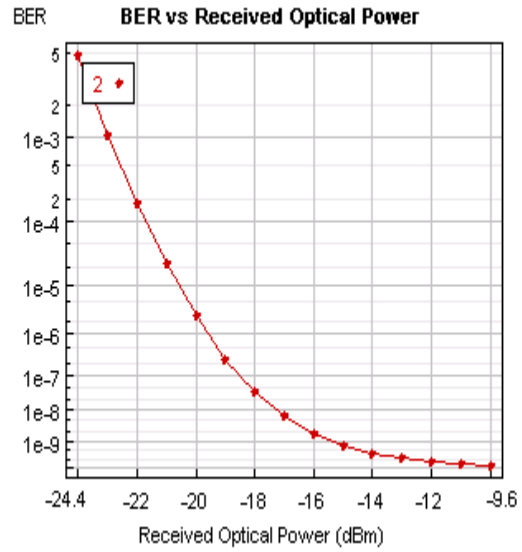
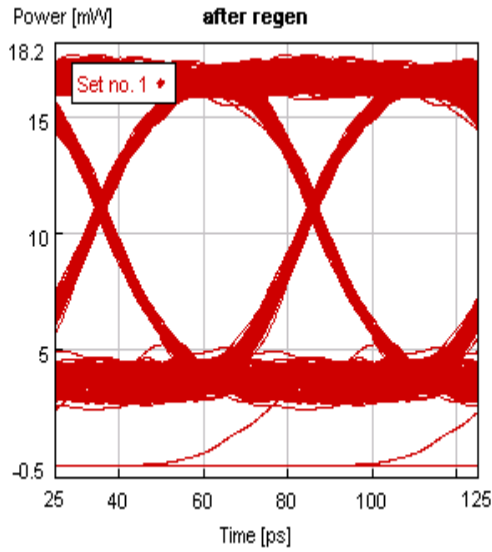
e) extinction = 5 db

Στην είσοδο έχουμε



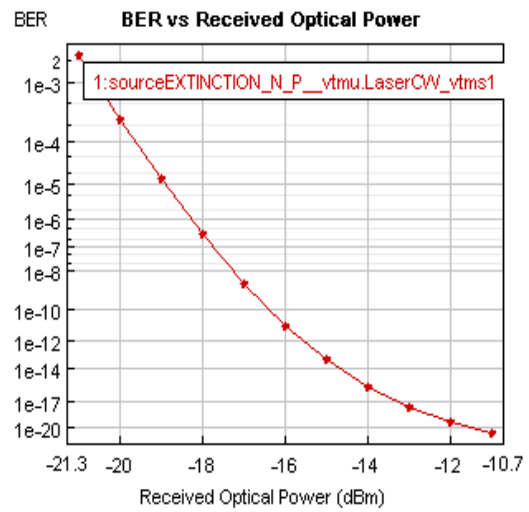
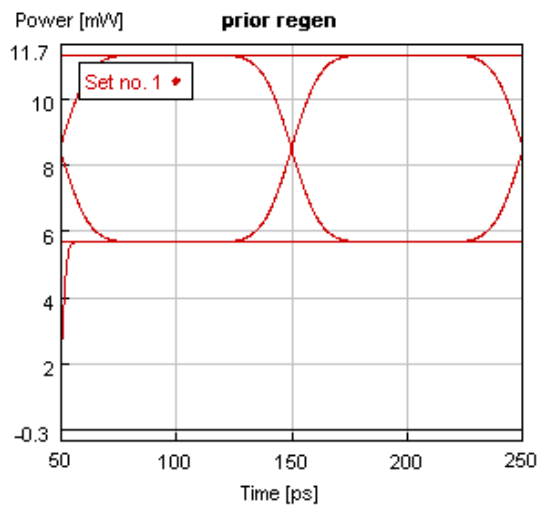
Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο



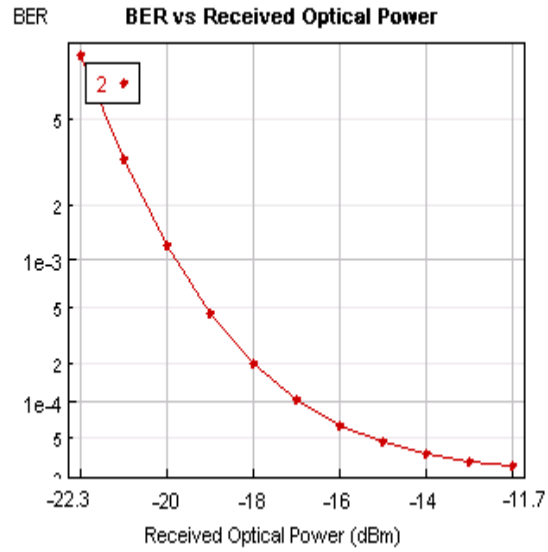
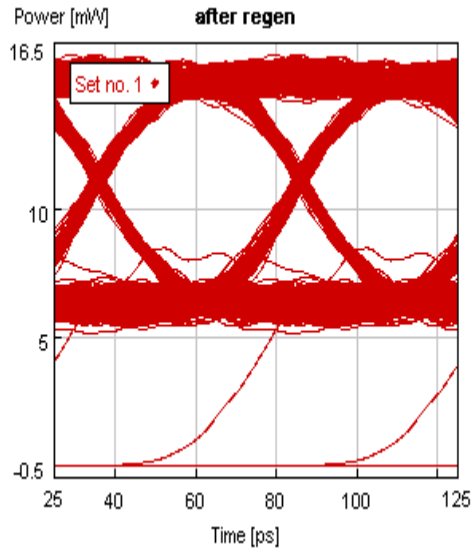


f) extinction = 3 db

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε



Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο

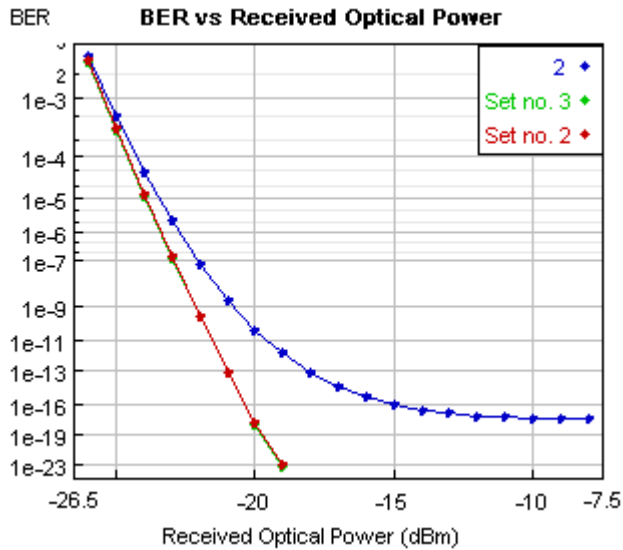


Συνοπτικά , όλες οι τιμές συγκεντρωμένες παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after extinction	$\infty$	6,28	1,11E-10
	after regen	19,17	5,03	1,62E-07
b)	after extinction	$\infty$	6,27	1,16E-10
	after regen	17,44	5,07	1,33E-07
c)	after extinction	$\infty$	6,15	2,45E-10
	after regen	13,52	5,14	8,97E-08
d)	after extinction	$\infty$	5,54	1,00E-08
	after regen	10,04	4,97	2,16E-07
e)	after extinction	$\infty$	3,69	9,48E-05
	after regen	-0,67	3,55	1,51E-04
f)	after extinction	$\infty$	2,41	7,19E-03
	after regen	-8,02	2,37	7,99E-03

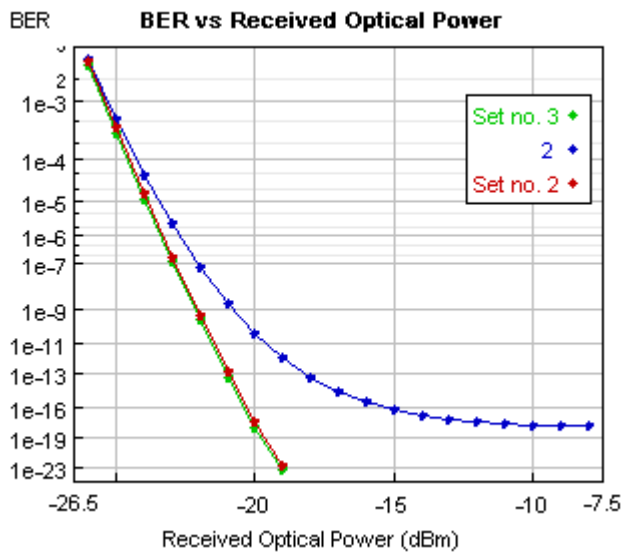
Αντίστοιχα με τον προηγούμενο ρυθμό ,τα συνδυασμένα διαγράμματα BER θα είναι τα ακόλουθα

a) extinction = 25 db



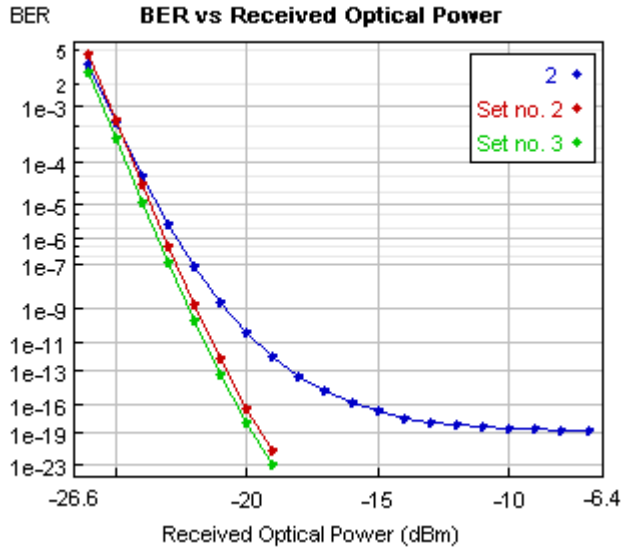
Παρατηρούμε ότι ο αναγεννητής χειροτερεύει το σήμα μας για κάθε τιμή ισχύος.

b) extinction = 20 db



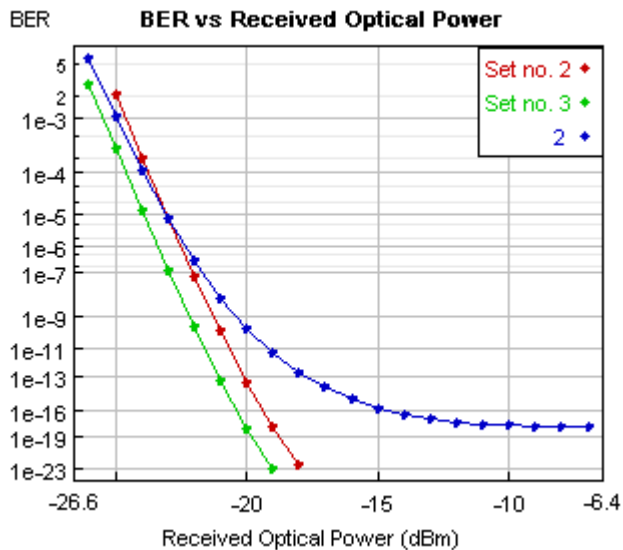
Αν και το σήμα παρουσία extinction έχει αρχίσει να διαχωρίζεται από το αρχικό παρατηρούμε ότι ο αναγεννητής χειροτερεύει το σήμα μας για κάθε τιμή ισχύος.

c) extinction = 15 db



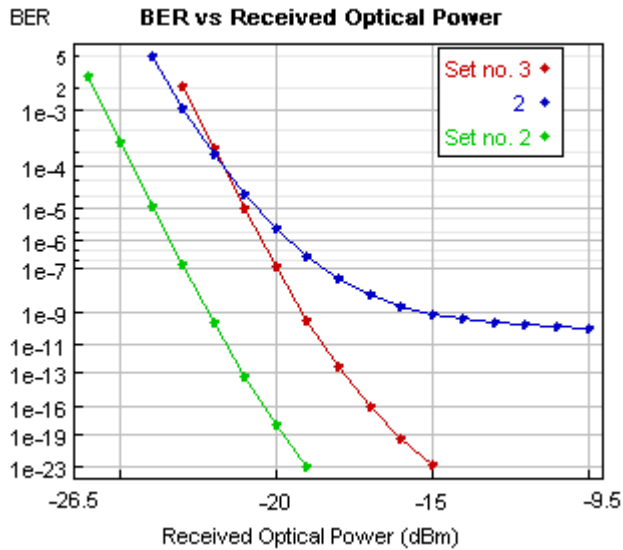
Αν και το σήμα παρουσία extinction διαχωρίστηκε παρατηρούμε ότι ο αναγεννητής χειροτερεύει το σήμα μας για κάθε τιμή ισχύος.

d) extinction = 10 db



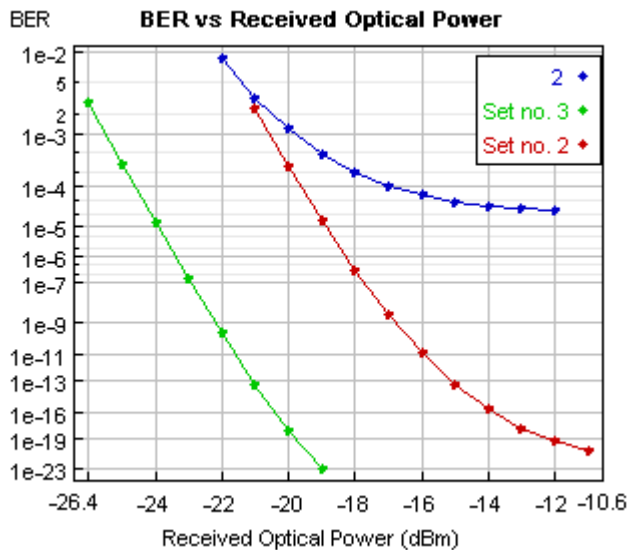
Εδώ το σήμα μας αναγεννάται μέχρι και τα -23dbm ενώ για μεγαλύτερες τιμές ισχύος το σήμα χειροτερεύει.

e) extinction = 5 db



Εδώ το σήμα μας αναγεννάται μέχρι και τα -22dbm ενώ για μεγαλύτερες τιμές ισχύος το σήμα χειροτερεύει.

f) extinction = 3 db



Στα 3db extinction παρατηρούμε πως ο αναγεννητής δεν μπορεί να βελτιώσει καθόλου το σήμα μας, αντίθετα το χειροτερεύει.

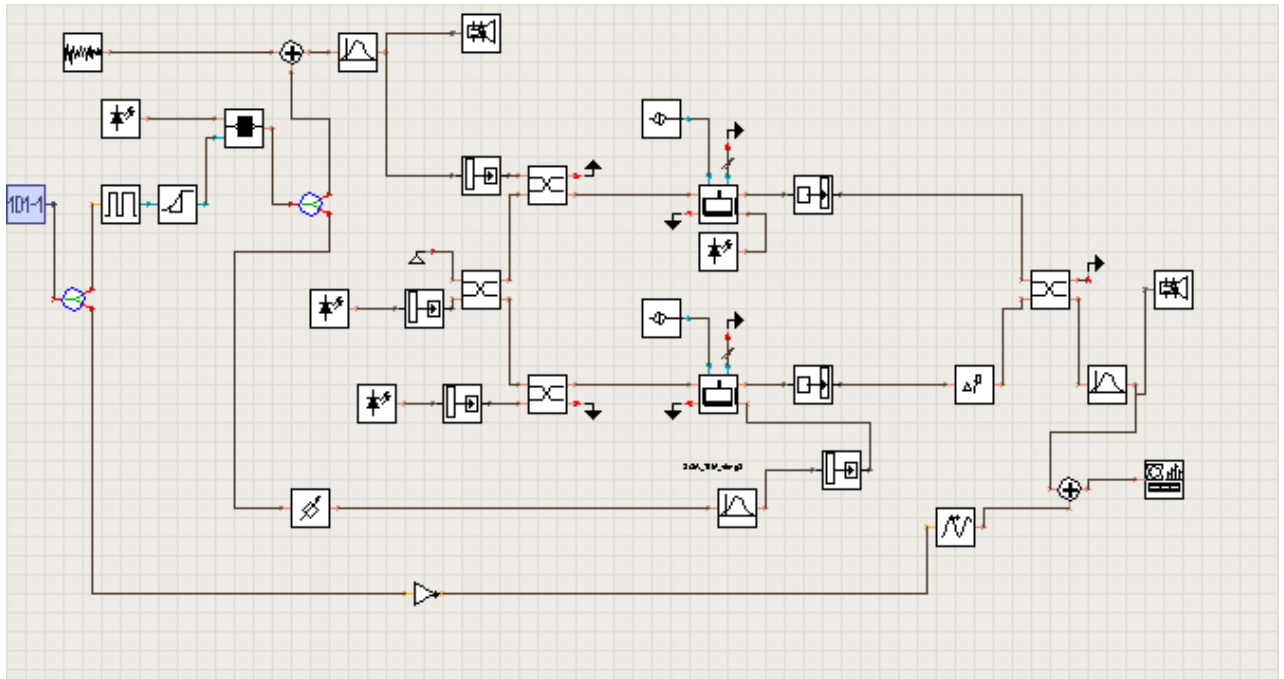
Συμπεραίνουμε ότι για τον συγκεκριμένο ρυθμό PRBS, ο αναγεννητής δεν είναι αποτελεσματικός για την αντιμετώπιση του φαινομένου του extinction, παρουσιάζοντας παρόμοια συμπεριφορά με το ρυθμό PRBS-N.

### 4.3 Μελέτη του Differential biased bidirectional Scheme

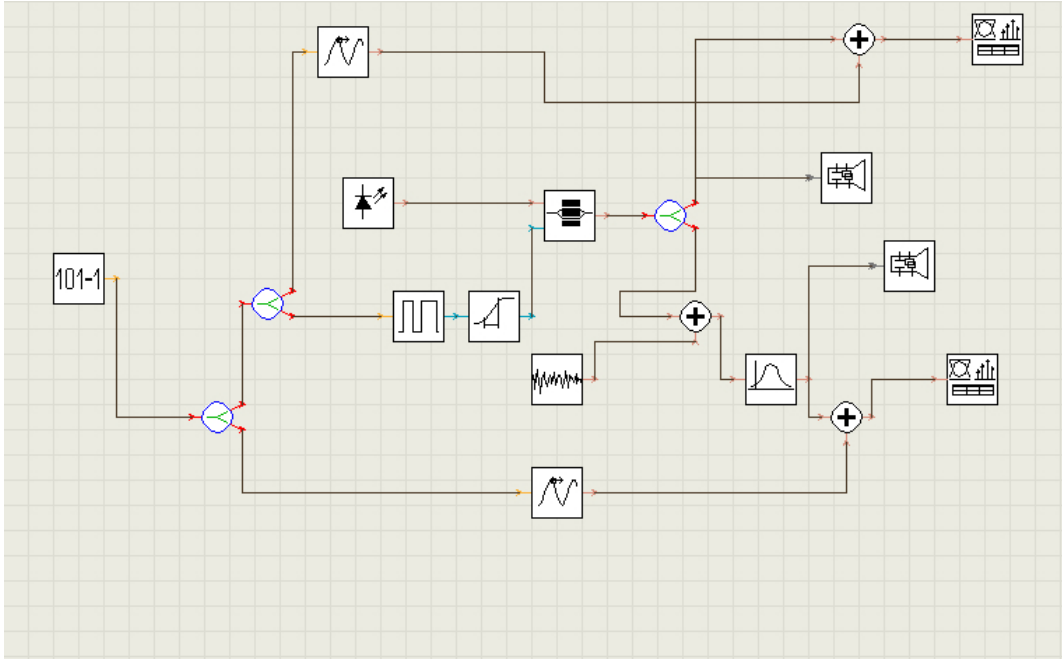
#### 4.3.1 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα με διάφορες τιμές noise.

Ομοίως με τις προηγούμενες υποενότητες , θα εφαρμόσουμε στην Differential biased bidirectional scheme συνδεσμολογία , την περιοχή βέλτιστης λειτουργίας της , η οποία είναι  $P_{data} = 16 \text{ mW}$  ,  $P_{cw1} = 8 \text{ mW}$  ,  $P_{cw2} = 17 \text{ mW}$  και  $P_{data2} = 6 \text{ mW}$ . Έπειτα για διάφορες τιμές OSNR εισερχόμενου σήματος , λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα , τα οποία φανερώνουν και την συμπεριφορά του αναγεννητή σε θορυβώδη σήματα .

Με την βοήθεια του VPI σχεδιάστηκε το παρακάτω κύκλωμα , που είναι η Differential biased bidirectional scheme συνδεσμολογία με μία πηγή λευκού θορύβου στην είσοδο . Παρατηρούμε ότι εκτός των άλλων χρησιμοποιήθηκε ένας εξασθενητής σήματος(attenuator) , για τον λόγο ότι το  $P_{data}$  και το  $P_{data2}$  είναι σήματα με ίδια ακριβώς χαρακτηριστικά , με μόνο διαφορετικές τις στάθμες ισχύος τους. Με κατάλληλη επιλογή της εξασθένησης ώστε να πετύχουμε  $P_{data2} = 6 \text{ mW}$  υλοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα .



Για την εξαγωγή του BER έπειτα την εισαγωγή θορύβου , δηλαδή το BER σήματος εισόδου για κάθε OSNR , χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα που σχεδιάστηκε σύμφωνα με το VPI. Η διαφορά του παρακάτω κυκλώματος από τα αντίστοιχα των προηγούμενων scheme , είναι η διαφορά στην ισχύ του Pdata του εισερχόμενου σήματος . Στην περίπτωση μας, η ισχύς που προσομοιώνεται είναι στα 16 mW. Οι ρυθμοί PRBS αλλάζουν ανάλογα με την εκάστοτε εξεταζόμενη περίπτωση.

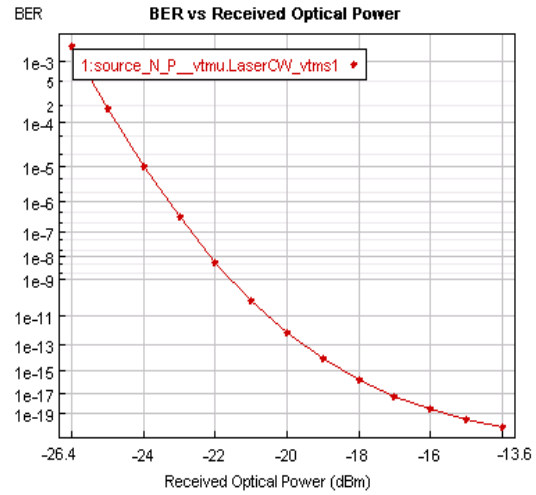
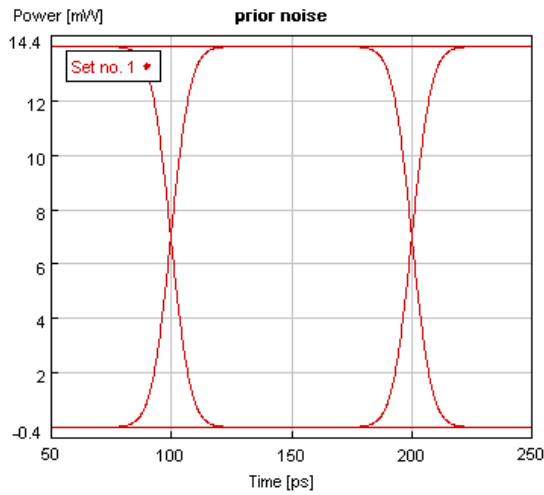


Από την προσομοίωση προέκυψαν τα παρακάτω BER και EYE διαγράμματα.

### Για prbs-n

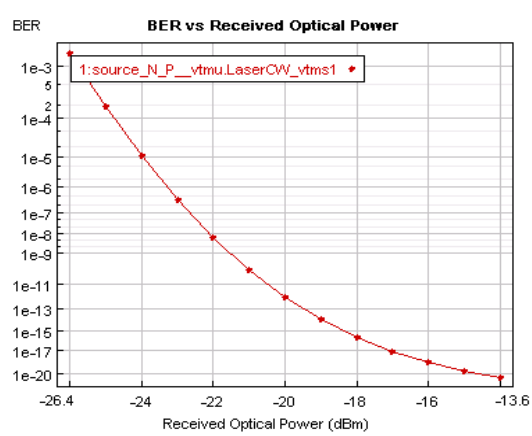
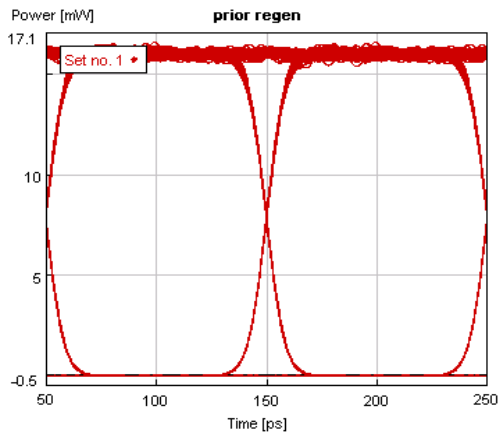
Αρχικά παρατίθεται το Backtoback eye και BER που αντιστοιχούν στον εν λόγω ρυθμό PRBS-n και χρησιμοποιείται κυρίως για σύγκριση των επόμενων μετρήσεων. Τα ποιοτικά χαρακτηριστικά του σήματος είναι OSNR = 24,3 dB Q factor = 5.92 , BER = 9.45E-10.



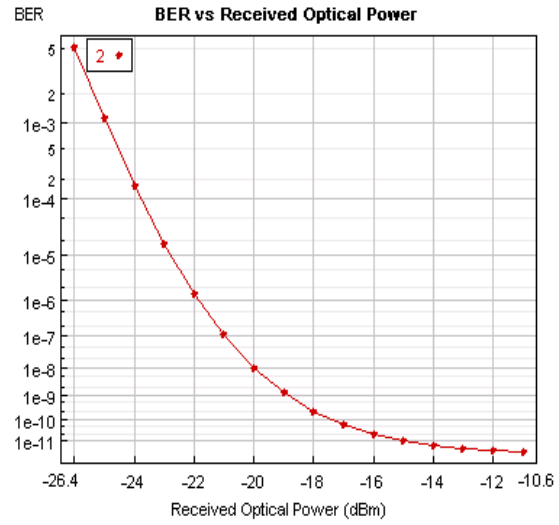
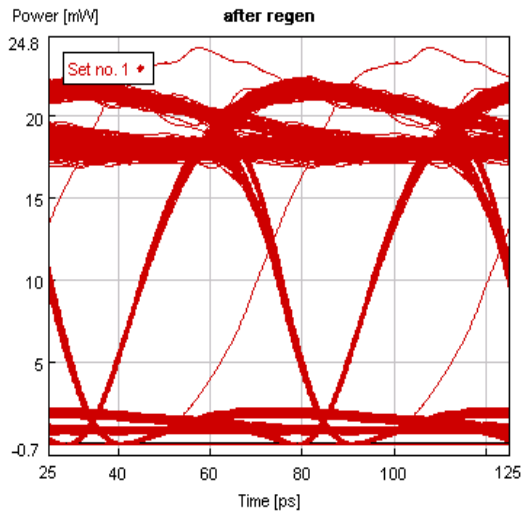


a)  $n = 10e-18$  W/Hz

στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το σήμα

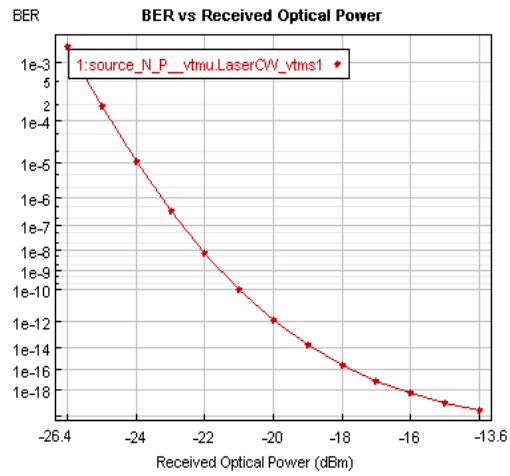
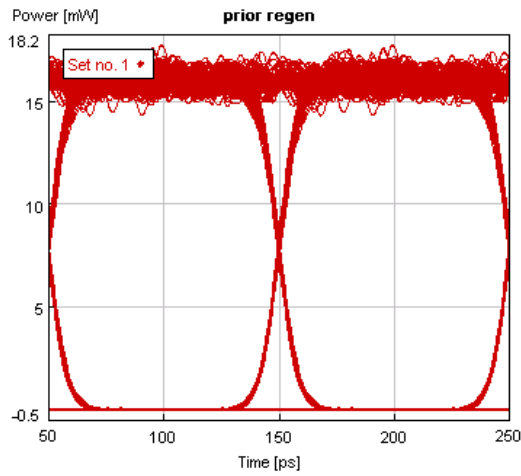


Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

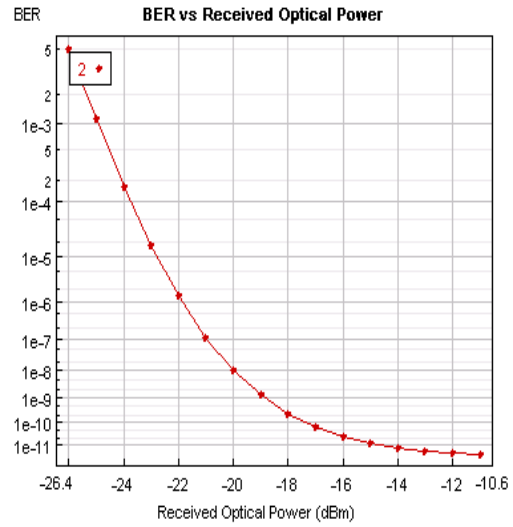
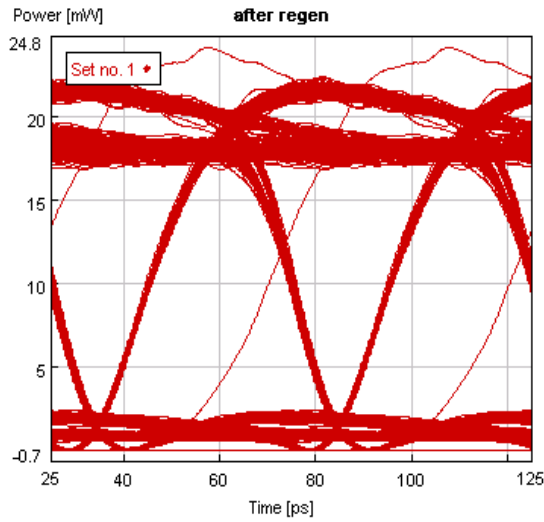


b)  $n = 80 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το παρακάτω σήμα

