



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

Μελέτη οπτικών διακοπών πυριτίου (Si) για τη δρομολόγηση πληροφορίας  
σε υπολογιστικά κέντρα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μαρία Χούπα





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

Μελέτη οπτικών διακοπών πυριτίου (Si) για τη δρομολόγηση πληροφορίας  
σε υπολογιστικά κέντρα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μαρία Χούπα

Επιβλέπων: Η. Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την

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

.....  
Ν. Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Χ. Καψάλης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

---

Αθήνα, 2014

.....  
Μαρία Χούπα

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

Copyright © Μαρία Χούπα 2014

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικούς σκοπούς. 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 ερμηνευτεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Στην οικογένεια μου και τους φίλους μου



## Περίληψη

---

Οι εξελίξεις στην τεχνολογία των υπολογιστών και την επιστήμη των τηλεπικοινωνιών δίνουν νέες κατευθύνσεις στην έρευνα ωθώντας την στην αξιοποίηση της σύγχρονης οπτικής. Εξαιρετική λύση στην αναζήτηση υλικών για τον αποτελεσματικό έλεγχο του φωτός αποτελούν οι φωτονικοί κρύσταλλοι. Η επιστράτευση της Φωτονικής Τεχνολογίας Πυριτίου (Silicon Photonics Technology) για την ενσωμάτωση των διάφορων οπτικών εξαρτημάτων σε κοινό υπόστρωμα υπόσχεται τη μαζική παραγωγή σύνθετων διατάξεων χαμηλού κόστους.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η μελέτη ενός 4x4 οπτικού διακόπτη με δύο διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης, τα χαρακτηριστικά των οποίων βασίζονται στα χαρακτηριστικά που έχουν δοθεί από το project της PhoxTrot, ένα μεγάλο ευρωπαϊκό έργο. Στα πλαίσια της παρούσας μελέτης οι τεχνολογίες υλοποίησης λαμβάνουν το όνομά τους από τα ονόματα των συνεργαζόμενων πανεπιστημίων και ινστιτούτων που συμμετείχαν στις αντίστοιχες δημοσιεύσεις της PhoxTrot: UPVLC (University Politecnica Valencia) και KIT-AMO (Karlsruhe Institute of Technology-AMO GmbH), αντίστοιχα. Βασική διαφορά των εν λόγω τεχνολογιών είναι το στοιχείο που αλλάζει τη φάση του φωτός μέσα στο οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder, το βασικό δομικό στοιχείο του 4x4 διακόπτη.

Στο πρώτο μέρος της διπλωματικής εργασίας μελετώνται οι βασικές δομές που χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση του διακόπτη και παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 πραγματοποιείται η μοντελοποίηση του κυκλώματος. Στα πλαίσια της μοντελοποίησης αυτής δίνονται τα χαρακτηριστικά της υλοποίησης της γεννήτριας παραγωγής δεδομένων και μοντελοποιείται η πηγή του κυκλώματος (VCSEL) καθώς και ο κυματοδηγός πάνω στον οποίο θα βασιστεί όλη η διάταξη. Επίσης, μελετάται το συμβολόμετρο Mach Zehnder (MZI), βασικό στοιχείο του 4x4 διακόπτη. Στη συνέχεια υλοποιείται ο τελικός 4x4 διακόπτης (ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3) μέσω της διασύνδεσης τεσσάρων βασικών MZIs ενώ εξετάζονται και οι δυνατότητες κλιμάκωσης της εν λόγω δομής με στοχο τη δημιουργία συνθετότερων διατάξεων (π.χ. 8x8 διακόπτης). Τέλος, μελετάται θεωρητικά η δυνατότητα προσάρτησης του μοντελοποιημένου 4x4 οπτικού διακόπτη πάνω σε οπτικό κυματοδηγό με σκοπό τη δημιουργία μιας all-optical λύσης.

Πραγματοποιούνται προσομοιώσεις και παρουσιάζονται τα αποτελέσματά τους. Παρατίθενται τόσο οι κυματομορφές εξόδου των επιμέρους κυκλωμάτων όσο και τα λαμβανόμενα BER και διαγράμματα ματιού, σε διάφορα στάδια του κυκλώματος. Σχολιάζονται τα αποτελέσματα και καταδεικνύεται η λειτουργία του κυκλώματος στα επιμέρους στάδια της μελέτης. Να σημειωθεί ότι η σχεδίαση του κυκλώματος, καθώς και οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται με τη βοήθεια του εξιδικευμένου λογισμικού προσομοίωσης οπτικών κυκλωμάτων VPI Transmission Maker.

## Λέξεις κλειδιά

Διασυνδέσεις, Φωτονική Τεχνολογία Πυριτίου, οπτικός πομπός VCSEL, κυματοδηγός, οπτικό PCB, φωτοδίοδος, μηχανικοί/θερμο-οπτικοί/ηλεκτρο-οπτικοί διακόπτες, συμβολόμετρο MZI, γεννήτρια ραδιοσυχνότητας, NRZ παλμοί, OOK παλμοκωδικοποίηση, τεχνολογίες εξάντλησης φορέων/οργανικού πολυμερούς

# Abstract

---

Optical communications changed the telecom landscape in the past but many challenges lay ahead. The growing bandwidth need along with the complexity of today's data traffic require further advancements on current optical technology. As years pass, optics are moving from the core network to the user, to the system, to the chip. The advancements of photonic integration opened the path from the lab to real field deployment of photonic systems. Photonic integration is the key to commercial exploitation.

The present thesis is a study of a 4x4 optical switch with two different implementation technologies, the characteristics of which are based on the specifications of the EC funded PhoxTrot initiative. For the purposes of this study the implementation technologies are named according to the names of the related universities and institutes that participated in the relevant PhoxTrot publications: carrier depletion-UPVLC (University Politecnica Valencia) and SOH-KIT-AMO (Karlsruhe Institute of Technology-AMO GmbH), accordingly.

Initially we study in chapter 2 the basic structures used for the switch's implementation and we present their main characteristics. In continuation, in chapter 3, we proceed with the modeling of the circuit. Firstly, the source data generator and the optical source (VCSEL) are modelled in continuation the optical waveguide, on which the whole circuit will be implemented. After that, we study the Mach Zehnder Interferometer (MZI), the key module of the 4x4 switch, and we link the four MZIs so as to create the 4x4 optical switch. In continuation, we study the capability of scaling up the switch into a more complex structure (8x8 switch). Finally, in the end of the diploma thesis, we proceed with a theoretical study of a fully functional on-board interconnect platform based on our 4x4 optical router, so as to study of capability to reach an all-optical solution.

Simulations are being conducted and results, such as the Bit Error Rates (BER) received and the eye diagrams, are cited in various parts of the circuit. Lastly, various noticed phenomena are being studied and the circuit's operation is being proclaimed. The circuit's design, as well as the simulations are realized through the specialized simulation software VPI Transmission Maker.

## Key words

Optical Interconnects, Silicon Photonics, optical source VCSEL, waveguide, optical PCB, photodiode, mechanical/thermo-optical/electro-optical switches, interferometer MZI, RF generator, NRZ Pulses, OOK modulation, technologies carrier depletion/SOH





## Ευχαριστίες

---

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου στον τομέα των Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών. Αποτέλεσε ένα από τα σημαντικότερα κομμάτια των σπουδών μου, λόγω του μεγάλου επιστημονικού της ενδιαφέροντος και του περιβάλλοντος, στο οποίο διεξήχθει, δηλαδή το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (Ε.Φ.Ε).

Η ολοκλήρωσή της θα ήταν δύσκολη χωρίς τη βοήθεια κάποιων ανθρώπων, στους οποίους θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου. Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου προς τον καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο, υπεύθυνο του εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών, για την ευκαιρία που μου προσέφερε, να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα της σύγχρονης τεχνολογίας.

Θα ήθελα ιδιαίτερα να ευχαριστήσω τον senior researcher του εργαστηρίου, Δημήτρη Αποστολόπουλο, καθώς και τον υποψήφιο διδάκτορα και ερευνητή, Δημήτρη Καλαβουρζιώτη, για τη συνεχή προθυμία και διάθεσή τους να βοηθήσουν. Η συμβολή τους στη διεκπεραίωση αυτής της εργασίας, ήταν καταλυτική όχι μόνο για τις καθοριστικής σημασίας γνώσεις τους και τις συμβουλές τους επάνω στο αντικείμενο που πραγματεύεται η διπλωματική μου εργασία, αλλά και για την υπομονή που έδειξαν απέναντι μου.

Επίσης θέλω να ευχαριστήσω τους γονείς μου, Αθανασία Λόντου και Ιωάννη Χούπα, οι οποίοι στάθηκαν δίπλα μου καθόλη τη διάρκεια της εκπόνησης της εργασίας. Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω τους φίλους και συμφοιτητές μου, για τις εμπειρίες που μοιραστήκαμε και τις γνώσεις που κατακτήσαμε στην κοινή μας πορεία όλα αυτά τα χρόνια.

# Περιεχόμενα

---

|   |           |
|---|-----------|
| Περίληψη.....   | 7         |
| Abstract .....  | 8         |
| Ευχαριστίες .....   | 10        |
| Πίνακας Εικόνων.....  | 14        |
| <b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 .....</b>   | <b>18</b> |
| <b>Εισαγωγή.....</b>  | <b>18</b> |
| 1.1. Τεχνολογικές Εξελίξεις και Ανάγκες.....                      | 18        |
| 1.2. Διασυνδέσεις-Interconnects .....                             | 21        |
| 1.3. Φωτονική Τεχνολογία Πυριτίου-Silicon Photonics .....         | 24        |
| 1.4. Καινοτόμες νέες τεχνολογίες.....                             | 25        |
| 1.5. Αντικείμενο-Δομή της Διπλωματικής Εργασίας.....              | 27        |
| <b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 .....</b>   | <b>28</b> |
| <b>Παρουσίαση βασικών οπτικών δομών.....</b>                      | <b>28</b> |
| 2.1. Πομπός (VCSELs) .....  | 28        |
| 2.2. Ανιχνευτής Οπτικού Φωτός (PDs).....                          | 31        |
| 2.3. Waveguides-Optical PCBs.....                                 | 33        |
| 2.4. Switches.....  | 36        |
| 2.4.1. Μηχανικοί Διακόπτες.....                                   | 38        |
| 2.4.2. Θερμο-Οπτικοί Διακόπτες.....                               | 38        |
| 2.4.3. Ηλεκτρο-Οπτικοί Διακόπτες.....                             | 38        |
| 2.4.4. Ημιαγωγικοί Διακόπτες Οπτικών Ενισχυτών .....              | 39        |
| 2.4.5. Οπτικός Συμβολομετρικός Διακόπτης.....                     | 39        |
| 2.4.6. Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI).....                       | 43        |
| <b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 .....</b>   | <b>48</b> |
| <b>Μοντελοποίηση κυκλώματος με το VPI Transmission Maker.....</b> | <b>48</b> |
| 3.1. Εισαγωγή στην αρχιτεκτονική του κυκλώματος .....             | 48        |
| 3.2. Περιγραφή VPI προσομοιωτικού κυκλώματος.....                 | 50        |
| 3.3. Μοντελοποίηση στοιχείων.....                                 | 51        |
| 3.3.1. Γεννήτρια Ραδιοσυχνότητας-RF Generator (PRBS, NRZ) .....   | 51        |
| 3.3.1.1. Ψευδοτυχαία ακολουθία PRBS .....                         | 52        |
| 3.3.1.2. Κωδικοποίηση OOK με παλμούς NRZ.....                     | 53        |
| 3.3.2. L-V-I χαρακτηριστική VCSEL.....                            | 60        |
| 3.3.3. Απόκριση Συχνότητας VCSEL.....                             | 66        |
| 3.3.4. Διαμόρφωση VCSEL .....                                     | 66        |
| 3.3.5. Φωτοдиодοι.....  | 74        |

|   |            |
|---|------------|
| 3.3.6. Κυματοδηγός.....   | 75         |
| 3.3.7. Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI).....                     | 82         |
| 3.3.7.1. Μοντελοποίηση Mach-Zehnder .....                       | 82         |
| 3.3.7.2. Μελέτη συνάρτησης μεταφοράς Mach-Zehnder .....         | 89         |
| 3.3.7.3. Διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης Mach-Zehnder ..... | 93         |
| <b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 .....</b>   | <b>99</b>  |
| <b>Μελέτη.....</b>  | <b>99</b>  |
| 4.1. Διακόπτης 4 επιπέδων.....                                  | 100        |
| 4.2. Διακόπτης 4x4 τεχνολογίας UPVLC .....                      | 101        |
| 4.2.1. Routing διακόπτη .....                                   | 102        |
| 4.2.2. Διακριτά πακέτα εισόδου .....                            | 104        |
| 4.2.3. Συνεχή ροή εισόδου.....                                  | 112        |
| 4.3. Διακόπτης 4x4 τεχνολογίας KIT-AMO .....                    | 115        |
| 4.3.1. Διακριτά πακέτα εισόδου .....                            | 115        |
| 4.3.2. Συνεχή ροή εισόδου.....                                  | 122        |
| 4.4. Scaling up.....  | 124        |
| 4.5. Power Budget .....   | 129        |
| <b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 .....</b>   | <b>133</b> |
| <b>Μελέτη.....</b>  | <b>133</b> |
| 5.1. Σύνοψη αποτελεσμάτων και συμπεράσματα .....                | 133        |
| 5.2. Προτάσεις.....   | 134        |
| <b>Βιβλιογραφία.....</b>  | <b>136</b> |



## Πίνακας Εικόνων

|  |    |
|--|----|
| Εικόνα 1: Υποθαλάσσιο οπτικό δίκτυο.....   | 18 |
| Εικόνα 3: Global IP Traffic.....   | 19 |
| Εικόνα 2: Προβλεπόμενη αύξηση χρηστών Διαδικτύου παγκοσμίως .....  | 19 |
| Εικόνα 4: Τυπικό αποθηκευτικό σύστημα cloud με έναν κεντρικό server ελέγχου και δευτερεύοντες servers .....  | 20 |
| Εικόνα 5: Facebook data farm at Rutherford, USA.....   | 20 |
| Εικόνα 6: Κόστος και ισχύς ενός υπερ-υπολογιστή .....  | 21 |
| Εικόνα 7: Επίπεδα διασυνδέσεων .....   | 22 |
| Εικόνα 8: Μεγάλος περιορισμός στην telecom/datacom τεχνολογία: .....   | 23 |
| Εικόνα 9: Εξέλιξη του καταμερισμού των racks με την επανάσταση της Φωτονικής Τεχνολογία .....  | 24 |
| Εικόνα 10: Εφαρμογές Silicon On Insulator Technology .....   | 25 |
| Εικόνα 11: Compass-EOS router .....  | 26 |
| Εικόνα 12: Σημερινοί δρομολογητές- Λύση της Compass-EOS [22] .....   | 26 |
| Εικόνα 13: PPOD Mid-board Mount 5/6/10G & MicroPODTM and MiniPODTM .....   | 27 |
| Εικόνα 14: Περιοχή φάσματος εγγύς-υπερύθρου (NIR).....   | 28 |
| Εικόνα 15: Σχηματική απεικόνιση BJT SC VCSEL .....   | 29 |
| Εικόνα 16: Βασική αρχή φωτοανίχνευσης με τη χρήση ημιαγωγού. ....  | 31 |
| Εικόνα 17: Γραφική παράσταση της χωρητικότητας και της ανάστροφης τάσης .....  | 32 |
| Εικόνα 18: Ακραία αποτελέσματα .....   | 33 |
| Εικόνα 19: Εγκάρσιοι ηλεκτρικοί τρόποι TE <sub>1,0</sub> και TE <sub>1,1</sub> αντίστοιχα .....  | 34 |
| Εικόνα 20: Τύποι οπτικών διασυνδέσεων.....   | 35 |
| Εικόνα 21: Optics co-packaging.....  | 35 |
| Εικόνα 22: Optical MCMs Optics co-packaged with logic.....   | 35 |
| Εικόνα 23: Αρχιτεκτονικές λύσεις της Οπτικής Τεχνολογίας.....  | 36 |
| Εικόνα 24: Γενική συνδεσμολογία ενός οπτικού συμβολομετρητή.....   | 40 |
| Εικόνα 25: Κατάσταση μεταγωγής (α) OFF και (β) ON ενός συμβολομετρικού διακόπτη .....  | 41 |
| Εικόνα 26: Σχηματική παράσταση συμβολομέτρων Mach-Zehnder.....   | 43 |
| Εικόνα 27: T: θύρα μεταγωγής- R: θύρα ανάκλασης.....   | 44 |
| Εικόνα 28: 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. .... | 47 |
| Εικόνα 29: Παράδειγμα on-board οπτικής διασύνδεσης των 1Tb/s .....   | 48 |
| Εικόνα 30: Καταστάσεις μεταγωγής ενός 2x2 διακόπτη .....   | 49 |
| Εικόνα 31: Σχηματική απεικόνιση 4x4 διακόπτη.....  | 50 |
| Εικόνα 32: Κάθετη τομή (cross-section) της οπτικής διασύνδεσης με ενσωματωμένους διακόπτες [8] .....   | 51 |
| Εικόνα 33: Σχηματική απεικόνιση RF Generator.....  | 51 |
| Εικόνα 34: Δυαδικά ακολουθία PRBS module .....   | 53 |
| Εικόνα 35: NRZ κωδικοποιημένα "1" και "0" .....  | 53 |
| Εικόνα 37: ON-OFF διαμόρφωση.....  | 54 |
| Εικόνα 36: NRZ φάσμα.....  | 54 |
| Εικόνα 38: Standard Input File Format.....   | 55 |
| Εικόνα 39: Έξοδος λογικής πύλης AND .....  | 55 |
| Εικόνα 40: Παλμοσειρά εξόδου PRBS_N (zoom in) .....  | 56 |
| Εικόνα 41: Παλμοσειρά εξόδου PRBS_ReadFromFile.....  | 57 |
| Εικόνα 42: Παλμοσειρά εξόδου του OOK (πριν την DC πηγή).....   | 57 |
| Εικόνα 43: Ηλεκτρικό φάσμα εξόδου OOK (μετά την DC πηγή) .....   | 58 |
| Εικόνα 44: Παλμοσειρά εξόδου OOK (μετά την DC πηγή).....   | 58 |
| Εικόνα 45: Λεπτομέρεια παλμοσειράς εξόδου OOK (μετά την DC πηγή) (Zoom in_1) .....   | 58 |
| Εικόνα 46: Διάγραμμα ματιού εξόδου OOK (μετά την DC πηγή) .....  | 59 |
| Εικόνα 47: Θόρυβος στο 0 (Zoom In_2).....  | 59 |
| Εικόνα 48: Θόρυβος στο 1 (Zoom In_3).....  | 59 |
| Εικόνα 49: Σχηματική απεικόνιση κυκλώματος εξαγωγής LVI χαρακτηριστικής .....  | 61 |
| Εικόνα 50: Χαρακτηριστική ισχύος-ρεύματος VCSEL.....   | 61 |

|  |     |
|--|-----|
| Εικόνα 51: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος VCSEL .....   | 62  |
| Εικόνα 52: Κυκλωματικό διάγραμμα για τη μελέτη απόκρισης του VCSEL σε διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος.....                                   | 63  |
| Εικόνα 53: Χαρακτηριστική L-I σε διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος .....   | 64  |
| Εικόνα 54: Χαρακτηριστική V-I σε διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος.....  | 65  |
| Εικόνα 55: Χαρακτηριστική θερμοκρασίας-χρόνου .....  | 65  |
| Εικόνα 56: Χαρακτηριστική πλάτους-συχνότητας.....  | 66  |
| Εικόνα 57: Σχηματική απεικόνιση κυκλώματος διαμόρφωσης VCSEL.....  | 67  |
| Εικόνα 58: Παλμοσειρά εξόδου OOK coder.....  | 68  |
| Εικόνα 59: Παλμοσειρά εξόδου μετά το VCSEL.....  | 68  |
| Εικόνα 60: Interactive Simulation για βελτιστοποίηση τιμής του LinearMaterialGainCoefficient (LMGC) .....  | 69  |
| Εικόνα 61: Παλμοσειρά εξόδου μετά το VCSEL (βελτιστοποίηση overshoot, LMGC=3,45x10 <sup>-18</sup> ).....   | 69  |
| Εικόνα 62: Οπτικό φάσμα VCSEL.....   | 70  |
| Εικόνα 63: Παλμοσειρά εξόδου VCSEL.....  | 70  |
| Εικόνα 64: Παλμοσειρά εξόδου VCSEL ( <b>Zoom</b> ).....  | 71  |
| Εικόνα 65: Διάγραμμα ματιού εξόδου VCSEL .....   | 71  |
| Εικόνα 66: BER εξόδου VCSEL .....  | 73  |
| Εικόνα 67: Custom designed top illuminated photodiodes .....   | 74  |
| Εικόνα 68: Planar & Mesa diodes.....   | 75  |
| Εικόνα 69: Υλοποίηση chip-to-chip συστήματος μετάδοσης .....   | 76  |
| Εικόνα 70: Σχηματική απεικόνιση κυματοδηγού-ταινίας που κερδίζει έδαφος ως μονορυθμικό "φωτονικό σύρμα" σε εφαρμογές ολοκληρωμένης Si Φωτονικής..... | 77  |
| Εικόνα 71: Απόκριση συχνότητας βαθυπερατού φίλτρου .....   | 78  |
| Εικόνα 72: Κύκλωμα μελέτης διάδοσης ισχύος μέσω κυματοδηγού .....  | 79  |
| Εικόνα 73: BER εξόδου κυματοδηγού .....  | 81  |
| Εικόνα 74: Σχηματική απεικόνιση Mach-Zehnder .....   | 82  |
| Εικόνα 75: Mach-Zehnder Interferometer(MZI)-ενεργής της άνω εισόδου .....  | 83  |
| Εικόνα 76: MZI-είσοδος $E_{in1}$ .....   | 83  |
| Εικόνα 77: Έξοδος μεταγωγής MZI .....  | 84  |
| Εικόνα 78: Έξοδος μη μεταγωγής MZI (θύρα ανάκλασης) .....  | 84  |
| Εικόνα 79: Έξοδος μη μεταγωγής MZI (θύρα ανάκλασης)- <b>Zoom</b> .....   | 84  |
| Εικόνα 80: Διάγραμμα ματιού εξόδου μεταγωγής MZI .....   | 85  |
| Εικόνα 81: Mach-Zehnder Interferometer(MZI)-ενεργής της κάτω εισόδου .....   | 85  |
| Εικόνα 82: Mach-Zehnder Interferometer(MZI)-ενεργής της άνω εισόδου .....  | 85  |
| Εικόνα 83: Έξοδος μη μεταγωγής MZI (θύρα ανάκλασης) .....  | 86  |
| Εικόνα 84: Σήμα ελέγχου 0100 πριν και μετά την προσθήκη ηλεκτρικού φίλτρου.....  | 86  |
| Εικόνα 85: Στιγμιότυπο $E_{out2}$ για (διαφορετικά) πακέτα εισόδου των 896 bits.....   | 87  |
| Εικόνα 86: $E_{out1}$ & $E_{out2}$ για πακέτα εισόδου 796 bits .....   | 87  |
| Εικόνα 87: $E_{out1}$ & $E_{out2}$ για πακέτα εισόδου 796 bits μετά το φιλτράρισμα του VCSEL εκπομπής στα 193,1GHz....                               | 87  |
| Εικόνα 88: Eye diagram εξόδων $E_{out1}$ & $E_{out2}$ .....  | 87  |
| Εικόνα 89: $E_{out1}$ & $E_{out2}$ για πακέτα εισόδου 796 bits μετά το φιλτράρισμα του VCSEL εκπομπής στα 193,5GHz....                               | 88  |
| Εικόνα 90: Eye diagram εξόδων $E_{out1}$ .....   | 88  |
| Εικόνα 91: Έξοδος μεταγωγής MZI-Output 1 .....   | 88  |
| Εικόνα 92: Έξοδος μη μεταγωγής MZI-Output 2.....   | 89  |
| Εικόνα 93: Eye diagram (πακέτα εισόδου-1111 με ωφέλιμο φορτίο 896 bits).....   | 89  |
| Εικόνα 94: Κύκλωμα μελέτης μεταφοράς MZI.....  | 90  |
| Εικόνα 95: Συναρτήσεις μεταφοράς MZI για τις τιμές των 0 & 10dB αντίστοιχα .....   | 90  |
| Εικόνα 96: Συναρτήσεις μεταφοράς θύρας μεταγωγής & μη μεταγωγής (attenuation of MZI: 4,416dB).....   | 92  |
| Εικόνα 97: Συναρτήσεις μεταφοράς θύρας μεταγωγής & μη μεταγωγής (attenuation of MZI: 1,722 dB).....  | 93  |
| Εικόνα 98: 4x4 non-blocking αρχιτεκτονική Phox-Trot .....  | 95  |
| Εικόνα 99: Κύκλωμα μέτρησης κατανάλωσης ισχύος MZI.....  | 97  |
| Εικόνα 100: Σχηματική απεικόνιση 4x4 διακόπτη .....  | 99  |
| Εικόνα 101: Παραδείγματα τοπολογιών τυπικών στατικών δικτύων .....   | 100 |
| Εικόνα 102: 8x8 shuffle exchange ενός σταδίου.....   | 101 |
| Εικόνα 103: Συνολικό κύκλωμα τεχνολογίας UPVLC.....  | 102 |

|  |     |
|--|-----|
| Εικόνα 104: Συνολικό κύκλωμα τεχνολογίας KIT-AMO .....   | 115 |
| Εικόνα 105: Δίκτυο Clos (single-sided) .....   | 124 |
| Εικόνα 106: Γενική απεικόνιση ενός δικτύου crossbar .....  | 125 |
| Εικόνα 107: 8x8 Benes δίκτυο αποτελούμενο από 2x2 μεταγωγικά στοιχεία .....  | 125 |
| Εικόνα 108: Παραδείγματα 8x8 δικτύων delta με 2x2 μεταγωγικά στοιχεία .....  | 126 |
| Εικόνα 109: Σχηματική απεικόνιση 8x8 διακόπτη (δίκτυο Omega) .....   | 127 |
| Εικόνα 110: On-board οπτική διασύνδεση του 4x4 οπτικού δρομολογητή .....   | 129 |
| Εικόνα 111: a) state-of-the-art VCSEL arrays available by Vertilas and a layout of the 40Gb/s 1550nm VCSEL approach, b) state-of-the-art 25 Gb/s Surface Illuminated photodiodes available by Fraunhofer, to be upgraded to 40Gb/s speeds, c) spherical mirror design for increasing coupling efficiency with relaxed alignment accuracy requirements, d) electric-field amplitude distribution near a 11-ridge array grating coupler illuminated under the optimal conditions for SPP excitation, e) layout of the 4x4 on-chip switching matrix, f) PCB-embedded optical waveguides. .... | 130 |
| Εικόνα 112: Cross section της on-board προσάρτησης του διακόπτη .....  | 130 |
| Εικόνα 113: (a) Σχηματική κάθετη τομή μιας flip-chip-bonded silicon photonics δομής. (b) Απλοποιημένη θεώρηση των πυρηνών των SOI και πολυμερικών κυματοδηγών σε ένα συζεύκτη. ....  | 135 |





# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Εισαγωγή

---

### 1.1. Τεχνολογικές Εξελίξεις και Ανάγκες

Η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών υπήρξε ανέκαθεν ραγδαία. Συνεχώς παρουσιάζονται νέα και βελτιωμένα συστήματα επικοινωνιών και δικτύων που μεταφέρουν τα μηνύματα παντού, με τη μικρότερη δυνατή καθυστέρηση. Οι οπτικές ίνες αποτελούν σήμερα το κυρίαρχο μέσο μετάδοσης των δεδομένων και καλύπτουν περισσότερο από το 90% του συνολικού παγκόσμιου μήκους καλωδίωσης. Τα οπτικά δίκτυα πλέον θεωρούνται ο κύριος καταλύτης της εξέλιξης των τηλεπικοινωνιών και ο βασικός πυλώνας του σύγχρονου διαδικτυακού κόσμου.

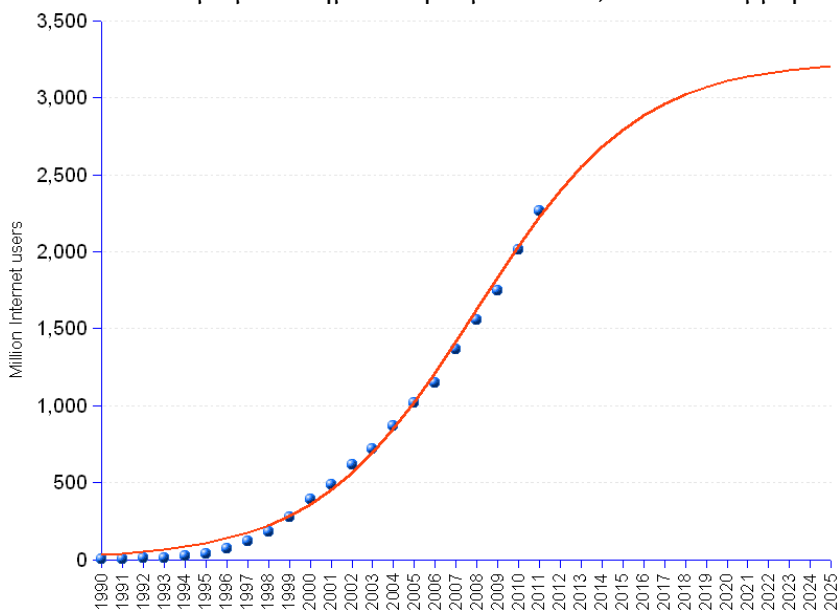


**Εικόνα 1:** Υποθαλάσσιο οπτικό δίκτυο

Από το 2002 και έπειτα, η διεθνής χρησιμοποιούμενη ευρυζωνική χωρητικότητα αυξήθηκε περισσότερο από 49 φορές με τη χωρητικότητα του δικτύου να διπλασιάζεται ανά 6 μήνες έχοντας ως χρονική αφετηρία το 1992. Οι παχιές κόκκινες γραμμές στην Εικόνα 1 υποδηλώνουν συνδέσεις των 500, 250, 125 και 50 Gbps. Η χρωματική διαβάθμιση των χωρών από άσπρο σε γκρι υποδηλώνει το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης ανά χώρα: >5.000, 400-4.999, 10-399, <10 (Gb/s). Από το 2010 υποβρύχια καλώδια συνδέουν όλες τις ηπείρους με εξαίρεση την Ανταρκτική. Στην Αθήνα το 90% του μητροπολιτικού δικτύου της καλύπτεται από οπτικές ίνες με τη παράλληλη χρήση ενός WDM-SDH δακτυλίου για αύξηση της χωρητικότητας.

Η οπτική τεχνολογία προσφέρει μεγάλο εύρος ζώνης, καλή απόδοση ισχύος, ασφάλεια και χαμηλές απώλειες μετάδοσης αλλά κυρίως ιδιαίτερα αυξημένες ταχύτητες επικοινωνίας συγκριτικά με τα εναλλακτικά μέσα μετάδοσης που σήμερα αγγίζουν τα 448 Gbps ανά κανάλι. Το 1987 ο αντίστοιχος ρυθμός μετάδοσης ήταν μόλις 1,17 Gbps. Με τους σημερινούς ρυθμούς μετάδοσης επιτυγχάνεται η μετάδοση 300 HD ταινιών ή 4.000 ταινιών απλής ποιότητας ανά δευτερόλεπτο, καθώς και η επίτευξη 180.000 ταυτόχρονων ADSL συνδέσεων των 20 Mbps ή 2 τρισεκκατομμυρίων κλασικών τηλεφωνικών κλήσεων [1].

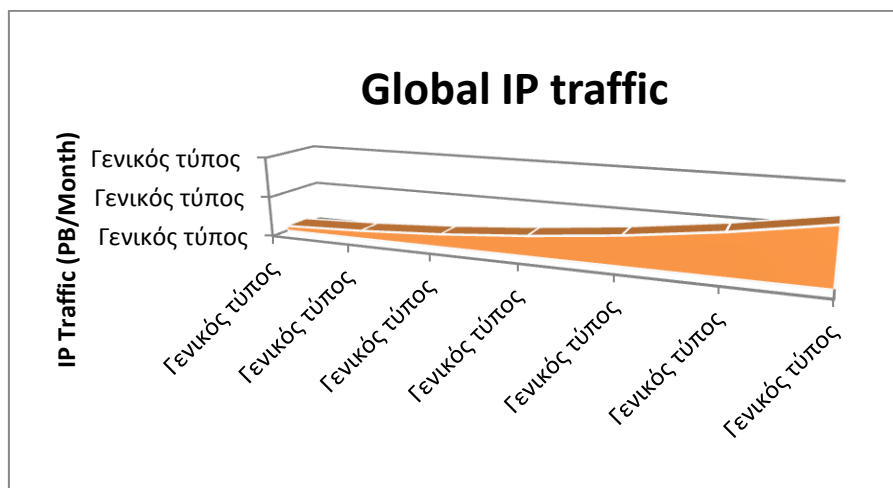
Η κινητήρια δύναμη αυτής της ραγδαίας εξέλιξης των τηλεπικοινωνιών δεν είναι άλλη από τους χρήστες και τις ανάγκες τους. Παρατηρείται ένας μεγάλος και ολοένα αυξανόμενος αριθμός χρηστών του Διαδικτύου καθώς και η εισαγωγή νέων εφαρμογών και υπηρεσιών που κατασπαταλούν τους διαθέσιμους δικτυακούς πόρους (**bandwidth-hungry applications**). Ο αριθμός των χρηστών Internet σύμφωνα με την Internet Usage and World Population Statistics το 2012 έφτασε τα 2,4 δισεκατομμύρια [2] και αναμένεται να συνεχίζει να αυξάνεται για τα επόμενα χρόνια μέχρι να φτάσει σε ένα εκτιμώμενο σημείο κορεσμού των 3,2 δισεκατομμυρίων χρηστών παγκοσμίως περίπου το 2026



**Εικόνα 2:** Προβλεπόμενη αύξηση χρηστών Διαδικτύου παγκοσμίως

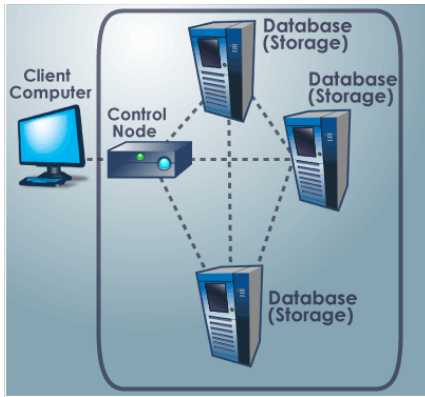
[3] (Εικόνα 2). Επίσης, με τη δραματική ανάπτυξη των κοινωνικών δικτύων καθώς και με τη χρήση του mobile internet άλλαξε δραστικά η μορφή της πληροφορίας με την πληροφορία στο uplink να ξεπερνά πλέον κατά πολύ το downlink. Στο φόρτο του uploading συμβάλλουν τα διάφορα blogs, το posting μηνυμάτων στο Facebook ή το Twitter, τα videos, τα on-line multiplayer παιχνίδια (World of Warcraft, Xbox Live) και οι εικόνες που μοιράζονται οι χρήστες του Facebook, Flickr, Instagram ή του Youtube. Μόνο οι χρήστες του Youtube "ανεβάζουν" κάθε λεπτό videos περίπου 20 ωρών, με την αντίστοιχη χρονική διάρκεια των uploaded

videos πριν μόλις δύο χρόνια να είναι ίση με 6 ώρες. Σημειώνεται επιπλέον ότι η παγκόσμια κίνηση δεδομένων μέσω του mobile internet άγγιξε τα 885 petabytes ανά μήνα στο τέλος του 2012 σε σχέση με τα 520 petabytes στο τέλος του 2011.



**Εικόνα 3:** Global IP Traffic

Η αξιοσημείωτα μεγάλη κινητικότητα στο Διαδίκτυο που περιγράφηκε προηγουμένως αποτέλεσε τον κινητήριο μοχλό για την έναρξη της **Exa-scale computing** εποχής και την εδραίωση του HPC (**High Performance Computing**). Απαιτείται πλέον ο σχεδιασμός και η δημιουργία ολοένα περισσότερων και αποδοτικότερων υπερ-υπολογιστών (**super-computers**) καθώς και η υιοθέτηση αναβαθμισμένων τοπολογιών αποθήκευσης και επεξεργασίας της πληροφορίας, όπως είναι τα **data centers** και το **cloud computing**.



**Εικόνα 4:** Τυπικό αποθηκευτικό σύστημα cloud με έναν κεντρικό server ελέγχου και δευτερεύοντες servers

Το cloud computing εκφράζει τη σημερινή κατάσταση του Διαδικτύου, δηλαδή τη χρησιμοποίηση πολλών και διαφορετικών servers, που εξυπηρετούν τις ανάγκες των χρηστών των ιστοσελίδων, επεξεργάζονται και παρέχουν τις διάφορες εφαρμογές του Διαδικτύου. Οι servers είναι κατανεμημένοι ανά τον κόσμο, χωρίς ο χρήστης του Internet να γνωρίζει με ποιο server είναι συνδεδεμένος κάθε στιγμή. Αυτό το παγκόσμιο δίκτυο των servers απαιτεί πολύ καλές επιδόσεις, καθώς καλείται να επεξεργαστεί κίνηση δεδομένων της τάξης των Tbps.

Μία ακόμη έννοια η οποία είναι συνδεδεμένη με το cloud computing είναι αυτή των υπερ-υπολογιστών, όπως έχουμε ήδη αναφέρει. Οι υπερ-υπολογιστές είναι ό,τι πιο σύγχρονο έχει να αναδείξει η επιστήμη των Υπολογιστών, της Ηλεκτρονικής και της Οπτικής Τεχνολογίας. Πρόκειται για πολλούς ηλεκτρονικούς υπολογιστές συνδεδεμένους μεταξύ τους έτσι ώστε να γίνεται παράλληλη επεξεργασία των σημάτων σε διαφορετικούς επεξεργαστές και πυρήνες, οδηγώντας σε τεράστιες επεξεργαστικές ικανότητες. Εξυπηρετούν τις σημερινές επιστημονικές απαιτήσεις για γρήγορη ταχύτητα αριθμητικών υπολογισμών και για διεκπαιρωτική ικανότητα (**throughput**) της τάξης των Pflops (floating point operations per second).

Ο σημερινός τρόπος επεξεργασίας και παροχής της πληροφορίας δεν γίνεται, λοιπόν, με τη χρήση



**Εικόνα 5:** Facebook data farm at Rutherford, USA

απλών ηλεκτρονικών υπολογιστών αλλά με συστοιχίες αυτών (**racks**), με **blade servers**, ομάδες δηλαδή από servers που επιτυγχάνουν χαμηλότερες καταναλώσεις ισχύος, και με υπερ-υπολογιστές. Τα παραπάνω συστήματα μπορούν συνολικά να αναφερθούν ως Κέντρα Πληροφορίας ή **Data Centers**, στα οποία επιτελείται παράλληλη επεξεργασία των δεδομένων, αλλά και ως Φάρμες Πληροφορίας ή **Data Farms** οι οποίες καταλαμβάνουν τεράστιες γεωγραφικές εκτάσεις [4]. Η λειτουργία ενός τέτοιου κέντρου πληροφορίας δημιουργεί θέματα που αφορούν την *κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος, τα συστήματα ψύξης, το μήκος των*

*καλωδιώσεων, τον απαραίτητο χώρο για την τοποθέτηση των πολυάριθμων racks και την πολυπλοκότητα.* Η αύξηση της υπολογιστικής ισχύος περιορίζεται από αυστηρούς περιορισμούς ισχύος, ενώ αυξάνεται σε μη αποδοτικές τιμές ο χρόνος αναμονής ανάκτησης δεδομένων [5].

Οι σημερινοί 10 Pflops υπερ-υπολογιστές, που τρέχουν για παράδειγμα τις μηχανές αναζήτησης (search engines) και τα κοινωνικά δίκτυα (social networks), καταναλώνουν περισσότερο από 5MWatt έκαστος, με τη συνολική κατανάλωση ισχύος να αυξάνει εκθετικά. Προβλέπεται ότι οι Exascale υπολογιστές του 2020 θα χρειάζονται ισχύ της τάξεως των 20MWatt με τα datacom optics να καταναλώνουν 1mW/Gb/sec [6, pp. 483-484]. Αυτές οι προβλέψεις βασίζονται στις τάσεις της βιομηχανίας HPC που ορίζουν αύξηση της υπολογιστικής ισχύος 10 φορές κάθε 4 χρόνια, δηλαδή 1,5×περισσότερο κόστος και 2×περισσότερη καταναλισκόμενη ισχύς. Ο no1 τωρινός super-computer

αποκαλύπτει μία κατάσταση που ξέφυγε κατά πολύ από τα προβλεπόμενα όρια: ο K-supercomputer (2012) έφτασε 10Pflops επίδοση, απαιτώντας όμως κοντά στα 10MW ισχύος αντί της προβλεπόμενης τιμής των 5MW.

| Year | Peak Performance | Machine Cost | Total Power Consumption |
|------|------------------|--------------|-------------------------|
| 2008 | 1PF              | \$150M       | 2.5MW                   |
| 2012 | 10PF             | \$225M       | 5MW                     |
| 2016 | 100PF            | \$340M       | 10MW                    |
| 2020 | 1000PF (1EF)     | \$500M       | 20MW                    |

**Εικόνα 6:** Κόστος και ισχύς ενός υπερ-υπολογιστή

Σύμφωνα με μία πρόσφατη έκθεση της Greenpeace, Make IT Green [1]:

- ✓ Η κατανάλωση της ηλεκτρικής ενέργειας από τα υπολογιστικά cloud centers θα αυξηθεί από 632 δισεκατομμύρια kWh το 2007 σε 1.963 δισεκατομμύρια kWh το 2020.

- ✓ Το σχετιζόμενο παραγόμενο CO<sub>2</sub> θα φτάσει τα 1.034 megatonnes.

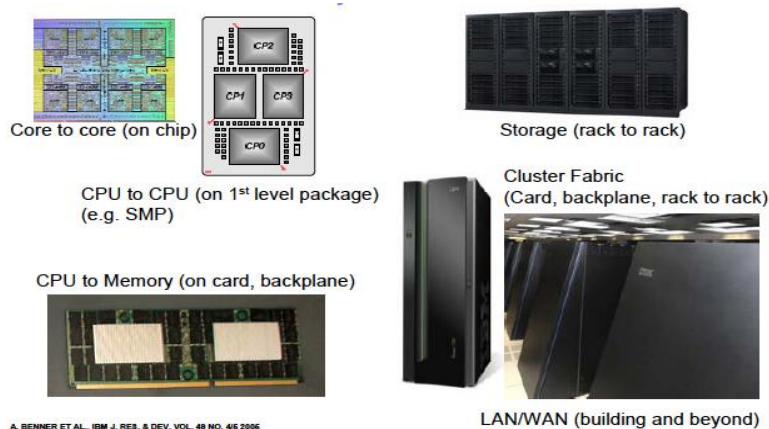
Αναφορά πρέπει να γίνει στο σύστημα Roadrunner της IBM, ένα από τα καλύτερα συστήματα υψηλής υπολογιστικής απόδοσης (High Performance Computing System-HPCS) στον κόσμο. Το συγκεκριμένο φτάνει την υπολογιστική ταχύτητα των PFlops, η οποία για να επιτευχθεί απαιτεί περισσότερα από 5.000 ενεργά καλώδια των 100 μέτρων. Με τη σειρά τους τα καλώδια αυτά συνδέουν 296 racks, τα οποία είναι δομημένα σε 18 συνδεδεμένες μονάδες (Connected Units-CU), καθεμία από τις οποίες έχει throughput που ξεπερνάει τα 384Gbps. Όλο το παραπάνω σύστημα αγγίζει σε κατανάλωση τα 3,9MWatt ισχύος. Αντίστοιχα συστήματα με τριπλάσια υπολογιστική ταχύτητα ξεπερνούν σε κατανάλωση τα 30MWatt, έχοντας απαιτήσεις καλωδιώσεων με ενεργά καλώδια συνολικού μήκους 20.000km. Όσον αφορά τις χωρικές απαιτήσεις των κτιριακών εγκαταστάσεων τέτοιων data centers αγγίζουν τα 8.500m<sup>2</sup> [4]. Να σημειωθεί ότι αναμένεται η κατασκευή του Range International Information Hub στο Langfang της Κίνας πριν το τέλος του 2016 με γεωμετρική έκταση η οποία είναι μεγαλύτερη από αυτή του Πενταγώνου με έκταση 585.000m<sup>2</sup> [7].

Με μια ματιά, λοιπόν, στις τεχνολογικές εξελίξεις των τελευταίων δεκαετιών, μπορεί κανείς εύκολα να κατανοήσει γιατί η έρευνα των ημερών έχει στρέψει έντονα το ενδιαφέρον της, εκτός από την ενσύρματη μετάδοση της πληροφορίας σε υψηλές ταχύτητες (**telecom**), που είναι πλέον εξασφαλισμένη λόγω των δυνατοτήτων της οπτικής ίνας, στους τρόπους επεξεργασίας της δρομολόγησης της πληροφορίας αυτής μέσα στα κέντρα υπολογιστών και μεταξύ αυτών. Αυτή η περιοχή της επιστήμης της Πληροφορίας ονομάζεται **datacom**. Οι λύσεις χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας που προτείνει η Φωτονική τεχνολογία θα πρέπει να διεισδύσουν στις συνδέσεις board-to-board και chip-to-chip και σταδιακά και στις intra-chip ώστε να αποφευχθεί η κατασπατάληση της ενέργειας [8] καθώς αυτή μπορεί να σημαίνει και το "τέλος των super-computers" [9, pp. 44-50].

## 1.2. Διασυνδέσεις-Interconnects

Ο δρόμος προς το Exa-scale computing οδήγησε στην ανάδειξη της προφανούς αδυναμίας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων να ακολουθήσουν τις ανάγκες για αυξημένη ταχύτητα επεξεργασίας σε συνδυασμό με μειωμένη κατανάλωση ισχύος. Το γεγονός αυτό οφείλεται στις εξαιρετικά μειωμένες δυνατότητες των ηλεκτρικών γραμμών να εξυπηρετήσουν γρήγορη μεταφορά μεγάλου όγκου δεδομένων πάνω από τις λεγόμενες **on-chip** διεπαφές (**interconnections**), συνδέσεις μεταξύ των δομικών μονάδων ενός υπολογιστή (μνήμη cache-επεξεργαστής) και τις **chip-to-chip** διεπαφές, συνδέσεις μέσα σε συστοιχίες υπολογιστών (**intra-rack interconnects**) και μεταξύ συστοιχιών υπολογιστών (**inter-rack interconnects**).





**Εικόνα 7:** Επίπεδα διασυνδέσεων

Η ποιότητα των διασυνδέσεων του συστήματος ενός data center καθορίζει πολλές από τις δυνατότητες του, όπως τη δυνατότητα γρήγορης δρομολόγησης των δεδομένων και την ταχυτητά του. Παραδοσιακά η δρομολόγηση των σημάτων στα PCBs (Printed Circuits Boards) γινόταν με ηλεκτρική καλωδίωση, μέσω της οποίας συνδέονταν μεταξύ τους τα διάφορα ASICs (Application Specific Intergrated Circuit). Σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης (μεγαλύτερων των 10Gbps) η ακεραιότητα του σήματος γίνεται το θέμα-κλειδί, αφού τα AC χαρακτηριστικά του κυκλώματος αρχίζουν να κυριαρχούν (αντίσταση, αγωγιμότητα, επαγωγή) παραμορφώνοντας σημαντικά το μεταδιδόμενο σήμα. Τα φαινόμενα αυτά είναι αρκετά δύσκολο να αντισταθμιστούν και καταλήγουν συχνά σε απόσβεση έως και 30dB στα 10Gbps, απαιτώντας αντιστάθμιση με απόφαση ανατροφοδότησης, η οποία μπορεί να χρησιμοποιήσει μέχρι και 200mWatt για κάθε κανάλι των 10Gbps. Για συνδέσεις της τάξης των Tbps μπορεί να γίνει κατανάλωση μέχρι και 40Watt ισχύος. Επιπλέον οι πρακτικοί περιορισμοί που εισάγουν τα ηλεκτρικά κυκλώματα (τεχνολογία συσκευασίας-υλικό PCB-σχεδιασμός καλωδίωσης-crosstalk μεταξύ των συνδέσμων) οδηγούν σε αδυναμία σχεδιασμού ολοένα και υψηλότερων ταχυτήτων συστημάτων μεταγωγών, καθώς αυτό αποδεικνύεται εξαιρετικά ακριβό και μη πρακτικό. Συνεπεία των παραπάνω περιορισμών περιορίζεται το εύρος ζώνης δρομολόγησης [10].

Οι βασικοί περιορισμοί που εισάγουν οι ηλεκτρικές διασυνδέσεις δημιουργούν τις ακόλουθες μεγάλες ομάδες ερευνητικού ενδιαφέροντος [11]:

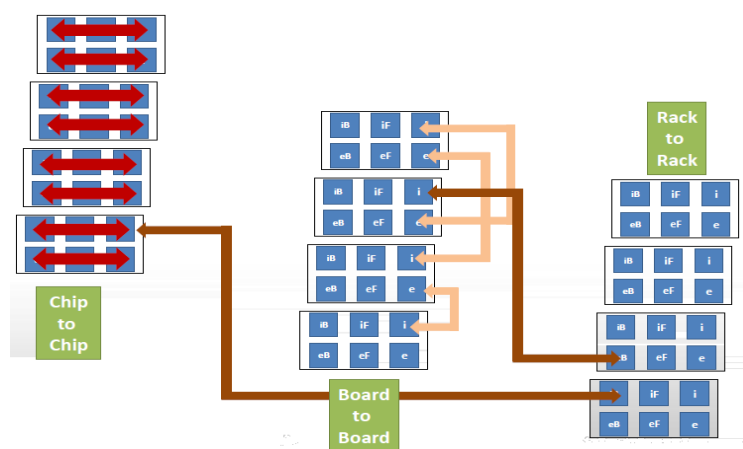
**Διαστάσεις:** Στα ηλεκτρικά chips εξαντλούνται οι ακίδες σύνδεσης ενώ δεν μπορούν να ανεκτούν μεγάλη καλωδίωση. Η απαίτηση μικρότερων διαστάσεων σχετίζεται τόσο με την ανάγκη για γρήγορες διασυνδέσεις, όσο και με τις χωρικές απαιτήσεις σε επίπεδο chip, σε επίπεδο υπολογιστών και κατ' επέκταση σε επίπεδο data center.

**Κατανάλωση ισχύος:** Οι διασυνδεσεις και οι διατάξεις χρονισμού στις ηλεκτρικές διασυνδέσεις καταναλώνουν μεγάλο ποσό ισχύος. Η ανάγκη μείωσης της κατανάλωσης αυτής σχετίζεται τόσο με θέματα κόστους όσο και με οικολογικά θέματα. Ο σχεδιασμός αποδοτικών ως προς την ισχύ που καταναλώνουν διασυνδέσεων μπορεί να μειώσει τη συνολική καταναλισκόμενη ισχύ στα data centers. Με την ανάγκη για μειωμένη κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος συνδέεται άμεσα και ο παράγοντας ψύξης των ηλεκτρονικών.

**Ολοκλήρωση σήματος:** Η οπτικοποίηση (virtualization) και η ομαδοποίηση (clustering) στα racks οδηγούν σε σημαντικό επιμερισμό του σήματος. Κατά τη μεταβίβαση του σήματος rack-to-rack, board-to-board, chip-to-chip παρατηρείται η υποβάθμιση των σημάτων λόγω των απωλειών, της διασποράς, του cross-talk και των ασυνεχειών της αγωγιμότητας. Ο χαλκός υποφέρει από εξαιρετικά υψηλές απώλειες εξαιτίας του επιδερμικού φαινομένου και σε κάποιο βαθμό λόγω των απωλειών του διηλεκτρικού. Σε κάθε σύνδεση θα πρέπει να υπάρχει αντιστάθμιση της γραμμικής αντίστασης αλλιώς το προσπίπτων σήμα ανακλάται μερικώς προκαλώντας σταδιακή υποβάθμιση σήματος.

**Καθυστερήσεις:** Ο χρόνος άφιξης των σημάτων δεν είναι προβλέψιμος, η διανομή χρονοισμού είναι εξαιρετικά δύσκολη, ενώ η ταχύτητα διάδοσης στα ηλεκτρικά κυκλώματα είναι πολύ μικρή. Επιπλέον, όσο αυξάνεται η διεκπεραιωτική ικανότητα των υπολογιστών αλλά και η ταχύτητα αριθμητικών υπολογισμών αυτών, τόσο πιο επιτακτική γίνεται η ανάγκη για γρήγορες διασυνδέσεις, ώστε να μπορεί να αξιοποιηθεί η τρομακτική ταχύτητα των υπολογιστικών διεργασιών αλλά και το μεγάλο εύρος ζώνης των ενσύρματων μέσων μετάδοσης, δηλαδή των ενεργών καλωδίων για μικρές αποστάσεις και των οπτικών ινών για μεγαλύτερες. Η βελτίωση των διασυνδέσεων των υπολογιστών προς αυτή την κατεύθυνση σχετίζεται με το λεγόμενο access latency αυτών.

**Πολυπλοκότητα:** Στο σχεδιασμό ηλεκτρικών κυκλωμάτων απαντώνται βασικές δυσκολίες. Δίνεται ως παράδειγμα ότι μία ηλεκτρική διασύνδεση στα 500MHz μπορεί να μη δουλεύει στα 600MHz λόγω επαγωγής των ακίδων σύνδεσης, εσωτερικών ανακλάσεων και παρασιτικών χωρητικότητας. Δεδομένου του πλήθους των καλωδιώσεων των data centers και των αναγκών για γρήγορη επεξεργασία και δρομολόγηση των δεδομένων, αντιλαμβάνεται κανείς την ανάγκη για μειωμένη πολυπλοκότητα στη δομή των διασυνδέσεων.



**Εικόνα 8:** Μεγάλος περιορισμός στην telecom/datacom τεχνολογία: η μεταβίβαση των δεδομένων μεταξύ των διάφορων καρτών

Η οπτική τεχνολογία, απ' την άλλη χαρακτηρίζεται από [10]:

- *Μικρό μήκος κύματος της τάξης του 1micron* ( $\lambda_{\text{ηλεκτρ}}=3\text{cm}-30\text{m}$ ). Περιορίζεται έτσι η εξάρτηση των απωλειών και της εξασθένισης σήματος από την απόσταση, ενώ επιτυγχάνεται πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος και δίνεται η δυνατότητα πυκνών διασυνδέσεων. Το μικρό μήκος κύματος επιτρέπει την ύπαρξη πολλαπλών σημείων, ξεχωριστά συνδεδεμένων, πάνω στην ίδια επιφάνεια με εκπεμπόμενα οπτικά κύματα (ελευθέρου χώρου ή ινών).
- *Πολύ υψηλή συχνότητα της τάξης των 200THz* ( $f_{\text{ηλεκτρ}}=10\text{MHz}-10\text{GHz}$ ). Δεν υπάρχει εξάρτηση της συχνότητας με την απώλεια σήματος ή διαφωνίες σημάτων (crosstalk). Επιτυγχάνεται πολύ υψηλό εύρος ζώνης καθώς και διάδοση σε πολύ υψηλές ταχύτητες καλά συγχρονισμένων σημάτων.
- *Υψηλή ενέργεια φωτονίων της τάξης του 1eV* ( $E_{\text{ηλεκτρ}}=40\text{neV}-40\mu\text{eV}$ ). Αποτέλεσμα η ηλεκτρική απομόνωση, η ανοχή σε τυχόν ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή και η χαμηλή απαιτούμενη ενέργεια επικοινωνίας.

Τα χαρακτηριστικά αυτά επέτρεψαν στη Φωτονική τεχνολογία να διεισδύσει στον κλάδο των διασυνδέσεων και του super-computing, εγκαινιάζοντας τη νέα αγορά του **computercom** [12] και εισάγοντας τις αλληλένδετες έννοιες των φωτονικών διαύλων μικρών αποστάσεων (**short-reach optical links**) και της **Φωτονικής Ολοκλήρωσης**. Αυτές οι δύο έννοιες περιγράφουν ουσιαστικά το

πώς στοιχεία γνωστά από την κλασική Φωτονική τεχνολογία, π.χ. laser, φίλτρα, διαχωριστές, συζεύκτες κλπ., θα πραγματοποιηθούν σε ολοκληρωμένη μορφή, έτσι ώστε να μειωθεί δραστικά το μέγεθος τους, και θα ενσωματωθούν σε εφαρμογές που μέχρι πρότινος αποτελούσαν το προπύργιο των ηλεκτρονικών. Αυτό που ξεχωρίζει στην αγορά του computercom είναι όχι μόνο η ανάγκη για συνδέσεις πολύ κοντινές, τάξης νανομέτρων (nm), αλλά επίσης η τεράστια πίεση για μειωμένο κόστος και ισχύ καθώς και για αυξημένη αξιοπιστία ώστε να καλυφθούν οι απαιτήσεις των μελλοντικών συστημάτων. Οι απαιτήσεις ισχύος θέλουν την τοποθέτηση της οπτικής τεχνολογίας όσο το δυνατόν πιο κοντά στην πηγή σήματος, το οποίο οδηγεί στην ανάγκη για όσο το δυνατόν πιο πυκνές διασυνδέσεις και πιο υψηλό βαθμό ολοκλήρωσης. Όμως καθώς οι ικανότητες των ηλεκτρονικών υπολογιστών βελτιώνονται, οι οπτικές διασυνδέσεις παρουσιάζουν περιορισμένες δυνατότητες ως προς το μέγεθός τους, τον θερμοκρασιακό τους έλεγχο και το εύρος ζώνης [13]. Πιο συγκεκριμένα, οι ημιαγωγοί της Ηλεκτρονικής δημιουργούν προβλήματα ταχύτητας, δηλαδή παρουσιάζουν μη αποδεκτά επίπεδα καθυστέρησης μέχρι το κατώφλι των 10GHz περίπου [14]. Από την άλλη, η τεχνολογία των Silicon Photonics περιορίζεται χωρικά σε διαστάσεις κάποιων μικρομέτρων ( $\mu\text{m}$ ) από το λεγόμενο diffraction limit και αυτό είναι κάτι που δεν επιτρέπει την περαιτέρω αύξηση της πυκνότητας ολοκλήρωσης.



Εικόνα 9: Εξέλιξη του καταμερισμού των racks με την επανάσταση της Φωτονικής Τεχνολογία

### 1.3. Φωτονική Τεχνολογία Πυριτίου-Silicon Photonics

Βασικό κίνητρο του επιστημονικού κόσμου ήταν η ανάγκη υλοποίησης διατάξεων αμιγώς οπτικής επεξεργασίας σήματος υπό τη μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Ως απόρροια της ανάγκης αυτής δημιουργήθηκε ο κλάδος της **Ολοκληρωμένης Οπτικής Τεχνολογίας**, γνωστή και ως **Φωτονική Τεχνολογία Πυριτίου** ή **Silicon Photonics**. Ο κλάδος αυτός επικεντρώνεται στην ανάπτυξη διηλεκτρικών κυματοδηγών και διατάξεων για την επεξεργασία του οπτικού σήματος και είναι συμπληρωματικός του πολύ γηραιότερου κλάδου της Ηλεκτρονικής.

Ωστόσο, παρόλα τα σημαντικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζει η Φωτονική Τεχνολογία σε σχέση με την κλασική Ηλεκτρονική, η διείσδυσή της στην ανάπτυξη τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι σχετικά χαμηλή. Η τεχνική ολοκλήρωσης CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) κρατά ακόμα τα σκήπτρα στη βιομηχανία και για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται πάντα σαν πλατφόρμα πάνω στην οποία γίνεται η ολοκλήρωση των διατάξεων της οπτικής τεχνολογίας.

Αυτό οφείλεται:

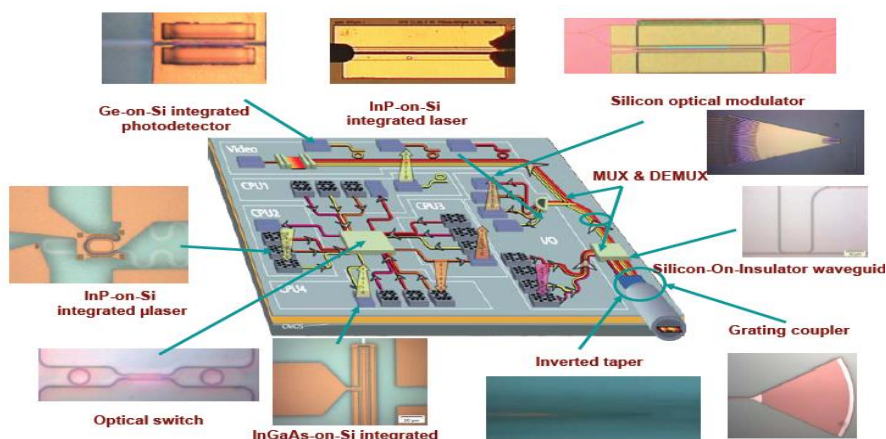


- ✓ Στην έλλειψη αξιόπιστων οπτικών συστημάτων.
- ✓ Στο μέγεθος των συστημάτων αυτών.
- ✓ Στη διαδικασία παραγωγής της Φωτονικής Τεχνολογίας, η οποία δεν είναι ακόμα "straight-forward".

Να σημειωθεί εδώ ότι τα τελευταία 5 χρόνια ο τομέας της **Φωτονικής Ολοκλήρωσης** έχει εξελιχθεί ραγδαία. Τη σχεδίαση και την υλοποίηση των νέων οπτικών εξαρτημάτων, ακολούθησε η προσπάθεια ενσωμάτωσης αυτών σε κοινό υπόστρωμα, σε αναλογία με τις ολοκληρωμένες διατάξεις μικροηλεκτρονικής και μικροκυμάτων. Υιοθετήθηκαν τεχνικές ολοκλήρωσης όπως: η Silicon on Insulator-**SOI** [15], η μονολιθική ολοκλήρωση (Monolithic Optoelectronic Intergration [16] με InP [17] με GaAs [18], [19], η ολοκλήρωση με επίταξη [20] και άλλες.

Τα ολοκληρωμένα οπτικά κυκλώματα (**photonic intergrated circuits**), που λέγονται και **planar lightwave circuits/PLC**, είναι συσκευές στις οποίες οπτικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα τοποθετούνται σε κοινή συσκευασία. Η τεχνολογία κατασκευής αυτών των κυκλωμάτων ονομάζεται **Ολοκληρωμένη Οπτική**. Για την ολοκλήρωση οπτικών διατάξεων (55nm, 45nm και 32nm process nodes) χρησιμοποιούνται κυρίως δομές υλικών των ομάδων III και V του περιοδικού πίνακα, πολυμερή, ή δομές πυριτίου σε υπόστρωμα μονωτή (**Silicon On Insulator, SOI**).

Η ανάπτυξη εφαρμογών με τη τεχνολογία Silicon On Insulator, SOI είναι μια περιοχή εξαιρετικού ενδιαφέροντος για επιστήμονες, ερευνητές και εταιρείες και μελετάται από τα μέσα του 1980 σαν μια πλατφόρμα οπτικών επικοινωνιών [21, pp. 1678-1687]. Σε αντίθεση με τα εξωτικά στοιχεία των ομάδων III και V, το πυρίτιο βρίσκεται άφθονο στη φύση. Επιπλέον, η τεχνογνωσία, που επιτεύχθηκε τις τελευταίες δεκαετίες, για τη μεταχείριση του πυριτίου και την κατασκευή ηλεκτρονικών συστημάτων, καθιστά τη λύση του πυριτίου ιδιαίτερα ελκυστική για εφαρμογή στην οπτική. Η υλοποίηση και η συσκευασία έχουν ικανοποιητική ακρίβεια και χαμηλό κόστος. Εξίσου σημαντική είναι η δυνατότητα ολοκλήρωσης μικροηλεκτρονικών εξαρτημάτων ελέγχου, και η ανεμπόδιστη συνύπαρξη των διαφορετικών φυσικών φαινομένων στα οποία στηρίζονται.



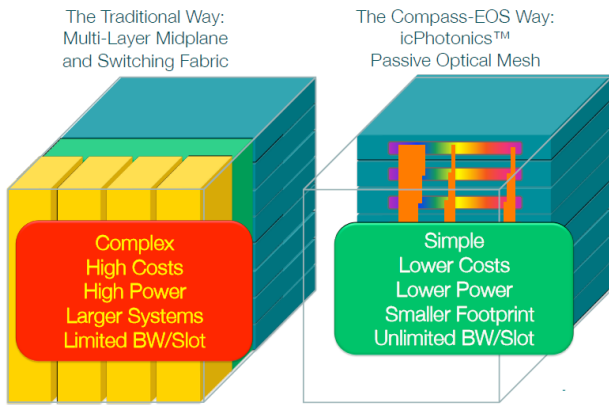
**Εικόνα 10:** Εφαρμογές Silicon On Insulator Technology

#### 1.4. Καινοτόμες νέες τεχνολογίες

Όταν η εταιρεία Compass-EOS κινήθηκε προς τη κατασκευή ενός δρομολογητή υψηλού εύρους ζώνης με δυνατότητα εύκολης κλιμάκωσης έγινε γρήγορα κατανοητό πως αυτή η προσδοκία θα μπορούσε να

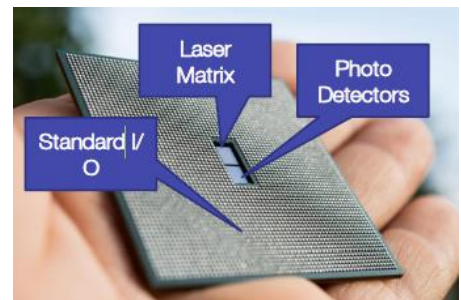
συναντηθεί μόνο με την ανάπτυξη μιας καινοτόμας ηλεκτρο-οπτικής τεχνολογίας που θα διευκόλυνε την chip-to-chip και chip-to-board διασύνδεση και όχι μόνο με την ήδη υπάρχουσα τεχνολογία.

Στην τεχνολογία που παρουσίασε η εταιρεία Compass-EOS η ανταλλαγή των δεδομένων μεταξύ των chips γίνεται με αποτελεσματικό τρόπο βασιζόμενη στην αρχιτεκτονική διαμόρφωσης πλήρους πλέγματος. Η οπτική διασύνδεση μετατρέπει τη ψηφιακή ροή δεδομένων σε οπτική ροή και αντίστροφα χρησιμοποιώντας έναν πίνακα από οπτικούς πομπούς (lasers) και ένα πίνακα οπτικών ανιχνευτών (photoreceptors) που συγκεντρώνονται στο κέντρο ενός CMOS chip. Τα ψηφιακά δεδομένα από το chip μετατρέπονται σε αναλογική ροή δεδομένων η οποία διαμορφώνει απευθείας ένα laser-πομπό. Η αντίστροφη διαδικασία, αυτή της μετατροπής του λαμβανόμενου οπτικού σήματος σε ψηφιακό, πραγματοποιείται με τη σύζευξη φωτός από τη συστοιχία των ινών με ένα πίνακα φωτοανιχνευτών. Αυτοί μετατρέπουν το οπτικό σήμα σε αναλογικό, το οποίο στη συνέχεια



**Εικόνα 12:** Σημερινοί δρομολογητές- Λύση της Compass-EOS [22]

ψηφιοποιείται. Το CMOS chip, πάνω στο οποίο η οπτική διασύνδεση προσαρτάται, είναι ένα κατά παραγγελία σχεδιασμένο ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο τρέχει όλες τις λογικές διαδικασίες, συμπεριλαμβανομένης της δρομολόγησης δεδομένων. Ένα μοναδικό χαρακτηριστικό αυτού του chip είναι ότι το αναλογικό ηλεκτρονικό κύκλωμα που οδηγεί τα κανάλια εκπομπής και λήψης ( Tx & Rx ) είναι ενσωματωμένο στο κέντρο του chip. Πρόκειται για μία υβριδική συσκευή με ψηφιακά και αναλογικά macros σε ένα μοναδικό, μονολιθικό CMOS-chip. Η οπτική μονάδα έχει μία τρύπα στο κέντρο της, τόσο στο PCB όσο και στο υπόστρωμα, η οποία επιτρέπει τη σύζευξη φωτός μέσα και έξω από τη συσκευή. Στα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας αυτής δεν περιλαμβάνεται μόνο η γρήγορη ταχύτητα των διασυνδέσεων chip-to-chip και chip-to-board, αλλά και η επεκτασιμότητά τους, η οποία επηρεάζει άμεσα τον δρομολογητή δημιουργώντας ένα δρομολογητή με μεγάλο εύρος ζώνης, μικρό αποτύπωμα και μικρές απαιτήσεις ενέργειας. Κάθε Compass-EOS δρομολογητής μπορεί να χρησιμεύσει ως τη βασική δομή για την ανάπτυξη μεγάλης κλίμακας δρομολόγησης.

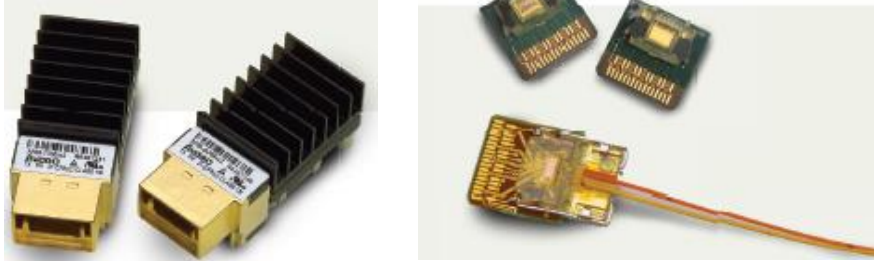


**Εικόνα 11:** Compass-EOS router

Μία άλλη καινοτόμα τεχνολογία παρουσίασε ήδη από τις αρχές του 2011 η Intel σε συνεργασία με την Apple. Πρόκειται για την τεχνολογία Thunderbolt, η οποία αρχικά είχε πάρει το όνομα Light peak και αφορούσε δομές οπτικών διασυνδέσεων [23]. Η θύρα Thunderbolt επιτρέπει τη διασύνδεση των εξωτερικών περιφερειακών μονάδων ενός υπολογιστή αυξάνοντας την απόδοση της μετάδοσης δεδομένων χάρις την καινοτομία του διπλού πρωτοκόλλου I/O (ταχύτητα 10Gbps διπλής κατεύθυνσης). Αρχικά ξεκίνησε σαν μία καθαρά οπτική τεχνολογία με την Intel να επιθυμεί να αντικαταστήσει τις ηλεκτρικές διασυνδέσεις με σκοπό τη μείωση του κόστους και την παροχή έως και 10W της ισχύος στις συνδεδεμένες συσκευές [24], ενσωμάτωσε ωστόσο στη συνέχεια και καλωδίωση χαλκού. Ωστόσο η Intel και η συνεργαζόμενη βιομηχανία δουλεύουν ακόμα προς την ανάπτυξη μιας καθαρά οπτικής διασύνδεσης Thunderbolt αλλά και καλωδίων [25]. Το πρώτο οπτικό καλώδιο Thunderbolt παρουσιάστηκε τα μέσα του Απριλίου του 2012 από την Sumitomo Electric Industries.



Επιπλέον η εταιρεία Avago Technologies, κορυφαίος προμηθευτής III-V ημιαγωγών πυριτίου κατασκευάζει μία σειρά από συσκευές εξελιγμένης τεχνολογίας από ένα φάσμα αναλογικών, mixed και οπτοηλεκτρονικών δομών και έχει να παρουσιάσει την καινοτόμα τεχνολογία των πομποδεκτών "PPOD Mid-board Mount 5/6/10G", βασισμένων σε πλατφόρμα (mid-board) παράλληλων οπτικών δομών. αλλά και των "MicroPOD™ and MiniPOD™", των μικρότερων στο κόσμο πομποδεκτών 120G [26].



**Εικόνα 13:** PPOD Mid-board Mount 5/6/10G & MicroPOD™ and MiniPOD™

### 1.5. Αντικείμενο-Δομή της Διπλωματικής Εργασίας

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι ο σχεδιασμός και η μοντελοποίηση ενός οπτικού διακόπτη, ολοκληρωμένου σε πυρίτιο, για Terabit εφαρμογές. Η σχεδίαση ξεκινάει από το επίπεδο του κυματοδηγού, όπου και γίνεται μελέτη των χαρακτηριστικών της διάδοσης του φωτός μέσα από αυτόν, και συνεχίζει με την ανάπτυξη ολόκληρου του οπτικού κυκλώματος καθώς και την προσομοίωση του σε συνθήκες μετάδοσης δεδομένων. Η εργασία πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης φωτονικών κυκλωμάτων VPI Transmission Maker 9.2.

Πιο συγκεκριμένα, το σήμα που εξετάστηκε 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), ένα οπτικο συμβολόμετρο που καθοδηγεί το σήμα εισόδου της ανάλογα με τη διαφορά φάσης που εισάγεται μεταξύ των δύο μονοπατιών (paths) του στοιχείου και ένα σήμα ελέγχου στις δύο εξόδου της. Η σύζευξη του διακόπτη (οπτικού στοιχείου) με το ηλεκτρονικό υπόστρωμα-PCB παραγματοποιείται αρχικά με τη χρήση grating Couplers και στη συνέχεια με τη χρήση ανακλαστικών κατόπτρων. Πραγματοποιούνται προσομοιώσεις και παρουσιάζονται τα αποτελέσματά τους, όπως στοιχεία σχετικά με τα λαμβανόμενα BER και διαγράμματα ματιού, σε διάφορα στάδια του κυκλώματος. Τέλος, σχολιάζονται διάφορα φαινόμενα που παρατηρήθηκαν και καταδεικνύεται η λειτουργία του κυκλώματος.

Μελετάται συγκριτικά η κατανάλωση ενέργειας στο οπτικό στοιχείο και γίνεται αντιστάθμιση ισχύος μεταξύ εισόδου-εξόδου. Είναι επιθυμητή η διατήρηση στάθμης ισχύος τέτοιας ώστε να ανταποκρίνεται στην ευαισθησία του δέκτη χωρίς τη χρήση αναγεννητών (repeaters) ή και ενισχυτικών διατάξεων στο εσωτερικό του κυκλώματος. Το τελευταίο θα ήταν εξαιρετικά περιοριστικό ως προς το κόστος. Σε περίπτωση που η τελική ισχύς εξόδου είναι χαμηλή, θεωρείται ωστόσο απαραίτητη η χρήση ενός αναγεννητή-επαναλήπτη σήματος ο οποίος αναγεννά το οπτικό σήμα μετατρέποντας το σε ηλεκτρικό και στη συνέχεια ξανά σε οπτικό και αναμεταδίδοντάς το στο κύκλωμα. Τέτοιοι αναγεννητές χρησιμοποιούνται για να επεκτείνουν την εμβέλεια του σήματος, αντισταθμίζοντας τυχόν αποτρεπτικές για τη στάθμη λήψης του δέκτη απώλειες, οι οποίες μπορεί να οφείλονται σε εξασθένιση λόγω της μη-ιδανικότητας του υλικού του κυματοδηγού και σε παραμόρφωση του σήματος.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### Παρουσίαση βασικών οπτικών δομών

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι βασικές δομές που περιλαμβάνει η μελέτη.

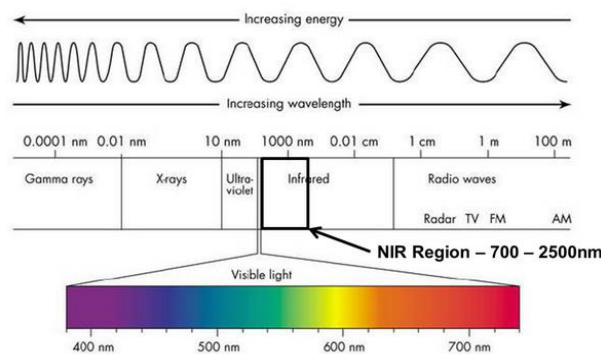
#### 2.1. Πομπός (VCSELs)

Η πηγή σήματος παρέχει το μεταδιδόμενο οπτικό σήμα και καθορίζει όλες τις δυνατότητες και τα χαρακτηριστικά εκπομπής του συστήματος. Μόνο η ευαισθησία του οπτικού ανιχνευτή παίζει έναν εξίσου σημαντικό ρόλο στη συνολική επίδοση του οπτικού συστήματος. Επίσης, ο τρόπος διαμόρφωσης του εκπεμπόμενου φωτός καθώς και το ύψος της εκπεμπόμενης ισχύος είναι σημαντικά για την επιλογή του συστήματος οπτικής εκπομπής.

Τα συστήματα οπτικής εκπομπής που χρησιμοποιούνται σε ένα on-chip οπτικό κύκλωμα πρέπει να έχουν τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- Μεγάλη ταχύτητα διαμόρφωσης του εκπεμπόμενου φωτός.
- Μικρή κατανάλωση ισχύος, γεγονός πολύ σημαντικό για το γενικό σχεδιασμό του συστήματος αλλά και για τη συντήρησή του.
- Ικανότητα λειτουργίας σε ένα αρκετά μεγάλο εύρος θερμοκρασιών, χωρίς υποβάθμιση της επίδοσης του συστήματος και άρα και της ποιότητας επικοινωνίας.
- Μικρή πιθανότητα σφάλματος, εξασφαλίζοντας ρυθμό μετάδοσης σφαλμάτων (Bit Error Rate-BER) μικρότερο από  $10^{-9}$ .

Για την ικανοποίηση όλων των παραπάνω απαιτήσεων από την πλευρά του εκπομπού, απαιτούνται ιδιαίτερα φθηνά laser diodes με χαρακτηριστικά όπως υψηλό εύρος ζώνης διαμόρφωσης, ικανοποιητικές τιμές ισχύος εξόδου και εκπομπή στο εγγύς υπέρυθρο (near-infrared). Επιλέγεται ως πηγή φωτός για λειτουργία στην κοντινή υπέρυθη περιοχή το VCSEL. Τα VCSELs (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) είναι μια νέα δομή laser. Εκπέμπουν φως κάθετα από την επιφάνεια τους και έχουν κάθετη κοιλότητα laser, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 15.



**Εικόνα 14:** Περιοχή φάσματος εγγύς-υπερύθρου (NIR)





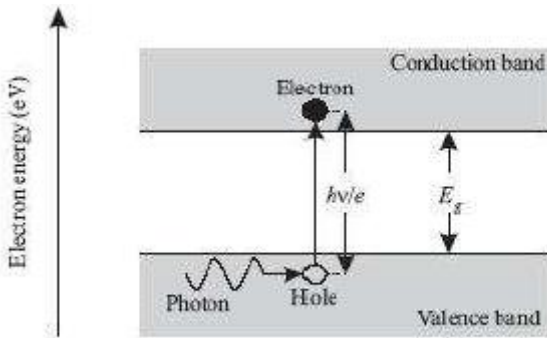
Το αντηχείο του VCSEL αποτελείται από δύο διανεμημένους καθρέφτες ανακλαστών Bragg (DBR) παράλληλους στην επιφάνεια wafer με μια ενεργό περιοχή που αποτελείται από μία ή περισσότερες κβαντικές πηγές (quantum wells) για την ελαφριά παραγωγή ακτίνας laser ενδιάμεσα. Οι επίπεδοι DBR καθρέφτες αποτελούνται από τα στρώματα με εναλλασσόμενους υψηλούς και χαμηλούς διαθλαστικούς δείκτες. Κάθε στρώμα έχει ένα πάχος ενός τετάρτου του μήκους κύματος του laser στο υλικό, που παράγει τις ανακλαστικότητα έντασης επάνω από 99%. Σε κοινά VCSELS οι ανώτεροι και χαμηλότεροι καθρέφτες εμποτίζονται ως υλικά τύπου p και n, διαμορφώνοντας μια σύνδεση διόδων. Στις πιο σύνθετες δομές, οι περιοχές p και n μπορούν να θαφτούν μεταξύ των καθρεφτών, απαιτώντας μια πιο σύνθετη διαδικασία ημιαγωγών για να κάνουν την ηλεκτρική επαφή στην ενεργό περιοχή, αλλά που περιορίζουν την απώλεια ηλεκτρικής ισχύος στη δομή DBR.

Στο παρελθόν, επιλέγονταν πομποδέκτες (transceivers) των 850nm με εύρος ζώνης μετάδοσης να ξεπερνά τα 23GHz [28, p. 938-940] λόγω των χαμηλών απωλειών που εμφάνιζαν σε πολυμερικούς κυματοδηγούς, καθώς επίσης επειδή επιτυγχάνει μετάδοση δεδομένων σε ρυθμούς όπως 40Gb/s σε κοντινές αποστάσεις. Ωστόσο, για συστοιχίες VCSEL τοποθετημένες κατευθείαν πάνω στο κύκλωμα (chip) απαιτείται η ζώνη φάσματος των 980nm, καθώς τα υποστρώματα των laser και των ανιχνευτών (detector) δεν είναι προσπελάσιμα-διαφανή στα 850nm. Με αυτόν τον τρόπο δεν εμποδίζεται η απευθείας συγκόλληση με τον CMOS πομποδέκτη μπλοκάροντας τη διαδρομή του φωτός [17, pp. 1332-1339]. Η ανάγκη δημιουργίας οπτικών πηγών για χρήση στα τυπικά δίκτυα πρόσβασης κινητοποίησε μεγάλες προσπάθειες προς την ανάπτυξη VCSEL υψηλών ταχυτήτων για εκπομπή σε μήκη κύματος 1300nm και 1.550nm [29], [30].

Στο μήκος κύματος των 1.300nm ανταγωνίζονται διαφορετικού τύπου συσκευές: συσκευές με σύντηξη πλακιδίων (wafer fusion) [15], κβαντικά πηγάδια (Quantum Wells-QW) εμπλουτισμένα σε άζωτο [31], και θαμμένη διαδρομή σήραγγας για να περνάει το φως (buried tunnel junction-BJT) [32], [33]. Ωστόσο τα BJT VCSELS, με τον καινοτόμο σχεδιασμό μικρής κοιλότητας (Short-Cavity-SC), δείχνουν εξαιρετική απόδοση στο μήκος κύματος των 1.550nm. Το μέγιστο προσδιορισθέν εύρος ζώνης διαμόρφωσης καθώς και η μέγιστη τιμή ρυθμού δεδομένων που έχει σημειωθεί για αυτές τις συσκευές είναι 17GHz [34] και 25Gbps [35], αντίστοιχα.

Για εκπομπή γύρω στα 1550nm, εφαρμόζεται μία ενεργή περιοχή βασισμένη πάνω σε InGaAlAs σύστημα υλικού. Η ακριβής σύνθεση του απεικονίζεται στην Εικόνα 15. Τα επτά κβαντικά πηγάδια πάχους 6,1nm καλλιεργούνται με πίεση 2,5% (pseudomorphic). Με αυτόν τον τρόπο λαμβάνονται χαμηλής διαφάνειας πυκνότητες φορέα καθώς και αυξημένα διαφορικά κέρδη, αποδίδοντας χαμηλότερα ρεύματα κατωφλίου [36]. Επιπλέον, αναμένονται αυξημένες συχνότητες συντονισμού-χαλάρωσης και μειωμένες ενδογενείς αποσβέσεις. Σαν αποτέλεσμα, μία ισχυρή αύξηση της συχνότητας συντονισμού-χαλάρωσης  $f_R$  και μια λιγότερο έντονη αύξηση της απόσβεσης  $\gamma$  προβλέπεται για την αύξηση των ρευμάτων πόλωσης. Οι καθρέφτες Bragg (DBRs) για VCSEL των 1.550nm που αναπτύσσονται σε InP υπόστρωμα επιτάσσουν κράματα τεταρτοταγούς AlGaInAs με κακές θερμικές αγωγιμότητες λόγω σκέδασης του κράματος. Επιπλέον, οι καθρέφτες αυτοί παρουσιάζουν ένα μάλλον μικρό δείκτη διάθλασης ανάμεσα στα ακόλουθα επίπεδα  $\lambda/4$  αποδίδοντας υψηλά βάθη διείσδυσης του οπτικού πεδίου μέσα στον καθρέπτη. Ως εκ τούτου, όλο και περισσότερα και παχύτερα στρώματα  $\lambda/2$  θα πρέπει να τοποθετηθούν ώστε να διασφαλίσουν ικανοποιητικές υψηλές ανακλαστικότητα καθρεπτών.

## 2.2. Ανιχνευτής Οπτικού Φωτός (PDs)



**Εικόνα 16:** Βασική αρχή φωτοανίχνευσης με τη χρήση ημιαγωγού.

παράγουν ρεύμα. Καθώς πλησιάζουν την άκρη της αποσυμφορημένης περιοχής, οι ηλεκτρικές δυνάμεις ελαττώνονται και το ρεύμα παύει. Επίσης, όταν εφαρμοστεί εξωτερική τάση στον ημιαγωγό, τα ζεύγη ηλεκτρόνια-οπές προκαλούν ένα ηλεκτρικό ρεύμα που ονομάζεται φωτόρευμα (photocurrent) (Εικόνα 16).

Είναι αρχή της κβαντομηχανικής ότι κάθε ηλεκτρόνιο μπορεί να απορροφήσει μόνο ένα φωτόνιο για να μεταβεί μεταξύ δύο ενεργειακών σταθμών. Η ενέργεια του προσπίπτοντος φωτονίου πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με το ενεργειακό χάσμα ώστε να είναι δυνατή η παραγωγή φωτορεύματος. Τίθεται ο εξής περιορισμός όσον αφορά τη συχνότητα  $f_c$  ή το μήκος κύματος  $\lambda$  για το οποίο ένα ημιαγωγικό υλικό με ενεργειακό χάσμα κανονικοποιημένο ως προς το ηλεκτρικό φορτίο  $E_g$  (σε J/Cb) μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως φωτοανιχνευτής:  $h \times f_c = \frac{h \times c}{\lambda} \geq e \times E_g$ , όπου  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός και  $e$  είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου. Η μεγαλύτερη τιμή του  $\lambda$  για την οποία ικανοποιείται η προηγούμενη σχέση καλείται μήκος κύματος αποκοπής (cutoff waveleght) και δηλώνεται ως  $\lambda_{\text{cutoff}}$ .

Οι γνωστοί ημιαγωγοί πυριτίου (Silicon-Si) και αρσενικούχου γαλλίου (Gallium Arsenide-GaAs) δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν φωτοανιχνευτές στις μπάντες των 1.310nm και 1.550nm. Το πυρίτιο συγκεκριμένα χρησιμοποιείται ευρέως στη μπάντα των 800nm. Το γερμάνιο (Germanium-Ge), παρά το γεγονός ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να κατασκευαστούν φωτοανιχνευτές και στις δύο επιθυμητές μπάντες, έχει κάποια μειονεκτήματα που μειώνουν την αποδοτικότητά του. Τα "μίγματα" Ίνδιο-Γάλλιο-Αρσενικό (Indium-Gallium-Arsenide - InGaAs) και Ίνδιο-Γάλλιο-Αρσενικό-Φώσφορος (Indium-Gallium-Arsenide-Phosphide - InGaAsP) χρησιμοποιούνται συνήθως για την κατασκευή φωτοανιχνευτών στις μπάντες των 1310nm και 1550nm.

Οι φωτοανιχνευτές έχουν πολύ μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας, αφού ο φωτοανιχνευτής σε κάποιο μήκος κύματος μπορεί να λειτουργήσει ως φωτοανιχνευτής και σε όλα τα μικρότερα μήκη κύματος. Επομένως ένας δέκτης σχεδιασμένος για τη μπάντα των 1550nm μπορεί να λειτουργήσει και στη μπάντα των 1310nm.

### Σημαντικοί Παράμετροι των Ανιχνευτών:

➤ **Ευαισθησία (Responsivity-R):** Είναι ο λόγος του ρεύματος εξόδου προς το φως εισόδου. Συνδέει το ηλεκτρικό ρεύμα ( $I_p$ ) που ρέει μέσα στον φωτοανιχνευτή με την προσπίπτουσα σε αυτόν οπτική ισχύ ( $P$ ):  $I_p = \eta \times \frac{\lambda}{1,24} \times P \equiv R \times P$ . Η ευαισθησία είναι γραμμικά ανάλογη της quantum efficiency ( $\eta$ ) και του μήκους κύματος ελευθέρου χώρου ( $\lambda$ ). Υψηλή responsivity ισοδυναμεί με υψηλή ευαισθησία στον δέκτη.

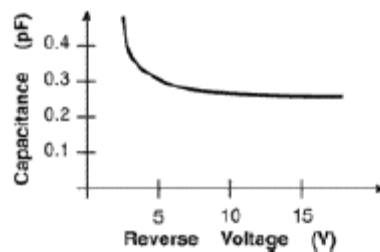
➤ *Quantum Efficiency*: Είναι ο λόγος των αρχικών ζευγών ηλεκτρονίων-οπών που δημιουργήθηκαν από προσπίπτοντα φωτόνια προς τον αριθμό των φωτονίων που προσέκρουσαν στο υλικό του ανιχνευτή.

$$\eta(\lambda) = \zeta \times (1 - R) \times [1 - \exp(-\alpha(\lambda) \times d)]$$

όπου R είναι η οπτική ισχύς που ανακλάται στην επιφάνεια, ζ είναι το κλάσμα των ζευγών οπών-ηλεκτρονίων που συνεισφέρουν στο ρεύμα ανίχνευσης, α(λ) είναι ο συντελεστής απορρόφησης του υλικού και d το βάθος του φωτοανιχνευτή. Συγκεκριμένα, η παράμετρος ζ αντιπροσωπεύει το κλάσμα των ζευγών ηλεκτρονίων-οπών που αποφεύγουν τον ανασυνδυασμό, επικρατώντας συχνά στην επιφάνεια του υλικού, και συνεισφέρουν στο ωφέλιμο φωτόρρευμα, ενώ ο παράγοντας [1 - exp(-α(λ) × d)] αντιπροσωπεύει το κλάσμα της ροής των ηλεκτρονίων που απορροφώνται από τον όγκο του υλικού. Ο δέκτης θα πρέπει να έχει μία αρκετά μεγάλη τιμή d, τέτοια ώστε d > 1/α, α = 10<sup>4</sup>cm<sup>-1</sup>, d > 1μm.

➤ *Χωρητικότητα (Capacitance)*: Εξαρτάται από την ενεργό περιοχή της συσκευής και την ανάστροφη τάση διαμέσου της συσκευής. Αυτή η σχέση απεικονίζεται στην Εικόνα 17. Για επαφές p-n, επειδή το πλάτος της ζώνης κατάρρευσης μειώνεται με εφαρμογή ορθής πόλωσης αλλά αυξάνεται με εφαρμογή ανάστροφης πόλωσης, η χωρητικότητα της επαφής αυξάνεται όταν αυτή υπόκειται σε ορθά πολωμένη τάση αλλά μειώνεται όταν υπόκειται σε ανάστροφα πολωμένη τάση.

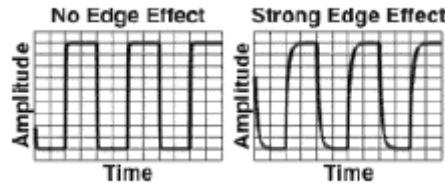
➤ *Χρόνος Απόκρισης (Response Time)*: Είναι ο χρόνος που χρειάζεται η φωτοδιόδος για να ανταποκριθεί σε οπτικά σήματα εισόδου και να παράγει ένα ρεύμα εξόδου. Ο χρόνος απόκρισης της φωτοδιόδου εξαρτάται από δύο βασικούς παράγοντες. Πρώτον, από την μετατόπιση των ηλεκτρονίων και των οπών που παράχθηκαν στην ζώνη κατάρρευσης και δεύτερον, από την διάχυση των ηλεκτρονίων και των οπών που παράχθηκαν στη ζώνη διάχυσης. Η μετατόπιση των φορέων καθ' όλη τη ζώνη κατάρρευσης είναι μία γρήγορη διαδικασία, η οποία χαρακτηρίζεται από τους χρόνους μετάδοσης των φωτοπαραχθέντων φορέων στη ζώνη κατάρρευσης. Η διάχυση των φορέων, απ' την άλλη, είναι μία αργή διαδικασία, η οποία προκαλείται από την οπτική απορρόφηση που πραγματοποιείται στις περιοχές διάχυσης έξω από την περιοχή κατάρρευσης υψηλού πεδίου.



**Εικόνα 17:** Γραφική παράσταση της χωρητικότητας και της ανάστροφης τάσης

Επιπλέον, ο χρόνος απόκρισης μπορεί να επηρεαστεί από το ρεύμα σκότους, το θόρυβο, τη γραμμικότητα, το back reflection και από edge effects (όπως φαίνεται στην Εικόνα 18). Edge effect μπορεί να προκληθεί από το γεγονός ότι οι ανιχνευτές έχουν γρήγορη απόκριση μόνο στην κεντρική τους περιοχή. Η εξωτερική περιοχή του ανιχνευτή έχει υψηλότερη ευαισθησία από ότι η κεντρική περιοχή, η οποία μπορεί να προκαλέσει προβλήματα κατά την ευθυγράμμιση του κυκλώματος στον ανιχνευτή. Επειδή η απόκριση είναι πολύ πιο αργή στην άκρη, αυτή η κακή ευθυγράμμιση θα μειώσει το χρόνο απόκρισης του ανιχνευτή.





**Εικόνα 18:** Ακραία αποτελέσματα

Το bandgap (σε eVolt<sup>1</sup>), δηλαδή το ενεργειακό κενό μεταξύ ζώνης σθένους και ζώνης αγωγιμότητας, για τα διάφορα ημιαγώγιμα υλικά των φωτοδιόδων στους 300 K παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα, τόσο για άμεση όσο και για έμμεση οπτική μετάδοση:

| <b>Bandgaps (eVolt)</b>                     | <b>Indirect</b> | <b>Direct</b> |
|---|-----------------|---------------|
| <b>Si</b>                                   | 1.14            | 4.1           |
| <b>Ge</b>                                   | 0.67            | 0.81          |
| <b>GaAs</b>                                 | -               | 1.43          |
| <b>InAs</b>                                 | -               | 0.35          |
| <b>InP</b>                                  | -               | 1.35          |
| <b>GaSb</b>                                 | -               | 0.73          |
| <b>In<sub>0.53</sub>Ga<sub>0.47</sub>As</b> | -               | 0.75          |
| <b>In<sub>0.14</sub>Ga<sub>0.86</sub>As</b> | -               | 1.15          |
| <b>GaAs<sub>0.88</sub>Sb<sub>0.12</sub></b> | -               | 1.15          |

**Πίνακας 1:** Ενεργειακά διάκενα ανά υλικό φωτοδίοδου

### 2.3. Waveguides-Optical PCBs

Η καθιερωμένη τεχνολογία της χρήσης χαλκού για τη μετάδοση ηλεκτρικών σημάτων μεταξύ των ηλεκτρονικών κατασκευαστικών στοιχείων που είναι εγκατεστημένα σε πλακέτες τυπωμένων κυκλωμάτων (Printed Circuit Boards-PCBs) υπήρξε μέχρι τώρα ιδιαίτερα επιτυχής. Μάλιστα το κομμάτι της τεχνολογίας του χαλκού έχει τόσο πολύ εξελιχθεί ώστε τα PCBs να έχουν τη δυνατότητα να περιλαμβάνουν πολλαπλά στρώματα κομματιών χαλκού τα οποία συνδέονται κάθετα μεταξύ τους με χαλκό. Ωστόσο όπως αναφέρθηκε ήδη στις παραγράφους 1.1 και 1.2, η τεχνολογία αυτή παρουσιάζει σοβαρές αδυναμίες ως προς την κάλυψη των αναγκών για τις υπερυψηλές ταχύτητες των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η τεχνολογία του χαλκού έχει ήδη απαντήσει στις προκλήσεις αυτές με:

- Έγχυση παλμών υψηλής ισχύος στα μονοπάτια χαλκού.
- Παλμική διαμόρφωση με pre-emphasis.
- Προσαρμογή των χαρακτηριστικών της συχνότητας μιας σύνδεσης με προσαρμοστική εξισορρόπηση.
- PCBs χαμηλών απωλειών.
- Επαναχάραξη για τον έλεγχο της αντίστασης.

<sup>1</sup> eVolt: Ένα (1) eV, εκφράζει το ποσό της κινητικής ενέργειας που αποκτά ένα μη δεσμικό ηλεκτρόνιο καθώς περνά από ηλεκτροστατική διαφορά δυναμικού ενός βολτ (V), στο κενό.

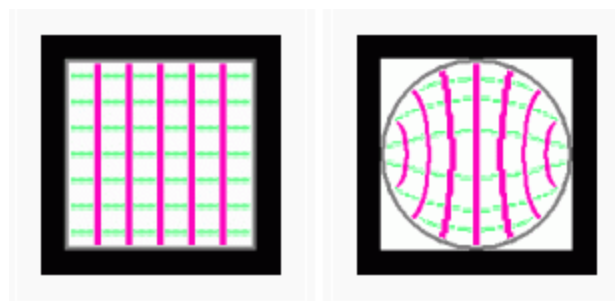
- Πολλαπλά μονοπάτια χαμηλότερων ρυθμών διάδοσης σε συνδέσεις καλωδίων.

Ωστόσο, οι μέθοδοι αυτοί είναι κοστοβόρες, ιδιαίτερα χρονοβόρες και δεν μπορούν να επεκταθούν σε ακόμα υψηλότερες και ταχύτερες διασυνδέσεις.

Η τεχνολογία της υπέρυθρης ακτινοβολίας έρχεται σε αυτό το σημείο να προσφέρει ένα ιδιαίτερα ελκυστικό τρόπο να ξεπεραστούν τα προβλήματα αυτά μέσω κυματοδηγών πολυμερούς διηλεκτρικού, επεκτείνοντας με αυτόν τον τρόπο τις επικοινωνίες σε πολύ πιο υψηλούς ρυθμούς διάδοσης bit.

Ο κυματοδηγός είναι μια διάταξη μετάδοσης κυμάτων. Συνήθως αναφέρεται για τη μετάδοση ηχητικών ή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Οι κλασσικοί κυματοδηγοί αποτελούνται από κοίλους μεταλλικούς σωλήνες ορθογώνιας, κυκλικής ή ελλειπτικής διατομής μέσα στους οποίους είναι εφικτή η όδευση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, ιδίως UHF και μικροκυμάτων, άνω του 1 GHz. Οι διαστάσεις του κυματοδηγού είναι συγκρίσιμες με το μήκος κύματος. Οι οπτικές ίνες είναι ειδική κατηγορία κυματοδηγών, κατάλληλες για ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στο υπέρυθρο και ορατό μέρος του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Κάθε κυματοδηγός αποτελείται από ένα μακρύ μέσο, το οποίο κατάλληλο για τη μεταφορά των κυμάτων για τα οποία κατασκευάστηκε, ενώ στα όριά του χρειάζεται να ανακλάται το κύμα. Κάθε κυματοδηγός μπορεί να μεταφέρει μόνο κύματα και κυματικές συνιστώσες συχνότητας μεγαλύτερης από κάποια συγκεκριμένη συχνότητα. Αυτή εξαρτάται από το υλικό που είναι κατασκευασμένος ο κυματοδηγός και τις διαστάσεις του, δηλαδή εξαρτάται μόνο από τον κυματοδηγό και ονομάζεται συχνότητα αποκοπής.

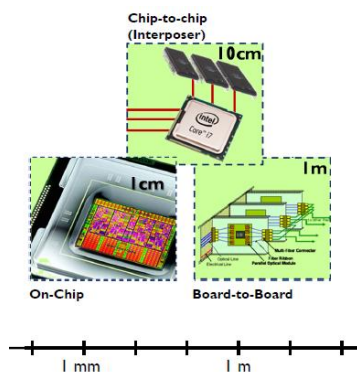
Οι κυματοδηγοί αναλύονται με την επίλυση των Εξισώσεων Maxwell με όρια καθορισμένα από τις ιδιότητες των υλικών και των διεπαφών τους. Αυτές οι εξισώσεις έχουν πολλαπλές λύσεις από το σύστημα εξίσωσης, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί σε ένα διαφορετικό τρόπο. Κάθε τρόπος με τη σειρά του αντιστοιχεί στην αξονική ταχύτητα διάδοσης του κύματος στον οδηγό. Οι τρόποι διάδοσης κυματοδηγού εξαρτώνται από το μήκος κύματος και τη πόλωση του μεταδιδόμενου H/M κύματος καθώς και από τη μορφή και το μέγεθος του κυματοδηγού. Στους κοίλους μεταλλικούς κυματοδηγούς, οι θεμελιώδεις τρόποι είναι ο εγκάρσιος ηλεκτρικός  $TE_{1,0}$  τρόπος για ορθογώνιο και  $TE_{1,1}$  για τους κυκλικούς κυματοδηγούς (Εικόνα 19).



**Εικόνα 19:** Εγκάρσιοι ηλεκτρικοί τρόποι  $TE_{1,0}$  και  $TE_{1,1}$  αντίστοιχα

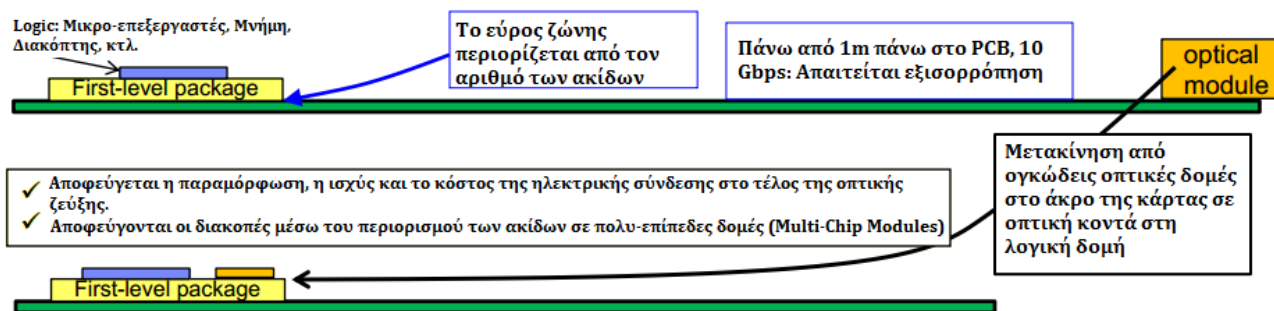
Οι κυματοδηγοί έρχονται να αντικαταστήσουν τα κλασσικά PCBs της Ηλεκτρονικής και να δημιουργήσουν ένα νέο τύπο διασυνδέσεων σε συνδυασμό με τη τεχνολογία CMOS, βλέπε Εικόνα 23, τις οπτικές διασυνδέσεις. Τα οπτικά πλέον PCBs έρχονται να αντικαταστήσουν την παλιά και παρωχημένη τεχνολογία σε διασυνδέσεις on-chip, chip-to-chip και board-to-board (Εικόνα 20). Ήδη η Apple έχει παρουσιάσει σε φορητό υπολογιστή της την καινοτόμο οπτική διασύνδεση υψηλών ταχυτήτων Thunderbolt. Ο δρόμος προς την κλιμάκωση της χρήσης της Οπτικής Τεχνολογίας σε ένα μηχάνημα ξεκίνησε ήδη από το 2008, όπου τα ηλεκτρικά καλώδια αντικαθίστανται από οπτικές ίνες (εύρος ζώνης μνήμης 0,012 Byte/FLOP και κατανάλωση ισχύος 0,012 MW), το 2012 η ηλεκτρική μητρική κάρτα αντικαθίσταται από οπτική (εύρος ζώνης μνήμης 0,1 Byte/FLOP και 10% εξοικονόμηση ισχύος/κόστος), το 2016 αναμένεται η αντικατάσταση του ηλεκτρικού PCB από οπτικό (εύρος ζώνης μνήμης 0,2 Byte/FLOP και 20% εξοικονόμηση ισχύος/κόστος), ενώ στο 2020 προβλέπεται να

εισχωρήσει η οπτική τεχνολογία σε on-chip επίπεδο (εύρος ζώνης μνήμης 0,4 Byte/FLOP και 40% εξοικονόμηση ισχύος/κόστος) [37].



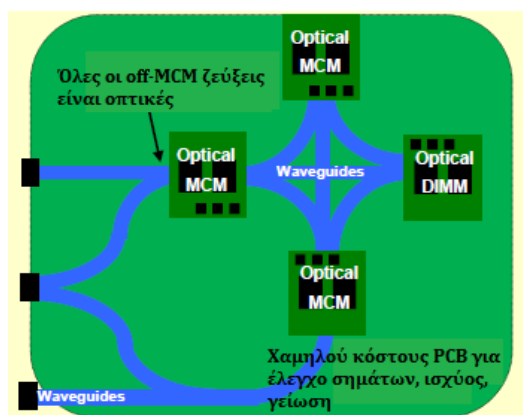
**Εικόνα 20:** Τύποι οπτικών διασυνδέσεων

Οι οπτικές δομές τοποθετούνται πλέον πιο κοντά στις λογικές δομές, παρά στην άκρη της κάρτας. Με αυτόν τον τρόπο ελαχιστοποιείται η ισχύς που καταναλώνεται στην ηλεκτρική σύνδεση από τη λογική δομή στην οπτική. Η οδήγηση γίνεται με αυτόν τον τρόπο πάνω στο chip αντί να γίνεται πάνω στο board. Επιπλέον επιτυγχάνεται υψηλή πυκνότητα ως προς το εύρος ζώνης, Εικόνα 21:



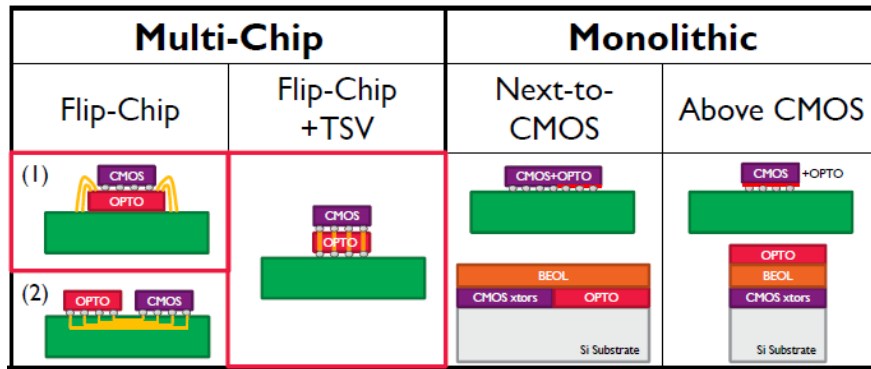
**Εικόνα 21:** Optics co-packaging

Μία λύση που προτείνει η Οπτική Τεχνολογία είναι τα PCBs με ολοκληρωμένους πολυμερικούς κυματοδηγούς, οι οποίοι παρουσιάζουν ιδιαίτερα υψηλό εύρος ζώνης ως οπτικές διασυνδέσεις και οδηγούν σε διασυνδέσεις στην κλίμακα του chip (ortochips). Όραμα, λοιπόν, της Οπτικής Τεχνολογίας είναι οι οπτικές multi-chip δομές (MCMs) ολοκληρωμένες με λογικές δομές σε χαμηλού κόστους σε κοινό οπτικό PCB και με παθητικές λειτουργίες δρομολόγησης (συνάθροιση, διαίρεση), [37], Εικόνα 22.



**Εικόνα 22:** Optical MCMs Optics co-packaged with logic

Παρακάτω παρουσιάζονται διάφορες αρχιτεκτονικές επιλογές της Οπτικής Τεχνολογίας καθώς και τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που αυτές σημειώνουν.



**Εικόνα 23:** Αρχιτεκτονικές λύσεις της Οπτικής Τεχνολογίας

*Multi-Chip\_Flip-Chip* τεχνολογία: Πρόκειται για γνωστή λογική συνδεσμολογίας, με καλή θερμική διαχείριση (2) και μικρό footprint (1), που συνδυάζει τις δύο διαφορετικές τεχνολογίες. Στα αρνητικά της λύσης αυτής συγκαταλέγεται η παρουσία των υψηλών παρασιτικών συχνοτήτων στο PCB λόγω της χαμηλής πυκνότητας (1), η ανάγκη για παρεμβολή υψηλής ταχύτητας (2) καθώς και το θερμικό crosstalk (1).

*Multi-Chip\_Flip-Chip+TSV<sup>2</sup>* τεχνολογία: Στα θετικά της λύσης αυτής αναφέρεται το μικρό footprint, η μείωση των παρασιτικών συχνοτήτων στο PCB λόγω της υψηλής πυκνότητας ολοκλήρωσης και ο καλός συνδυασμός των δύο διαφορετικών τεχνολογιών. Στα αρνητικά της συγκαταλέγεται αφενός μεν το θερμικό crosstalk, αφετέρου η απαίτηση ανάπτυξης 3D TSV σύνδεσης πάνω στο OPTO. Ο όρος 3D TSV αναφέρεται σε μία κάθετη ηλεκτρική σύνδεση (via-Vertical Interconnect Access) που διαπερνά πλήρως ένα wafer πυριτίου. Οι συνδέσεις TSV είναι υψηλής απόδοσης και χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία 3D πακέτων και ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, χάρις στις οποίες επιτυγχάνεται υψηλή πυκνότητα ολοκλήρωσης.

*Monolithic\_Next-to-CMOS:* Η αρχιτεκτονική αυτή παρουσιάζει λιγότερες παρασιτικές συχνότητες και έχει το θετικό του συνδυασμού των δύο τεχνολογιών σε μία κοινή διαδικασία, αλλά υπολείπεται ως προς τις προαναφερθείσες τεχνολογίες ως προς το footprint και της πολύπλοκης τεχνολογίας συνολοκλήρωσης.

*Monolithic\_Above CMOS:* Στην αρχιτεκτονική αυτή το footprint είναι μικρό και οι παρασιτικές συχνότητες χαμηλές. απ' την άλλη όμως το θερμικό crosstalk και processing thermal budget compatibility δυσχεραίνουν τη χρήση της εν λόγω λύσης [38].

## 2.4. Switches

Πολλά οπτικά δίκτυα ενσωματώνουν οπτικούς διακόπτες (optical switches), οι οποίοι χρησιμοποιούνται στα οπτικά δίκτυα για διάφορες εργασίες, οι οποίες χαρακτηρίζονται κυρίως από το χρόνο ο οποίος χρειάζεται για να εκτελεστεί η κάθε εργασία και μπορεί να είναι από μερικά millisecond μέχρι subnanoseconds (switching time). Οι διακόπτες είναι στοιχεία που καθοδηγούν οπτικά σήματα ανάμεσα σε διάφορα μονοπάτια οπτικής κυματοδήγησης χωρίς την μετατροπή τους από οπτικά σε ηλεκτρικά.

<sup>2</sup> TSV: Through-Silicon Via

Βασικές λειτουργίες των διακοπών παρουσιάζονται επιγραμματικά στη συνέχεια [39]:

- *Provisioning of lightpaths*: Μια βασική τους λειτουργία είναι η διάθεση των φωτεινών μονοπατιών. Στην περίπτωση αυτή οι διακόπτες χρησιμοποιούνται μέσα σε οπτικές συνδέσεις για να τις προσαρμόσουν έτσι ώστε να υποστηρίζουν καινούρια φωτεινά μονοπάτια. Για την διεργασία αυτή προτιμούνται διακόπτες με χρόνους εναλλαγής που κυμαίνονται σε millisecond.
- *Protection switching*: Μια άλλη λειτουργία είναι αυτή της προστατευτικής εναλλαγής. Δίκτυα που χρειάζονται switching protection (εναλλαγή μεταξύ εφεδρικών κυκλωμάτων), όπου τα βασικά χαρακτηριστικά πρέπει να λειτουργούν αξιόπιστα μετά από μια μακρά περίοδο σε μια θέση, πρέπει να χαρακτηρίζονται από παρακολούθηση των συστημάτων και έγκαιρη διάγνωση. Στη διεργασία αυτή οι διακόπτες χρησιμοποιούνται για τη διοχέτευση των κυμάτων από μία κύρια ίνα σε μία δευτερεύουσα, στην περίπτωση που η κύρια ίνα έχει υποστεί βλάβη. Για τη διεργασία αυτή απαιτούνται διακόπτες με χρόνους εναλλαγής της τάξης του microsecond. Χρησιμοποιούνται συνήθως μικροί 2x2 διακόπτες.
- *Packet switching*: Επίσης οι διακόπτες αποτελούν βασικά στοιχεία ενός υψηλής ταχύτητας οπτικού δικτύου που χρησιμοποιεί μεταγωγή πακέτου. Εδώ οι διακόπτες χρησιμοποιούνται για την εναλλαγή των σημάτων στα πακέτα. Για την διεργασία αυτή, ο χρόνος εναλλαγής πρέπει να είναι πολύ μικρότερος από τη διάρκεια του πακέτου, για αυτό χρησιμοποιούμε μεγάλους διακόπτες (large switches).
- *External modulators*: Επίσης οι διακόπτες χρησιμοποιούνται και ως εξωτερικοί διαμορφωτές για να ανάβουν και να σβήνουν τα δεδομένα μπροστά από μια πηγή laser. Στην περίπτωση αυτή ο χρόνος εναλλαγής πρέπει να είναι ένα μικρό κλάσμα από τη διάρκεια του bit.

Εκτός από το χρόνο εναλλαγής (switching time), υπάρχουν οι εξής βασικοί παράμετροι που καθορίζουν αν ένας διακόπτης είναι κατάλληλος για μια διεργασία.

- Ο **λόγος εξασθένισης-extinction ratio** ενός διακόπτη on-off είναι ο λόγος της ισχύος εξόδου όταν ο διακόπτης είναι στην κατάσταση on προς την ισχύ εξόδου όταν είναι στην κατάσταση off. Ο λόγος αυτός πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος και είναι πολύ βασικός στους εξωτερικούς διαμορφωτές. Κυμαίνεται στα 40-50 dB στους μηχανικούς διακόπτες και στα 10-15dB στους υψηλής ταχύτητας εξωτερικούς διαμορφωτές.

- Η **απώλεια εισόδου-insertion loss** ενός διακόπτη είναι το κλάσμα της ισχύος (συνήθως σε dB), το οποίο χάνεται εξαιτίας της παρουσίας τους διακόπτη και πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο. Μερικοί διακόπτες έχουν διαφορετική απώλεια για διαφορετικές συνδέσεις εισόδου-εξόδου. Αυτό φυσικά δεν είναι επιθυμητό, καθώς αυξάνει τη δυναμική εμβέλεια (dynamic range) των σημάτων στο δίκτυο. Έτσι μπορεί να χρειαστεί να τοποθετήσουμε οπτικούς αμβλυντές (optical attenuators) για την εξισορρόπηση της απώλειας στα διάφορα μονοπάτια.

- Επειδή οι διακόπτες δεν είναι ιδανικοί, ακόμη και αν ένας διακόπτης x είναι ονομαστικά συνδεδεμένος με έναν διακόπτη y, μπορεί κάποια ισχύς από τον x να εμφανιστεί σε άλλες εξόδους. Για μία δοσμένη κατάσταση ή σχέδιο διασύνδεσης (interconnection pattern) και εξόδου, το **crosstalk** είναι ο λόγος της ισχύος σε αυτή έξοδο από την επιθυμητή είσοδο προς την ισχύ όλων των άλλων εισόδων.

- Επίσης οι διακόπτες πρέπει να έχουν μικρή απώλεια η οποία να οφείλεται στην **πόλωση-polarization dependent loss-PDL**. Όταν ένας διακόπτης χρησιμοποιείται ως εξωτερικός διαμορφωτής, η εξάρτηση αυτή γίνεται δεκτή, καθώς ο διακόπτης χρησιμοποιείται αμέσως μετά το

laser, και η πόλωση του laser στην έξοδο μπορεί να ελέγχει χρησιμοποιώντας ειδική οπτική ίνα (polarization-preserving fiber) για τη διασύνδεση του φωτός από το laser στον εξωτερικό διαμορφωτή.

Οι βασικές κατηγορίες διακοπών παρουσιάζονται στη συνέχεια με σύντομη επεξήγηση της λειτουργίας τους.

### 2.4.1. Μηχανικοί Διακόπτες

Στους διακόπτες αυτούς η εναλλαγή πραγματοποιείται από μηχανικά μέσα. Ένα είδος τέτοιου διακόπτη χρησιμοποιεί μια διαρρυθμιση διακοπών όπου η κατάσταση εναλλαγής καθορίζεται από τη μετακίνηση ενός καθρέφτη μέσα και έξω από το οπτικό μονοπάτι. Άλλο είδος διακόπτη μπορεί να χρησιμοποιεί κατευθυνόμενο συζευκτήρα κυκλωμάτων (directional coupler). Τεντώνοντας ή λυγίζοντας την ίνα στην περιοχή αλληλεπίδρασης, αλλάζει ο λόγος σύζευξης του συζευκτήρα και κατά συνέπεια μπορούμε να τον χρησιμοποιήσουμε για να εκτρέψουμε το φως από μία θύρα εισόδου σε διαφορετικές θύρες εξόδου. Οι διακόπτες αυτοί έχουν μικρή απώλεια εισόδου, μικρό PDL, χαμηλό crosstalk και είναι σχετικά φτηνοί. Έχουν όμως ταχύτητες εναλλαγής της τάξης μερικών ms και για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση της διάθεσης των φωτεινών μονοπατιών.

### 2.4.2. Θερμο-Οπτικοί Διακόπτες

Πρόκειται για 2x2 συνδυασμένους μετρητές παρεμβολών-interferometers, οι οποίοι κατασκευάζονται σε κυματοδηγά υλικά, που κατασκευάζονται από πολυμερή ή σιλικόνη, των οποίων ο δείκτης διάθλασης είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας. Αλλάζοντας τον δείκτη διάθλασης στον έναν βραχίονα του interferometer, η σχετική διαφορά φάσης μεταξύ των δύο βραχιόνων αλλάζει, έχοντας ως αποτέλεσμα την καθοδήγηση του σήματος εισόδου από μία θύρα εξόδου σε άλλη.

Οι συσκευές αυτές κατασκευάζονται από πυρίτιο όπως και από πολυμερή του, αλλά έχουν πολύ χαμηλό crosstalk. Επίσης, το θέρμο-οπτικό φαινόμενο είναι πολύ αργό και οι ταχύτητες εναλλαγής είναι της τάξης των μερικών ms. Η βραδύτητα τους δεν τους περιορίζει στις ήδη υπάρχουσες εφαρμογές.

### 2.4.3. Ηλεκτρο-Οπτικοί Διακόπτες

Ένας τέτοιος 2x2 διακόπτης επιλέγει τις διαδρομές των φωτεινών κυμάτων μέσα σε ενεργές συσκευές χρησιμοποιώντας πολωμένο ηλεκτρικό ρεύμα. Χρησιμοποιούν έναν κατευθυνόμενο συζευκτήρα (directional coupler), του οποίου η αναλογία σύζευξης τροποποιείται με την αλλαγή του δείκτη διάθλασης (refractive index) του υλικού που βρίσκεται στην περιοχή σύζευξης. Το υλικό που χρησιμοποιείται είναι το Lithium Niobate-LiNbO<sub>3</sub>. Η εναλλαγή πραγματοποιείται με την εφαρμογή κατάλληλης τάσης στα ηλεκτρόδια.

Ένας τέτοιος διακόπτης μπορεί να αλλάζει κατάσταση πολύ γρήγορα συνήθως σε λιγότερο από 1 ns. Ο χρόνος αυτός καθορίζεται από τη δυναμικότητα των ηλεκτροδίων. Λόγω της ιδιότητας αυτής, ένας τέτοιος διακόπτης χρησιμοποιείται συχνά ως εξωτερικός διαμορφωτής. Οι διακόπτες αυτοί έχουν

συνήθως μεγάλη απώλεια και PDL και είναι πιο ακριβοί από τους μηχανικούς. Εντούτοις, ούτε τα ηλεκτρο-οπτικά αλλά ούτε και τα θερμό-οπτικά switches δεν μπορούν ακόμα να επιτύχουν την απώλεια εισαγωγής, το back reflection και τη long-term σταθερότητα των οπτό-μηχανικών οπτικών switches.

Η πιο πρόσφατη τεχνολογία ενσωματώνει όλα τα οπτικά switches που μπορούν να συνδέσουν ίνες χωρίς να μετατρέψουν το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό. Αυτό αυξάνει πολύ την ταχύτητα switching, επιτρέποντας στα σημερινά τηλεπικοινωνιακά συστήματα και δίκτυα να αυξήσουν τους ρυθμούς μετάδοσης. Παρ' όλα αυτά, αυτή η τεχνολογία είναι τώρα σε ανάπτυξη και τα αναπτυσσόμενα συστήματα κοστίζουν περισσότερο από ότι τα συστήματα που χρησιμοποιούν τους παραδοσιακούς οπτό-μηχανικούς διακόπτες [40].

#### 2.4.4. Ημιαγωγικοί Διακόπτες Οπτικών Ενισχυτών

Πρόκειται για on-off διακόπτες που χρησιμοποιούν τον Semiconductor Optical Amplifier. Λειτουργούν με αλλαγή της διαφοράς δυναμικού στη συσκευή. Αν η διαφορά δυναμικού μειωθεί, δεν γίνεται αναστροφή πληθυσμού (population inversion) και η συσκευή απορροφά τα εισερχόμενα σήματα. Ο συνδυασμός της ενίσχυσης στην κατάσταση on και της απορρόφησης στην off μεγαλώνει πάρα πολύ το λόγο εξασθένισης (extinction ratio) της συσκευής. Η ταχύτητα εναλλαγής είναι 1 ns. Το υλικό από το οποίο αποτελούνται είναι ακριβό και είναι πολύ δύσκολο να είναι ανεξάρτητο της πόλωσης.

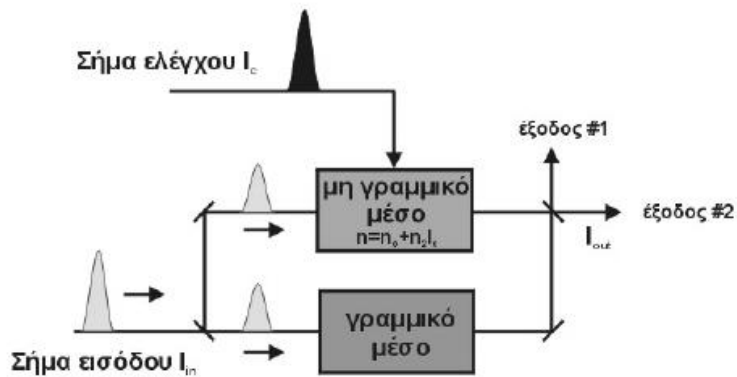
#### 2.4.5. Οπτικός Συμβολομετρικός Διακόπτης

Για πρώτη φορά, η χρήση συμβολόμετρων για την υλοποίηση αμιγώς οπτικών διακοπών ή αλλιώς πυλών προτάθηκε στις αρχές της δεκαετίας του 1980 [41], [42] 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 [43].

Η διάταξη ενός οπτικού συμβολόμετρου στη γενική του μορφή φαίνεται στην Εικόνα 24. 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 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 της Εικόνα 24 αποτελείται από δύο βραχίονες ιδίου 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.



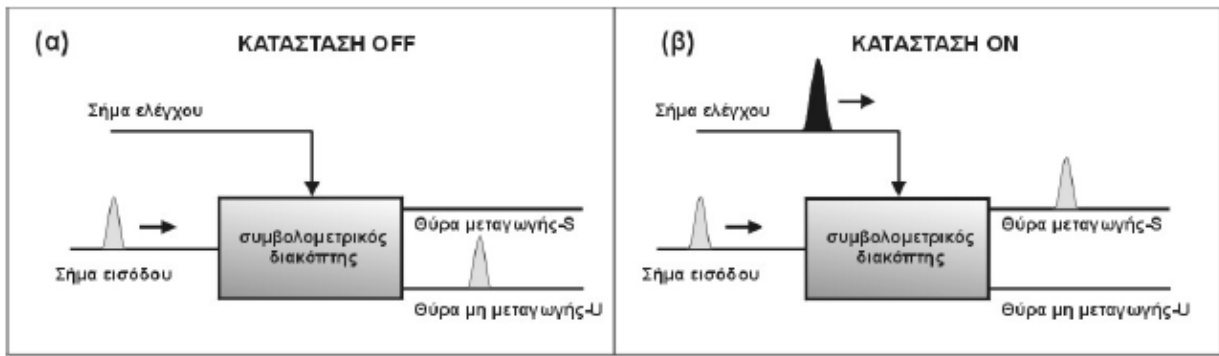
**Εικόνα 24:** Γενική συνδεσμολογία ενός οπτικού συμβολομετρητή

Για την επίτευξη μεταγωγής πρέπει, τουλάχιστον στον ένα από τους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου, 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 σχήματος 1.2 αρκεί να έχει τέλεια γραμμική συμπεριφορά. Οι περισσότερες παρουσιάσεις διακοπτών, μέχρι σήμερα, βασίζονται σε μη γραμμικότητες, που οφείλονται στους συντελεστές επιδεκτικότητας δεύτερης και τρίτης τάξης των υλικών που χρησιμοποιούνται. Το μη γραμμικό υλικό που χρησιμοποιήθηκε πρώτη φορά για την υλοποίηση των οπτικών διακοπτών, είναι η τυπική οπτική ίνα με προσμίξεις πυριτίου (Si) [44], 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 [45].

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 παρακάτω:





**Εικόνα 25:** 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, διαδοχική σύνδεση πολλαπλών διακοπών και η δυνατότητα ολοκλήρωσης του διακόπτη σε συμπαγή συσκευασία.

➤ **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 [46].

➤ **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.

➤ **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 μεταγεται 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 [47].

➤ **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) [48].

➤ **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 ιδιαιτέρων 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.

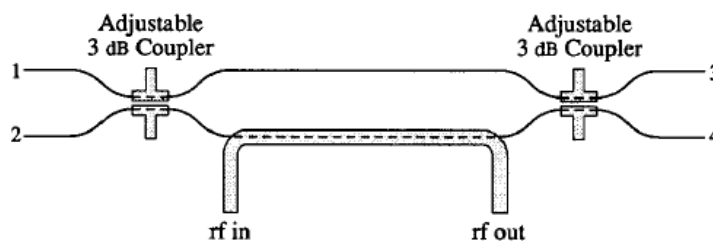
➤ **Διαδοχική σύνδεση πολλαπλών διακοπών (cascadability)** αφορά στην ικανότητα ενός διακόπτη να οδηγεί απευθείας από την έξοδό του την θύρα εισόδου ενός άλλου. Η ικανότητα αυτή αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα κριτήρια για την αξιολόγηση της απόδοσης των οπτικών πυλών, δεδομένου ότι καθορίζεται από 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 [49], [50].

## 2.4.6. Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI)

Τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Interferometer (MZI)) είναι γενικά οπτικές συσκευές που βασίζονται στο φαινόμενο της συμβολής. Τυπικά ενεργοποιούνται με κάποιο σήμα εισόδου ενώ στη συνέχεια χωρίζουν το σήμα αυτό σε δύο υποσήματα χρησιμοποιώντας κάποιο διαχωριστή (συνήθως κάτοπτρα μερικής εκπομπής), και εν συνεχεία υποβάλλοντας την ακτίνα σε κάποιες εξωτερικές επιδράσεις, (πχ. αλλαγή μήκους κύματος ή χρονική ολίσθηση) και τελικά ενώνοντας τα δύο υποσήματα σε ένα μοναδικό. Η ισχύς ή η μορφή του σήματος εξόδου μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε διάφορες εφαρμογές όπως για παράδειγμα μετρήσεις. Λειτουργεί με συμβολή διαίρεσης πλάτους. Το συμβολόμετρο Mach-Zehnder αναπτύχθηκε από τους φυσικούς Ludwig Mach και Ludwig Zehnder. Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 26 χρησιμοποιεί δύο διαφορετικούς διαχωριστές σήματος για να διαχωρίσει και να συνδυάσει τα σήματα, και έχει δύο εξόδους που μπορεί να συνδέονται σε φωτοανιχνευτές ή άλλες διατάξεις.



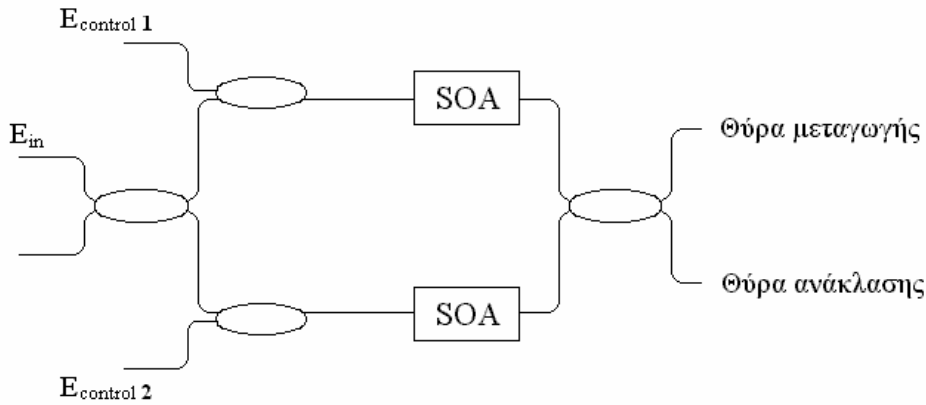
**Εικόνα 26:** Σχηματική παράσταση συμβολομέτρων Mach-Zehnder

Τα μήκη που διανύουν τα σήματα στα δύο σκέλη της διάταξης αυτής μπορεί να είναι είτε ίσα είτε διαφορετικά (χρησιμοποιώντας οπτικές γραμμές καθυστέρησης). Η κατανομή της οπτικής ισχύος στα δύο σκέλη καθορίζεται από τη διαφορά των μηκών των κλάδων της διάταξης και τη συχνότητα του οπτικού σήματος.

Αν το συμβολόμετρο είναι καλά ευθυγραμμισμένο η διαφορά των μηκών των κλάδων του μπορεί να προσαρμοστεί (πχ. κινώντας ένα από τα κάτοπτρα ή τοποθετώντας διαφορετικού μήκους ίνα) με τέτοιο τρόπο ώστε για συγκεκριμένη οπτική συχνότητα το σύνολο της ισχύος να εξαγεται σε μία μόνο έξοδο. Για μη σωστά ευθυγραμμισμένες ακτίνες θα υπάρχουν σχηματισμοί κροσσών και στις δύο εξόδους, ενώ αυτές οι διακυμάνσεις στην διαφορά των μηκών στα σκέλη της εφαρμογής επηρεάζου ιδιαίτερα τη μορφή των κροσσών παρότι η κατανομή της ισχύος δεν αλλάζει ιδιαίτερα.

*Μαθηματική ανάλυση λειτουργίας Mach-Zehnder:*

Η διάταξη του συμβολόμετρου Mach-Zehnder εικονίζεται στο παρακάτω σχήμα. Αποτελείται από τέσσερις συζεύκτες και δύο ημιαγωγίμους 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.



**Εικόνα 27:** T: θύρα μεταγωγής- R: θύρα ανάκλασης

Στην περίπτωση που τα σήματα ελέγχου ( $E_{\text{control}}$ ) είναι ίδια και δοθέντος ότι οι δύο ενισχυτές έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά, τα οπτικά σήματα στους δύο βραχίονες υφίστανται την ίδια επίδραση κατά τη διάδοσή τους. Στην περίπτωση αυτή εμπίπτει και το ενδεχόμενο να μην υπάρχουν σήματα ελέγχου.

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 στη 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  $L1$  και  $L2$  είναι τα μήκη των δύο βραχιόνων και  $\beta$  η σταθερά διάδοσης, τότε προκύπτει μια διαφορά φάσης ίση με  $\beta(L1 - L2)$ .

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

Έστω το σήμα εισόδου είναι της μορφής:

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

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:

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}, \text{ όπου } \alpha \text{ ο λόγος σύζευξης.}$$

Το σήμα στη θύρα 1 υφίσταται μία χρονική καθυστέρηση  $\Delta t$  πριν φτάσει στον δεύτερο συζεύκτη, ενώ το σήμα στη θύρα 2 παραμένει αμετάβλητο.

Επομένως μετά το συζεύκτη εξόδου, τα δύο σήματα στις θύρες εξόδου του συμβολόμετρου Mach-Zehnder είναι τα εξής:}

Αφού τα σήματα αυτά περάσουν από τους ενισχυτές γίνονται

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

και

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

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

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

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

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

Η ισχύς στην θύρα μεταγωγής είναι [26] :

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

Η ισχύς στην θύρα ανάκλασης είναι :

$$\begin{aligned}
P_{refl}(t) &= E_{refl}(t)E_{refl}^*(t) = \\
&= \left( \frac{1}{2} \sqrt{G_1} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \phi_1\right)} + \frac{1}{2} \sqrt{G_2} E_{in} e^{-j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \phi_2\right)} \right) \left( \frac{1}{2} \sqrt{G_1} E_{in} e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \phi_1\right)} + \frac{1}{2} \sqrt{G_2} E_{in} e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \phi_2\right)} \right) = \\
&= \frac{1}{4} E_{in}^2 \left( \sqrt{G_1} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \phi_1\right)} + \sqrt{G_2} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \phi_2\right)} \right) \left( \sqrt{G_1} e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \phi_1\right)} + \sqrt{G_2} e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \phi_2\right)} \right) = \\
&= \frac{1}{2} P_{in} \left( G_1 + \sqrt{G_1} \sqrt{G_2} e^{-j\phi_1} e^{j\phi_2} + \sqrt{G_1} \sqrt{G_2} e^{j\phi_1} e^{-j\phi_2} + G_2 \right) = \\
&= \frac{1}{4} P_{in} \left( G_1 + G_2 + \sqrt{G_1} \sqrt{G_2} e^{j(\phi_2 - \phi_1)} + \sqrt{G_1} \sqrt{G_2} e^{-j(\phi_2 - \phi_1)} \right) = \\
&= \frac{1}{4} P_{in} \left( G_1 + G_2 + 2\sqrt{G_1} \sqrt{G_2} \cos(\Delta\phi) \right)
\end{aligned}$$

Όπου  $P_{in} = E_{in}^2$ ,  $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$  και όπως έχει ήδη αναφερθεί  $G_1 = G_1(t)$ ,  $G_2 = G_2(t)$ ,  $\phi_1 = \phi_1(t)$  και  $\phi_2 = \phi_2(t)$  είναι συναρτήσεις του χρόνου.

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

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

και

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

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 μεταγεται στη θύρα ανάκλασης. Πράγματι από τις σχέσεις (2.20) και (2.21), για  $\Delta\phi = 0$  έπεται ότι

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

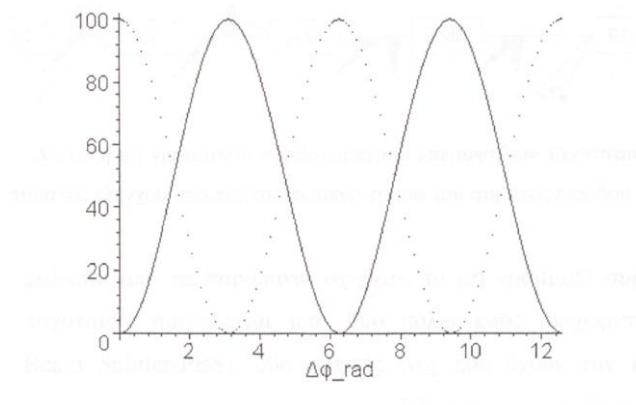
Στην περίπτωση που τα κέρδη ισχύος είναι ίσα, δηλαδή  $G_1 = G_2 = G$  συνεπάγεται ότι  $P_{tran}(t) = 0$  και  $P_{refl}(t) = E_{in}^2 G$ . Επομένως τη χρονική στιγμή που  $\Delta\phi = 0$ , το σήμα εξέρχεται αποκλειστικά από τη θύρα ανάκλασης, ενισχυμένο κατά το κοινό κέρδος ισχύος  $G$ . Στην περίπτωση, 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  $\Delta\phi = \pi$ .

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  $\frac{P_{tran}}{P_{in}}$  συναρτήσεις της διαφοράς φάσης  $\Delta\phi$ . 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  $G1 = G2 = G = 100$ , κάτι που εν γένει δεν ισχύει (όχι αναφορικά με την τιμή 100), αφού τα κέρδη είναι συναρτήσεις του χρόνου και η μεταβολή τους εξαρτάται από τη συνολική ισχύ, που διέρχεται από τον ενισχυτή.

Από το παρακάτω σχήμα, γίνεται φανερή η έντονη εξάρτηση της εξόδου του συμβολομέτρου από τη διαφορά φάσης.



**Εικόνα 28:** Συνολικά κέρδη ισχύος για τις δύο θύρες εξόδου του συμβολομέτρου Mach-Zehnder. Η συνεχής καμπύλη αφορά τη θύρα μεταγωγής S κι η καμπύλη με τις κουκίδες τη θύρα ανάκλασης U.

Από τις δύο τελευταίες σχέσεις φαίνεται ότι η ισχύς στις εξόδους εξαρτάται από τη διαφορά φάσης, η οποία μεταφράζεται σε χρονική διαφορά  $\Delta t$ , των δύο συμβαλλόμενων σημάτων. Η καλή λειτουργία ενός συμβολομέτρου, ως οπτικού διακόπτη, εστιάζεται κυρίως στην επίτευξη διαφοράς φάσης ίσης με  $\pi$  ακτίνια.

Αξίζει επίσης να αναφερθεί ότι ένα βασικό, θετικό χαρακτηριστικό του συμβολομέτρου 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 [51].