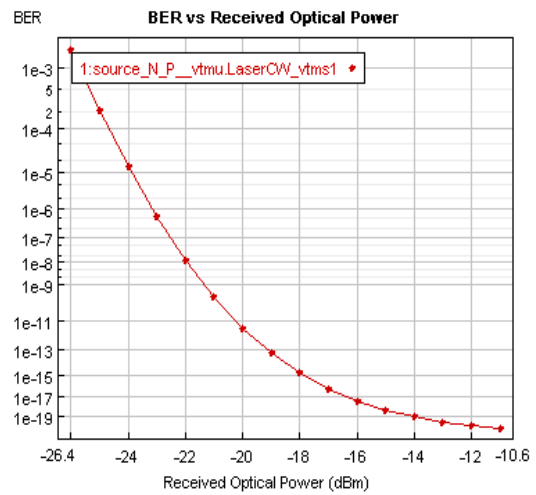
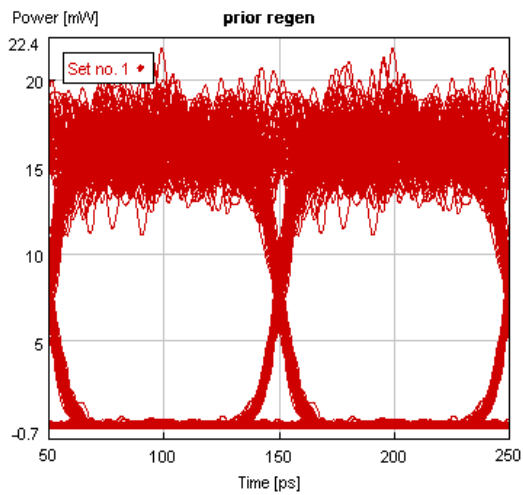


Στην έξοδο του αναγεννητή εξάγονται τα παρακάτω

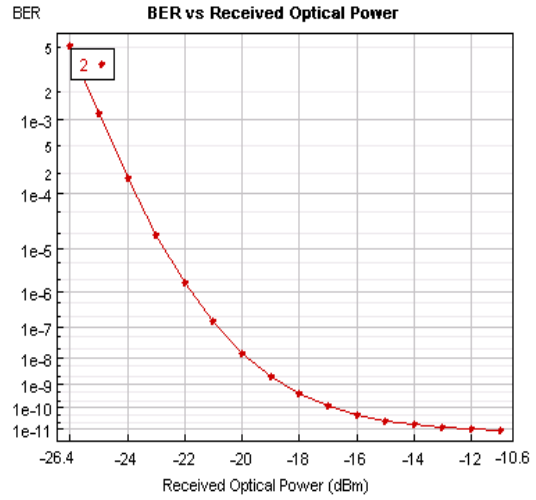
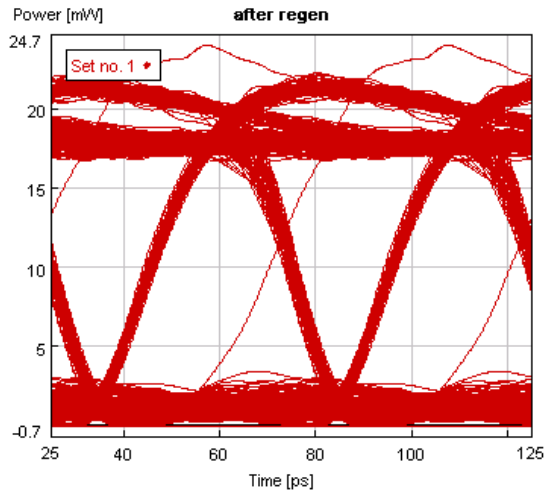


c)  $n = 80 - 17 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

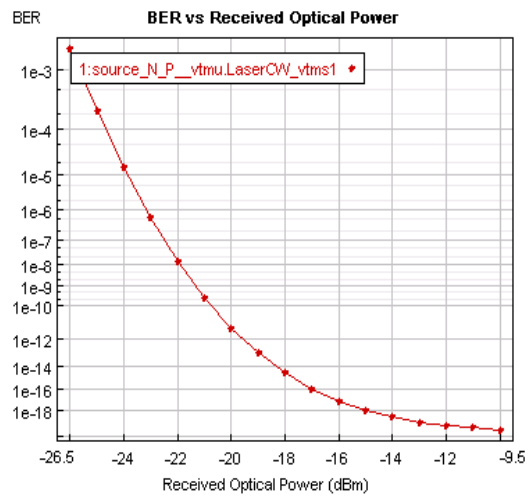
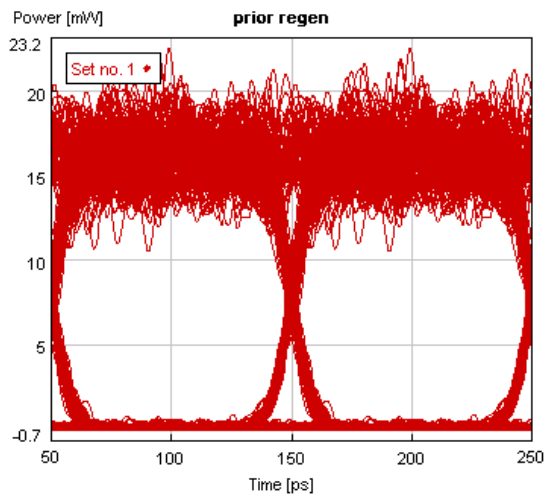


στην έξοδο του αναγεννητή εξάγονται τα κάτωθι

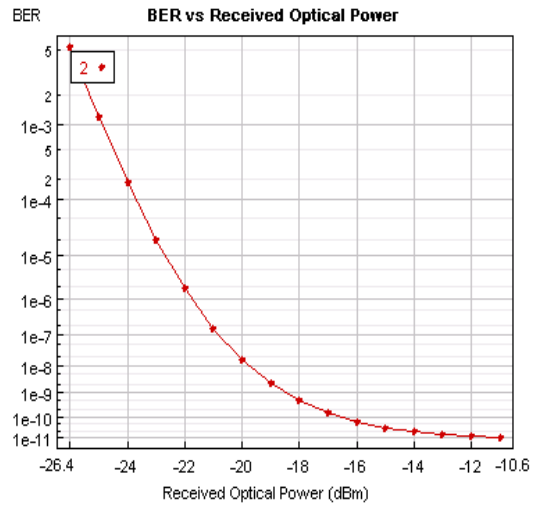
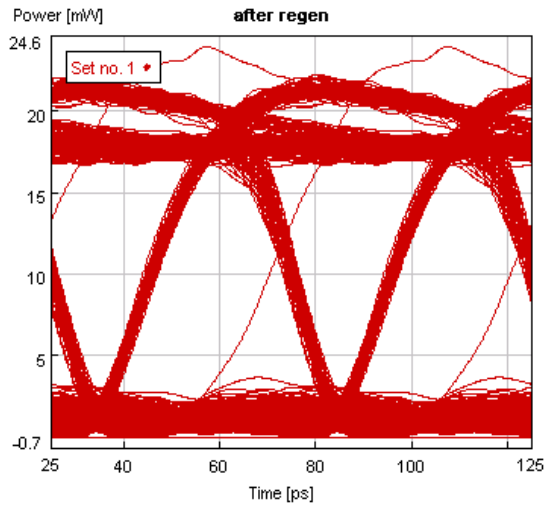


d)  $n = 10 \text{ e-}16 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχονται

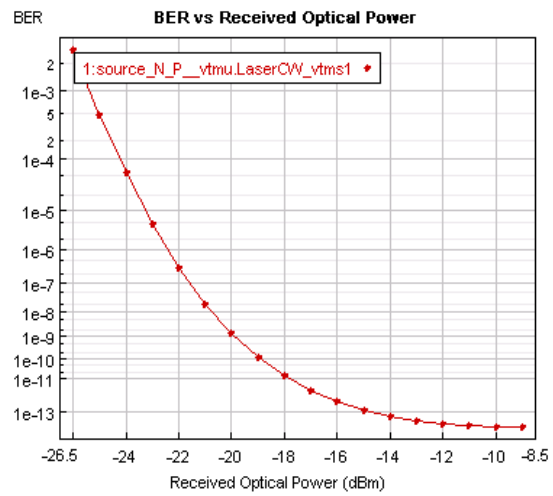
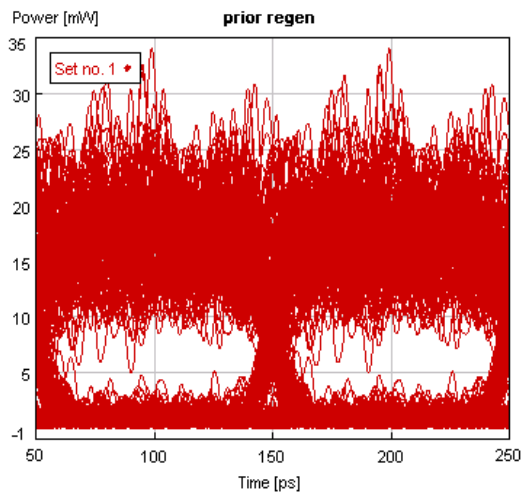


Στην έξοδο εξέρχονται τα ακόλουθα

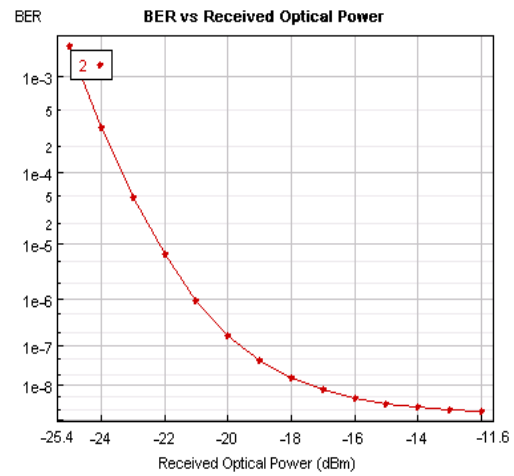
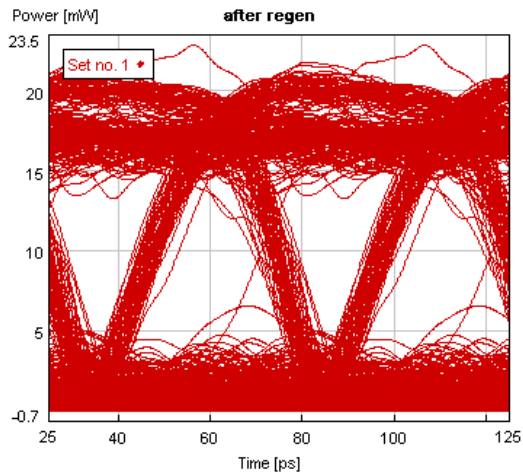


e)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή εισέρχονται

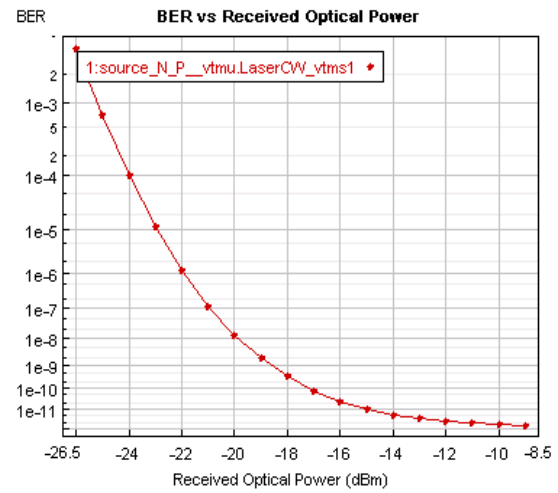
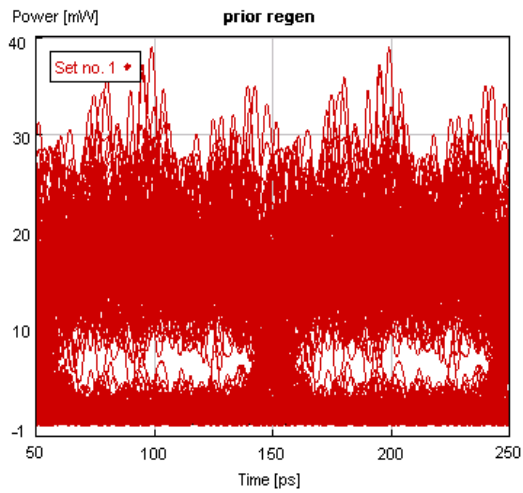


Στην έξοδο εξέρχονται τα ακόλουθα

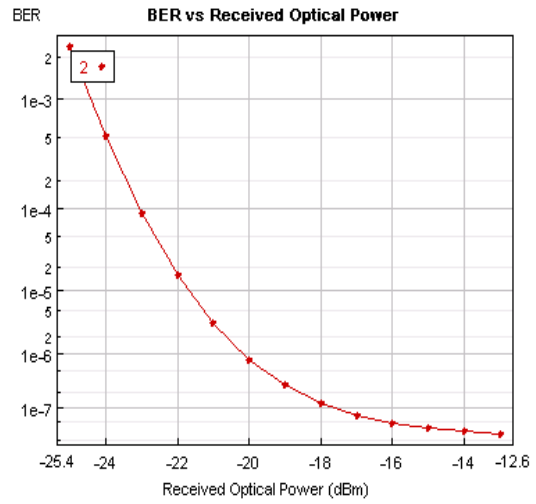
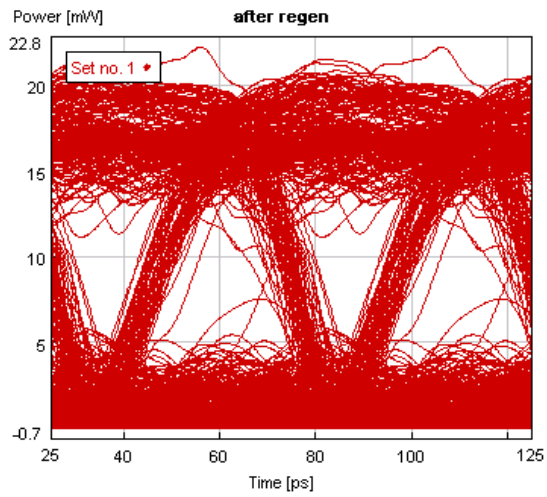


f)  $n = 90 \times 10^{-16} \text{ W/Hz}$

Το εισερχόμενο σήμα είναι το εξής

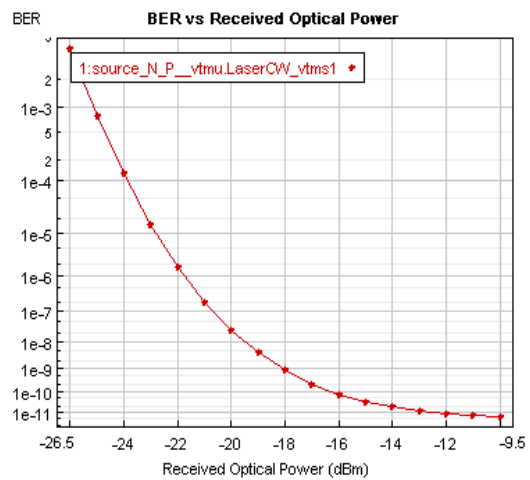
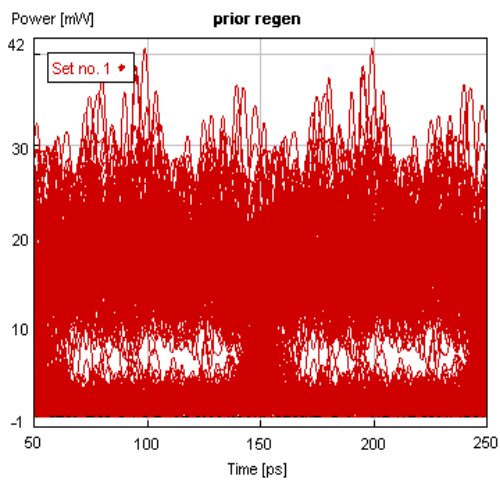


Και εξέρχεται το εξής

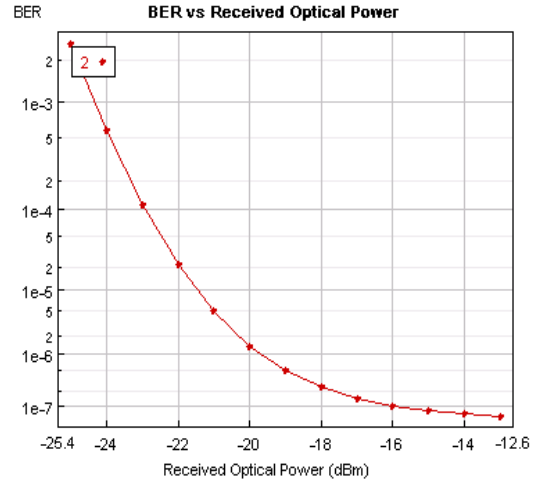
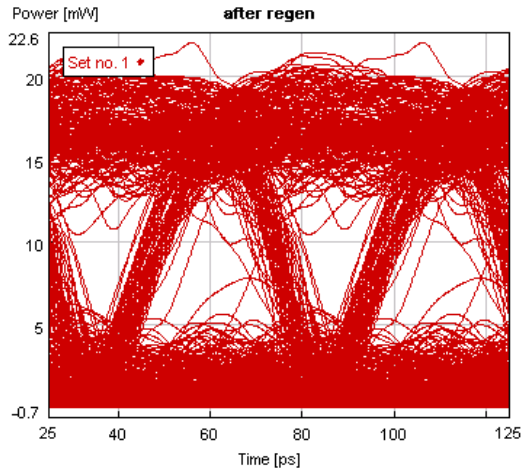


g)  $n = 10 \text{ e-}15 \text{ W/Hz}$

στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνουν τα ακόλουθα



Στην έξοδο εξέρχονται τα παρακάτω σήματα



Οι τιμές όπως μετρήθηκαν απο το VPI είναι οι ακόλουθες

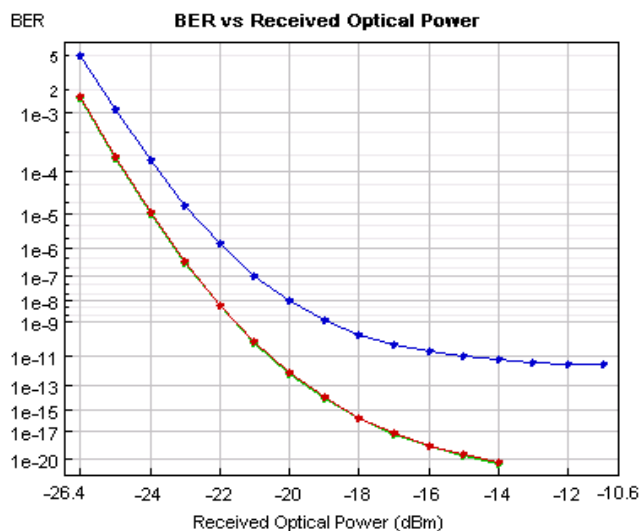
		SNR(dB)	Q	BER
a)	after noise	24.01	5.581736	6.83E-09
	after regen	6.59	5.581776	9.47E-09
b)	after noise	23.45	5.575961	7.07E-09
	after regen	6.63	5.568063	1.03E-08
c)	after noise	20.05	5.507665	1.05E-08
	after regen	7.15	5.472379	1.80E-08
d)	after noise	19.46	5.488467	1.17E-08
	after regen	7.31	5.448414	2.07E-08
e)	after noise	13.43	5.037626	1.38E-07
	after regen	18.37	4.910937	3.97E-07
f)	after noise	11.9	4.799124	4.74E-07
	after regen	∞	4.601179	1.89E-06



g)	after noise	11.5	4.72483	6.88E-07
	after regen	$\infty$	4.497978	3.11E-06

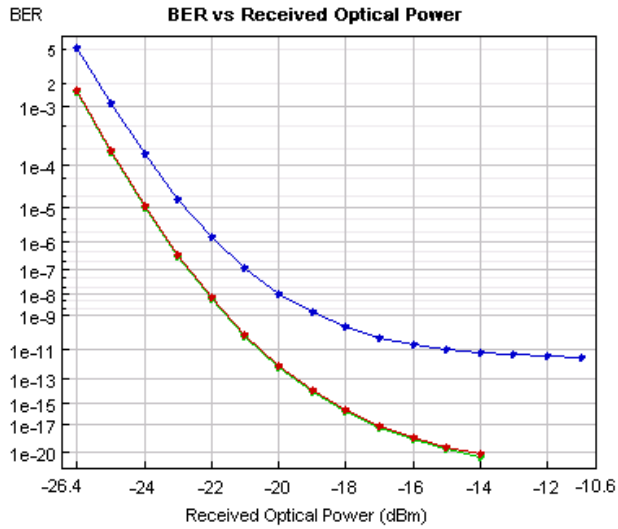
Ακολουθώντας την ίδια αντιστοιχία χρωμάτων με τις προηγούμενες ενότητες των standard scheme και bidirectional push-pull scheme , παίρνουμε τα παρακάτω συνδυασμένα BER . Για συντομία, υπενθυμίζουμε ότι **degraded signal = κόκκινη καμπύλη** ,**backtoback signal =πράσινη καμπύλη** και **after regenerator signal =μπλέ καμπύλη** . Για κάθε περίπτωση έχουμε τα ακόλουθα :

a)  $n = 10 \text{ e-18 W/Hz}$



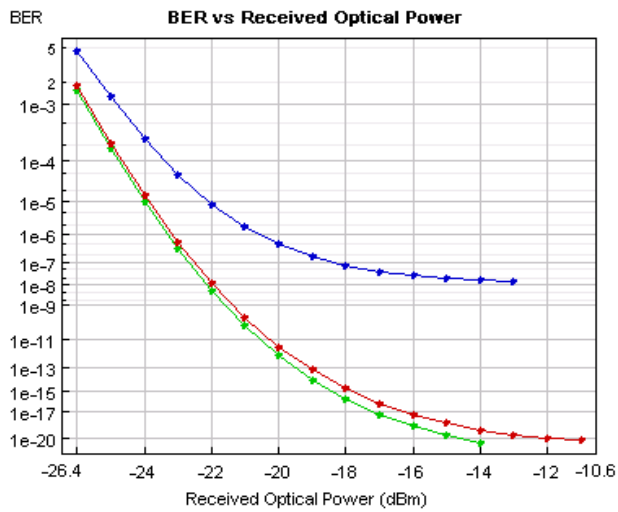
Για τόσο μικρή τιμή τιμή θορύβου , οι καμπύλες των degraded και after noise signal δεν διαχωρίζονται . Ο αναγεννητής χειροτερεύει το σήμα παρουσιάζοντας BER κατά πολύ δεξιότερα .

b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$



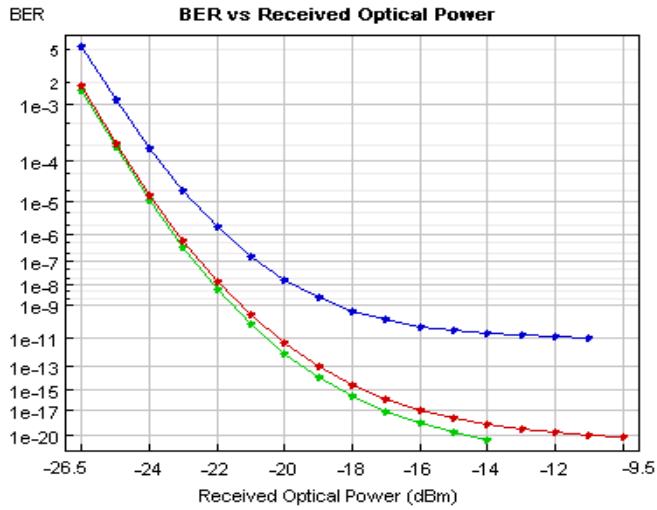
Ομοίως με προηγούμενως , δεν υπάρχει ακόμη εμφανής διαχωρισμός των καμπυλών πριν και μετά την εισαγωγή θορύβου .

c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$



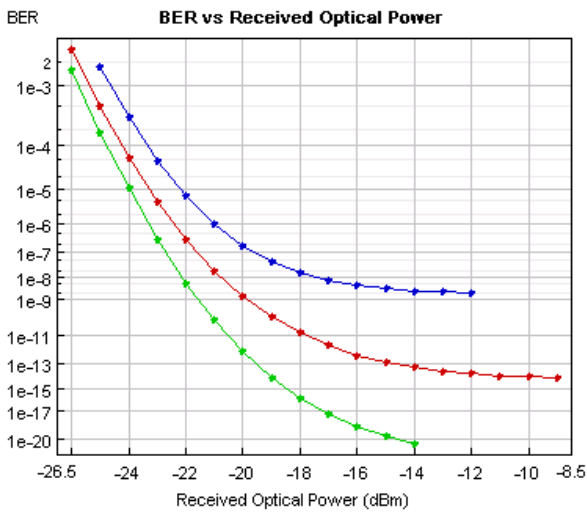
Βλέπουμε ότι πλέον το σήμα χειροτέρευσε αρκετά , ώστε να μετατοπιστεί πιο δεξιά από το Backtoback . Και πάλι ο αναγεννητής χαλάει αισθητά το εισερχόμενο σήμα .

d)  $n = 10 \text{ e-16 W/Hz}$



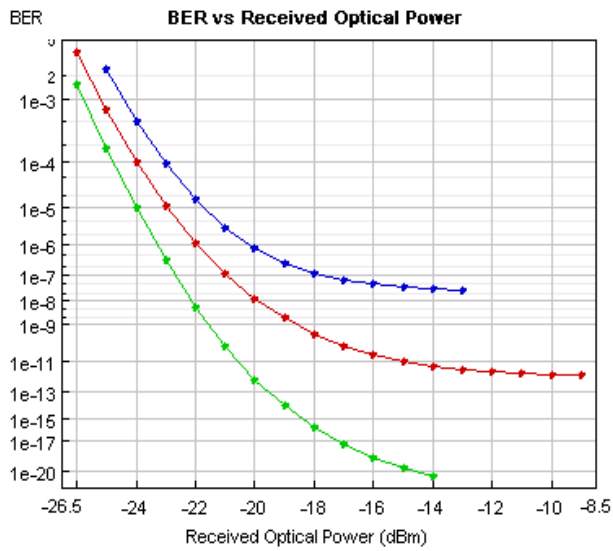
Οι διαφορές με την προηγούμενη περίπτωση είναι ελάχιστες .

e)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$



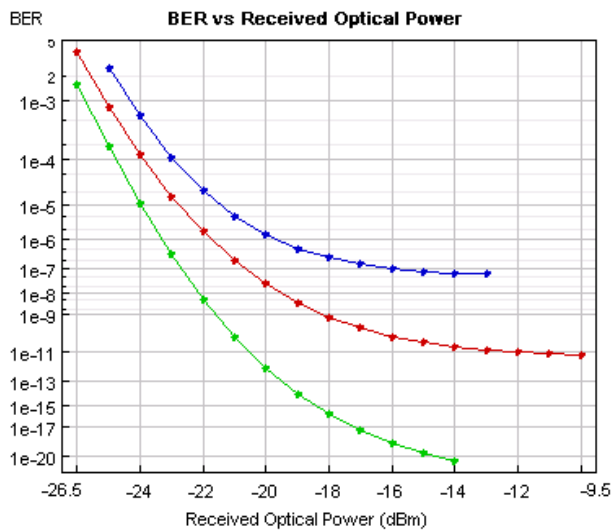
Το σήμα έχει χειροτερέψει αρκετά και έχει μετατοπιστεί αρκετά δεξιότερα . Παρόλα αυτά, η αναγέννηση συνεχίζει να μην είναι αποτελεσματική και να δυσχεραίνει το εισερχόμενο σήμα .

f)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$



Ομοίως με προηγούμενος , η καμπύλη του after noise πηγαίνει περισσότερο δεξιά λόγω αύξησης της τιμής του θορύβου . Και σε αυτή την περίπτωση δεν υφίσταται αναγέννηση.

g)  $n = 10 \text{ e-15 W/Hz}$



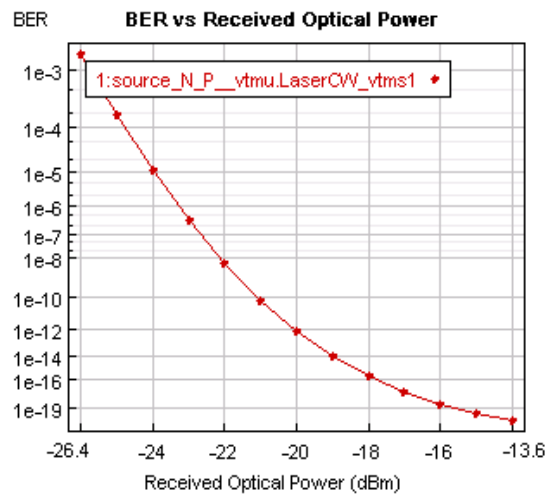
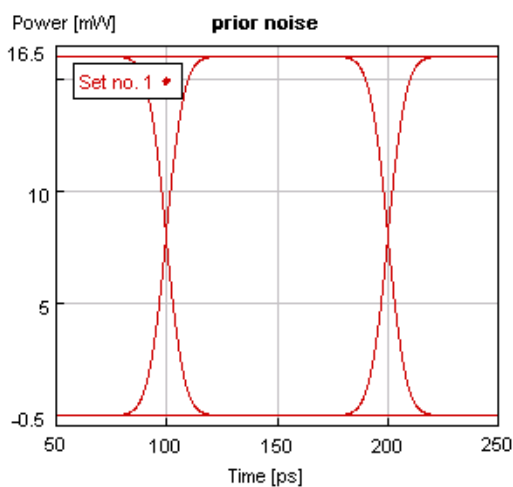
Ο αναγεννητής συνεχίζει την κακή του δράση και για αυτή την τιμή του θορύβου .

Συμπεραίνουμε εύκολα , ότι σε αυτή την συνδεσμολογία αναγεννητή (Differential biased bidirectional scheme) το προσομοιωτικό πρόγραμμα VPI δεν δίνει τα αναμενόμενα αποτελέσματα . Σε καμία περίπτωση δεν παρατηρούμε κάποια αναγεννητική δράση , γεγονός που μας οδηγεί στο να διαπιστώσουμε ότι το προσομοιωτικό περιβάλλον του VPI δεν ανταποκρίνεται πλήρως με αυτήν την συνδεσμολογία αναγεννητή . Παρότι χρησιμοποιήθηκε ένα μεγάλο time window στα 256 bits δειγματοληψίας , τα BER που εξήχθησαν ήταν μακριά από κάθε πραγματικό πειραματικό αποτέλεσμα .