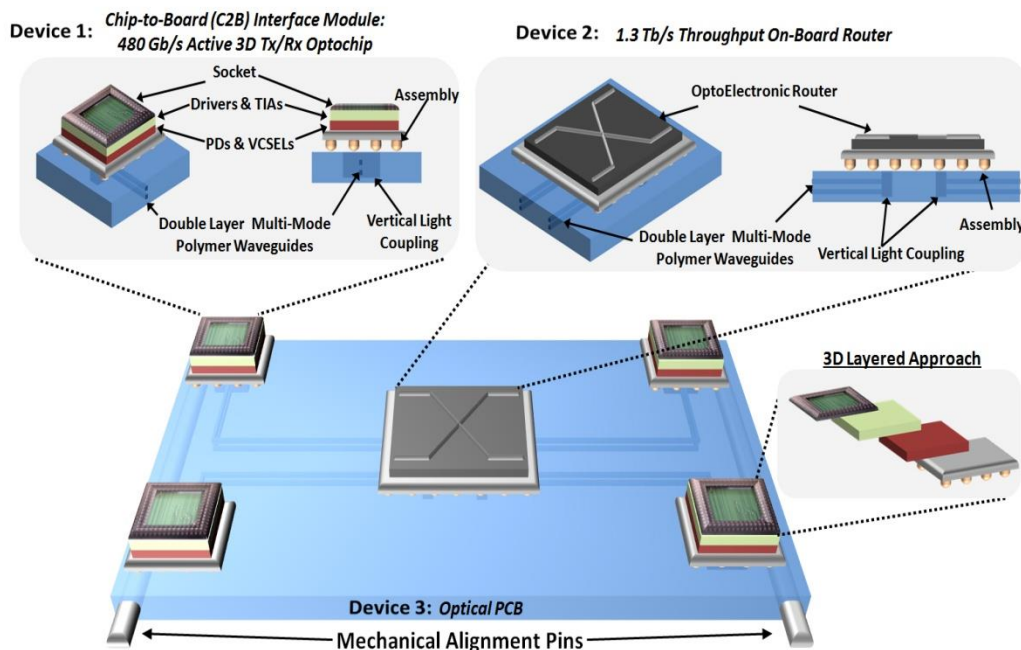
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### Μοντελοποίηση κυκλώματος με το VPI Transmission Maker

#### 3.1. Εισαγωγή στην αρχιτεκτονική του κυκλώματος

Στην παρούσα διπλωματική παρουσιάζεται ένας 4x4 οπτικός διακόπτης πυριτίου, ο οποίος συνίσταται από τέσσερις διακόπτες Mach-Zehnder. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται σε υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων 40 Gbps ώστε να ελεγχθεί η ικανοποιητική εκπομπή και λήψη των οπτικών δεδομένων για όλα τα κανάλια εισόδου-εξόδου.

Τα on-chip Φωτονικά Δίκτυα (NOC) είναι μια ελκυστική επιλογή για επικοινωνίες (on-chip και off-chip) σε πολυεπεξεργαστές υψηλής απόδοσης (high performance chip multiprocessors-CMPs) γιατί αυξάνουν το εύρος ζώνης, μειώνουν την καθυστέρηση και την ισχύ [52]. Οι σημαντικές εξελίξεις στη Φωτονική Τεχνολογία Πυριτίου έχουν δώσει τη δυνατότητα για την πραγματοποίηση ενός φωτονικού NOC χάρις τη συμβατότητα της CMOS τεχνολογίας και της ικανότητας της για πυκνή ολοκλήρωση [53]. Διακριτοί 1x2 και 2x2 οπτικοί φωτονικοί διακόπτες έχουν ήδη πετύχει ένα throughput αρκετών εκατοντάδων Gbps καθώς και ταχύτητες μεταγωγής της τάξεως των nano-second [54]. Ωστόσο, οι έρευνες εφαρμογής των διακοπών αυτών σε επίπεδο συστημάτων έχουν περιοριστεί λόγω του σχεδιασμού, της κατασκευής, της συσκευασίας και της πολυπλοκότητας της δοκιμής. Η εμπορική διάθεση αμιγώς οπτικών κόμβων για δίκτυα μεταγωγής πακέτων αντιμετωπίζει σοβαρά προβλήματα όσον αφορά την 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 τα τελευταία χρόνια γίνονται πλήθος εργαστηριακών μελετών με σκοπό τη δημιουργία αμιγώς οπτικών κυκλωμάτων.

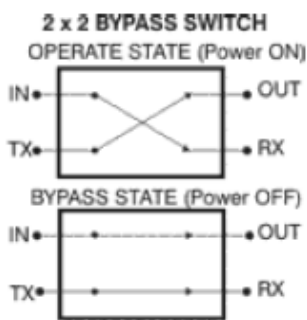


Εικόνα 29: Παράδειγμα on-board οπτικής διασύνδεσης των 1Tb/s



Ο διακόπτης ο οποίος αποτελεί αντικείμενο μελέτης της διπλωματικής αυτής είναι βασισμένος στην διασύνδεση τεσσάρων Mach-Zehnder, οι οποίοι είναι ικανοί για τη δρομολόγηση υψηλών ταχυτήτων ροών δεδομένων σημειώνοντας χρόνο μεταγωγής της τάξεως των nanosecond [55] σε αντίθεση με αυτό των micro-second των συντονισμένων θερμο-οπτικών micro-ring resonators. Χρησιμοποιώντας τα στοιχεία MZI δίνεται επίσης η δυνατότητα ευρυζωνικής λειτουργίας μέσω της πολυπλεξίας πολλαπλών μήκων κύματος (WDM), πράγμα το οποίο είναι δύσκολο να εφαρμοστεί χρησιμοποιώντας resonators.

Σε αυτή την εργασία προσομοιώνεται η πλήρης λειτουργία του 4x4 οπτικού διακόπτη πυριτίου με όλα τα πιθανά μονοπάτια δρομολόγησης (βέλτιστης και χειρίστης κατάστασης) και τις αντίστοιχες καταστάσεις, ενώ επιπλέον αξιολογείται η κατανάλωση ισχύος του διακόπτη, οι απώλειες που εισάγει στο σήμα εισόδου και πιθανές λύσεις αντιστάθμισης των απωλειών αυτών.



**Εικόνα 30:** Καταστάσεις μεταγωγής ενός 2x2 διακόπτη

Ο εν λόγω 4x4 φωτονικός διακόπτης είναι δύο επιπέδων και έχει τέσσερις θύρες εισόδου (In1, In2, In3, In4 αντίστοιχα) και τέσσερις θύρες εξόδου (Out1, Out2, Out3, Out4 αντίστοιχα). Για διευκόλυνση της διάταξης της συσκευής, οι τέσσερις εισόδους βρίσκονται στη μία πλευρά του chip ενώ οι τέσσερις εξόδους στην άλλη πλευρά του chip. Ο 4x4 διακόπτης αποτελείται από τέσσερις ηλεκτρο-οπτικούς διακόπτες Mach-Zehnder και ένα low-loss silicon crossing. Κάθε στοιχείο μεταγωγής MZI είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένο με ανεξάρτητο έλεγχο με τη βοήθεια εξωτερικής τροφοδοσίας ρεύματος. Όπως φαίνεται στη σχεδιαγραμματική απεικόνιση του διακόπτη (Εικόνα 31) καθώς και στον πίνακα των μονοπατιών δρομολόγησης του διακόπτη (

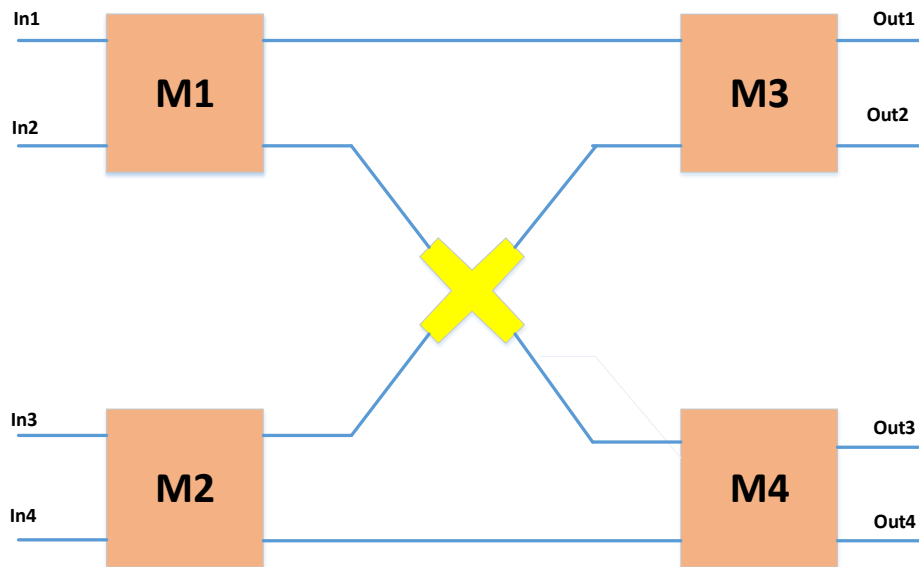
Πίνακας 2), τα σήματα εισόδου θα πρέπει να περάσουν αναγκαστικά από δύο στοιχεία μεταγωγής MZI κατά τη μετάδοσή τους προς τις θύρες εξόδου. Στον πίνακα αυτό παρατίθενται στο εσωτερικό των παρενθέσεων οι καταστάσεις λειτουργίας του διακόπτη. Όπως θα αναλύσουμε κατά τη σχεδίαση του συμβολόμετρου MZI στο πρόγραμμα προσομοίωσης VPI, το συμβολόμετρο διακρίνεται από δύο καταστάσεις, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί σε μία διαφορετική κατάσταση εξόδου. Οι καταστάσεις του διακόπτη χαρακτηρίζονται ως:

-*"OFF" ή "Cross" state:* Η κατάσταση αυτή αντιστοιχεί στο λογικό 0 και ο διακόπτης χαρακτηρίζεται ως κλειστός. Το σήμα εισόδου εισέρχεται από την είσοδο In1/In2 και εξέρχεται στην έξοδο Out2/Out1 αντίστοιχα (κατάσταση μεταγωγής).

-*"ON" ή "Bar" state:* Η κατάσταση αυτή αντιστοιχεί στο λογικό 1 και ο διακόπτης χαρακτηρίζεται ως ανοιχτός. Το σήμα εισόδου μεταφέρεται από την είσοδο In1 στην έξοδο Out1 και από την In2 στην Out2, αντίστοιχα (κατάσταση μη μεταγωγής).

|        |      | INPUT       |             |             |             |
|--------|------|-------------|-------------|-------------|-------------|
|        |      | In1         | In2         | In3         | In4         |
| OUTPUT | Out1 | M1(1),M3(1) | M1(0),M3(1) | M2(1),M3(0) | M2(0),M3(0) |
|        | Out2 | M1(1),M3(0) | M1(0),M3(0) | M2(1),M3(1) | M2(0),M3(1) |
|        | Out3 | M1(0),M4(1) | M1(1),M4(1) | M2(0),M4(0) | M2(1),M4(0) |
|        | Out4 | M1(0),M4(0) | M1(1),M4(0) | M2(0),M4(1) | M2(1),M4(1) |

**Πίνακας 2:** Μονοπάτια δρομολόγησης του 4x4 διακόπτη



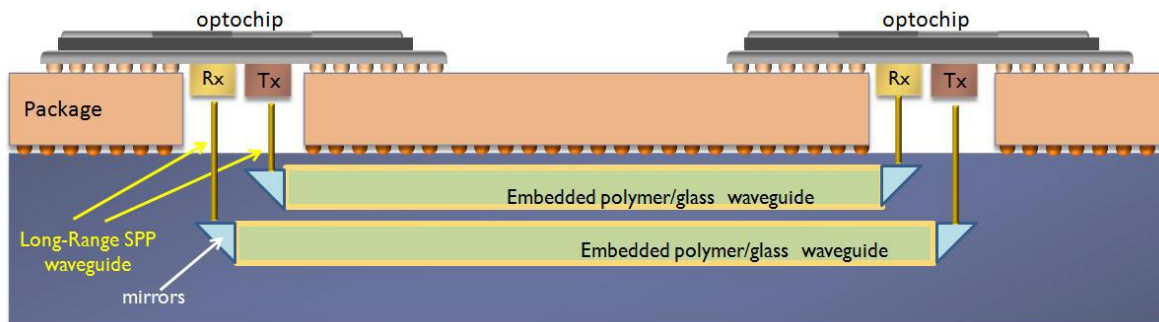
**Εικόνα 31:** Σχηματική απεικόνιση 4x4 διακόπτη

### 3.2. Περιγραφή VPI προσομοιωτικού κυκλώματος

Για την προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα VPI Transmission Maker 9.2. Πρόκειται για ένα γραφικό περιβάλλον προσομοίωσης οπτικών κυκλωμάτων, το οποίο παρέχει δυνατότητες σχεδιασμού ιδιαίτερα εξηζητημένων μοντέλων, ενώ περιλαμβάνει ηλεκτρονικές βιβλιοθήκες που περιέχουν modules που προσομοιάζουν τη λειτουργία σχεδόν οποιουδήποτε οπτικού στοιχείου, καθώς και στοιχεία απαραίτητα για το σχεδιασμό των διατάξεων της παρούσας μελέτης αλλά και την ποσοτική απεικόνιση των αποτελεσμάτων αυτής. Η συμπεριφορά των modules τροποποιείται αλλάζοντας τις παραμέτρους τους. Στην παρούσα διπλωματική εργασία οι τιμές των παραμέτρων που επιλέχθηκαν σε κάθε περίπτωση παρουσιάζονται αναλυτικά σε κάθε μία από τις παραγράφους που αφορούν το αντίστοιχο στοιχείο του κυκλώματος. Τονίζεται ότι τα 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 στα πειράματα εξαρτάται από το παράθυρο προσομοίωσης που επιθυμείται κάθε φορά με σκοπό την καλύτερη δυνατή εμφάνιση των αποτελεσμάτων. Η παράμετρος αυτή προσδιορίζει τη χρονική διάρκεια κάθε μπλοκ δεδομένων, έτσι κάθε επανάληψη προσομοιώνει τη λειτουργία του κυκλώματος σε αυτή τη διάρκεια χρόνου.

Πιο αναλυτικά, θα παρουσιαστούν με λεπτομέρεια δύο κυκλώματα 4x4 φωτονικών διακοπών ίδια κατά τη διάταξη, αλλά διαφορετικά κατά τη τεχνολογία των υλικών τους. Το πρώτο "υλοποιείται" με την τεχνολογία KIT-AMO, το δεύτερο με την τεχνολογία UPVLC, τα χαρακτηριστικά των οποίων θα παρουσιαστούν στη συνέχεια (κεφάλαιο 3.3.7.3.). Για καθένα από τα κυκλώματα αυτά θα παρουσιαστεί η υλοποίηση του με τη βοήθεια του VPI Transmission Maker 9.2, έπειτα θα παρουσιαστούν οι μετρήσεις που έγιναν σε κάθε διακόπτη ξεχωριστά καθώς και τα γραφικά αποτελέσματα προσομοίωσης όπως καταγράφηκαν στο VPI Photonics Analyzer 9.2. Σκοπός της παρούσας μελέτης είναι η προσομοίωση του διακόπτη με τιμές πραγματικών δεδομένων έτσι ώστε να ανταποκρίνεται αντίστοιχα σε εργαστηριακά πειράματα αλλά και η βελτιστοποίηση της λειτουργίας του διακόπτη για την επίτευξη της μεταγωγής με τη μικρότερη δυνατή απώλεια ισχύος σήματος. Τέλος, θα γίνει η συγκριτική αξιολόγηση των αποτελεσμάτων δύο τεχνολογιών και θα εξεταστεί κατά πόσο η ισχύς εκπομπής είναι αρκετή για την ικανοποιητική λήψη από τον δέκτη στην άλλη άκρη της διάταξης. Αν όχι, θα δοθεί εναλλακτική λύση. Μία λύση μείωσης των απωλειών της ζεύξης είναι η ενσωμάτωση

του διακόπτη στη κάρτα ("embedded solution") ώστε να αποφευχθούν οι απώλειες κατά τη ζεύξη του διακόπτη και τη μεταφορά του σήματος (Εικόνα 32). Δύο εναλλακτικές υπό μελέτη λύσεις είναι αφενός μεν η ενίσχυση του σήματος εισόδου με έναν αναγεννητή σήματος- repeater, λύση η οποία είναι προτιμητέο να αποφευχθεί λόγω αύξησης του κόστους της συσκευής, αφετέρου δε η αντικατάσταση του υπό λειτουργία πομπού με έναν άλλο μεγαλύτερης ισχύος εκπομπής.



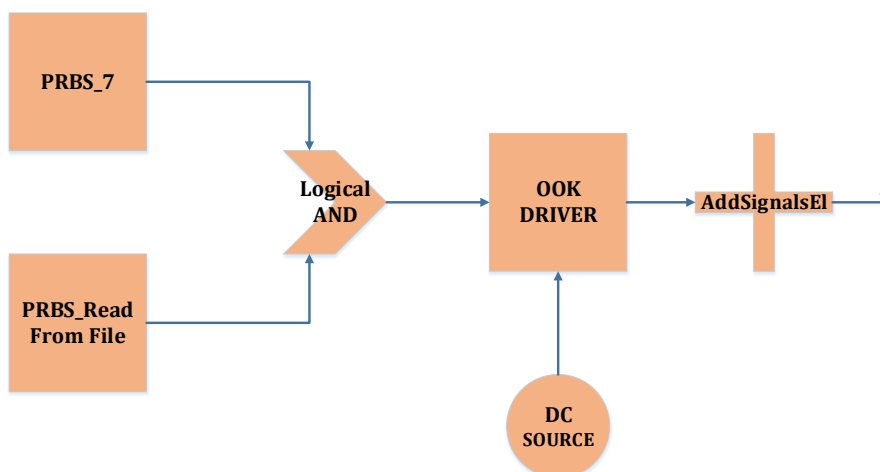
**Εικόνα 32:** Κάθετη τομή (cross-section) της οπτικής διασύνδεσης με ενσωματωμένους διακόπτες [8]

Τα μεγέθη με τη βοήθεια των οποίων θα συγκριθούν τα αποτελέσματα είναι το Pin (Input Power), το Pout (Output Power), τα Losses και το BER ( Bit Error Ratio), ενώ ιδιαίτερα χρήσιμη στην κατανόηση και ανάλυση των αποτελεσμάτων θα είναι η παράθεση των Eye Diagrams (Διαγράμματα Ματιού) για μία πιο εποπτική κατανόηση των μετρήσεων.

### 3.3. Μοντελοποίηση στοιχείων

#### 3.3.1. Γεννήτρια Ραδιοσυχνότητας-RF Generator (PRBS, NRZ)

Σε πρώτη φάση θα πρέπει να σχεδιασθεί μία γεννήτρια RF σημάτων που θα δημιουργήσει τα πακέτα εισόδου που θα μεταδοθούν μέσα από τη πειραματική διάταξη. Τα σήματα αυτά θα αθροιστούν και θα κωδικοποιηθούν με τέτοιο τρόπο ώστε να οδηγήσουν τον οπτικό διαμορφωτή του οπτικού πομπού. Το RF σήμα εισόδου που υλοποιήθηκε εν προκειμένω αποτελείται από τέσσερα ξεχωριστά πακέτα πληροφορίας μεγέθους 896 bits με παρεμβαλλόμενα κενά 64 bits πριν και μετά το κάθε πακέτο πληροφορίας. Τα κενά απαιτούνται για την διακριτή μετάδοση των δεδομένων και την αποφυγή των μεταξύ τους επικαλύψεων. Το κύκλωμα παραγωγής των σημάτων αυτών μοντελοποιείται όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα:



**Εικόνα 33:** Σχηματική απεικόνιση RF Generator

Χρησιμοποιούνται:

- δύο γεννήτριες παλμοσειρών. Φυσικά η δημιουργία της παλμοσειράς εξαρτάται άμεσα και από την ακολουθία των δυαδικών ψηφίων που θα οδηγήσουν τον κωδικοποιητή (ή αλλιώς που θα κωδικοποιηθούν). Εδώ χρησιμοποιείται μία "κλασσική" γεννήτρια PRBS εβδόμης τάξης (βλέπε 3.3.1.1.) καθώς και μία PRBS που καθορίζεται από εξωτερικό αρχείο.
- μία πύλη "λογικού και" (AND), η οποία δίνει το λογικό άθροισμα που παράγουν οι δύο παλμοσειρές με FALSE να αντιστοιχεί στο μηδέν (0) και TRUE στο διάφορο του μηδενός (1).
- έναν coder driver OOK (ON/OFF Keying) για την κωδικοποίηση των δεδομένων. Επιλέγουμε την ON/OFF κωδικοποίηση με NRZ παλμούς λόγω της απλότητας της κωδικοποίησης, την ευρεία εφαρμογή της αλλά και την απλούστερη σχεδίαση ενός αντίστοιχου δέκτη. Η κωδικοποίηση παίζει πολύ σημαντικό ρόλο σε ένα δίκτυο αφού καθορίζει τόσο τους ρυθμούς δεδομένων, όσο και την επιβάρυνση από το θόρυβο. Επιπλέον από αυτή θα εξαρτηθεί και ο σχεδιασμός διαφόρων στοιχείων του δικτύου (βλέπε κεφάλαιο 3.3.1.2.).
- έναν αθροιστή σημάτων, ο οποίος αθροίζει δύο ηλεκτρικά σήματα σύμφωνα με την εξίσωση:  $E_{out}=E_1+E_2$ , όπου  $E_{out}$  το ηλεκτρικό σήμα στην θύρα εξόδου και  $E_1, E_2$  τα ηλεκτρικά σήματα στις δύο θύρες εισόδου.
- Μία DC πηγή τάσης, για την ανύψωση της τάσης εξόδου της διάταξης.

### 3.3.1.1. Ψευδοτυχαία ακολουθία PRBS

Μία ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία PRBS είναι συνήθως απαραίτητη κατά τη μοντελοποίηση μιας πηγής πληροφορίας σε προσομοιώσεις ψηφιακών συστημάτων επικοινωνίας και χρησιμοποιείται κατά κόρον στις τηλεπικοινωνίες, καθώς προσεγγίζει σε μεγάλο βαθμό τις πραγματικές συνθήκες αποστολής δεδομένων. Χαρακτηριστικά της είναι τα εξής:

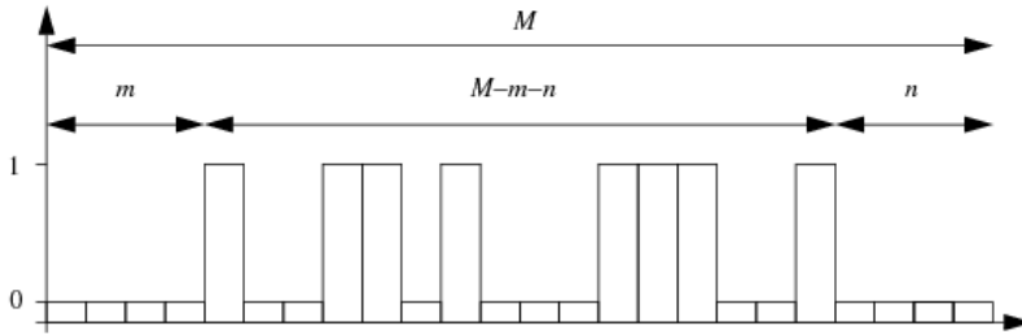
- Είναι τυχαία με την έννοια ότι η τιμή κάθε ψηφίου είναι ανεξάρτητη από τις τιμές των υπολοίπων και προσδιορίζεται από την πιθανότητα που έχει οριστεί να είναι άσσος ή μηδέν. Έτσι αν η πιθανότητα αυτή είναι στο 50% τότε η επιλογή μεταξύ άσσου και μηδενικού γίνεται με την εκτέλεση ενός πειράματος Bernoulli.
- Είναι ψευδής αφού είναι ντετερμινιστική και μετά από N ψηφία επαναλαμβάνει τον εαυτό της, πράγμα που δεν συμβαίνει φυσικά στις πραγματικές δυαδικές ακολουθίες. Τα N ψηφία αυτά ορίζονται ως  $N=2^k-1$ , όπου το k ονομάζεται τάξη της PRBS.

Η δυαδική ακολουθία μπορεί να δημιουργηθεί με τη χρήση μιας γεννήτριας τυχαίων αριθμών ή εναλλακτικά μπορεί να προσδιοριστεί απευθείας απ' το χρήστη ή να διαβαστεί από εξωτερικό αρχείο. Το PRBS module παράγει μία ακολουθία από M bits ( $M=TimeWindow^3*Bit\ Rate^4$ ) με έναν αριθμό από m και n μηδενικών (κενών) να προηγούνται και να ακολουθούν την παραγόμενη ακολουθία των bits μήκους M-m-n (Εικόνα 34).

---

<sup>3</sup> Time Window: Παράθυρο δειγματοληψίας

<sup>4</sup> Bit Rate: Ρυθμός δειγματοληψίας



**Εικόνα 34:** Δυαδικά ακολουθία PRBS module

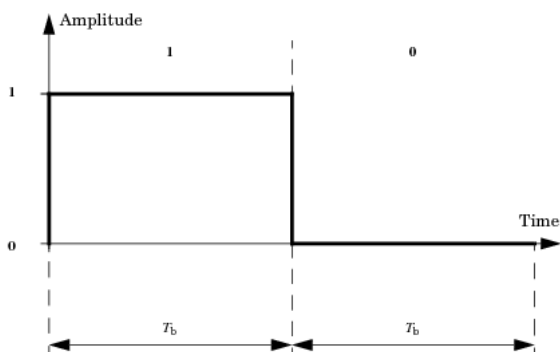
Στην πράξη, η PRBS δίνει μια περιοδική παλμοσειρά αφού πρόκειται για ντετερμινιστική ακολουθία δυαδικών ψηφίων, της οποίας η περίοδος υπολογίζεται από τον τύπο:

$$T = \frac{1}{R} \times (2^k - 1)$$

όπου R ο ρυθμός μετάδοσης (Bit Rate) και k η τάξη της PRBS.

### 3.3.1.2. Κωδικοποίηση OOK με παλμούς NRZ

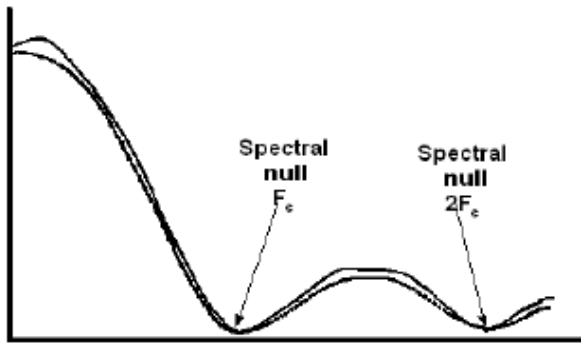
Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, για τη δημιουργία των ηλεκτρικών σημάτων χρησιμοποιήθηκε ON/OFF Keying κωδικοποίηση των δεδομένων με NRZ παλμούς (Εικόνα 37). Πρόκειται για τον πιο απλό τρόπο μετάδοσης δυαδικών ψηφιακών δεδομένων καθώς "αναβοσβήνουμε" την πηγή φωτός στο ρυθμό της πληροφορίας. Ο coder driver OOK, λοιπόν, παράγει ένα ηλεκτρικό σήμα οδήγησης του οπτικού πομπού, δεδομένης της ακολουθίας bits της εισόδου, και πραγματοποιεί δυαδική διαμόρφωση πλάτους. Στη δυαδική διαμόρφωση πλάτους το πλάτος του οπτικού σήματος λαμβάνει δύο πιθανές τιμές. Στη διαμόρφωση OOK χρησιμοποιούνται για το ψηφιακό σήμα διάφορες μορφές κωδικοποίησης. Είναι απαραίτητη πάντα η ύπαρξη ενός είδους module κωδικοποίησης, κι αυτό γιατί η PRBS δίνει σαν έξοδο ένα δείγμα ανά bit (1 ή 0), αλλά το σύνολο των προσομοιώσεων λειτουργούν με ρυθμούς δειγματοληψίας μεγαλύτερους από 8 δείγματα/bit ώστε να διαδοθεί το φασματικό περιεχόμενο των bits της ακολουθίας.



**Εικόνα 35:** NRZ κωδικοποιημένα "1" και "0"

Στην παρούσα μελέτη χρησιμοποιείται η Non-Return-to-Zero (NRZ) κωδικοποίηση στην οποία το λογικό "1" αντιστοιχεί σε παλμό με χρονική διάρκεια ίση με τη διάρκεια ενός bit. Στις τηλεπικοινωνίες, μία Non-Return-to-Zero (NRZ) είναι μια δυαδική κωδικοποίηση στην οποία τα λογικά "1" αναπαριστώνται από μία σημαντική κατάσταση, συνήθως θετική τιμή τάσης, και τα λογικά "0" από μία άλλη σημαντική κατάσταση, συνήθως αρνητική τιμή τάσης, χωρίς καμία άλλη ουδέτερη κατάσταση ή κατάσταση ηρεμίας. Αυτό βρίσκεται σε αντίθεση απ'

ό,τι συμβαίνει στην Return-to-Zero (RZ) κωδικοποίηση, στην οποία το λογικό "1" αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια μικρότερη από τη διάρκεια bit. Με αυτόν τον τρόπο οι NRZ οπτικοί παλμοί έχουν περισσότερη ενέργεια. Στην ιδανική περίπτωση η οπτική ισχύς  $P_0$  που αποστέλλεται για τη λογική κατάσταση "0" θα είναι μηδενική. Στην πράξη όμως αυτό δεν είναι εφικτό και αποστέλλεται ισχύς που είναι αρκετά μικρότερη από την ισχύ  $P_1$  που αντιστοιχεί στη λογική κατάσταση "1". Ορίζεται



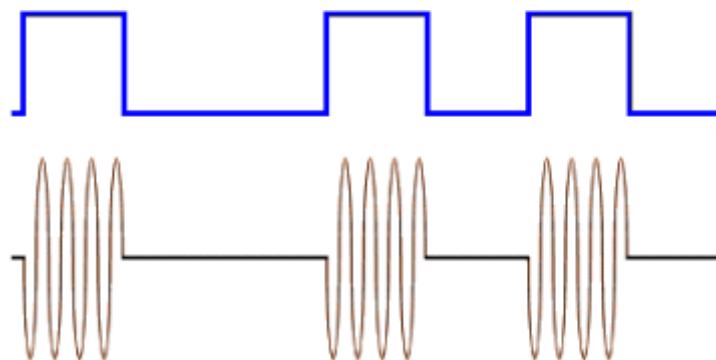
**Εικόνα 36:** NRZ φάσμα

δε μία παράμετρος που ονομάζεται *λόγος σβέσης* (extinction ratio). Ο λόγος σβέσης επηρεάζει σημαντικά τις επιδόσεις ενός οπτικού συστήματος, αφού απλά καθορίζει την ικανότητα του δέκτη να διακρίνει το λογικό "0" από το λογικό "1" [56, p. 313]. Για δεδομένο ρυθμό δεδομένων σηματοδότησης, για παράδειγμα  $T_{bit}$ , η NRZ κωδικοποίηση απαιτεί μόνο το ένα δεύτερο του εύρους ζώνης της βαθυπερατής διέλευσης που απαιτεί η Manchester κωδικοποίηση, ο βασικός ανταγωνιστής του NRZ στις επικοινωνίες: το

εύρος ζώνης της ζωνοπερατής διέλευσης είναι το ίδιο.

Σημαντικό λοιπόν είναι το πλεονέκτημα των NRZ παλμών να εμφανίζουν φάσμα συγκεντρωμένο γύρω από την φέρουσα συχνότητα. Η μορφή της φασματικής κατανομής τους καθορίζεται από τη συνάρτηση:  $sinc(x) = \frac{\sin(x)}{x}$ , εν αντιθέσει με τους Manchester παλμούς, οι οποίοι εμφανίζουν χρονική διαπλάτυνση καθώς το φάσμα τους καθορίζεται από τη συνάρτηση:  $sinc(x) = \frac{\sin^2(x)}{x}$ , η οποία συγκεντρώνει το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας γύρω από την πρώτη αρμονική συχνότητα [16].

Αν προσέξουμε το φάσμα του NRZ παλμού βλέπουμε ότι μέχρι τον πρώτο μηδενισμό, που βρίσκεται στη θέση της πρώτης αρμονικής, είναι συγκεντρωμένο το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας και άρα και της πληροφορίας που μεταφέρει ο παλμός. Συνεπώς, αν θέλουμε να κρατήσουμε το ελάχιστο δυνατό φασματικό εύρος ενός NRZ παλμού, χωρίς να έχουμε σημαντικές επιπτώσεις στην ποιότητα του σήματος, μπορούμε να φιλτράρουμε το σήμα μέχρι τον πρώτο μηδενισμό του φάσματος, πράγμα που, όπως θα δούμε τελικά, κάνουμε. Η πρώτη αρμονική, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 36 εμφανίζεται στο αντίστροφο του χρόνου του συμβόλου. Δηλαδή  $F_c = \frac{1}{T_b}$ . Όμως ο χρόνος συμβόλου ισούται με το αντίστροφο του ρυθμού μετάδοσης, αφού η NRZ κωδικοποίηση, όπως έχουμε πει, δεν έχει "νεκρή περιοχή", πριν ή μετά το σύμβολο. Έτσι  $T_b = \frac{1}{R}$ , όπου R ο ρυθμός μετάδοσης, και συνεπώς  $F_c = R$ .



**Εικόνα 37:** ON-OFF διαμόρφωση

### 3.3.1. Γεννήτρια Ραδιοσυχνότητας-RF Generator (PRBS, NRZ) - Συνέχεια

Στη συνέχεια του κεφαλαίου 3.3.1. περιγράφεται η υλοποίηση της διάταξης της γεννήτριας ραδιοσυχνότητας με τη βοήθεια του λογισμικού προσομοίωσης VPI.

Οι δύο ακολουθίες PRBS αθροίζονται λογικά με τη βοήθεια της λογικής πύλης AND και σύμφωνα με τη λογική πράξη  $c=a \times b$ , όπου  $a$ ,  $b$  οι δύο είσοδοι της πύλης και  $c$  η έξοδος. Η έξοδος του λογικού αθροίσματος των δύο PRBS κωδικοποιείται στη συνέχεια με ON-OFF κωδικοποίηση και το ηλεκτρικό παράγωγο της κωδικοποίησης αυτής αθροίζεται με μία DC πηγής τάσης σταθερής τιμής έτσι ώστε να μεταφερθεί στην επιθυμητή τιμή και να οδηγήσει πλέον τον οπτικό πομπό.

Αναλυτικά τα modules έχουν τις εξής ρυθμίσεις:

➤ *PRBS*: Χρησιμοποιήθηκαν δύο διαφορετικές PRBS. Το BitRate που επιλέχθηκε είναι  $10^9$  bits/sec ή 1000Mbps, το οποίο είναι και το BitRateDefault της προσομοίωσής μας. Η πρώτη είναι τύπου PRBS\_N, έτσι μπορούμε να ορίσουμε την τάξη της PRBS, η οποία εν προκειμένω είναι 7ης τάξης. Αυτό μεταφράζεται ότι το pattern της ακολουθίας θα επαναλαμβάνεται μετά από  $N=2^7-1$  ψηφία. Η δεύτερη λαμβάνει την είσοδό της από εξωτερικό αρχείο, το οποίο πρέπει να είναι σε μορφή ASCII. Η standard μορφή του αρχείου είναι η εξής:

```

PreSpaces
2
PostSpaces
2
CodeWord
1 0 1 1 0 1 1 1 0
0 1
    
```

**Εικόνα 38:** Standard Input File Format

Το όνομα του αρχείου δίνεται στη παράμετρο InputFilename του module. Εν προκειμένω πρόκειται για το 1111gaps.txt. Τα κενά των 28bits πριν και μετά από τα πακέτα είναι απαραίτητα ώστε να μην υπάρχουν αλληλοεπικαλύψεις στο φάσμα και επομένως επίδραση στη πληροφορία.

➤ *Λογική πύλη AND*: Η έξοδος του λογικού αθροίσματος των δύο παραπάνω PRBS θα γίνει σύμφωνα τη λογική του παρακάτω σχήματος:



**Εικόνα 39:** Έξοδος λογικής πύλης AND

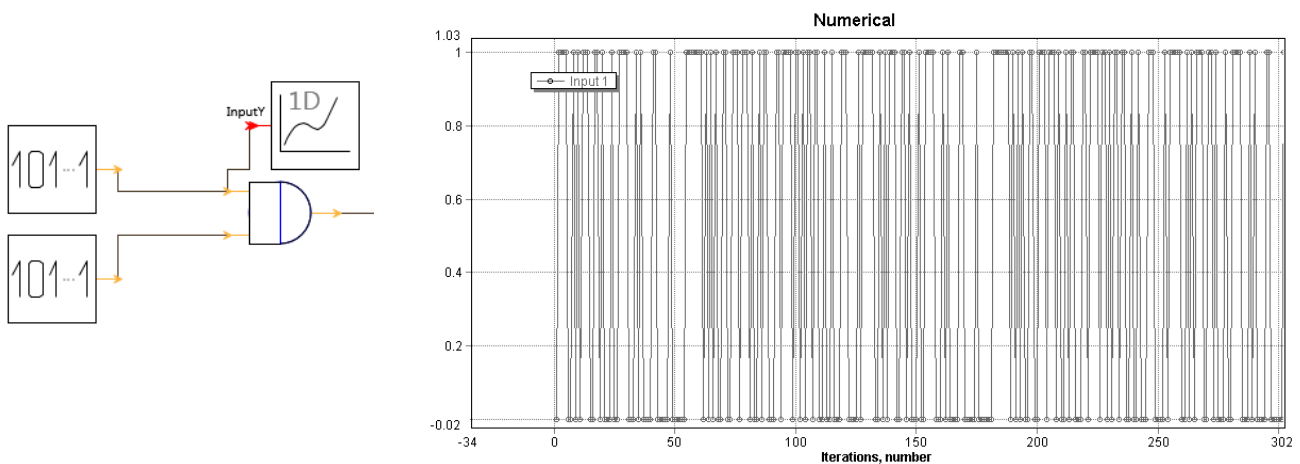
➤ *OOK Coder\_Driver*: Το στοιχείο αυτό έχει το ίδιο BitRate με την PRBS από την οποία τροφοδοτείται με ψηφία. Το SampleRate, ίδιο με το SampleRateDefault, επιβάλλεται από το πρόγραμμα να τεθεί ίσο με  $2^n$  επί το BitRateDefault. Εδώ επιλέχθηκε να είναι ίσο με  $256 \times \text{BitRateDefault}$ , δηλαδή  $256 \times 10^9$  Hz. Οι παλμοί έχουν επιλεγεί να είναι NRZ με υψηλή στάθμη (OutputLevel\_1) στα 0,04 a.u. (amplitude units) και χαμηλή (OutputLevel\_0) στα -0,04 a.u. Επιπλέον η χαρακτηριστική της μετάβασης από τη χαμηλή στην υψηλή στάθμη και αντίστροφα επιλέχθηκε να είναι GaussianERFC. Οι υπόλοιπες μεταβλητές παρέμειναν στις default τιμές. Ο χρόνος ανόδου (TransitionTime\_01), που είναι ο χρόνος

που απαιτείται για να ξεκινήσει ο παλμός και για να αυξηθεί το πλάτος του από 10% σε 90%, είναι σημαντικός γιατί θέτει το ανώτατο όριο ταχύτητας του συστήματος. Εδώ επιλέχθηκε να είναι  $0,05/\text{BitRateDefault}$  sec. Ο χρόνος καθόδου-πτώσης (TransitionTime\_10) αντιπροσωπεύει τον χρόνο που απαιτείται να σταματήσει ο παλμός και τίθεται ίσος με  $0,2/\text{BitRateDefault}$  sec, ενώ το jitter ή αλλιώς η ανεπιθύμητη απόκλιση από την περιοδικότητα, θεωρήθηκε μηδενικό. Οι τιμές αυτές εισαχθήκαν έτσι ώστε να προσομοιώσουν τη λειτουργία ενός πραγματικού ON-OFF keying κωδικοποιητή.

➤ *DC πηγή τάσης:* Η DC πηγή είναι ρυθμισμένη να δίνει σταθερή τιμή τάσης στα 0,011 Volt με ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με το SampleRateDefault. Αθροιζόμενη με την έξοδο του OOK κωδικοποιητή αλλάζει τα όρια της τάσης από  $[-0,004, 0,004]$  σε  $[0,007, 0,015]$ , επίπεδα ικανά για την έναυση του οπτικού πομπού, όπως θα δειχθεί παρακάτω.

Στη συνέχεια (Εικόνες Εικόνα 40-Εικόνα 48) εκθέτονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης όπως αυτά καταγράφονται στον Numerical Analyzer 1D, εργαλείο γραφικής αναπαράστασης δεδομένων μίας διάστασης και στον Signal Analyzer, ενός εργαλείου του VPIphotonicsAnalyzer που χρησιμοποιείται για να την γραφική παρουσίαση και ανάλυση των ηλεκτρικών και οπτικών σημάτων, εργαλείο που αντιστοιχεί στον παλμογράφο του εργαστηρίου. Πρόκειται για τις παλμοσειρές και τα φάσματα των σημάτων σε διάφορα σημεία του κυκλώματος. Το παράθυρο της προσομοίωσης παίρνει τιμές της μορφής  $(2^n)/\text{BitRateDefault}$ , όπου n ακέραιος. Εδώ τίθεται ίσο με  $4096/\text{BitRateDefault}$  (sec) ή αλλιώς ίσο με 4096nsec. Σε κάποιες περιπτώσεις χρειάστηκε να πραγματοποιηθεί zoom για καλύτερη απεικόνιση των γραφημάτων, οι οποίες αναφέρονται ως "zoom in". Η βασική φασματική ανάλυση θα είναι ίση με  $1/\text{TimeWindow}$ .

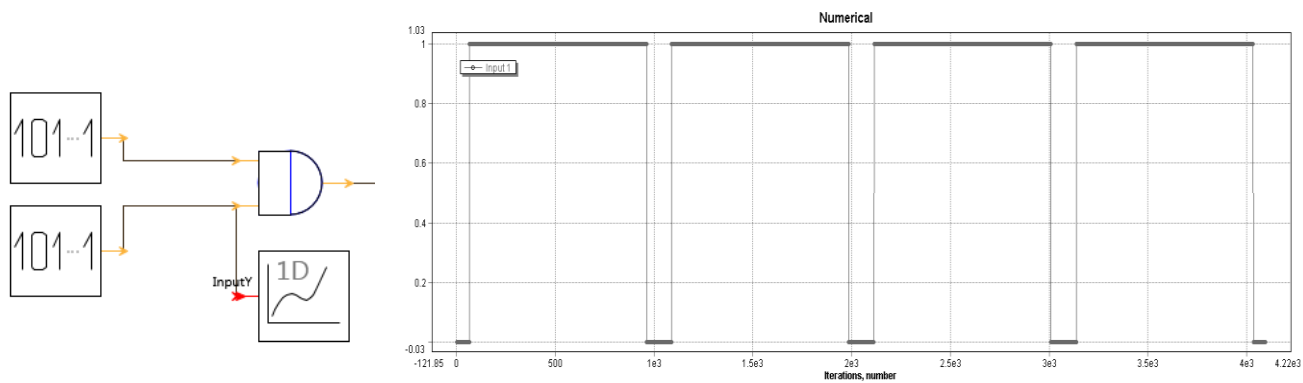
### -Έξοδος της PRBS εβδόμης τάξης



**Εικόνα 40:** Παλμοσειρά εξόδου PRBS\_N (zoom in)

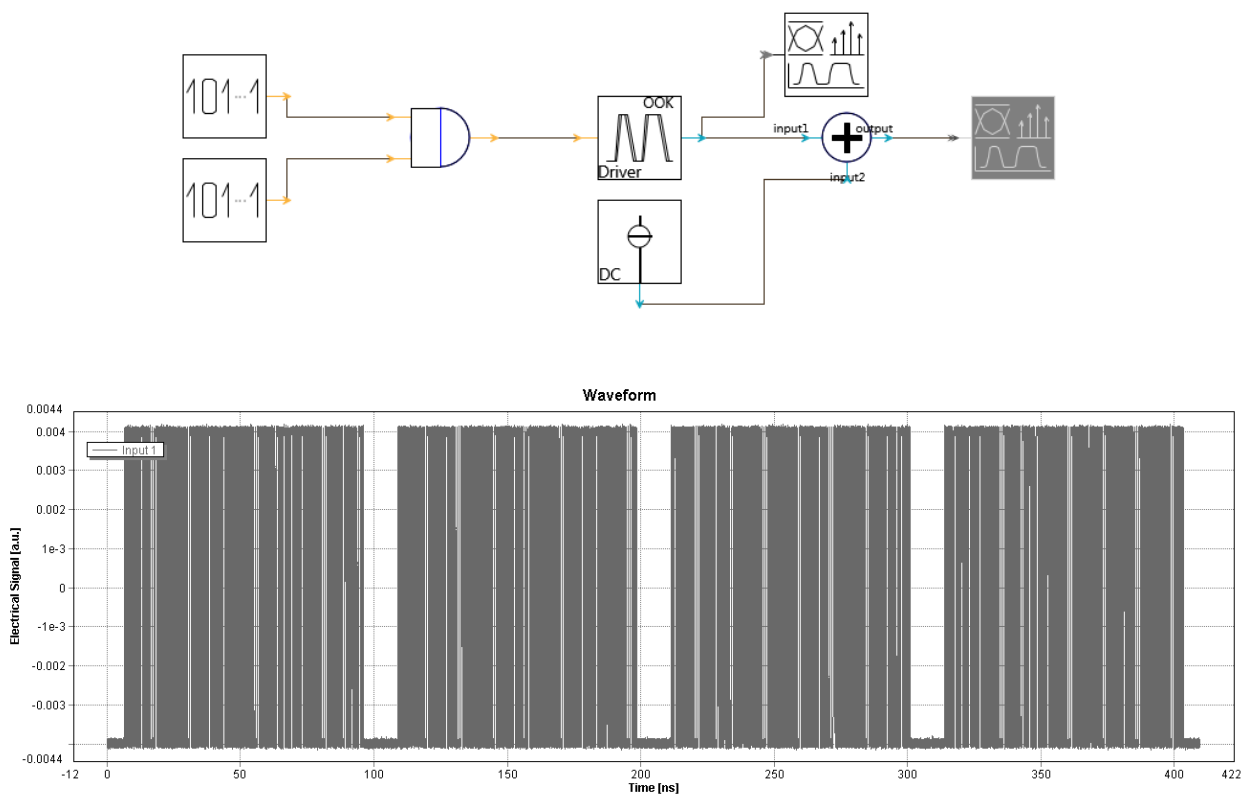


**-Έξοδος της PRBS προσδιορισθείσα από εξωτερικό αρχείο**



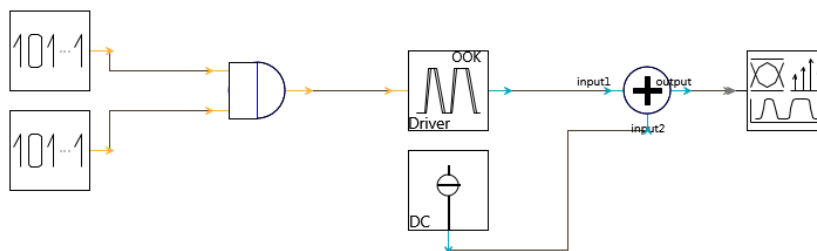
**Εικόνα 41:** Παλμοσειρά εξόδου PRBS\_ReadFromFile

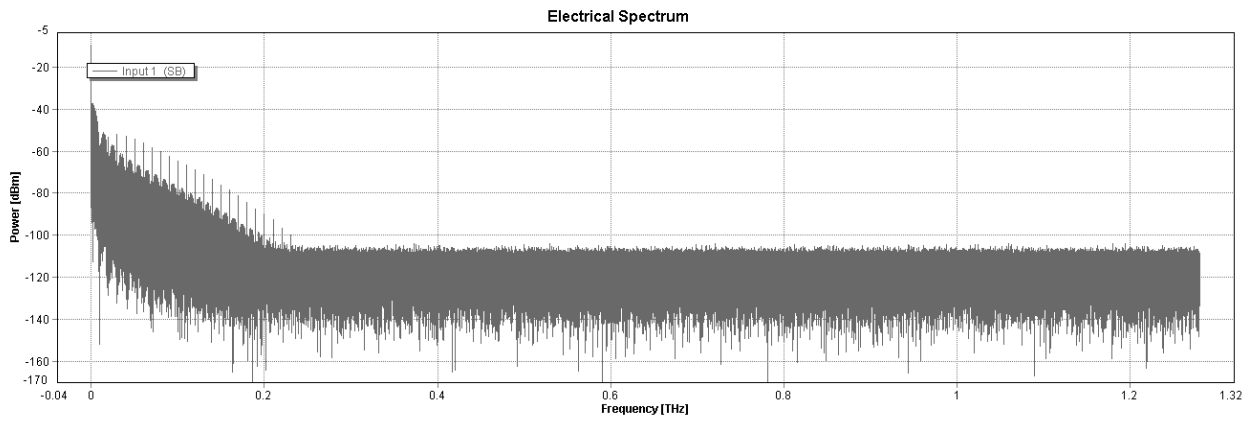
**-Παλμοσειρά εξόδου του OOK Coder (πριν την DC πηγή)**



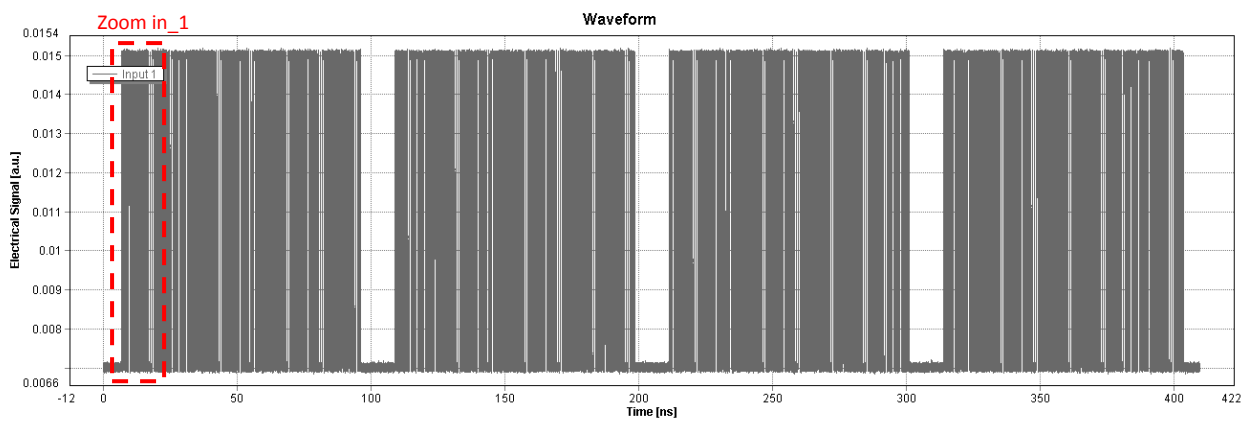
**Εικόνα 42:** Παλμοσειρά εξόδου του OOK (πριν την DC πηγή)

**-Έξοδος του OOK Coder (μετά την DC πηγή)**

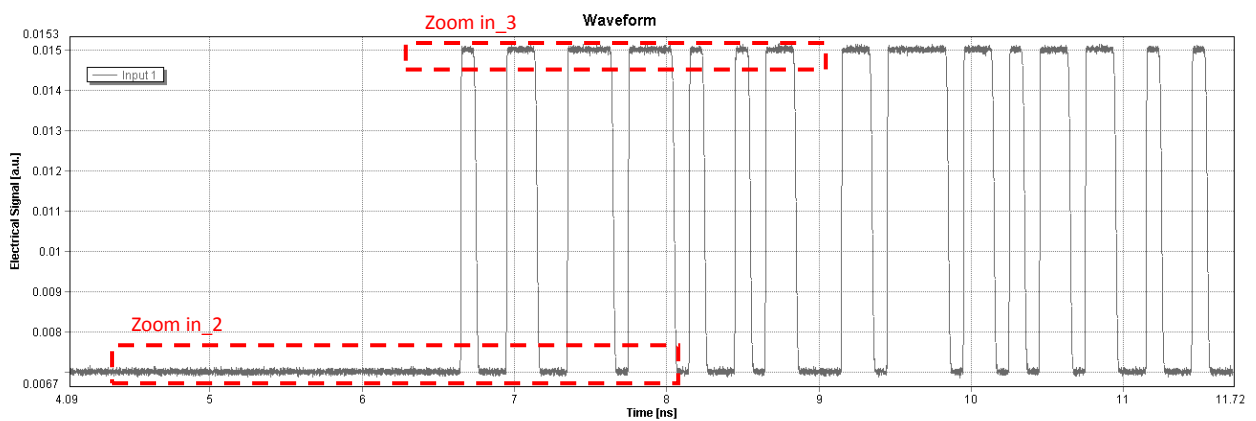




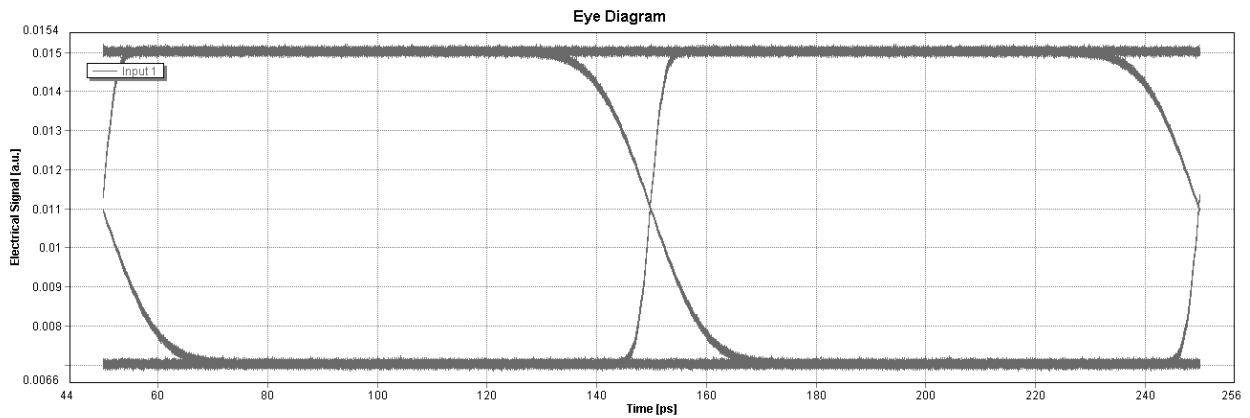
**Εικόνα 43:** Ηλεκτρικό φάσμα εξόδου ΟΟΚ (μετά την DC πηγή)



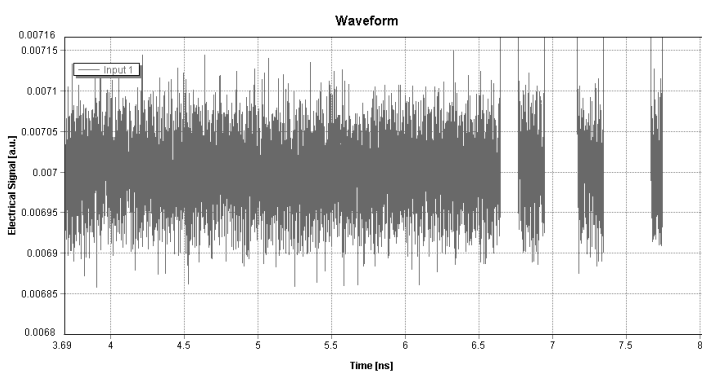
**Εικόνα 44:** Παλμοσειρά εξόδου ΟΟΚ (μετά την DC πηγή)



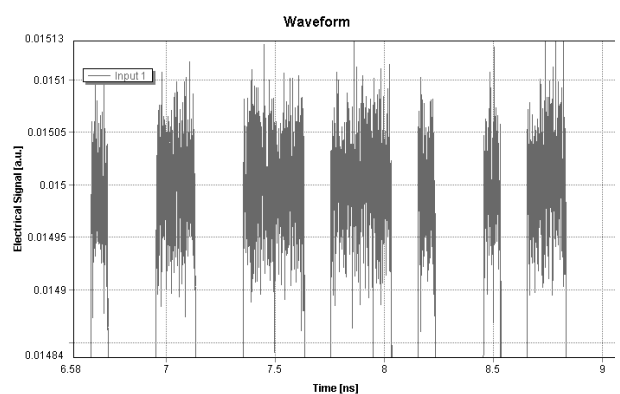
**Εικόνα 45:** Λεπτομέρεια παλμοσειράς εξόδου ΟΟΚ (μετά την DC πηγή) (**Zoom in\_1**)



**Εικόνα 46:** Διάγραμμα ματιού εξόδου OOK (μετά την DC πηγή)



**Εικόνα 47:** Θόρυβος στο 0 (Zoom In<sub>2</sub>)



**Εικόνα 48:** Θόρυβος στο 1 (Zoom In<sub>3</sub>)

Φαίνεται ότι πρόκειται για NRZ παλμούς (Εικόνα 40). Η ακολουθία προφανώς καθορίζεται από τον συνδυασμό των PRBS με τις οποίες είναι συνδεδεμένος ο OOK κωδικοποιητής (Εικόνα 42). Αυτό που διακρίνεται από τα παραπάνω γραφήματα είναι η ύπαρξη θορύβου της τάξεως των 0,2 mV τόσο στο επίπεδο ισχύος του άσσου όσο και του μηδενός (Εικόνα 47 & Εικόνα 48), ενώ παράλληλα φαίνεται ότι υπάρχει και ένας χρόνος μετάβασης από τη μια κατάσταση στην άλλη, αφού η μετάβαση δεν γίνεται ακαριαία, όπως υποδεικνύουν οι μεταβάσεις του διαγράμματος ματιού (Εικόνα 46). Η διάταξη αυτή θα χρησιμοποιηθεί ως είσοδος του κυκλώματος στα διάφορα στάδια προσομοίωσης αυτού. Σημειώνεται εδώ ότι η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου είναι στα 15mWatt, ενώ η ελάχιστη στα 6,6mWatt.

Το διάγραμμα ματιού (eye diagram), που φαίνεται στην Εικόνα 46, παρέχει έναν άμεσο σχηματικό τρόπο για την προβολή της απόδοσης ενός οπτικού συστήματος. Η απεικόνιση αυτή του παλμογράφου προκύπτει από τη διαδοχική δειγματοληψία και κάθετη τοποθέτηση-υπέρθυση επαναληπτικών δειγμάτων των ψηφιακών δεδομένων εξόδου ενός οπτικού συστήματος, ενώ ο ρυθμός δεδομένων χρησιμοποιείται για να προκαλεί την οριζόντια εναλλαγή. Είναι ένα μέσο αξιολόγησης της επίδρασης του θορύβου καναλιού και της διασυμβολικής παρεμβολής στην λειτουργία ενός οπτικού συστήματος μετάδοσης παλμών βασικής ζώνης [57].

### 3.3.2. L-V-I χαρακτηριστική VCSEL

Στην παράγραφο αυτή μελετάται και παρουσιάζεται η τυπική θερμική συμπεριφορά του Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL) που χρησιμοποιήθηκε στο προσομοιωτικό περιβάλλον του VPI δίνοντας έμφαση στις χαρακτηριστικές L-I-V του VCSEL και την εξάρτησή αυτών από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος. Οι κύριοι συμβαλλόμενοι παράγοντες στην αυτό-θέρμανση του συγκεκριμένου οπτικού πομπού είναι η διασκόρπιση ισχύος (quadratic power dissipation), η εσωτερική απώλεια οπτικής ισχύος και η διαρροή του φορέα (carrier leakage). Η κύρια, ωστόσο αιτία του θερμικής κατάρρευσης (thermal rollover) είναι η απότομη μείωση της εσωτερικής απόδοσης του πηγαδιού στα υψηλά ρεύματα πόλωσης οδηγώντας έτσι τη συσκευή σε ιδιαίτερα υψηλές θερμοκρασίες.

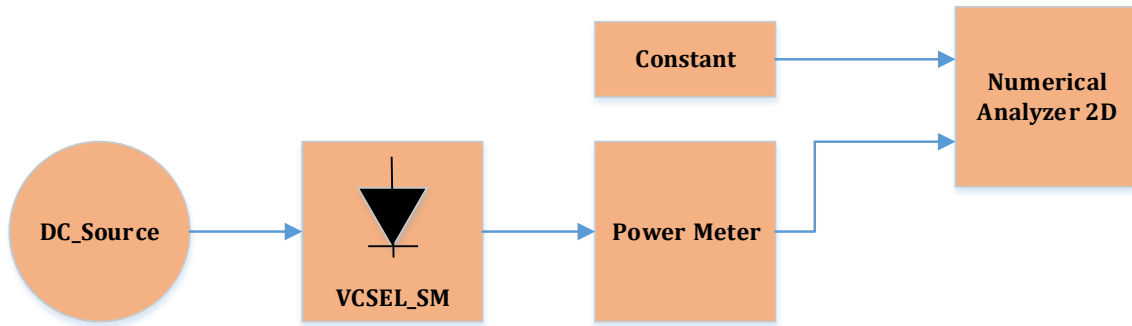
Για τη μελέτη της θερμικής συμπεριφοράς στο περιβάλλον του VPI χρησιμοποιήθηκε ως πηγή ισχύος το VCSEL\_SM (Single Mode) μονορυθμικής εξόδου τροφοδοτούμενο από μία πηγή συνεχούς τάσης-ρεύματος την οποία ρυθμίζουμε από 0,002a.u.(amplitude units) έως και 0,02a.u. για την εξαγωγή των επιθυμητών γραφικών παραστάσεων. Το VCSEL\_SM βασίζεται στις τυπικές εξισώσεις εκπομπής laser συμπεριλαμβάνοντας το απλό ημι-εμπειρικό μοντέλο θερμικής συμπεριφοράς, το οποίο περιγράφει την κατά μέσο όρο εξέλιξη της οπτικής ισχύος, της φάσης, της πυκνότητας φορέων και της θερμοκρασία του chip-laser σε όλη την κοιλότητα του laser. Αν η παράμετρος των Thermal Effect είναι στην επιλογή On, το μοντέλο του VCSEL χαρακτηρίζεται από θερμική εξάρτηση από τα ακόλουθα χαρακτηριστικά του laser:

- τον λόγο ισχύος-ρεύματος (Light-Current/LI)
- το λόγο τάσης-ρεύματος (Voltage-Current/VI)
- τη συχνότητα εκπομπής.

Η εξάρτηση της συχνότητας εκπομπής από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος και το ρεύμα πόλωσης λόγω της επίδρασης της αυτό-θέρμανσης καθορίζεται από την παράμετρο ThermalFrequencyShift, η οποία αφήνεται στη default τιμή της (-1<sup>10</sup>Hz/A). Οι παράμετροι ReferencePower (1mW) και ReferenceAmbientTemperature (20°C) καθορίζουν τις συνθήκες υπό τις οποίες η συχνότητα εκπομπής του laser σε καθεστώς CW είναι ίση με την αξία που καθορίζεται από την παράμετρο EmissionFrequency (μηδενική συχνότητα μετατόπισης). Η συχνότητα εκπομπής του 1550nm-VCSEL είναι ίση με 193,1GHz.

Η θερμική συμπεριφορά της χαρακτηριστικής LI μπορεί να προσδιοριστεί από στοιχεία μετρήσεων χρησιμοποιώντας είτε ένα αρχείο δεδομένων εισόδου, είτε ένα σύνολο βασικών παραμέτρων που καθορίζουν το ρεύμα κατωφλίου και το σημείο του θερμικού roll-over της ισχύος εξόδου. Στην περίπτωση μας η επιλογή της LI\_CharacteristicDescription είναι ορισμένη παραμετρικά. Για τη θερμοκρασία περιβάλλοντος αναφοράς, οι χαρακτηριστικές παράμετροι αυτοί είναι: ThresholdCurrent, ThermalRolloverCurrent και ThermalRolloverPower. Το ρεύμα κατωφλίου ή threshold current είναι το μικρότερο ρεύμα στο οποίο ξεκινά η εκπομπή του laser, το οποίο αρχικά τίθεται ίσο με 2 mA όσο δίνουν τα specs της PhoxTrot, ενώ το θερμικό ρεύμα κορυφής ή thermal rollover current και η αντίστοιχη θερμική ισχύς κορυφής ή thermal rollover power λαμβάνουν τις εξής τιμές σύμφωνα με τα specs: 15mA και 3mWatt αντίστοιχα. Η θερμική εξάρτηση του οπτικού πομπού προσδιορίζεται από τη θερμική αντίσταση, η οποία συνδέει τη μεταβολή της θερμοκρασίας του VCSEL με την απορρέουσα ισχύ, και το θερμικό χρόνο απόκρισης. Αυτά τα χαρακτηριστικά προσδιορίζονται από την θερμική αντίσταση (ThermalResistance) και τον θερμικό χρόνο απόκρισης (ThermalTimeConstant), χαρακτηριστικά που αφήνονται στις default τιμές τους 50 Ohm και 1μsec αντίστοιχα.

Αφού έχουμε ρυθμίσει τα χαρακτηριστικά του VCSEL όπως αναλύθηκαν παραπάνω και αφήνοντας τα υπόλοιπα στις default τιμές του προγράμματος, προχωράμε στην εξαγωγή της χαρακτηριστικής L-I και V-I. Η κυκλωματική διάταξη παρατίθεται στη συνέχεια:

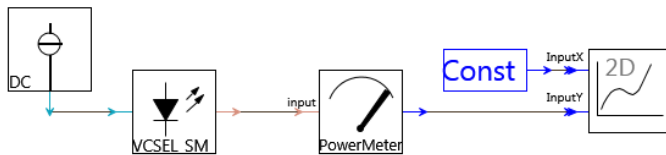


**Εικόνα 49:** Σχηματική απεικόνιση κυκλώματος εξαγωγής LVI χαρακτηριστικής

Θα τρέξουμε μία διαδραστική απεικόνιση (interactive simulation) με δυναμική παράμετρο το ρεύμα εισόδου, δηλαδή το ρεύμα που δίνει η DC πηγή για την έναυση του VCSEL. Οι τιμές της μεταβλητής αυτής παραμέτρου, η οποία ονομάστηκε LChar στα πλαίσια της προσομοίωσης, κυμαίνονται στο διάστημα: [0,0002, 0,02]mA. Το Power Meter υπολογίζει τις τιμές ισχύος της εξόδου του VCSEL για κάθε ξεχωριστή τιμή που λαμβάνει η LChar (σημεία μέτρησης ανά 0,0002mA), ενώ ο δι-διάστατος προσομοιωτής (2D Numerical Analyzer) δίνει την γραφική απεικόνιση της επιθυμητής LI χαρακτηριστικής, με τιμές οριζόντιου (x) άξονα τις τιμές του ρεύματος όπως προκύπτουν από την LChar και τιμές κάθετου (y) άξονα τις αντίστοιχες τιμές ισχύος. Η δομή της Const είναι "δεμένη" με την LChar, από όπου παίρνει και τις τιμές της.

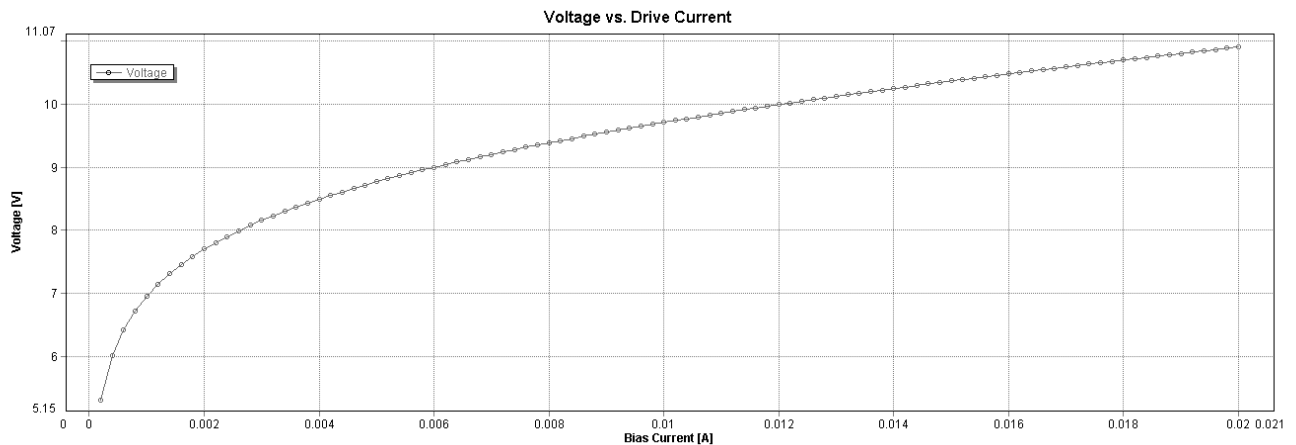
Το κύκλωμα προσομοίωσης του VPI και τα αντίστοιχα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρατίθενται στη συνέχεια:

- **LI χαρακτηριστική**



**Εικόνα 50:** Χαρακτηριστική ισχύος-ρεύματος VCSEL

## - VI χαρακτηριστική

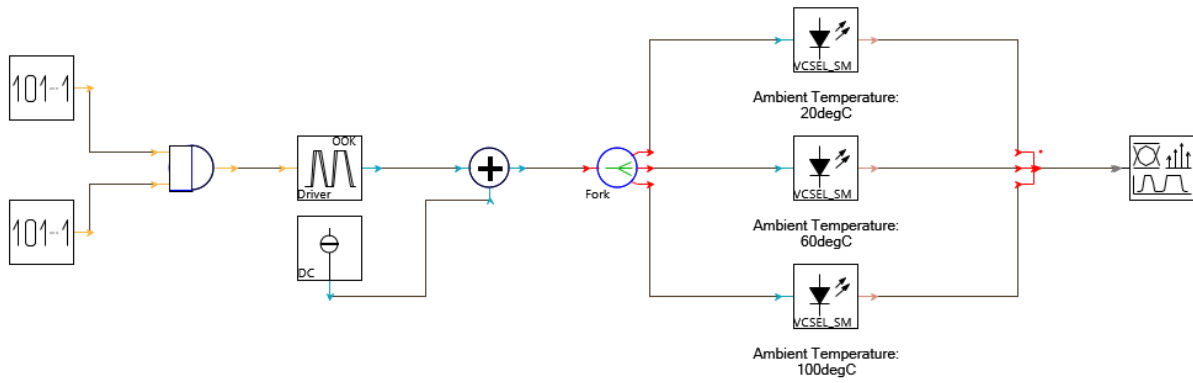


**Εικόνα 51:** Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος VCSEL

Οι παραπάνω μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν για θερμοκρασιακή τιμή περιβάλλοντος 25°C, η οποία επηρεάζει τη συχνότητα εκπομπής και την ισχύ εξόδου. Από την Εικόνα 50 φαίνεται καθαρά ότι η έναυση του VCSEL γίνεται στην τιμή ρεύματος 0,002A ή 2mA όπως έχουμε ορίσει από τα χαρακτηριστικά του VCSEL, και αυξάνεται παραβολικά έως την τιμή των 0,015A ή 15mA (Rollover Current), η οποία ισοδυναμεί με το ρεύμα κατάρρευσης. Η μέγιστη τιμή ισχύος που πιάνει για αυτή τη τιμή ρεύματος είναι 3mWatt (Rollover Power). Από τα 15mA και αυξανόμενου του ρεύματος παρατηρείται μείωση της τιμής της ισχύος, όπως ακριβώς έχουμε προβλέψει στα χαρακτηριστικά του πομπού μας.