### Για prbs-0.5 mark probability

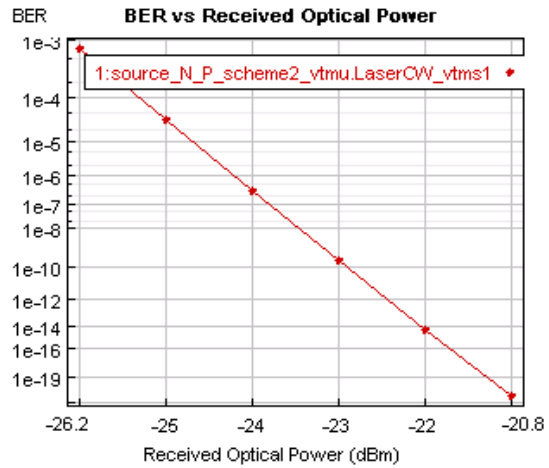
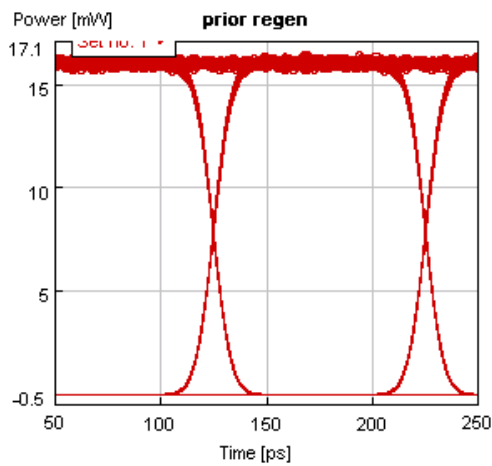
Εφαρμόζοντας τον συγκεκριμένο ρυθμό PRBS έχουμε τα ακόλουθα αποτελέσματα

Το αντίστοιχο σήμα backtoback που αντιστοιχεί στον ρυθμό αυτό , είναι το ακόλουθο και σαν ποιοτικά στοιχεία διαθέτει OSNR = 22,61 dB , Q factor = 5.91 και BER = 9.92E-10 . Τα eye και BER είναι τα κάτωθι.

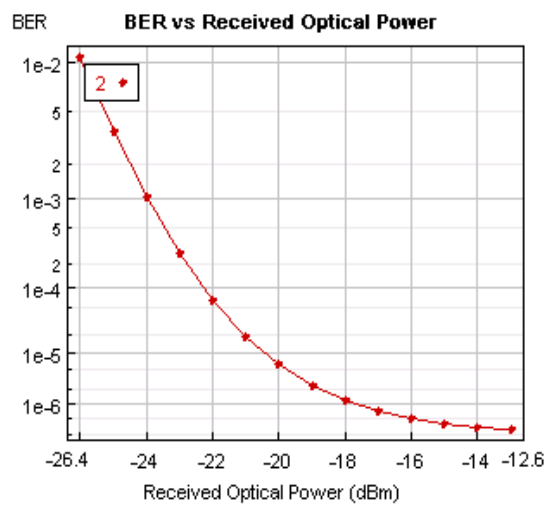
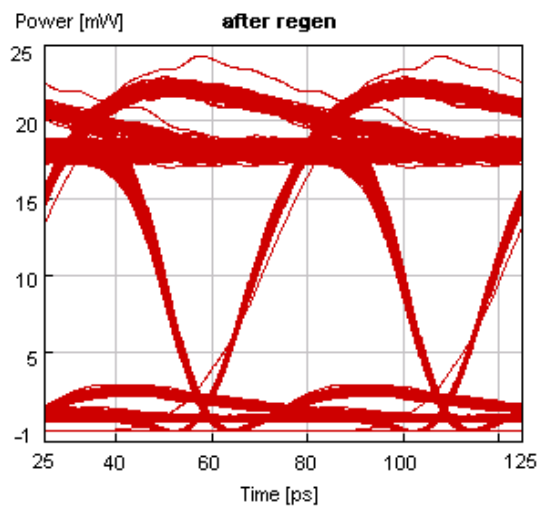


a)  $n = 10 \text{ e-}18 \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο εισέρχεται το εξής σήμα

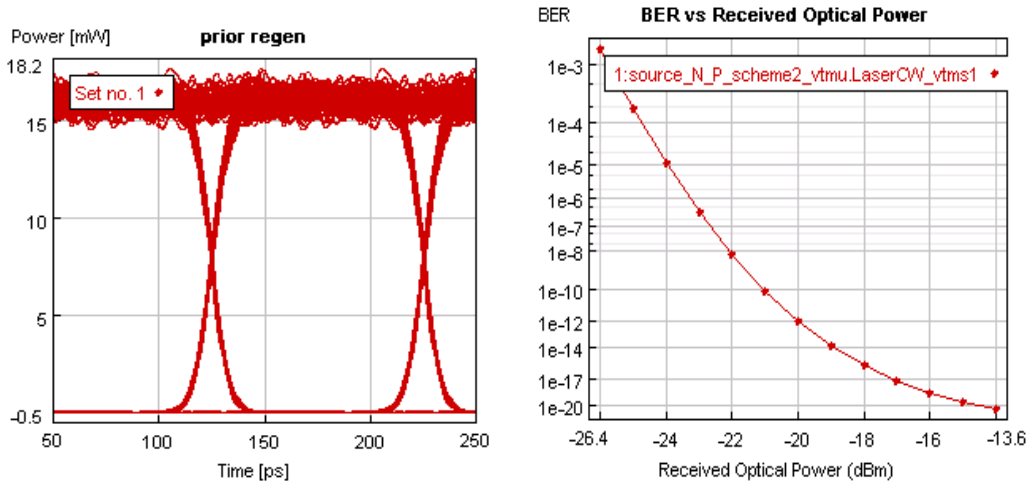


Στην έξοδο του αναγεννητή βγαίνουν τα κάτωθι

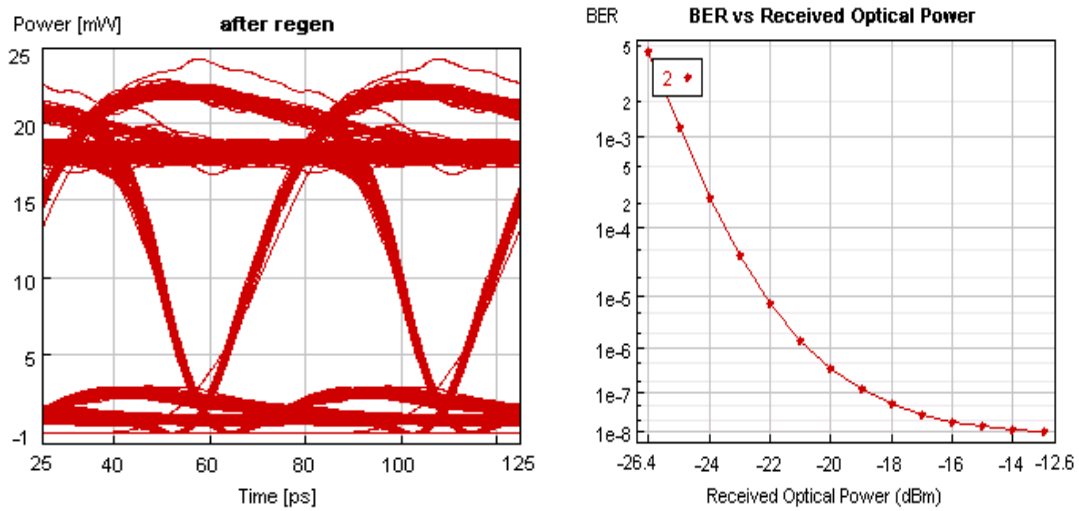


b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνει το σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

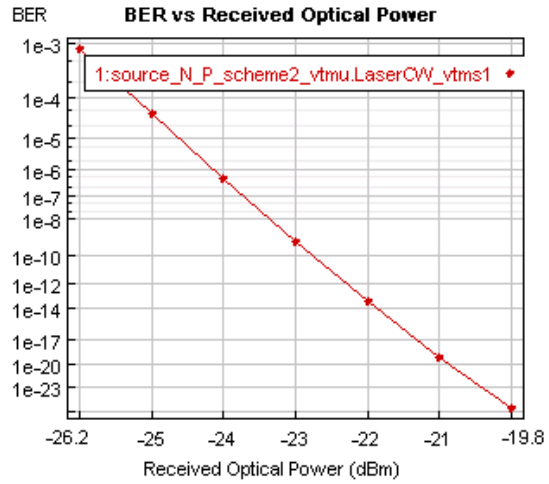
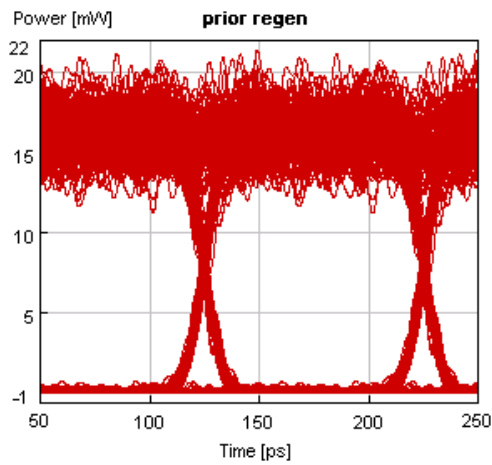


Στην έξοδο έχουμε τα ακόλουθα

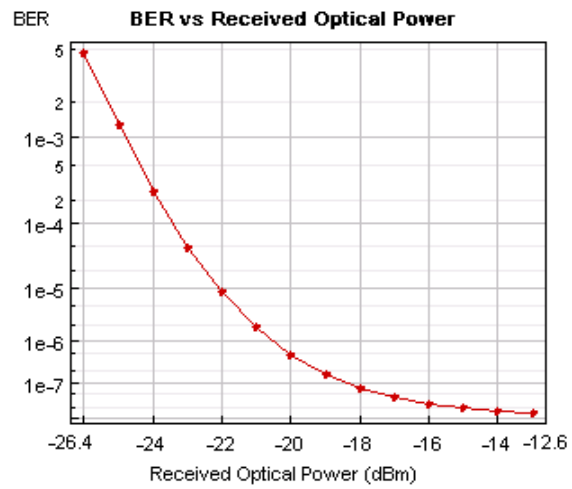
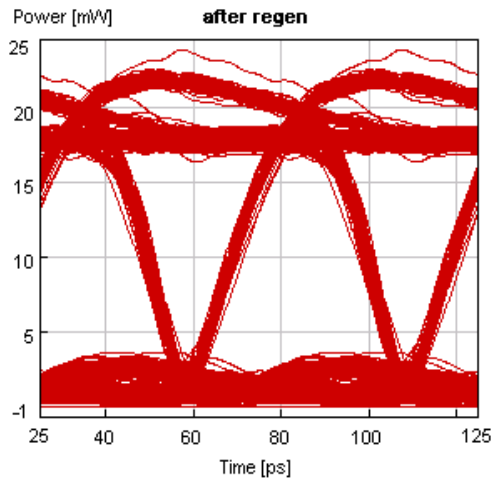


c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε



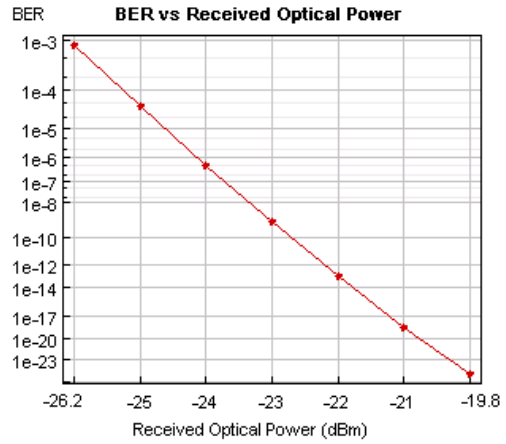
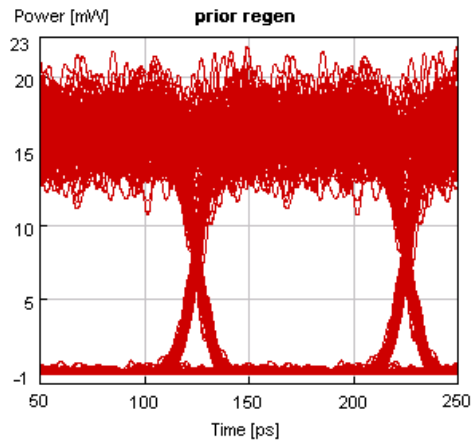
Στην έξοδο του αναγεννητή τα ακόλουθα



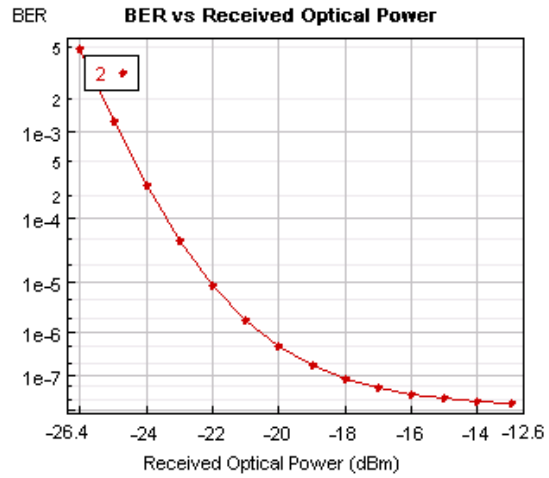
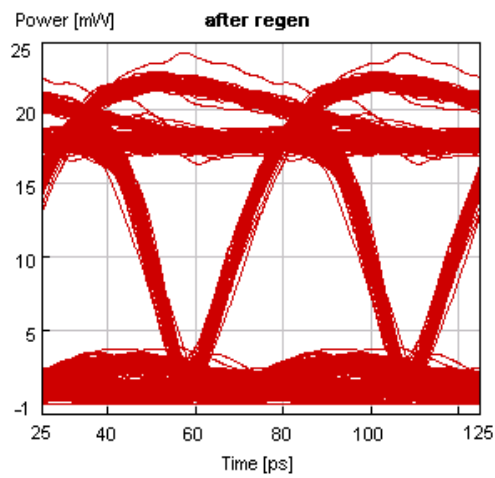
d)  $n = 10 \text{ e-}16 \text{ W/Hz}$

Το σήμα που εισέρχεται στον αναγεννητή είναι το ακόλουθο



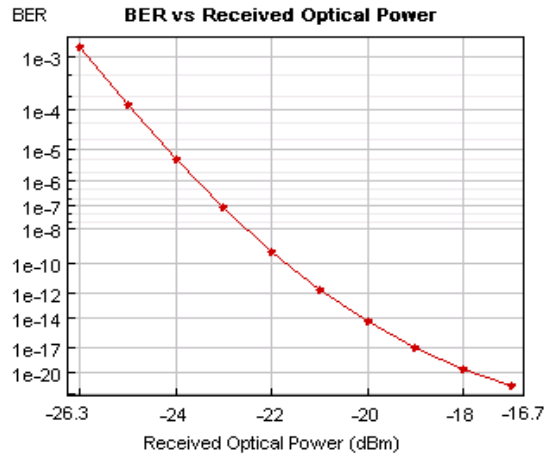
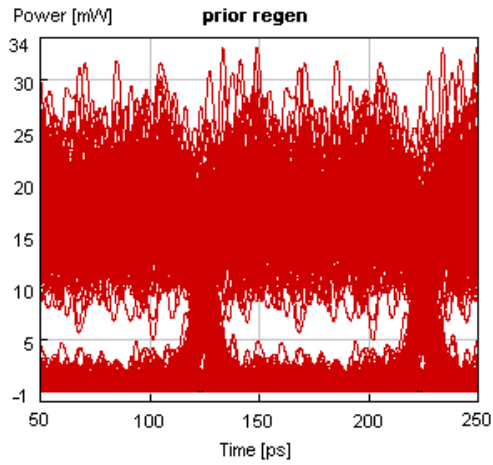


Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχεται αντίστοιχα

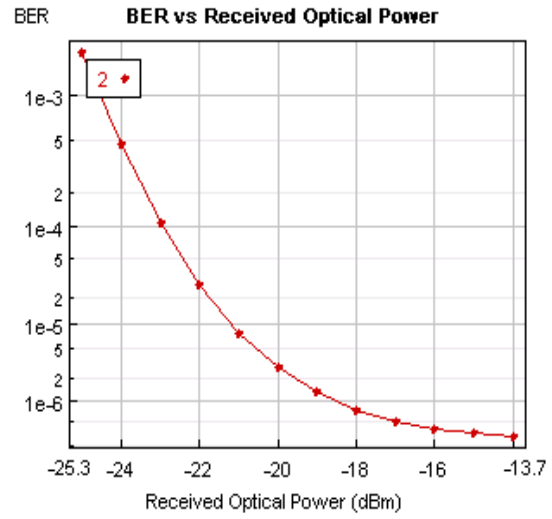
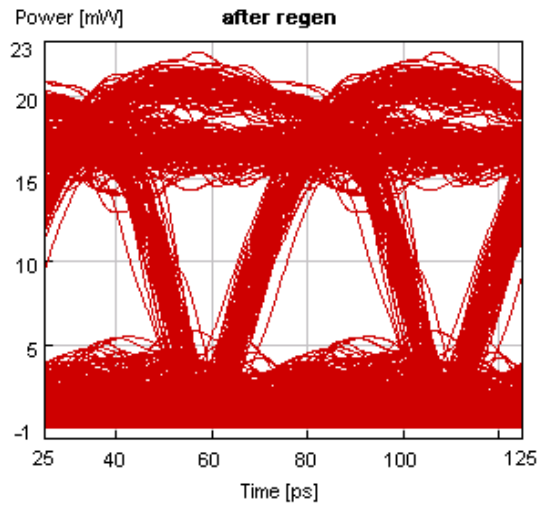


e)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο έχουμε

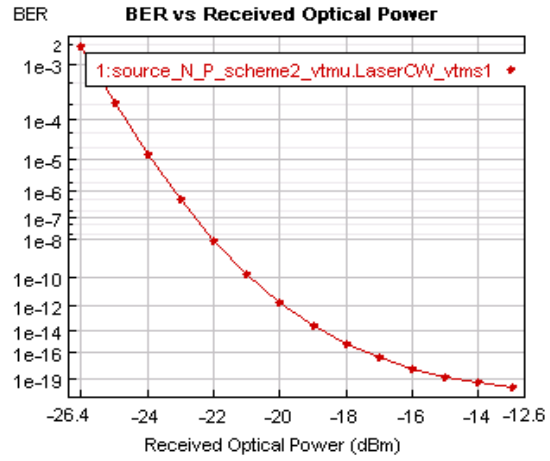
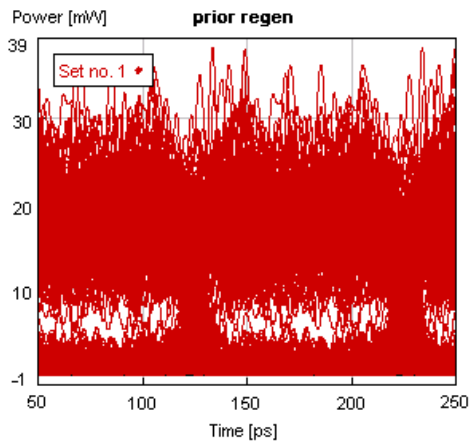


Στην έξοδο έχουμε

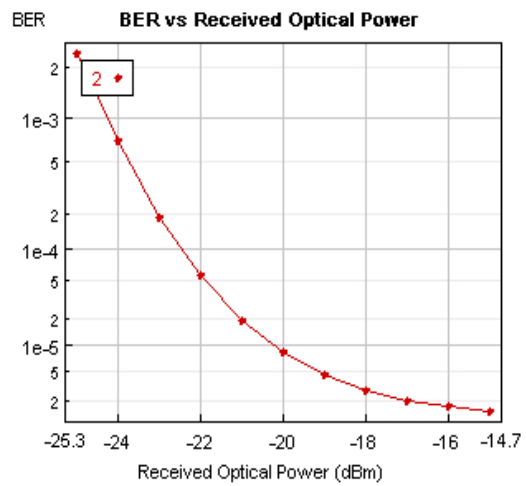
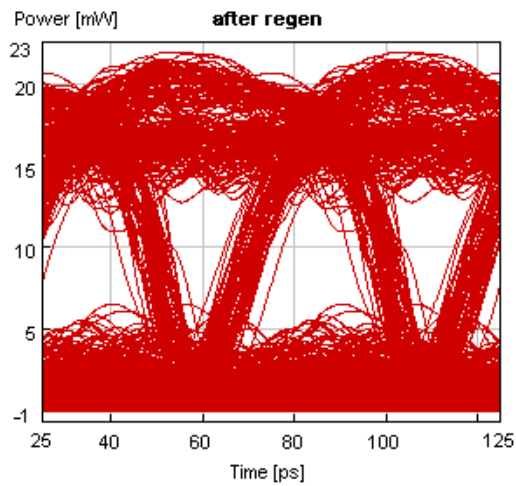


f)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε

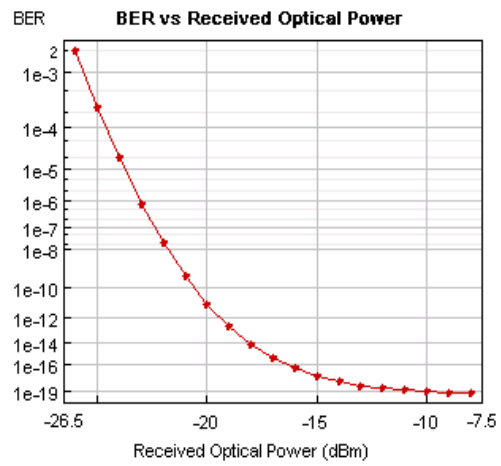
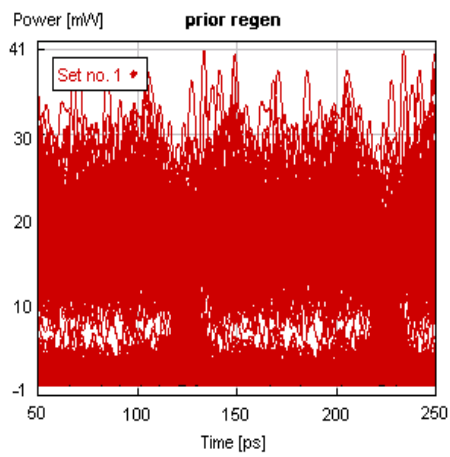


Στην έξοδο του αναγεννητή εξέρχονται

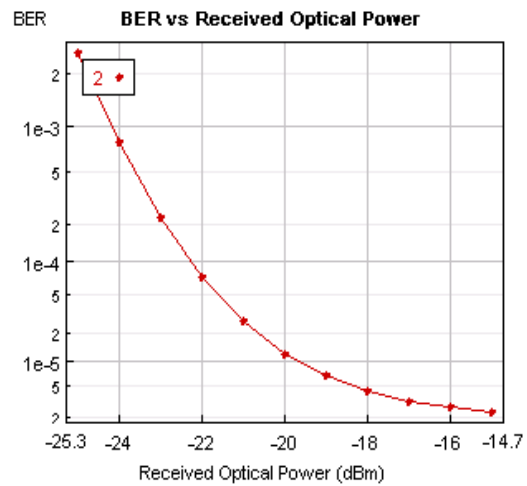
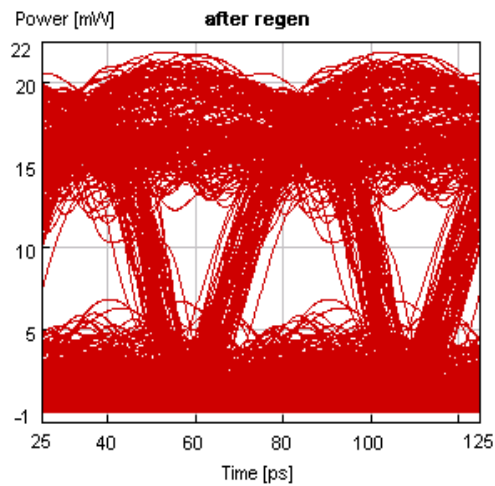


g)  $n = 10 \times 10^{-15} \text{ W/Hz}$

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε



Στην έξοδο του αναγεννητή

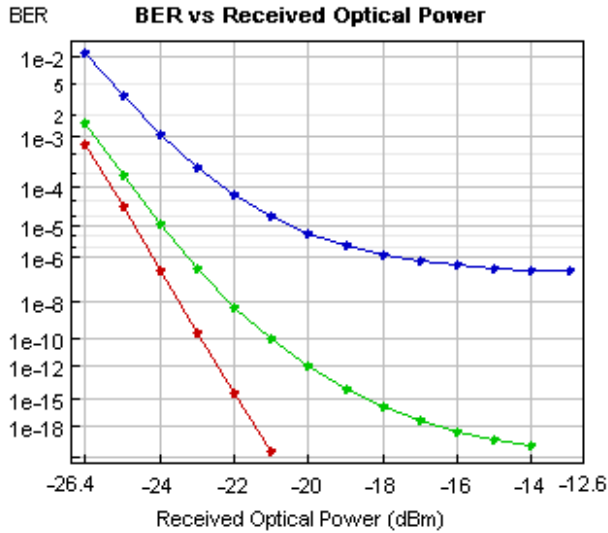


Συνοπτικά τα αποτελέσματα ήταν τα παρακάτω

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after noise	$\infty$	8.337948	2.34E-17
	after regen	5.48	3.695312	8.49E-05
b)	after noise	$\infty$	8.291504	3.45E-17
	after regen	6.21	4.707317	9.78E-07
c)	after noise	$\infty$	8.042932	2.69E-16
	after regen	6.89	4.654791	1.28E-06
d)	after noise	$\infty$	7.981073	4.44E-16
	after regen	7.08	4.640587	1.37E-06
e)	after noise	$\infty$	6.799026	3.23E-12
	after regen	20.58	4.280886	7.78E-06
f)	after noise	19.01	6.289413	9.87E-11
	after regen	$\infty$	4.058353	2.12E-05
g)	after noise	17.77	6.141261	2.54E-10
	after regen	$\infty$	3.98275	2.94E-05

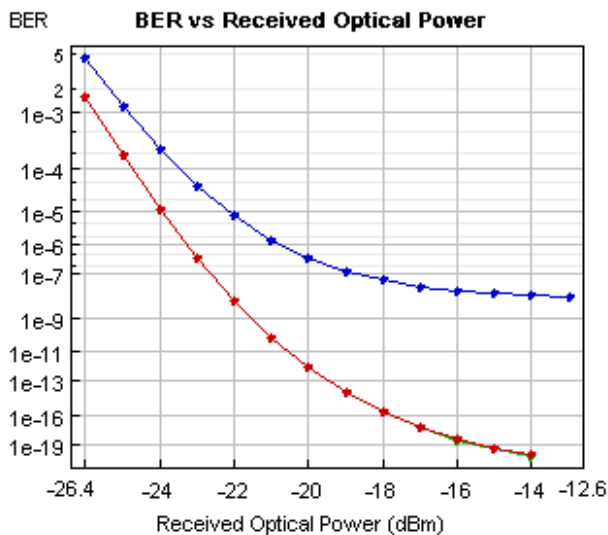
Τα συνδυασμένα διαγράμματα BER παρατίθενται παρακάτω ακολουθώντας ακριβώς την ίδια δεοντολογία με τις προηγούμενες περιπτώσεις.

a)  $n = 10e-18$  W/Hz



Το VPI εξήγαγε καμπύλη BER για το after noise signal αριστερότερα από εκείνο του backtoback . Κάτι τέτοιο είναι στην πραγματικότητα ανέφικτο , όμως εργαζόμενοι στο περιβάλλον του VPI και εξαιτίας ορισμένων εσφαλμένων bits για κάθε εξαγωγή του διαγράμματος BER , οφείλουμε να δεχτούμε τέτοια αποτελέσματα. Παρατηρώντας και το αντίστοιχο eye diagram, αυτή η τιμή του BER δεν μπορεί να δικαιολογηθεί.

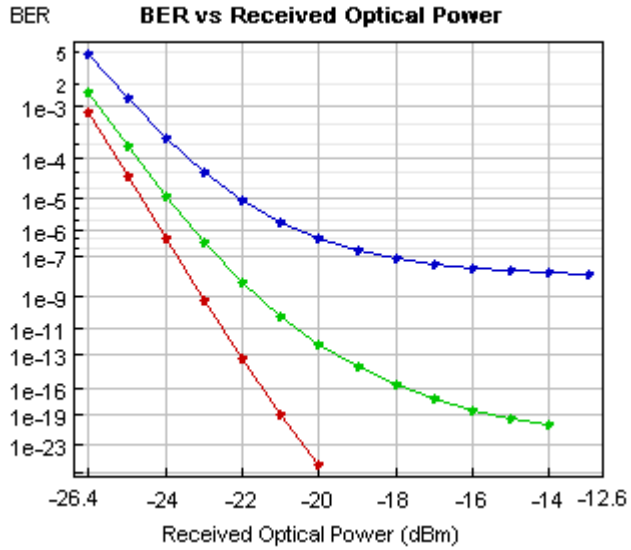
b)  $n = 80 \text{ e-18 W/Hz}$



Η καμπύλες του after noise και backtoback συμπίπτουν για αυτήν την τιμή θορύβου. Οι καμπύλες δείχνουν μια περισσότερο αναμενόμενη συμπεριφορά έναντι της προηγούμενης

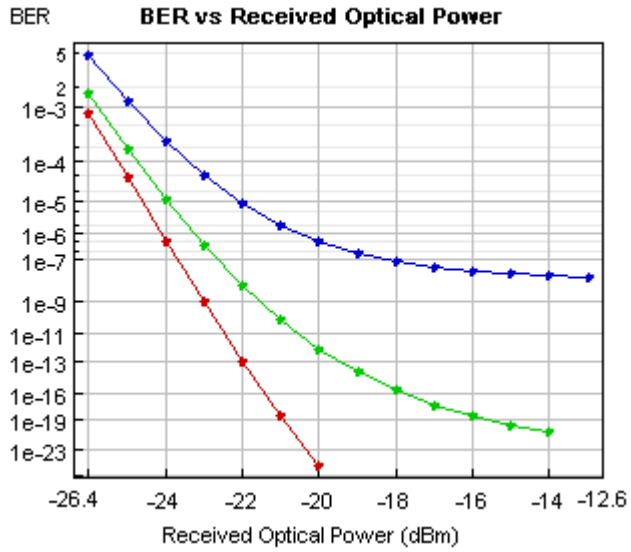
περίπτωσης και ο αναγεννητής μετατοπίζει την καμπύλη του BER του εισερχόμενου σήματος αρκετά δεξιότερα.

c)  $n = 80 \text{ e-17 W/Hz}$



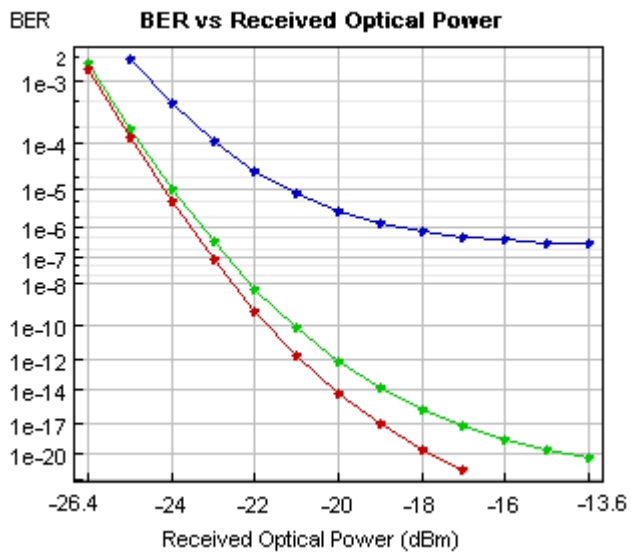
Ομοίως με την πρώτη περίπτωση το VPI εξάγει καμπύλη BER για το after noise αριστερότερα από το backtoback. Το VPI αδυνατεί να δείξει τα αναμενόμενα αποτελέσματα και για αυτή την τιμή θορύβου.

d)  $n = 10 \text{ e-16 W/Hz}$



Οι διαφορές με την προηγούμενη τιμή θορύβου είναι ελάχιστες.

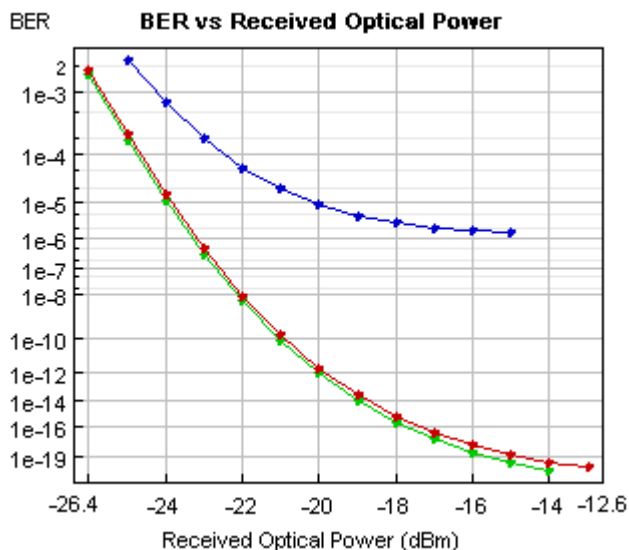
e)  $n = 60 \text{ e-16 W/Hz}$



Το after noise πλησιάζει την καμπύλη του backtoback. Αναγέννηση δεν υπάρχει.

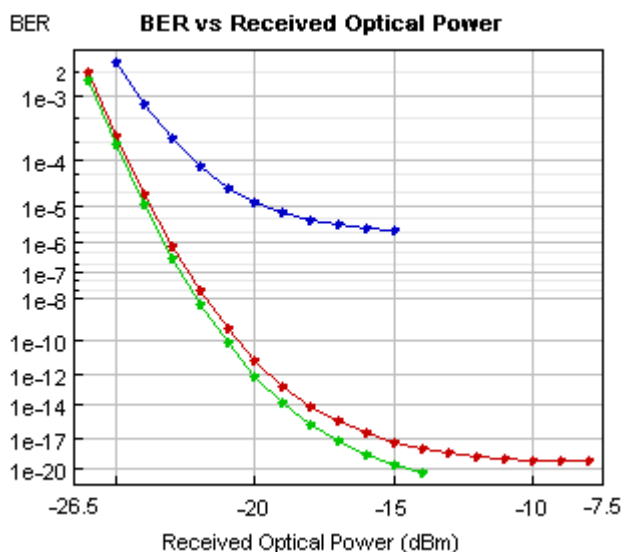
f)  $n = 90 \text{ e-16 W/Hz}$





Και σε αυτήν την περίπτωση δεν υπάρχει αναγέννηση. Το after noise εμφανίζει μια πιο αναμενόμενη συμπεριφορά και παρουσιάζει BER δεξιότερα από την αντίστοιχη καμπύλη του backto back.

g)  $n = 10 \text{ e-}15 \text{ W/Hz}$

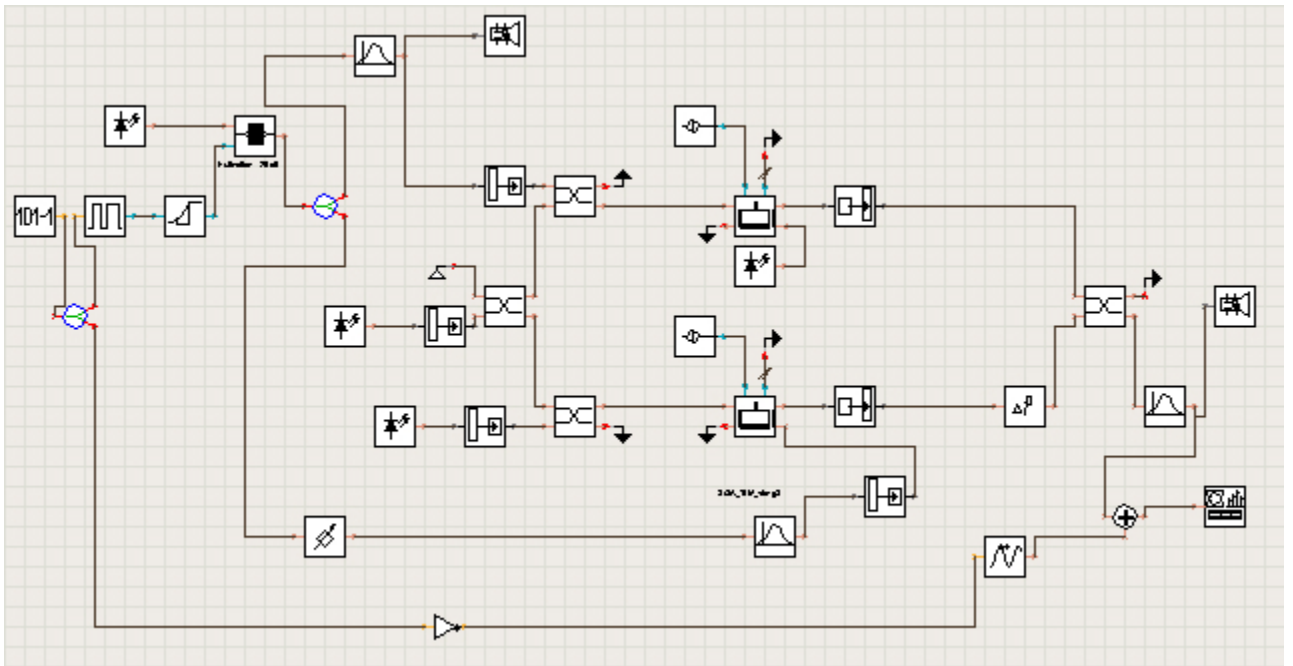


Το after noise μετατοπίζεται ακόμη δεξιότερα από την αμέσως προηγούμενη περίπτωση. Αναγέννηση και για αυτήν την τιμή φασματικής πυκνότητας ισχύος δεν υπάρχει.

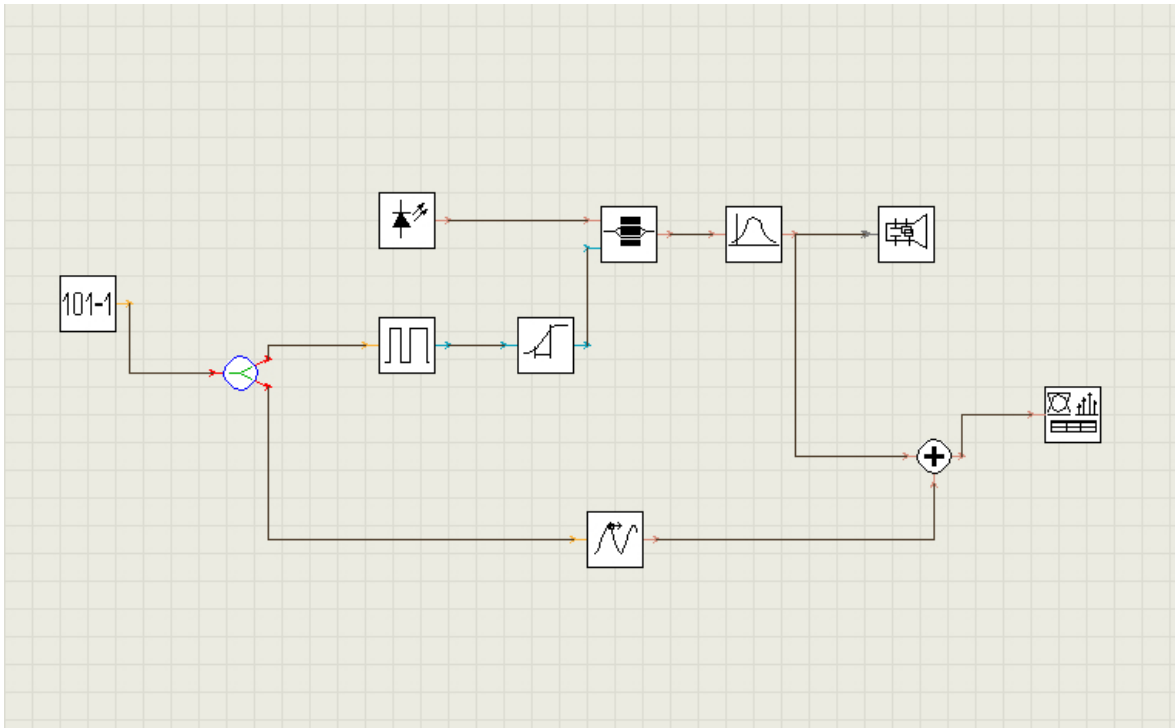
Ως κυριότερο συμπέρασμα από την παραπάνω ανάλυση μπορεί να θεωρηθεί η αδυναμία του VPI να ανταποκριθεί πλήρως σε αυτή την συνδεσμολογία αναγεννητή. Οι τιμές που συλλέχθηκαν απείχαν κατά πολύ από τις αναμενόμενες, γεγονός που μας αναγκάζει να θεωρήσουμε το VPI αναξιόπιστο για την εξαγωγή αποτελεσμάτων για αυτή την συνδεσμολογία αναγεννητή.

#### 4.3.2 Μελέτη αναγεννητικών ιδιοτήτων σε σήματα για διάφορες τιμές extinction ratio.

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με την βοήθεια του προγράμματος VPI είναι το ακόλουθο.

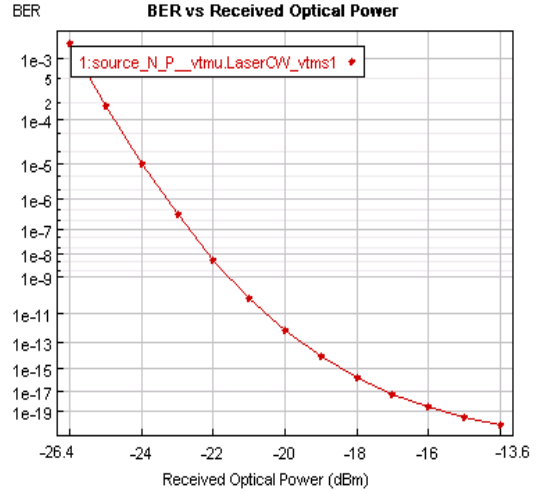
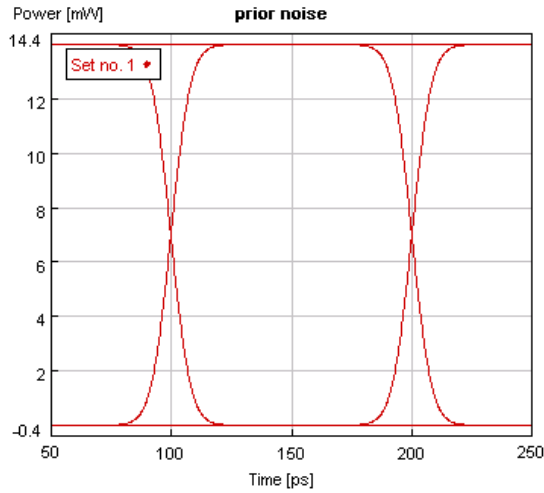


Για την εύρεση των BER και EYE διαγραμμάτων των σημάτων πριν την εισαγωγή στον αναγεννητή χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω κύκλωμα



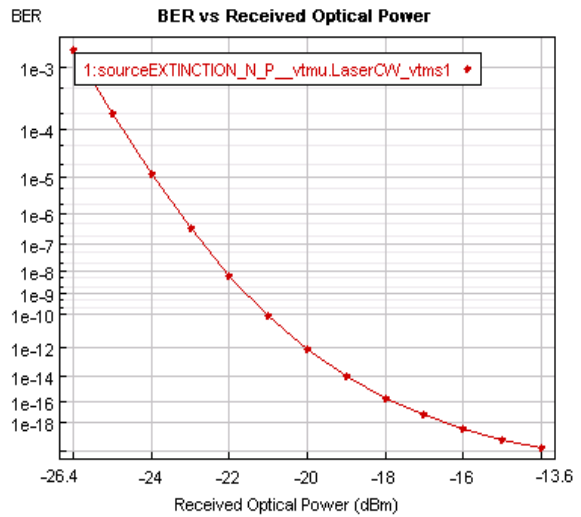
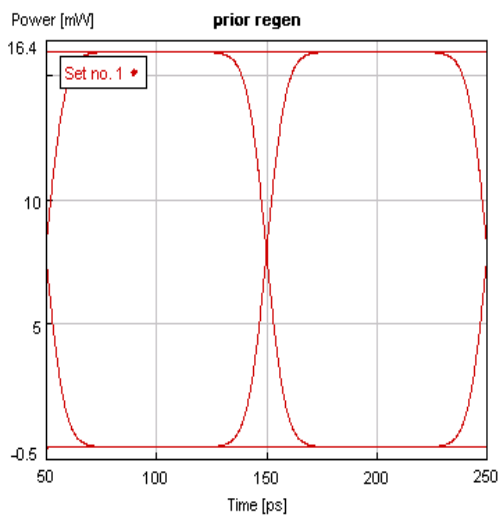
## Για PRBS-N

Το backtoback signal παραμένει το ίδιο με με την περίπτωση του noise για prbs-n ρυθμό και για ευκολία παρατίθενται και εδώ.

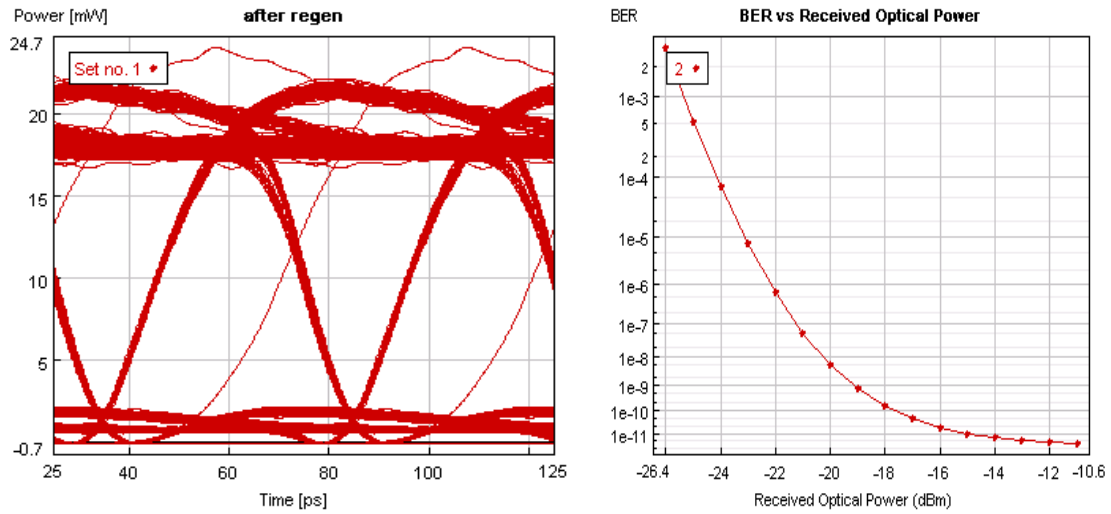


a) extinction = 25 db

Πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

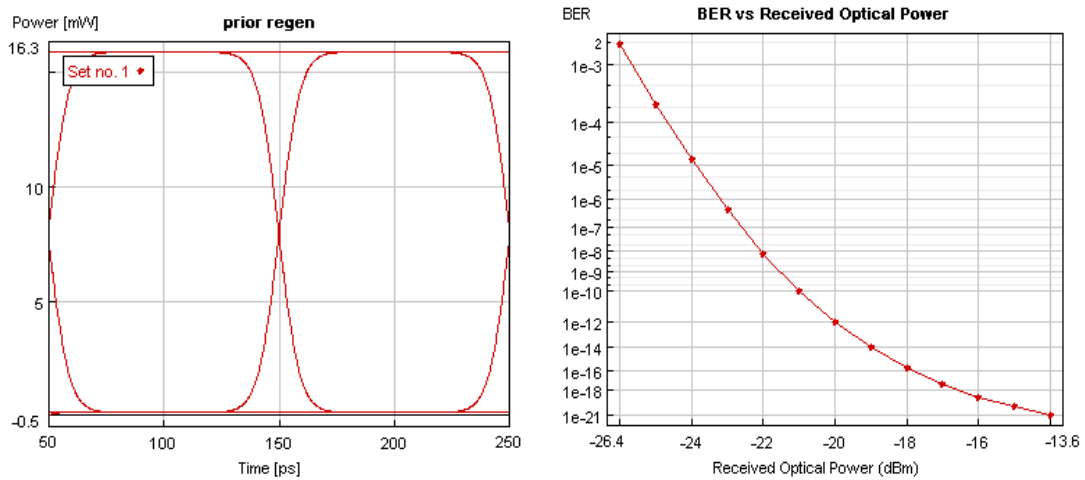


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή θα εξέρχονται τα παρακάτω

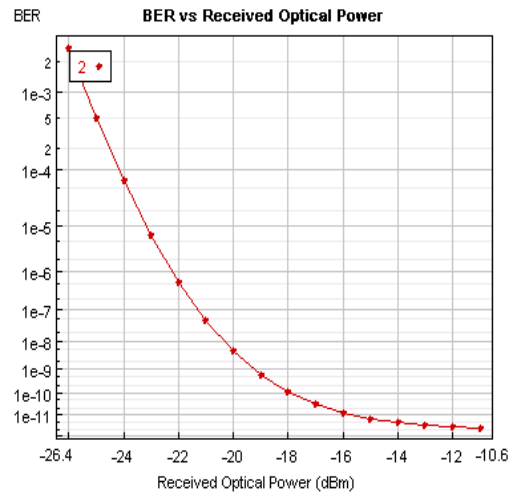
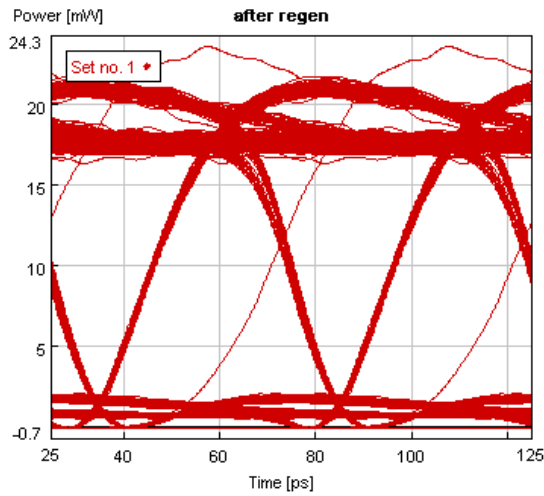


b) extinction = 20 db

στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται το παρακάτω σήμα:

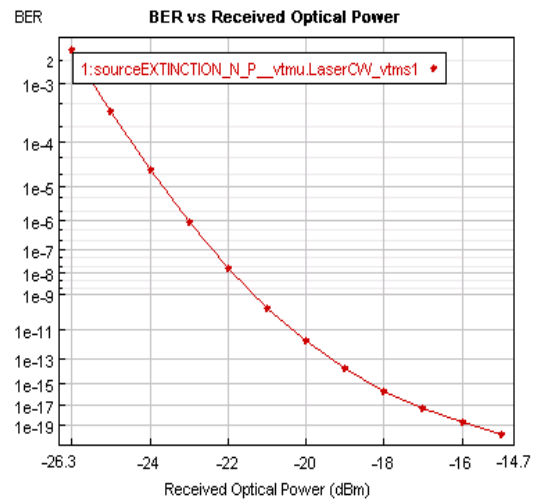
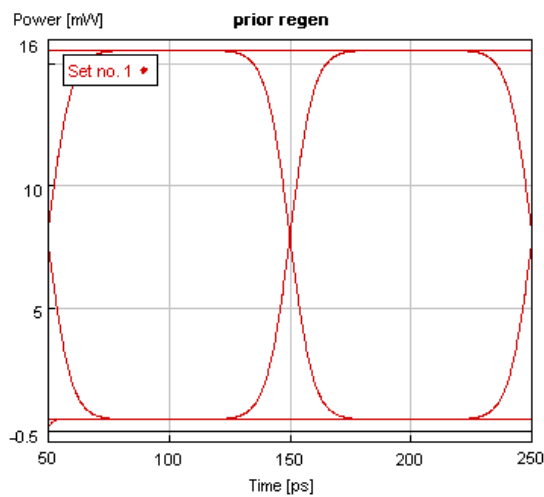


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή

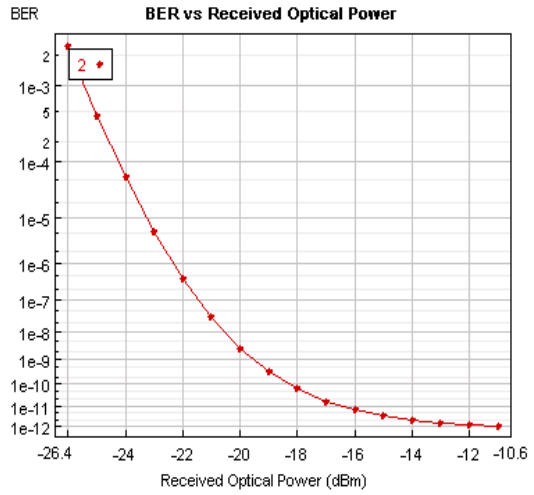
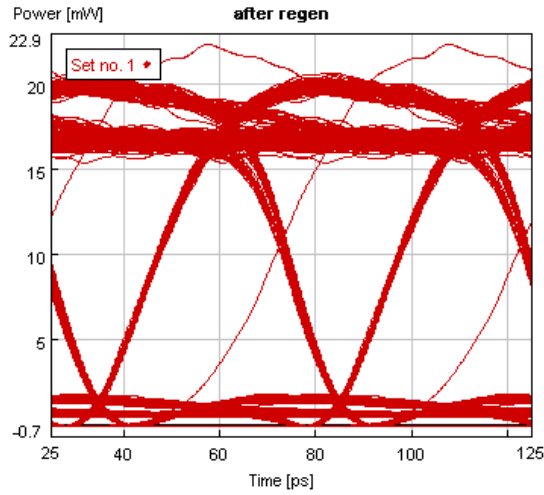


c) extinction = 15 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα

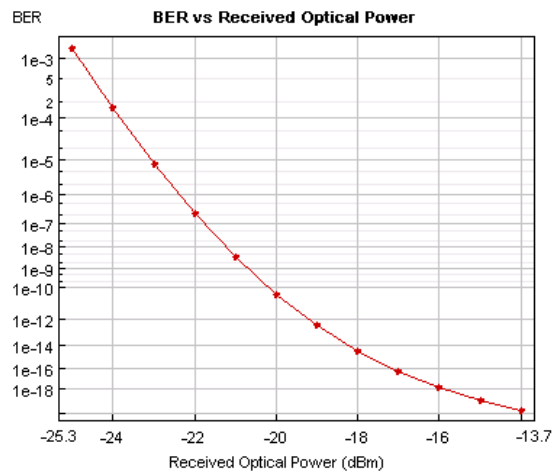
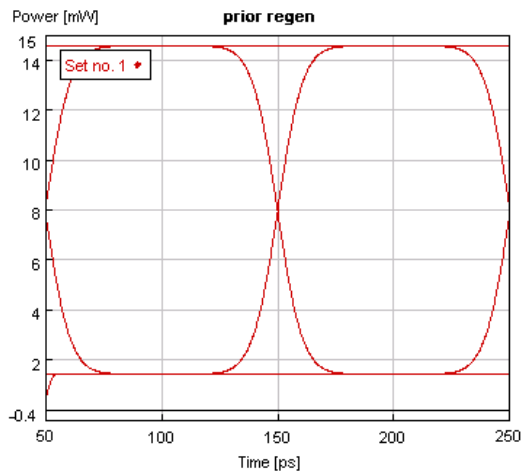


μετά την έξοδο από τον αναγεννητή εξέρχεται το παρακάτω σήμα

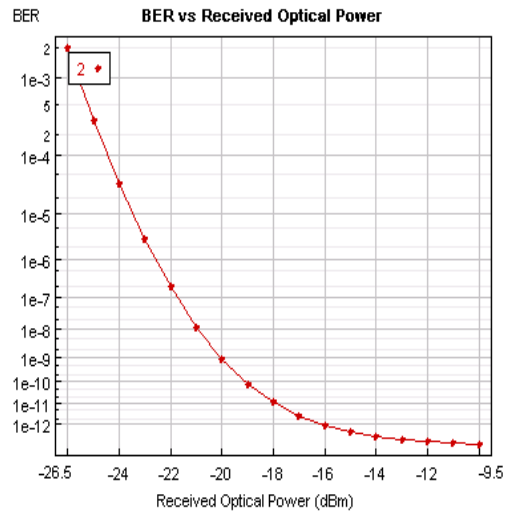
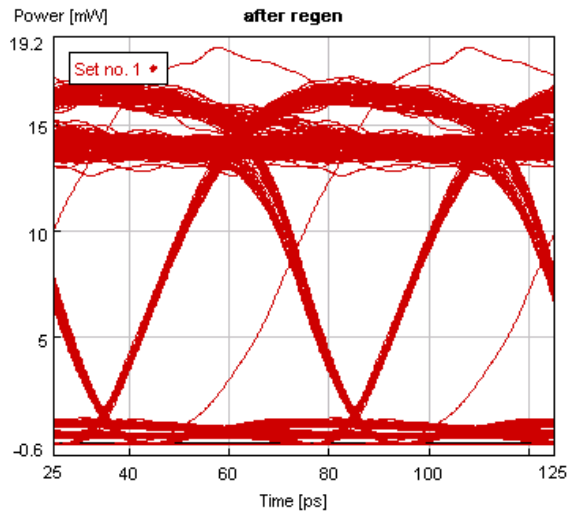


d) extinction = 10 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισάγεται

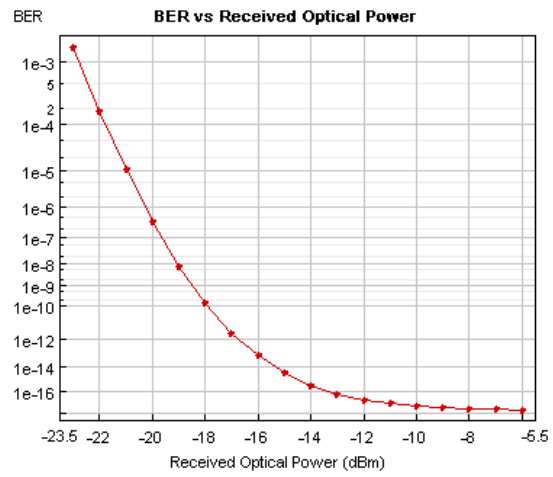
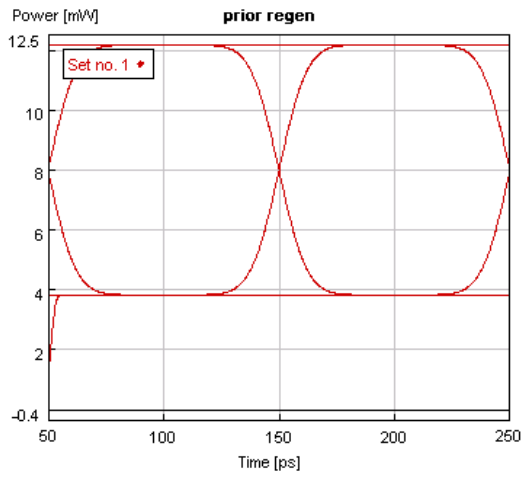


μετά την εισαγωγή στον αναγεννητή



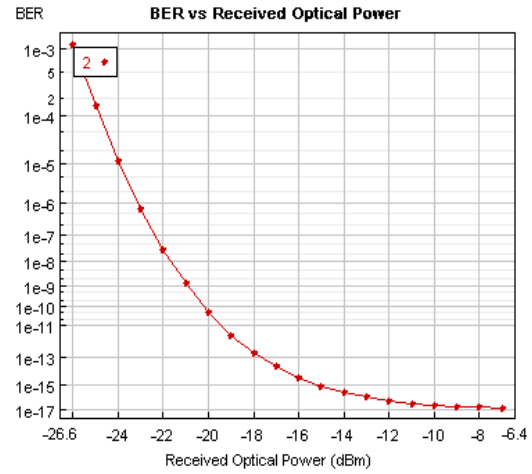
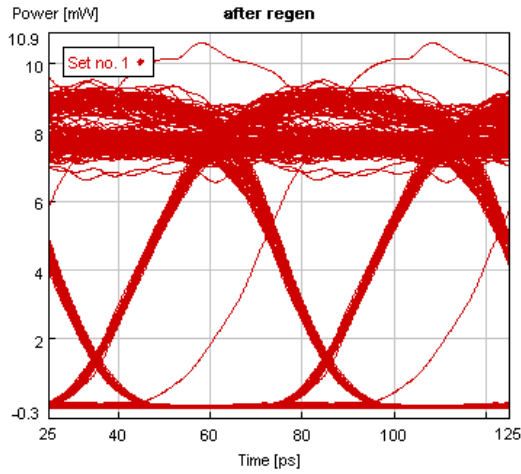
e) extinction = 5 db