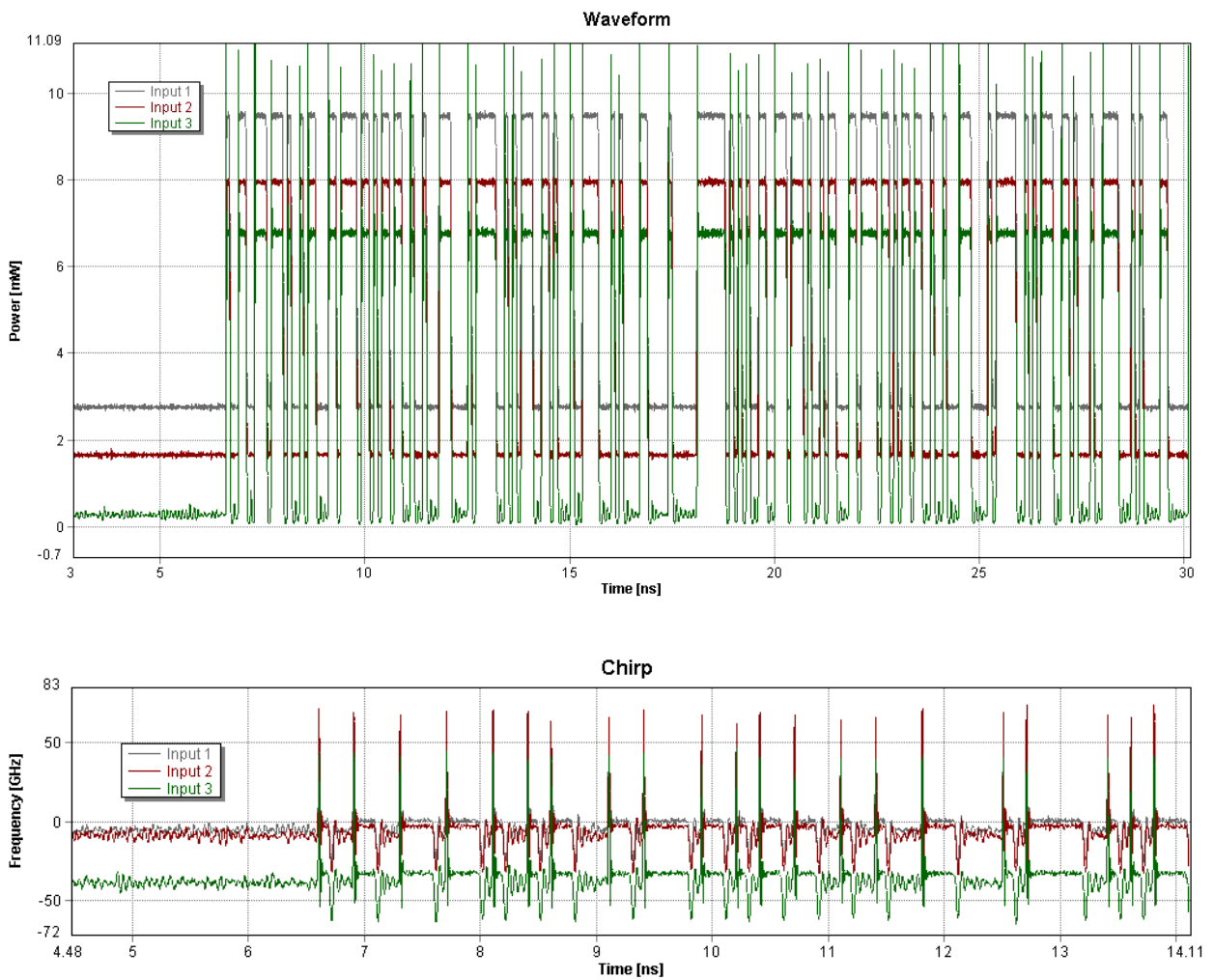
Η πτώση τάσης στα άκρα της διάταξης παραμένει κάτω από V σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας, γεγονός που οδηγεί σε χαμηλή αντίσταση σειράς του VCSEL (Εικόνα 51). Αυτό οδηγεί σε χαμηλή διάχυση της θερμότητας.

Στη συνέχεια τρέχουμε μία νέα προσομοίωση με δυναμική παράμετρο τη θερμοκρασία περιβάλλοντος του VCSEL (Ambient Temperature) για τη σύγκριση της απόδοσης του VCSEL σε διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας περιβάλλοντος. Για τον λόγο αυτό πραγματοποιείται η σύνδεση που φαίνεται στη συνέχεια (Εικόνα 52). Με τη βοήθεια ενός Fork, που διαιρεί ιδανικά το σήμα εισόδου σε τρία διαφορετικά "μονοπάτια", και ενός BusCreate\_3\_1, που συνδυάζει τα τρία αυτά "μονοπάτια" σε ένα με πλάτος ίσο με 3. Τα τρία διαφορετικά VCSEL έχουν διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος (20°C, 60°C, 100°C) ενώ να σημειωθεί ότι ως πηγή δεδομένων έχει εισαχθεί η γεννήτρια δεδομένων OOK με παλμούς NRZ όπως αυτή μοντελοποιήθηκε στο κεφάλαιο 3.3.1.2.

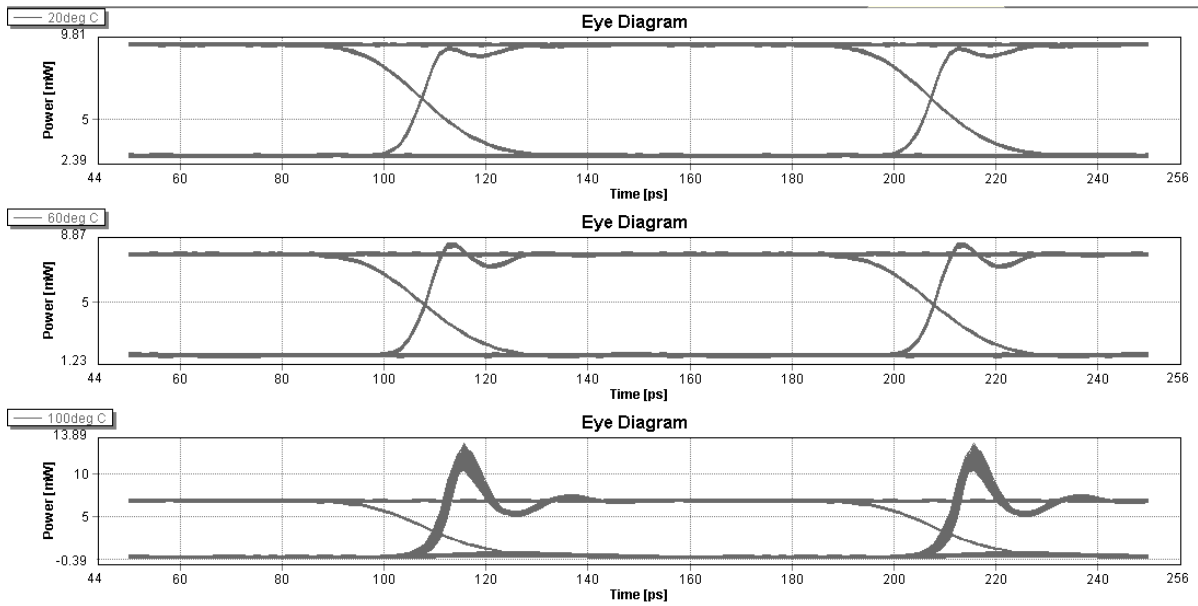


**Εικόνα 52:** Κυκλωματικό διάγραμμα για τη μελέτη απόκρισης του VCSEL σε διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος

- *Κυματομορφή εξόδου VCSEL & chirp για τις διαφορετικές θερμοκρασίες*

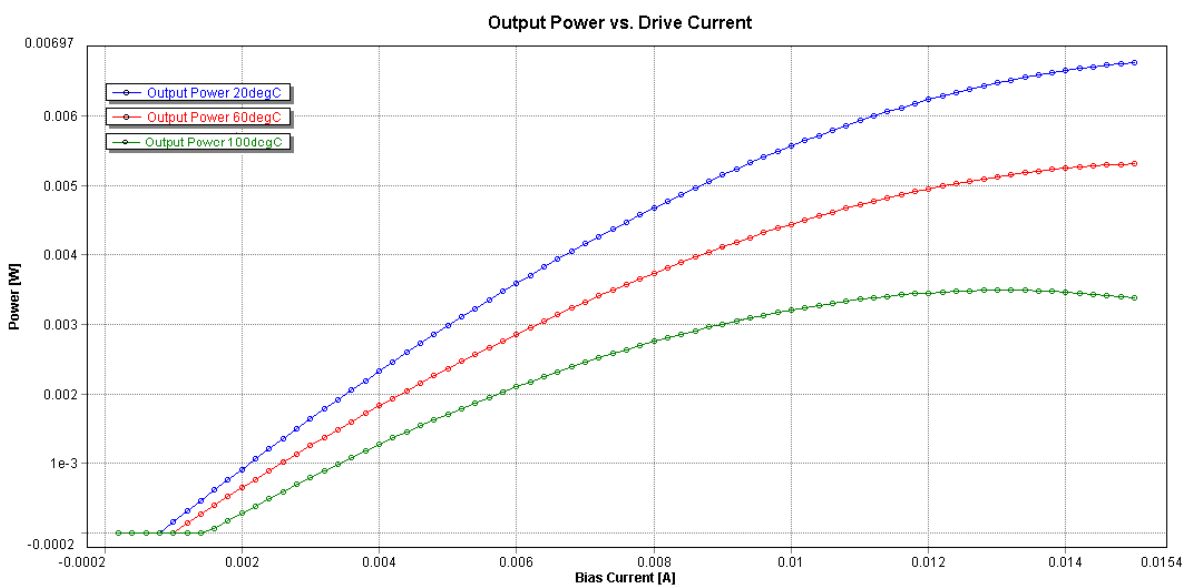


- *Eye diagrams για τις διαφορετικές θερμοκρασίες*



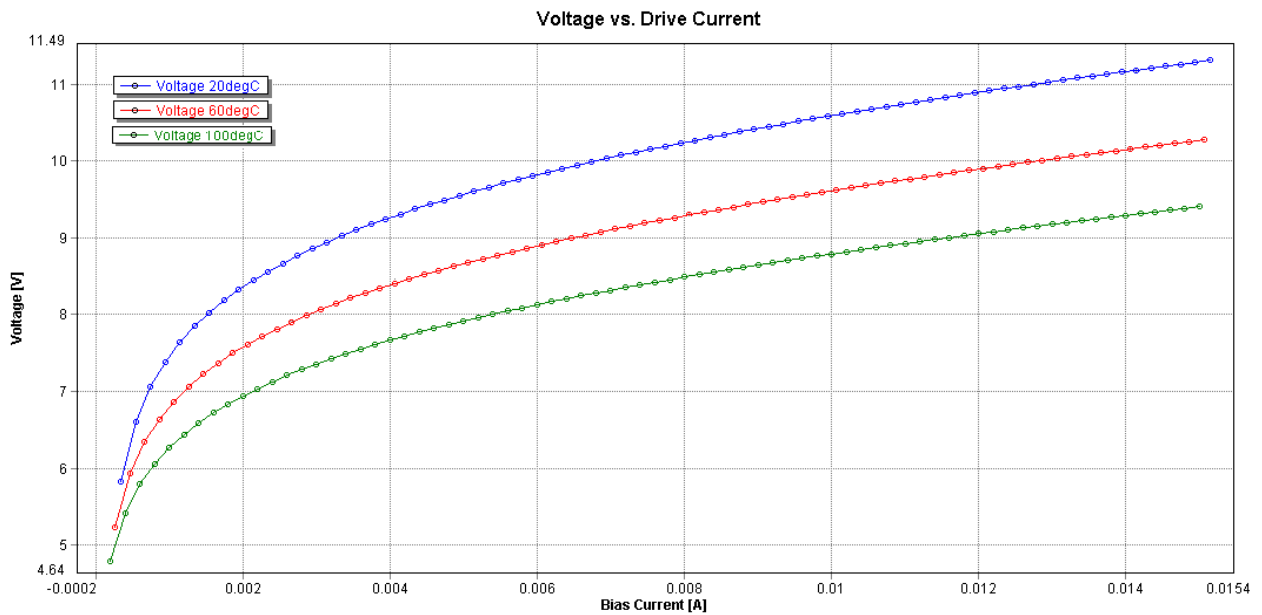
Η προσομοίωση αυτή αποτελεί ένα παράδειγμα της δυναμικής θερμικής συμπεριφοράς του VCSEL. Παρατηρείται ότι για  $T=20^{\circ}\text{C}$  η υψηλή στάθμη του παλμού είναι ίση με 9,37mWatt, ενώ η χαμηλή ίση με 2,72mWatt. Οι αντίστοιχες τιμές για  $T=60^{\circ}\text{C}$  και  $100^{\circ}\text{C}$  είναι 8,00mWatt και 1,82mWatt και 6,74mWatt και 0,82mWatt αντίστοιχα. Σημειώνεται ότι το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος είναι υψηλότερο από αυτό που προβλέπεται από τις χαρακτηριστικές L-I μιας πηγής CW (Continuous Current). Για παράδειγμα, η διαφορά μεταξύ της υψηλής (1) και της χαμηλής (0) στάθμης σε θερμοκρασία  $20^{\circ}\text{C}$  είναι περίπου 6,65mWatt, ενώ η χαρακτηριστική L-I για CW προβλέπει 1,8 mWatt. Το γεγονός αυτό οφείλεται τόσο στα διαφορετικά χαρακτηριστικά του VCSEL σε σχέση με το CW, όσο και στο φαινόμενο αυτό-θέρμανσης στο οποίο υπόκειται αυτό.

Στη συνέχεια λαμβάνουμε τις χαρακτηριστικές γραφικές παραστάσεις της ισχύος εξόδου σε συνάρτηση με το ρεύμα (L-I) και της τάσης εξόδου σε συνάρτηση με το ρεύμα αντίστοιχα (Εικόνα 53 & Εικόνα 54 αντίστοιχα). Οι χαρακτηριστικές τιμές ρεύματος και τάσης λαμβάνονται από την πηγή [5].



**Εικόνα 53:** Χαρακτηριστική L-I σε διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος



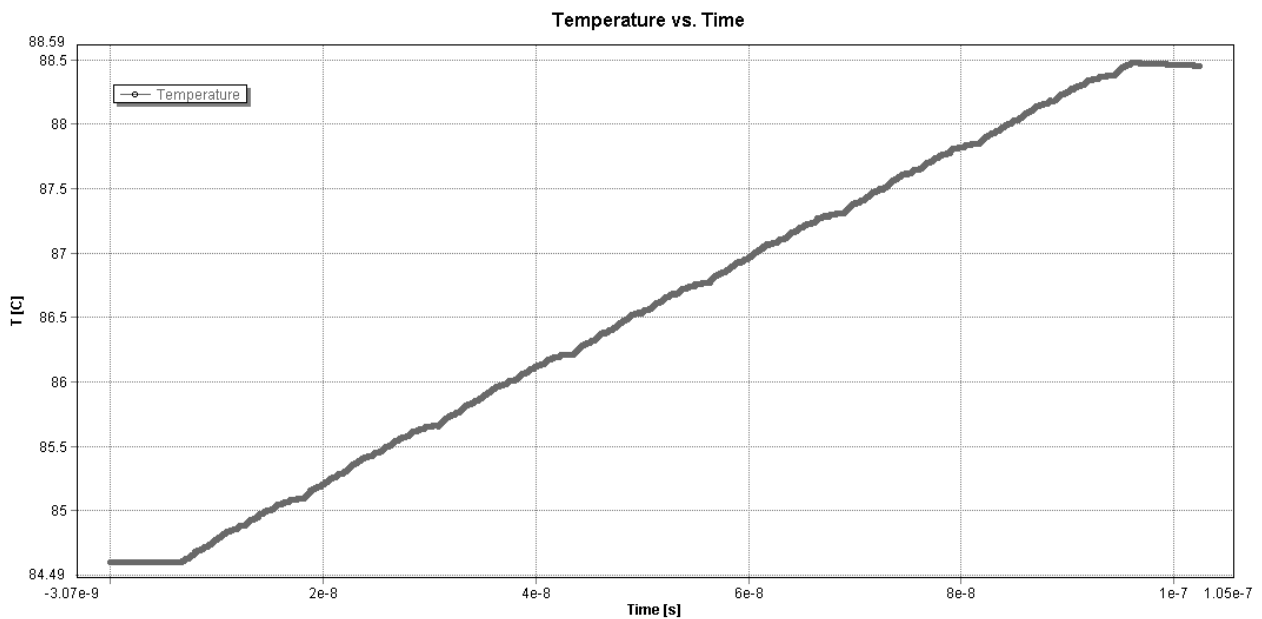


**Εικόνα 54:** Χαρακτηριστική V-I σε διαφορετικές θερμοκρασίες περιβάλλοντος

Η έξοδος των VCSELS παρουσιάζεται σε κοινό διάγραμμα και παρουσιάζει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά ως προς την αύξηση του περιβάλλοντος:

1. Θερμική μετατόπιση συχνότητας,
2. Μείωση της ισχύος εξόδου,
3. Αύξηση της καθυστέρησης έναυσης του VCSEL και του overshoot των παλμών

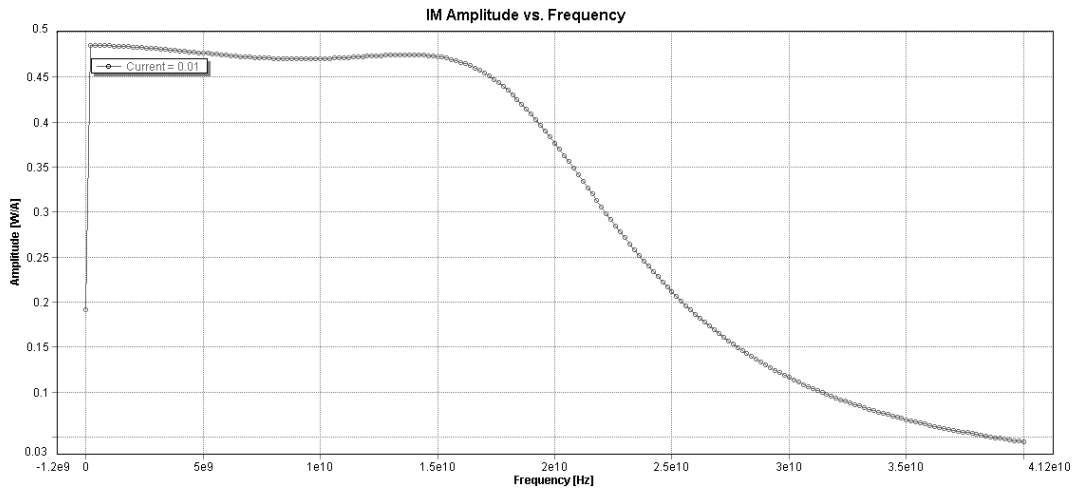
Χρησιμοποιώντας το ενσωματωμένο Visualizer του VCSEL λαμβάνουμε και την παρακάτω χαρακτηριστική θερμοκρασίας-χρόνου σε απεριοδικές συνθήκες λειτουργίας:



**Εικόνα 55:** Χαρακτηριστική θερμοκρασίας-χρόνου

- ✓ Παρατηρείται αύξηση της θερμοκρασίας του VCSEL με την πάροδο του χρόνου, μέχρι τη σταθεροποίησή της σε μία σταθερή τιμή.

### 3.3.3. Απόκριση Συχνότητας VCSEL



**Εικόνα 56:** Χαρακτηριστική πλάτους-συχνότητας

- ✓ Το πλάτος του παλμού εξόδου του VCSEL παραμένει σταθερό σε τιμές συχνότητας μικρότερες από τη συχνότητα λειτουργίας του VCSEL και μειώνεται ραγδαία σε τιμές που την υπερβαίνουν.

### 3.3.4. Διαμόρφωση VCSEL

Μία από τις πρώτιστες λειτουργίες του VCSEL είναι η μετάδοση οπτικών σημάτων, τα οποία απαιτούν τη διαμόρφωση του VCSEL έτσι ώστε να διαφοροποιούν την εκπεμπόμενη ισχύ τους. Η διαμόρφωση του VCSEL πραγματοποιείται με είσοδο μία RF γεννήτρια δεδομένων και με βάση τα χαρακτηριστικά των ήδη υπάρχοντων VCSEL του εργαστηρίου. Τα χαρακτηριστικά αυτά λαμβάνονται από τη βιβλιογραφία της PhoxTrot, της μεγάλης κλίμακας ευρωπαϊκής έρευνας που προσανατολίζεται σε υψηλής απόδοσης, χαμηλής κατανάλωσης και κόστους και μικρού μεγέθους οπτικές διασυνδέσεις.

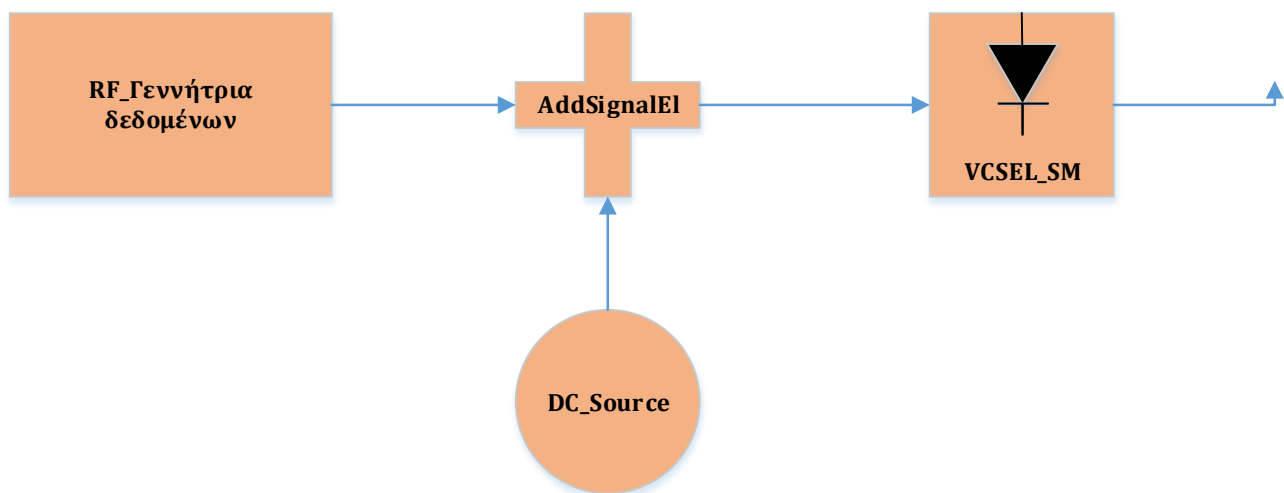
Τα χαρακτηριστικά της πηγής VCSEL παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

| <b>Responsible Partner: VERTILAS</b><br>(Updated PhoxTrot Specifications for T3.4,<br>Version: 8, latest update: June 17, 2013) |               |            |            |            |             |                 |
|---|---------------|------------|------------|------------|-------------|-----------------|
| <b>VCSEL</b>  | <b>Symbol</b> | <b>Min</b> | <b>Typ</b> | <b>Max</b> | <b>Unit</b> | <b>Comments</b> |
| VCSELs in single array /Array type  |               |            | linear 4x1 |            |             |                 |
| Pitch (ύψος)  |               |            | 25         |            | mm          |                 |

|                                   |            |      |      |      |                  |                        |
|-----------------------------------|------------|------|------|------|------------------|------------------------|
| Average CW power                  | $P_{av}$   | 2    | 3    | 5    | mW               | $T_0=20^\circ\text{C}$ |
| 3dB Bandwidth                     | $S_{21}$   | 22   | 25   |      | GHz              | $T_0=20^\circ\text{C}$ |
| Slope efficiency                  | h          | 0.2  | 0.3  |      | mW/mA            |                        |
| Differential Resistance           | $R_{diff}$ | 30   | 35   | 70   | Ohm              |                        |
| Threshold Current                 | $I_{th}$   | 0.5  | 1.5  | 4    | mA               | $T_0=20^\circ\text{C}$ |
| Operating Current                 | $I_0$      | -    | 15   | 30   | mA               |                        |
| Operating Voltage                 | $V_{max}$  |      | 1.6  | 2.2  | V                | $P_{max}$              |
| Beam Divergence (απόκλιση)        | FWHM       | 9    | 12   | 15   | deg              |                        |
| Side Mode Suppression (καταστολή) | SMSR       | 30   | 40   | -    | dB               |                        |
| Wavelength                        | l          | 1520 | 1550 | 1580 | nm               |                        |
| Operating Temperature             | $T_{op}$   | 0    | 20   | 30   | $^\circ\text{C}$ | Temp control           |

**Πίνακας 3:** Specs of 40Gbit/s VCSEL (frontside)- VERTILAS

Κατά τη διαμόρφωση του VCSEL χρησιμοποιήθηκαν οι τυπικές τιμές των παραπάνω χαρακτηριστικών. Η σχηματική απεικόνιση του κυκλώματος της προσομοίωσης παρουσιάζεται στη συνέχεια (Εικόνα 57) ενώ πιο κάτω παρατίθεται το κύκλωμα του VPI καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής. Η πηγή σταθερής τιμής τάσης προστίθεται ηλεκτρικά (με το module του AddSignalEl) στο ηλεκτρικό σήμα εισόδου που παράγει η γεννήτρια δεδομένων με σκοπό την ανύψωση της τάσης σε επίπεδα ικανά να διεγείρουν το VCSEL και να το οδηγούν σε κατάσταση ON.



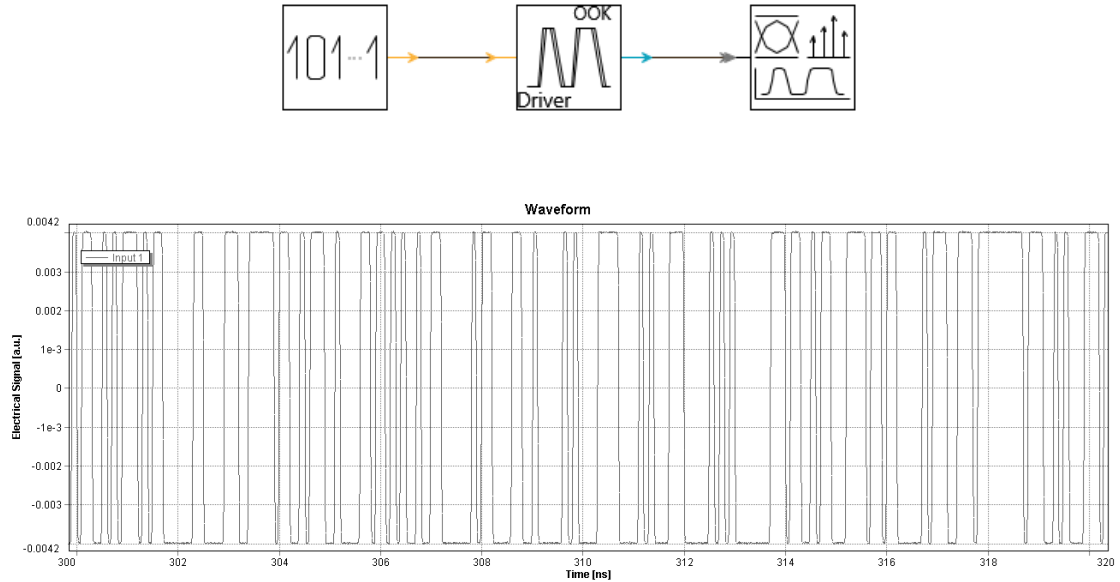
**Εικόνα 57:** Σχηματική απεικόνιση κυκλώματος διαμόρφωσης VCSEL

Ως πηγή δεδομένων εισόδου επιλέχθηκε αρχικά η PRBS\_N εβδόμης τάξης η οποία επαναλαμβάνει την ακολουθία των ψηφίων εισόδου ανά 127 bits. Ο OOK coder επιλέχθηκε με παλμούς NRZ υψηλής στάθμης (OutputLevel\_1) στα 0,004 a.u. (amplitude units) και χαμηλής (OutputLevel\_0) στα -0,004 a.u. (Εικόνα 58). Η DC τάση που προστίθεται στην έξοδο του OOK ρυθμίζεται στα 0,011Volt, με αποτέλεσμα στην είσοδο της οπτικής πηγής να εισέρχεται σήμα εύρους τάσης: [0,007-0,015]Volt. Ο χρόνος ανόδου

(TransitionTime\_01) και ο χρόνος καθόδου-πτώσης (TransitionTime\_10) αφήνονται αρχικά ίσοι με 0,25/BitRateDefault sec αντίστοιχα.

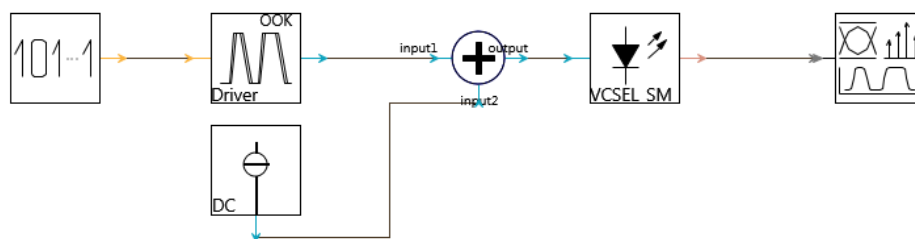
Το παράθυρο προσομοίωσης τίθεται ίσο με 8.192/10<sup>9</sup>sec. Στην συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης:

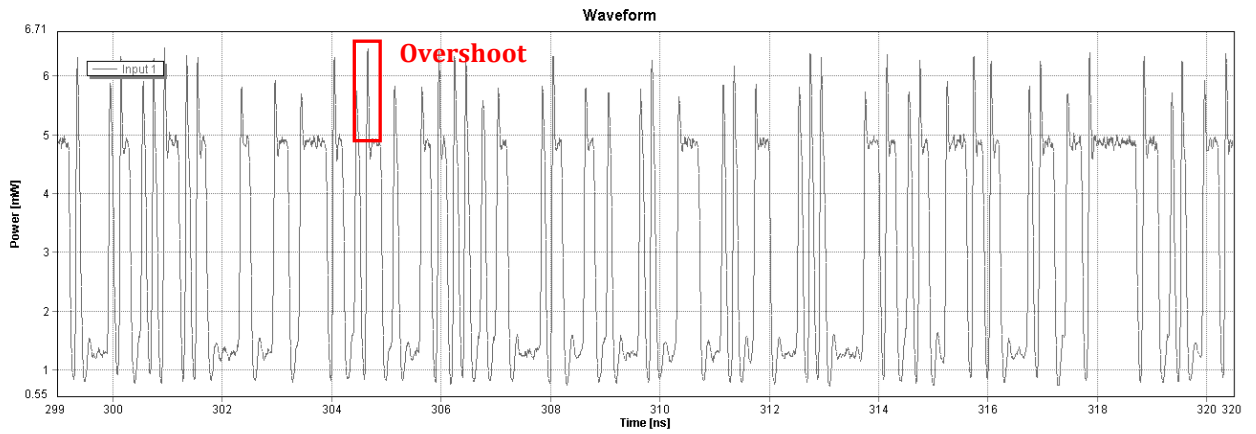
- **Είσοδος PRBS εβδόμης τάξης στο VCSEL:**



**Εικόνα 58:** Παλμοσειρά εξόδου OOK coder

- **Έξοδος τυχαίας PRBS στο VCSEL:**





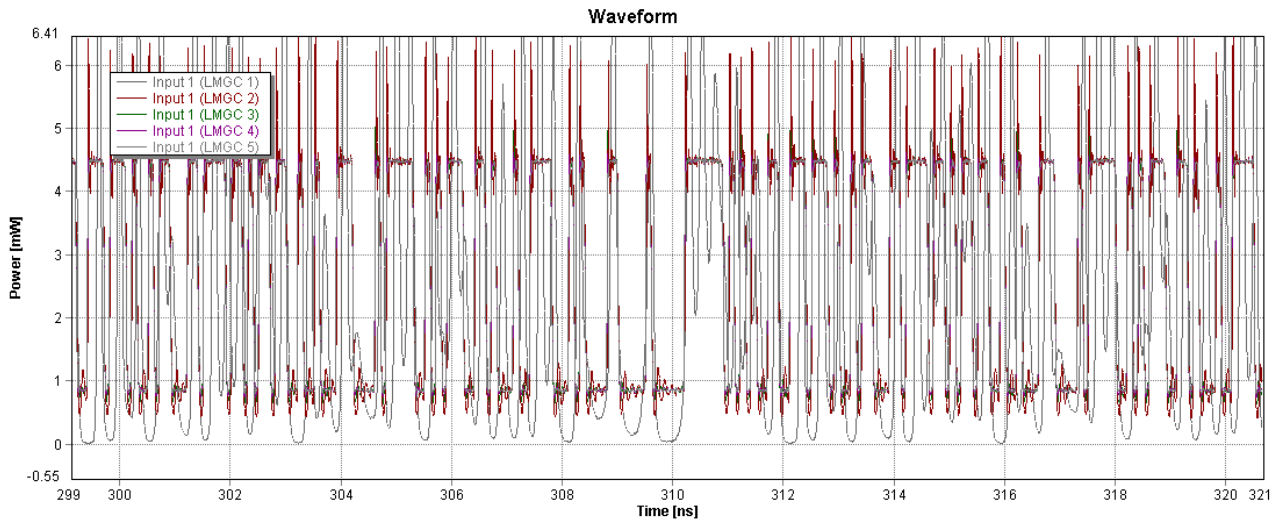
**Εικόνα 59:** Παλμοσειρά εξόδου μετά το VCSEL

Όπως παρατηρείται στην Εικόνα 59 έχουμε μεγάλη παραμόρφωση του σήματος, με ιδιαίτερα αυξημένο overshoot, οποίο με τη βοήθεια οριζοντίων markers μετράται έως και 1,57mWatt.

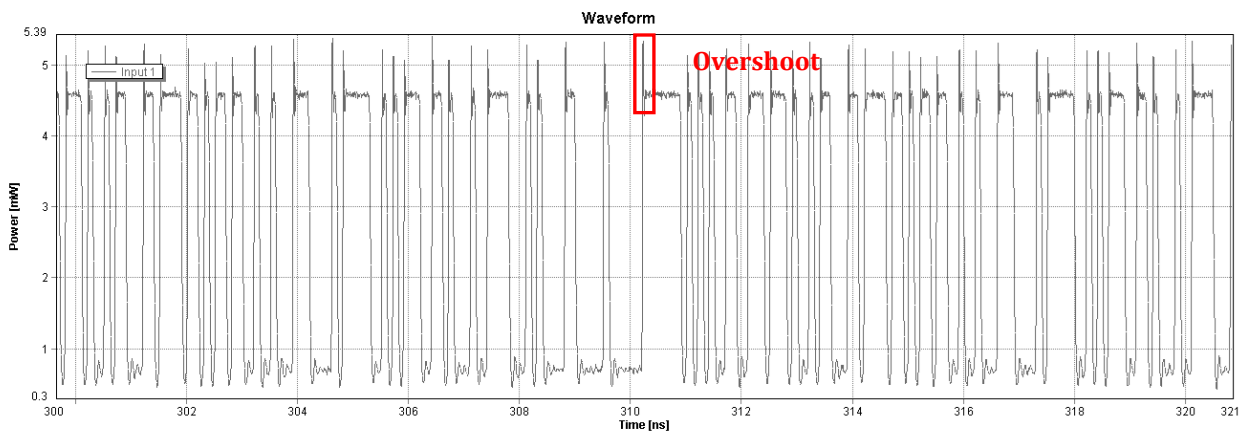
Το overshoot είναι μη επιθυμητό και επιθυμείται η μείωση του καθώς προκαλεί παραμόρφωση του σήματος και οδηγεί σε λανθασμένες αποφάσεις του συστήματος λήψης. Είναι αναγκαίος ο περιορισμός του εντός αποδεκτών ορίων.

Ένας παράγοντας για τον περιορισμό της ανεπιθύμητης επίδρασης του overshoot είναι το rise time (χρόνος ανόδου) του παλμού. Αλλάζουμε στον OOK κωδικοποιητή τον χρόνο μετάβασης από 0 σε 1 (TransitionTime\_01 όπως αναφέρεται στα χαρακτηριστικά του VCSEL), μειώνοντας την τιμή του στα  $0,05/\text{BitRateDefault}$  sec από  $0,25/\text{BitRateDefault}$  που ήταν πριν και του χρόνου μετάβασης από το 1 στο 0 (TransitionTime\_10) στα  $0,2/\text{BitRateDefault}$ . Επίσης μεταβάλλουμε την παράμετρο LinearMaterialGainCoefficient του VCSEL για την βελτιστοποίηση της λειτουργίας του πομπού. Το χαρακτηριστικό αυτό περιγράφει την εξάρτηση του κέρδους της οπτικής ισχύος της ενεργής περιοχής υλικού της δομής του VCSEL από την πυκνότητα του φορέα. Η default τιμή που δίνει το πρόγραμμα για την μεταβλητή αυτή είναι  $3 \times 10^{-20} \text{ m}^2$ .

Η τιμή του Linear Material Gain Coefficient τίθεται ίση με  $3,45 \times 10^{-18}$ , στην οποία και παρατηρείται βελτιστοποίηση της τιμής του overshoot με μέγιστη τιμή παρατήρησης τα 0,75mWatt (Εικόνα 61). Για την εύρεση της βέλτιστης τιμής της παραμέτρου τρέξαμε ένα Interactive Simulation δεμένο στην επιθυμητή παράμετρο με τιμές του LinearMaterialGainCoefficient να κυμαίνονται από  $2 \times 10^{-20}$  έως  $2 \times 10^{-17}$  και δέκα ενδιάμεσα σημεία λήψης από  $2 \times 10^{-20}$  έως  $2 \times 10^{-17}$  (Εικόνα 60).



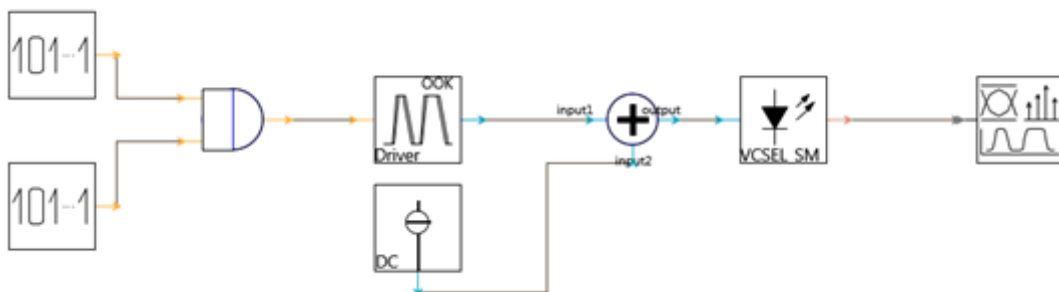
**Εικόνα 60:** Interactive Simulation για βελτιστοποίηση τιμής του LinearMaterialGainCoefficient (LMGC)



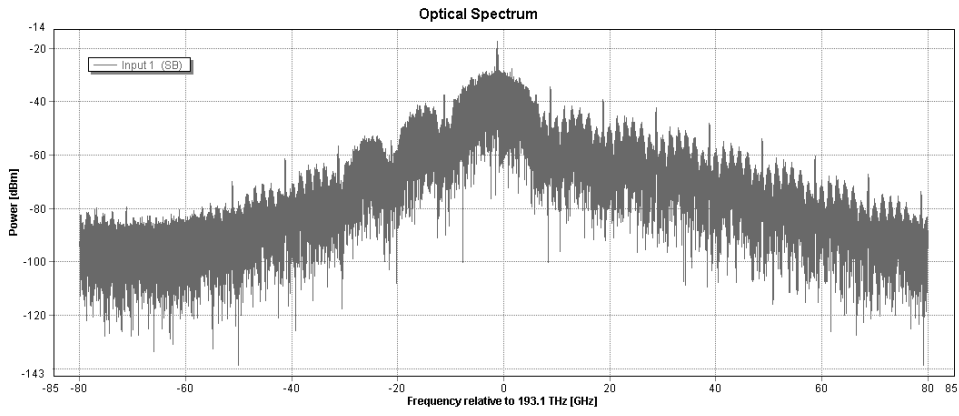
**Εικόνα 61:** Παλμοσειρά εξόδου μετά το VCSEL (βελτιστοποίηση overshoot,  $LMGC=3,45 \times 10^{-18}$ )

Στην συνέχεια βάζουμε στην είσοδο του VCSEL την γεννήτρια πακέτων δεδομένων έτσι όπως δημιουργήθηκε και παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

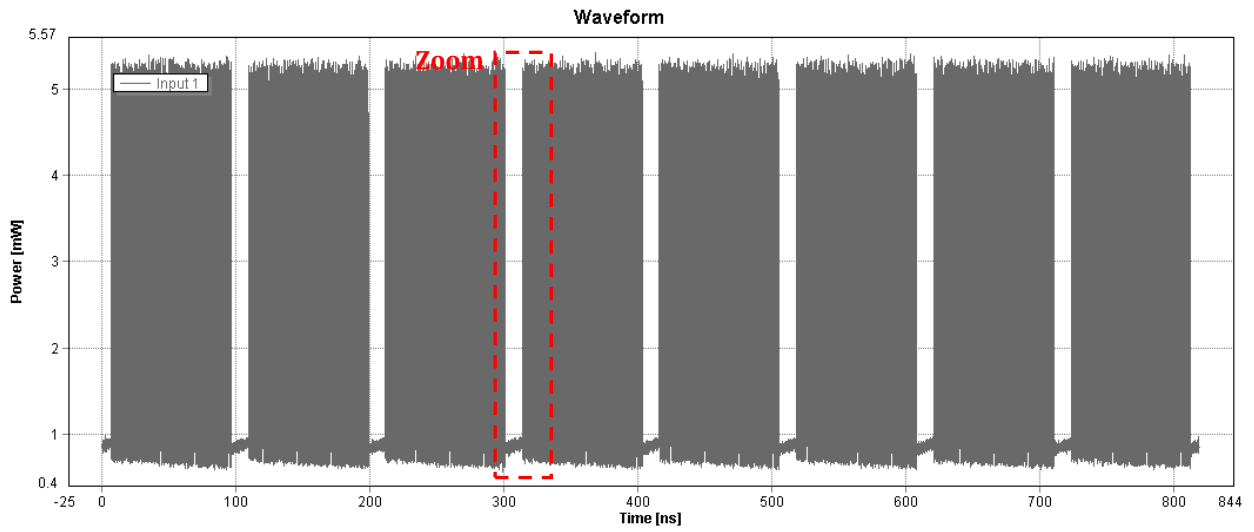
- Διαμόρφωση VCSEL από τη γεννήτρια πακέτων δεδομένων



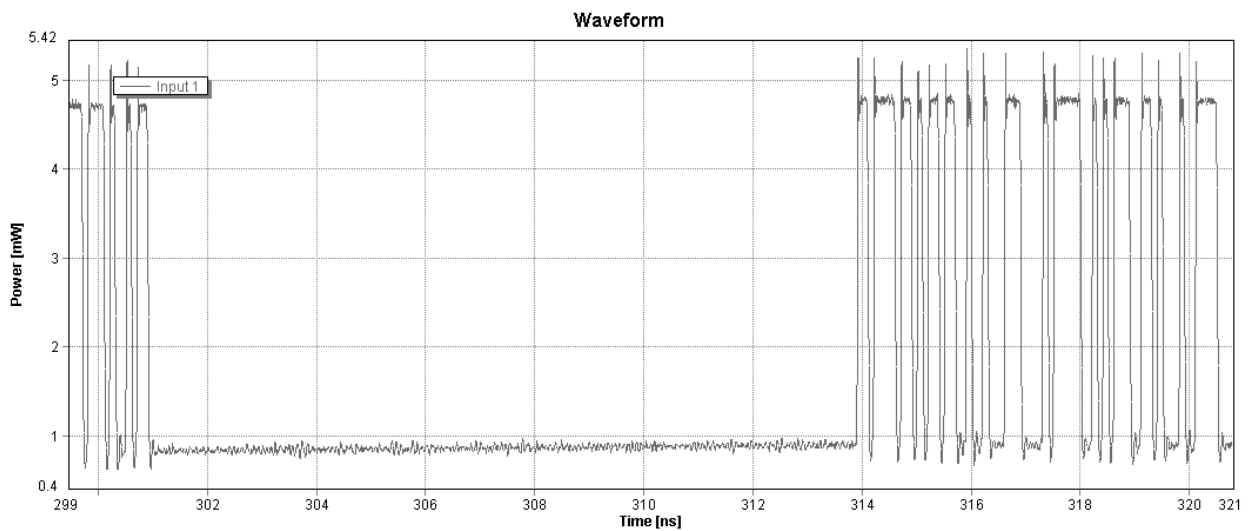
Τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την διαμόρφωση του VCSEL δίνονται αναλυτικά στη συνέχεια (Εικόνες Εικόνα 62-Εικόνα 65):



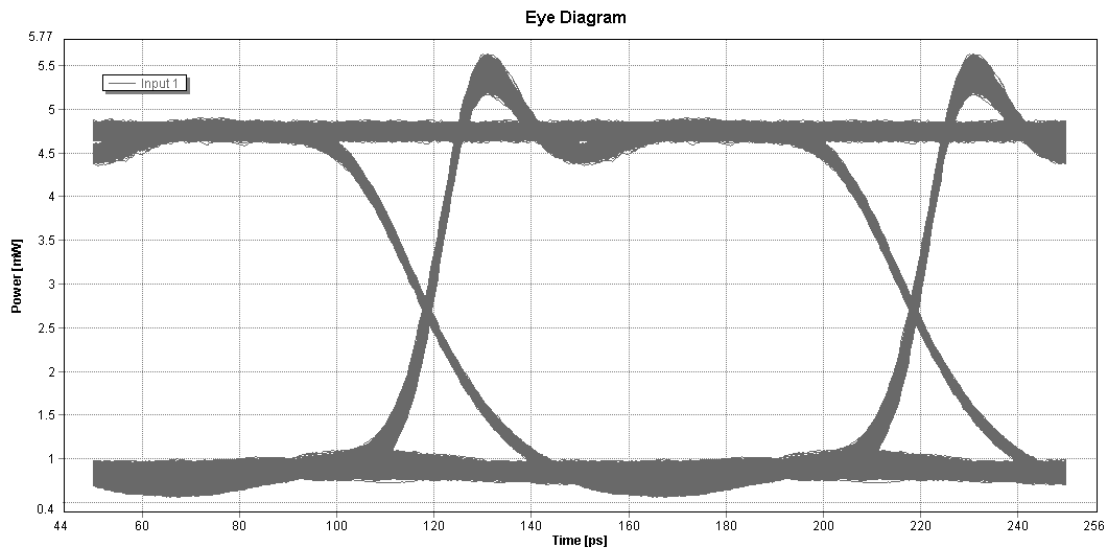
**Εικόνα 62: Οπτικό φάσμα VCSEL**



**Εικόνα 63: Παλμοσειρά εξόδου VCSEL**



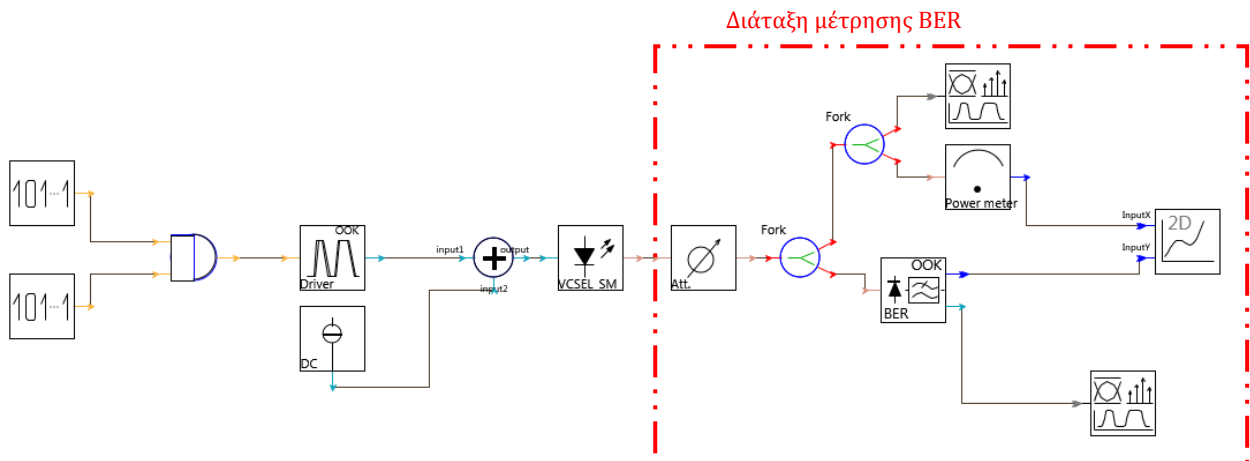
**Εικόνα 64: Παλμοσειρά εξόδου VCSEL (Zoom)**



**Εικόνα 65:** Διάγραμμα ματιού εξόδου VCSEL

Επιπλέον πραγματοποιείται διαδραστική απεικόνιση με δυναμική παράμετρο την τιμή της απόσβεσης που εισάγει το VCSEL με σκοπό την καταγραφή του BER της εισόδου. BER ή αλλιώς Bit Error Rate ονομάζεται ο ρυθμός εμφάνισης λαθών κατά τη διάρκεια της ψηφιακής μετάδοσης της πληροφορίας. Πρόκειται για τον αριθμό των δυαδικών ψηφίων που λαμβάνονται σε μία ροή δεδομένων σε ένα κανάλι επικοινωνίας και έχουν αλλοιωθεί λόγω θορύβου, παρεμβολών, παραμόρφωσης ή σφαλμάτων συγχρονισμού των bits μετάδοσης.

Για το σκοπό αυτό πραγματοποιείται η παρακάτω κυκλωματική διάταξη:



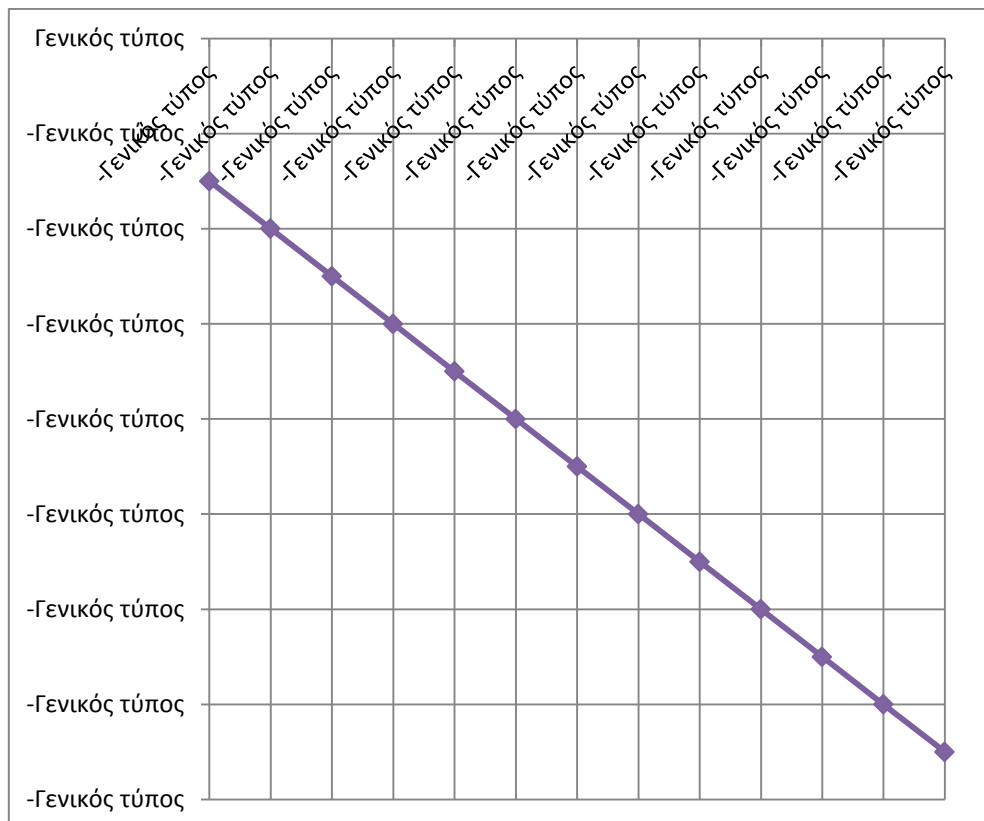
Για την καταγραφή του ρυθμού σφαλμάτων του κυκλώματος έχει προστεθεί ένας attenuator ο οποίος ρυθμίζεται με μία δυναμική μεταβλητή να παίρνει τιμές ανάμεσα στα 20dB και στα 30dB για τις ανάγκες της προσομοίωσης αυτής. Πρόκειται για μέτρηση back-to-back.

Τα αποτελέσματα είναι τα εξής (Πίνακας 4 & Εικόνα 66):



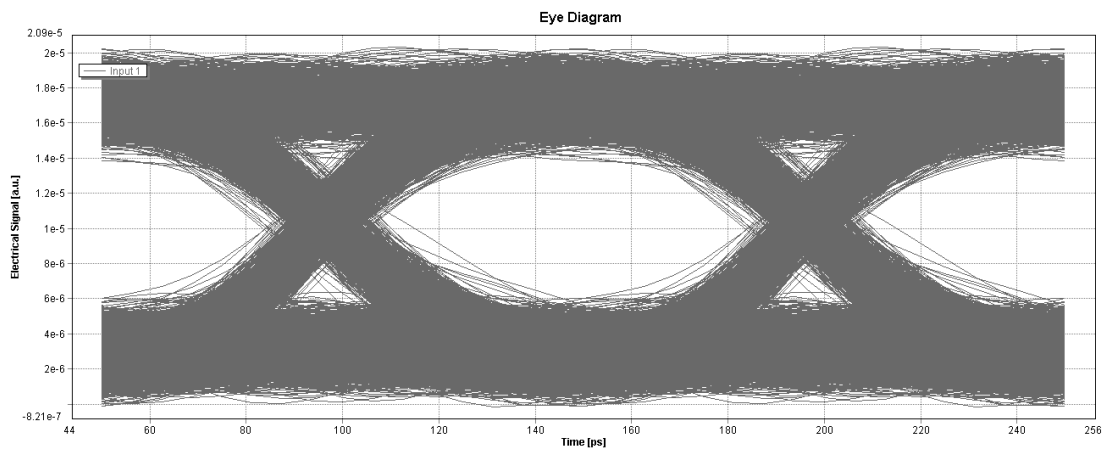
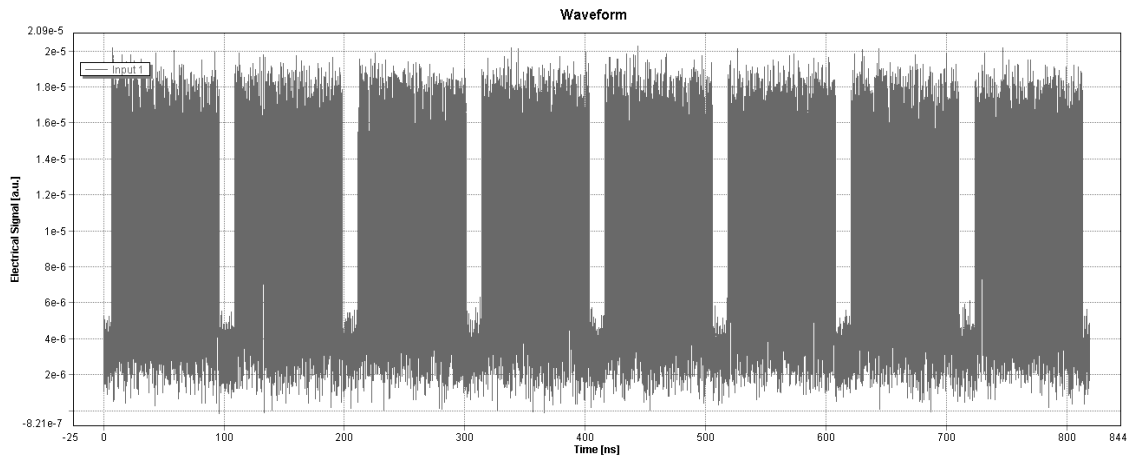
| BER      | log(BER) | P(dB) |
|----------|----------|-------|
| 1.00E-03 | -3       | -21.4 |
| 1.00E-04 | -4       | -20.6 |
| 1.00E-05 | -5       | -19.9 |
| 1.00E-06 | -6       | -19.1 |
| 1.00E-07 | -7       | -18.8 |
| 1.00E-08 | -8       | -18.6 |
| 1.00E-09 | -9       | -18   |
| 1.00E-10 | -10      | -17.9 |
| 1.00E-11 | -11      | -17.9 |
| 1.00E-12 | -12      | -17.7 |
| 1.00E-13 | -13      | -17.5 |
| 1.00E-14 | -14      | -17.3 |
| 1.00E-15 | -15      | -17.2 |

**Πίνακας 4:** Πίνακας καταγραφής λαμβανόμενων τιμών  
BER & ισχύος (back-to-back μέτρηση)

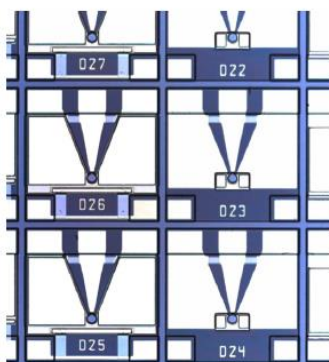


**Εικόνα 66:** BER εξόδου VCSEL

- Έξοδος VCSEL για  $attenuation=21,5dB$  & αντίστοιχο eye diagram (καλύτερη τιμή BER)



### 3.3.5. Φωτοдиодοι



**Εικόνα 67:** Custom designed top illuminated photodiodes

Οι φωτοδιόδοι που θα χρησιμοποιηθούν για τη λήψη του οπτικού σήματος στο σύστημά μας είναι οι ειδικά σχεδιασμένες από το Heinrich-Hertz-Fraunhofer Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιών top illuminated φωτοδιόδοι που φαίνονται στην Εικόνα 67 [58]. Τα χαρακτηριστικά των συγκεκριμένων ανιχνευτών οπτικού σήματος αναφέρονται επιγραμματικά στη συνέχεια. Πρόκειται είτε για mesa διόδους λήψης σημάτων συχνοτήτων έως και 40 GHz είτε για επίπεδες διόδους με χαμηλές τιμές dark current, τιμές μικρότερες από 200pA για διάμετρο 300μm. Η διάμετρος τους φτάνει τα 3mm· επιδέχονται φωτισμό από σήματα εισόδου τόσο από την κορυφή όσο και από τον πάτο τους (top/bottom illumination)· οργανώνονται σε συστοιχίες και μπορούν να ενσωματωθούν προαιρετικά σε bias-T. Είναι δυνατόν, επίσης, να συνδεθούν με flip ship ή καλώδιο, καθώς και να χρησιμοποιηθούν στο σχεδιασμό ειδικών διατάξεων, όπως τις balanced

diodes.

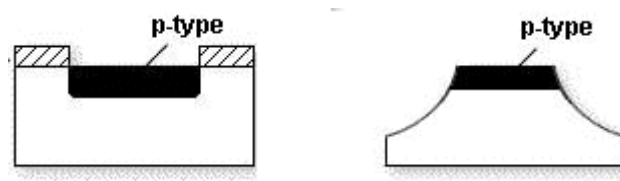
Οι εφαρμογές στις οποίες συναντάται ο συγκεκριμένος τύπος φωτοδιόδου είναι:

- Ως οπτικοί αισθητήρες για μήκη κύματος στην περιοχή 0,9-1,7μm.

- Σε μετρήσεις και αναλύσεις.
- Σε συστήματα τηλεματικής κίνησης.
- Στις τηλεπικοινωνίες.

Ανάμεσα στα πλεονεκτήματα της εν λόγω φωτοδιόδου, συγκαταλέγεται η ασφαλής ως προς τη ποιότητα του ματιού λειτουργία της σε εφαρμογές αισθητήρων και συστημάτων μετάδοσης ελεύθερου χώρου καθώς και η βελτιωμένη ανίχνευση με τη βοήθεια αυξημένης έντασης φωτισμού. Ένα χαρακτηριστικό που την καθιστά πολύτιμη στις τηλεπικοινωνίες και τα συστήματα μετάδοσης τηλεπικοινωνιακών σημάτων είναι η συμβατότητά της με τα χαρακτηριστικά μετάδοσης των οπτικών ινών γυαλιού.

Στον Πίνακα 5 παρατίθενται τα χαρακτηριστικά τους (ανταποκρισιμότητα, ρεύμα σκότους και εύρος ζώνης) για mesa και planar διόδους (Εικόνα 68) ανάλογα με τη διάμετρο της ενεργής περιοχής τους.



**Εικόνα 68:** Planar & Mesa diodes

| type                 | planar diode       | planar diode     | mesa diode       | mesa diode   | mesa diode                             |
|----------------------|--------------------|------------------|------------------|--|--|
| active area diameter | 3000 $\mu\text{m}$ | 30 $\mu\text{m}$ | 32 $\mu\text{m}$ | 18 $\mu\text{m}$                                   | 18 $\mu\text{m}$                       |
| responsivity         | 1.1 A/W            | 1.0 A/W          | 0.9 A/W          | 0.55 A/W   | 0.45 A/W                               |
| dark current at 25°C | 50 pA              | 20 nA            | 10 nA            | 10 nA  | 10 nA                                  |
| bandwidth            |                    | 8 GHz            | 13 GHz           | 25 GHz   | 40 GHz                                 |
| comments             | pads on SiNx       | pads on BCB      | pads on BCB      | pads on SiNx, balanced diode, backside illuminated | pads on BCB, with termination resistor |

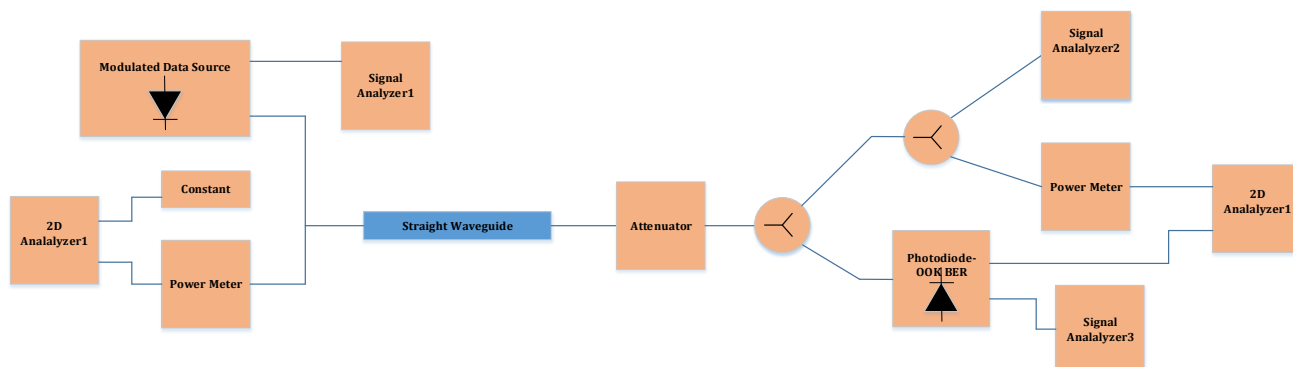
**Πίνακας 5:** Χαρακτηριστικά φωτοδιόδων

### 3.3.6. Κυματοδηγός

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται μία πιθανή υλοποίηση ενός chip-to-chip συστήματος μετάδοσης [19]. Ως πηγή χρησιμοποιήθηκε το VCSEL με τα χαρακτηριστικά του όπως παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3.3.2. και ως οδηγός του οπτικού σήματος πάνω στο chip board ένας πολυμερικός κυματοδηγός. Στην άλλη πλευρά του κυματοδηγού, τοποθετείται ένας φωτοανιχνευτής να λαμβάνει τα σήματα δεδομένων που στέλνει η πηγή. Μία τέτοια απλά δομή θα μπορούσε να κλιμακωθεί με την

εισαγωγή αρκετών δεκάδων παράλληλων οπτικών καναλιών. Στην παρούσα φάση δεν περιλαμβάνονται στη μελέτη ανακλαστικά στοιχεία (reflectors) κάθετης σύνδεσης του φωτός και του κυματοδηγού-chip, αλλά γίνεται η μελέτη σε ευθεία ζεύξη. Αργότερα στη μελέτη, θα μελετηθεί αντίστοιχη προσέγγιση με ενσωμάτωση του κυκλώματος στο εσωτερικό ενός PCB.

Μία πρώτη σχηματική απεικόνιση της υλοποίησης παρατίθεται στην συνέχεια:



**Εικόνα 69:** Υλοποίηση chip-to-chip συστήματος μετάδοσης

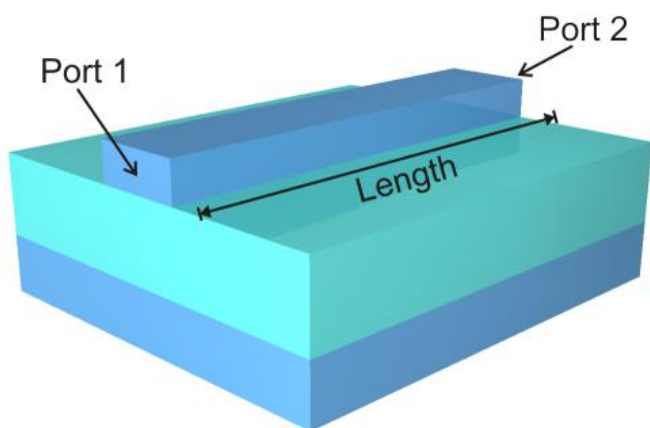
Γίνεται μία πρώτη ανάλυση της οδήγησης του οπτικού σήματος μέσα στον κυματοδηγό πυριτίου, τα χαρακτηριστικά του οποίου λαμβάνονται από τα specifications όπως προκύπτουν από τη βιβλιογραφία της PhoxTrot (Πίνακας 6), και ανάλυσης των απωλειών και των παραμορφώσεων που εισάγει μία τέτοια δομή στο εκπεμπόμενο σήμα. Θα αναλυθούν οι επιπτώσεις της αυξανόμενης θερμοκρασίας ως δυναμικής παραμέτρου της θερμικής συμπεριφοράς του VCSEL καθώς και της διασποράς, η οποία μπορεί να παραμορφώσει σοβαρά το σήμα. Παρόλο που οι σχεδόν μηδενικής πώλωσης πολυμερικοί κυματοδηγοί μπορούν να σχεδιαστούν για ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος [59], αυτό μπορεί να είναι προβληματικό καθώς το μήκος κύματος μετάδοσης υφίσταται μετατόπιση (shift) λόγω της επίδρασης της θερμοκρασίας στο εσωτερικό του VCSEL.

Τα χαρακτηριστικά του κυματοδηγού που θα χρησιμοποιηθεί στα πλαίσια της προσομοίωσης παρατίθενται στον παρακάτω πίνακα:

| <b>Responsible Partner: Fraunhofer IZM</b><br>(Updated PhoxTrot Specifications for T3.4,<br>Version: 8, latest update: June 17, 2013) |            |             |                 |
|---|------------|-------------|-----------------|
| <b>PhoxTrot SM Waveguides</b>   | <b>Typ</b> | <b>Unit</b> | <b>Comments</b> |
| Waveguide Material  | glass      |             |                 |
| Pitch (ύψος)  | 125 or 250 | μm          |                 |
| Single or Dual Layer  | Single     |             |                 |
| Interconnection of Tx/Rx  | YES        |             |                 |
| Wavelength of Operation   | 1550       | nm          |                 |
| Loss Coefficient  | 0.1        | dB/cm       |                 |
| Waveguide width   | 25         | μm          | (GI-profile)    |

|  |          |               |   |
|--|----------|---------------|---|
| Waveguide height                       | 10       | $\mu\text{m}$ | (GI-profile)  |
| Insertion Losses in Silicon Waveguides | 0.25-0.3 | dB/mm         | Depends on the implemented technology (UPVLC/KIT-AMO) |

**Πίνακας 6:** Χαρακτηριστικές τιμές βασικών παραμέτρων του κυματοδηγού-Fraunhofer IZM



**Εικόνα 70:** Σχηματική απεικόνιση κυματοδηγού-ταινίας που κερδίζει έδαφος ως μονορυθμικό "φωτονικό σύρμα" σε εφαρμογές ολοκληρωμένης Si Φωτονικής.