πριν την είσοδο στον αναγεννητή



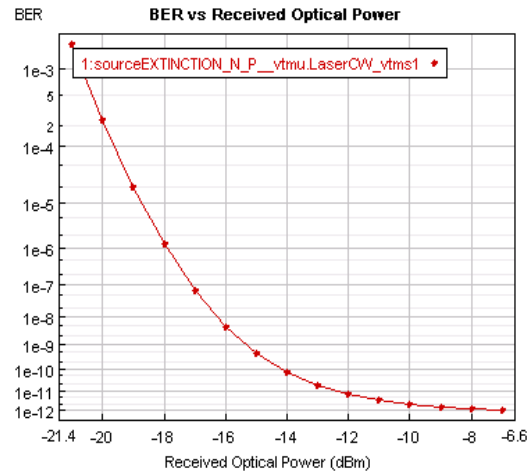
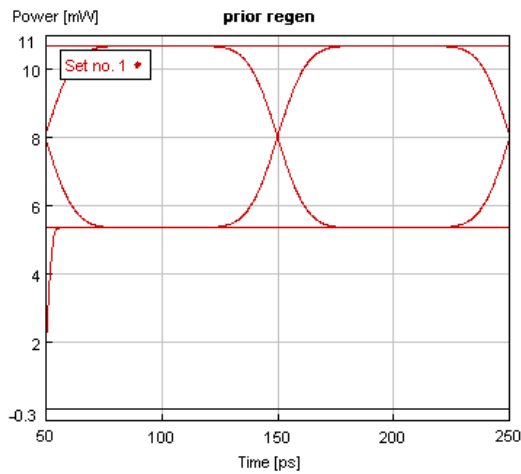
μετά την εισαγωγή στον αναγεννητή



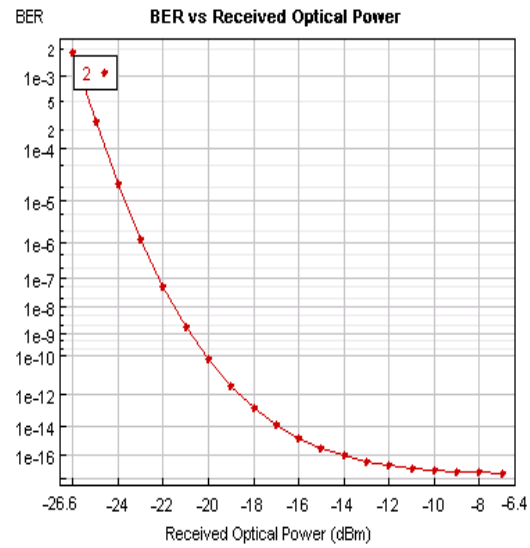
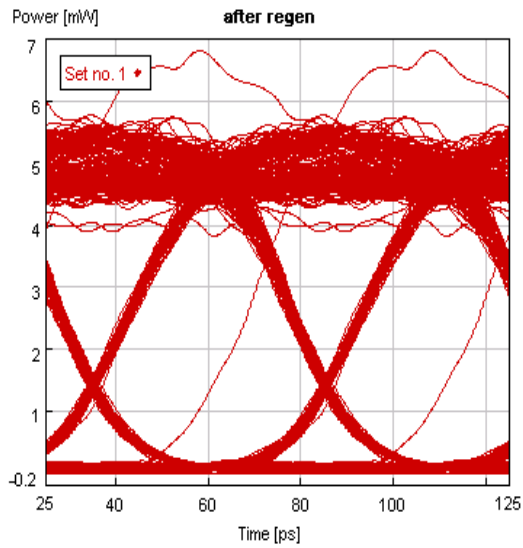


f) extinction = 3 db

Πριν την είσοδο στον αναγεννητή εισέρχεται το παρακάτω σήμα



μετα την έξοδο του αναγεννητή εξέρχονται

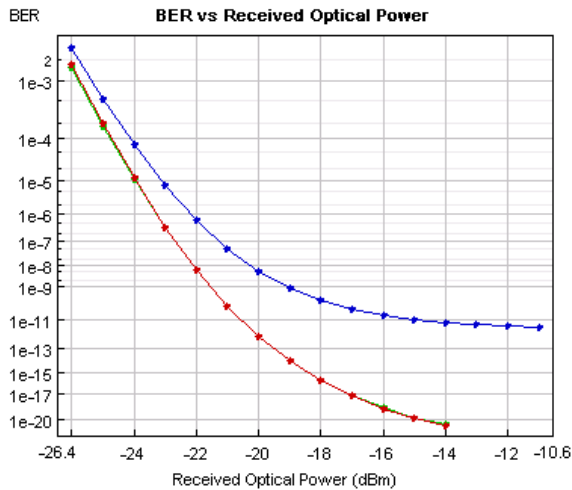


Συνοπτικά τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after extin	23.52	5.597775	6.17E-09
	after regen	6.21	5.394442	2.59E-08
b)	after extin	17.38	5.59554	6.18E-09
	after regen	6.36	5.43095	2.10E-08
c)	after extin	11.02	5.509884	1.01E-08
	after regen	6.84	5.519037	1.26E-08
d)	after extin	4.44	5.040857	1.45E-07
	after regen	8.53	5.753369	3.13E-09
e)	after extin	-4.95	3.498359	1.87E-04
	after regen	22.44	6.462877	2.92E-11
f)	after extin	-7.15	2.34274	0.008535
	after regen	9.87	6.453764	3.20E-11

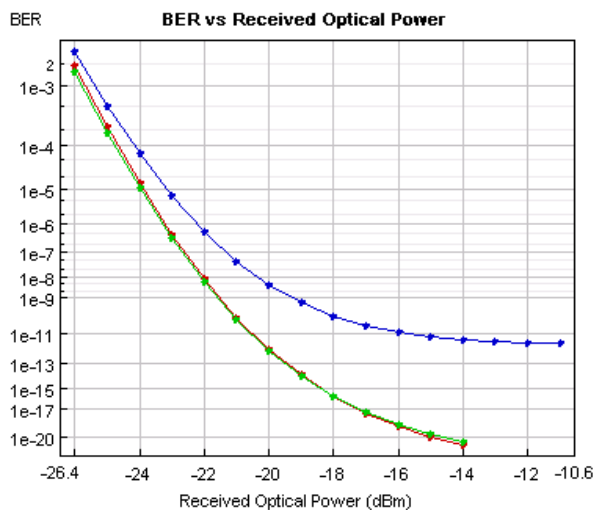
Τα συνδυασμένα BER ακόλουθώντας την ίδια αντιστοίχια χρωμάτων και σημάτων των προηγούμενων παραγράφων, παρουσιάζονται παρακάτω.

a) extinction = 25 db



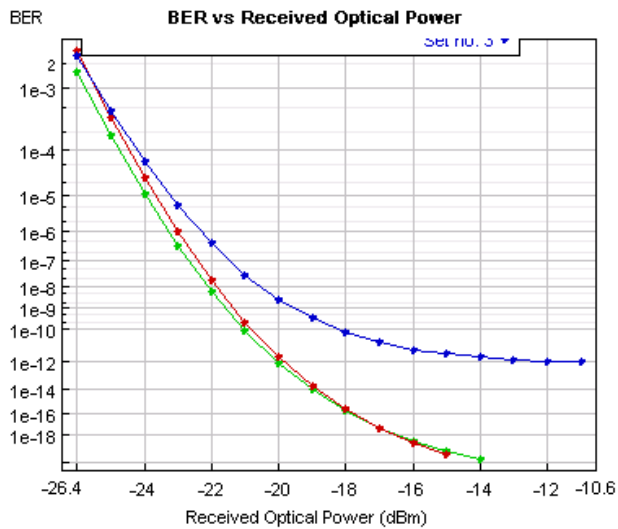
Για μία τόσο υψηλή τιμή extinction, οι καμπύλες των after extinction και backtoback συμπίπτουν, ενώ το after regenerator ber είναι περισσότερο δεξιά παρουσιάζοντας χειρότερο ποιοτικά BER. Ο αναγεννητής δυσχεραίνει την ποιότητα του εισερχόμενου σε αυτόν σήματος.

b) extinction = 20 db



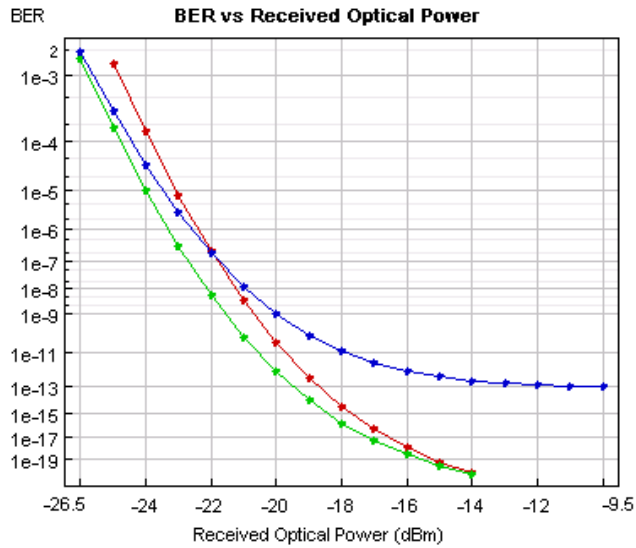
Οι διαφορές με την προηγούμενη περίπτωση είναι ελάχιστες , με την καμπύλη του after extinction να διαχωρίζεται ελάχιστα από εκείνη του backtoback.

c) extinction = 15 db



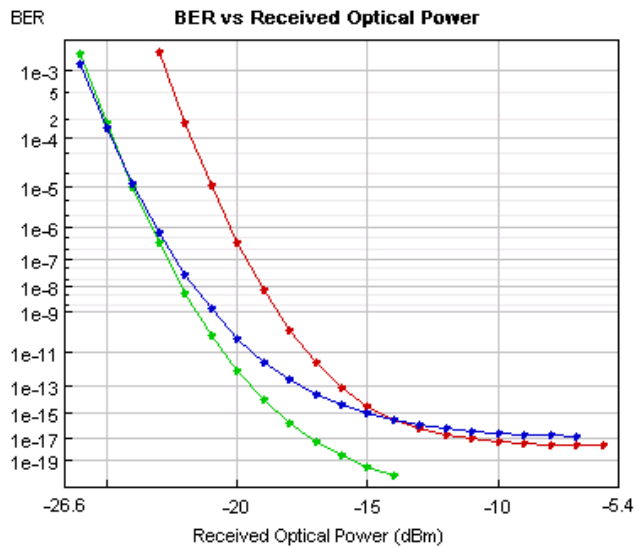
Η καμπύλη του after extinction διαχωρίζεται ακόμη περισσότερο προς τα δεξιά, εφόσον έχει μία αρκετά χαμηλή τιμή extinction, ενώ ο αναγεννητής συνεχίζει να επιδεινώνει το εισερχόμενο σήμα, εξάγοντας καμπύλη BER δεξιότερα από το after extinction.

d) extinction = 10 db



Από την τιμή αυτήν είναι εμφανής κάποια αναγεννητική δραστηριότητα, αφού για τιμές λαμβανόμενης ισχύος μέχρι τα -22dBm (και για τιμές BER μέχρι  $e^{-7}$  περίπου), η καμπύλη του after regenerator είναι αριστερότερα από εκείνη του after extinction.

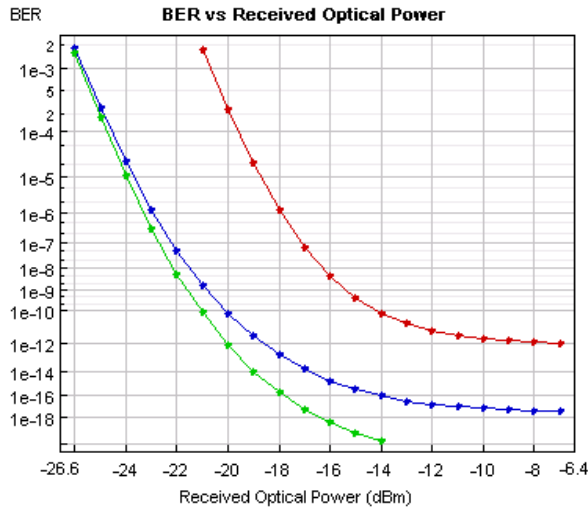
e) extinction = 5 db



Για την τιμή αυτήν, η αναγέννηση είναι περισσότερο αισθητή, με την καμπύλη του after regenerator να συμπίπτει πλήρως με εκείνη του backtoback για τιμες ber έως τα  $e^{-6}$  περίπου,

και να συνεχίζεται η αναγεννητική δράση μέχρι την τιμή των  $e-15$  για τιμή ισχύος τα  $-15$  dbm.

f) extinction = 3 db

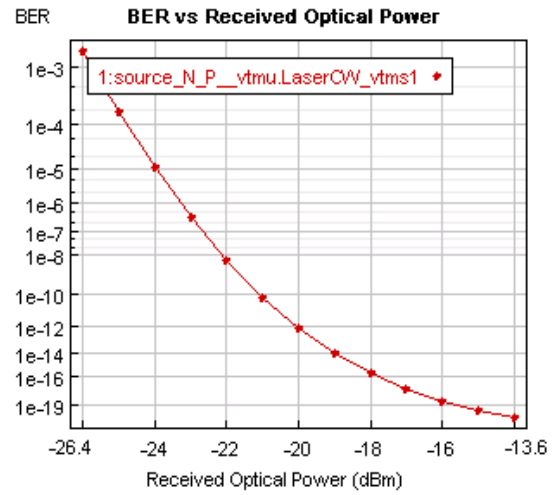
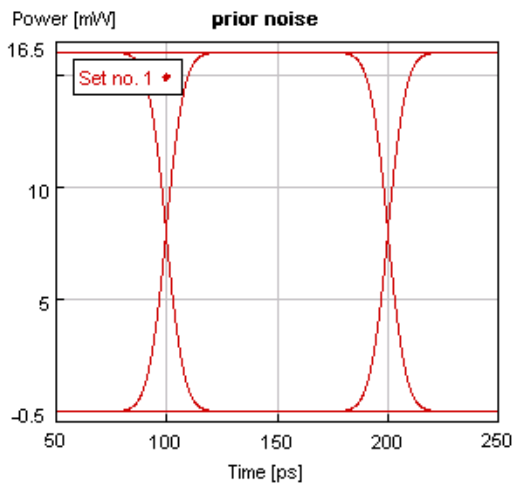


Παρόλο που η τιμή του extinction είναι αρκετά υψηλή, ο αναγεννητής εμφανίζει μεγάλη αναγεννητική δραστηριότητα, με την καμπύλη του after regenerator να είναι κατά πολύ αριστερότερα εκείνης του after extinction, πλησιάζοντας αρκετά το τέλειο backtoback σήμα.

Το κυριότερο συμπέρασμα που μπορούμε να εξάγουμε από τα παραπάνω αποτελέσματα, είναι η μεγάλη ικανότητα αντιμετώπισης του φαινομένου του extinction για αυτόν τον ρυθμό prbs-n. Ακόμη και για υπερυψηλές τιμές extinction όπως αυτή των 3db, ο αναγεννητής παρουσιάζει μία εντυπωσιακή αποτελεσματικότητα.

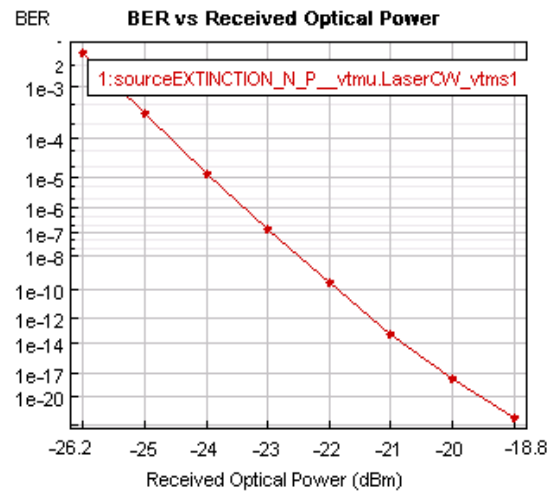
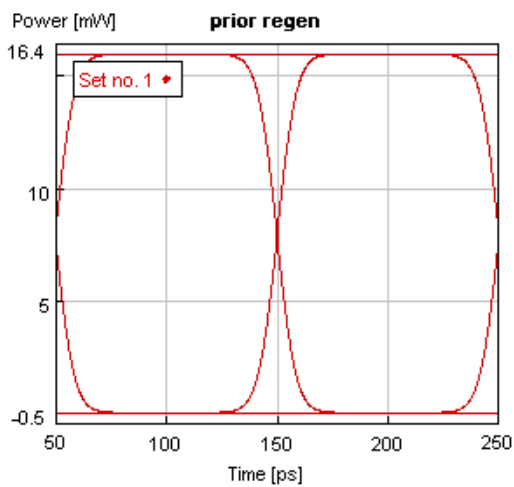
### Για prbs(mark probability 0.5)

Το Backtoback signal είναι το ίδιο με εκείνο που αναφερθηκε στην μελέτη των θορύβων και για ευκολία παρατίθεται και εδώ.

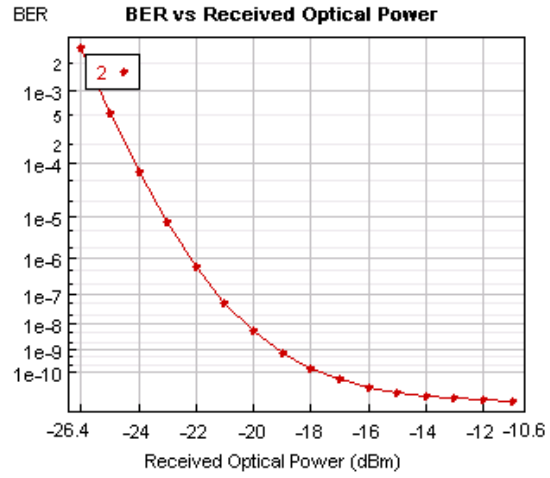
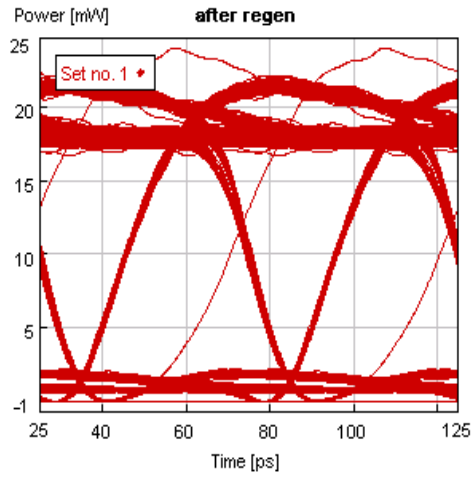


a) extinction = 25 db

Στην είσοδο του αναγεννητή εισάγεται

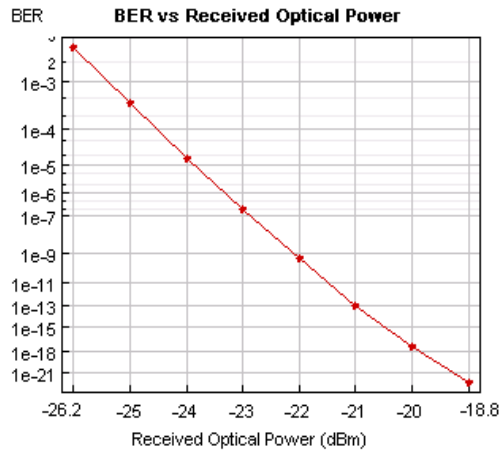
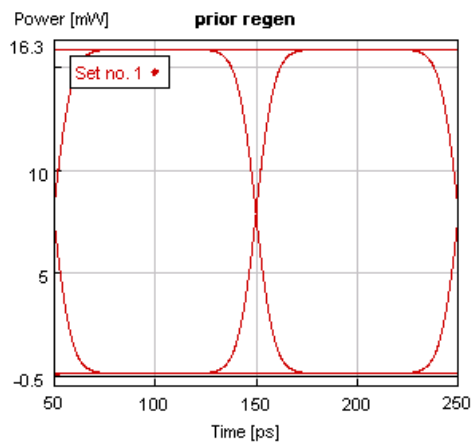


Στην έξοδο εξέρχεται το ακόλουθο



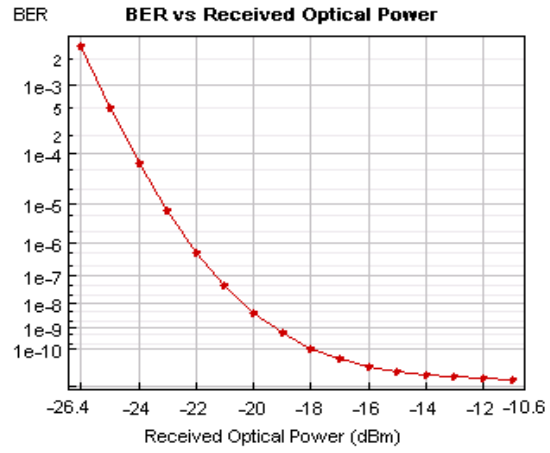
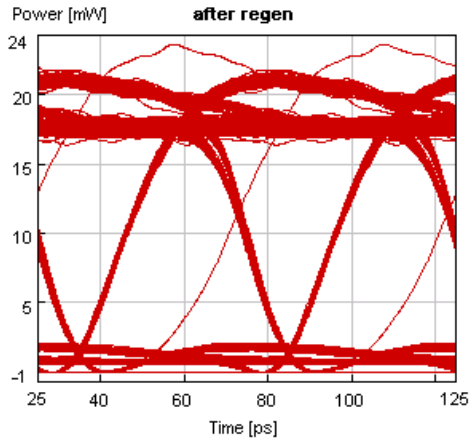
b) extinction = 20 db

Στην είσοδο του αναγεννητή μπαίνει



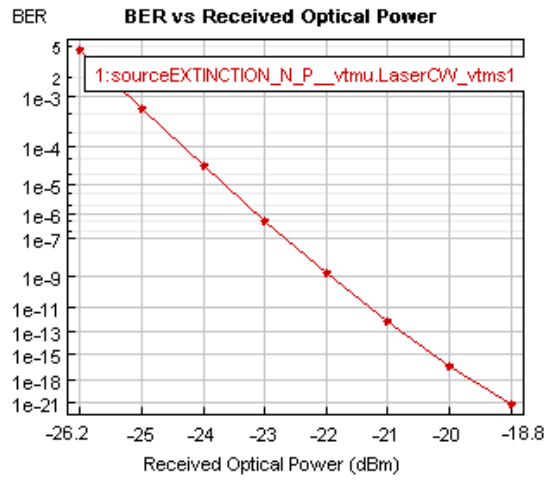
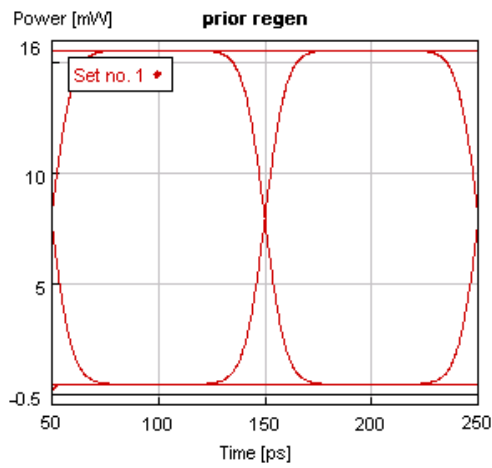
Στην έξοδο απέρχονται τα εξής



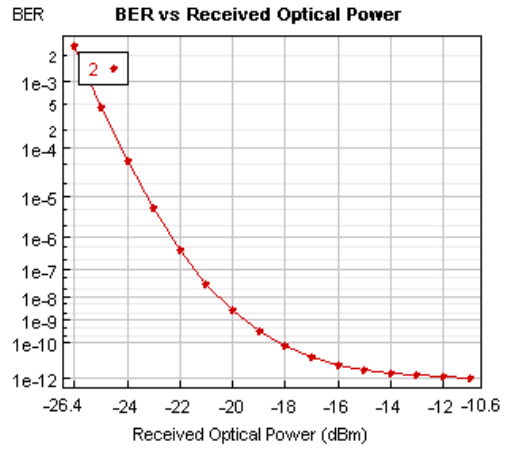
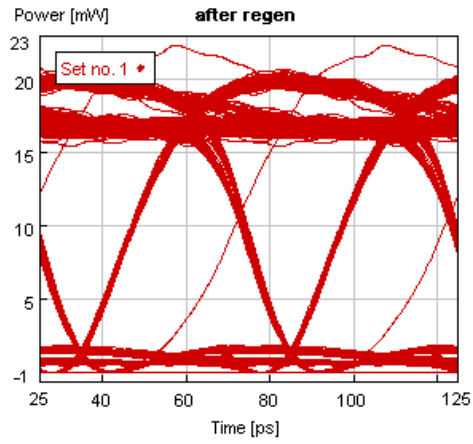


c) extinction = 15 db

Στην είσοδο

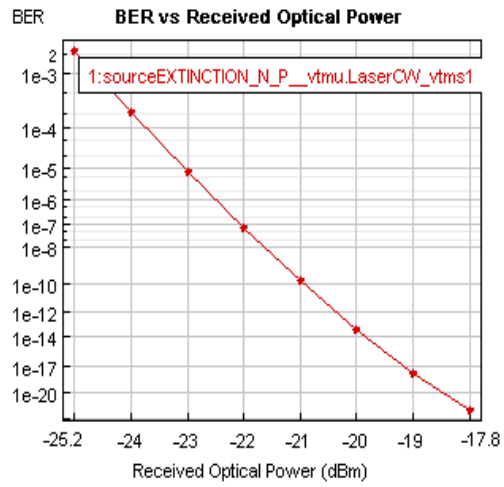
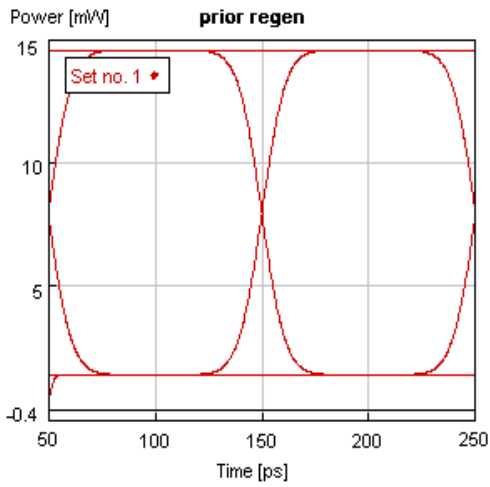


Στην έξοδο

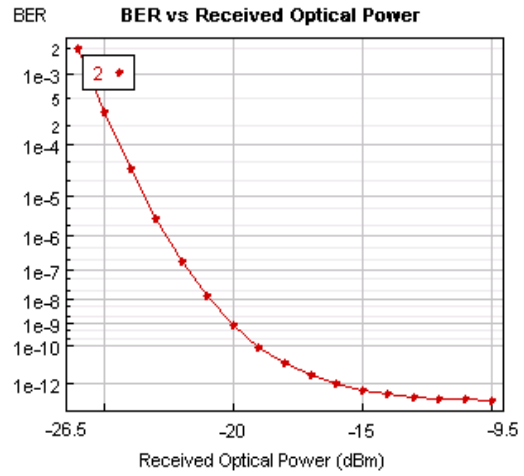
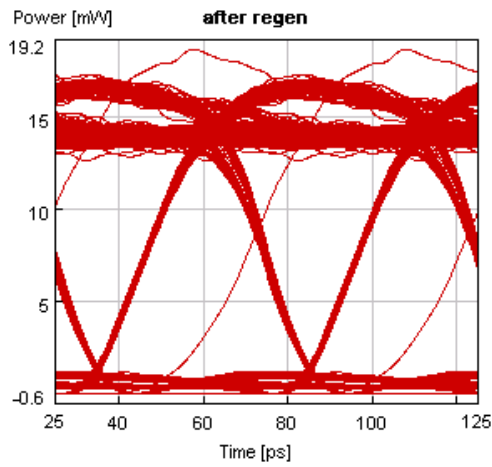


d) extinction = 10db

Στην είσοδο έχουμε

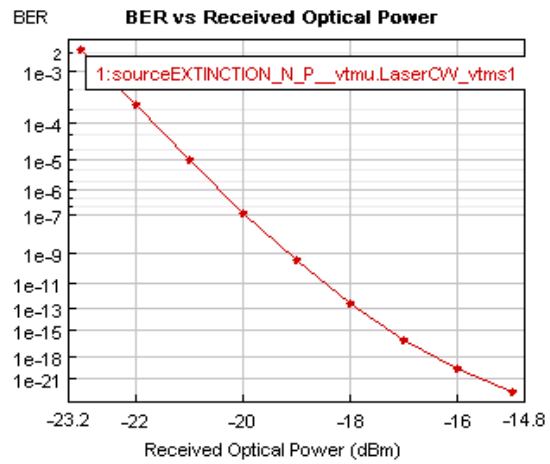
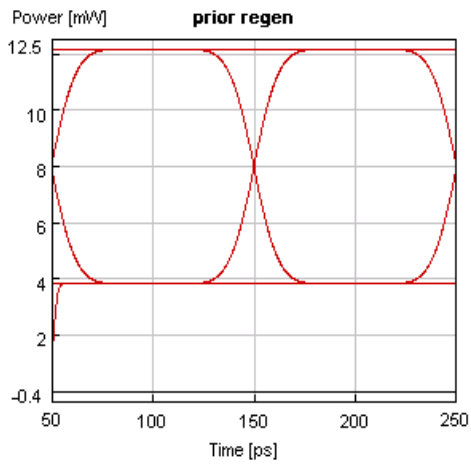


Στην έξοδο

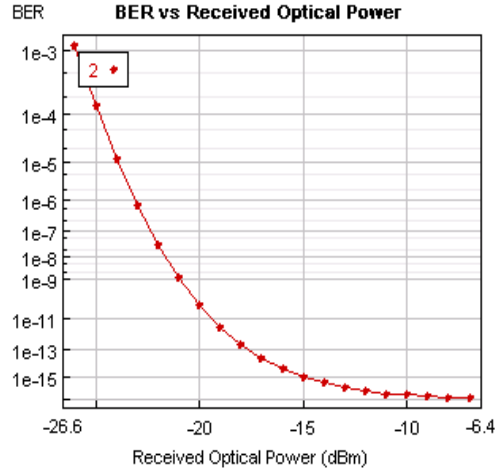
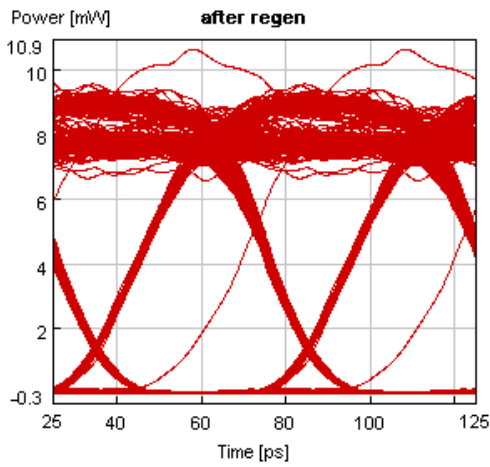


e) extinction = 5 db

Στην είσοδο έχουμε

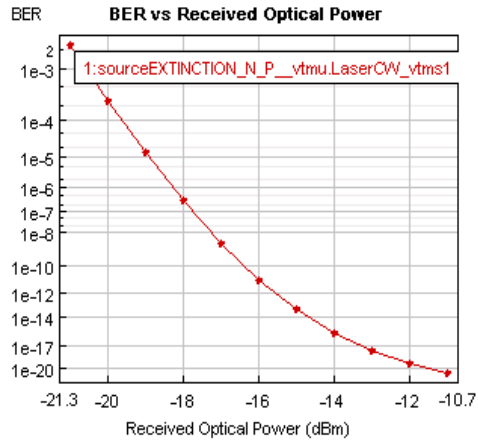
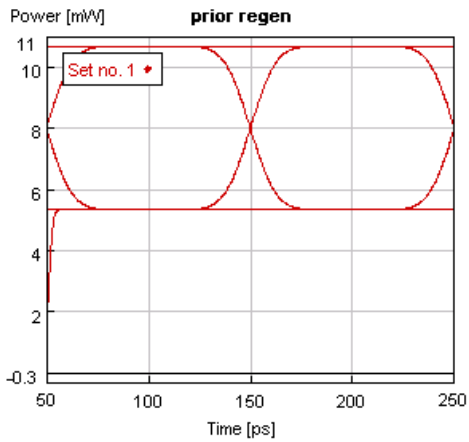


Στην έξοδο αντίστοιχα

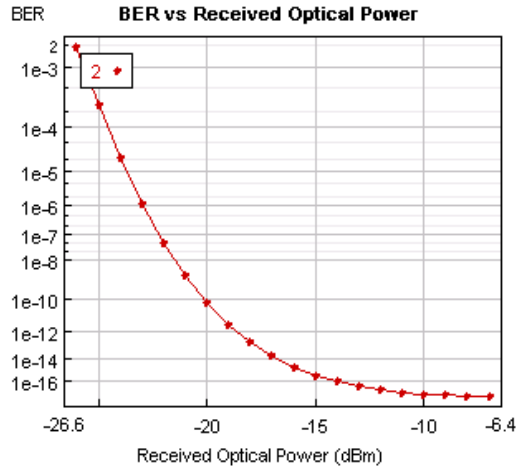
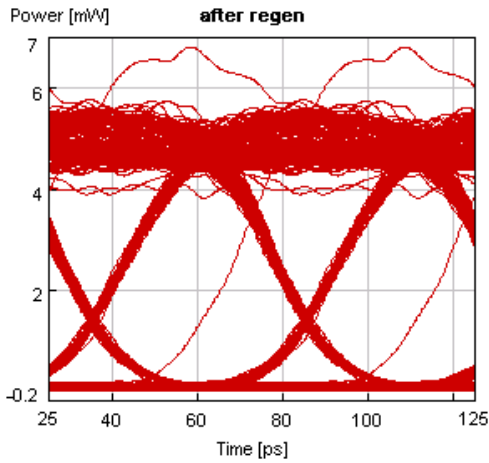


f) extinction = 3 db

Στην είσοδο του αναγεννητή έχουμε



Στην έξοδο θα εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

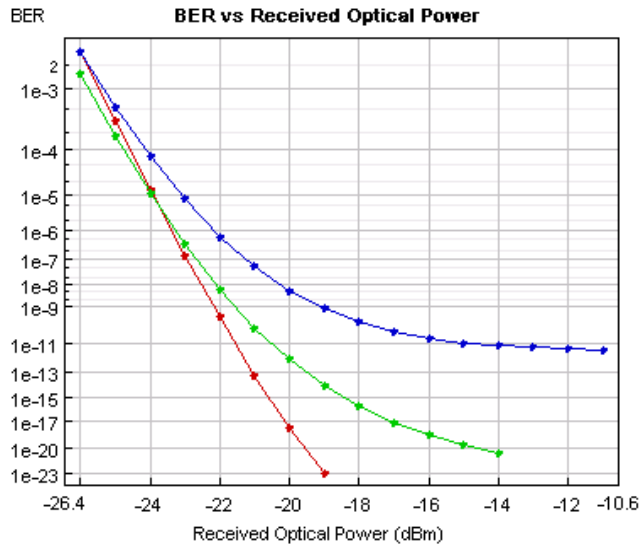


Συγκεντρωμένα τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω

		SNR(dB)	Q	BER
a)	after extin	$\infty$	6.275228	1.11E-10
	after regen	6.21	5.394442	2.59E-08
b)	after extin	$\infty$	6.2665	1.16E-10
	after regen	6.36	5.43095	2.10E-08
c)	after extin	$\infty$	6.148876	2.45E-10
	after regen	6.84	5.519037	1.26E-08
d)	after extin	$\infty$	5.544671	1.00E-08
	after regen	8.53	5.753369	3.13E-09
e)	after extin	$\infty$	3.687799	9.48E-05
	after regen	22.44	6.462877	2.92E-11
f)	after extin	$\infty$	2.414919	0.007187
	after regen	9.87	6.453764	3.20E-11

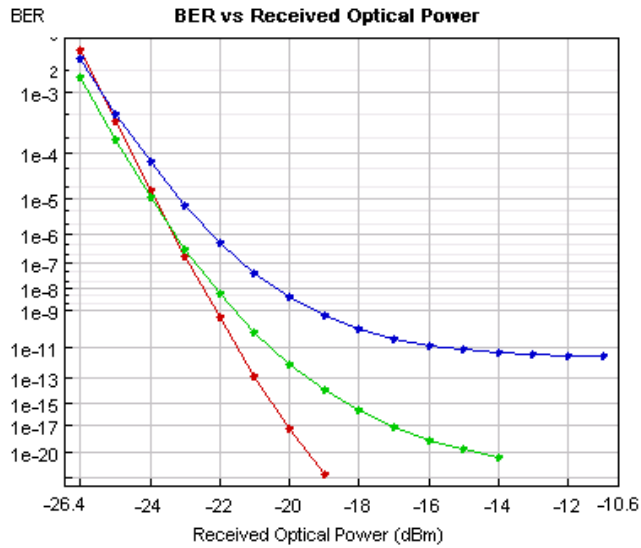
Τα συνδυασμένα διαγράμματα BER ακολουθώντας την ίδια αντιστοιχία στα χρώματα όπως με τις προηγούμενες περιπτώσεις είναι:

a) extinction = 25 db



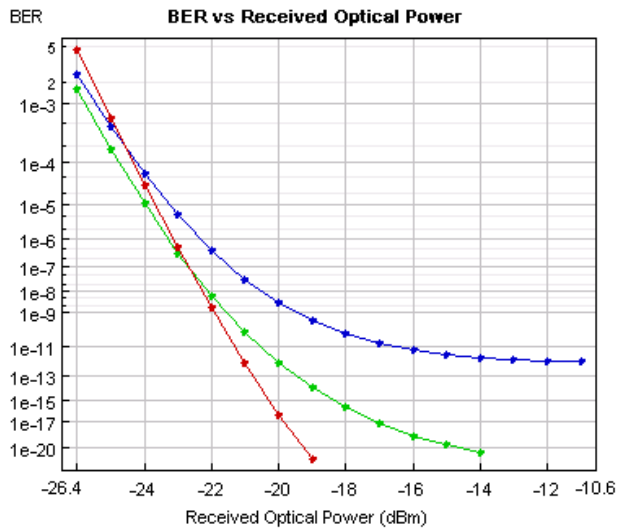
Βλέπουμε ότι μέχρι τα -24 dbm το after extinction σήμα παρουσιάζει χειρότερο ποιοτικά BER, ενώ άνω της τιμής αυτής παρουσιάζει αριστερότερη καμπύλη BER. Αυτό στην πραγματικότητα δεν είναι εφικτό, αλλά στο προσομοιωτικό περιβάλλον VPI και με δεδομένο ορισμένα εσφαλμένα bits στην αρχή της προσομοίωσης, εξάγεται τελικά το παραπάνω BER. Αναγεννητική δράση δεν υφίσταται για καμία τιμή επίσης, εφόσον ο αναγεννητής χαλάει το σήμα για όλες τις τιμές λαμβανόμενης ισχύος.

b) extinction = 20 db



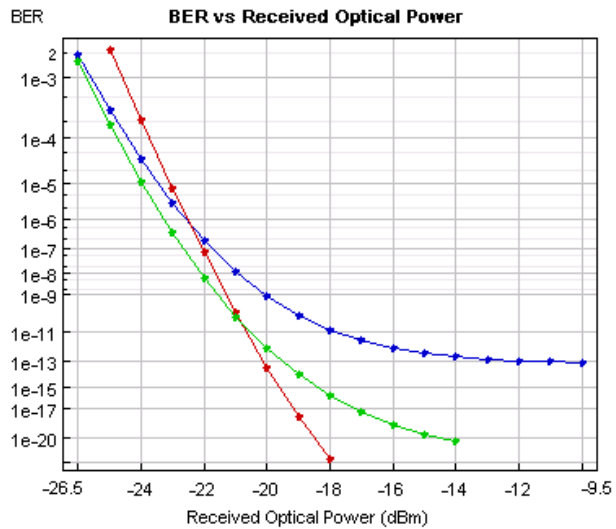
Όμοια με την προηγούμενη περίπτωση, το after extinction signal παρουσιάζει για τιμή άνω των -24 dbm αριστερότερη καμπύλη BER από το αντίστοιχο backtoback. Αναγέννηση παρατηρείται ελάχιστα για τιμή μέχρι -25 dbm περίπου, αλλά παραμένει σε μη αποδεκτό επίπεδο BER (γύρω στα  $e^{-3}$  έως  $e^{-4}$ ).

c) extinction = 15 db



Σε αυτήν την περίπτωση το after extinction παρουσιάζει καλύτερο ποιοτικά BER για τιμή άνω των -23 dbm. Αυξήθηκε επίσης και η αναγεννητική δράση της συνδεσμολογίας μέχρι την τιμή των -24,5 dbm.

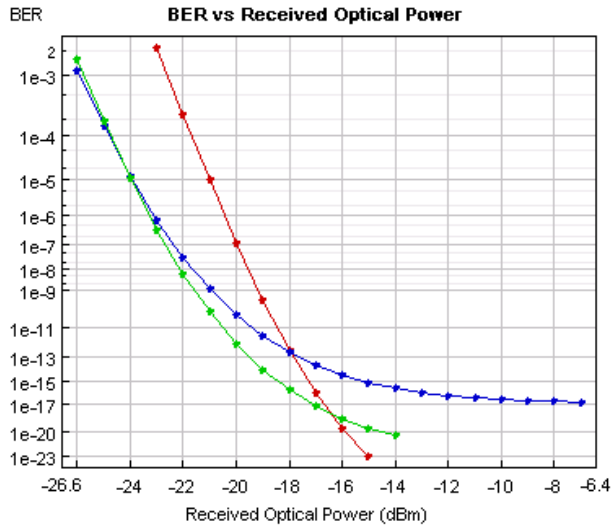
d) extinction = 10 db



Το εισερχόμενο στον αναγεννητή σήμα είναι χειρότερο ποιοτικά μέχρι την τιμή των -21 dbm . Ο αναγεννητής βελτιώνει το σήμα για τιμές λαμβανόμενης ισχύος μέχρι τα -21 dbm. Έπειτα αυτής της τιμής το after extinction signal χαλάει. Η αναγεννητική δράση στην αρχή είναι εμφανής.

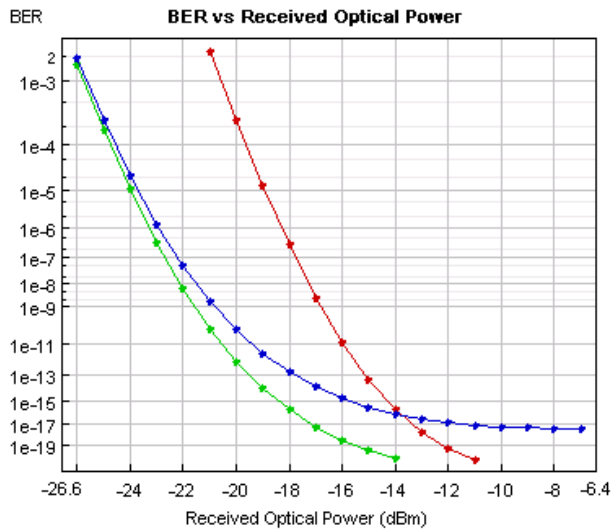
e) extinction = 5 db





Για αυτήν την τιμή του extinction , το after extinction signal παρουσιάζει καμπύλη κατά πολύ δεξιότερα από το backtoback μέχρι την τιμή των -16,5 dbm περίπου. Παρατηρούμε ότι αναγέννηση σήματος υπάρχει για το μεγαλύτερο και σημαντικότερο μέρος των λαμβανόμενων ισχύων , μέχρι την τιμή των -18 dbm. Αξιοσημείωτη είναι εδώ η αποτελεσματικότητα του αναγεννητή , που για τόσο υψηλή τιμή του extinction βελτιώνει αισθητά το εισερχόμενο σήμα, για ένα μεγάλο εύρος τιμών. Οι τιμές που έχουν περισσότερο σημασία είναι για ber μέχρι e-10 όπου ο αναγεννητής είναι ιδιαίτερα αποτελεσματικός.

f) extinction = 3 db



Είναι εμφανής η αναγεννητική δράση για ένα ακόμη μεγαλύτερο εύρος τιμών λαμβανόμενης ισχύος, μέχρι την τιμή των -14 dbm, για μια όμως ανέφικτη ποιοτικά τιμή BER ( $e^{-16}$ ).

Από την μελέτη όλων των συνδυασμένων BER για αυτόν τον ρυθμό PRBS, παρατηρούμε μία αρκετά υψηλή ικανότητα αναγέννησης σήματος, ιδιαίτερα για μεγάλες τιμές του extinction. Η συμπεριφορά αυτή μας προτρέπει να θεωρήσουμε αυτήν την συνδεσμολογία αναγεννητή ως την πλέον ενδεδειγμένη για την αντιμετώπιση του φαινομένου αυτού, ιδιαίτερα για μεγάλες τιμές (από 10 έως 3 db extinction).

## Κεφάλαιο 5<sup>ο</sup> : Μελέτη Διαδοχικής σύνδεσης πολλαπλών διακοπτών MZI (cascadability)

Η ικανότητα αυτή αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα κριτήρια για την αξιολόγηση της απόδοσης των οπτικών πυλών, δεδομένου ότι καθορίζεται από πολλά επιμέρους κριτήρια, όπως ο λόγος σβέσης ON-OFF (extinction ratio), το παράθυρο μεταγωγής (η ταχύτητα λειτουργίας του διακόπτη), η ενέργεια και η σταθερότητα λειτουργίας και ο θόρυβος. Η ανάγκη για διαδοχική σύνδεση πολλαπλών διακοπτών είναι μεγάλη, αφού, αν μια πύλη δεν μπορεί να οδηγήσει μία άλλη, καθίσταται ανέφικτη η σχεδίαση σύνθετων αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων, τα οποία απαιτούν τη χρήση ενός μεγάλου αριθμού πυλών.

Στο προσομοιωτικό μας περιβάλλον (VPI), θα συνδέουμε διαδοχικά οπτικούς διακόπτες (standard scheme και Differentially biased bidirectional scheme) σε σειρά, μελετώντας κυρίως τα στοιχεία και τα χαρακτηριστικά στην έξοδο του τελευταίου στην σειρά διακόπτη, ούτως ώστε να διαπιστώσουμε τον βαθμό ικανότητας διαδοχικής σύνδεσης των οπτικών διακοπτών (cascadability).

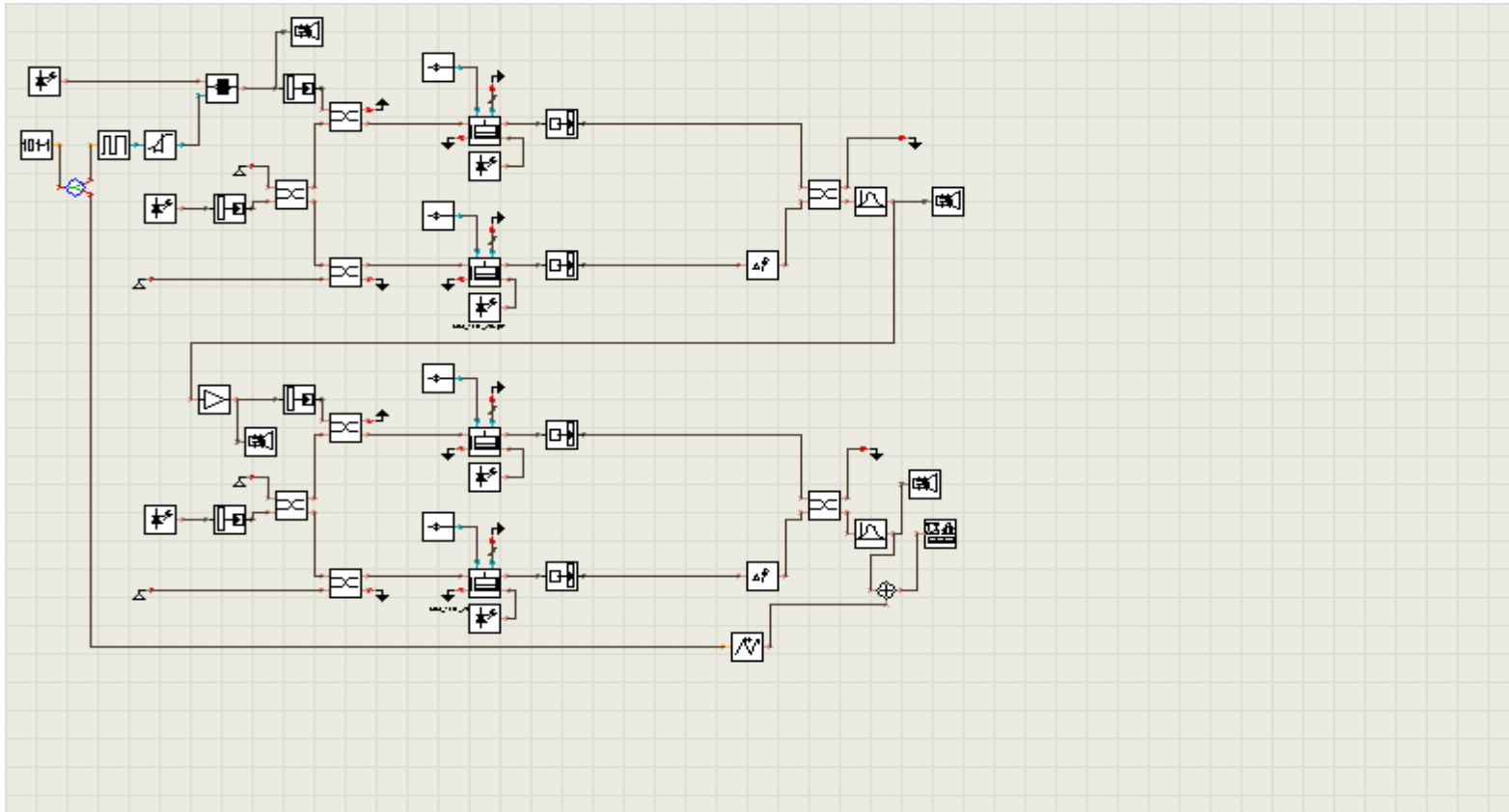
Στην μελέτη αυτή θα συγκρίνουμε στοιχεία όπως BER και διάγραμμα ματιού (eye diagrams) και θα καθορίζουμε την βέλτιστη περιοχή λειτουργίας κάθε διακόπτη ξεχωριστά, ώστε να επιτύχουμε τον μέγιστο δυνατό αριθμό συνδεδεμένων διακοπτών σε σειρά.

Οι μετρήσεις γίνονται με ακολουθία bits Prbs default με mark probability = 0.5.

### **5.1. Standard scheme**

#### **5.1.1 Σύνδεση 2 οπτικών διακοπτών σε σειρά**

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με την βοήθεια του προγράμματος VPI είναι το ακόλουθο



Με δεδομένη την περιοχή βέλτιστης λειτουργίας κάθε συνδεσμολογίας οπτικού διακόπτη ,ο πρώτος διακόπτης θα έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

$$P_{data} = 14mW$$

$$P_{cw} = 9mW$$

Για την ρύθμιση των κατάλληλων τιμών ισχύος των επόμενων στην αλυσίδα διακοπών ,χρησιμοποιούμε πριν την είσοδο στον κάθε διακόπτη έναν noiseless ενισχυτή ,ο οποίος ρυθμίζει την μέση ισχύ για το εισερχόμενο στον επόμενο διακόπτη σήμα .

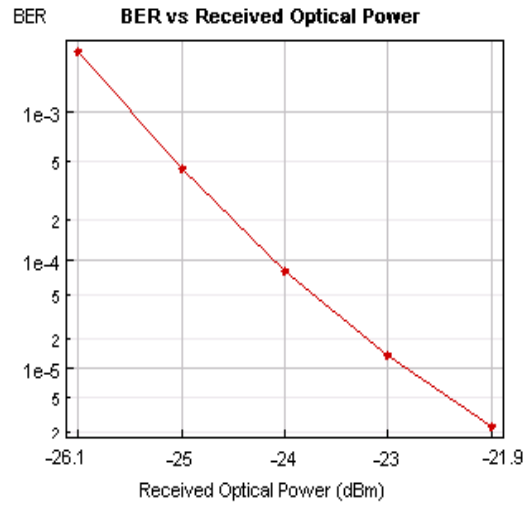
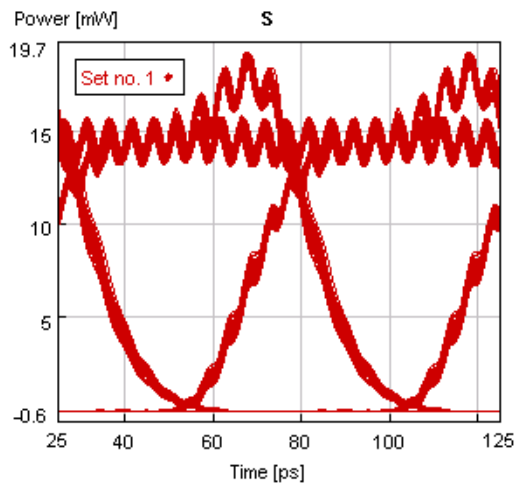
Απο τις μετρήσεις που έγιναν συντάσσεται ο παρακάτω πίνακας ,που περιλαμβάνει στον σηματοθορυβικό λόγο ,το Qfactor και BER ως κριτήρια ποιότητας του τελικού σήματος της συνδεσμολογίας . Ως P<sub>ampl</sub> ορίζεται η μέση ισχύς με την οποία εξάγει ο ενισχυτής το σήμα που εισέρχεται έπειτα στον 2<sup>ο</sup> διακόπτη .Το P<sub>cw</sub> είναι η μέση ισχύς του current wave του 2<sup>ου</sup> διακόπτη .Επίσης, γίνεται μετατροπή μήκους κύματος του εισερχόμενου σήματος(data) στο 1<sup>ο</sup> MZI στο μήκος κύματος του αντίστοιχου CW σήματος,από 1553,599nm σε 1549,586nm.Έπειτα στο 2<sup>ο</sup> MZI γίνεται η αντίστροφη μετατροπή ,αφού το σήμα που εξέρχεται από τον ενισχυτή(amplifier) έχει μήκος κύματος τα 1549,586nm και στην έξοδο του 2<sup>ου</sup> MZI αποκτά το μήκος κύματος του CW2 που βρίσκεται στα 1553,599nm.

	P <sub>ampl</sub> (mW)	P <sub>cw</sub> (mW)	SNR(dB)	Q	BER
a	5.5	18	14.3	3.8	5.76E-05
b	9	22	15.53	3.81936	5.22E-05
c	3	18	16.86	3.226811	5.35E-04

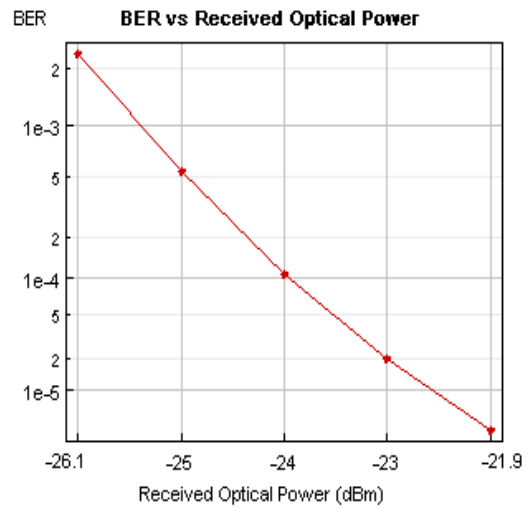
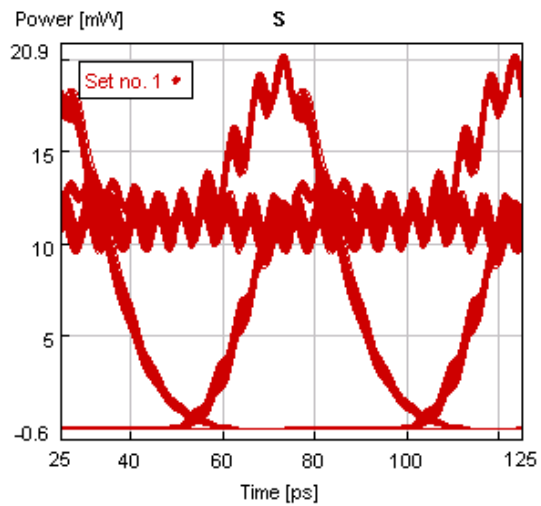
Τα αντίστοιχα eye diagrams καθώς και οι καμπύλες BER είναι οι εξής

a)

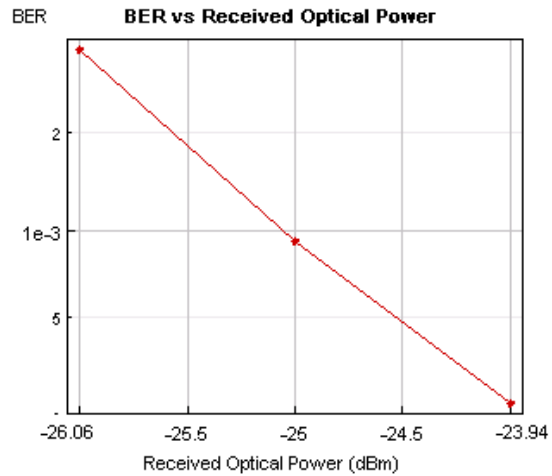
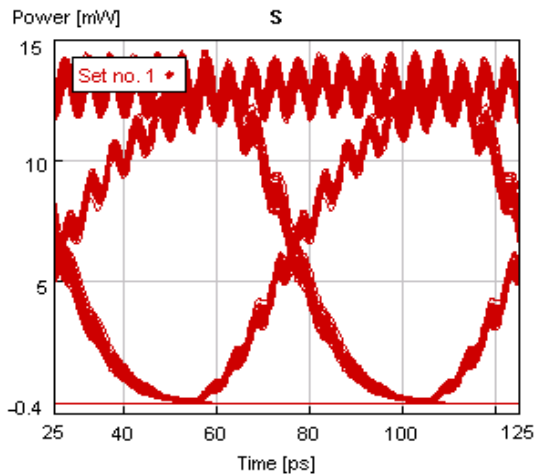
Πριν την είσοδο στον 2<sup>ο</sup> διακόπτη εισέρχεται ρυθμισμένο στην επιθυμητή τιμή από τον noiseless ενισχυτή και στην έξοδο του εξέρχεται το παρακάτω eye μαζί με το αντίστοιχο BER .



b) Ομοίως με προηγούμενος



c)



Αναζητώντας τα σημεία λειτουργίας για την μεταγωγή του 2<sup>ου</sup> οπτικού διακόπτη

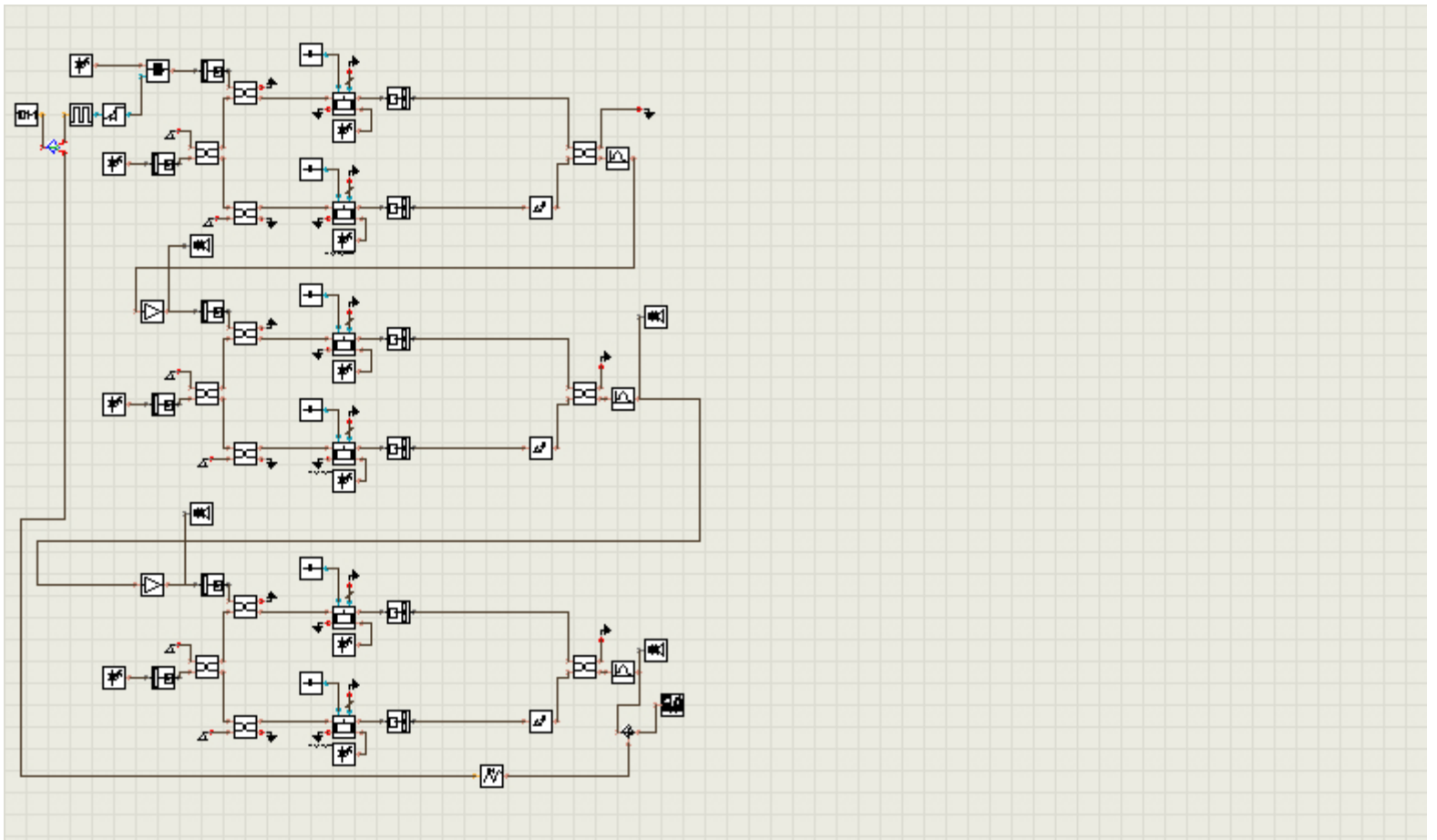
Καταλήγουμε ότι:

Το (b) έχει το καλύτερο BER =  $5,22 \cdot 10^{-5}$  και συνεπώς το επιλέγουμε σαν σημείο βέλτιστης λειτουργίας .