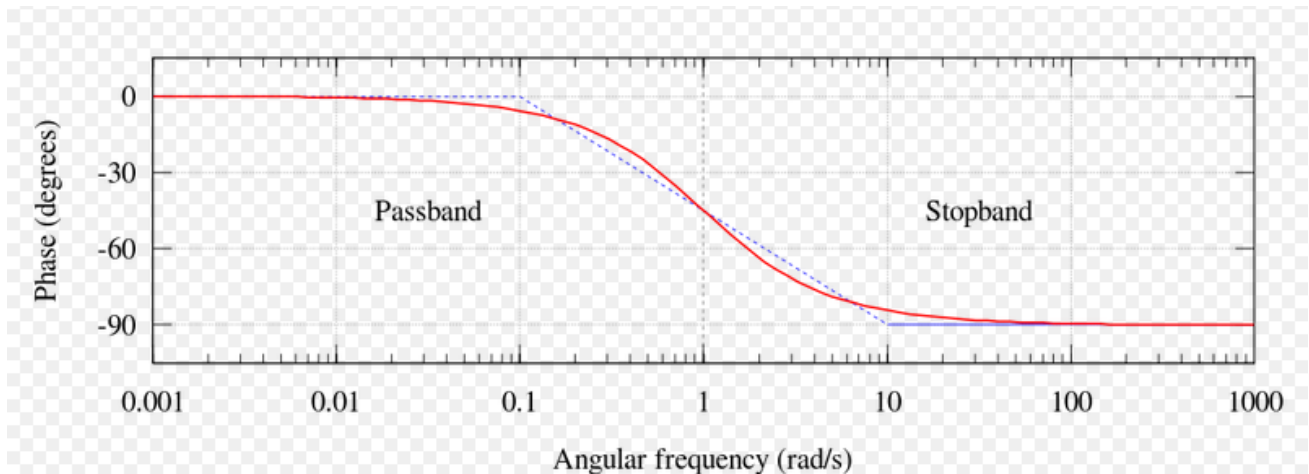
Το module WgStraight προσομοιώνει τη μετάδοση οπτικών σημάτων μέσω ενός ευθύ (ή ελαφρώς λυγισμένου) οπτικού καναλιού κυματοδηγού, μέσω του οποίου μεταφέρονται αποτελεσματικά τα σήματα μεταξύ διαφορετικών δομών ενός Photonic Integrated Circuit (PIC). Ένας γραμμικός κυματοδηγός ενός καναλιού είναι μία από τις απλούστερες δίθυρες φωτονικές δομές που περιγράφεται πλήρως από την εγκάρσια τομή του, με την προϋπόθεση ότι αυτή είναι ομοιόρφη κατά μήκος του κυματοδηγού, και το μήκος μεταξύ των δύο θυρών, εισόδου-εξόδου. Ένα τυπικό παράδειγμα μιας τέτοιας διάταξης παρουσιάζεται στην Εικόνα 70.

Πρόκειται, λοιπόν, για έναν γραμμικό οπτικό κυματοδηγό που υποστηρίζει και τους δύο θεμελιώδεις τρόπους μετάδοσης (εγκάρσιος ηλεκτρικός TE & εγκάρσιος μαγνητικός TM τρόπος μετάδοσης) και προσομοιώνεται με τη χρήση της μήτρας S (S-matrix). Η μήτρα S, ή μήτρα σκέδασης αλλιώς, αφορά την αρχική και την τελική κατάσταση ενός φυσικού συστήματος κατά τη διαδικασία σκέδασης. Εδώ η απαιτούμενη μήτρα S του κυματοδηγού, που θα ορίζει την κατάσταση εισόδου και εξόδου του κυματοδηγού, μπορεί να προσδιοριστεί από εξωτερικό αρχείο ('Measured' model type) ή να υπολογιστεί βασιζόμενη στις τιμές των χαρακτηριστικών που εισάγει ο χρήστης (το μήκος κυματοδηγού, την εξασθένηση, τον συντελεστή σύζευξης, τη συχνότητα αναφοράς, τη διασπορά και τους δείκτες Effective & Group Index). Οι τελευταίοι εξαρτώνται από τον τρόπο μετάδοσης του σήματος [60].

Οι φυσικές παράμετροι έχουν παραμετροποιηθεί όπως αναλύονται στη συνέχεια. Το ModelType έχει τεθεί στην επιλογή EffectiveIndex, γεγονός που σημαίνει ότι ο κυματοδηγός S-μήτρας υπολογίζεται αναλυτικά βάσει της θεωρίας σύζευξης των τρόπων διάδοσης, η οποία παρέχει ένα ικανοποιητικό επίπεδο ακριβείας για τις περισσότερες περιπτώσεις των προσομοιώσεων PIC. Αυτή η θεωρία περιλαμβάνει μερικές μόνο παραμέτρους του κυματοδηγού, όπως το μήκος κύματος του κυματοδηγού, τον συντελεστή σύζευξης των TE/TM ρυθμών και των σταθερών διάδοσης και εξασθένησης των κυματοδηγούμενων τρόπων. Το μήκος του κυματοδηγού (Length) αφήνεται για τις ανάγκες της προσομοίωσης στη default τιμή του, 1,1mm. Ο συντελεστής σύζευξης "κ" των τρόπων μετάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων TE/TM προσδιορίζεται από την παράμετρο ModeCouplingCoefficient. Η τιμή του συντελεστή αυτού είναι ανάλογη της αλληλοεπικάλυψης μεταξύ των TE και TM τρόπων, και επομένως είναι μηδέν για ένα ιδανικό γραμμικό κανάλι κυματοδηγού χωρίς παραμορφώσεις στην εγκάρσια τομή του. Σε αυτή τη περίπτωση οι ρυθμοί TE και TM διαδίδονται κατά μήκος του καναλιού του κυματοδηγού ανεξάρτητοι μεταξύ τους. Η συχνότητα αναφοράς  $f_0$  (ReferenceFrequency) είναι η συχνότητα λειτουργίας του συστήματός μας (193,1GHz). Η τιμή του EffectiveIndex είναι 2,6. Όπως

αναφέρθηκε και προηγουμένως, πρόκειται για έναν δείκτη απόδοσης των TE και TM καθοδηγούμενων ρυθμών στην συχνότητα αναφοράς. Αν προσδιοριστεί από δύο τιμές, τότε η πρώτη τιμή αντιστοιχεί στον TE-τρόπο διάδοσης και η δεύτερη στον TM-τρόπο. Αν προσδιοριστεί ωστόσο από μία μοναδική τιμή, όπως εν προκειμένω, ο δείκτης απόδοσης θεωρείται ίσος και για τους δυο τρόπους.

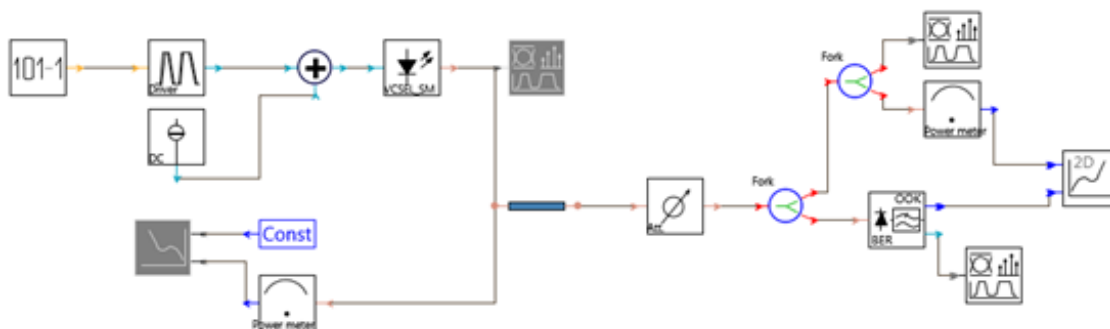
Η πηγή που χρησιμοποιούμε στη διάταξή μας είναι το VCSEL διαμορφωμένο όπως ακριβώς μελετήθηκε στην υποπαράγραφο 3.4.4. Ο *κυματοδηγός* που χρησιμοποιήθηκε και τα χαρακτηριστικά του αναλύονται πιο κάτω. Ως *δέκτη* επιλέγουμε μία planar δίοδο με τα εξής χαρακτηριστικά: {Responsivity: 0,9A/Watt - Dark Current: 10nA - Thermal Noise:  $10p\sqrt{A/Hz}$ } σύμφωνα με τα υπάρχοντα χαρακτηριστικά της PhoxTrot. Στην έξοδο της δίοδου τοποθετείται ένα *βαθυπερατό φίλτρο* με χαρακτηριστική συνάρτηση μεταφοράς τη συνάρτηση Bessel. Στόχος της διαδικασίας φιλτραρίσματος των αναλογικών ή των ψηφιακών σημάτων είναι η απομάκρυνση των φασματικών περιεχομένων που βρίσκονται πέρα από μία συγκεκριμένη γωνιακή συχνότητα, η διέλευση μόνο μίας ζώνης συχνοτήτων ή η απόρριψη μιας ζώνης συχνοτήτων. Εν προκειμένω, η εισαγωγή ενός (ιδεατού ως προς τα χαρακτηριστικά του) βαθυπερατού φίλτρου αποκόβει εντελώς τα σήματα συχνοτήτων επάνω από τη συχνότητα αποκοπής, περιοχή που ονομάζεται χαρακτηριστικά "stopband-ζώνη αποκοπής", και επιτρέπει την διέλευση σημάτων κάτω από αυτή "passband-ζώνη διέλευσης". Στην Εικόνα 71 παρατίθεται η απόκριση συχνότητας ενός ιδεατού φίλτρου.



**Εικόνα 71:** Απόκριση συχνότητας βαθυπερατού φίλτρου

Σε συνέχεια του φίλτρου συνδέεται η μονάδα BER\_OOK\_Stoch (βλέπε Εικόνα 72). Η μονάδα αυτή υπολογίζει την πιθανότητα σφάλματος, ή τον λόγο σφάλματος bit (BER-Bit Error) σε ψηφιακά οπτικά συστήματα μετάδοσης άμεσης ανίχνευσης. Ο παράγοντας Q (Q-factor) , ο αποτελεσματικός παράγοντας Q (effective Q-factor) και το απόλυτο όριο απόφασης που χρησιμοποιούνται για την εκτέλεση των υπολογισμών αποτελούν έξοδο στην εν λόγω μονάδα επίσης. Η εκτίμηση λάθους μπορεί να γίνει υποθέτοντας Gaussian ή Chi-squared στατιστικά στοιχεία για τον παραγόμενο οπτικό θόρυβο. Στην μονάδα αυτή μπορούν να ληφθούν υπόψη και ο θερμικός θόρυβος, ο θόρυβος βολής καθώς και η διασυμβολική παρεμβολή (ISI).

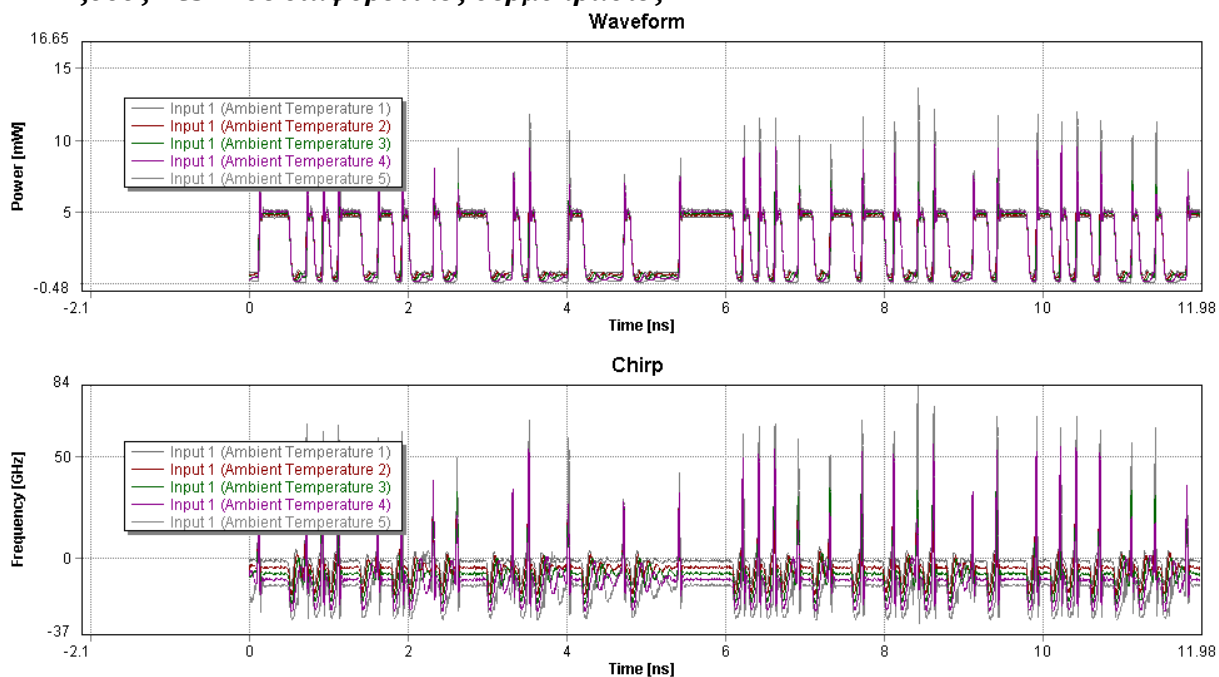
- Κυκλωματική διάταξη στο VPI Transmission Maker



Εικόνα 72: Κύκλωμα μελέτης διάδοσης ισχύος μέσω κυματοδηγού

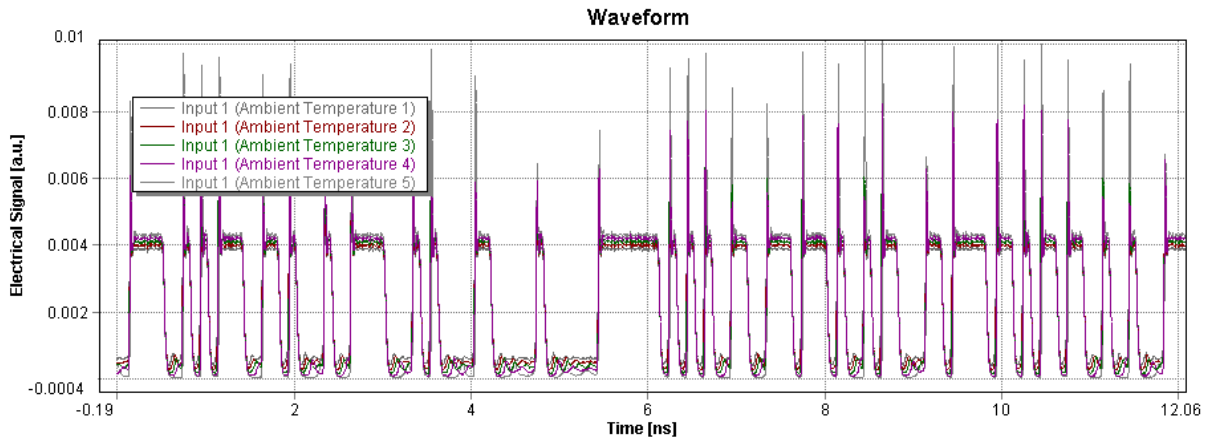
Ρυθμίζουμε μία διαδραστική προσομοίωση για τη μελέτη της απόκρισης του κυκλώματος σε διαφορετικές θερμοκρασίες. Για τον λόγο αυτό ρυθμίζουμε την θερμοκρασία περιβάλλοντος του VCSEL (Ambient Temperature) να μεταβάλλεται από 20 έως 100 βαθμούς Κελσίου, με βήμα προσομοίωσης ανά 20°C. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής παρατίθενται στη συνέχεια:

- Έξοδος VCSEL σε διαφορετικές θερμοκρασίες



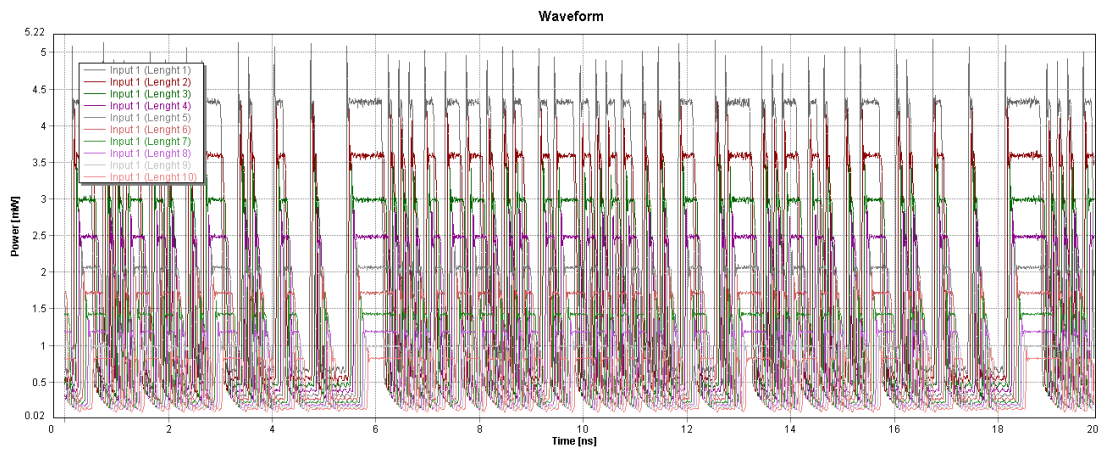


- Έξοδος PD σε διαφορετικές θερμοκρασίες

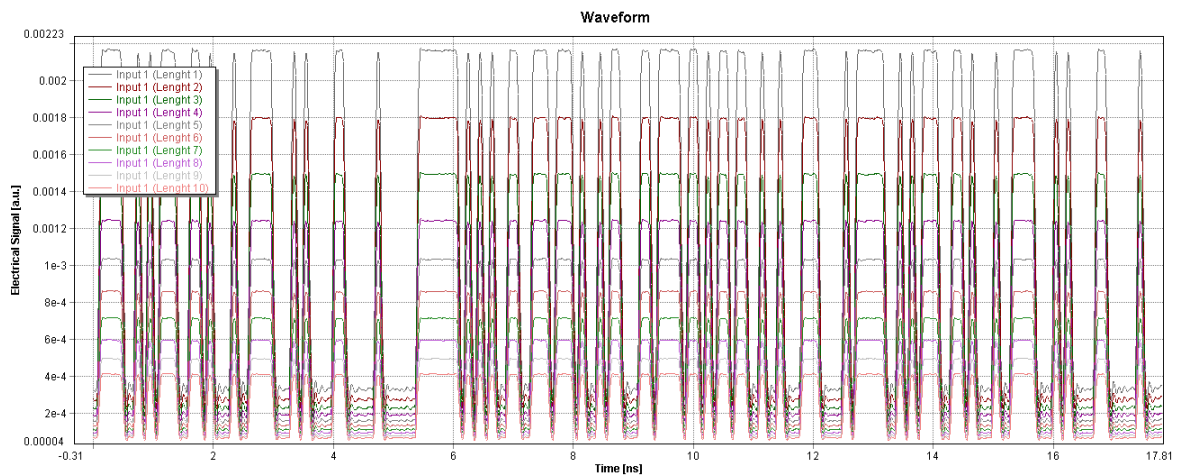


Τέλος, μελετάται η συμπεριφορά του κυκλώματος για διάφορες τιμές του μήκους του κυματοδηγού με αυτό να λαμβάνει τιμές από 0,001 έως 0,03m (10 ενδιάμεσα σημεία προσομοίωσης). Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής είναι τα ακόλουθα:

- Έξοδος κυματοδηγού σε διάφορες τιμές μήκους του κυματοδηγού



- Έξοδος φωτιοδίοδου σε διάφορες τιμές μήκους του κυματοδηγού





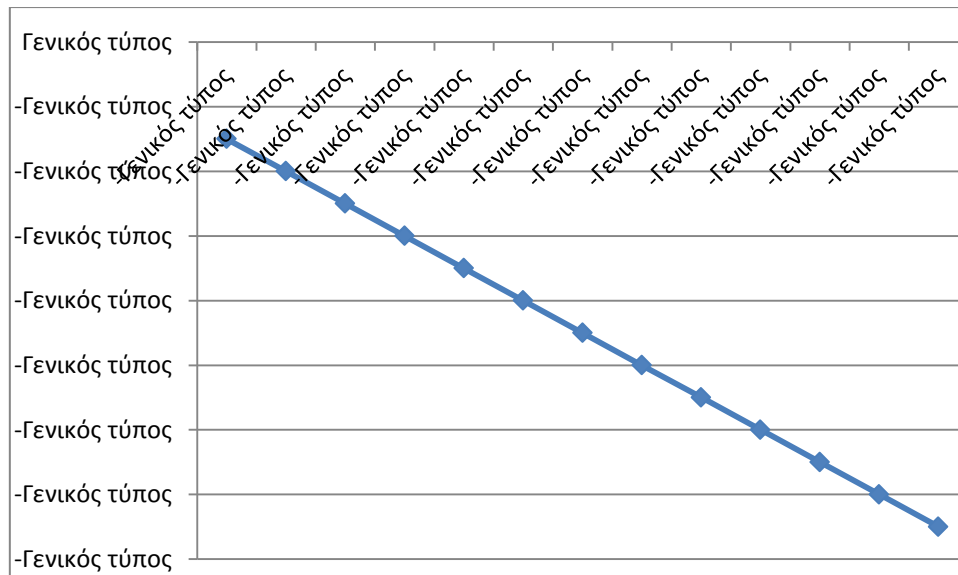
- **BER εξόδου**

Για την καταγραφή του ρυθμού σφαλμάτων του κυκλώματος ρυθμίζεται η δυναμική μεταβλητή της απόσβεσης του Attenuator να παίρνει τιμές ανάμεσα στα 20dB και στα 30dB για τις ανάγκες της προσομοίωσης αυτής.

Τα αποτελέσματα καταγράφονται στον ακόλουθο πίνακα (Πίνακας 7), ενώ το λαμβανόμενο BER απεικονίζεται στην Εικόνα 73:

| BER      | log(BER) | P(dB) |
|----------|----------|-------|
| 1.00E-03 | -3       | -21.2 |
| 1.00E-04 | -4       | -20.4 |
| 1.00E-05 | -5       | -19.8 |
| 1.00E-06 | -6       | -19.3 |
| 1.00E-07 | -7       | -18.9 |
| 1.00E-08 | -8       | -18.6 |
| 1.00E-09 | -9       | -18.2 |
| 1.00E-10 | -10      | -18   |
| 1.00E-11 | -11      | -17.6 |
| 1.00E-12 | -12      | -17.5 |
| 1.00E-13 | -13      | -17.2 |
| 1.00E-14 | -14      | -17.1 |
| 1.00E-15 | -15      | -17   |

**Πίνακας 7:** Πίνακας καταγραφής λαμβανόμενων τιμών BER & ισχύος εξόδου κυματοδηγού



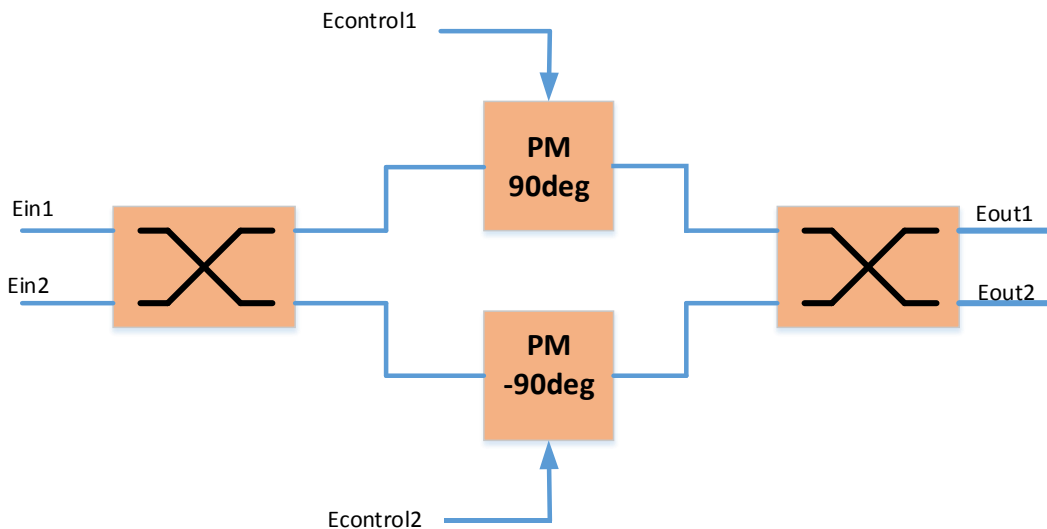
**Εικόνα 73:** BER εξόδου κυματοδηγού

### 3.3.7. Συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI)

Στο κεφάλαιο αυτό πραγματοποιείται η μοντελοποίηση του συμβολόμετρου Mach-Zehnder και η μελέτη της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος αυτού.

#### 3.3.7.1. Μοντελοποίηση Mach-Zehnder

Η βασική δομή του συμβολόμετρου, όπως παρουσιάστηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 2.4.6., μοντελοποιείται σύμφωνα με το κύκλωμα της Εικόνα 74. Υπενθυμίζεται ότι το βασικό χαρακτηριστικό της διάταξης του MZI είναι ότι αποτελείται από δύο οπτικούς δρόμους. Τα δύο σήματα, ένα σε κάθε οπτικό δρόμο, συμβάλλουν στην έξοδο του συμβολόμετρου και επομένως, όπως έχει ήδη εξηγηθεί, η ισχύς εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αυτών οπτικών σημάτων.



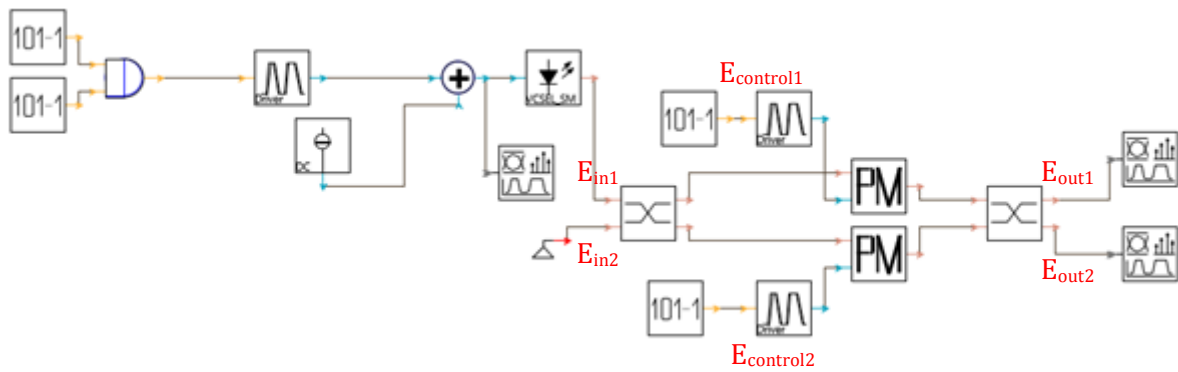
**Εικόνα 74:** Σχηματική απεικόνιση Mach-Zehnder

Η βασική δομή του Mach Zehnder υλοποιείται με τη βοήθεια δύο *συζευκτών* ή *X\_Couplers*, οι οποίοι χρησιμοποιούνται για το διαχωρισμό ή τη σύζευξη της οπτικής ισχύος εισόδου. Πρόκειται για μία δομή με ιδανική γραμμική λειτουργία και θεωρείται ότι δεν υπάρχουν αλληλεπιδράσεις μεταξύ των διαφορετικών φασματικών συνιστωσών των δύο κλασμάτων του σήματος εισόδου. Αποτελείται από δύο εισόδους και δύο εξόδους αντίστοιχα (cross coupler) και έχει χαρακτηριστική παράμετρο τον συντελεστή σύζευξης (Couple Factor), ο οποίος τίθεται ίσος με 0,5 με αποτέλεσμα το σήμα να διαχωρίζεται στα δύο.

Το σήμα σε κάθε οπτικό δρόμο δέχεται μια επίδραση από ένα διαμορφωτή φάσης, ο οποίος ελέγχει τη στροφή φάσης του σήματος εισόδου. Σημαντικά στοιχεία της δομής του συμβολόμετρου λοιπόν είναι οι δύο *διαμορφωτές φάσης* (Phase Modulators-PM) τοποθετημένοι στα δύο μονοπάτια που ακολουθεί το σήμα εισόδου μετά τον X\_Coupler. Το σήμα εξόδου του PM ( $E_{out}(t)$ ) δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:  $E_{out}(t) = E_{in}(t) \times \exp[j \times \Delta\varphi \times data(t)]$ , όπου  $E_{in}(t)$  συμβολίζει το οπτικό σήμα εισόδου,  $data(t)$  το ηλεκτρικό σήμα διαμόρφωσης (εδώ έχουμε  $E_{control1}$  &  $E_{control2}$  για τους δύο PM αντίστοιχα) και  $\Delta\varphi$  τη διαφορά φάσης, η οποία καθορίζεται από τις παραμέτρους Phase Deviation των δύο PM. Μέσω, λοιπόν, της επίδρασης των δύο διαμορφωτών φάσης στα σήματα των δύο οπτικών δρόμων επιτυγχάνεται κάποια διαφορά στις φάσεις τους, από την οποία εξαρτάται η συμβολή τους στην έξοδο του συμβολόμετρου. Οι Phase Modulators θεωρούνται ιδανικοί και συνεπώς η οπτική ισχύς δεν επηρεάζεται από την είσοδό της σε αυτούς.

## Συμβολόμετρο Mach-Zehnder με ενεργοποιημένη την άνω είσοδο δεδομένων

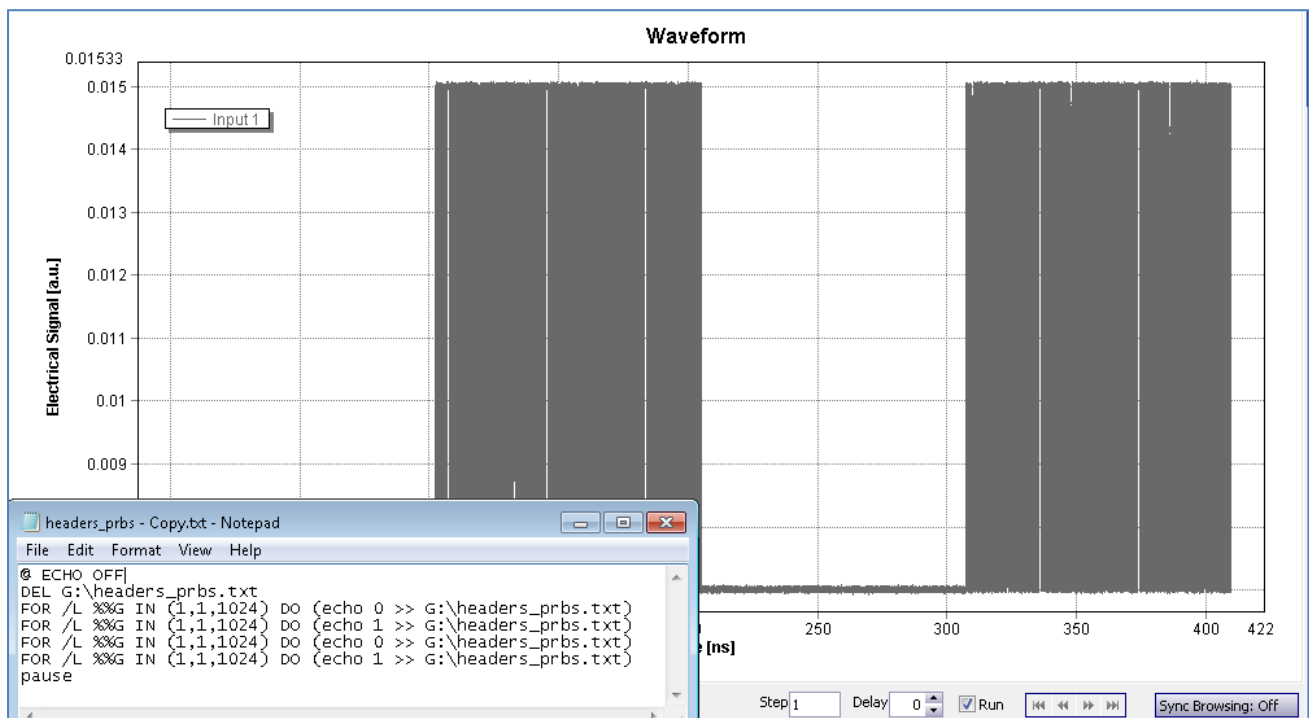
Ο Mach-Zehnder υλοποιείται στο πρόγραμμα προσομοίωσης όπως παρατίθεται στην παρακάτω εικόνα:



**Εικόνα 75:** Mach-Zehnder Interferometer (MZI)-ενεργής της άνω εισόδου

Ο άνω PM ρυθμίζεται με τιμή του Phase Deviation ίση με  $90^\circ$ , ενώ ο κάτω με αντίστοιχη τιμή ίση με  $-90^\circ$  ( $\Delta\phi=180^\circ$ ), δημιουργώντας με αυτό τον τρόπο την επιθυμητή αναιρετική και προσθετική συμβολή των σημάτων στις εξόδους  $E_{out1}$  και  $E_{out2}$  αντίστοιχα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται βέλτιστη μεταγωγική λειτουργία. Τα controls ρυθμίζονται να διαβάζουν ένα CodeWork 12 άσων και 12 μηδενικών.

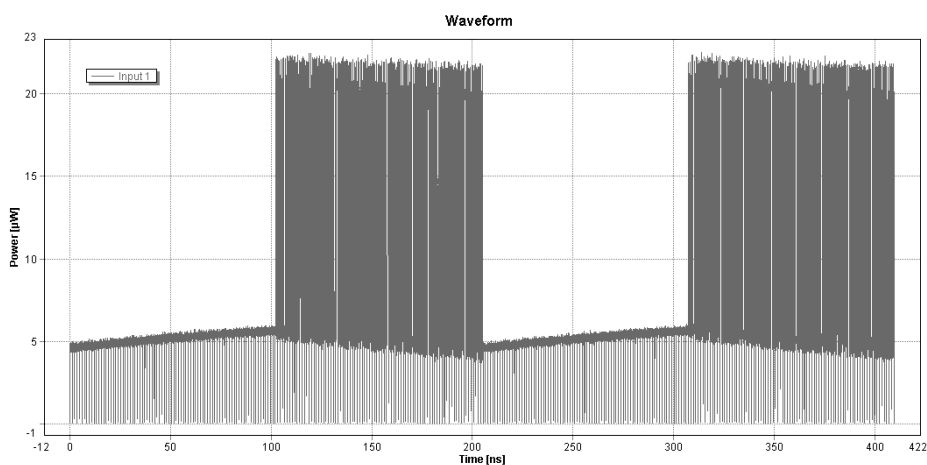
Στην είσοδο συνδέεται η πηγή δεδομένων, όπως έχει μοντελοποιηθεί στο κεφάλαιο 3.3.1, ρυθμισμένη να βγάζει πακέτα των 1024 bits (Εικόνα 76). Αρχικά παρουσιάζονται οι προσομοιώσεις για μία είσοδο δεδομένων ( $E_{in1}$  μόνο), ενώ στη συνέχεια και για δύο ( $E_{in1}$  και  $E_{in2}$ ). Λόγω της διαφοράς φάσης των  $180^\circ$  και της συνεπαγόμενης προσθετικής συμβολής στην  $E_{out2}$  αναμένεται η έξοδος του σήματος από την δεύτερη έξοδο αυτούσιου, μιας και οι παράμετροι του MZI είναι ιδανικοί.



**Εικόνα 76:** MZI-είσοδος  $E_{in1}$

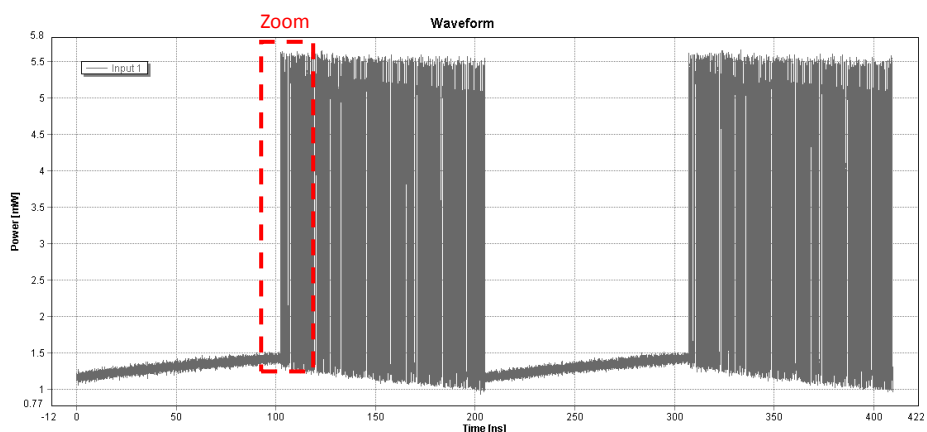
Σε περιοδικές συνθήκες λειτουργίας, αφού έχει σταθεροποιηθεί η έξοδος της πηγής οπότε δεν λαμβάνονται υπόψιν τα φαινόμενα έναυσης, οι κυματομορφές εξόδου στις δύο εξόδους του MZI είναι οι εξής:

- Έξοδος  $E_{out1}$  MZI (έξοδος μεταγωγής)

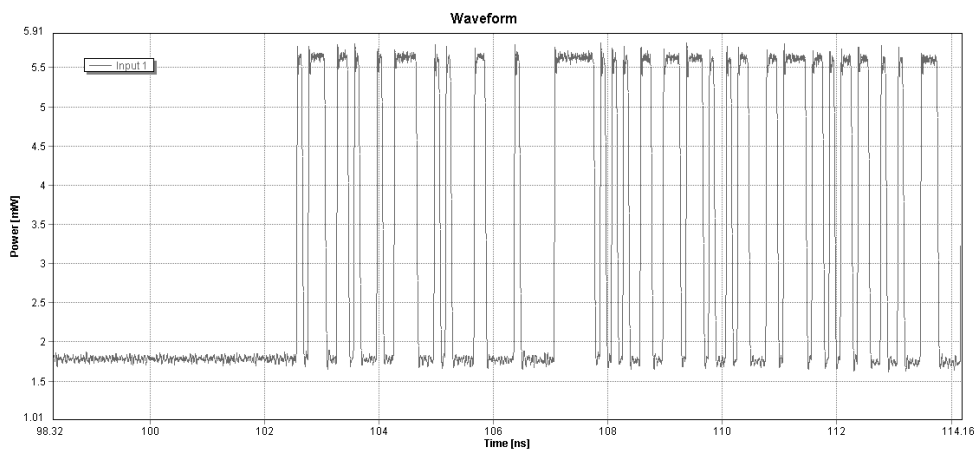


Εικόνα 77: Έξοδος μεταγωγής MZI

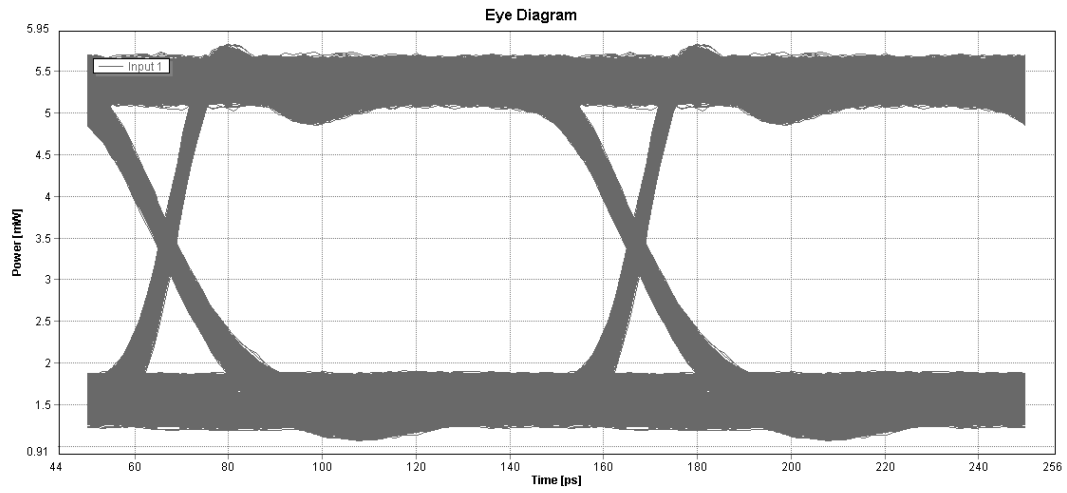
- Έξοδος  $E_{out2}$  MZI (έξοδος μη μεταγωγής)



Εικόνα 78: Έξοδος μη μεταγωγής MZI (θύρα ανάκλασης)



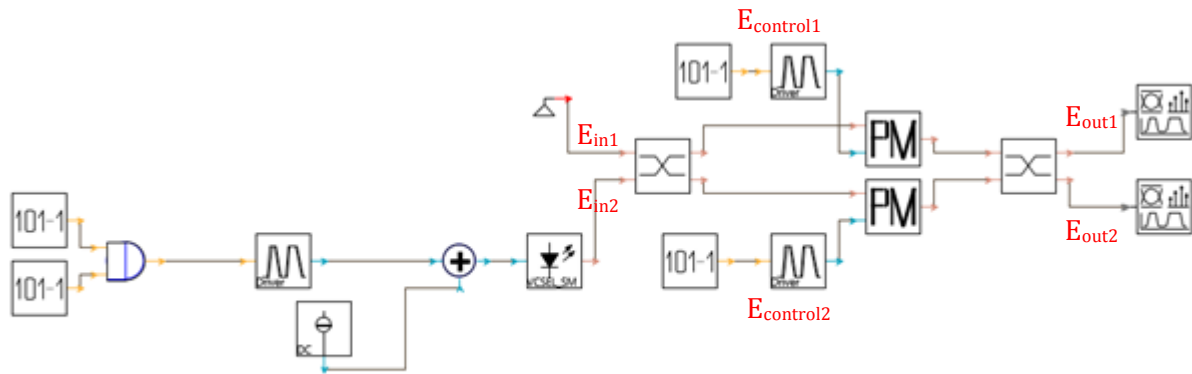
Εικόνα 79: Έξοδος μη μεταγωγής MZI (θύρα ανάκλασης)-Zoom



**Εικόνα 80:** Διάγραμμα ματιού εξόδου μεταγωγής MZI

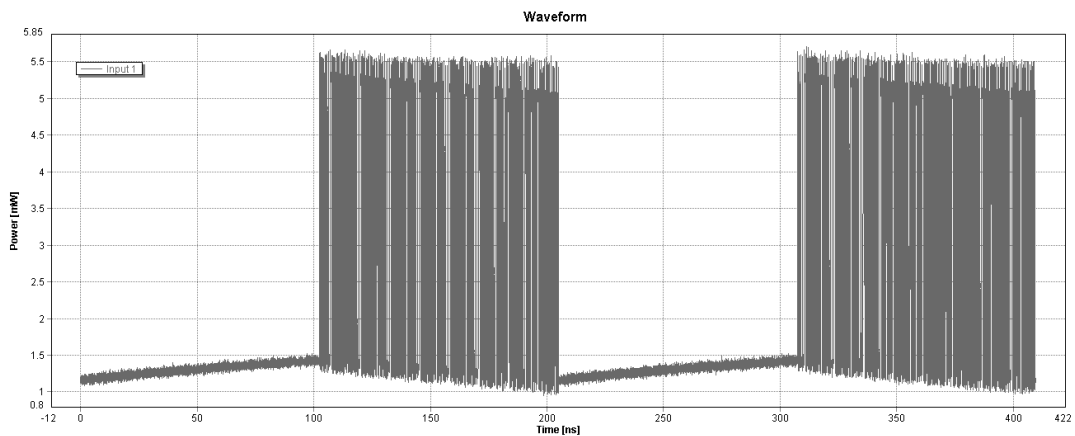
**Συμβολόμετρο Mach-Zehnder ενεργοποιημένης της κάτω εισόδου δεδομένων**

Στην συνέχεια δοκιμάστηκε η λειτουργία της συγκεκριμένης υλοποίησης με τη σύνδεση δεύτερης γεννήτριας δεδομένων (Εικόνα 81) στην είσοδο  $E_{in2}$ .



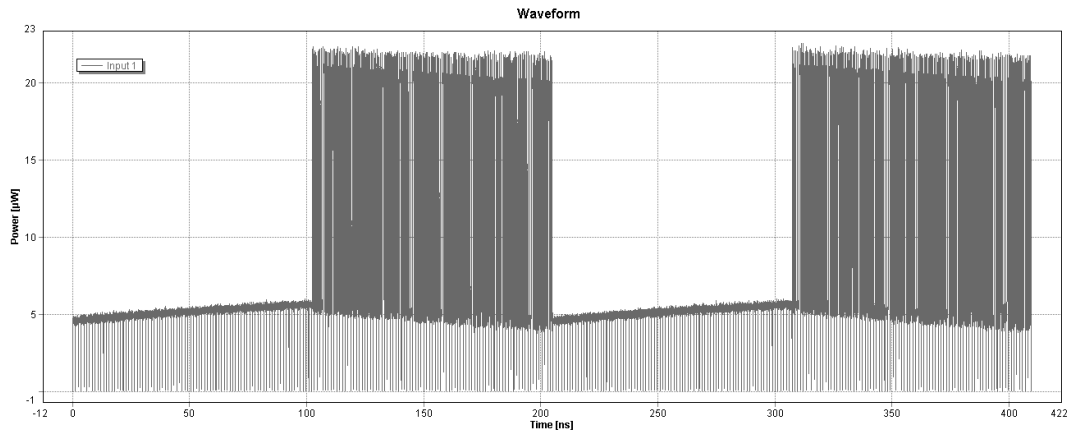
**Εικόνα 81:** Mach-Zehnder Interferometer(MZI)-ενεργής της κάτω εισόδου

- Έξοδος  $E_{out1}$  MZI (έξοδος μεταγωγής)



**Εικόνα 82:** Mach-Zehnder Interferometer(MZI)-ενεργής της άνω εισόδου

- Έξοδος  $E_{out2}$  MZI (έξοδος μη μεταγωγής)

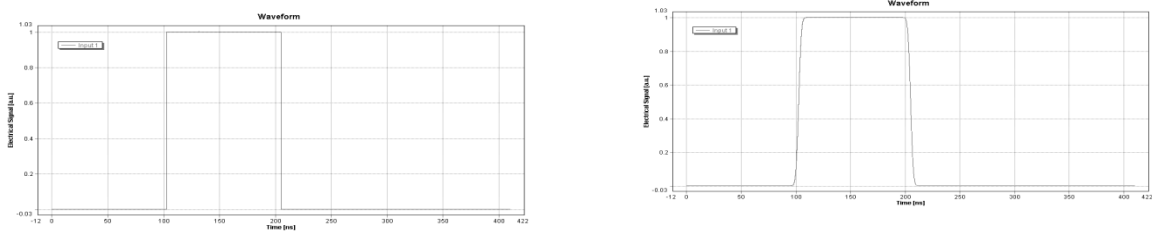


**Εικόνα 83:** Έξοδος μη μεταγωγής MZI (θύρα ανάκλασης)

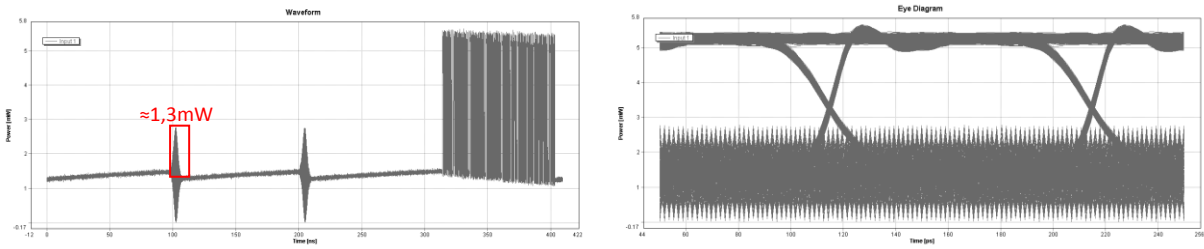
Παρατηρούνται ιδιαίτερα υψηλές τιμές θορύβου, καθώς και έντονες αιχμές της τάξης του 0,8mWatt. Ο οπτικός θόρυβος οφείλεται στην αυθόρμητη εκπομπή. Οι φορείς αποδιεγείρονται από την υψηλή ενεργειακή στάθμη και παράγουν φωτόνια με τυχαία φάση, πόλωση, κατεύθυνση και συχνότητα μέσα στο φασματικό εύρος του κέρδους (in-band). Μέρος του in-band θορύβου αντιστοιχεί σε ένα οπτικό πεδίο το οποίο κυματοδηγείται, συνδιαδίδεται και προστίθεται πεδιακά στο οπτικό πεδίο του σήματος. Η αλληλεπίδραση του σήματος και του θορύβου με τον τρόπο που περιγράφηκε προκαλεί και timing-jitter(φαινόμενο Gordon-Haus).

Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για ταυτόχρονη εισαγωγή πακέτων και από τις δύο εισόδους του MZI ( $E_{in1}$  &  $E_{in2}$ ). Επιλέγουμε δύο διαφορετικά πακέτα των 768 bits, 0101 & 1010 για τις δύο εισόδους  $E_{in1}$  και  $E_{in2}$  αντίστοιχα. Εισάγονται σήματα ελέγχου 0100 ( $E_{control1}$  &  $E_{control2}$ ) και, επιθυμώντας να προσομοιωθεί η λειτουργία ενός πραγματικού-μη ιδανικού Mach-Zehnder, συνδέεται και ένα ηλεκτρικό φίλτρο στην έξοδο του OOK με χρόνο ανόδου 50/BitRateDefault [61] (Εικόνα 84). Αρχικά είχαν επιλεγθεί πακέτα με ωφέλιμο φορτίο των 1024 bits και 896bits, αλλά προκαλούσαν την εμφάνιση έντονων αιχμών στις εξόδους λόγω της μη τέλει συμπεριφοράς του συμβολομέτρου (αλληλοεπικάλυψη σήματος). Η διακύμανση ισχύος είναι ιδιαίτερα αισθητή στο διάγραμμα ματιού. Σε σήματα διαμόρφωσης πλάτους, όπως εν προκειμένω, διακρίνουμε δύο περιπτώσεις: α) Χρονοθυρίδες λογικών '1' και β) Χρονοθυρίδες λογικών '0'. Ο οπτικός θόρυβος επηρεάζει πολύ περισσότερο το σήμα στη στάθμη του '0' εισάγοντας έντονες αιχμές ισχύος.

Παρατίθεται ένα ενδεικτικό στιγμιότυπο (Εικόνα 85) από την δεύτερη έξοδο και για είσοδο πακέτων των 896 bits.

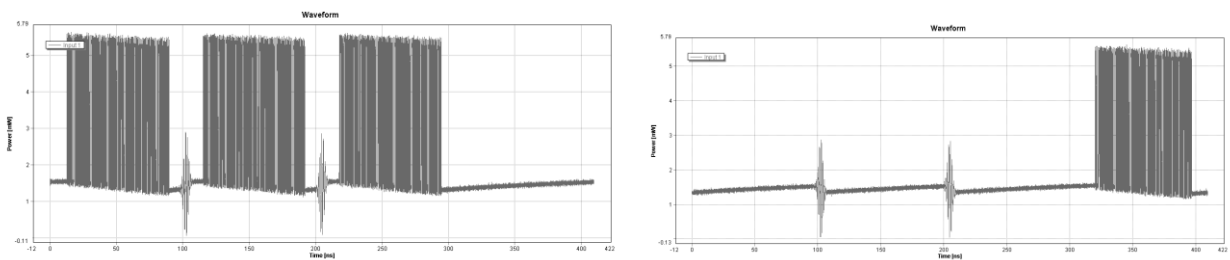


**Εικόνα 84:** Σήμα ελέγχου 0100 πριν και μετά την προσθήκη ηλεκτρικού φίλτρου



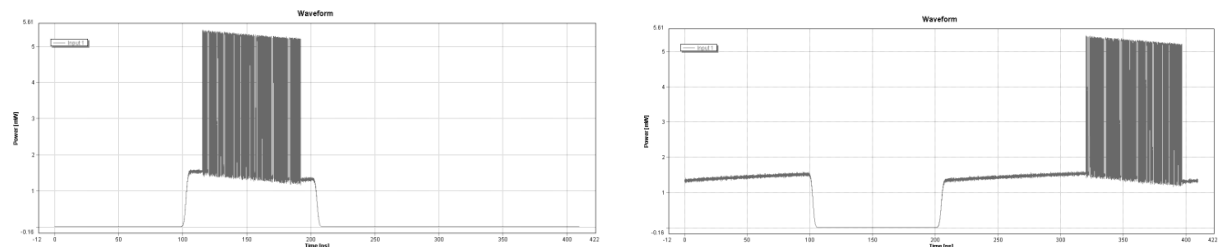
**Εικόνα 85:** Στιγμιότυπο  $E_{out2}$  για (διαφορετικά) πακέτα εισόδου των 896 bits

Παρόμοια αποτελέσματα λαμβάνονται και για πακέτα μικρότερου μεγέθους (796 bits) (Εικόνα 86).

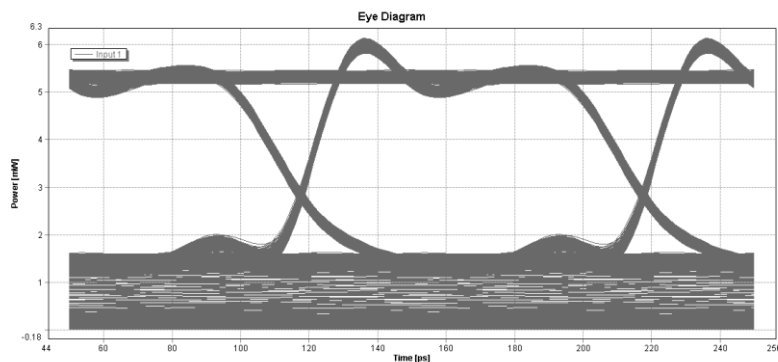


**Εικόνα 86:**  $E_{out1}$  &  $E_{out2}$  για πακέτα εισόδου 796 bits

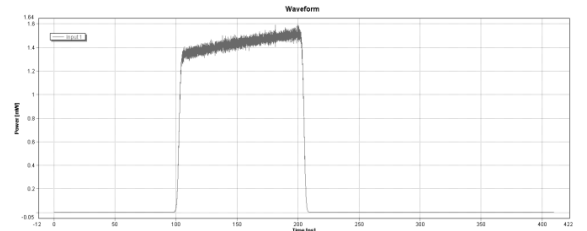
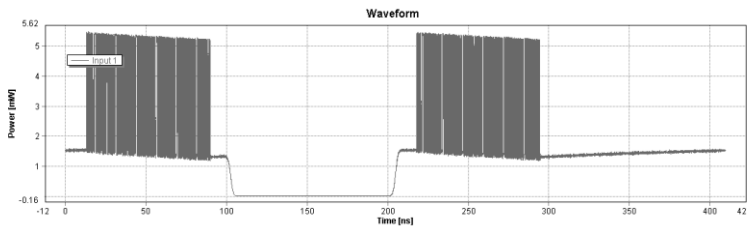
Για να ξεπεραστεί το πρόβλημα των αιχμών κατά την μεταγωγή των πακέτων δοκιμάστηκε η λύση της εκπομπής των VCSEL σε διαφορετικές τιμές συχνοτήτων. Έτσι το πρώτο VCSEL ρυθμίστηκε στα 193,1GHz, ενώ το δεύτερο στα 193,5GHz. Με την προσθήκη ζωνοπερατών φίλτρων στις εξόδους του συμβολομέτρου ρυθμισμένων στα 193,1GHz περνάει μόνο η  $E_{in1}$  (Εικόνα 87), ενώ αντίστροφα με την προσθήκη ζωνοπερατών φίλτρων ρυθμισμένων στα 193,5GHz περνάει μόνο η  $E_{in2}$  (Εικόνα 89).



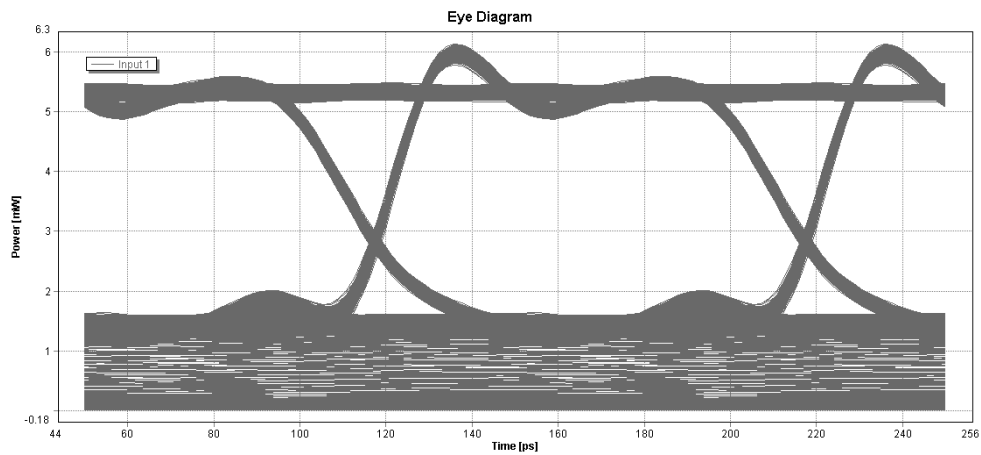
**Εικόνα 87:**  $E_{out1}$  &  $E_{out2}$  για πακέτα εισόδου 796 bits μετά το φιλτράρισμα του VCSEL εκπομπής στα 193,1GHz



**Εικόνα 88:** Eye diagram εξόδων  $E_{out1}$  &  $E_{out2}$

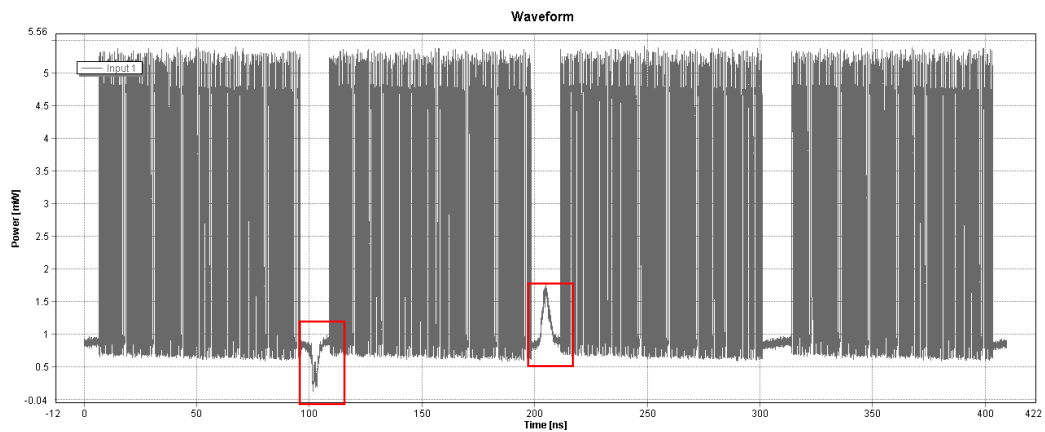


**Εικόνα 89:**  $E_{out1}$  &  $E_{out2}$  για πακέτα εισόδου 796 bits μετά το φιλτράρισμα του VCSEL εκπομπής στα 193,5GHz



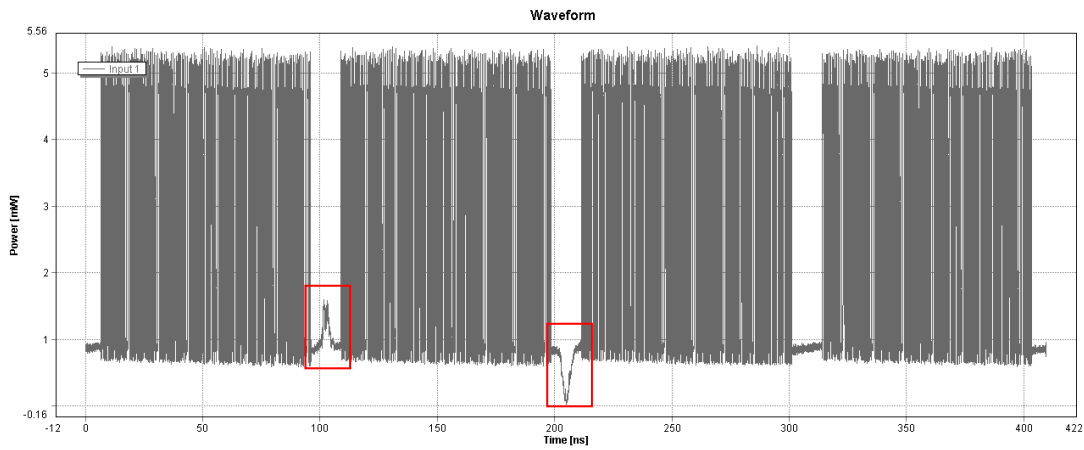
**Εικόνα 90:** Eye diagram εξόδων  $E_{out1}$

Τέλος ελέγχεται η λειτουργία του συμβολομέτρου με πακέτα εισόδου-1111 ωφέλιμου φορτίου 896 bits και με τα δύο VCSELs να εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα, 193,1GHz, ενώ τα σήματα ελέγχου παραμένουν ως έχουν (Εικόνα 84). Στην συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα:



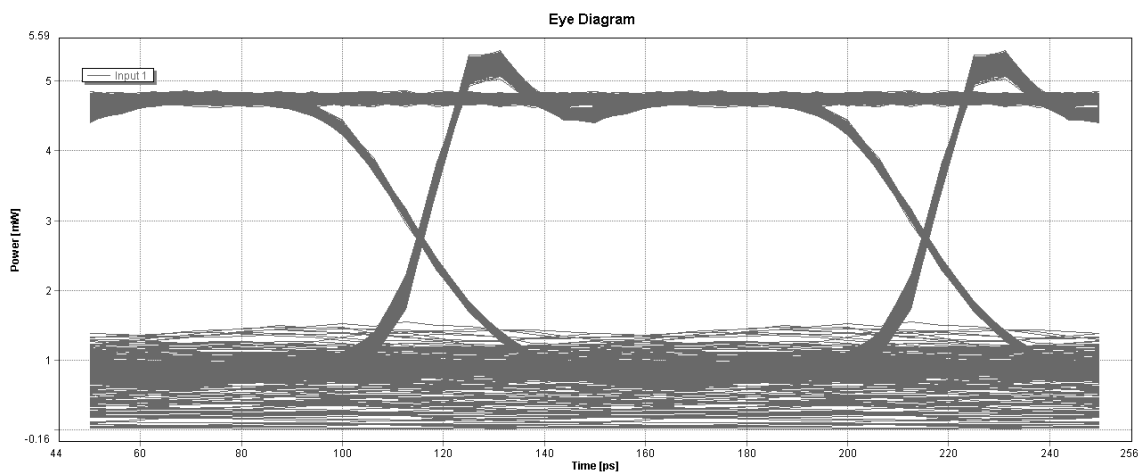
**Εικόνα 91:** Έξοδος μεταγωγής MZI-Output 1





**Εικόνα 92:** Έξοδος μη μεταγωγής MZI-Output 2

Σ' αυτήν την περίπτωση οι αιχμές που παρατηρούνται κατά την συμβολή των πακέτων από τις δύο διαφορετικές εισόδους είναι της τάξης των 0,8mWatt. Το διάγραμμα ματιού που προκύπτει εδώ είναι βελτιωμένο κατά πολύ, αλλά διατηρώντας σχετικά υψηλές τιμές θορύβου στη στάθμη του "0".



**Εικόνα 93:** Eye diagram (πακέτα εισόδου-1111 με ωφέλιμο φορτίο 896 bits)

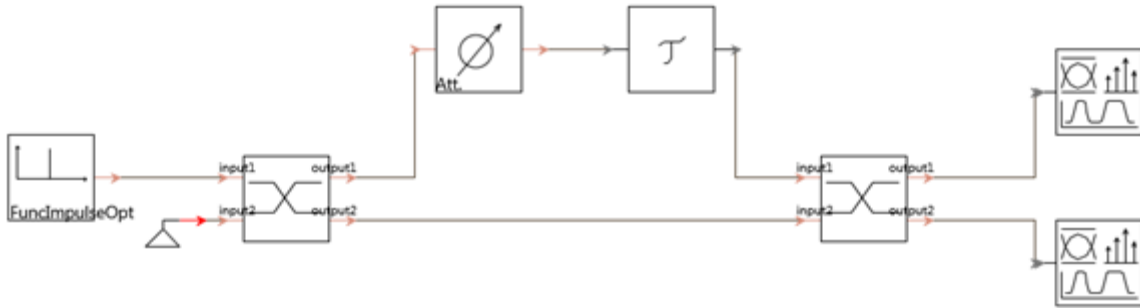
### 3.3.7.2. Μελέτη συνάρτησης μεταφοράς Mach-Zehnder

Για την καλύτερη μελέτη της λειτουργίας του συμβολόμετρου και την προσέγγιση της συνολικής απόσβεσης που εισάγει, επιχειρήθηκε αρχικά, να γίνει η ρύθμιση της παραμέτρου της απόσβεσης που αυτός εισάγει, ώστε να προκύψει το βέλτιστο και πιο κοντά στους πραγματικούς Mach-Zehnder δυνατό αποτέλεσμα. Στο κεφάλαιο αυτό λοιπόν μελετάται η συνάρτηση μεταφοράς του Mach-Zehnder με σκοπό την εύρεση της τιμής της συνολικής απόσβεσης (attenuation) που εισάγει ο διακόπτης για τις δύο διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης αυτού, έτσι ώστε να επιτευχθεί το extinction ratio που δίνουν τα specs της PhoxTrot.

Για αυτό τον σκοπό χρησιμοποιείται η βασική δομή του MZI, έτσι όπως έχει μελετηθεί έως τώρα, με κρουστική είσοδο ( $E_{in1}$ ), αντικαθιστώντας τους δύο Phase Modulators με τη δομή του DelaySignal (Εικόνα 94). Χαρακτηριστική τιμή της κυκλωματικής αυτής δομής είναι αυτή του χρόνου καθυστέρησης (DelayTime), εισάγοντας στο σήμα εισόδου χρονική καθυστέρηση  $t$ . Με αυτόν τον τρόπο τα σήματα από τις δύο εισόδους του διακόπτη φτάνουν σε διαφορετικές χρονικές στιγμές και

συμβάλλουν στον X\_Coupler, ο οποίος και τα συναθροίζει. Στα πλαίσια της τρέχουσας προσομοίωσης η τιμή του DelayTime τίθεται ίση με  $5 \times e^{-11}$  sec.

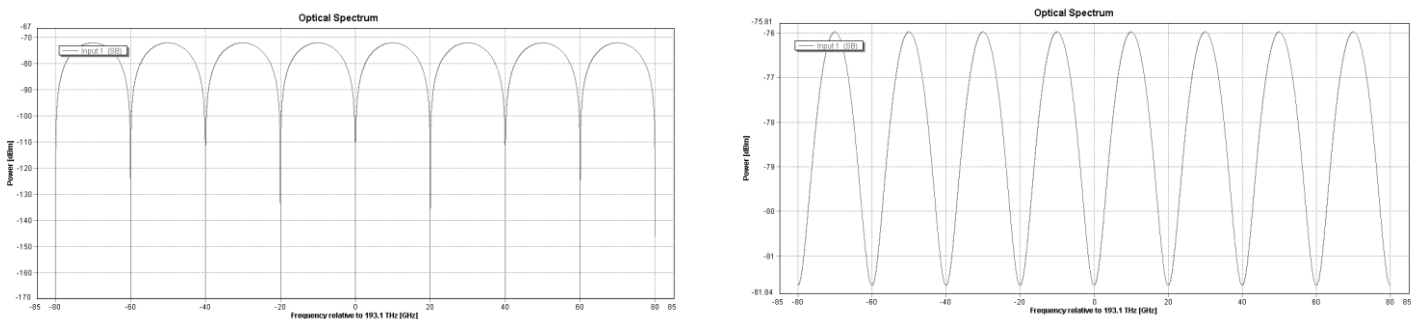
Στο άνω μονοπάτι του συμβολομέτρου τοποθετείται επιπλέον ένας attenuator, η τιμή της απόσβεσης που εισάγει ο οποίος μεταβάλλεται με τη βοήθεια ενός sweep control έτσι ώστε να βρεθεί η επιθυμητή τιμή του Extinction Ratio σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά που δίνονται από το project της PhoxTrot.



**Εικόνα 94:** Κύκλωμα μελέτης μεταφοράς MZI

Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην συνέχεια της διπλωματικής μελέτης θα μελετηθούν δύο τεχνολογίες υλοποίησης του MZI. Η πρώτη τεχνολογία-UPVLC βασίζεται στην λογική της εξάντλησης φορέα ενώ η δεύτερη KIT-AMO στα ηλεκτρο-οπτικά πολυμερή. Τα specs που δίνονται για τις δύο αυτές τεχνολογίες υλοποίησης διαφέρουν ως προς την τιμή του extinction ratio του σήματος εξόδου. Για το λόγο αυτό η τιμή της απόσβεσης που εισάγει ο attenuator μεταβάλλεται έτσι ώστε να επιτευχθούν δύο διαφορετικές τιμές, οι οποίες και θα ληφθούν υπόψη στην συνέχεια της διπλωματικής μελέτης. Να σημειωθεί ότι η τιμή του extinction ratio που δίνεται στους πίνακες των χαρακτηριστικών της PhoxTrot αφορά τη συνολική 4x4 κυκλωματική διάταξη του τελικού διακόπτη.