Παρατηρούμε ότι ο δεύτερος διακόπτης ,χειροτερεύει αισθητά το σήμα .Η αύξηση στην τιμή του BER απο  $2,26 \cdot 10^{-9}$  σε  $5,22 \cdot 10^{-5}$  αρκεί για να καταλήξουμε σε αυτό το συμπέρασμα .Και το διάγραμμα eye όμως ,φανερώνει ότι ο βαθμός παραμόρφωσης και αλλοίωσης του εισερχόμενου σήματος είναι αρκετά μεγάλος.

### 5.1.2 Σύνδεση 3 οπτικών διακοπών σε σειρά

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε σύμφωνα με το VPI είναι το ακόλουθο



Για την εύρεση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας του τελευταίου στην σειρά διακόπτη - και εν γένει ολόκληρης της συστοιχίας των οπτικών διακοπών - δεν θα θεωρήσουμε ως δεδομένα τα βέλτιστα σημεία των προηγούμενων διακοπών ,δηλαδή θα μεταβάλλουμε συνεχώς τις τιμές και των προηγούμενων από το τέλος διακοπών .Με άλλα λόγια ,θα θεωρήσουμε κάθε συνδεσμολογία  $n$  στην σειρά διακοπών ανεξάρτητη από τις βέλτιστες τιμές που βρέθηκαν από τις προηγούμενες  $n-1$  περιπτώσεις .Η δυναμική αυτή θεώρηση γίνεται για την εύρεση της βέλτιστης δυνατής λύσης .

Στην παρούσα περίπτωση ,με 3 MZI στην σειρά ,για την εύρεση της βέλτιστης δυνατής λύσης, λαμβάνουμε τον παρακάτω πίνακα ,που περιλαμβάνει τις καλύτερες τιμές που προσομοιώθηκαν από ένα αρκετά μεγάλο εύρος τιμών.

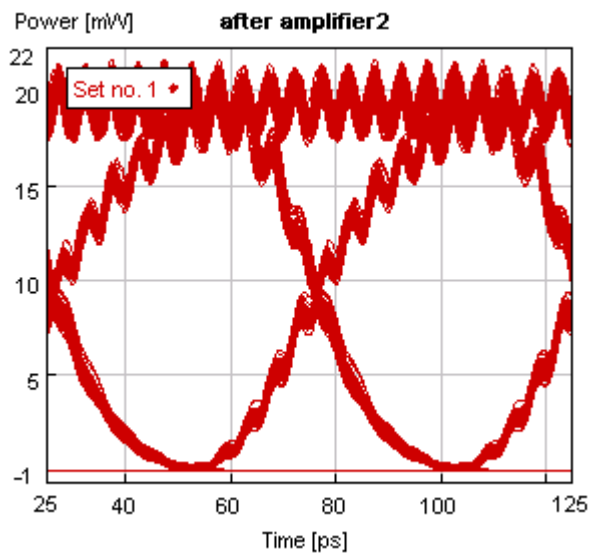


	Pamp11.(mW)	Pcw1(mW)	Pamp12.(mW)	Pcw2(mW)	SNR(dB)	Q	BER
a	3	18	9	22	18.2	5.647698	4.99E-09
b	3	18	3	15	19.93	5.460988	1.34E-08

Με κριτήριο την τιμή του BER διαπιστώνουμε ότι η (a) μέτρηση είναι η καλύτερη αφού βλέπουμε ότι ο 3<sup>ος</sup> αναγεννητής βελτιώνει αισθητά το εισερχόμενο σε αυτόν σήμα .Παρατηρούμε επίσης ότι για αυτήν την περίπτωση ,οι τιμές ισχύος για τον 2<sup>ο</sup> διακόπτη είναι διαφορετικές απο τις τιμές βέλτιστης λειτουργίας για 2 MZI στην σειρά .Η διαπίστωση αυτή επαληθεύει την δυναμική θεώρηση που κάναμε στην αρχή αναφορικά με τις τιμές ισχύος όλων των διακοπών σε σειρά .

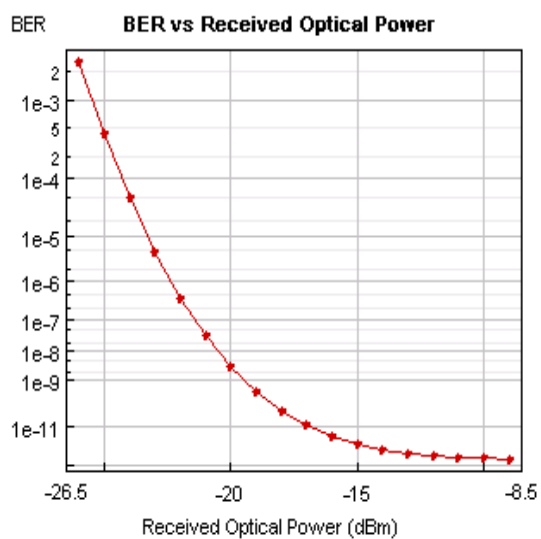
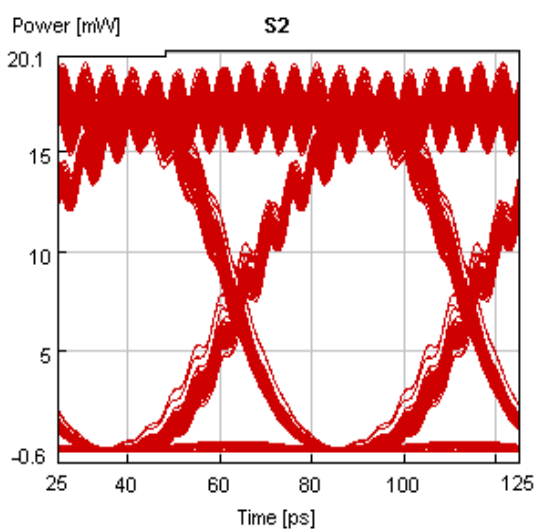
Παραθέτοντας τα eye diagrams και τις αντίστοιχες καμπύλες BER για τις δύο αυτές περιπτώσεις ,διαπιστώνουμε την αναγεννητική δράση της διάταξης και την βελτίωση των ποιοτικών χαρακτηριστικών του εξερχόμενου σήματος ,συγκριτικά πάντα με την περίπτωση των 2 MZI στην σειρά .Επιπλέον,υπάρχει μετατροπή μήκους κυμάτος για κάθε MZI, από 1553,599nm σε 1549,586nm εναλλάξ.

Στην είσοδο του 3<sup>ου</sup> MZI μπαίνει σήμα με το εξής eye diagram .Το eye αυτό είναι διαφορετικό από την βέλτιστη έξοδο όπως περιγράφηκε στο 4.1.1 ,αφού μεταβάλλαμε τις τιμές ισχύος και για το 2<sup>ο</sup> MZI .

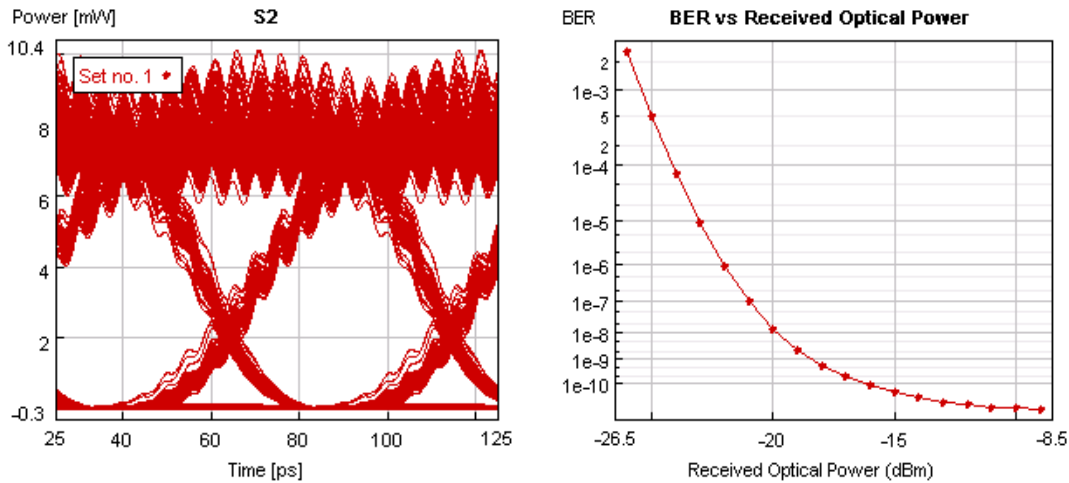


Και εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα στοιχεία ,για τις 2 περιπτώσεις αντίστοιχα

a)



b)

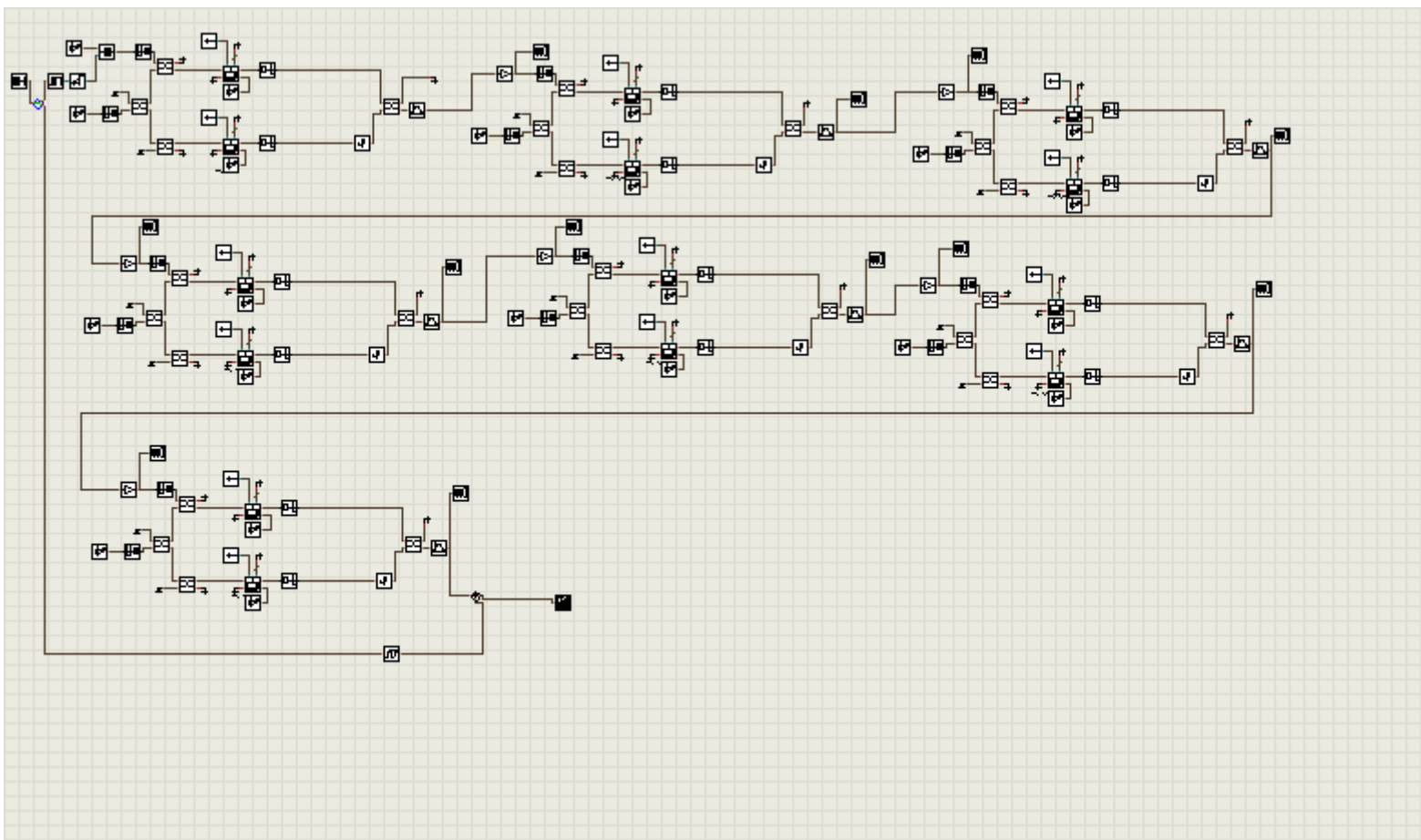


Ακόμη και από τα eye diagrams είναι ολοφάνερη η βελτίωση του σήματος τόσο του εισερχόμενου στο 3<sup>ο</sup> MZI σήματος, όσο και του σήματος που αντιστοιχεί στην βέλτιστη περίπτωση για την 4.1.1 συνδεσμολογία. Το BER μάλιστα έχει τέτοια τιμή, που μας υπαγορεύει να θεωρήσουμε την σύνδεση 3 διακοπών MZI ως την πλέον ενδεδειγμένη.

### 5.1.3 Σύνδεση πολλών οπτικών διακοπών σε σειρά

Μελετώντας την ικανότητα σύνδεσης πολλαπλών διακοπών σε σειρά (cascadability) εκτελούμε μετρήσεις για περισσότερους από 3 MZI σε σειρά. Ο μέγιστος αριθμός διακοπών που εφαρμόσαμε ήταν 7 σε σειρά, αφού έπειτα από αυτόν τον αριθμό οι μετρήσεις δεν προσέδιδαν περισσότερα συμπεράσματα για την εκτίμηση του cascadability. Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με την βοήθεια του VPI για 7 διακόπτες στην σειρά είναι το ακόλουθο και είναι ανάλογο και για λιγότερα MZI στην σειρά. Για πρακτικούς λόγους, θα παρουσιάζεται για κάθε περίπτωση μόνο η βέλτιστη τιμή λειτουργίας.

Υπενθυμίζεται ότι τα παρακάτω, όσο και όλα τα αποτελέσματα της παρούσας εργασίας, αποτελούν τις βέλτιστες τιμές του προσομοιωτικού περιβάλλοντος VPI και ενδέχεται να μην ανταποκρίνονται σε πραγματικά πειραματικά αντίστοιχα.



Οι βέλτιστες μετρήσεις για κάθε αριθμό διακοπτών παρατίθενται παρακάτω .

i) 4 οπτικοί διακόπτες στην σειρά

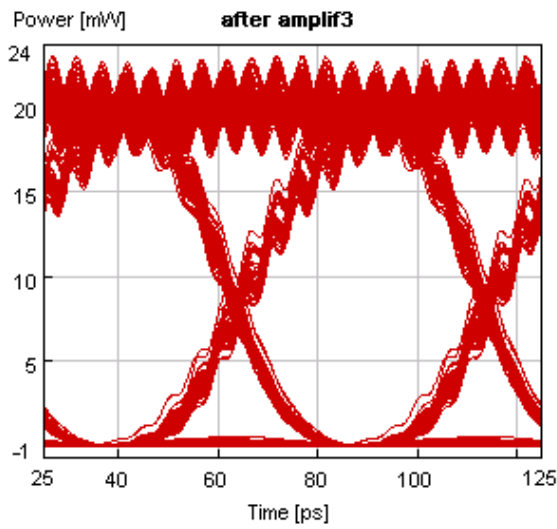
Κατόπιν μετρήσεων ,συμπεραίνουμε ότι καλύτερη λειτουργία επιτυγχάνεται με τις τιμές στα 3 πρώτα MZI να είναι στις τιμές βέλτιστης λειτουργίας για την περίπτωση 3 εν σειρά διακοπτών (4.1.2) ,ενώ για τον 3<sup>ο</sup> διακόπτη θέτονται οι τιμές  $P_{amp13} = 9 \text{ mW}$  και  $P_{cw} = 22 \text{ mW}$  .Συνοπτικά έχουμε δηλαδή

$P_{data}(mW)$	$P_{cw}(mW)$	$P_{amp1}(mW)$	$P_{cw1}(mW)$	$P_{amp2}(mW)$	$P_{cw2}(mW)$	$P_{amp3}(mW)$	$P_{cw3}(mW)$
14	9	3	18	9	22	9	22

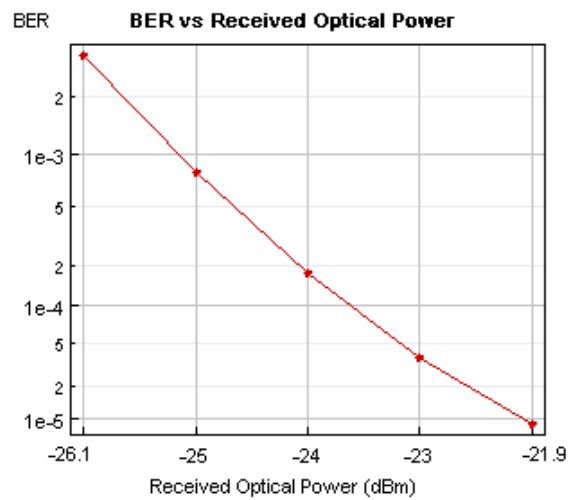
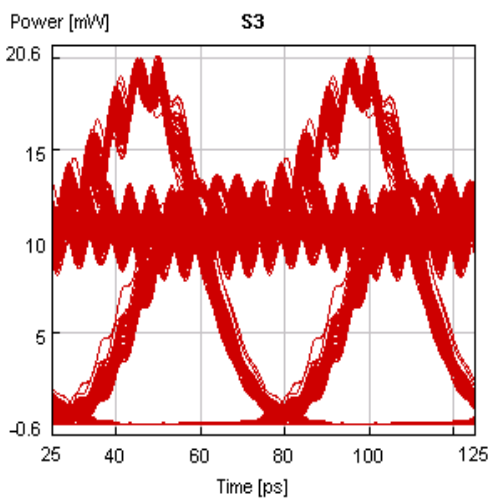
Για αυτές τις τιμές ,που αποτελούν την βέλτιστη λειτουργία αυτής της συστοιχίας των διακοπών ,το εξερχόμενο τελικό σήμα έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

SNR(dB)	Q	BER
14.04	3.883922	4.34E-05

Στην είσοδο του 4<sup>ου</sup> οπτικού διακόπτη εισέρχεται σήμα με το ακόλουθο eye diagram .



Και εξέρχεται το ακόλουθο σήμα με τα παρακάτω χαρακτηριστικά



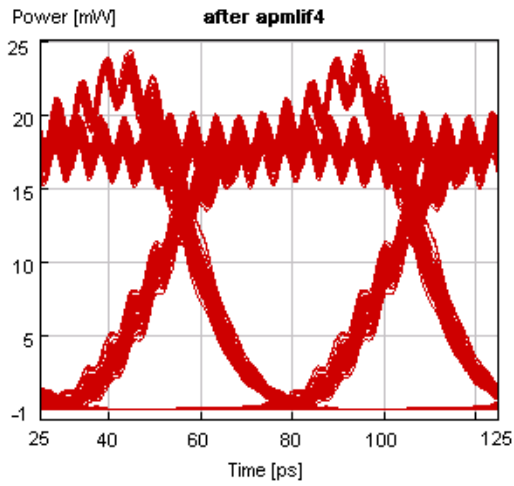
Παρατηρούμε μία αξιοσημείωτη αύξηση στην τιμή BER του σήματος που εξέρχεται απο  $4,99 \text{ E-}9$  σε  $4,34 \text{ E-}5$  ,δηλαδή το σήμα χειροτερεύει σημαντικά, συγκρινόμενο με την περίπτωση των 3 MZI σε σειρά (4.1.2) .Η τιμή δε του BER του τελικού σήματος ,καθιστά το σήμα μη αξιόπιστο για κάθε πραγματική εφαρμογή .

ii) 5 οπτικοί διακόπτες στην σειρά

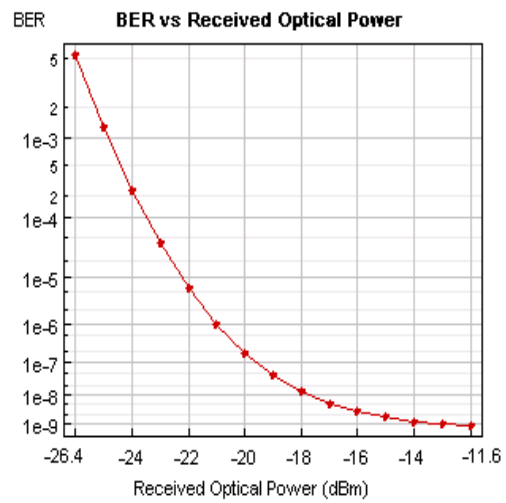
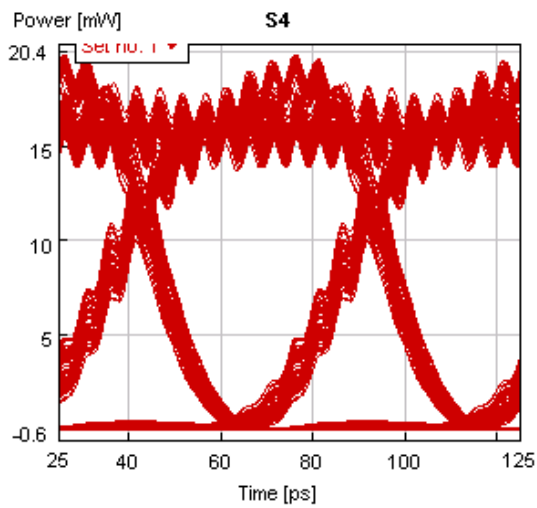
Για 5 MZI στην σειρά ,η καλύτερη δυνατή περιοχή λειτουργίας είναι η παρακάτω

Pdata(mW)	14
Pcw(mW)	9
Pampl1.(mW)	3
Pcw1(mW)	18
Pampl2.(mW)	9
Pcw2(mW)	22
Pampl3.(mW)	5.5
Pcw3(mW)	18
Pampl4(mW)	5.5
Pcw4(mW)	18

Το σήμα που εισέρχεται στον τελευταίο διακόπτη έχει το εξής eye



Και εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά

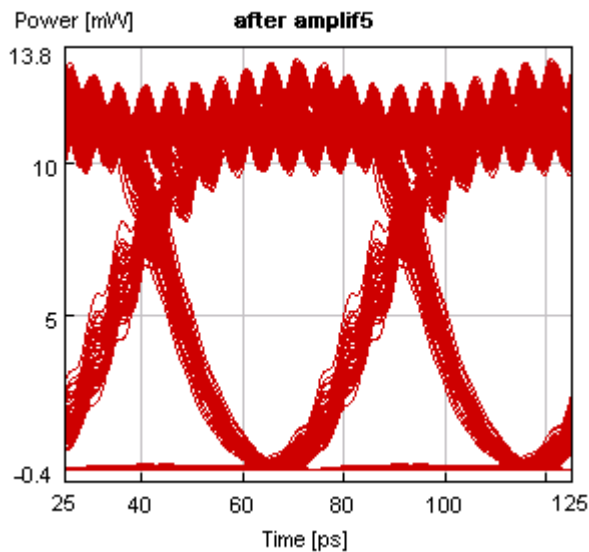


SNR(dB)	Q	BER
21.24	5.10304	1.16E-07

Παρατηρούμε τόσο από το διάγραμμα eye όσο και από την τιμή του BER ότι υπάρχει μία σημαντική βελτίωση στην ποιότητα του σήματος που εισέρχεται στο MZI ,καθώς και εν συγκρίσει με την ποιότητα του σήματος που εξέρχεται από τους 4 οπτικούς διακόπτες στην σειρά ,όπως περιγράφηκε προηγουμένως .Η καλύτευση των διαγραμμάτων eye είναι εμφανής και το BER μειώνεται από  $4,34 \cdot 10^{-5}$  σε  $1,16 \cdot 10^{-7}$  .Για την εύρεση της συγκεκριμένης βέλτιστης περιοχής ,μεταβάλλαμε και τις τιμές του 4<sup>ου</sup> MZI .

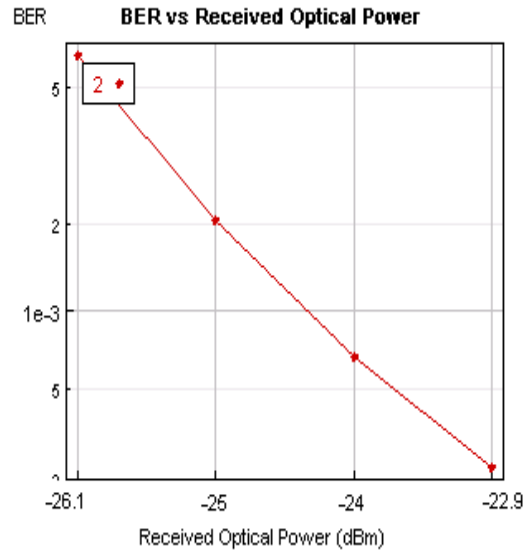
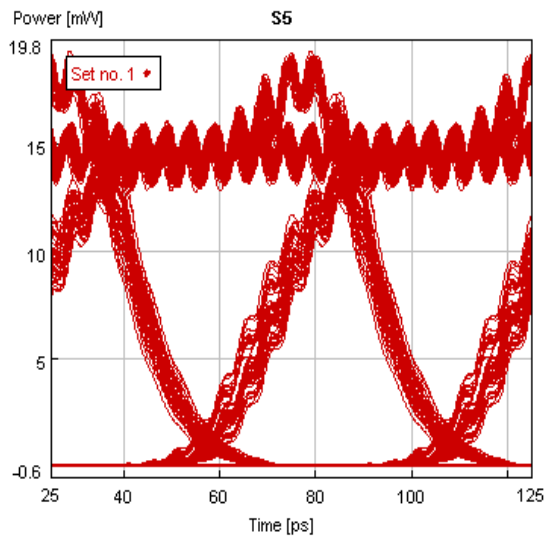
### iii) 6 οπτικοί διακόπτες στην σειρά

Το σήμα που εισέρχεται στον τελευταίο διακόπτη είναι το κάτωθι



Οι τιμές ισχύος για την συγκεκριμένη συστοιχία διακοπών είναι ίδια με την προηγούμενη (για 5 MZI στην σειρά) και ο 6<sup>ος</sup> οπτικός διακόπτης έχει τιμές ισχύος :  $P_{amp} = 5,5 \text{ mW}$  ,  $P_{cw} = 18 \text{ mW}$  . Με αυτές τις τιμές στην έξοδο της συνδεσμολογίας έχουμε τα ακόλουθα





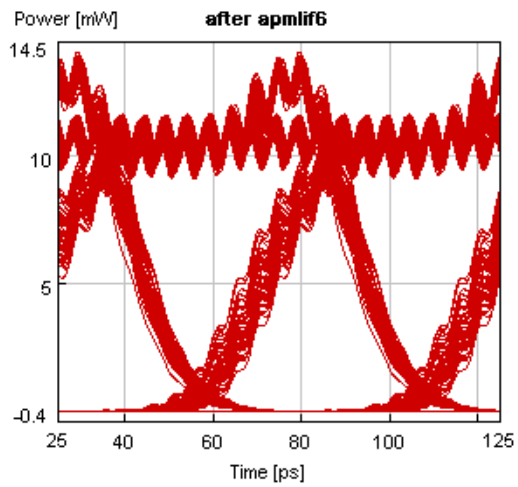
SNR(dB)	Q	BER
15.24	3.334765	3.69E-04

Παρατηρούμε μία χειροτέρευση του BER συγκριτικά με την συνδεσμολογία των 5 στην σειρά διακοπών .Η αύξηση του BER είναι τόσο μεγάλη , από  $1.16E-07$  σε  $3.69E-04$  που καθιστά την ποιότητα του τελικού σήματος μη αποδεκτή για κάποια εφαρμογή στις τηλεπικοινωνίες .