Εφαρμόζεται interactive simulation με τη βοήθεια ενός sweep control συνδεδεμένο στην τιμή του attenuator του άνω δρόμου. Για καθεμία από τις διαφορετικές τιμές απόσβεσης (0-10dB με βήμα 0.5dB) σημειώνεται το extinction ratio του διακόπτη. Ο ρυθμός μετάδοσης της προσομοίωσης ορίζεται στα  $10^9$  bits/sec. Οι δύο ακραίες τιμές του attenuation που εισάγονται στα πλαίσια του testing είναι 0 και 10 dB. Για τις τιμές αυτές οι συναρτήσεις μεταφοράς που προκύπτουν είναι αυτές της Εικόνα 95 ενώ οι τιμές των αντιστοίχων τιμών του extinction ratio καταγράφονται στον Πίνακα 8.



**Εικόνα 95:** Συναρτήσεις μεταφοράς MZI για τις τιμές των 0 & 10dB αντίστοιχα

| <b>ATTENUATION<br/>(dB)</b> | <b>EXTINCTION RATIO<br/>(dBm)</b> |
|-----------------------------|-----------------------------------|
| 0                           | 97.98                             |
| 0.25                        | 36.66                             |
| 0.5                         | 30.73                             |
| 0.75                        | 27.3                              |
| 1                           | 24.63                             |
| 1.25                        | 22.82                             |
| 1.5                         | 21.2                              |
| 1.75                        | 20.08                             |
| 2                           | 18.77                             |
| 2.25                        | 17.72                             |
| 2.5                         | 16.9                              |
| 2.75                        | 16.08                             |
| 3                           | 15.33                             |
| 3.25                        | 14.56                             |
| 3.5                         | 14.32                             |
| 3.75                        | 13.32                             |
| 4                           | 12.88                             |
| 4.25                        | 12.37                             |
| 4.5                         | 11.81                             |
| 4.75                        | 11.48                             |
| 5                           | 11.05                             |
| 5.25                        | 10.63                             |
| 5.5                         | 10.27                             |
| 5.75                        | 9.89                              |
| 6                           | 9.52                              |
| 6.25                        | 9.24                              |
| 6.5                         | 8.87                              |
| 6.75                        | 8.6                               |
| 7                           | 8.35                              |
| 7.25                        | 8.08                              |
| 7.5                         | 7.76                              |
| 7.75                        | 7.56                              |
| 8                           | 7.27                              |
| 8.25                        | 7.11                              |
| 8.5                         | 6.87                              |
| 8.75                        | 6.67                              |
| 9                           | 6.46                              |
| 9.25                        | 6.2                               |
| 9.5                         | 6.07                              |
| 9.75                        | 5.87                              |
| 10                          | 5.68                              |

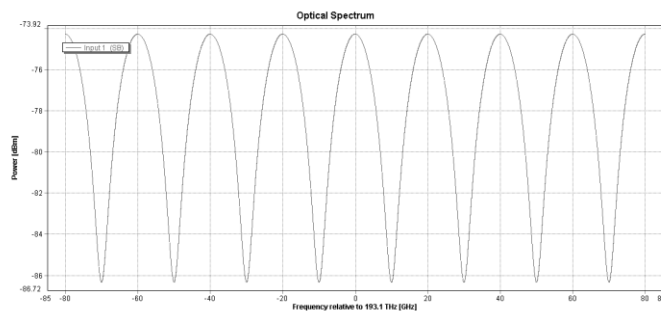
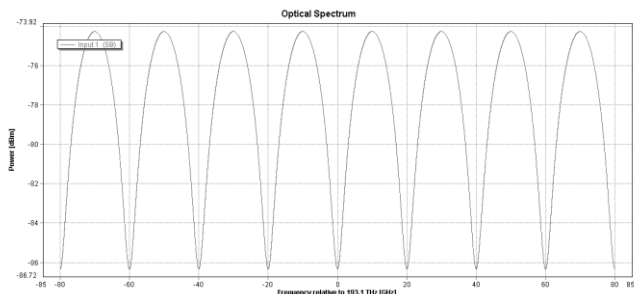
**Πίνακας 8:** Attenuation-ER [0-10]dB

Σύμφωνα με τα δοθέντα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας UPVLC, το extinction ratio του διακόπτη είναι 12dB. Εφαρμόζοντας διαδοχικά sweep controls βρίσκονται ότι οι τιμές του attenuation που ικανοποιούν αυτήν την τιμή του extinction ratio βρίσκονται στην περιοχή των [4,25-4,5]dB. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων καταγράφονται στον Πίνακα 9 απ' όπου προκύπτει ότι η τιμή του attenuation του MZI για την τεχνολογία UPVLC είναι τα 4,416 dBm.

| <b>ATTENUATION<br/>(dB)</b> | <b>EXTINCTION RATIO<br/>(dBm)</b> |
|-----------------------------|-----------------------------------|
| 4.25                        | 12.31                             |
| 4.277                       | 12.3                              |
| 4.305                       | 12.26                             |
| 4.333                       | 12.21                             |
| 4.36                        | 12.2                              |
| 4.388                       | 12.13                             |
| <b>4.416</b>                | <b>12.01</b>                      |
| 4.444                       | 11.95                             |
| 4.472                       | 11.91                             |
| 4.5                         | 11.81                             |

**Πίνακας 9:** Attenuation-ER για την UPVLC τεχνολογία[4,25-4,5]dB

Για την τιμή των 4,416 dB η έξοδος των θυρών μεταγωγής και μη μεταγωγής είναι αντίστοιχα οι ακόλουθες:



**Εικόνα 96:** Συναρτήσεις μεταφοράς θύρας μεταγωγής & μη μεταγωγής (attenuation of MZI: 4,416dB)

Σύμφωνα με τα δοθέντα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας KIT-AMO το extinction ratio του διακόπτη είναι 20dB. Εφαρμόζοντας και πάλι διαδοχικά sweep controls βρίσκω ότι οι τιμές του attenuation που ικανοποιούν αυτήν την τιμή του extinction ratio βρίσκονται στην περιοχή των [1,5-2]dB. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων καταγράφονται στον

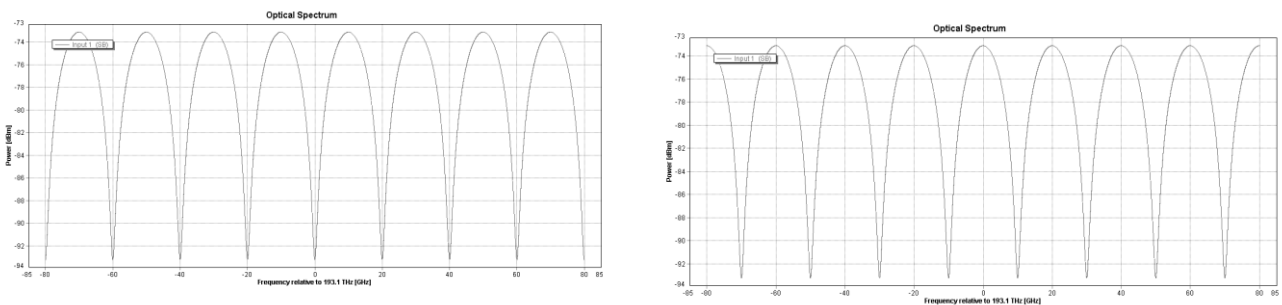
Πίνακα 10 απ' όπου προκύπτει ότι η τιμή του attenuation του MZI για την τεχνολογία KIT-AMO είναι τα 1,722dBm.

| <b>ATTENUATION<br/>(dB)</b> | <b>EXTINCTION RATIO<br/>(dBm)</b> |
|-----------------------------|-----------------------------------|
| 1.5                         | 18.73                             |
| 1.555                       | 20.83                             |
| 1.61                        | 20.51                             |
| 1.666                       | 20.19                             |

|              |              |
|--------------|--------------|
| <b>1.722</b> | <b>20.03</b> |
| 1.777        | 19.73        |
| 1.833        | 19.4         |
| 1.888        | 19.26        |
| 1.944        | 19.04        |
| 2            | 18.59        |

**Πίνακας 10:** Attenuation-ER για την KIT-AMO τεχνολογία [1,5-2]dB

Για την τιμή των 1,722 dB η έξοδος των δύο εξόδων (upper & lower) είναι αντίστοιχα οι ακόλουθες:



**Εικόνα 97:** Συναρτήσεις μεταφοράς θύρας μεταγωγής & μη μεταγωγής (attenuation of MZI: 1,722 dB)

### 3.3.7.3. Διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης Mach-Zehnder

Για την καλύτερη μελέτη της διάταξης και των ορίων λειτουργίας της, επιχειρήθηκε αρχικά η ρύθμιση των διαφόρων παραμέτρων του συστήματος, με τέτοιο τρόπο, ώστε να προκύψει το βέλτιστο δυνατό αποτέλεσμα. Στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 11) παρατίθενται τα χαρακτηριστικά των δύο διαφορετικών τεχνολογιών UPVLC/KIT-AMO όπως δόθηκαν στο "Updated PhoxTrot Specifications for T3.4 (till M06)-Version: 8-Latest update: June 17, 2013". Ο πίνακας περιλαμβάνει χαρακτηριστικά των MZIs, τα οποία θα χρησιμοποιηθούν στο κεφάλαιο και θα αποτελέσουν τη βασική δομή ανάπτυξης του 4x4 διακόπτη. Επιπλέον, περιλαμβάνει χαρακτηριστικές τιμές από μεγέθη, όπως αυτά προέκυψαν από την υλοποίηση του 4x4 non-blocking switching matrix on chips. Τα μεγέθη αυτά θα χρησιμοποιηθούν αργότερα στη μελέτη για την σύγκριση των αποτελεσμάτων.

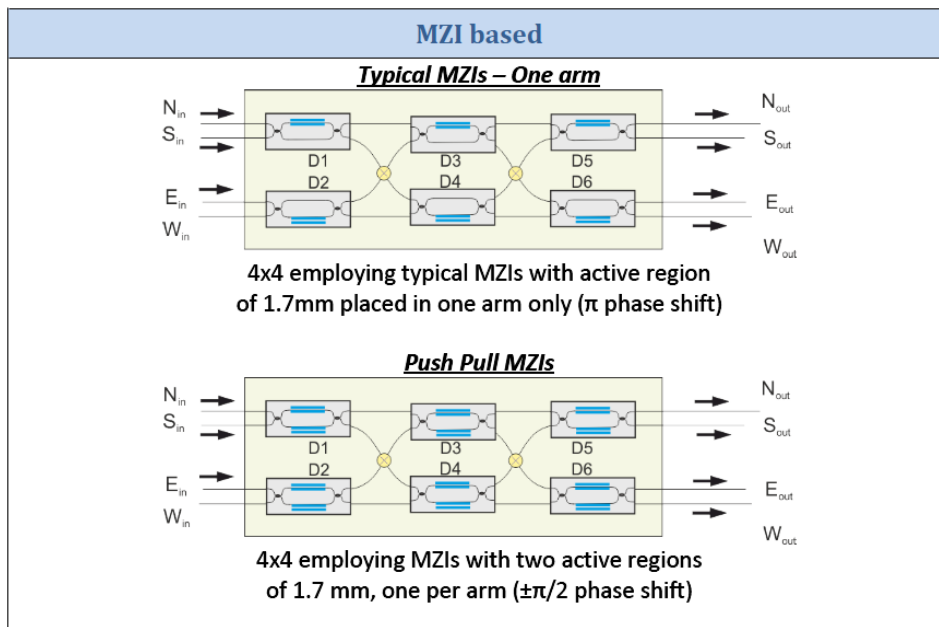
| Responsible Partner:                                    | UPVLC             |                 | KIT-AMO     |                 |
|---|-------------------|-----------------|-------------|-----------------|
|   | Carrier Depletion |                 | e/o Polymer |                 |
| 4x4 Non-blocking switching matrix on-chip based on MZIs | Typ               | Unit            | Typ         | Unit            |
| Length of Phase Shifter in MZI                          | 1.75              | mm              | 1           | mm              |
| Total footprint   | <3                | mm <sup>2</sup> | 2.5         | mm <sup>2</sup> |
| 2x2 switch element footprint                            | < 0.25            | mm <sup>2</sup> | 0.26        | mm <sup>2</sup> |
| Insertion Losses per MMICoupler                         | 0.5               | dB              | 0.25        | dB              |
| Insertion Losses in Silicon Waveguides                  | 0.3               | dB/mm           | 0.25        | dB/mm           |

|   |  |    |  |    |
|---|--|----|--|----|
| Insertion Losses per Phase Shifters       | 1.75                                       | dB | 2.0  | dB |
| Insertion Losses per 90° Silicon crossing | 0.16                                       | dB | <0.15 (no crossings in design)   | dB |
| Insertion losses per 2x2 element          | 2.75                                       | dB | 2.5  | dB |
| Total Losses (in chip losses)             | $=3*1.75 + 6*0.5 + 6.75*0.3 + 2*0.16=10.6$ | dB | $3*2 + 6*0.25 + 2*0.15 + 6*0.25=9.3$                                   | dB |
| Switching Time                            | < 500                                      | ps | < 100  | ps |
| Total power consumption                   | 120<br>( <i>DoW &lt; 4mW</i> )             | mW | Material 1:<br><60mW<br>Material 2:<br><6mW<br>( <i>DoW &lt; 4mW</i> ) | mW |
| Power consumption per 2x2 switch          | 20<br>( <i>DoW &lt; 1 mW</i> )             | mW | Material 1: <10<br>Material 2: <1<br>( <i>DoW &lt; 1 mW</i> )          | mW |
| Crosstalk                                 | <-12 dB                                    |    | ER of MZM 20dB   |    |

**Πίνακας 11:** Χαρακτηριστικά MZI των τεχνολογιών UPVLC/KIT-AMO

Σημαντικό να σημειωθεί εδώ είναι ότι το project της Phox-Trot έχει ως σκοπό τη σχεδίαση, μοντελοποίηση και κατασκευή ενός 4x4 non-blocking ηλεκτρο-οπτικού μεταγωγικού διακόπτη. Χρησιμοποιώντας ανεξάρτητους 2x2 MZI διακόπτες, προχωρά στο σχεδιασμό ενός 4x4 non-blocking "πίνακα-matrix" εκμεταλλεύοντας το λογισμικό ανάλυσης σε κυκλωματικό επίπεδο που έχει αναπτύξει σε άλλα σχετιζόμενα ερευνητικά project [8]. Ένας συνολικός αριθμός από έξι 2x2 μεταγωγικά στοιχεία απαιτούνται για το σχεδιασμό μιας τέτοιας αρχιτεκτονικής μη αποκλεισμού πακέτων. Έχουν μελετηθεί διαφορετικά layouts προς την κατεύθυνση της βελτιστοποίησης της απόδοσης σε συνδυασμό με τη μείωση των απωλειών και της επιφάνειας που καταλαμβάνει μία τέτοια κυκλωματική δομή, λαμβάνοντας υπόψη τους αρχιτεκτονικούς περιορισμούς που επιβάλλονται ως προς τη τοποθέτηση των θυρών εισόδου και εξόδου σε έναν 3D φωτονικό δρομολογητή.

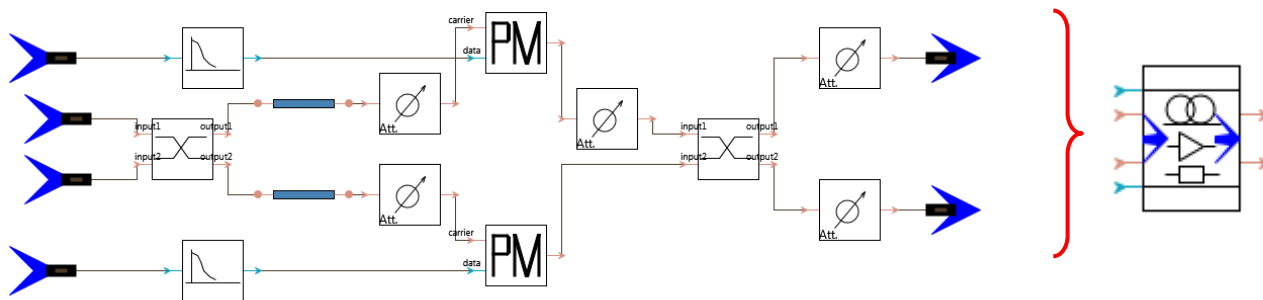
Η Εικόνα 98 απεικονίζει δύο 4x4 non-blocking αρχιτεκτονικές μεταγωγικού διακόπτη, ίδιες κατά το σχεδιασμό και μόνη διαφορά την υλοποίηση της βασικής δομής του MZI (typical MZIs vs push pull MZIs). Αυτή η 4x4 δομή έχει όλες τις θύρες εισόδου τοποθετημένες στην μία άκρη (front-side) και όλες τις θύρες εξόδου στην άλλη άκρη (back-side) του διακόπτη, οδηγώντας με αυτόν τον τρόπο το σήμα εισόδου κατά τη διάδοση του από την είσοδο στην έξοδο της διάταξης μέσα από 3 διαμορφωτές φάσης, 6 συζεύκτες MMI, 2 waveguide crossings και αντίστοιχο μήκος διαδρομής. Λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά της διαδρομής και των στοιχείων που διαπερνά το σήμα κατά τη διάδοση του μέσα από τον 4x4 διακόπτη του project της Phox-Trot, υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες (total losses) που αναφέρονται στον Πίνακα 11.



**Εικόνα 98:** 4x4 non-blocking αρχιτεκτονική Phox-Trot

Τα στοιχεία του Πίνακα 11 θα χρησιμοποιηθούν για τη μοντελοποίηση των συμβολομετρικών διακοπών της παρούσας μελέτης, όπως θα δειχθεί στη συνέχεια.

Από το MZI των δύο εισόδων-δύο εξόδων-δύο controls που μοντελοποιήθηκε στο κεφάλαιο 3.3.7.1. θα δημιουργήσουμε έναν εικονικό "γαλαξία" (Virtual Galaxy), με σκοπό να μετατρέψουμε τον MZI που δημιουργήσαμε σε μία συμπαγή δομή. Αυτό θα μας διευκολύνει στην μετέπειτα ανάπτυξη του 4x4 διακόπτη μας.



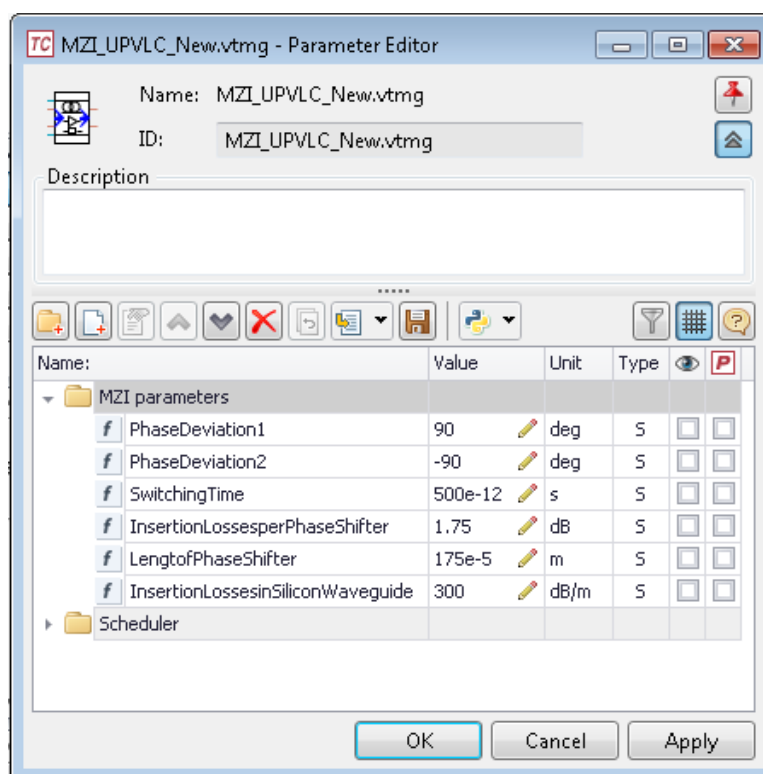
Να σημειωθεί ότι έχουν εισαχθεί οι εξής δομές επιπλέον της μοντελοποίησης του MZI του κεφαλαίου 3.3.7.1.:

- Ένας ολοκληρωτής στην διαδρομή των δεδομένων ελέγχου με εύρος ζώνης ίσο με  $1/(2 \cdot \text{SwitchingTime})$ , για την αποκοπή τυχόν παρασιτικών χωρητικότητας.
- Ένας γραμμικός οπτικός κυματοδηγός στην κάθε διαδρομή του σήματος, καθώς η υλοποίηση αφορά οπτικό διακόπτη. Ο  $Wg_{\text{Straight}}$  ρυθμίζεται με μήκος ίσο με το μήκος του Phase Shifter ( $\text{Length\_of\_PhaseShifter}$ ) και με απόσβεση ίση με τις εσωτερικές απώλειες του κυματοδηγού πυριτίου ( $\text{InsertionLossesinSiliconWaveguide}$ ) με βάση τα χαρακτηριστικά της εκάστοτε τεχνολογίας.

- Ένας attenuator πριν από κάθε Phase Shifter για την εισαγωγή της απόσβεσης του PM (InsertionLosses\_perPhaseShifters), καθώς αυτοί δεν είναι ιδανικοί.
- Ένας attenuator ο οποίος λαμβάνει την τιμή της απόσβεσης του MZI σύμφωνα με τα αποτελέσματα της μελέτης της συνάρτησης μεταφοράς του διακόπτη στο προηγούμενο κεφάλαιο (κεφάλαιο 3.3.7.2.).
- Τέλος, ένας attenuator σε κάθε έξοδο του X\_Coupler για την εισαγωγή της απόσβεσης που εισάγει ο κάθε συζέκτης. Επειδή υπάρχουν δύο συζεύκτες σε κάθε διαδρομή η δοθείσα τιμή από τα χαρακτηριστικά του PhoxTrot πολλαπλασιάζεται επί δύο.

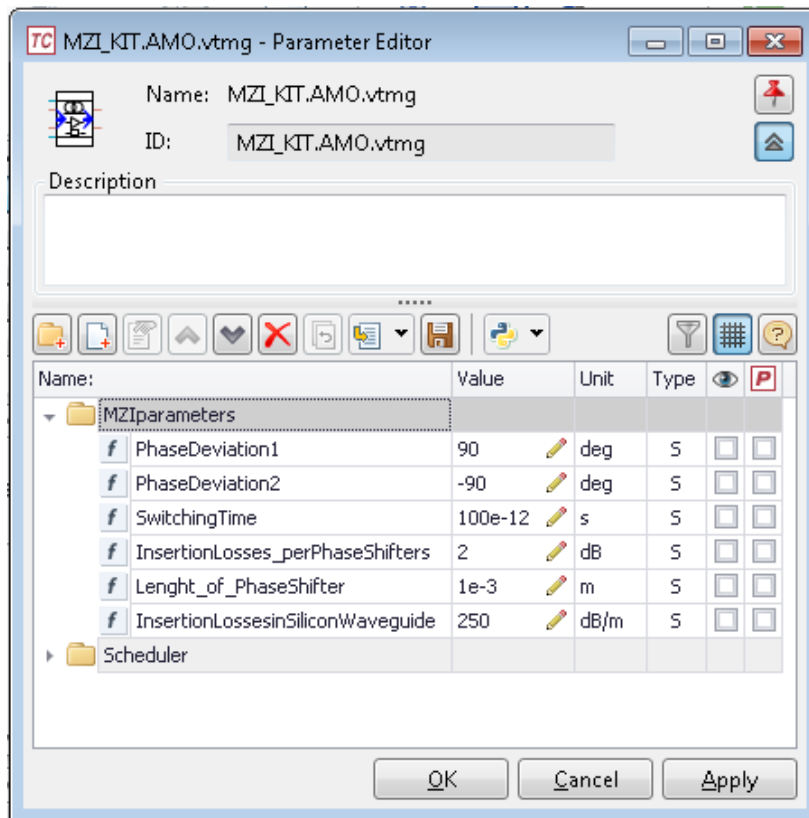
Σύμφωνα με τον Πίνακα 11, λοιπόν, εισάγονται οι παρακάτω τιμές στα δύο galaxies:

### ➤ MZI\_UPVLC



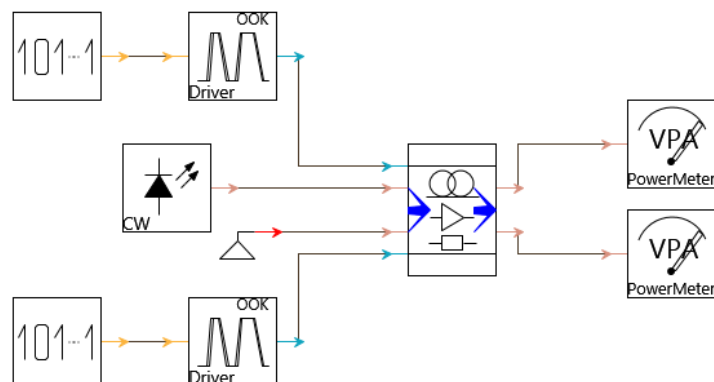


➤ **MZI\_KIT.AMO**



Στη συνέχεια γίνεται η μελέτη της κατανάλωσης ισχύος των δύο διαφορετικών MZI σε καταστάσεις Cross State-OFF και Bar State-ON και αφού το σύστημα έχει φτάσει σε σταθερή κατάσταση-ισορροπία δεν λαμβάνονται δηλαδή υπόψη οι μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας.

Για το σκοπό αυτό υλοποιείται το κυκλωματικό διάγραμμα της Εικόνα 99. Ανάλογα με την κατάσταση την οποία θέλουμε να προσομοιώσουμε βάζουμε διαφορετικό σήμα ελέγχου, "0" για να προσομοιώσουμε τον κλειστό διακόπτη-Cross State και "1" για να προσομοιώσουμε τον ανοιχτό διακόπτη-Bar State. Ως είσοδο του MZI βάζουμε μία οπτική πηγή VCSEL η οποία εκπέμπει οπτική ισχύ της τάξης των 1mWatt και ως έξοδο βάζουμε δύο μετρητές ισχύος (PowerMeters).



**Εικόνα 99:** Κύκλωμα μέτρησης κατανάλωσης ισχύος MZI

Τα αποτελέσματα που πήραμε σε κάθε περίπτωση παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

|                |              | <b>Cross State-OFF</b> | <b>Bar State-ON</b> |
|----------------|--------------|------------------------|---------------------|
| <b>UPVLC</b>   | <b>Pout1</b> | 0,0187                 | 0,3                 |
|                | <b>Pout2</b> | 0,3                    | 0,0187              |
| <b>KIT.AMO</b> | <b>Pout1</b> | 0,0043                 | 0,44                |
|                | <b>Pout2</b> | 0,44                   | 0,00429             |

**Πίνακας 12:** Ισχύεις εξόδου MZIs (mWatt)

Σύμφωνα με τις μετρήσεις που πήραμε και τις τιμές ισχύος εισόδου και εξόδου που καταγράφηκαν με την προσομοίωση του VPI Photonics Analyzer (Πίνακας 12) οι δύο διακόπτες μας παρουσιάζουν την εξής κατανάλωση ισχύος σταθερής λειτουργίας στις 2 καταστάσεις "OFF" και "ON" με βάση τον τύπο των απωλειών:  $P_{losses}(dB) = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right)$ :

|                    | <b>Power Consumption</b> |
|--------------------|--------------------------|
| <b>MZI_UPVLC</b>   | 5,22dB                   |
| <b>MZI_KIT.AMO</b> | 3,56dB                   |

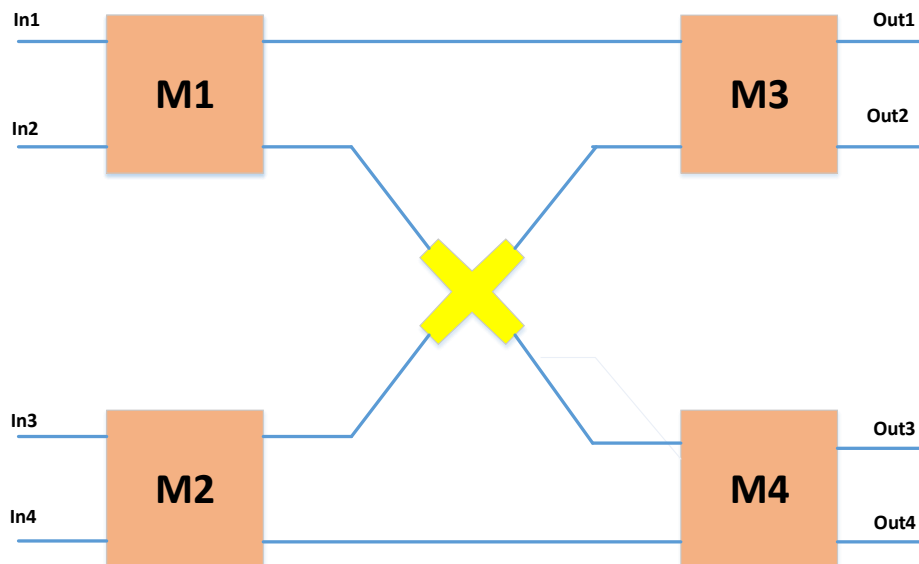
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### Μελέτη

Έχοντας παρουσιάσει και μοντελοποιήσει τις βασικές δομές του κυκλώματός του 4x4 οπτικού διακόπτη καθώς και τον τρόπο δρομολόγησης της ισχύος εισόδου με τη βοήθεια των εξωτερικών σημάτων ελέγχου, θα πραγματοποιηθεί σε αυτό το σημείο η λεπτομερής μελέτη του διακόπτη με τις δύο διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης UPVLC και KIT-AMO.

Συγκεκριμένα θα μελετηθεί αρχικά η συμπεριφορά του διακόπτη με μία βασική λογική δρομολόγησης κατά την οποία τέσσερα μπλοκ δεδομένων εισόδου δρομολογούνται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε κάθε μπλοκ να βγαίνει από μία έξοδο, ενώ στη συνέχεια θα γίνει η μελέτη της απόκρισης του διακόπτη με μία ενεργοποιημένη θύρα εξόδου. Όπως έχει αναλυθεί εκτενώς στα προηγούμενα κεφάλαια, ως στοιχείο απόφασης στη μελέτη χρησιμοποιείται το συμβολόμετρο Mach-Zehnder, το οποίο λειτουργεί ως οπτικός διακόπτης. Στη συνδεσμολογία του 4x4 διακόπτη που μελετάται το σήμα δεδομένων περνά από το πρώτο επίπεδο των διακοπών MZI στο δεύτερο ανάλογα με το εξωτερικό σήμα ελέγχου. Το σήμα ελέγχου είναι αυτό που θα καθορίσει και τη κατάσταση μεταγωγής του διακόπτη και θα οδηγήσει το σήμα που εισέρχεται στο διακόπτη στην άνω ή την κάτω θύρα εξόδου.

Στις παραγράφους που ακολουθούν παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που ελήφθησαν κατά τη προσομοίωση του διακόπτη σε όλες τις περιπτώσεις δρομολόγησης του σήματος, από την καλύτερη (In1-Out1) στη χειρότερη (In1-Out4), και γίνεται συγκριτική μελέτη των αποτελεσμάτων που λαμβάνονται. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον δίνεται στη τιμή της ισχύος που έχει το λαμβανόμενο σήμα στην έξοδο της διάταξης καθώς και οι απώλειες που εισάγονται κατά τη διαδρομή του σήματος από την είσοδο στην έξοδο της κυκλωματικής διάταξης που μελετάται. Παρατίθεται εδώ το κυκλωματικό σχέδιο του 4x4 διακόπτη της μελέτης για γρήγορη αναφορά:



**Εικόνα 100:** Σχηματική απεικόνιση 4x4 διακόπτη

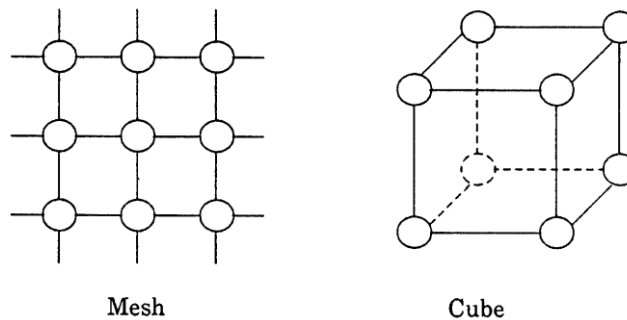
Η μελέτη χωρίζεται με βάση τις δύο διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης του διακόπτη, UPVLC και KIT-AMO, ωστόσο στο κεφάλαιο 4.1. παρουσιάζεται αρχικά η λογική της διασύνδεσης πολλών σταδίων πάνω στην οποία βασίστηκε η σύνδεση του κυκλώματος της παρούσας διπλωματικής μελέτης.

## 4.1. Διακόπτης 4 επιπέδων

Η ιδέα ενός δικτύου διασύνδεσης πολλών σταδίων, μαζί με τις ιδιότητες δρομολόγησής του, έχει μελετηθεί εκτενώς οδηγώντας σε διάφορους σχεδιασμούς με σκοπό την ταχεία μεταγωγή των πακέτων.

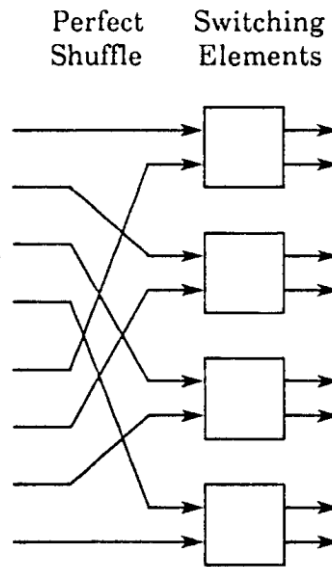
Ένας σημαντικός αριθμός από χρήσιμες έρευνες σχετικά με τα δίκτυα διασύνδεσης έχουν δημοσιευτεί. Μεγάλο μέρος της εργασίας πάνω στα δίκτυα διασυνδέσεων υποκινήθηκε από τις ανάγκες της βιομηχανίας των τηλεπικοινωνιών, ιδιαίτερα όσον αφορά τη μεταγωγή των τηλεφωνικών κλήσεων. Με την ανάπτυξη της βιομηχανίας των ηλεκτρονικών υπολογιστών, άρχισαν να διεισδύουν οι εν λόγω εφαρμογές διασύνδεσης δικτύων και στις υπολογιστικές μηχανές.

Μία απλή, γενική κατηγοριοποίηση των δικτύων διασύνδεσης είναι ο διαχωρισμός τους σε *στατικά* (*static*) και *δυναμικά* (*dynamic*) δίκτυα. Τα στατικά δίκτυα, που ονομάζονται συχνά και "αφοσιωμένα" (*dedicated*) δίκτυα, χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε ζεύγη επεξεργαστών για τον σχηματισμό παράλληλης επεξεργαστικής μηχανής, ενώ οποιοδήποτε δίκτυο γενικής μεταγωγής πακέτων μπορεί να ταξινομηθεί σαν ένα ακανόνιστο στατικό δίκτυο. Τα δυναμικά δίκτυα ονομάζονται έτσι γιατί οι κόμβοι του δικτύου είναι διασυνδεδεμένοι μέσω μιας συστοιχίας μεταγωγικών στοιχείων. Με αυτόν τον τρόπο το πρότυπο διασύνδεσής του μπορεί να μεταβληθεί γρήγορα είτε με την προσθήκη ενός κεντρικού επεξεργαστή είτε με έναν διανεμημένο αλγόριθμο.



**Εικόνα 101:** Παραδείγματα τοπολογιών τυπικών στατικών δικτύων

Στο [62] ο Harold S. Stone εισήγαγε την "τέλεια ανάμιξη" (*perfect shuffle*) ως το πρότυπο για τη σύνδεση ζεύξεων με σκοπό να λύσει το υπολογιστικό πρόβλημα των πολλαπλών κλάσεων μέσω της στενά διασυνδεδεμένης παράλληλης επεξεργασίας. Μία εφαρμογή της παραπάνω πρότασης φαίνεται στην Εικόνα 102 η οποία περιλαμβάνει το πρότυπο της "τέλειας ανάμιξης" ενός σταδίου ακολουθούμενου από ένα μόνο στάδιο στοιχείων μεταγωγής. Με αυτόν τον τρόπο τα δεδομένα κυκλοφορούν μέσα στη δομή μέχρι την έξοδό τους από την επιθυμητή θύρα εξόδου.



**Εικόνα 102:** 8x8 shuffle exchange ενός σταδίου

Πολλαπλά αντίγραφα του παραπάνω shuffle exchange ενός σταδίου κλιμακώνονται και συνιστούν ένα δίκτυο διασύνδεσης πολλαπλών σταδίων, συχνά αποκαλούμενο ως "multi-stage shuffle exchange". Τα δεδομένα εδώ δεν κυκλοφορούν πλέον μέσα στο δίκτυο αλλά περνούν μέσα από τη δομή αυτή από τη θύρα εισόδου στη θύρα εξόδου με έναν μηχανισμό ελέγχου να καθορίζει τα μονοπάτια δρομολόγησης των δεδομένων μέσα στη δομή. Τα δίκτυα που έχουν τις εισόδους και τις εξόδους τους σε διαφορετικές πλευρές της δομής αποκαλούνται δίκτυα "two-sided".

Ο διακόπτης που θα υλοποιηθεί εδώ βασίζεται στην ιδέα των Banyan Networks, δίκτυα πολλαπλών σταδίων τα οποία χαρακτηρίζονται από μία μοναδική διαδρομή από την είσοδο στην έξοδο και καλύπτουν μία μεγάλη γκάμα των πιθανών δομών των δικτύων.

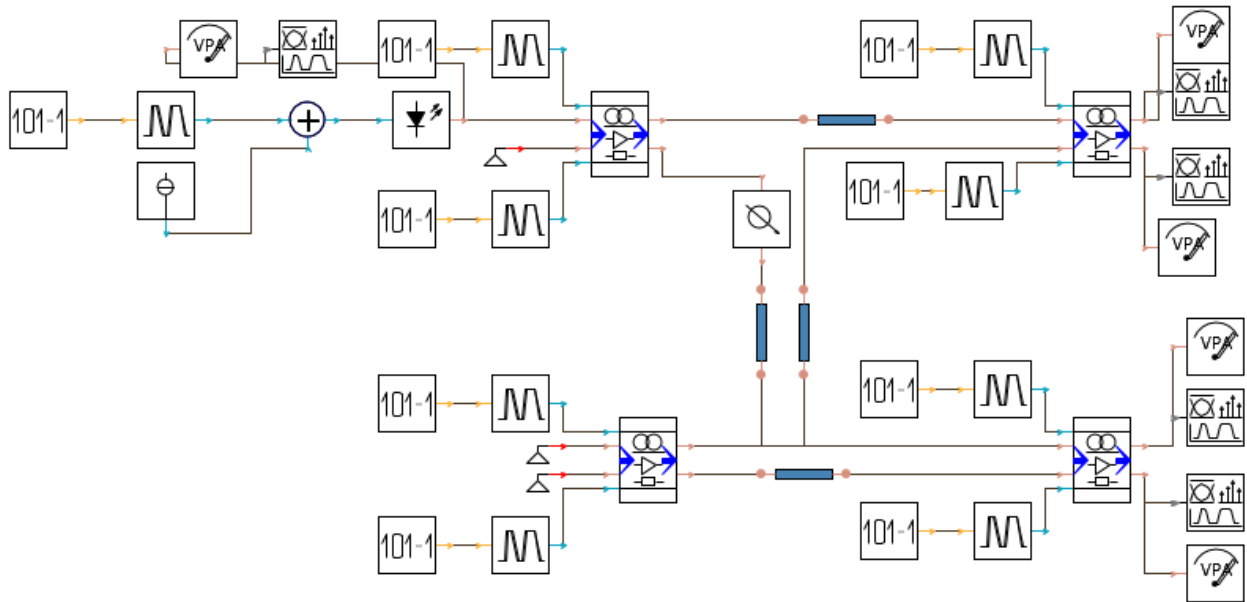
## 4.2. Διακόπτης 4x4 τεχνολογίας UPVLC

Για την καλύτερη μελέτη της διάταξης και της απόκρισής της σ' ένα σήμα εισόδου δεδομένων, επιχειρήσαμε αρχικά να ρυθμίσουμε τα εξωτερικά σήματα ελέγχου του συστήματος, με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να προκύψει μία βασική λογική δρομολόγησης πακέτων μέσα από το διακόπτη. Το αποτέλεσμα αυτό είναι το θεωρητικά αναμενόμενο βάσει της ανάλυσης των προηγούμενων κεφαλαίων. Παρουσιάζεται λοιπόν η δρομολόγηση των πακέτων εισόδου με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε από κάθε έξοδο να βγαίνει ένα πακέτο δεδομένων.

Στη συνέχεια μελετάται η απόκριση του διακόπτη στα διακριτά πακέτα εισόδου, έχοντας ενεργή μία μόνο έξοδο σε κάθε κύκλο προσομοίωσης και με ρυθμισμένα τα εξωτερικά σήματα ελέγχου του συστήματος έτσι ώστε να δρομολογείται όλο το σήμα στην ενεργή έξοδο. Τέλος παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης για συνεχή ροή δεδομένων εισόδου.

Τα πακέτα δεδομένων έχουν υλοποιηθεί με ΟΟΚ κωδικοποίηση με βάση τη λογική του κεφαλαίου 3.3.1.2. Στα πλαίσια όλων των προσομοιώσεων που ακολουθούν αφήνεται ενεργή μόνο η πρώτη είσοδος του διακόπτη (In1) και τοποθετείται ένας Signal Analyzer σε κάθε έξοδο αυτού (Out<sub>i</sub>, i=1..4).

Το συνολικό κύκλωμα που υλοποιήθηκε είναι το ακόλουθο:



**Εικόνα 103:** Συνολικό κύκλωμα τεχνολογίας UPVLC

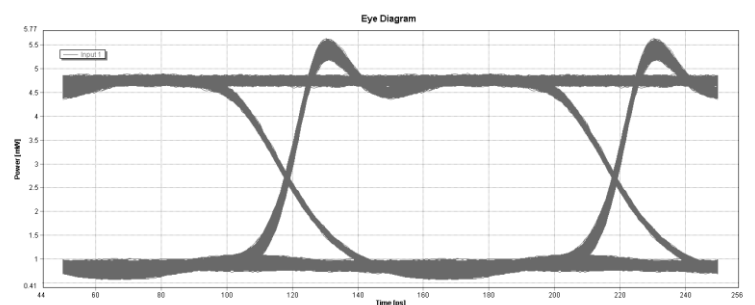
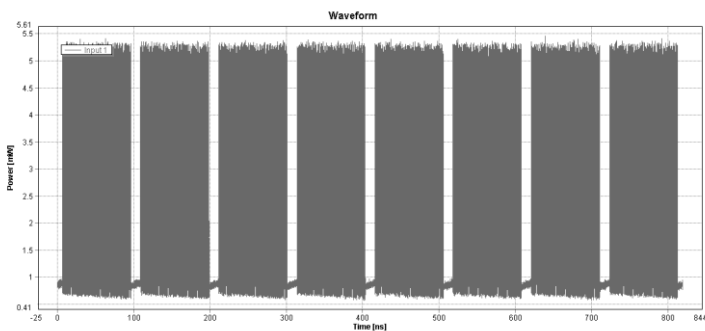
#### 4.2.1. Routing διακόπτη

Για τις ανάγκες της μελέτης της βασικής λογικής δρομολόγησης του διακόπτη ο διακόπτης του πειράματος προσομοιώθηκε αρχικά με βάση τις τιμές της τεχνολογίας UPVLC (κεφάλαιο 3.3.7.3.).

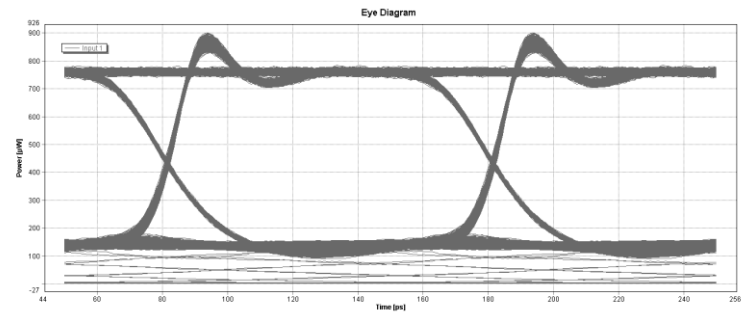
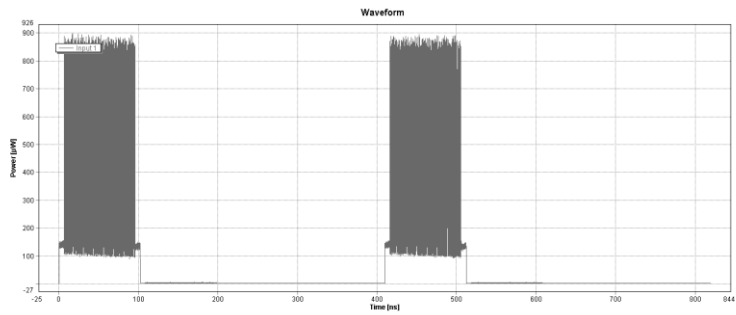
Εδώ εισάγεται εξωτερικός έλεγχος στις επιμέρους Mach-Zehnder δομές του κυκλώματος ( $M_i, i=1..4$ ) ( $Ctrl_i, i=1..4$ ) έτσι ώστε στην έξοδο μη μεταγωγής του  $M_1$  (βλέπε Εικόνα 100) να περνάνε τα δύο πρώτα πακέτα και στην έξοδο μεταγωγής τα επόμενα δύο. Τα πακέτα αυτά εισέρχονται στη συνέχεια στο δεύτερο επίπεδο διακοπών. Στον διακόπτη  $M_3$  εισάγεται έλεγχος τέτοιος ώστε να επιτρέπει το πρώτο πακέτο να δρομολογείται στην πρώτη έξοδο ( $Out1$ ) και το δεύτερο στη δεύτερη αντίστοιχα ( $Out2$ ), ενώ στον  $M_4$  τέτοιος ώστε να δρομολογείται το τρίτο πακέτο στην τρίτη έξοδο ( $Out3$ ) και το τέταρτο στην τέταρτη αντίστοιχα ( $Out4$ ). Για την υλοποίηση των εν λόγω controls χρησιμοποιήθηκαν τα αρχεία που δημιουργήθηκαν στο κεφάλαιο 3.3.1.2. Το  $Control_1$  είναι της μορφής c1100, το  $Control_3$  της μορφής c1000, ενώ το  $Control_4$  της μορφής c0010, όπου  $i$  στο  $Control_i$  αντιστοιχεί στις επιμέρους Mach-Zehnder δομές του κυκλώματος ( $M_i, i=1..4$ ).

Οι κυματομορφές εξόδου καθώς και τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιών που προκύπτουν παρατίθενται στη συνέχεια.

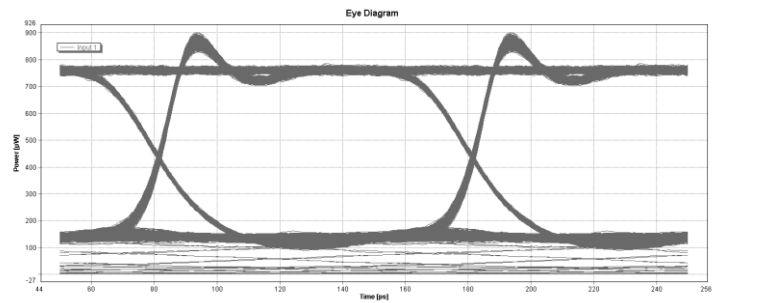
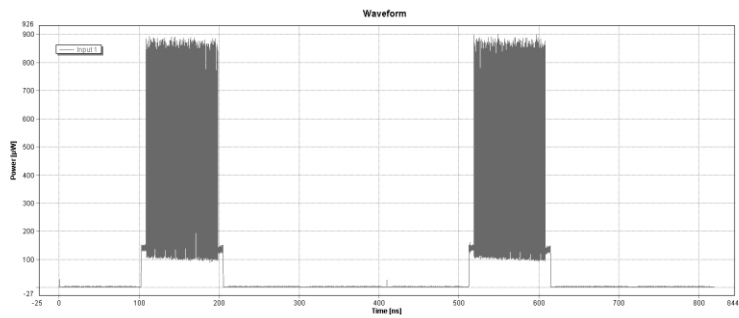
- **Είσοδος διακόπτη (έξοδος οπτικού πομπού-VCSEL)- Input1**



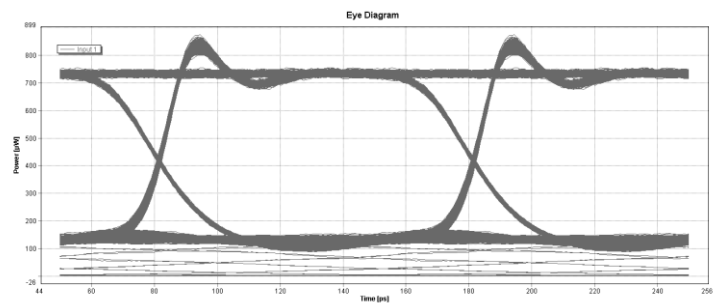
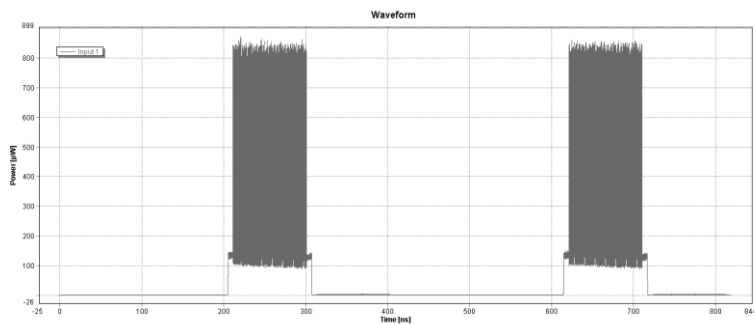
- Πρώτη έξοδος του 4x4 διακόπτη-Output1



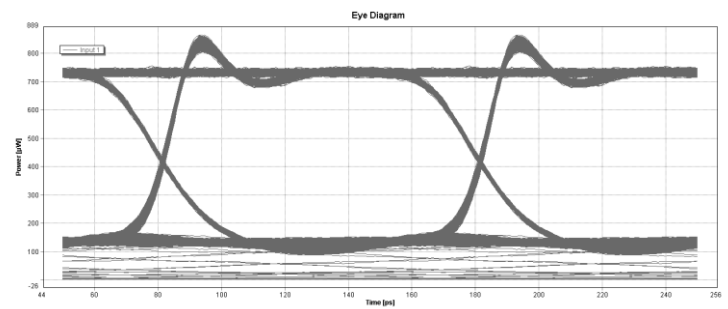
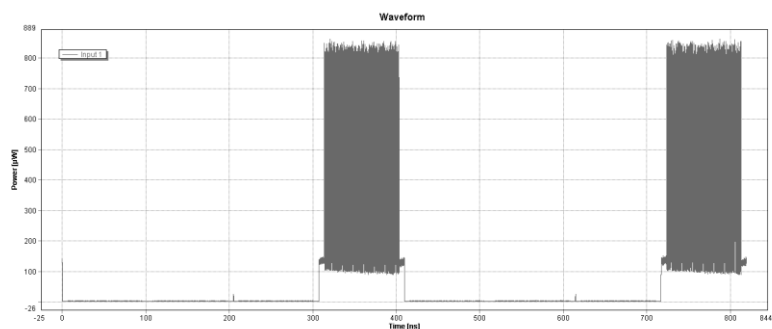
- Δεύτερη έξοδος του 4x4 διακόπτη-Output2



- Τρίτη έξοδος του 4x4 διακόπτη-Output3



- Τέταρτη έξοδος του 4x4 διακόπτη-Output4



Με τη βοήθεια ενός Power Meter το οποίο τοποθετείται ακριβώς πριν από την είσοδο του πρώτου συμβολόμετρου (M1) μετράται μέση τιμή ισχύος της τάξης των 2,56mWatt. Το 0 είναι μετατοπισμένο στο 0,83mWatt, ενώ η μέγιστη τιμή εξόδου των OOK παλμών προκύπτει στα 4,75mWatt, όπως φαίνεται και στην κυματομορφή εισόδου (Input1). Με τη βοήθεια των παραπάνω διαγραμμάτων είμαστε σε θέση να περιγράψουμε πλήρως τη λειτουργία του 4x4 διακόπτη καθώς και τη διαδικασία δρομολόγησης του σήματος στον οπτικό διακόπτη. Το σήμα εισόδου, αποτελούμενο από πακέτα δεδομένων των 896 bits με κενά των 128 bits μεταξύ των πακέτων, εισέρχεται από την πρώτη είσοδο του πρώτου MZI το οποίο λαμβάνει σήμα ελέγχου c1100. Το σήμα αυτό αποτελείται από 2048bits άσπων και 2048bits μηδενικών. Αυτό σημαίνει ότι ο διακόπτης παραμένει για τα πρώτα 2048bits του παράθυρου προσομοίωσης ανοιχτός με αποτέλεσμα η είσοδος να περνάει στην πρώτη έξοδο (θύρα μη μεταγωγής), ενώ για τα επόμενα 2048bits δέχεται μηδενικό σήμα ελέγχου με αποτέλεσμα να παραμένει κλειστός. Το σήμα εισόδου προωθείται στη δεύτερη έξοδο (θύρα μη μεταγωγής). Στο δεύτερο επίπεδο των διακοπών αντίστοιχα με την παραπάνω ανάλυση, τα πακέτα δεδομένων δρομολογούνται στις αντίστοιχες θύρες εξόδου. Εκτός από την αισθητή μείωση της διαμόρφωσης πλάτους των παλμών, ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη των προκυπτόντων διαγραμμάτων ματιού της τοπολογίας αυτής. Τα σχήματα που παρατίθενται στα αριστερά (Input & Output1-4) απεικονίζουν τους παλμούς δεδομένων και τους παλμούς εξόδου αντίστοιχα. Η διαφορά τους από τα σχήματα που παρατίθενται στα δεξιά, που ουσιαστικά παριστάνουν τα ίδια μεγέθη, είναι ότι σε αυτή την αναπαράσταση οι παλμοί τοποθετούνται ο ένας "πάνω" στον άλλο, έτσι ώστε να φαίνεται η χρονική ολίσθησή τους αλλά και η οποιαδήποτε παραμόρφωση στο σχήμα τους. Από μία απλή παρατήρηση των παραπάνω σχημάτων φαίνεται αμέσως οι μεταβολές που υφίσταται ο παλμός κατά τη διαδρομή του εντός της διάταξης. Ενώ λοιπόν η μέγιστη τιμή ισχύος εξόδου είναι σχεδόν ίδια σε κάθε θύρα εξόδου με μια μικρή διακύμανση, παρατηρείται η εμφάνιση παλμών κοντά στο μηδέν στη χαμηλή τιμή ισχύος της κυματομορφής. Αυτό συμβαίνει λόγω της αλλαγής κατάστασης του διακόπτη και της μετάβασης του σήματος ελέγχου από το μηδέν στο ένα και αντίστροφα. Ο διακόπτης κατά τις μεταβατικές περιόδους σβήνει με αποτέλεσμα την εμφάνιση των διάσπαρτων γραμμών στη χαμηλή τιμή ισχύος της κυματομορφής. Κατά τ' άλλα ο παλμός όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως ο διακόπτης δεν εμφανίζει σημαντική παραμόρφωση.

Τα αποτελέσματα, που παρουσιάστηκαν παραπάνω, προέκυψαν ως αποτέλεσμα μιας βασικής λογικής δρομολόγησης του διακόπτη. Για να αποκτήσουμε, όμως, μια ολοκληρωμένη εικόνα της τοπολογίας του διακόπτη, αλλά και για να εξετάσουμε τα όρια λειτουργίας του, πραγματοποιούνται επιπλέον προσομοιώσεις με μεταβολή των σημάτων ελέγχου της διάταξης, έτσι ώστε το σήμα εισόδου να εξέρχεται αυτούσιο από κάθε έξοδο (σε διαφορετικό προσομοιωτικό κύκλο κάθε φορά). Με αυτόν τον τρόπο μετράται η τιμή της ισχύος εξόδου και υπολογίζονται οι αντίστοιχες απώλειες κάθε διαδρομής. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και τα συμπεράσματα που προέκυψαν παρουσιάζονται στις παραγράφους που ακολουθούν.

#### 4.2.2. Διακριτά πακέτα εισόδου

Στο κυκλωματικό διάγραμμα της Εικόνα 103 εισάγονται τιμές ελέγχου τέτοιες ώστε το σύνολο του σήματος της εισόδου να εξάγεται από την πρώτη, τη δεύτερη, την τρίτη και τέλος την τέταρτη έξοδο διαδοχικά (σε κάθε διαφορετικό κύκλο προσομοιώσεων). Για το σκοπό αυτό, εισάγονται τιμές ελέγχου στα συμβολόμετρα MZI είτε 0 είτε 1, ανάλογα με τη δρομολόγηση που επιθυμείται να επιτευχτεί (βλέπε

Πίνακας 2). Υπενθυμίζεται ότι για σήμα ελέγχου ίσο με μηδέν, ο διακόπτης παραμένει κλειστός και στην κατάσταση cross, ενώ για σήμα ελέγχου ίσο με ένα ο διακόπτης ανοίγει και μπαίνει στην

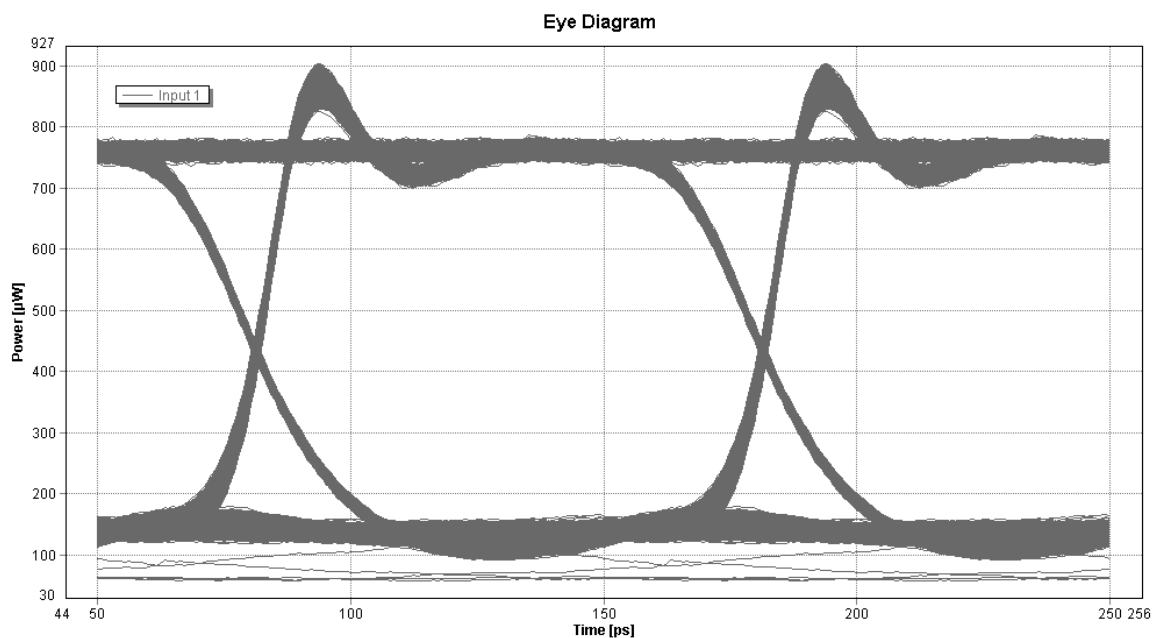
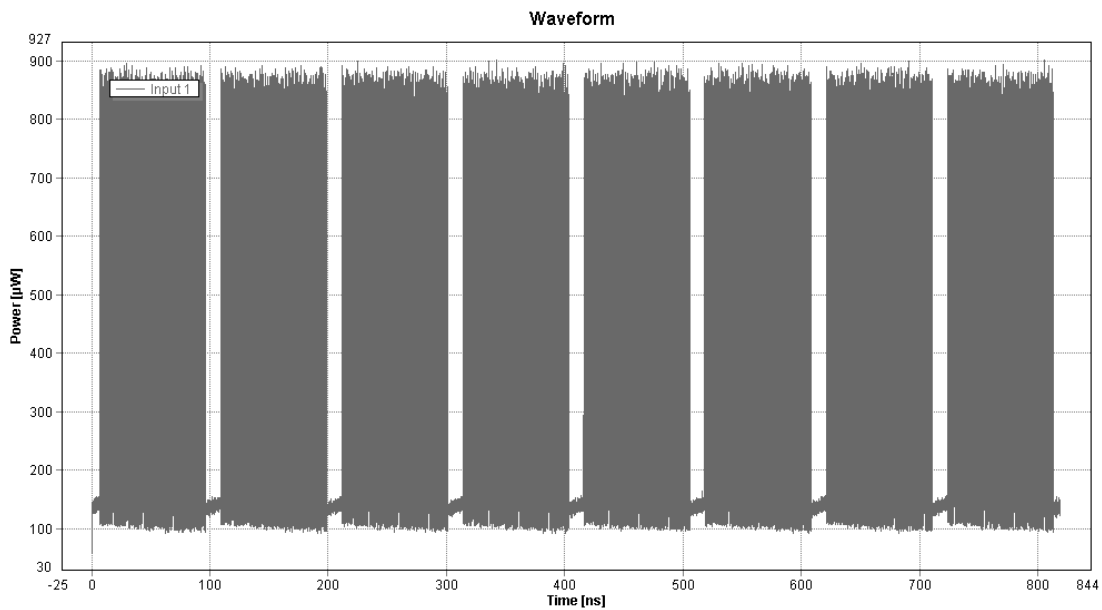


κατάσταση bar. Σημειώνεται ότι η είσοδος της διάταξης μας σε όλες τις προσομοιώσεις που ακολουθούν παραμένει ίδια και κατά συνέπεια τα αποτελέσματα της προσομοίωσής της είναι τα ίδια όπως παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο (Input1, σελ.99).

Τα διαγραμματικά αποτελέσματα των κυματομορφών εξόδου με τις αντίστοιχες ληφθείσες τιμές ισχύος, καθώς και τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού είναι τα εξής:

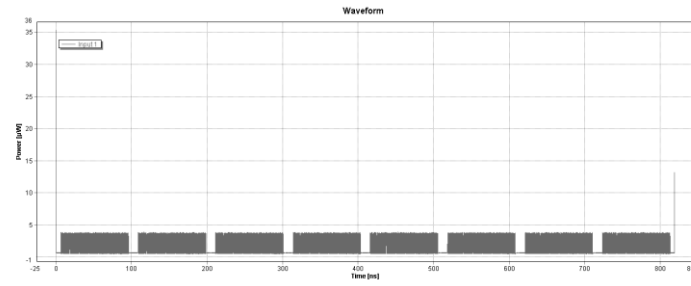
➤ Δρομολόγηση στην έξοδο 1

- Output 1



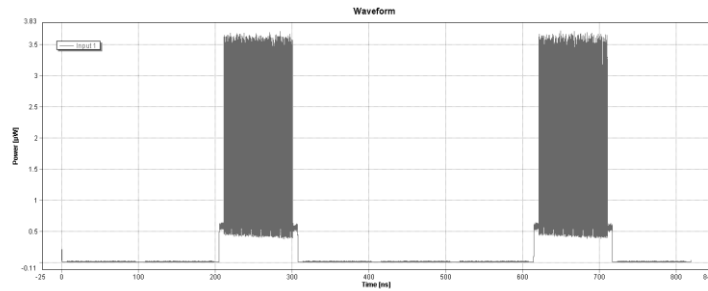
- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος εισόδου, η οποία προκύπτει της τάξης των 0,412mWatt ( $P_{out1}$ ) και ισχύς κορυφής η οποία κυμαίνεται μεταξύ 0,06mWatt και 0,134mWatt.

- **Output 2**



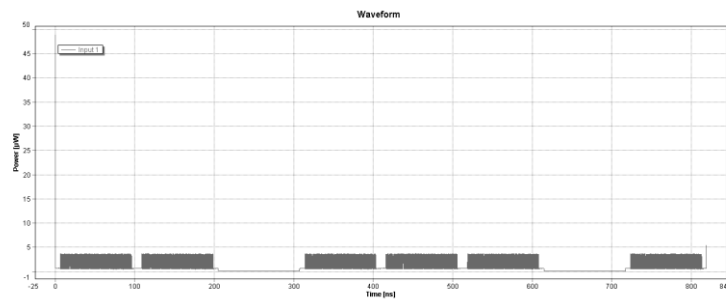
✓  $P_{out2}=1,78\mu\text{Watt}$

- **Output 3**



✓  $P_{out3}=0,43\mu\text{Watt}$

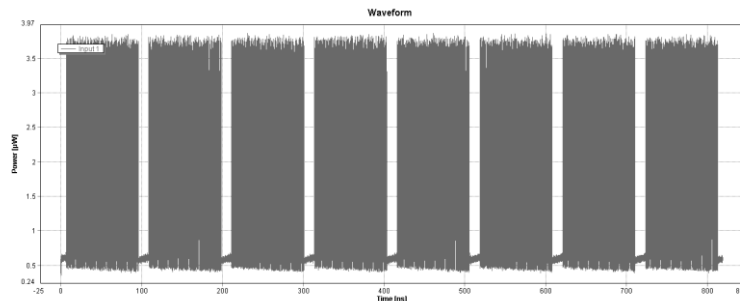
- **Output 4**



✓  $P_{out4}=1,3\mu\text{Watt}$

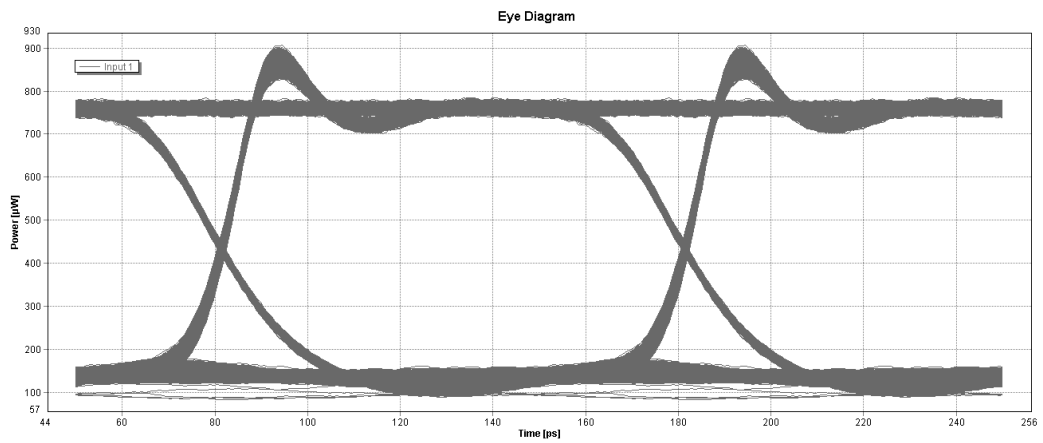
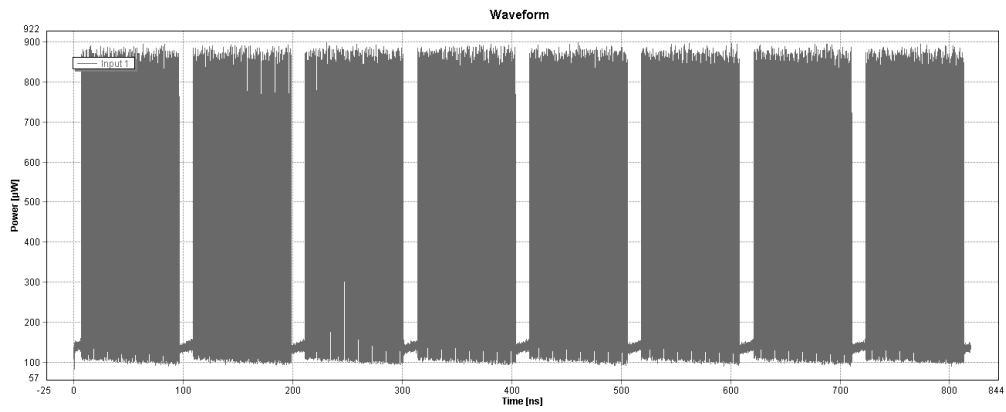
➤ **Δρομολόγηση στην έξοδο 2**

- **Output 1**



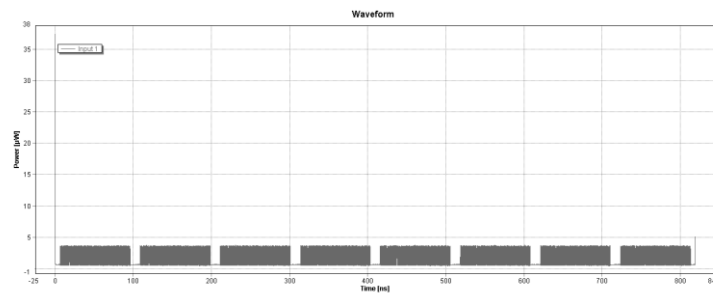
✓ Η μέση τιμή της ισχύος που μετράται εδώ στο Power Meter είναι της τάξης των  $1,77\mu\text{Watt}$  ( $P_{out1}$ ).

- **Output 2**



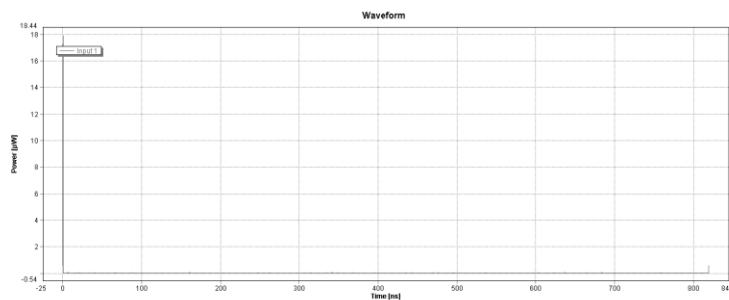
✓  $P_{out2} = 0,411\text{mWatt}$

- **Output 3**



✓  $P_{out3} = 1,72\mu\text{Watt}$

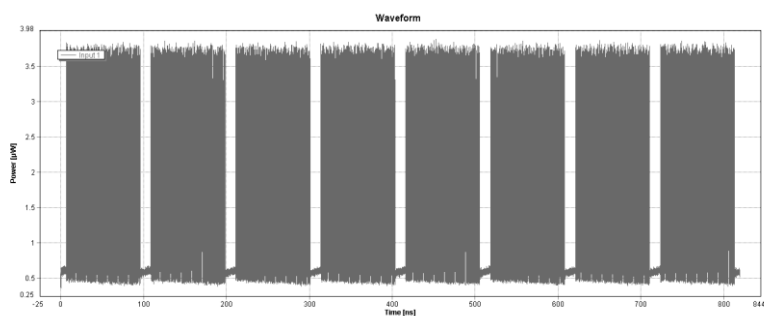
- **Output 4**



✓  $P_{out4} = 0,01478\mu\text{Watt}$

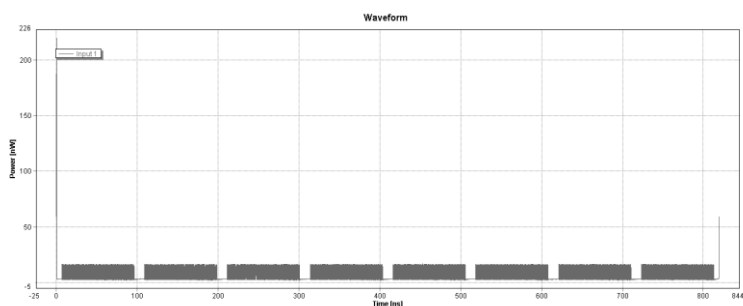
➤ Δρομολόγηση στην έξοδο 3

- **Output 1**



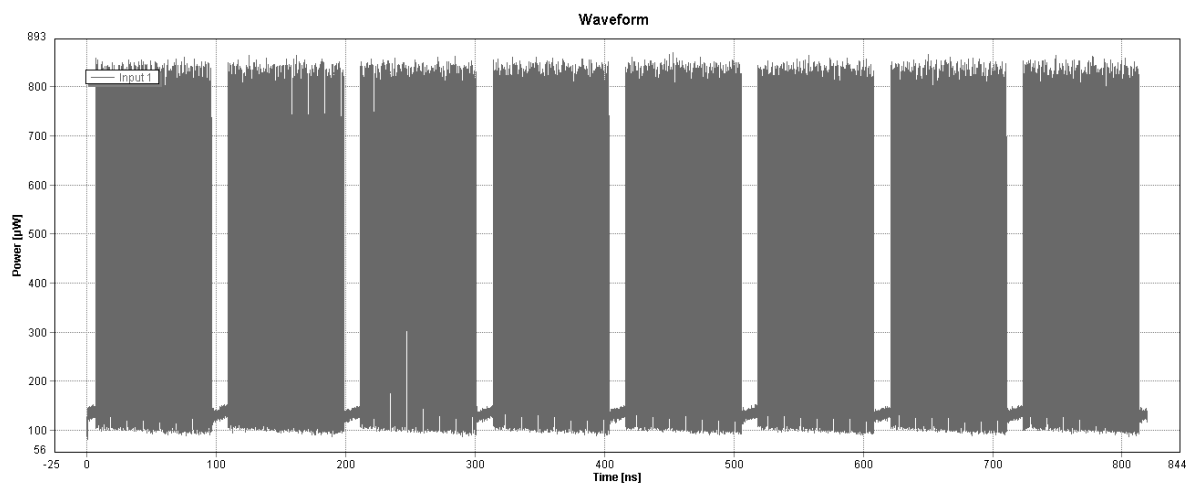
✓ Με τον ίδιο τρόπο μετράται η μέση τιμή της ισχύος των διαδοχικών εξόδων. Στην πρώτη έξοδο η τιμή της ισχύος είναι της τάξης των 1,77μWatt ( $P_{out1}$ ).

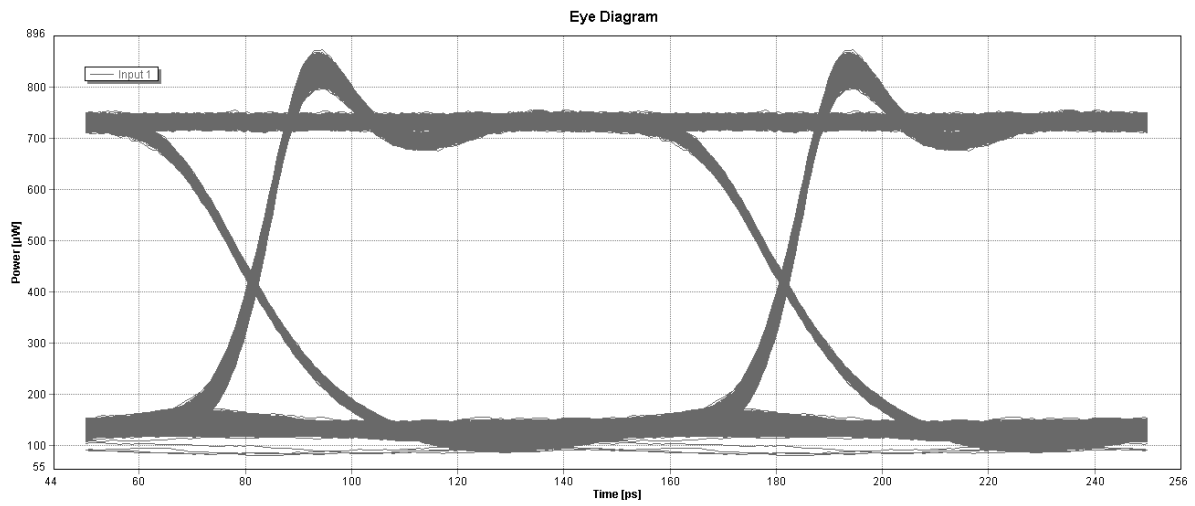
- **Output 2**



✓  $P_{out2}=0,0077\mu\text{Watt}$

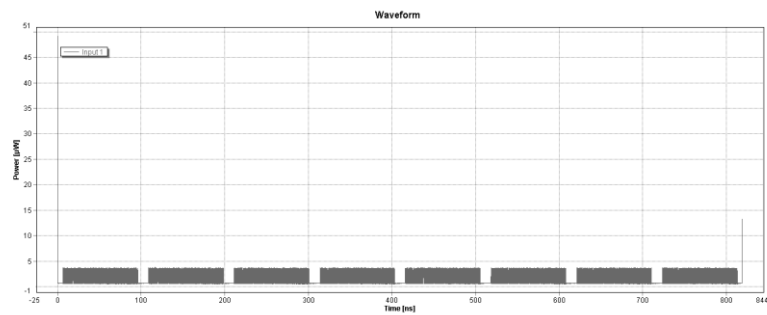
- **Output 3**





✓  $P_{out3}=0,396\text{mWatt}$

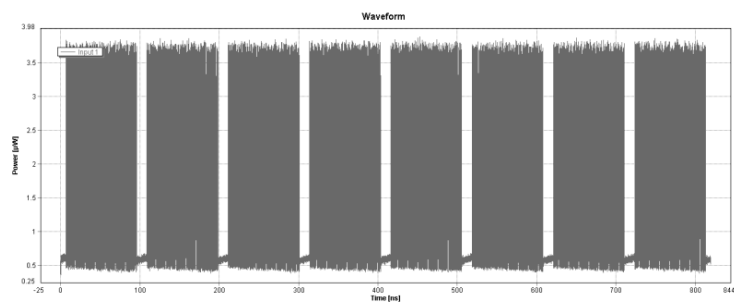
- **Output 4**



✓  $P_{out4}=1.72\mu\text{Watt}$

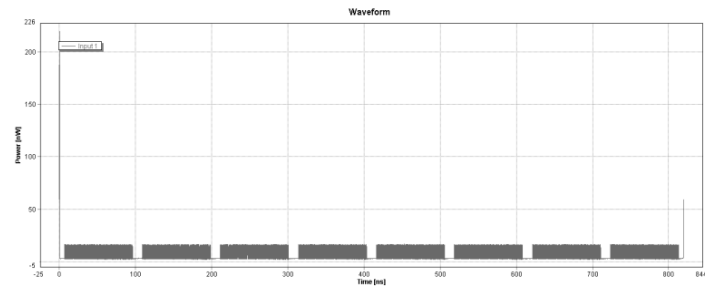
➤ **Δρομολόγηση στην έξοδο 4**

- **Output 1**



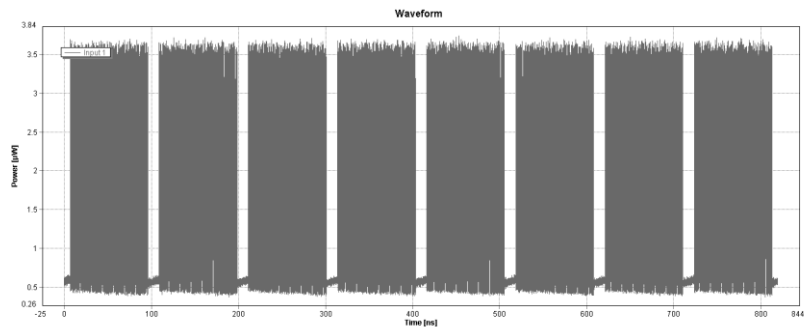
✓ Η μέση τιμή της ισχύος της πρώτης εξόδου είναι ίση με  $1,77\mu\text{Watt}$  ( $P_{out1}$ ).

- **Output 2**



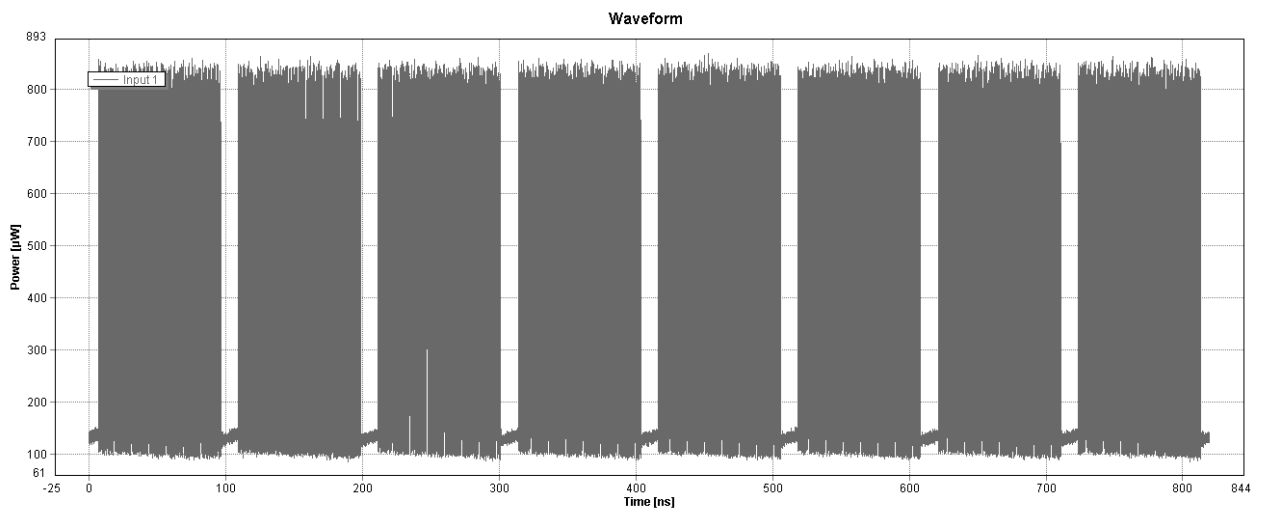
✓  $P_{out2}=0,0077\mu\text{Watt}$

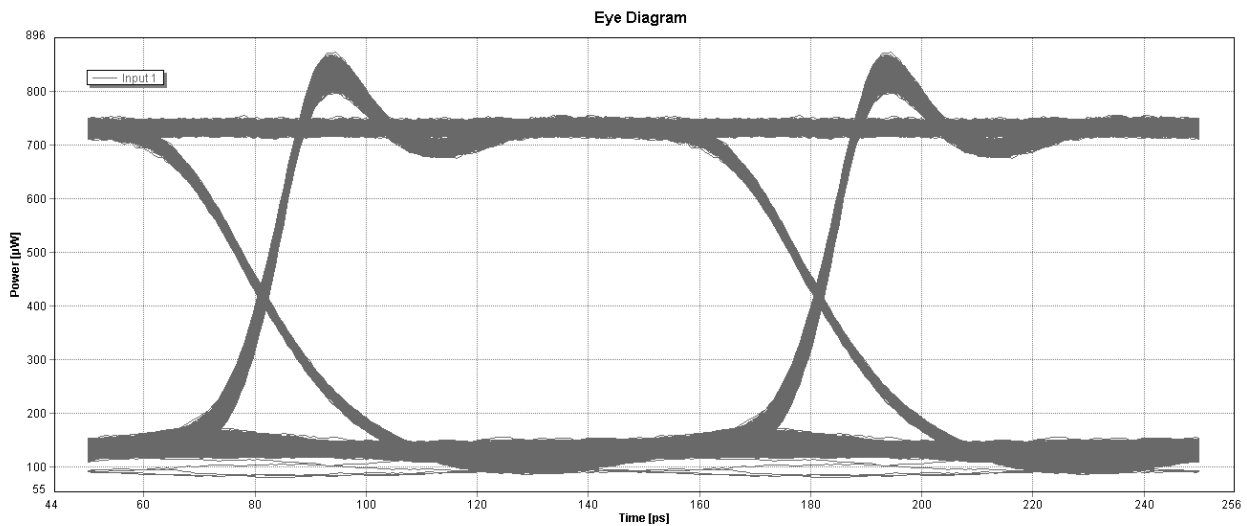
- **Output 3**



✓  $P_{out3}=1,7\mu\text{Watt}$

- **Output 4**





✓  $P_{out4}=0,396\text{mWatt}$

Τα παραπάνω διαγράμματα απεικονίζουν τους παλμούς δεδομένων σε κάθε περίπτωση δρομολόγησης. Παρατίθεται και το διάγραμμα ματιού της εξόδου η οποία λαμβάνει το συνολικό σήμα που εισέρχεται από τη θύρα εισόδου κάθε φορά με σκοπό την εποπτική σύγκριση με το αντίστοιχο διάγραμμα ματιού της εισόδου (Input 1, σελ.99).

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται συνοπτικά οι τιμές ισχύος που λάβαμε από τις παραπάνω προσομοιώσεις καθώς και τις απώλειες που παρουσιάζονται σε κάθε περίπτωση. Σημειώνεται εδώ ότι η ισχύς εξόδου εμφανίζει μία μείωση της τάξης των  $P_{in} - P_{out}$ . Μετατρέποντας την τιμή αυτή σε dB με βάση τον τύπο των απωλειών:  $P_{losses}(dB) = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right)$  προκύπτουν οι απώλειες σε dB.

|                           | <b>Power (mWatt)</b> | <b>Losses (dB)</b> |
|---------------------------|----------------------|--------------------|
| <b>Input</b>              | 2,56                 | -                  |
| <b>Routing in output1</b> | 0,412                | 7,933              |
| <b>Routing in output2</b> | 0,411                | 7,944              |
| <b>Routing in output3</b> | 0,396                | 8,105              |
| <b>Routing in output4</b> | 0,394                | 8,127              |

Στον παραπάνω πίνακα παρουσιάζονται μόνο οι τιμές ισχύος των εξόδων για τις οποίες έχει νόημα η μέτρηση αυτής, καθώς στις εξόδους που είναι "ενεργές" κάθε φορά λαμβάνεται το σύνολο των πακέτων δεδομένων εισόδου. Στις υπόλοιπες "μη-ενεργές" εισόδους καταγράφεται μία μικρή, αμελητέα, τιμή ισχύος της τάξης των  $\mu\text{Watt}$ . Η θεωρητικά αναμενόμενη τιμή ισχύος που θα περιμέναμε στις εν λόγω εξόδους θα ήταν μηδενική για μια ιδανική διάταξη με συμβολόμετρα με ιδανικά χαρακτηριστικά. Ωστόσο τα χαρακτηριστικά του Mach-Zehnder έχουν τιμές που βασίζονται στους πραγματικούς MZI (σύμφωνα με τα specs της PhoxTrot). Στους πραγματικούς MZI λόγω της μη ιδανικότητας των χαρακτηριστικών τους (μη ακαριαίος λόγος ανοίγματος και σβέσης, ολίσθηση συχνότητας, εισαγωγή καθυστέρησης στη διαδρομή του σήματος) οι παλμοί δεν συμβάλλουν, προσθετικά ή αφαιρετικά, πλήρως με αποτέλεσμα την εμφάνιση μιας πολύ μικρής μη αναμενόμενης με βάση τη θεωρητική μελέτη του συμβολομέτρου διαχέουσα ισχύος.

Βασιζόμενοι τώρα στα χαρακτηριστικά που δοθήκαν από την PhoxTrot (Πίνακας 11) υπολογίζεται η αναμενόμενη τιμή των απωλειών για το χειρότερο σενάριο δρομολόγησης, δηλαδή μεταφορά του πακέτου από την Input1 στην Output4. Σε αυτή την περίπτωση το πακέτο εισόδου θα περάσει κατά τη

διαδρομή του τέσσερις 2×2 συζεύκτες (MMI Couplers), δύο διαμορφωτές φάσης (PM), κυματοδηγό μήκους 1,75mm μέσα στα δύο MZIs και κυματοδηγό μήκους 1mm κατά τη μετάβαση από το πρώτο στο δεύτερο επίπεδο MZIs, έναν οπτικό σταυροειδή συζεύκτη (Silicon Crossing). Προσθέτουμε και τις επιπλέον και τις απώλειες διάδοσης του σήματος λόγω της διέλευσής του μέσα από το MZI.

Προκύπτει:

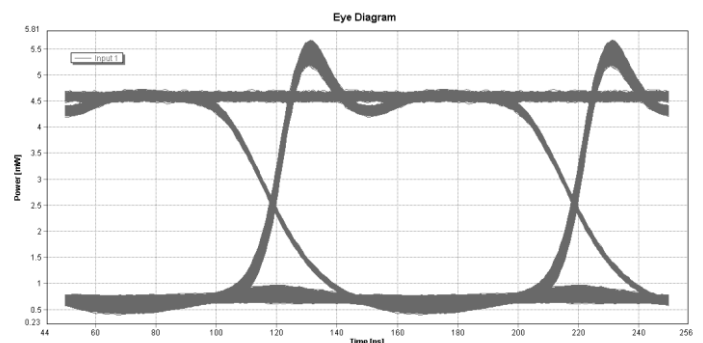
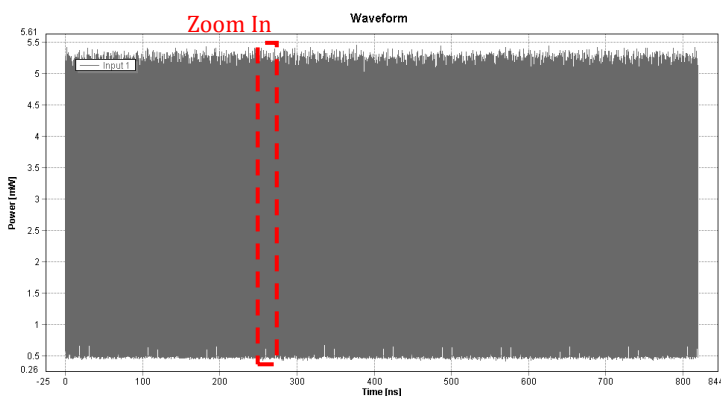
$$4 \times \{2 \times 2 \text{ MMI Couplers}\} + 2 \times \{\text{PM}\} + 2 \times 1,75 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + 1 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + \{90^\circ \text{ Silicon Crossing}\} + 2 \times \{\text{Att.MZI}\} = 4 \times 0,5 \text{dB} + 2 \times 1,75 \text{dB} + 2 \times 1,75 \text{mm} \times 0,3 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 1 \text{mm} \times 0,3 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 0,16 \text{dB} + 2 \times 1,141 \text{dB} = 9,292 \text{dB}$$

### 4.2.3. Συνεχή ροή εισόδου

Σε συνέχεια των προσομοιώσεων, τρέχουμε την προσομοίωση με την ίδια κυκλωματική διάταξη, αλλάζοντας ωστόσο την είσοδο δεδομένων. Αντί για τα κωδικοποιημένα πακέτα των 892 bits εισάγουμε συνεχή-τυχαία ροή δεδομένων με τη βοήθεια μιας γεννήτριας bits (έβδομης τάξης) PRBS. Επιθυμούμε με αυτόν τον τρόπο να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του διακόπτη για τυχαία είσοδο δεδομένων, σενάριο που πλησιάζει τη λειτουργία των διακοπών σε πραγματικά συστήματα. Προσομοιώνουμε τη χειρίστη περίπτωση δρομολόγηση. Για να το επιτύχουμε αυτό εισάγουμε μηδενικές τιμές στα σήματα ελέγχου των Mach-Zehnder M1 και M4 οι οποίοι παραμένοντας καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης σε κατάσταση cross προωθούν το σήμα εισόδου από την Input1 στην Output4.

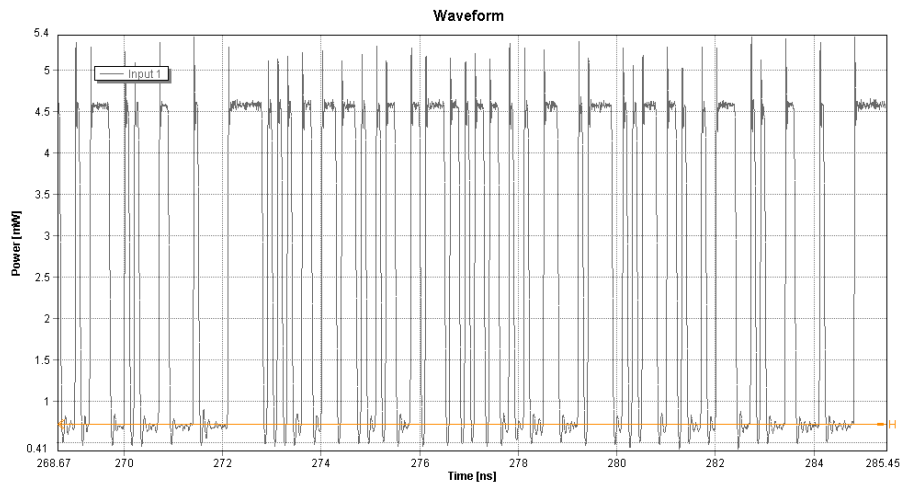
Ορίζοντας ως παράθυρο προσομοίωσης τα 8192 nsec, λαμβάνουμε τα παρακάτω διαγραμματικά αποτελέσματα στην είσοδο καθώς και οι τέσσερις εξόδους:

#### - Είσοδος In1 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου





- **Είσοδος In1 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου- Zoom In**

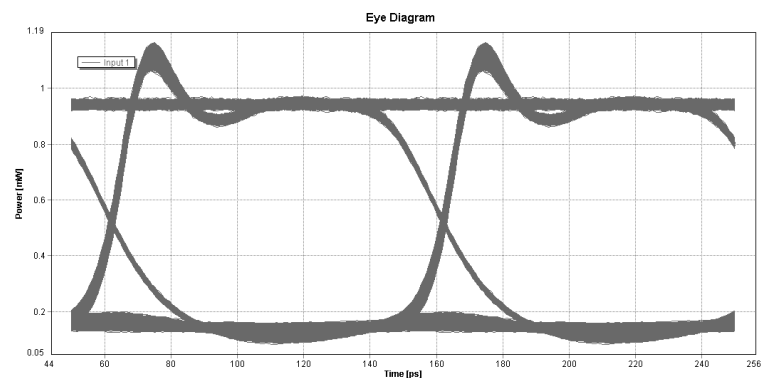
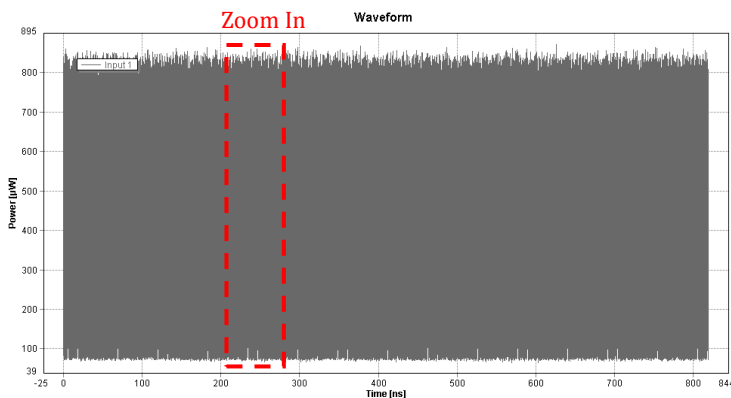


- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος εισόδου της τάξης των 2,64mWatt. Το 0 είναι μετατοπισμένο στο 0,72mWatt, ενώ η μέγιστη τιμή εξόδου των ΟΟΚ παλμών είναι στα 4,59mWatt.

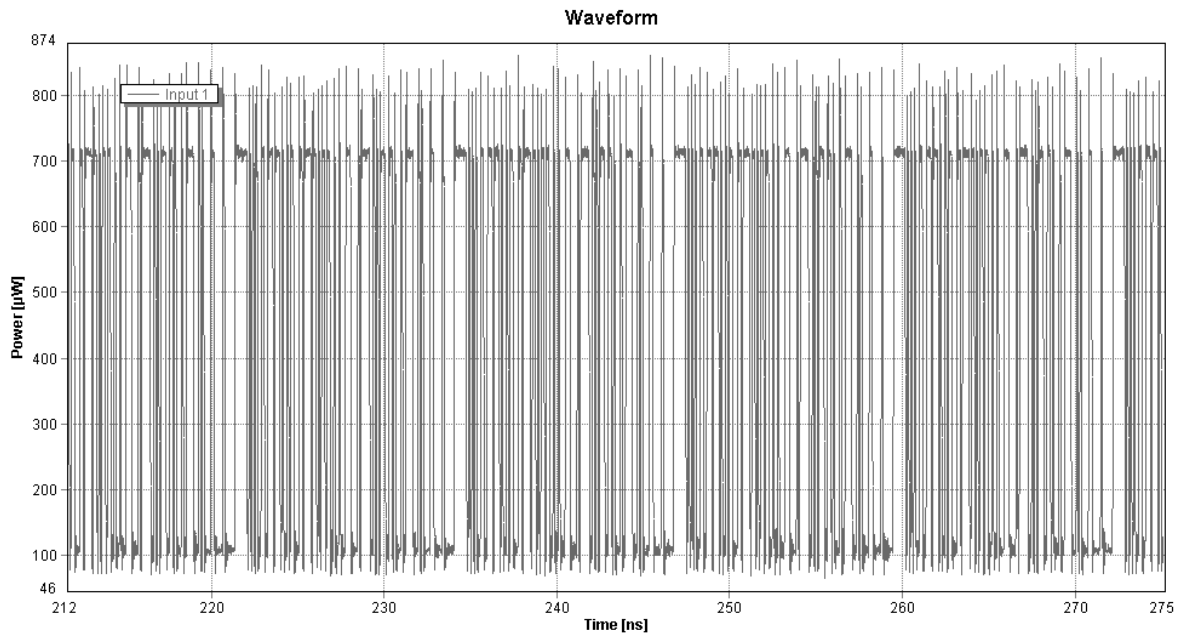
- **Έξοδος Out1-Out3 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου**

- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος της εξόδου Out1 και βρίσκεται της τάξης των 7,9nWatt, μια τιμή σχεδόν μηδενική όπως και αναμενόταν μια και όλη η πληροφορία εισόδου δρομολογείται στην τελευταία έξοδο του διακόπτη.
- ✓ Η μέση τιμή της θύρας εξόδου Out2 & Out3 μετράται ίση με 1,84μWatt & 1,74μWatt αντίστοιχα.

- **Έξοδος Out4 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου-χειρίστη περίπτωση δρομολόγησης**



- Έξοδος Out4 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου-**Zoom In**

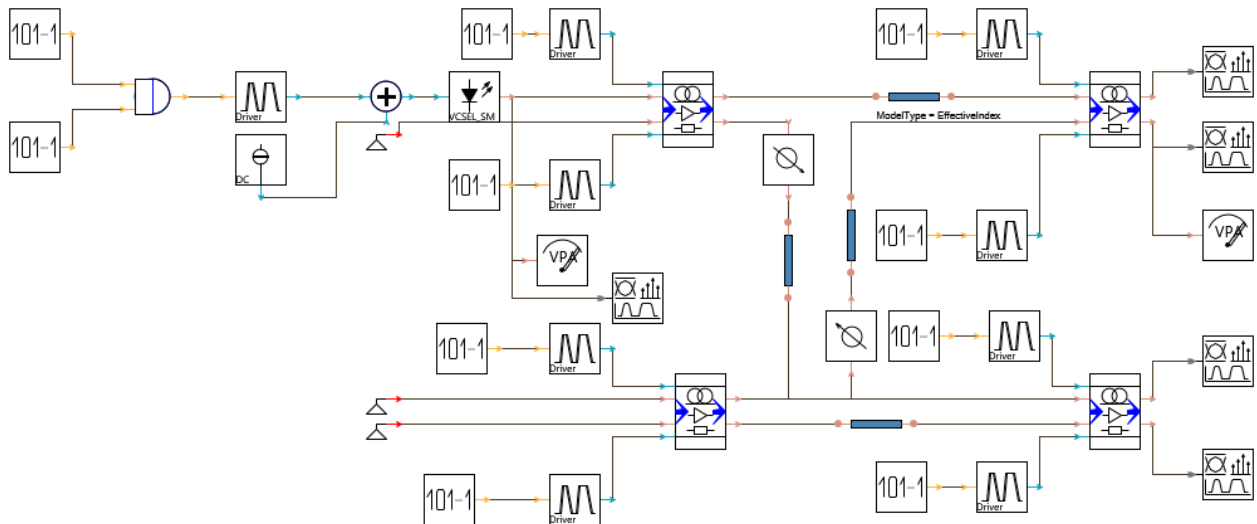


- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος εισόδου της τάξης των 0,412mWatt. Το 0 εδώ είναι μετατοπισμένο στο 0,102mWatt, ενώ η μέγιστη τιμή εξόδου των OOK παλμών προκύπτει στα 0,708mWatt. Το overshoot λαμβάνει τιμές γύρω στα 0,15mWatt.

Η ισχύς των δεδομένων εισόδου μειώνεται κατά τη διαδρομή αυτών έως την έξοδο κατά  $(P_{in} - P_{out} = 2,64 - 0,412 = 2,228 \text{mWatt})$ , σημειώνοντας απώλειες της τάξης των:  $P_{losses}(\text{dB}) = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) = 8,07 \text{dB}$ . Επίσης παρατηρείται ότι η τιμή της λαμβανόμενης ισχύος στην τέταρτη έξοδο της διάταξης είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την αντίστοιχη των προσομοιώσεων του προηγούμενου κεφαλαίου (διακριτά πακέτα) και οι απώλειες είναι κατά 0,057dB μικρότερες στην περίπτωση της συνεχής ροής δεδομένων. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι τα συμβολόμετρα της διάταξης στην περίπτωση αυτή λαμβάνουν συνεχές σήμα ελέγχου, ο διακόπτης είναι μόνιμα κλειστός μεταφέροντας τα δεδομένα από την πάνω είσοδο στην κάτω, χωρίς να παρουσιάζει καθυστερήσεις σήματος λόγω της σβέσης του. Ο χρόνος ανόδου (TransitionTime\_01) ενός πραγματικού MZI είναι της τάξης των  $0,05/\text{BitRateDefault}$  sec, τιμή που εισάγεται στην τιμή ανόδου της παλμοκωδικής σειράς δεδομένων που εισάγεται ως σήμα ελέγχου στο συμβολόμετρο μας. Ο χρόνος καθόδου-πτώσης (TransitionTime\_10) τίθεται ίσος με  $0,2/\text{BitRateDefault}$  sec.

### 4.3. Διακόπτης 4x4 τεχνολογίας KIT-AMO

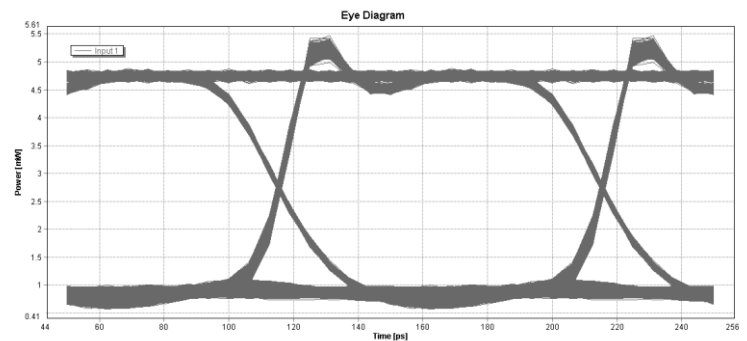
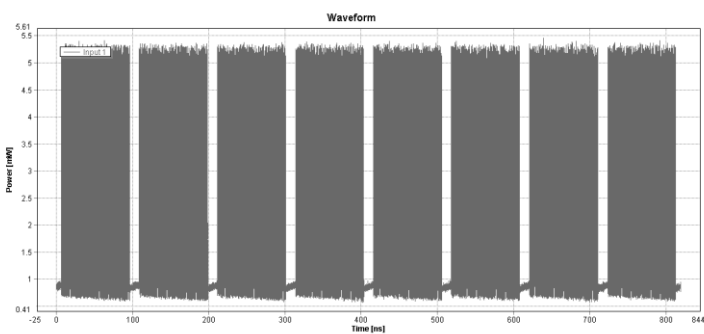
Στο κεφάλαιο αυτό ο διακόπτης προσομοιώνεται με βάση τις τιμές της τεχνολογίας KIT-AMO (κεφάλαιο 3.3.7.3.). Με την ίδια λογική που ακολουθήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, μελετήθηκε αρχικά η απόκρισή του με διακριτά πακέτα εισόδου, ενώ στη συνέχεια με συνεχή ροή δεδομένων εισόδου. Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε δεν διαφέρει από αυτό του προηγούμενου κεφαλαίου, παρατίθεται ωστόσο στη συνέχεια για γρήγορη αναφορά. Η δρομολόγηση των πακέτων έγινε με τον ίδιο τρόπο που πραγματοποιήθηκε στο κεφάλαιο 4.2.:



Εικόνα 104: Συνολικό κύκλωμα τεχνολογίας KIT-AMO

#### 4.3.1. Διακριτά πακέτα εισόδου

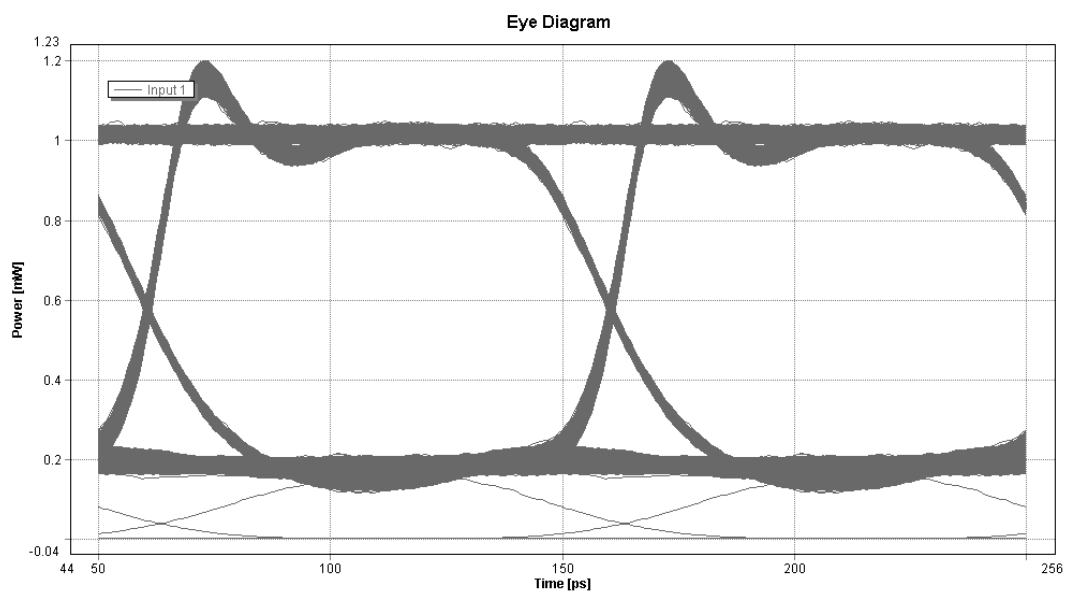
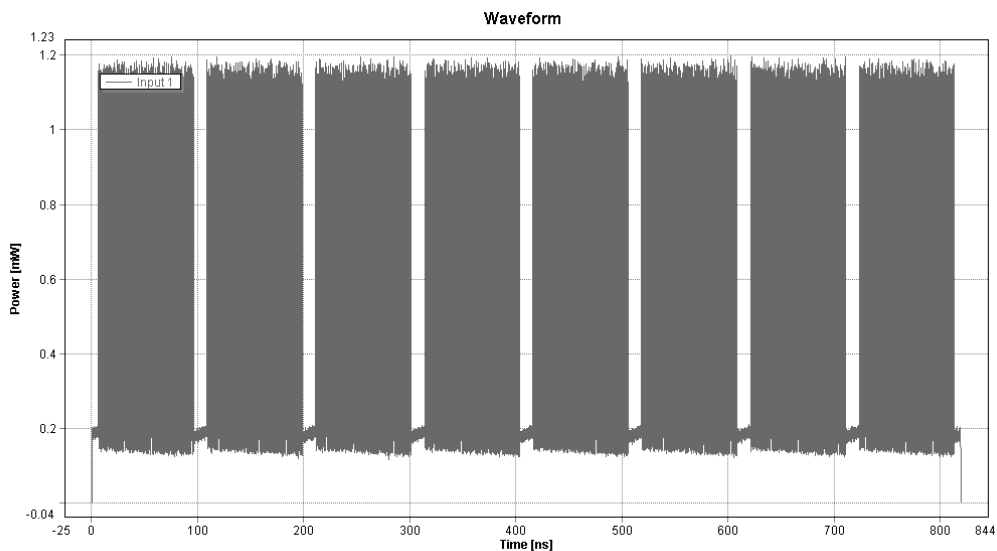
- Είσοδος In1 - Διακριτά πακέτα εισόδου



- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος εισόδου της τάξης των 2,56mWatt. Το 0 είναι μετατοπισμένο στο 0,83mWatt, ενώ η μέγιστη τιμή εξόδου των 00K παλμών προκύπτει στα 4,75mWatt. Σημειώνεται επίσης ότι ο παλμός σημειώνει αιχμή ισχύος κορυφής της τάξης των 0,45-0,65mWatt.

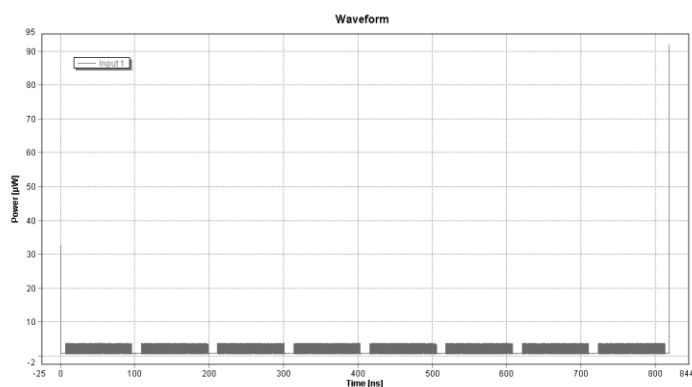
➤ Δρομολόγηση στην έξοδο 1

- **Output 1**



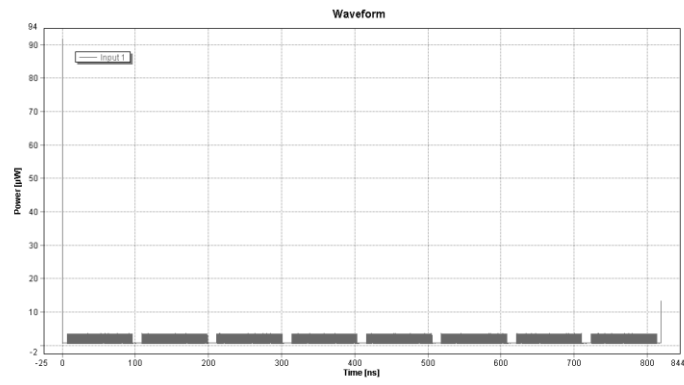
✓ Η μετρούμενη μέση τιμή της ισχύος εισόδου εδώ είναι της τάξης των 0,548 mWatt ( $P_{out1}$ ). Η αιχμή κορυφής παρουσιάζει τιμή ισχύος από 0,07-0,17mWatt. Το μηδέν είναι μετατοπισμένο στα 0,21mWatt, ενώ η μέγιστη τιμή ισχύος στα 1mWatt.

- **Output 2**



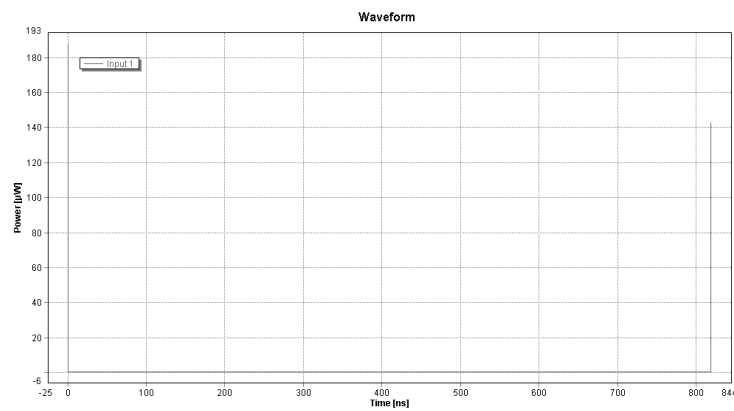
✓  $P_{out2}=1,72\mu\text{Watt}$

- **Output 3**



✓  $P_{out3}=1,65\mu\text{Watt}$

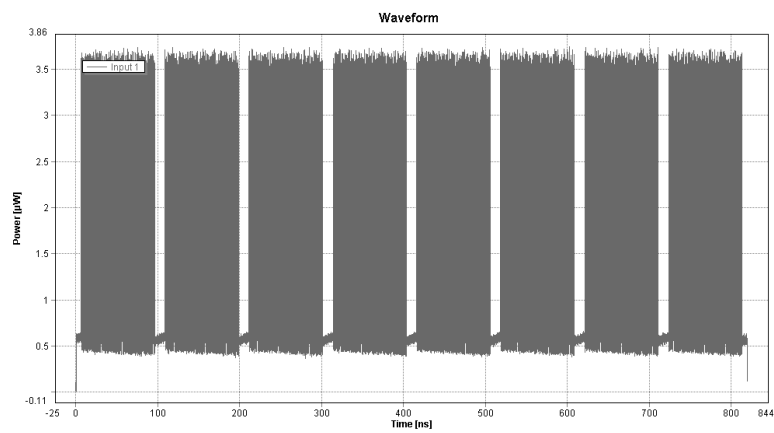
- **Output 4**



✓  $P_{out4}=0,042\mu\text{Watt}$

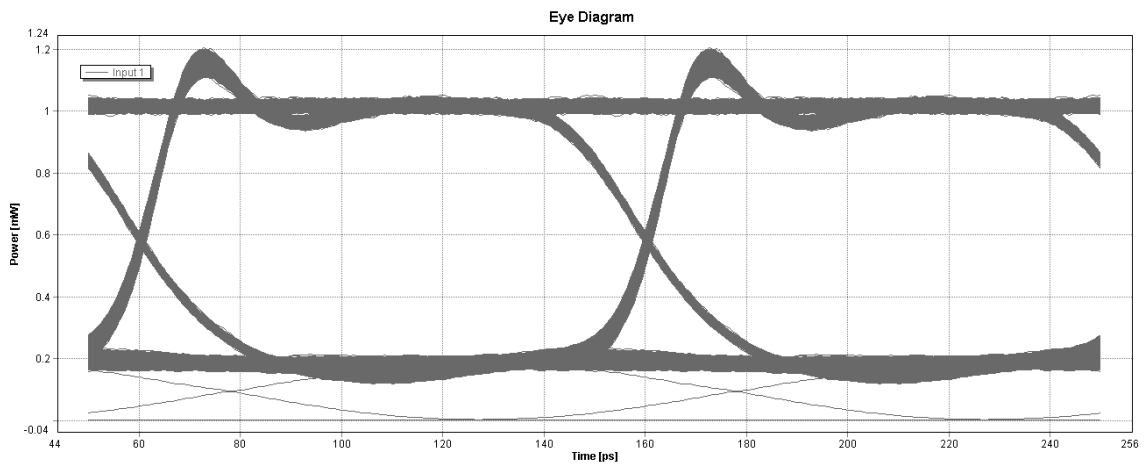
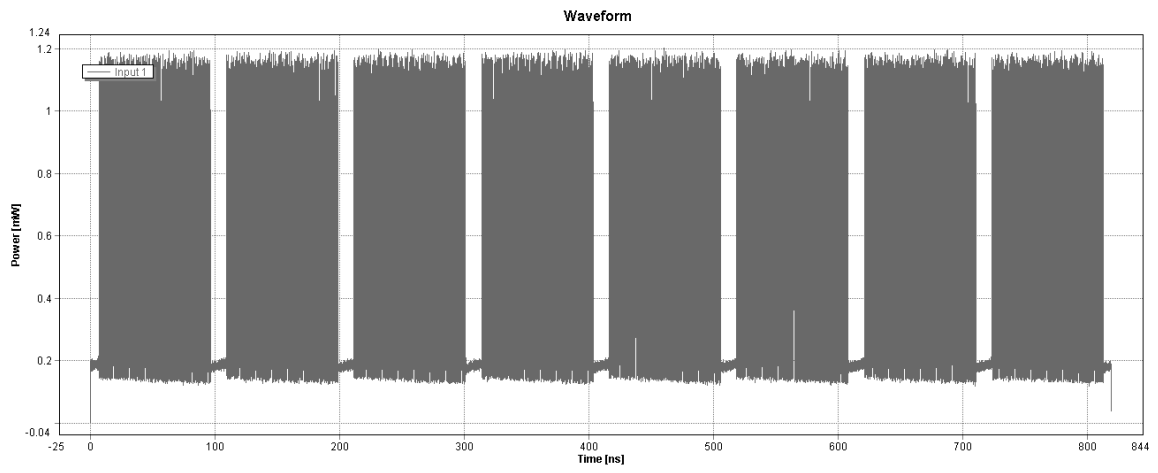
➤ **Δρομολόγηση στην έξοδο 2**

- **Output 1**



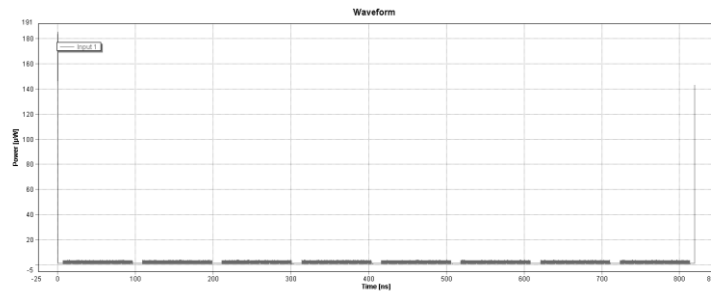
✓  $P_{out1}=1,72\mu\text{Watt}$

- **Output 2**



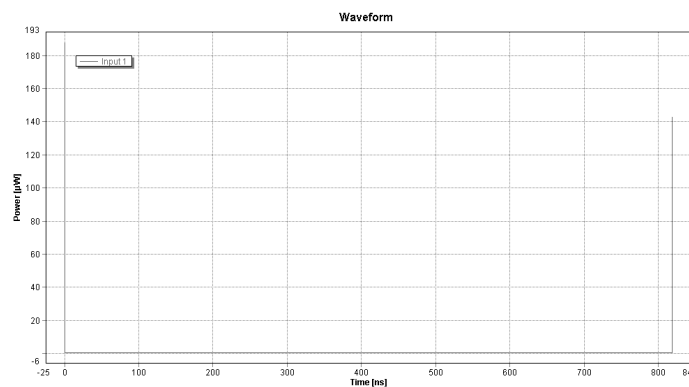
✓  $P_{out2}=0,549\text{mWatt}$

- **Output 3**



✓  $P_{out3}=1,65\mu\text{Watt}$

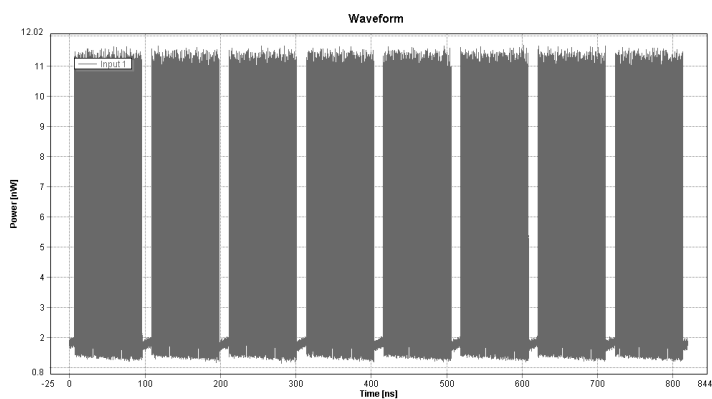
- **Output 4**



✓  $P_{out4}=0,041\mu\text{Watt}$   
[118]

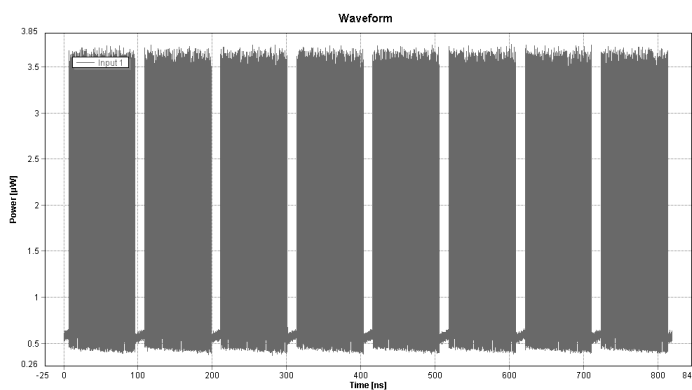
➤ Δρομολόγηση στην έξοδο 3

- *Output 1*



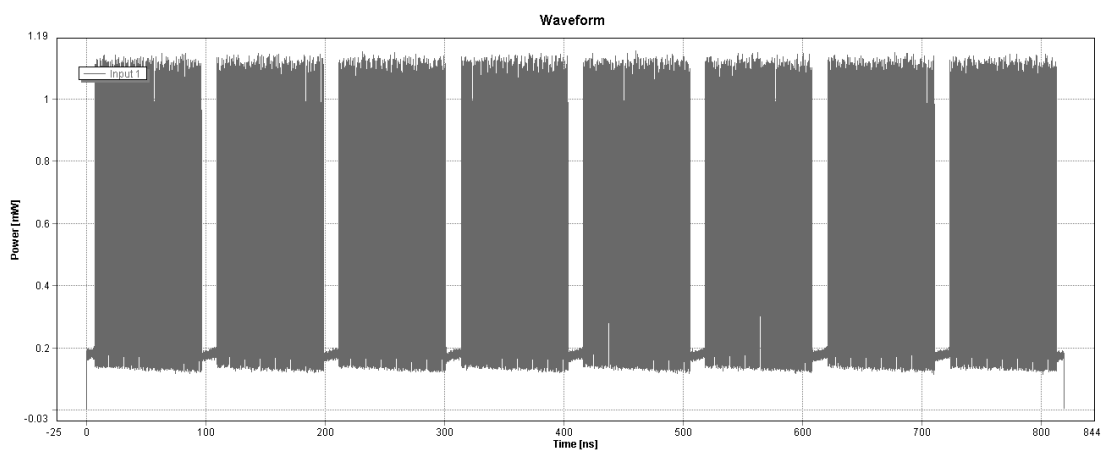
✓  $P_{out1}=5,35\text{nWatt}$

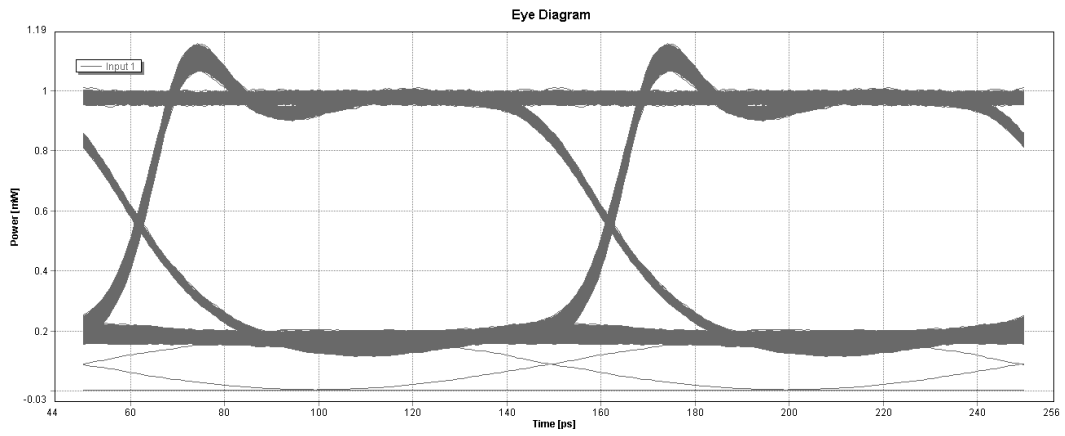
- *Output 2*



✓  $P_{out2}=1,72\text{Watt}$

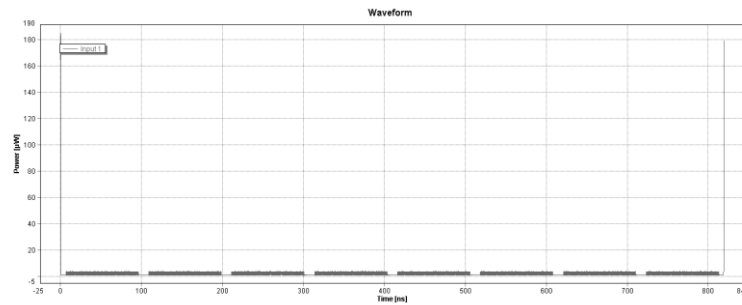
- *Output 3*





✓  $P_{out3}=0,526\text{Watt}$

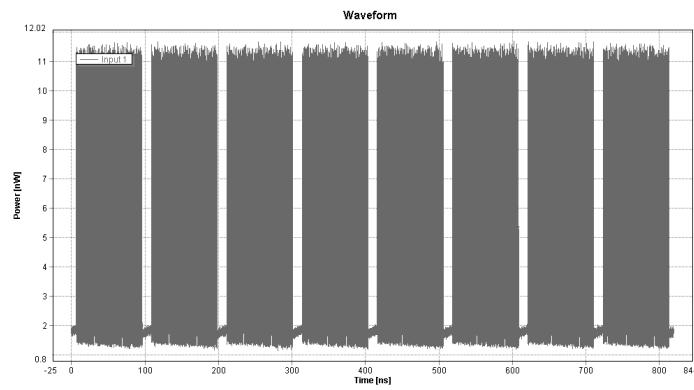
- **Output 4**



✓  $P_{out4}=1,68\mu\text{Watt}$

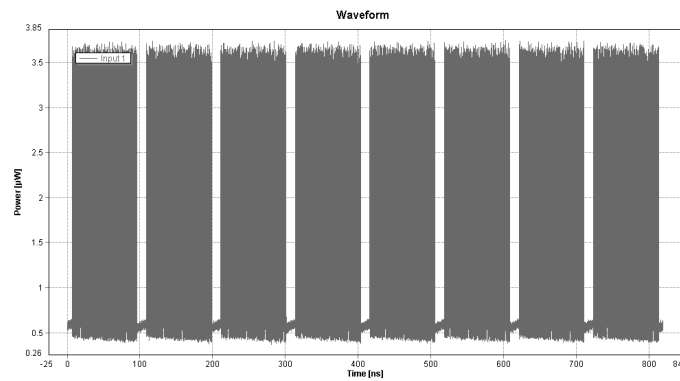
➤ Δρομολόγηση στην έξοδο 4

- **Output 1**



✓  $P_{out1}=5,36\text{nWatt}$

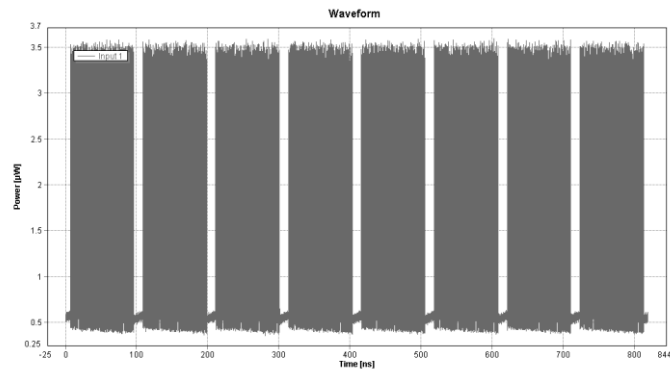
- **Output 2**



✓  $P_{out2}= 1,72\mu\text{Watt}$

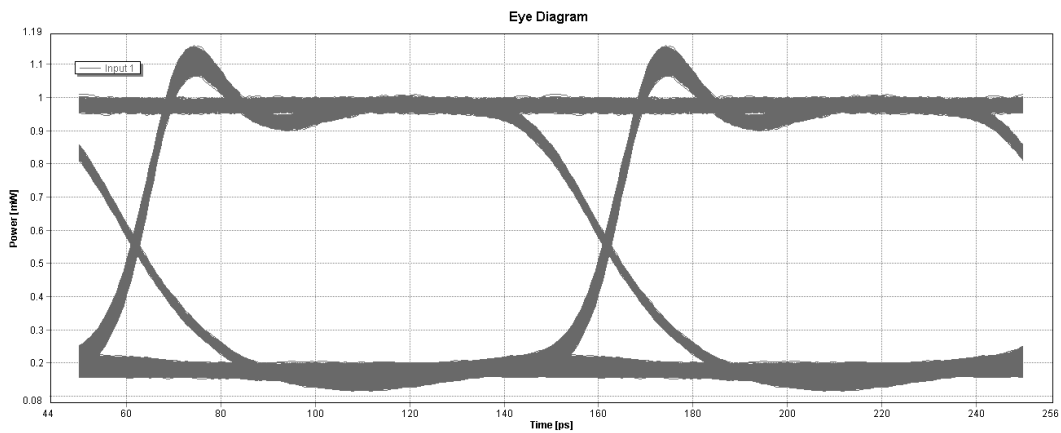
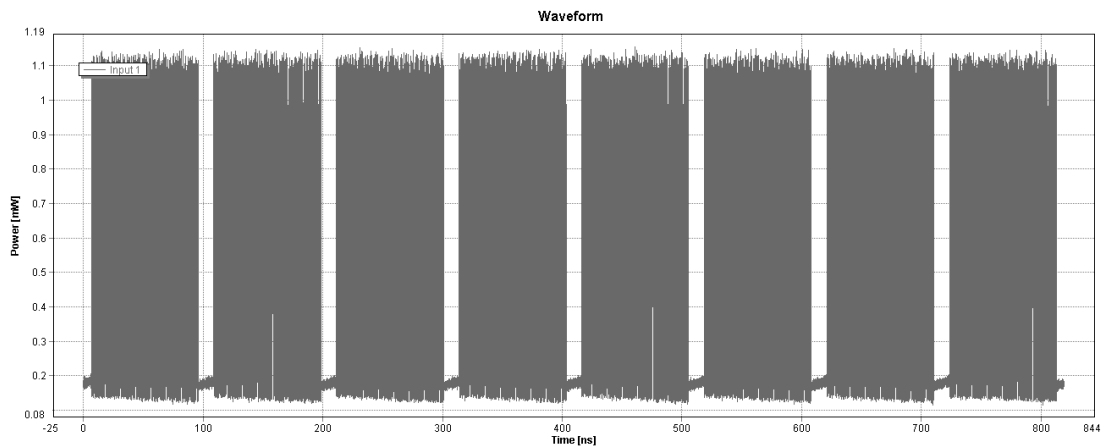


- **Output 3**



✓  $P_{out3}=1,64\mu\text{Watt}$

- **Output 4**



✓  $P_{out4}=0,527\text{mWatt}$

Η ανάλυση των αποτελεσμάτων θα γίνει με τον ίδιο τρόπο που έγινε και στο προηγούμενο κεφάλαιο με σκοπό την καταγραφή των απωλειών που σημειώνονται στην ισχύ του σήματος εισόδου και την συγκριτική επισκόπηση των αποτελεσμάτων της υλοποίησης του οπτικού διακόπτη σε σχέση με τη τεχνολογία KIT-AMO. Στον παρακάτω πίνακα συγκεντρώνονται οι τιμές ισχύος που λάβαμε από τις παραπάνω προσομοιώσεις καθώς και οι απώλειες που εμφανίζει ο διακόπτης σε κάθε περίπτωση. Υπενθυμίζεται ότι η ισχύς εξόδου εμφανίζει μία μείωση της τάξης των  $P_{in} - P_{out}$ , ενώ οι απώλειες σε dB προκύπτουν με την εφαρμογή του ακόλουθου τύπου των απωλειών:  $P_{losses}(dB) = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right)$ .

|                           | <b>Power<br/>(mWatt)</b> | <b>Losses<br/>(dB)</b> |
|---------------------------|--------------------------|------------------------|
| <b>Input</b>              | 2,56                     | -                      |
| <b>Routing in output1</b> | 0,548                    | 6,695                  |
| <b>Routing in output2</b> | 0,549                    | 6,687                  |
| <b>Routing in output3</b> | 0,526                    | 6,873                  |
| <b>Routing in output4</b> | 0,527                    | 6,864                  |

Βασιζόμενοι τώρα στα χαρακτηριστικά που δοθήκαν από την PhoxTrot (Πίνακας 11) υπολογίζεται η αναμενόμενη τιμή των απωλειών για το χειρότερο σενάριο δρομολόγησης, δηλαδή μεταφορά του πακέτου από την Input1 στην Output4, σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του δοθέντος project της Phox-Trot. Σε αυτή την περίπτωση το πακέτο εισόδου θα περάσει κατά τη διαδρομή του τέσσερις 2×2 συζεύκτες (MMI Couplers), δύο διαμορφωτές φάσης (PM), κυματοδηγό μήκους 1mm μέσα στα δύο MZIs και κυματοδηγό μήκους 1,1mm κατά τη μετάβαση από το πρώτο στο δεύτερο επίπεδο MZI, έναν οπτικό σταυροειδή συζεύκτη (Silicon Crossing). Προσθέτουμε επιπλέον και τις απώλειες διάδοσης του σήματος λόγω της διέλευσής του μέσα από το MZI που υπολογίστηκαν έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό "πραγματικό" extinction ratio σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του PhoxTrot (βλέπε κεφάλαιο 3.3.7.2). Προκύπτει:

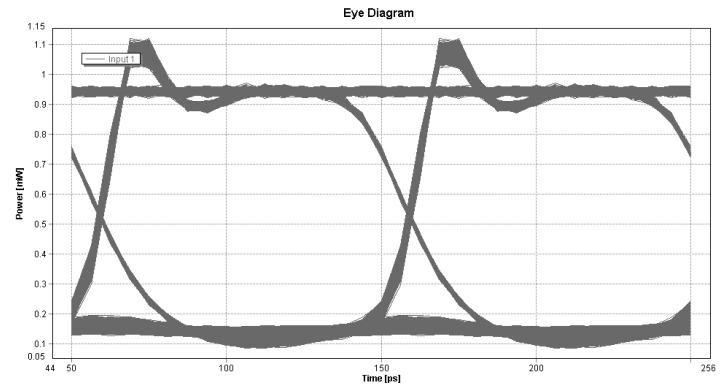
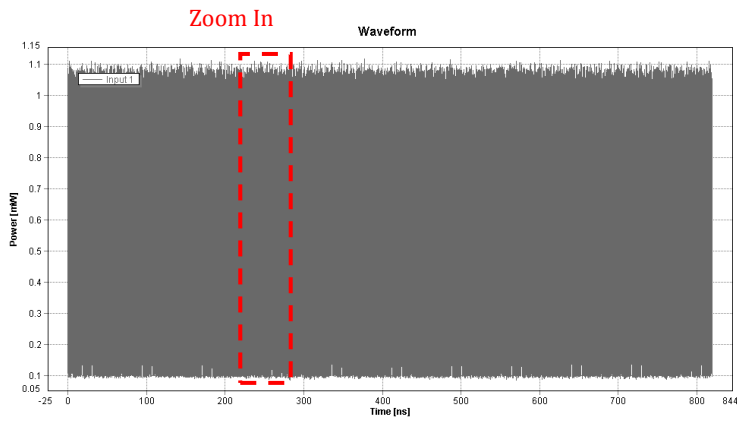
$$4 \times \{2 \times 2 \text{ MMI Couplers}\} + 2 \times \{\text{PM}\} + 2 \times 1 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + 1,1 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + \{90^\circ \text{ Silicon Crossing}\} + 2 \times \{\text{Att.MZI}\} = 4 \times 0,25 \text{dB} + 2 \times 2 \text{dB} + 2 \times 1 \text{mm} \times 0,25 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 1,1 \text{mm} \times 0,25 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 0,15 \text{dB} + 2 \times 0,972 \text{dB} = 7,719 \text{dB}.$$

#### 4.3.2. Συνεχή ροή εισόδου

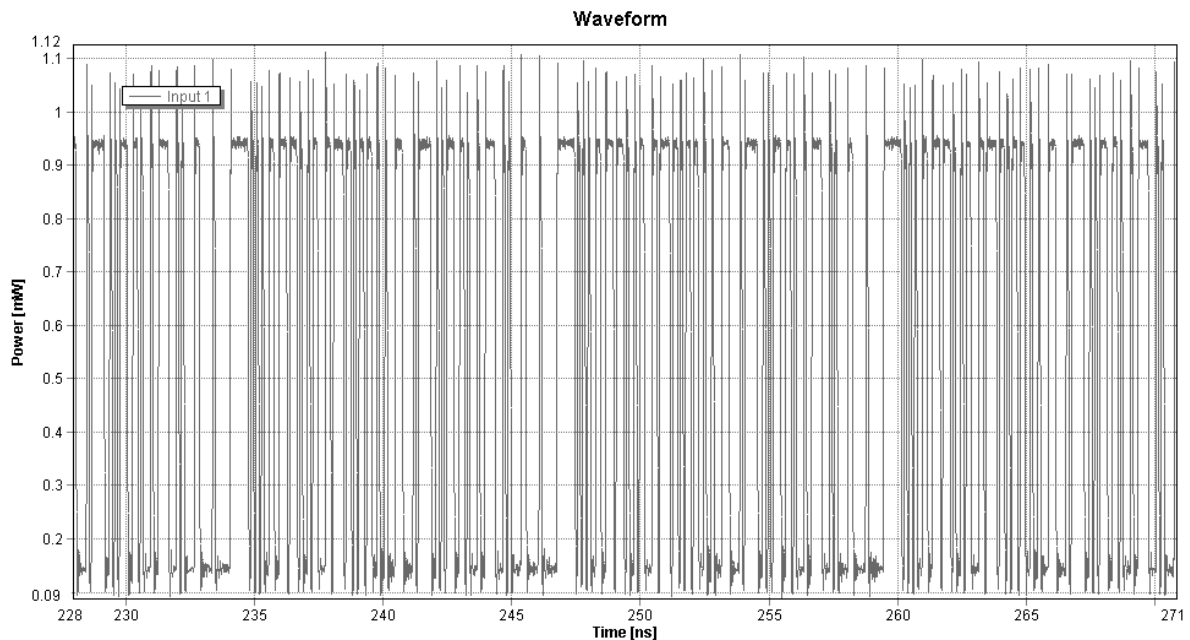
Όμοια με το κεφάλαιο 4.2.3. τρέχουμε την προσομοίωση της κυκλωματικής διάταξης του διακόπτη για συνεχή ροή δεδομένων εισόδου (PRBS\_N, N=7). Λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα- παρατίθενται μόνο τα αποτελέσματα για τις θύρες εξόδου· η είσοδος παραμένει η ίδια-βλέπε κεφάλαιο 4.2.2.:

- **Έξοδος Out1-Out3 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου**
- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος της εξόδου Out1, η οποία είναι της τάξης των 5,5nWatt, μια τιμή μηδαμινή όπως και αναμενόταν μια και όλη η πληροφορία εισόδου δρομολογείται στην τελευταία έξοδο του διακόπτη.
- ✓ Η μέση τιμή της θύρας εξόδου Out2 & Out3 μετράται ίση με 1,76μWatt.