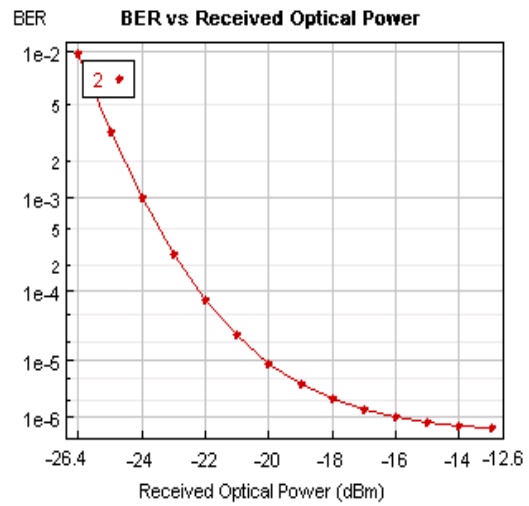
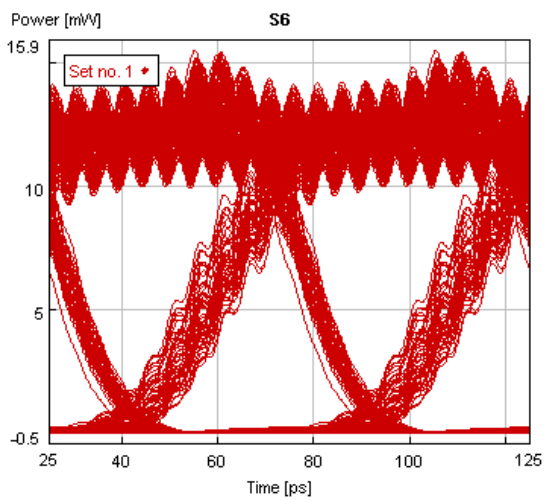
iv) 7 οπτικοί διακόπτες στην σειρά

Με 7 MZI η καλύτερη περιοχή λειτουργίας επιτυγχάνεται διατηρώντας τις τιμές που ισχύουν προηγουμένως ,και θέτοντας τιμές ισχύος για το 7<sup>ο</sup> MZI ως εξής :  $P_{amp} = 5,5 \text{ mW}$  ,  $P_{cw} = 18 \text{ mW}$  .Με αυτές τις τιμές έχουμε τα ακόλουθα στοιχεία

Το σήμα που εισέρχεται στο τελευταίο MZI είναι το κάτωθι



Και εξέρχεται σήμα με τα ακόλουθα στοιχεία



SNR(dB)	Q	BER
14.38	3.922671	3.02E-05

Παρατηρούμε μία μικρή βελτίωση στην τιμή του BER καθώς μειώνεται απο  $3.69E-04$  σε  $3.02E-05$  .Παρόλη αυτήν την βελτίωση ,η τιμή του BER κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα που καθιστούν την ποιότητα της συνδεσμολογίας μη αποδεκτή .

Κάνοντας δοκιμές για περισσότερους από 7 οπτικούς διακόπτες παρατηρούμε ότι το BER κυμαίνεται σε εξίσου χαμηλά επίπεδα ,και για τον λόγο αυτόν δεν παρουσιάζονται .Μία σημαντική παρατήρηση που μπορεί να εξαχθεί είναι ότι βελτίωση υπάρχει για κάθε 2 διακόπτες ,δηλαδή για σύνδεση μονού αριθμού MZI σε διαδοχή .Για ζυγό αριθμό  $n$  οπτικών διακοπτών έχουμε μια επιδείνωση στην ποιότητα του σήματος που αντιστοιχεί στην συνδεσμολογία για  $n-1$  οπτικούς διακόπτες σε σειρά .Η καλύτερη τιμή BER υπάρχει για 3 διακόπτες στην σειρά ,και είναι  $4,99 E-09$  .Δεύτερη καλύτερη αποδεκτή τιμή αποτελεί η συνδεσμολογία των 5 διακοπτών σε σειρά ,με τιμή  $1.16E-07$  .

## 5.2 Μελέτη του Ε.Φ.Ε σχετικά με το **cascadability** στο **differentially biased bidirectional scheme** σε βρόχο (**loop**).

Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε ένα *paper* που συντάξαν μέλη του Ε.Φ.Ε. το οποίο αφορά στο **cascadability** του **differentially biased bidirectional scheme**.

### Εισαγωγή

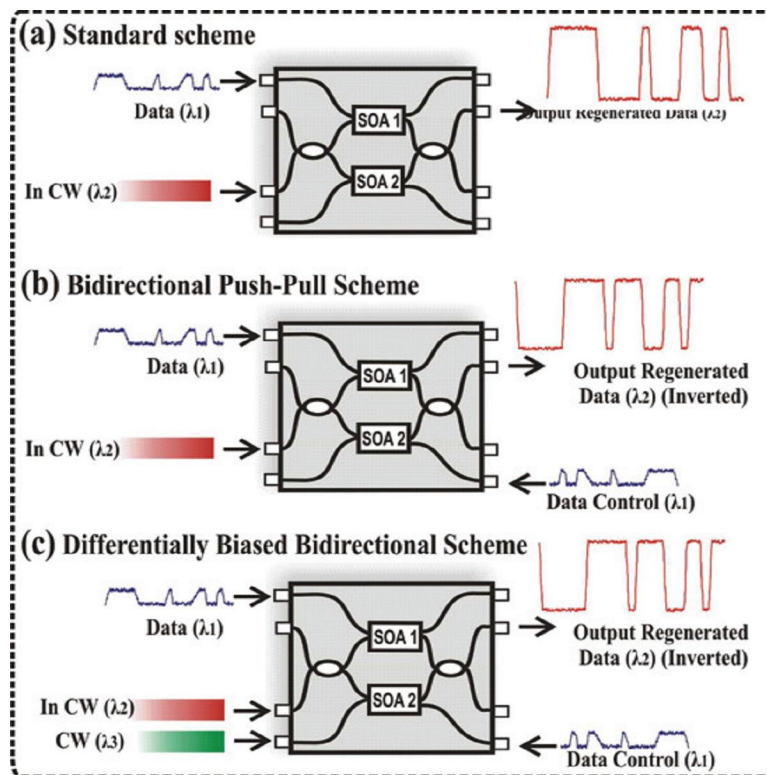
Η μετατροπή μήκους κύματος είναι μια βασική μέθοδος στην εκτέλεση της διαφάνειας στα αμιγώς-οπτικά δίκτυα. Η μετατροπή μήκους κύματος (WC) είναι επίσης μια κύρια τεχνική για τη μεταγωγή στα αμιγώς-οπτικά κυκλώματα επεξεργασίας σήματος και ο οπτικός ενισχυτής ημιαγωγών, συμβολόμετρα *mach-Zehnder* (SOA-MZI), είναι στοιχεία κλειδί για την επιτυχία αυτού. Ανάλογα με εάν η μετατροπή μήκους κύματος εκτελείται σε ένα εξωτερικό, συνεχές κύμα (CW) ή ένα σήμα ρολογιών, ο SOA-MZI κατέχει είτε 2R είτε 3R αναπαραγωγικές ιδιότητες [1]. Σαφώς ένας μετατροπέας μήκους κύματος που χρησιμοποιεί ένα εξωτερικό σήμα CW είναι απλούστερος να εφαρμοστεί, δεδομένου ότι δεν απαιτεί ένα λέιζερ λεπτού παλμού υψηλής ταχύτητας ή μια μονάδα αποκατάστασης ρολογιού με τους σχετικούς οδηγούς τους. Δυστυχώς αυτός ο απλός τύπος μετατροπέα μήκους κύματος με τις 2R αναπαραγωγικές ιδιότητές του έχει αποδειχθεί επίσης να είναι ικανός για ένα πολύ περιορισμένο αριθμό επαναλαμβανόμενων *cascades*, περιορίζοντας σημαντικά τη χρήση του ως αναγεννητή σε μια γραμμή μετάδοσης ιών υψηλής ταχύτητας [2].

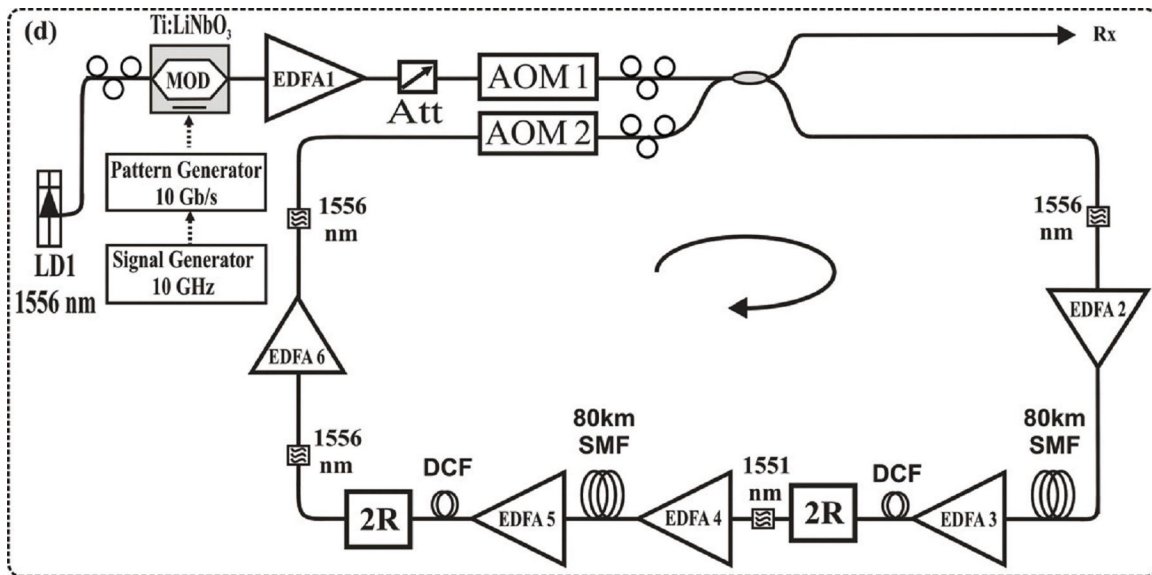
Λαμβάνοντας υπόψη τη σημασία της μετατροπής μήκους κύματος και τη συγκριτική απλότητα των 2R μετατροπέων μήκους κύματος SOA-MZI, γίνεται προσπάθεια στην επέκταση της ικανότητάς τους να εκτελέσουν τα διαδοχικά *cascades*. Σε αυτήν την παρουσίαση εξετάζουμε τη δυνατότητα του *cascadability* ενός νέου σχεδίου για τη 2R μετατροπή μήκους κύματος με SOA-MZI. Το σχέδιο βασίζεται στο γνωστό *bidirectional push-pull data injection scheme* [3], αλλά χρησιμοποιεί ένα πρόσθετο εξωτερικό σήμα CW σε έναν από τους SOAs του MZI για να τον προσαρμόσει διαφορετικά ως προς τον άλλο SOA. Κατά αυτόν τον τρόπο, βοηθά στη βελτιστοποίηση και τον καθορισμό των όρων κέρδους και φάσης και στους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου, πετυχαίνοντας έτσι περαιτέρω καταστολή του *jitter*. Δείχνουμε ότι ενώ το *standard scheme* με ένα *single control* για τη 2R μετατροπή μήκους κύματος με SOA-MZI μπορεί να υποστηρίξει μόνο 2 χωρίς

λάθη cascades και το push-pull scheme μπορεί να υποστηρίξει 4, το προτεινόμενο σχέδιο εδώ μπορεί να επεκτείνει τη χωρίς λάθη λειτουργία σε 8 cascades.

### Ιδέα και πειραματική οργάνωση

Τα σχήματα 1 (α), (β) και (γ) παρουσιάζουν αντίστοιχα 2R αναγεννητές που χρησιμοποιούν αντίστοιχα το standard single control scheme, το bidirectional push-pull control scheme και το differentially biased scheme που προτείνεται σε αυτήν την παρουσίαση. Το τελευταίο ακολουθεί το σχεδιάγραμμα του bidirectional data injection scheme αλλά χρησιμοποιεί ένα πρόσθετο εξωτερικό σήμα CW που χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει διαφορικά και για να καθορίσει το κέρδος/την αποκατάσταση κέρδους των SOAs. Κατά αυτόν τον τρόπο οι εξωτερικές βοήθειες σημάτων CW συμβάλλουν στη μείωση της μετατροπής του jitter πλάτους του εισερχόμενου σήματος σε χρονικό jitter στο εξερχόμενο σήμα όπως συνήθως συμβαίνει στον 2R single control μετατροπέα μήκους κύματος SOA-MZI. Η απόδοση του cascability των τριών σχεδίων ερευνήθηκε στο πείραμα βρόχων του σχήματος 1 (δ).

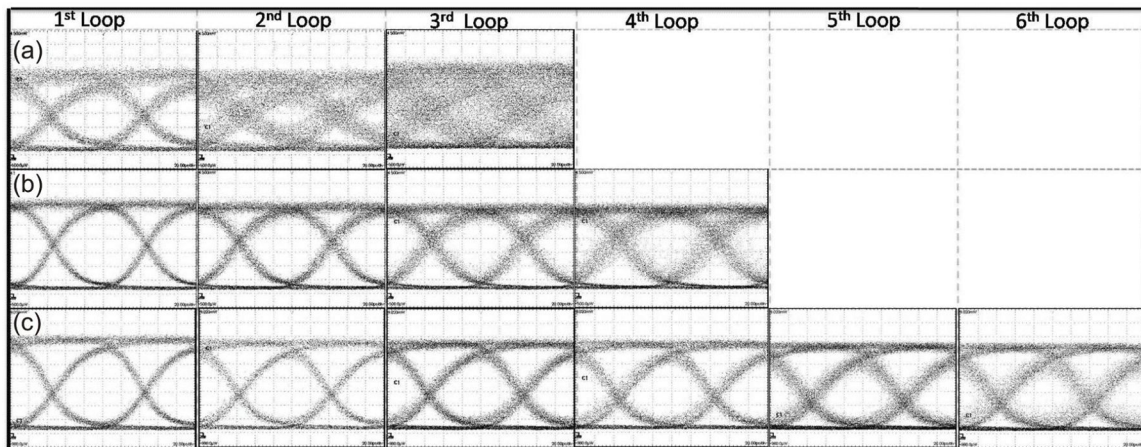




Το σήμα εισόδου στο βρόγχο παρήχθη από μια δίοδο λέιζερ συνεχούς μήκους κύματος(CW) στα 1556 nm που διαμορφώθηκε σε ένα Tj: LiNbO<sub>3</sub> ηλεκτροοπτικό διαμορφωτή που οδηγείται από ένα ηλεκτρικό σήμα NRZ στα 10 Gb/s, που παράγει κατά αυτόν τον τρόπο μια ακολουθία PRBS  $2^{\text{exp}31} - 1$ . Ο βρόχος αποτελείται από δύο εκτάσεις 75 χλμ ινών SMF που κάθε μια ακολουθήθηκε από ενισχυτή EDFA και από κατάλληλη ίνα αντιστάθμισης διασποράς (DCF) (- 1360 ps/nm και -1190 ps/nm αντίστοιχα) για να αντισταθμίσει την απώλεια ισχύος και τη χρωματική διασπορά. Τα επίπεδα ισχύος των σημάτων εισόδου στις δύο εκτάσεις SMF και DCFs είναι 3.2dBm και -4dBm. Δύο μετατροπείς μήκους κύματος SOA-MZI [4] χρησιμοποιήθηκαν σε κάθε loop, μια για να μετατρέψει το εισερχόμενο σήμα από 1556 nm σε 1551 nm μετά από τη μετάδοση στην πρώτη έκταση ινών και η δεύτερη για να μετατρέψει από 1551 nm στο αρχικό μήκος κύματος 1556 nm. Οι SOA-MZI είναι ολοκληρωμένες υβριδικές συσκευές και λειτούργησαν με ρεύμα 300  $\mu\text{A}$  ενώ το σήμα CW έπρεπε να έχει 1.7dBm στη θύρα εισόδου τους. Οι ισχείς των σημάτων ελέγχου ήταν 4 dBm για το standard scheme, 2 και -1.5 dBm για τα push-pull σήματα του bidirectional scheme και 2 και -0.5dbm για τα push-pull σήματα του differentially biased configuration. Τέλος, η ισχύς του πρόσθετου σήματος CW (1560 nm) στο differentially biased push-pull scheme ήταν 4dBm.

## Αποτελέσματα και συζήτηση

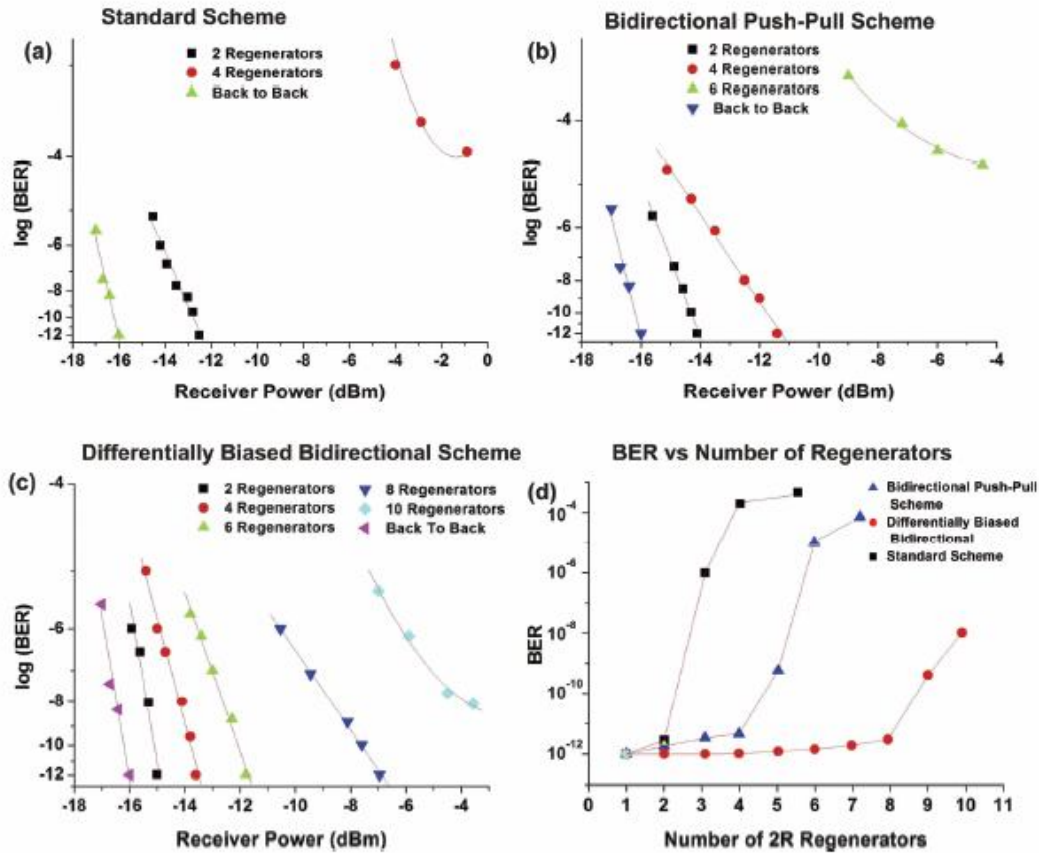
Το σχήμα 2 επεξηγεί την αλλαγή στα διαγράμματα ματιού μετά από τις διαδοχικές διελεύσεις του σήματος μέσω του βρόχου για τα τρία σχέδια μετατροπής μήκους κύματος, σημειώνοντας ότι κάθε διεύση μέσω του βρόχου αντιστοιχεί σε ένα ζευγάρι διαδοχικής μετατροπής μήκους κύματος. Το σχήμα 2 (α) απεικονίζει την παραγωγή του βρόχου για το standard single control scheme. Ένα σχεδόν 'κλειστό μάτι' παρατηρείται μετά τη διεύση του δεύτερου βρόχου, μετά από μόλις 4 μετατροπές μήκους κύματος λόγω της γρήγορης συσσώρευσης του amplitude και timing jitter. Η απόδοση του bidirectional push-pull control scheme παρουσιάζεται στο σχήμα 2 (β) και επιδεικνύει μια σημαντική βελτίωση καθώς το counter-propagating control σήμα καταστέλλει τη συσσώρευση του amplitude και timing jitter. Δύο διελεύσεις μέσω του βρόχου είναι error-free, αντιστοιχώντας σε 4 διαδοχικές μετατροπές μήκους κύματος. Τελικά το σχήμα 3 (γ) παρουσιάζει την απόδοση του νέου, differentially biased bidirectional push-pull control scheme. Δείχνει ότι 4 διελεύσεις βρόχων είναι δυνατές, αντιστοιχώντας σε 8 διαδοχικές μετατροπές μήκους κύματος με error-free σήμα στην έξοδο.



Σχήμα 2: Τα διαγράμματα ματιού στην παραγωγή βρόχων για (α) το standard scheme με ένα σήμα ελέγχου, (β) bidirectional push-pull scheme (γ) differentially biased bidirectional push-pull scheme. Κάθε βρόχος περιέχει δύο μετατροπές μήκους κύματος συνολικά.

Τα σχήματα 3 (α), 3 (β), 3 (γ) παρουσιάζουν μετρήσεις BER ως προς την λαμβανόμενη ισχύ για το standard scheme, το bidirectional push-pull scheme και το differentially biased bidirectional push-pull scheme αντίστοιχα. Η error-free λειτουργία για το σχέδιό μας παρατηρείται ακόμα και μετά από 8 loops έναντι των 2 και 4 επιτυχών loops για το standard scheme και το bidirectional push-pull scheme. Το σχήμα 3 (δ) παρουσιάζει την υποβάθμιση των BERs για τα τρία schemes έναντι του αριθμού των loops μέσω των μετατροπών μήκους κύματος.

κύματος. Ένα BER  $10e-8$  λήφθηκε μετά από 10 loops χρησιμοποιώντας το differentially biased bidirectional push-pull scheme, ενώ ένα επίπεδο σφάλματος  $10e-4$  μετρήθηκε μετά από 4 και 6 loops για το standard scheme και το bidirectional push-pull scheme αντίστοιχα.



Σχήμα 3 : μετρήσεις BER

### Συμπέρασμα

Έχουμε εξετάσει την απόδοση ως προς το cascability των τριών schemes για τη 2R wavelength conversion. Το νέο scheme που περιγράψαμε εδώ που περιλαμβάνει bidirectional push-pull control και ένα πρόσθετο σήμα CW για τη ανάκαμψη κέρδους του SOA, αποδεικνύεται ότι είναι ικανό για 8 διαδοχικές error-free μετατροπές μήκους κύματος και ξεπερνά σε απόδοση τα άλλα schemes.





## Βιβλιογραφία

[1] Commission of the European Communities "i2010 – A European Information Society for growth and employment", Brussels, 2006

[2] Peter Westersträhle, "Broadband in Japan", Study for NETS Technology Programme, Tekes Tokyo, Oct. 2004.

[3] Ευστράτιος Δ. Κεχαγιάς, Ευρυζωνικά Φωτονικά Δίκτυα Επόμενης Γενιάς με Διαφάνεια στον Τύπο Διαμόρφωσης και στην Κίνηση Πληροφορίας, Διδακτωρική διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2007

[4] Παγκόσμια στατιστική ανάλυση ανάπτυξης διαδικτύου  
(<http://www.internetworldstats.com>)

[5] P. Reusens et al. "A practical ADSL technology following a decade of effort", IEEE Comm. Mag., p. 145, Oct. 2001

[6] Per-Erik Eriksson and Björn Odenhammar, "VDSL2: Next important broadband technology", p. 37, Ericsson Review No. 1, 2006

[7] Fernando Ramirez-Mireles, "VDSL at a glance", invited talk, IEEE Communications Society meeting, Oakland- East bay Chapter, Jan. 2003.

[8] Cisco Systems, "Fiber-to-the-Home Architectures", Technology White Paper, 2007.  
([http://www.cisco.com/application/pdf/en/us/guest/netsol/ns547/c654/cdccont\\_0900aecd805df841.pdf](http://www.cisco.com/application/pdf/en/us/guest/netsol/ns547/c654/cdccont_0900aecd805df841.pdf))

[9] J. Wellen, "Outlook: Next Generation FTTx Access Networks", Mo.4.1.4., ECOC 2004, Stockholm, Sweden.

[10] A. S. Tanenbaum, "Computer networks", Prentice Hall PTR, NJ, 4th Ed., 2002.

[11] J. Walrand, "Communication networks", Μετάφραση Μ. Αναγνώστου, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο.Ε., 1997.

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

[13] W. R. Stevens, "The Protocols (TCP/IP Illustrated, Volume 1)", Addison-Wesley Pub Co., 1st Edition, 1994.

[14] <http://www.networksorcery.com/enp/protocol/ip.htm#Protocol>.

[15] Φωτονικά Ψηφιακά Κυκλώματα Δρομολόγησης και Αναγέννησης Δεδομένων για Δίκτυα Οπτικών Ινών, Δημήτρης Τσιώκος, Διδακτωρική διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2007

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

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

- [18] M. J. O' Mahony, "Optical multiplexing in fiber networks: Progress in WDM and OTDM", IEEE Commun. Mag., vol. 33, No. 12, pp. 82-88, 1995.
- [19] P. V. Hatton and F. C. Cheston, III, "WDM deployment in the local exchange network", IEEE Commun. Mag., vol. 36, No. 2, pp. 56-61, 1998.
- [20] S. Kawanishi, "Ultrahigh-speed optical time-division multiplexed transmission technology based on optical signal processing", IEEE J. Quantum Electron., vol. 34, No. 11, pp. 2064-2079, 1998.
- [21] D. M. Spirit, A. D. Ellis and P. E. Barnsley, "Optical time division multiplexing: systems and networks", IEEE Commun. Mag., vol. 32, No. 12, pp. 56-62, 1994.
- [22] <http://www.alcatel.com>
- [23] Shun Yao et al., "All-optical packet switching for Metropolitan Area Networks: Opportunities and Challenges", IEEE Commun. Mag., Mar. 2001, pp. 142-148.
- [24] P. E. Green, Jr., "Fiber optic networks", Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [25] M. Nakazawa et al., "1.28 Tbit/s-70km OTDM transmission using third- and fourth-order simultaneous dispersion compensation with a phase modulator", Electron. Lett., vol. 36, No. 24, pp. 2027-2029, 2000.
- [26] A. Tompkins and J. R. Jacobs, "Bridging The Last Mile, Access Network Wireline Architectures" Corning White Paper, WP6300, January 2001.

[27] Εφαρμογές της ολοκληρωμένης οπτικής τεχνολογίας σε απαιτητικές λειτουργίες των σύγχρονων ευρυζωνικών οπτικών δικτύων, Γεώργιος Θ. Κανέλλος, Διδακτωρική διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2008

[27] B. Lavigne et al., "*All-optical regeneration*", IEEE Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting, Vol. 2, pp. 407 – 408, Nov. 2000.

[28] Αμιγώς οπτικός 3R διακόπτης, Δημήτριος Αποστολόπουλος, Διδακτωρική διατριβή Ε.Μ.Π., Αθήνα 2004

[29] A. Lattes et al., "*An ultrafast all-optical gate*", IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-19, No. 11, pp. 1718-1723, 1983.

[30] G. Eichmann et al., "*Digital optical logic using a pulsed Sagnac interferometer*", Opt. Eng., vol. 25, No. 1, pp. 91-97, 1986.

[31] N. S. Patel et al., "*Interferometric all-optical switches for ultrafast signal processing*", Appl. Opt., vol. 37, No. 14, pp. 2831-2842, 1998.

[32] N. J. Doran et al., "*Nonlinear-optical loop mirror*", Opt. Lett., vol. 13, No. 1, pp. 56-58, 1988.

[33] K. E. Stubkjaer, "*Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing*", IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 6, pp. 1428-1435, Nov.-Dec. 2000.

[34] R. Schrieck et al., "*Ultrafast switching dynamics of Mach-Zehnder interferometer switches*", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 13, No. 7, pp. 603-605, 2001.

[35] J. P. Sokoloff et al., "*A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD)*", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 5, No. 7, pp. 787-790, 1993.

[36] M. Eiselt et al., "*SLALOM: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror*", J. Lightwave Technol., vol. 13, No. 10, pp. 2099-2112, 1995.

- [37] G. Toptchiyski et al., "Analysis of switching windows in a gain-transparent-SLALOM configuration", J. Lightwave Technol., vol. 18, No. 12, pp. 2188-2195, 2000.
- [38] K. Vyrsokinos et al., "Comparison of gain clamped and conventional semiconductor optical amplifiers for fast all-optical switching", J. Lightwave Technol., vol. 20, No. 10, pp. 1839-1846, 2002.
- [39] C. Schubert et al., "Comparison of interferometric all-optical switches for demultiplexing applications in high-speed OTDM systems", J. Lightwave Technol., vol. 20, No. 4, pp. 618-624, 2002.
- [40] L. Schares et al., "Phase dynamics of semiconductor optical amplifiers at 10-40 GHz", IEEE J. Quantum Electron., vol. 39, No. 11, pp. 1394-1408, 2003.
- [41] D. Wolfson et al., "Detailed theoretical investigation of the input power dynamic range for gain-clamped semiconductor optical amplifier gates at 10 Gb/s", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, No. 9, pp. 1241-1243, 1998.
- [42] T. Sakamoto, "Analyses of all-optically regenerated transmission system using nonlinear interferometric switches", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 13, No. 9, pp. 1020-1022, 2001
- [43] R. P. Schrieck et al., "All-optical switching at multi-100-Gb/s data rates with Mach-Zehnder interferometer switches", IEEE J. Quantum. Electron., vol. 38, No. 8, pp. 1052-1061, 2002.
- [44] E. Jahn et al., "40 Gbit/s all-optical demultiplexing using a monolithically integrated Mach-Zehnder interferometer with semiconductor laser amplifiers", Electron. Lett., vol. 31, No. 21, pp. 1857-1858, 1995.
- [45] M. J. Adams et al., "Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers", Opt. Quantum Electron., vol. 27, No. 1, pp. 1-13, 1995.
- [46] J. L. Oudar et al., "Subpicosecond spectral hole burning due to non-thermalized photoexcited carriers in GaAs", Phys. Rev. Lett., vol. 55, No. 19, pp. 2074-2077, 1985.
- [47] K. L. Hall et al., "Sub-picosecond gain and index nonlinearities in InGaAsP diode lasers", Opt. Commun., vol. 111, No. 5-6, pp. 589-612, 1994

- [48] G. P. Agrawal et al., *"Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers"*, IEEE J. Quantum Electron., vol. 25, No. 11, pp. 2297-2306, 1989.
- [49] G. Guekos, *"Photonic devices for telecommunications: How to model and measure"*, Springer-Verlag, Berlin, 1999.
- [50] G. Eisenstein et al., *"Gain recovery time of traveling-wave semiconductor optical amplifiers"*, Appl. Phys. Lett., vol. 54, No. 5, pp. 454-456, 1989.
- [51] F. Girardin et al., *"Gain recovery of bulk semiconductor optical amplifiers"*, IEEE Photon. Technol. Lett., vol.10, No. 6, pp. 784-786, 1998.
- [52] R. J. Manning et al., *"Three-Wavelength device for all-optical signal-processing"*, Opt. Lett., vol. 19, No. 12, pp. 889-891, 1994.
- [53] R. J. Manning et al., *"Enhanced recovery rates in semiconductor-laser amplifiers using optical-pumping"*, Electron. Lett., vol. 30, No. 10, pp. 787-788, 1994.
- [54] M. Usami et al., *"Mechanism for reducing recovery time of optical nonlinearity in semiconductor laser amplifier"*, Appl. Phys. Lett., vol. 72, No. 21, pp. 2657-2659, 1998.
- [55] J. L. Pleumeekers et al, *"Acceleration of gain recovery in semiconductor optical amplifiers by optical injection near transparency wavelength"*, IEEE Photon. Technol., vol. 14, pp. 12-14, Jan. 2002.