- Έξοδος Out4 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου



- Έξοδος Out4 - Συνεχή ροή δεδομένων εισόδου-Zoom In



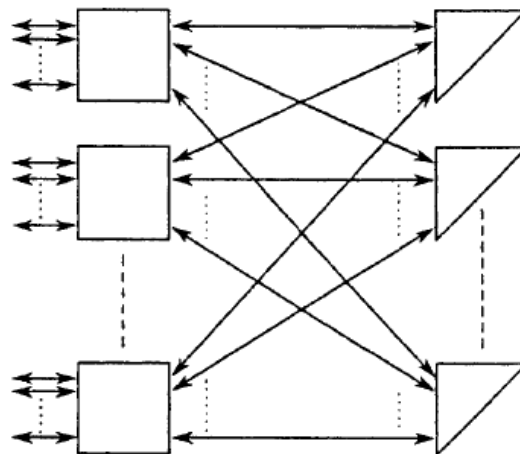
- ✓ Με τη βοήθεια ενός Power Meter μετράται η μέση τιμή της ισχύος εισόδου της τάξης των 0,544mWatt. Το 0 είναι μετατοπισμένο στο 0,135mWatt, ενώ η μέγιστη τιμή εξόδου των OOK παλμών προκύπτει στα 0,944mWatt. Το overshoot λαμβάνει τιμές γύρω στα 0,13mWatt.

Η ισχύς των δεδομένων εισόδου μειώνεται κατά τη διαδρομή αυτών από την είσοδο έως την έξοδο κατά  $(P_{in}-P_{out}=2,64-0,544=)2,096\text{mWatt}$ . Η ισχύς σημειώνει απώλειες της τάξης των:  $P_{losses}(dB) = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) = 6,86\text{dB}$ .

## 4.4. Scaling up

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μία θεωρητική μελέτη της κλιμάκωσης του διακόπτη και κατά πόσο είναι εφικτή η υλοποίηση μιας συνθετότερης δομής λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες που προκύπτουν από μία πιο σύνθετη συνδεσμολογία. Δομικό στοιχείο της δομής αυτής θα είναι ο 4x4 διακόπτης που μελετήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Θα προηγηθεί ωστόσο μία συνοπτική παρουσίαση των τεχνικών διασύνδεσης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν με σκοπό την κλιμάκωση της βασικής δομής του 4x4 διακόπτη και τα χαρακτηριστικά που αυτές παρουσιάζουν.

Βασικό πρότυπο διασύνδεσης των επιμέρους σταδίων ενός δικτύου αποτελεί η διασύνδεση "perfect shuffle", η οποία παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον ως λύση για ένα μεγάλο αριθμό υπολογιστικών προβλημάτων λόγω της στενά διασυνδεδεμένης παράλληλης επεξεργασίας και έχει ήδη παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 4.1. Ένα μονό στάδιο της εφαρμογής του "perfect shuffle" απεικονίζεται στην Εικόνα 102. Αποτελείται από το μοτίβο των ζεύξεων διασύνδεσης "perfect shuffle" ακολουθούμενο από ένα απλό στάδιο από μεταγωγικά στοιχεία. Για να ολοκληρωθεί το δίκτυο διασύνδεσης κάθε έξοδος αποθηκεύεται προσωρινά και ανατροφοδοτεί την αντίστοιχη είσοδο. Με αυτόν τον τρόπο τα πακέτα δεδομένων επανακυκλοφορούν μέσα στη δομή αυτή μέχρι να βγουν από την επιθυμητή έξοδο. Εάν πολλαπλά αντίγραφα του ενός σταδίου κλιμακωθούν, το ένα στάδιο ενός δικτύου διασύνδεσης κλιμακώνεται στο επονομαζόμενο "multi-stage shuffle exchange". Τα δεδομένα δεν απαιτούνται πλέον να κυκλοφορούν μέσα από το δίκτυο αλλά περνούν από τη πλευρά της εισόδου στην πλευρά της εξόδου. Τα δίκτυα που έχουν ξεχωριστές πλευρές εισόδου και εξόδου ονομάζονται, όπως έχει ήδη αναφερθεί, "two-sided" και έχουν εφαρμογή σε μια πληθώρα υπολογιστικών εφαρμογών. Ωστόσο, να σημειωθεί ότι "single-sided" δίκτυα διασύνδεσης πολλαπλών σταδίων είναι επίσης εφικτά. Στην Εικόνα 105 απεικονίζεται μία single-sided Clos δομή. Τόσο οι διακόπτες όσο και οι μεταξύ τους συνδέσεις είναι διπλής κατεύθυνσης και όλες οι συνδέσεις στο δίκτυο μπορούν να λειτουργήσουν τόσο σαν εισοδοί όσο και σαν εξοδοί. Η αρχιτεκτονική της γρήγορης μεταγωγής πακέτων TDM (TDM bus fast packet switch) προτείνει τη χρήση ενός δικτύου μονής πλευράς, ωστόσο για ένα πιο γρήγορο σχεδιασμό μεταγωγής πακέτων χρησιμοποιείται το δίκτυο διασύνδεσης πολλαπλών σταδίων διπλής πλευράς.

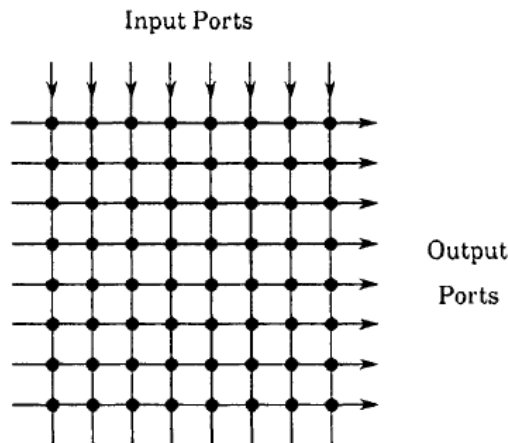


**Εικόνα 105:** Δίκτυο Clos (single-sided)

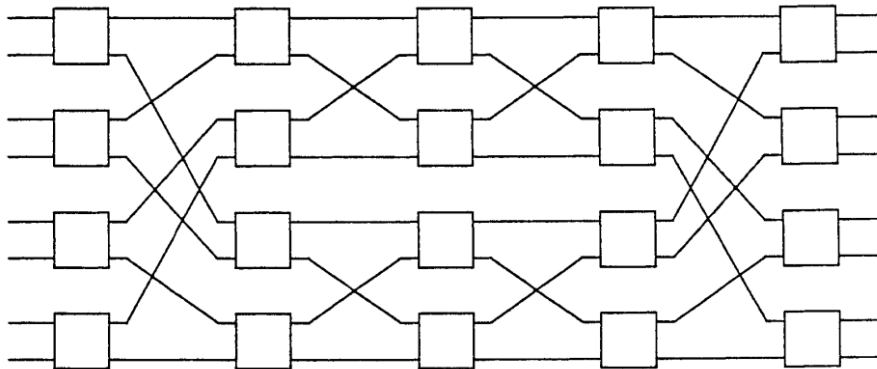
## Χαρακτηριστικά αποκλεισμού

Τα δίκτυα διασύνδεσης πολλαπλών σταδίων μπορούν να ταξινομηθούν περαιτέρω σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά αποκλεισμού που παρουσιάζουν, χαρακτηριστικά που αντικαθρεπτίζονται στη διεκπεραιωτική ικανότητα του διακόπτη και συνεισφέρουν στην κίνηση των δεδομένων με τη τυχαία διανομή του προορισμού των πακέτων.

Ένα δίκτυο που είναι πάντα σε θέση να συνδέει μία ελεύθερη είσοδο σε μία ελεύθερη έξοδο, ανεξαρτήτως των συνδέσεων που εγκαθίστανται κατά μήκος του δικτύου, ονομάζεται *non-blocking* ή *δίκτυο μη-αποκλεισμού*. Τα Crossbar (Εικόνα 106) και Clos (Εικόνα 105) δίκτυα είναι και τα δύο παραδείγματα non-blocking δικτύων. Ένα τέτοιο δίκτυο μπορεί να απαιτεί την αναδιάταξη των υπάρχοντων συνδέσεων τότε ονομάζεται "rearrangeable non-blocking" ή δίκτυο μη-αποκλεισμού ανακατανομής. Το δίκτυο Benes (Εικόνα 107) είναι ένα παράδειγμα τέτοιου δικτύου.



Εικόνα 106: Γενική απεικόνιση ενός δικτύου crossbar



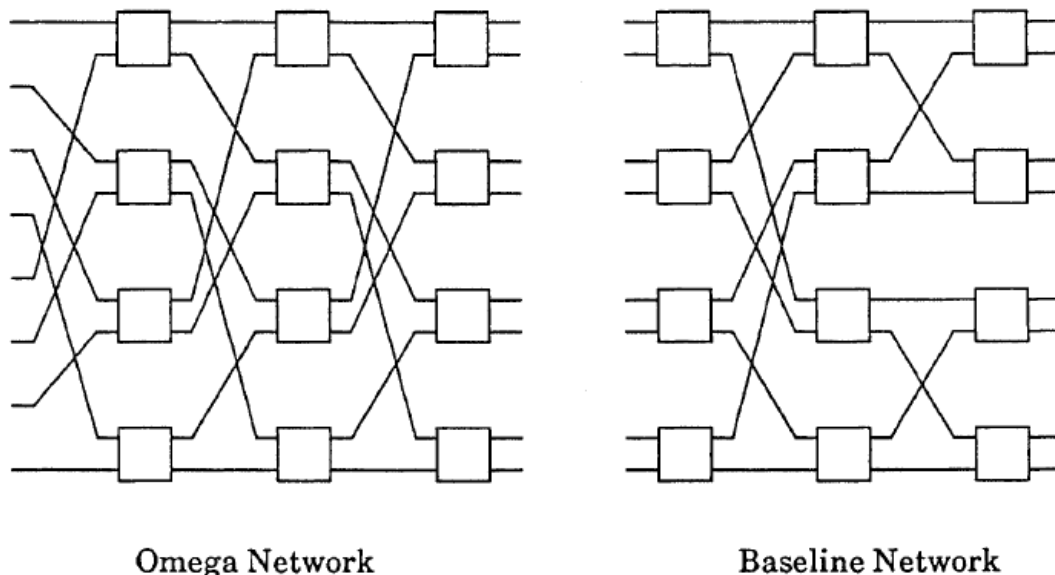
Εικόνα 107: 8x8 Benes δίκτυο αποτελούμενο από 2x2 μεταγωγικά στοιχεία

Ένα δίκτυο ονομάζεται *blocking* ή *αποκλεισμού* όταν μία οποιαδήποτε ελεύθερη έξοδος είναι μη διαθέσιμη σε μία οποιαδήποτε ελεύθερη είσοδο εξαιτίας οι υπάρχουσες συνδέσεις εμποδίζουν ένα μονοπάτι σύνδεσης να πραγματοποιηθεί κατά μήκος του δικτύου. Τα δίκτυα Banyan είναι δίκτυα αποκλεισμού της κίνησης με μία τυχαία διανομή των προορισμών.

### - Δίκτυο Delta

Το δίκτυο Delta είναι ένα δίκτυο διασύνδεσης πολλαπλών σταδίων και μπορεί να οριστεί σαν ένα υποσύνολο της κατηγορίας των συνηθών Banyan δικτύων με την ιδιότητα της αυτοδρομολόγησης. Τα δίκτυα ορίζουν λοιπόν μία κατηγορία δικτύων διασύνδεσης τα οποία περιλαμβάνουν τα SW-banyan, τα δίκτυα Omega, τα δίκτυα IP, τα δίκτυα Indirect Binary n-Cube, Baseline και τα Reverse Baseline, τα οποία έχουν αποδειχθεί ισοδύναμα μεταξύ τους ως προς την τοπολογία τους. Ο όρος "multi-stage

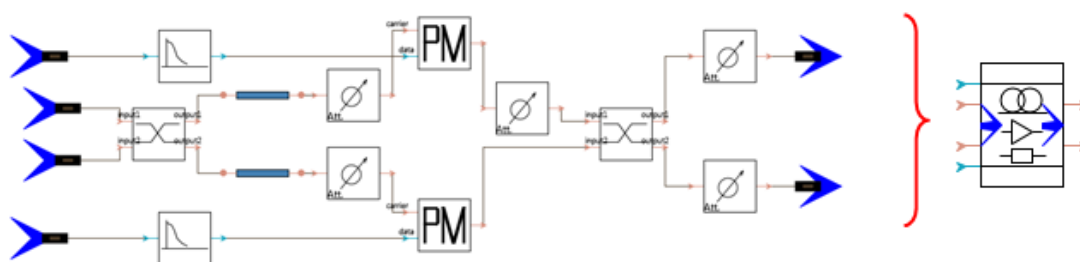
shuffle exchange" αναφέρεται και σε αυτή την κατηγορία δικτύων. Γενικά η σύνδεση μεταξύ των επιμέρους σταδίων ενός Delta δικτύου είναι διαφορετική με το μοτίβο της σύνδεσης να είναι αυτό που οδηγεί στην ικανότητα της αυτό-δρομολόγησης. Ένα δίκτυο Delta που παρουσιάζει ενδιαφέρον είναι το ορθογώνιο στο οποίο η σύνδεση (shuffle) μεταξύ των επιμέρους σταδίων είναι ιδανική. Αυτό στην πραγματικότητα σχηματίζει το δίκτυο Omega και εάν κατασκευάζεται από 2x2 μεταγωγικά στοιχεία τότε το εν λόγω shuffle γίνεται το γνωστό "perfect shuffle". Στη συνέχεια παρατίθενται δύο παραδείγματα 8x8 Delta δικτύων, κατασκευασμένων από 2x2 μεταγωγικά στοιχεία. Πρόκειται για το δίκτυο Omega και το δίκτυο Baseline:



**Εικόνα 108:** Παραδείγματα 8x8 δικτύων delta με 2x2 μεταγωγικά στοιχεία

Όπως προκύπτει ένα δίκτυο μη-αποκλεισμού απαιτεί περισσότερα μεταγωγικά στοιχεία και διασυνδέσεις απ' ό,τι ένα δίκτυο μη-αποκλεισμού αναδιανομής, το οποίο με τη σειρά του απαιτεί περισσότερα απ' ό,τι ένα δίκτυο αποκλεισμού. Επιπλέον η διεκπεραιωτική ικανότητα της γρήγορης μεταγωγής των πακέτων εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά αποκλεισμού του σχεδιασμού του διακόπτη. Θα πρέπει να αναφερθεί εδώ ότι ένα δίκτυο μη-αποκλεισμού αναδιανομής προσφέρει χαρακτηριστικά και απόδοση non-blocking μόνο εάν διατίθεται ένας κεντρικός αλγόριθμος ελέγχου ώστε να εκτελεί την αναδιάταξη αυτή των συνδέσεων. Για γρήγορη ωστόσο μεταγωγή των πακέτων μόνο διανεμημένοι αλγόριθμοι μπορούν να εφαρμοστούν.

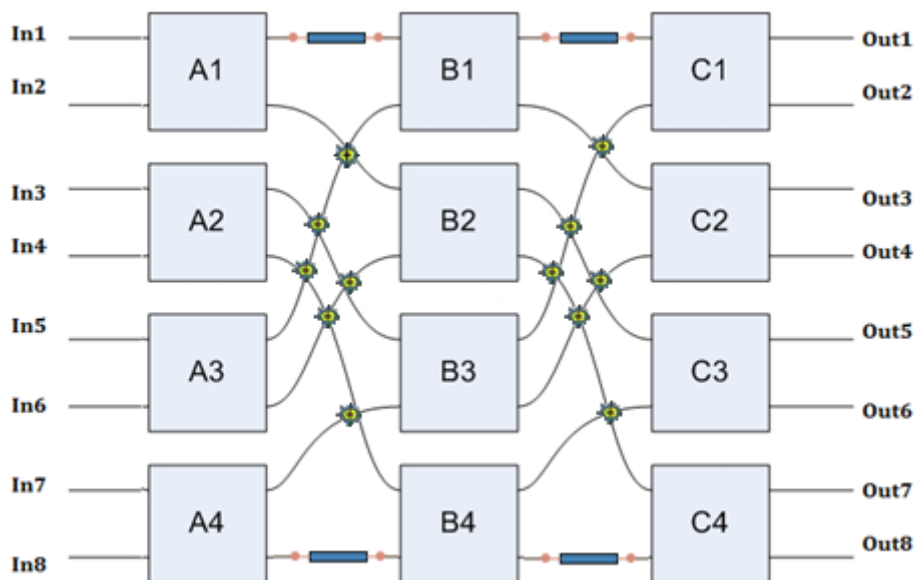
Στο κεφάλαιο αυτό και στα πλαίσια της θεωρητικής μελέτης της κλιμάκωσης του διακόπτη θα γίνει η σύνδεση των μοντελοποιημένων συμβολομέτρων Mach-Zehnder στη συνθετότερη δομή του δικτύου Omega που παρουσιάστηκε στην Εικόνα 108 (αριστερά). Ο 2x2 διακόπτης Mach-Zehnder όπως μοντελοποιήθηκε στο κεφάλαιο 3.3.7. παρατίθεται για γρήγορη αναφορά:



Στη συνέχεια παρατίθεται το 8x8 δίκτυο Omega στο οποίο θα βασιστεί και η ανάλυση του κεφαλαίου. Όπως διαφαίνεται από την παρακάτω σχηματική απεικόνιση οι έξοδοι κάθε σταδίου συνδέονται με τις εισόδους του επόμενου σταδίου με τη λογική διασύνδεσης της "τέλειας ανάμιξης". Όπου  $A_i$  ( $i=1..4$ ),

$B_i(i=1..4)$  και  $C_i(i=1..4)$  οι δομικές μονάδες των  $2 \times 2$  διακοπών Mach-Zehnder του πρώτου, του δεύτερου και του τρίτου σταδίου του σύνθετου  $8 \times 8$  διακόπτη. Σε όρους δυαδικής αναπαράστασης, κάθε στάδιο της "τέλειας ανάμιξης" μπορεί να θεωρηθεί ως ένα λογικός κύκλος αριστερής προώθησης. Αντίστοιχα με την ανάλυση που έγινε στο κεφάλαιο 3.1 παρατίθεται ο πίνακας μονοπατιών δρομολόγησης (

Πίνακας 13). Στο εσωτερικό των παρενθέσεων παρατίθενται οι καταστάσεις λειτουργίας του διακόπτη. Τα σήματα εισόδου θα πρέπει να περάσουν αναγκαστικά από τρία στοιχεία μεταγωγής MZI κατά τη μετάδοσή τους προς τις θύρες εξόδου.



Εικόνα 109: Σχηματική απεικόνιση  $8 \times 8$  διακόπτη (δίκτυο Omega)

|        |      | INPUT                 |                       |                       |                       |                       |                       |                       |                       |
|--------|------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
|        |      | In1                   | In2                   | In3                   | In4                   | In5                   | In6                   | In7                   | In8                   |
| OUTPUT | Out1 | A1(1),B1(1),<br>C1(1) | A1(0),B1(1),<br>C1(1) | A2(1),B3(1),<br>C1(0) | A2(0),B3(1),<br>C1(0) | A3(1),B1(0),<br>C1(1) | A3(0),B1(0),<br>C1(1) | A4(1),B3(0),<br>C1(0) | A4(0),B3(0),<br>C1(0) |
|        | Out2 | A1(1),B1(1),<br>C1(0) | A1(0),B1(1),<br>C1(0) | A2(1),B3(1),<br>C1(1) | A2(0),B3(1),<br>C1(1) | A3(1),B1(0),<br>C1(0) | A3(0),B1(0),<br>C1(0) | A4(1),B3(0),<br>C1(1) | A4(0),B3(0),<br>C1(1) |
|        | Out3 | A1(1),B1(0),<br>C2(1) | A1(0),B1(0),<br>C2(1) | A2(1),B3(0),<br>C2(0) | A2(0),B3(0),<br>C2(0) | A3(1),B1(1),<br>C2(1) | A3(0),B1(1),<br>C2(1) | A4(1),B3(1),<br>C2(0) | A4(0),B3(1),<br>C2(0) |
|        | Out4 | A1(1),B1(0),<br>C2(0) | A1(0),B1(0),<br>C2(0) | A2(1),B3(0),<br>C2(1) | A2(0),B3(0),<br>C2(1) | A3(1),B1(1),<br>C2(0) | A3(0),B1(1),<br>C2(0) | A4(1),B3(1),<br>C2(1) | A4(0),B3(1),<br>C2(1) |
|        | Out5 | A1(0),B2(1),<br>C3(1) | A1(1),B2(1),<br>C3(1) | A2(0),B4(1),<br>C3(0) | A2(1),B4(1),<br>C3(0) | A3(0),B2(0),<br>C3(0) | A3(1),B2(0),<br>C3(1) | A4(0),B4(1),<br>C3(0) | A4(1),B4(0),<br>C3(0) |
|        | Out6 | A1(0),B2(1),<br>C3(0) | A1(1),B2(1),<br>C3(0) | A2(0),B4(1),<br>C3(1) | A2(1),B4(1),<br>C3(1) | A3(0),B2(0),<br>C3(1) | A3(1),B2(0),<br>C3(0) | A4(0),B4(1),<br>C3(1) | A4(1),B4(0),<br>C3(1) |
|        | Out7 | A1(0),B2(0),<br>C4(1) | A1(1),B2(0),<br>C4(1) | A2(0),B4(0),<br>C4(0) | A2(1),B4(0),<br>C4(0) | A3(0),B2(1),<br>C4(1) | A3(1),B2(1),<br>C4(1) | A4(0),B4(0),<br>C4(0) | A4(1),B4(1),<br>C4(0) |
|        | Out8 | A1(0),B2(0),<br>C4(0) | A1(1),B2(0),<br>C4(0) | A2(0),B4(0),<br>C4(1) | A2(1),B4(0),<br>C4(1) | A3(0),B2(1),<br>C4(0) | A3(1),B2(1),<br>C4(0) | A4(0),B4(0),<br>C4(1) | A4(1),B4(1),<br>C4(1) |

Πίνακας 13: Μονοπάτια δρομολόγησης του  $8 \times 8$  διακόπτη

Ο υπολογισμός των απωλειών που εισάγονται στο σήμα θα γίνει για το χειρότερο "σενάριο" δρομολόγησης κατά το οποίο το σήμα εισόδου εισέρχεται από την πρώτη είσοδο της δομής (In1) και εξέρχεται από την τελευταία έξοδο (Out4) και για τις δύο διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης. Στην περίπτωση λοιπόν του χειρότερου "σεναρίου" δρομολόγησης το πακέτο εισόδου θα περάσει κατά τη διαδρομή του έξι 2x2 συζεύκτες (MMI Couplers), τρεις διαμορφωτές φάσης (PM), κυματοδηγό μήκους αντίστοιχου με τα specs της τεχνολογίας υλοποίησης μέσα στα τρία MZIs και κυματοδηγό συνολικού προσεγγιστικού μήκους 2mm κατά τη μετάβαση από το πρώτο στο δεύτερο και από το δεύτερο στο τρίτο επίπεδο MZIs, τέσσερις οπτικούς σταυροειδείς συζεύκτες (Silicon Crossing). Προσθέτουμε τέλος και τις επιπλέον απώλειες του MZI που υπολογίστηκαν έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό "πραγματικό" extinction ratio σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά της PhoxTrot (βλέπε κεφάλαιο 3.3.7.2).

#### - **Τεχνολογία UPVLC**

Σύμφωνα με τα δοθέντα χαρακτηριστικά της τεχνολογία UPVLC και με βάση την παραπάνω ανάλυση προκύπτουν οι εξής απώλειες:

$$6 \times \{2 \times 2 \text{ MMI Couplers}\} + 3 \times \{\text{PM}\} + 3 \times 1,75 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + 2 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + 4 \times \{90^\circ \text{ Silicon Crossing}\} + 3 \times \{\text{Att.MZI}\} = 6 \times 0,5 \text{dB} + 3 \times 1,75 \text{dB} + 3 \times 1,75 \text{mm} \times 0,3 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 2 \text{mm} \times 0,3 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 4 \times 0,16 \text{dB} + 3 \times 1,141 \text{dB} = 14,488 \text{dB}$$

Από τη μελέτη απόκρισης του 4x4 διακόπτη της υπό μελέτης τεχνολογίας UPVLC για συνεχή ροή δεδομένων, όπου η ισχύς σημειώνει απώλειες της τάξης των 8,07dB, προκύπτει ότι εδώ έχουμε αύξηση των απωλειών κατά (14,488-8,07=)6,418dB ή κατά 80% περίπου. Συμπερασματικά με την προσθήκη ενός επιπλέον σταδίου και με σύνδεση Omega οι απώλειες του σήματος εισόδου σχεδόν διπλασιάζονται.

#### - **Τεχνολογία KIT-AMO**

Αντίστοιχα σύμφωνα με τα δοθέντα χαρακτηριστικά της τεχνολογία KIT-AMO και με βάση την παραπάνω ανάλυση προκύπτουν οι εξής απώλειες:

$$6 \times \{2 \times 2 \text{ MMI Couplers}\} + 3 \times \{\text{PM}\} + 3 \times 1 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + 2 \text{mm} \times \{\text{Silicon Waveguide}\} + 4 \times \{90^\circ \text{ Silicon Crossing}\} + 3 \times \{\text{Att.MZI}\} = 6 \times 0,25 \text{dB} + 3 \times 2 \text{dB} + 3 \times 1 \text{mm} \times 0,25 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 2 \text{mm} \times 0,25 \frac{\text{dB}}{\text{mm}} + 4 \times 0,15 \text{dB} + 3 \times 0,972 \text{dB} = 12,266 \text{dB}$$

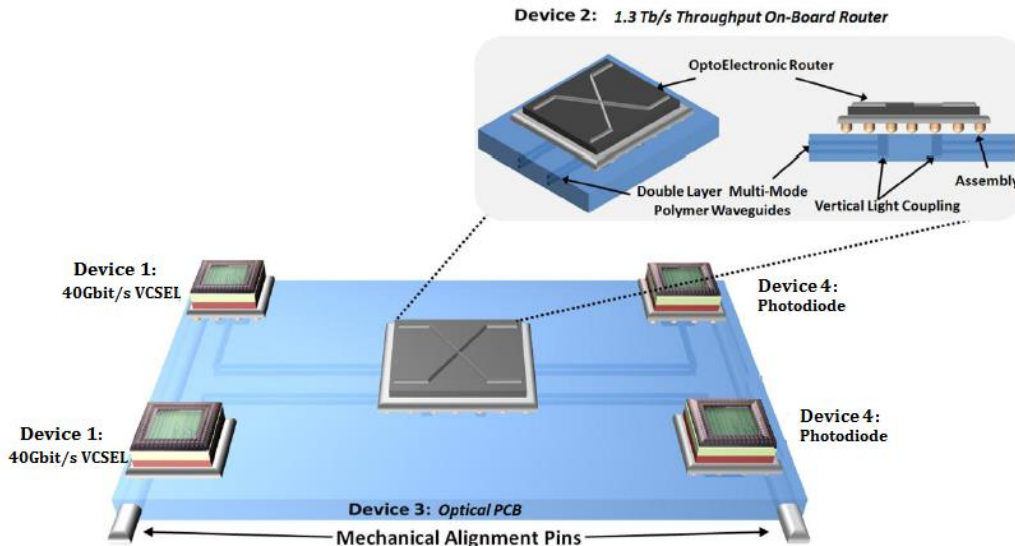
Εδώ η μελέτη απόκρισης του 4x4 διακόπτη της τεχνολογίας KIT-AMO για συνεχή ροή δεδομένων σημειώνει απώλειες της τάξης των 6,86dB, όπως έχει προκύψει από τις προσομοιώσεις του κεφαλαίου 4.3.2. Προκύπτει λοιπόν ότι στη συνθετότερη δομή του 8x8 διακόπτη έχουμε αύξηση των απωλειών κατά (12,266-6,86=)5,406dB ή κατά 78% περίπου. Και εδώ η προσθήκη ενός επιπλέον σταδίου για το σχηματισμό του 8x8 διακόπτη δικτύου σύνδεσης Omega προσθέτει απώλειες σχεδόν διπλάσιες.



## 4.5. Power Budget

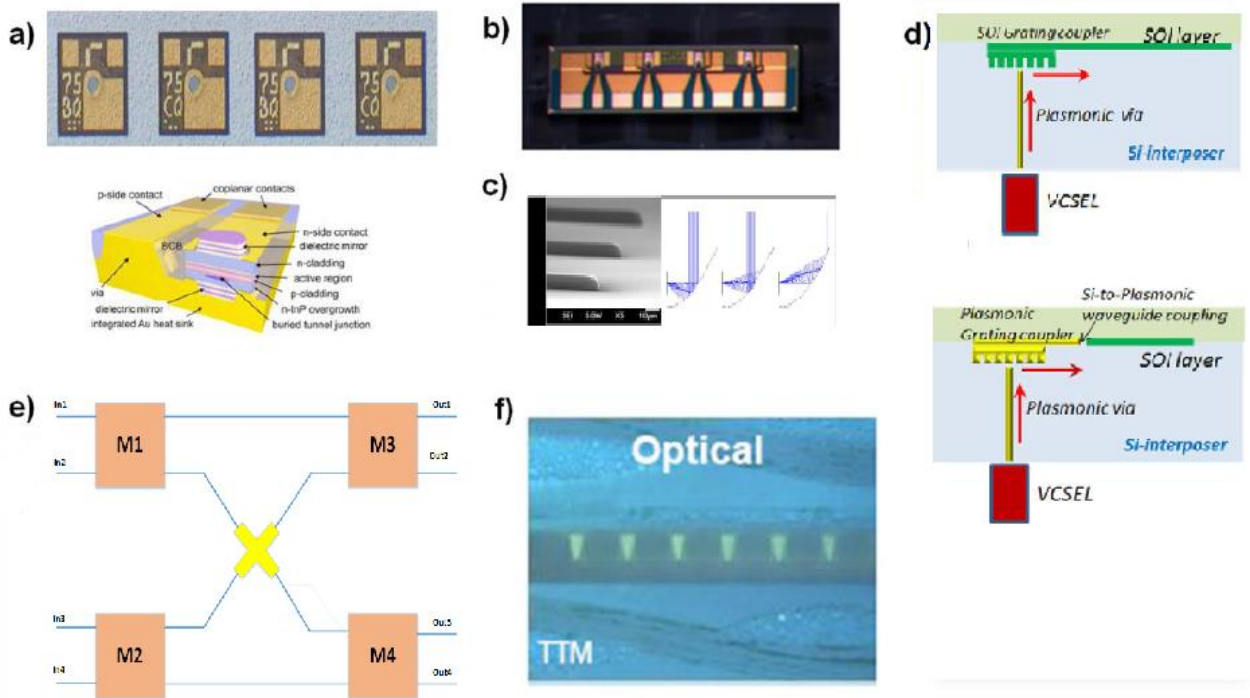
Στόχος της διπλωματικής αυτής είναι ο σχεδιασμός ενός οπτικού διακόπτη αξιοποιώντας τις state-of-the-art τεχνολογίες προς την κατεύθυνση της εξοικονόμησης ενέργειας και κόστους στις Tbps συνδέσεις επιπέδου chip-to-chip, board-to-board and rack-to-rack. Προς την κατεύθυνση αυτή, στην παραγραφή αυτή πραγματοποιείται μια αναλυτική μελέτη ισχύος μιας αμιγούς οπτικής ζεύξης που αποτελείται από πομπό, κυματοδηγούς, δέκτη και έναν 4x4 οπτικό διακόπτη πυριτίου, όπως αυτός παρουσιάστηκε προηγουμένως. Ο σχεδιασμός της ζεύξης είναι τέτοιος που να ικανοποιεί τις ανάγκες των σύγχρονων data centers και των αρχιτεκτονικών HPC [8].

Η υπο μελέτη οπτική ζεύξη φαίνεται στην Εικόνα 110. Περιλαμβάνει το οπτικό PCB, τα χαρακτηριστικά του οποίου δίνονται στον Πίνακα 6, τον οπτικό δρομολογητή (router) που μοντελοποιήθηκε στα πλαίσια στα προηγούμενα κεφάλαια καθώς και τους πομποδέκτες. Το οπτικό router θα τοποθετηθεί στο κέντρο του οπτικού PCB, το οποίο θα έχει διαστάσεις 210 x 297 mm, ενώ οι πομποδέκτες θα τοποθετηθούν στις θέσεις όπως αυτές διαφαινούνται στην Εικόνα 110. Στην Εικόνα 111 παρατίθεται ένα snapshot των δομικών μονάδων που θα χρησιμοποιηθούν για την παρούσα μελέτη, τα χαρακτηριστικά των οποίων έχουν παρουσιαστεί αναλυτικά στα προηγούμενα κεφάλαια.



**Εικόνα 110:** On-board οπτική διασύνδεση του 4x4 οπτικού δρομολογητή

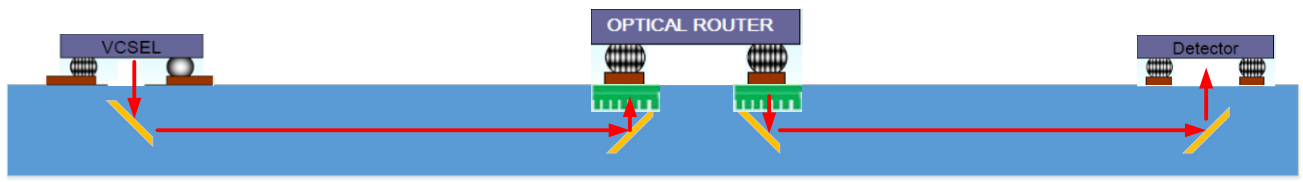
Για την ανάλυση που θα ακολουθήσει χρησιμοποιήθηκε αρχικά ως οπτικός δρομολογητής ο 4x4 οπτικός διακόπτης τεχνολογίας KIT-AMO (SOH), τα αποτελέσματα της μοντελοποίησης του οποίου παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 4.3. Το σήμα εισόδου από τη πηγή-VCSEL έως το δέκτη-Photodiode θα περάσει μέσα από τη διαδρομή που ορίζουν τα κόκκινα βέλη στο cross section της δομής που απεικονίζεται στην Εικόνα 112. Αν θεωρήσουμε ότι η διάδοση γίνεται κατά τη μικρή διάσταση του PCB (210mm), προβλέποντας χώρο τοποθέτησης της πηγής και της φωτοδιόδου 40mm αθροιστικά και δεδομένου ότι ο οπτικός δρομολογητής καταλαμβάνει χώρο προσεγγιστικά ίσο με 2,5mm<sup>2</sup> και κατά συνέπεια θα έχουμε μήκος διάδοσης μέσα στο διακόπτη ίσο με 2,5mm περίπου, υπολογίζουμε συνολικό μήκος διαδρομής του οπτικού σήματος μέσα στον οπτικό κυματοδηγό ίσο με περίπου 150mm ή 15 cm.



**Εικόνα 111:** a) state-of-the-art VCSEL arrays available by Vertilas and a layout of the 40Gb/s 1550nm VCSEL approach, b) state-of-the-art 25 Gb/s Surface Illuminated photodiodes available by Fraunhofer, to be upgraded to 40Gb/s speeds, c) spherical mirror design for increasing coupling efficiency with relaxed alignment accuracy requirements, d) electric-field amplitude distribution near a 11-ridge array grating coupler illuminated under the optimal conditions for SPP excitation, e) layout of the 4x4 on-chip switching matrix, f) PCB-embedded optical waveguides.

Το οπτικό σήμα προσπίπτει πάνω σ' ένα καθρέπτη κατά την έξοδο του από το VCSEL και στη συνέχεια διασχίζει μήκος 7,5 cm περίπου μέσα στον κυματοδηγό. Ένας επιπλέον καθρέπτης οδηγεί το σήμα στον grating coupler μέσω του οποίου επιτυγχάνεται η σύζευξη του κυματοδηγού και του οπτικού chip. Το σήμα δρομολογείται μέσα στην οπτική δομή (βλεπε κεφάλαιο 4.2.1) και κατόπιν μέσα από ένα δεύτερο grating coupler και καθρέπτη κυματοδηγείται κατά μήκος 7,5cm περίπου μέσα στον οπτικό κυματοδηγό μέχρι να γίνει η λήψη αυτού από τη φωτοδίοδο με τη βοήθεια ενός τέταρτου καθρέπτη. Προκύπτει, λοιπόν, ότι το σήμα εισόδου θα περάσει κατά τη διαδρομή του τέσσερις καθρέπτες (Εικόνα 111-(c)), δύο grating couplers (Εικόνα 111-(d)), και οπτικό κυματοδηγό συνολικού μήκους 15cm. Οι grating couplers εισάγουν απώλειες της τάξης των 3 dB/coupler, ενώ οι καθρέπτες 1dB/mirror. Ο οπτικός διακόπτης που προσαρτάται στη δομή αυτή υλοποιείται με βάση τα χαρακτηριστικά της KIT-AMO τεχνολογίας, βάσει της οποίας προκύπτουν συνολικές απώλειες διακόπτη ίσες με 6,86dB για συνεχή ροή δεδομένων. Στη διαδρομή λοιπόν του σήματος μέσα σε αυτήν on-board υλοποίηση προκύπτουν απώλειες:

$$4 \times \{\text{Mirrors Losses}\} + 2 \times \{\text{Grating Couplers Losses}\} + 2 \times 75\text{mm} \times \{\text{Optical Waveguide Losses}\} + \{\text{Optical Router Losses}\} = 4 \times 1\text{dB} + 2 \times 3\text{dB} + 15\text{mm} \times 0,1 \frac{\text{dB}}{\text{cm}} + 6,86\text{dB} = 17,01\text{dB}.$$



**Εικόνα 112:** Cross section της on-board προσάρτησης του διακόπτη

Για να είναι εφικτή η υλοποίηση αυτή θα πρέπει να ικανοποιείται η εξής συνθήκη:

$$\{\text{Ισχύς εισόδου}\} - \{\text{Απώλειες ισχύος}\} \geq \{\text{Ευαισθησία δέκτη}\}$$

Υπολογίζοντας την τιμή της ισχύος εισόδου μείον τις υπολογισθείσες απώλειες ισχύος προκύπτει:

$$\{\text{Ισχύς εισόδου}\} - \{\text{Απώλειες ισχύος}\} = P_{in}(dBm) - P_{losses}(dB) = 10 \times \log_{10}(2,56mWatt) - 17,01 = 4,08dBm - 17,01 = -12,93dBm$$

Δεδομένου ότι η ευαισθησία της φωτοδιόδου είναι περίπου ίση με -13dBm σύμφωνα με τη βιβλιογραφία καταλήγουμε σε οριακά θετικό power budget.

Επιχειρείται στη συνέχεια η προσάρτηση του 8x8 οπτικού δρομολογητή στην παραπάνω ζεύξη (Εικόνα 112). Αλλάζουμε στον τύπο υπολογισμού των απωλειών της ζεύξης τις απώλειες του οπτικού router, όπως αυτές προέκυψαν από τη θεωρητική μελέτη της δομής, και προκύπτει η τιμή των 22,42dB περίπου. Σε αυτήν την περίπτωση η συνθήκη θα είναι :

$$\{\text{Ισχύς εισόδου}\} - \{\text{Απώλειες ισχύος}\} = P_{in}(dBm) - P_{losses}(dB) = 4,08dBm - 22,42 = -18,34dBm < P_{PD}(dBm)$$

Συμπερασματικά η on-board προσάρτηση της απλής δομής του 4x4 οπτικού διακόπτη ικανοποιεί οριακά τις απαιτήσεις ισχύος και μπορεί να καλύψει τις ανάγκες δρομολόγησης απλών ζεύξεων. Στην περίπτωση ωστόσο της προσάρτησης μιας συνθετότερης δομής, π.χ. ο μοντελοποιημένος 8x8 router, καταλήγουμε σε αρνητικό "ισοζύγιο" ισχύος, καθώς οι απώλειες που εισάγονται στο σήμα δεν επιτρέπουν τη λήψη του από την φωτοδίοδο.

Περιοριστικός παράγοντας στην παραπάνω υλοποίηση αποτελούν τα interfaces τα οποία χρησιμοποιούνται για τη σύζευξη του οπτικού κυματοδηγού και της οπτικής δομής και μέσω των οποίων η ισχύς εισχωρεί στο εσωτερικό των επιμέρους στοιχείων της οπτικής διασύνδεσης. Τα interfaces εν προκειμένω είναι οι grating couplers, οι οποίοι τοποθετούνται πάνω ή κάτω από τον οπτικό κυματοδηγό όπου υπάρχει ένα "φράγμα-grating". Το οπτικό φως που προσπίπτει σε αυτό το "φράγμα" συμπεριφέρεται το ίδιο με το εάν δεν υπήρχε το "φράγμα" στην περιοχή αυτή. Για συγκεκριμένους συνδυασμούς της προσπίπτουσας ισχύος και διαφορετικές συχνότητες επιτυγχάνεται συντονισμός με αποτέλεσμα να είναι δυνατή η σύζευξη του φωτός με καθοδηγούμενο τρόπο μέσα στον οπτικό κυματοδηγό. Τα interfaces αυτά εισάγουν αθροιστικά 6dB απωλειών στη ζεύξη καθιστώντας αδύνατη την άφιξη ικανοποιητικής στάθμης ισχύος στην έξοδο της ζεύξης ή την είσοδο της φωτοδιόδου. Οι απώλειες αυτές είναι ιδιαίτερα υψηλές εάν συγκριθούν με τις συνολικές απώλειες ισχύος που εισάγει ο 4x4 οπτικός διακόπτης οι οποίες είναι ίσες με 6,86dB. Θα πρέπει λοιπόν να δοθεί προτεραιότητα στη μείωση των απωλειών των εν λόγω οπτικών διασυνδέσεων ή στην εύρεση εναλλακτικών λύσεων στη σύζευξη της οπτικής ισχύος μεταξύ επιμέρους δομών ενός καθαρά οπτικού link.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### Μελέτη

---

#### 5.1. Σύνοψη αποτελεσμάτων και συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάστηκαν και μελετήθηκαν διεξοδικά δύο διαφορετικές τεχνολογίες υλοποίησης ενός 4x4 οπτικού διακόπτη πυριτίου (Si) για τη δρομολόγηση πληροφορίας σε υπολογιστικά κέντρα. Οι τεχνολογίες αυτές βασίζονται σε δύο διαφορετικά projects του μεγάλου ερευνητικού ευρωπαϊκού έργου της Phox-Trot, UPVLC και KIT-AMO. Βασική διαφορά, η οποία μεταβάλλει αντίστοιχα και τα χαρακτηριστικά των εν λόγω τεχνολογιών, είναι το στοιχείο που αλλάζει τη φάση του φωτός μέσα στο οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder, βασικό δομικό στοιχείο του 4x4 διακόπτη. Στην πρώτη τεχνολογία η αλλαγή φάσης πραγματοποιείται με τη τεχνική εξάντλησης φορέα<sup>5</sup> ενώ στη δεύτερη με το συνδυασμό silicon-organic hybrid (SOH) συστημάτων<sup>6</sup>. Το βασικό συμπέρασμα, που προέκυψε από αυτή την μελέτη, είναι πως οι δύο τεχνολογίες οδηγούν σε διαφοροποιημένες τιμές απωλειών με την τεχνολογία SOH (KIT-AMO) να υπερτερεί "ενεργειακά" από την αντίστοιχη της "εξάντλησης φορέα" (UPVLC), καθώς η πρώτη σημειώνει απώλειες της τάξης των 6,86dB ενώ η δεύτερη της τάξης των 8,13dB περίπου.

Επιπλέον σημειώνεται ότι σκοπός της διπλωματικής αυτής μελέτης είναι η προσομοίωση ενός διακόπτη με τα καλύτερα δυνατά χαρακτηριστικά ως προς την ενεργειακή κατανάλωση αυτού και κατά συνέπεια τις μικρότερες δυνατές τιμές απωλειών. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε η cross σύνδεση των Mach-Zehnders προς το σχηματισμό του 4x4 διακόπτη και όχι μια πιο σύνθετη non-blocking αρχιτεκτονική. Προφανώς η υλοποίηση αυτή υστερεί σε σχέση με τη τελευταία ως προς τη διεκπεραιωτική ικανότητα του διακόπτη και τη βέλτιστη μεταγωγική διαδικασία.

Σημαντικά είναι τα αποτελέσματα της θεωρητικής μελέτης της κλιμάκωσης της δομής του 4x4 οπτικού διακόπτη πυριτίου σε μία συνθετότερη σύνθεση ενός 8x8 διακόπτη. Η κλιμάκωση αυτή βασίστηκε στη σύνδεση 12 οπτικών συμβολόμετρων Mach-Zehnder σε ένα 8x8 δίκτυο Omega. Οι απώλειες που σημειώνονται για την τεχνολογία carrier depletion (UPVLC) είναι της τάξης των 14,49dB και για την τεχνολογία SOH (KIT-AMO) 12,27dB, με τη δεύτερη τεχνολογία υλοποίησης να υπερτερεί συγκριτικά με τη πρώτη. Σημαντικό είναι να αναφερθεί εδώ ότι η συνθετότερη δομή του 8x8 διακόπτη αυξάνει τις απώλειες ισχύος κατά περίπου 80% σε σχέση με τη 4x4 οπτική δομή.

Τέλος μελετάται η προσάρτηση του μοντελοποιημένου 4x4 οπτικού διακόπτη πάνω σε ένα οπτικό PCB για την επίτευξη μιας πλήρους οπτικής ζεύξης προς αντικατάσταση των αντίστοιχων οπτο-ηλεκτρονικών λύσεων. Στη μελέτη της οπτικής αυτής ζεύξης το οπτικό σήμα εισόδου περνά από μία ζεύξη που περιλαμβάνει mirrors και grating couplers ως στοιχεία σύζευξης με τον οπτικό κυματοδηγό και δρομολογείται μέσω του οπτικού δρομολογητή στον δέκτη. Καταλήγουμε ότι η ισχύς "επαρκεί" για μία τέτοια δρομολόγηση καθώς το power budget της ισχύος εισόδου μείον των απωλειών της διαδρομής είναι οριακά μεγαλύτερο από την ευαισθησία της φωτοδιόδου.

---

<sup>5</sup> *Περιοχή εξάντλησης φορέα*: μονωμένη περιοχή στο εσωτερικό ενός αγωγίμου, ενισχυμένου αγωγίμου υλικού, όπου όλοι οι φορείς ηλεκτρικού πεδίου έχουν διαχυθεί μακριά ή έχουν "αποδιωχθεί" από τη παρουσία ηλεκτρικού πεδίου.

<sup>6</sup> *Silicon-Organic Hybrid (SOH)*: συνδυασμός του οργανικού υλικού και της τεχνολογίας του πυριτίου, έτσι ώστε το πυρίτιο (transparent σε μήκη κύματος των τηλεπικοινωνιών) να είναι υπεύθυνο για τον έλεγχο της οπτικής λειτουργίας και της διάδοσης της οπτικής ισχύος, ενώ το οργανικό υλικό θα είναι υπεύθυνο για τα μη-γραμμικά οπτικά φαινόμενα. Στη βιβλιογραφία της Phox-Trot αναφέρεται ως e/o polymer [8].

Στη συνέχεια προσαρτάται η συνθετότερη δομή του 8x8 οπτικού διακόπτη. Οι απώλειες που υφίσταται το σήμα ισχύος κατά τη διαδρομή αυτή είναι απαγορευτικές καθώς η οπτική ισχύς στον δέκτη φτάνει σε μειωμένα επίπεδα (-18,34dBm περίπου) που δεν ικανοποιούν την ευαισθησία του δέκτη. Καθώς οι απώλειες του οπτικού διακόπτη, των *mirrors* και του οπτικού κυματοδηγού κρατιούνται σε σχετικά χαμηλά επίπεδα, παρατηρούμε ότι κύριος περιοριστικός παράγοντας στην all-optical ζεύξη είναι τα interfaces και εν προκειμένω οι grating coupler, οι οποίοι εισάγουν αθροιστικά απώλειες των 6dB.

Λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω, είμαστε σε θέση να πούμε πως ο 4x4 οπτικός διακόπτης πυριτίου, όταν υλοποιείται με την τεχνολογία Silicon-Organic Hybrid (SOH), αποτελεί μία καινοτόμα διάταξη δρομολόγησης πληροφορίας. Οι σημαντικές ιδιότητες αυτής της διάταξης είναι βέβαιο πως θα την καταστήσουν βασικό κύκλωμα των σύγχρονων οπτικών δικτύων, ενώ θα μπορούσε να διαδραματίσει σημαντικό ρόλο στον τομέα των οπτικών δικτύων μεταφοράς πακέτων, που αποτελεί χώρο εξαιρετικού ερευνητικού ενδιαφέροντος τα τελευταία χρόνια.

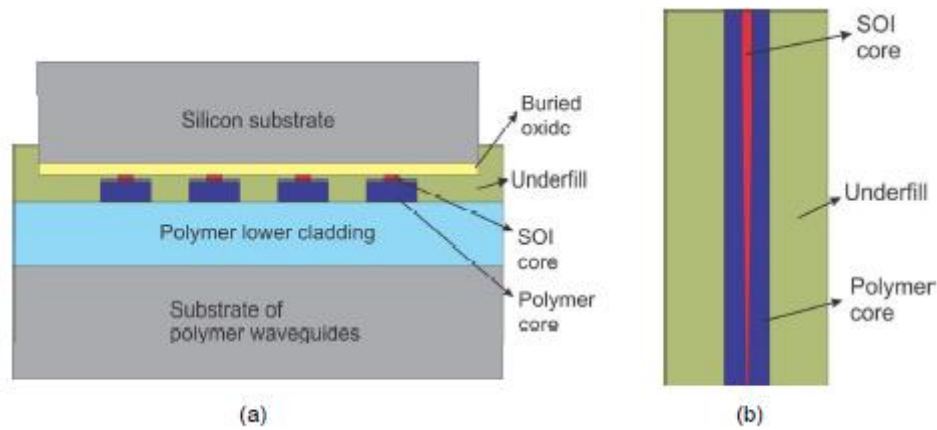
## 5.2. Προτάσεις

Όπως προέκυψε από την ανάλυση του "ισοζυγίου ισχύος" ή αλλιώς budget link της οπτικής ζεύξης σε μία πλήρως οπτική λύση (κεφάλαιο 4.5.) προκύπτουν σημαντικές τιμές απωλειών ισχύος στο επίπεδο των διασυνδέσεων κατά τη δρομολόγηση του οπτικού σήματος προς και από τον οπτικό κυματοδηγό. Η σύζευξη αυτή πραγματοποιείται στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας με τη βοήθεια των grating couplers, οι απώλειες που εισάγουν οι οποίοι καθιστούν την υπό μελέτη υλοποίηση αδύνατη λόγω του περιοριστικού παράγοντα της ισχύος.

Η ανάπτυξη χαμηλού κόστους και υψηλής απόδοσης τεχνολογιών συσκευασίας είναι αναγκαίες για τη διευκόλυνση της ευρείας εφαρμογής της τεχνολογίας πυριτίου (SOI) στις οπτικές διασυνδέσεις. Η οπτική σύζευξη μεταξύ των φωτονικών chips και των "εξωτερικών" συστημάτων είναι από τις πιο σημαντικές προκλήσεις των ημερών ιδιαίτερα για τους Silicon-On-Insulator κυματοδηγούς. Προς τη κατεύθυνση της ανάπτυξης διασυνδέσεων χαμηλών απωλειών οπτικής σύζευξης με υψηλή ανοχή σε τυχόν κακή ευθυγράμμιση ερευνήθηκε η δυνατότητα αμφίδρομης οπτικής διασύνδεσης μεταξύ πολλαπλών SOI κυματοδηγών και μονότροπων πολυμερικών κυματοδηγών, η οποία λειτουργεί κατ' αναλογία με τους ηλεκτρικές ακίδες σύνδεσης (electrical bond pads). Η σύζευξη αυτή επιτυγχάνεται με τη λεγόμενη *αδιαβατική σύζευξη* (adiabatic coupling). Αυτή η μέθοδος βασίζεται στην τοποθέτηση των πυρηνών των SOI και των πολυμερικών κυματοδηγών σε επαφή ή πολύ στενή εγγύτητα και συγκλίνοντας σταδιακά, έτσι ώστε οι ρυθμοί μετάδοσης να ενώνονται αδιαβατικά κατά μήκος του συζεύκτη [63], [64]. Οι αδιαβατικοί συζεύκτες σχεδιάζονται ώστε να έχουν υψηλή ανοχή στις διακυμάνσεις των διαστάσεων του κυματοδηγού, του δείκτη διάθλασης, της θερμοκρασίας και του μήκους κύματος. Η καινοτόμα λύση λοιπόν των αδιαβατικών συζευκτών έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να διευκολύνει την χαμηλών απωλειών σύζευξη με υψηλή ανοχή στην κακή ευθυγράμμιση.

Στην Εικόνα 113-(a) απεικονίζεται μία κάθετη τομή ενός silicon chip συνδεδεμένο με το υπόστρωμα ενός πολυμερικού κυματοδηγού, εικόνα που συναντάται στο τέλος για παράδειγμα της διαδικασίας "συναρμολόγησης" (assembly process"). Η Εικόνα 113-(b) απεικονίζει μία απλοποιημένη σχηματική απεικόνιση των SOI και πολυμερικών κυματοδηγών σε ένα αδιαβατικό συζεύκτη. Ο τρόπος διάδοσης του συζευγμένου συστήματος κυματοδηγών περιορίζεται στο εσωτερικό του πυρήνα του SOI κυματοδηγού στην είσοδο (top) της δομής, ενώ περιορίζεται αντίστοιχα στον πυρήνα του πολυμερικού κυματοδηγού στην έξοδο της δομής. Όταν η συνθήκη της αδιαβατικής μετάδοσης ικανοποιείται, η κατανομή του πεδίου καθορίζεται από ένα συγκεκριμένο προφίλ τρόπου διάδοσης κατά μήκος όλης

της δομής. Αυτό επιτυγχάνεται παρεμποδίζοντας τη σύζευξη με άλλους ρυθμούς μετάδοσης ή τρόπους ακτινοβολίας [64].



**Εικόνα 113: (a)** Σχηματική κάθετη τομή μιας flip-chip-bonded silicon photonics δομής. **(b)** Απλοποιημένη θεώρηση των πυρήνων των SOI και πολυμερικών κυματοδηγών σε ένα συζεύκτη.

Οι αδιαβατικοί δια-κυματοδηγητικοί συζεύκτες έχουν χρησιμοποιηθεί για spot-size μετατροπή καθώς και για ολοκλήρωση ενεργών-παθητικών κυκλωμάτων διαφορετικών τύπων σε μονολιθικές και υβριδικές αρχιτεκτονικές φωτονικής ολοκλήρωσης ([65], [66]). Η χρήση αυτής της καινοτόμας μεθόδου flip-chip σύζευξης μεταξύ των οπτικών δομών έχει αποδειχθεί όχι μόνο στα πλαίσια θεωρητικής μελέτης, αλλά και πειραματικά [67], [68]. Με τη χρήση της καινοτόμας αυτής τεχνολογίας σύζευξης και δεδομένου ότι οι απώλειες που εισάγουν είναι περίπου ίσες με 1dB/συζεύκτη το να φτιάξω ένα λειτουργικό αμιγώς οπτικό link σε PCB είναι εφικτό ακόμα και για πιο σύνθετους οπτικούς διακόπτες.

## Βιβλιογραφία

---

- [1] D. Apostolopoulos, Photonics Communications Research Laboratory, "Optical Communications-What does the future hold?," National Technical University of Athens, Athens, 2013.
- [2] "Internet World Stats," [Online]. Available: <http://www.internetworldstats.com/stats.htm>.
- [3] "Free charts and graphs," [Online]. Available: [http://stats.areppim.com/stats/stats\\_internetxfcstx2011.htm](http://stats.areppim.com/stats/stats_internetxfcstx2011.htm).
- [4] FP7-ICT, "Merging Plasmonic and Silicon Photonics Technology towards Tb/s routing in optical interconnects," 2009.
- [5] W. Hofmann<sup>1</sup>, P. Moser<sup>1</sup>, P. Wolf<sup>1</sup>, A. Mutig<sup>1</sup>, M. Kroh<sup>2</sup>, and D. Bimberg<sup>1</sup>, Institute of Solid State Physics & Center of Nanophotonics, Technische Universität Berlin, 44 Gb/s VCSEL for optical interconnects, Berlin, 2011.
- [6] J. A. Kash et al, Optical Interconnects in Exascale Supercomputers, IEEE Phot. Soc. 2010 Proceedings, 2010.
- [7] "Forbes," [Online]. Available: <http://www.forbes.com/pictures/fhgl45ijg/range-international-information-hub/>.
- [8] Phox Trot large-scale IP proposal, Photonics for High-Performance, Low-Cost and Low-Energy Data Centers and High Performance Computing Systems: Terabit/s Optical Interconnect Technologies for On-Board, Board-to-Board and Rack-to-Rack data links.
- [9] P. Kogge, IEEE Spectrum, The Tops In Flops, 2011.
- [10] Compass-EOS, Silicon Photonics and the Future of Core Routing, June 2013.
- [11] D. A. B. Miller, Optical Interconnects, Stanford: [http:// ee.stanford.edu/~dabm](http://ee.stanford.edu/~dabm), 2010.
- [12] Marc A. Taubenblatt, Optical Interconnects for High Performance Computing, IEEE, 2011.
- [13] O. G. d. Villasante, Design and Simulation of Vertical Grating Coupler for Photonic Intergrated System-in-Package, Berlin, April 2010.
- [14] V. M. Shalaev, The Case of Plasmonics, [www.sciencemag.org](http://www.sciencemag.org), April 23, 2010.
- [15] K. A. Mereuta, 10 Gbit/s and 10 km error-free transmission up to 100 °C with 1.3 μm wavelength wafer-fused VCSELs, Opt. Exp., vol. 17, no. 15, pp. 12981–12986, 2009.
- [16] B. Brey, The Intel Microprocessors, Columbus: Pearson Prentice Hall.
- [17] C.K. Lin, High-Speed 985 nm Bottom-Emitting VCSEL Arrays for Chip-to-Chip Parallel Optical Interconnects, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron, 2007.
- [18] Celler, G. K. Cristoloveanu, Frontiers of silicon-on-insulator, J Appl Phys., 2003.



- [19] K. Clint Schow, Get on the Optical Bus, IEEE Spectrum , September 2010..
- [20] Stephen E. RALPH and Alan DOOLITTLE, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Epitaxial Integration of III-Nitride Devices with Lithium Niobate Optical Waveguides, Atlanta Georgia.
- [21] Soref, R. , The Past, Present, and Future of Silicon Photonics, Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of , vol.12, no.6, Nov.-Dec. 2006.
- [22] Apple, " "Apple Updates MacBook Pro with Next Generation Processors, Graphics & Thunderbolt I/O Technology" (Press release)," August 17, 2011.
- [23] Hachman, Mark , " Intel Thunderbolt Rollout Won't Be Lightning Fast"," *PC Mag (Ziff Davis)*, 24 February 2011.
- [24] "IPtronics Develops Components for Light Peak Technology," *IPtronics*, 5 April 2011.
- [25] Avago Technologies, "Embedded Parallel Optics: Powering the Next Generation of High Performance Systems," Avago Technologies, 2011.
- [26] F. D. J. K. [147] C. Schow, Get On The Optical Bus, IEEE Spectrum, 47, 2010.
- [27] Συβρίδης Δημήτριος, Photonics Technology Laboratory, Οπτικές Επικοινωνίες και Οπτικά Δίκτυα- Οπτικοί Ενισχυτές, Lasers, Φωτοφωρατές, <http://www.photonics.di.uoa.gr/>.
- [28] P. Westbergh, Speed enhancement of VCSELs by photon lifetime reduction, IEEE Electron. Lett., vol. 46, no. 13, June 2010.
- [29] A. Muller, Short-cavity longwavelength VCSELs with modulation bandwidths in excess of 15 GHz, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 21, no. 21, pp. 1615–1617, Nov. 2009.
- [30] Y. O. e. al., Long-wavelength GaInNAs vertical-cavity surfaceemitting laser with buried tunnel junctio, IEEE J. Select. Top. Quantum Electron., vol. 15, no. 3, May/Jun. 2009.
- [31] H. W. Hofmann, 22 Gbit/s long-wavelength VCSELs, Opt. Exp., vol. 17, 2009.
- [32] W. Hofmann, InP-based long-wavelength VCSELs and VCSEL arrays I, IEEE J. Select. Top. Quantum Electron., vol. 15, no. 3, Sep. 2009.
- [33] A. Gatto, 1.3  $\mu\text{m}$  VCSEL transmission performance up to 12 Gbit/s for metro access networks, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 21, no. 12, Jun. 2009.
- [34] M. Muller, Low-Parasitics 1.55  $\mu\text{m}$  VCSELs with modulation bandwidths beyond 17 GHz, San Jose, CA: IEEE CLEO QELS Conf., May 16–21, 2010.
- [35] M.Muller, 1.55  $\mu\text{m}$  high-speed VCSELs enabling error-free fiber-transmission up to 25 Gbit/s, Kyoto, Japa: in Proc. 22nd IEEE Int. Semicond. Laser Conf., Sep. 2010.
- [36] I. Suemune, Theoretical study of differential gain in strained quantum well structures, IEEE J. Quantum Electron., vol. 27, no. 5, May 1991.

- [37] D. K. F. T. Jeff Kash, Optical PCB Overview, IBM Research, November 2009.
- [38] P. Absil, Photonic Intergration for Interconnect, IMEC CORE CMOS, Photonics Intergration Forum Eindhoven, , 22 June 2011.
- [39] "<http://conta.uom.gr/conta/ekpaideysh/seminaria/thlematikes/Optical/switches.htm>".
- [40] Ν. Γ. Λουκάκης Εμμανουήλ, Υλοποίηση Gigabit Ethernet με χρήση οπτικών ινών, Χανια Κρήτης : πτυχιακή εργασία, ΤΕΙ Κρήτης.
- [41] A. Lattes et al., An ultrafast all-optical gate, IEEE J. Quantum Electron.,vol. QE-19, No. 11, pp. 1718-1723, 1983.
- [42] G. E. e. al., Digital optical logic using a pulsed Sagnac interferometer, Opt. Eng., vol. 25, No. 1, pp. 91-97, 1986.
- [43] N. S. P. e. al., Interferometric all-optical switches for ultrafast signal processing, Appl. Opt., vol. 37, No. 14, pp. 2831-2842, 1988.
- [44] N. J. D. e. al., Nonlinear-optical loop mirror, Opt. Lett., vol. 13, No. 1, pp. 56-58, 1988..
- [45] 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.
- [46] G. T. e. al., Analysis of switching windows in a gain-transparent- SLALOM configuration, J. Lightwave Technol., vol. 18, No. 12, pp. 2188-2195, 2000.
- [47] C. S. e. 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.
- [48] D. W. e. 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, 1988.
- [49] R. P. S. e. 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.
- [50] E. J. e. 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, 1955.
- [51] Δ. Αποστολόπουλος, Αμιγώς οπτικός 3R διακόπτης, Διδακτωρική διατριβή Ε.Μ.Π, Αθήνα , 2004.
- [52] F. Benner, Exploitation of optical interconnects in future server architectures, IBM J. Res. Develop. 49(4), 755-775 , 2005.
- [53] T. Barwicz, Silicon photonics for compact, energy-efficient interconnects, Opt. Netw. 6(1), 63-73, 2007.
- [54] . G. Lee, High-speed 2x2 switch for multiwavelength siliconphotonic networks-on-chip, Lightwave Technol. 27(14), 2900-2907, 2009.

- [55] V. Van Campenhout, Low-power, 2 x 2 silicon electro-opticswitch with 110-nm bandwidth for broadband reconfigurable optical networks, *Opt. Express* 17(26), 24020–24029, 2009.
- [56] Α. Αλεξανδρής, *Επικοινωνιακά συστήματα με οπτικές ίνες*, Εκδ. Τζιόλα, 2010.
- [57] [Online]. Available: <http://www.edn.com/design/test-and-measurement/4389368/Eye-Diagram-Basics-Reading-and-applying-eye-diagrams>.
- [58] Fraunhofer Institute for Telecommunications Heinrich-Hertz-Institut Photonic Components, Custom designed top illuminated photodiodes.
- [59] e. a. Kin Seng Chiang, Realization of Polarization-Insensitive Optical Polymer Waveguide Devices, *Int. Journal of Microwave and Optical Technology*. Vol. 1, No. 2, August 2006..
- [60] G. Lifante, *Integrated Photonics: Fundamentals* (Wiley, 2003), C. Pollock and M. Lipson, *Integrated Photonics* (Springer, 2003)..
- [61] Y.-h. K. a. J. E. B. Hui-Wen Chen, High speed hybrid silicon evanescent Mach-Zehnder modulator and switch, , Department of Electrical and Computer Engineering, University of California Santa Barbara, 8 December 2008.
- [62] Harold S. Stone, member, IEEE, *Parallel Processing with the Perfect Shuffle*, I. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Ed., 2 February 1971.
- [63] A. Yariv, *Quantum Electronics*, vol. Chap. 22, Wiley: Third Edition, 1989.
- [64] A. W. S. a. J. D. Love, *Optical Waveguide Theory*, vol. Chap. 19, Chapman & Hall, 1983.
- [65] . G. Roelkens, “Efficient silicon-on-insulator fiber coupler fabricated using 248-nm-deep UV lithography”, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 17(12), 2005, p. 2613–2615.
- [66] K. A. Khilo, “Efficient planar fiber-to-chip coupler based on two-stage adiabatic evolution”, *Opt. Express* 18(15), 2010, p. 15790–15806 .
- [67] J. Shu, “Efficient coupler between chip-level and board-level optical waveguides”, *Opt. Lett.* 36(18), 2011, p. 3614–3616.
- [68] Ibrahim Murat Soganci, Antonio La Porta, and Bert Jan Offrein - IBM Research, Flip-chip optical couplers with scalable I/O Flip-chip optical couplers with scalable I/O, Zurich: Optical Society of America, 2011.
- [69] Zhechao Wang, Carl Junesand, Wondwosen Metaferia, Chen Hu, Sebastian Lourduoss, Lech Wosinski, School of ICT, Royal institute of Technology, A Monolithic Integration Platform for Silicon Photonics, Kista, Sweden.
- [70] [7] Ghirardi F., Bruno A., Mersali B., Brandon, J., Giraudet, L., Scavennec A., Carenco, A. Lab. de Bagnaux, CNET , Monolithic Integration of InP based polarization diversity heterodyne photoreceiver with electrooptic adjustability, Bagnaux , 1995.
- [71] Kai Ma, Student Member, IEEE, Ray Chen, Student Member, IEEE, David A. B. Miller, Fellow, IEEE and James S. Harris, Jr., Fellow, IEEE, Novel On-Chip Fully Monolithic Integration of GaAs Devices

With Completely Fabricated Si CMOS Circuits, IEEE Journ.

- [72] F. A. Kish et al., IEEE Sel. Top. Quantum Electron. 17 (6), Current status of large-scale InP photonic integrated circuits, 2011.
- [73] Graham T. Reed, Andrew P. Knights, Silicon photonics: an introduction, Wiley..
- [74] A. W. F. e. al., Electrically pumped hybrid AlGaInAs-silicon evanescent laser, Opt. Express 14 (20), 9203 , 2006.
- [77] Jean-David LEHMANN-CHARLEY, Compass-EOS, "Evolving Peering with a New Router Architecture," RIPE 67 , Athens, October 2013.
- [78] S. B. Roel Baets, Low Loss Nanophotonic Waveguides and Ring Resonators in Silicon-on-Insulator, Belgium, 2006.
- [79] K. a. F. Ahadian, Practical OEIC's Based on the Monolithic Integration of GaAs-InGaP LED's with Commercial GaA.
- [80] P. Kogge, The Tops In Flops, IEEE Spectrum, 2011.
- [82] A. Mereuta, 10 Gbit/s and 10 km error-free transmission up to 100 °C with 1.3 μm wavelength wafer-fused VCSELs" Opt. Exp., vol. 17, no. 15, pp. 12981–12986, 2009.
- [83] R. a.-H. W. Hofmann, 22 Gbit/s long-wavelength VCSELs, Opt. Exp., vol. 17, no. 20, pp. 17547–17554, 2009.
- [87] K. B. a. M. L. N. Sherwood-Droz, Optical 4×4 hitless silicon router for optical networks-on-chip (NoC), Opt. Express 16(20), 15915–15922 , 2008.
- [88] P.V. Mena, A Simple Rate-Equation-Based Thermal VCSEL Model, J. of Light Technology. Vol. 17, No. 5., 1999.