



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

Μελέτη και μοντελοποίηση ολοκληρωμένων οπτικών διατάξεων
δομών δακτυλίων για χρήση σε WDM δίκτυα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρήστος Θ. Κούλης

Επιβλέπων: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2019



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

Μελέτη και μοντελοποίηση ολοκληρωμένων οπτικών διατάξεων
δομών δακτυλίων για χρήση σε WDM δίκτυα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρήστος Θ. Κούλης

Επιβλέπων: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Δευτέρα, 10 Ιουνίου 2019.

.....

Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Ηλίας Γλύτσης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Γεώργιος Ματσόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2019

.....

Χρήστος Θ. Κούλης

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

Copyright © Χρήστος Θ. Κούλης, 2019

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Καθώς ο όγκος των δεδομένων που μεταδίδεται καθημερινά αυξάνει όλο και περισσότερο, αποτελεί πλέον επιτακτική ανάγκη τα μελλοντικά ευρυζωνικά δίκτυα της γενιάς του 5G, που σύντομα θα είναι αναπόσπαστο κομμάτι της καθημερινότητας μας, να υποστηρίζουν μεγαλύτερες ταχύτητες μετάδοσης. Η μετάβαση σε φασματικές ζώνες του αέρα όμως πρέπει να συνοδευτεί από βελτιώσεις στο οπτικό μέρος του δικτύου που υποστηρίζει την ασύρματη πρόσβαση. Για να ικανοποιήσουμε την ανάγκη για διαρκώς μεγαλύτερη χωρητικότητα, πρέπει να βασιστούμε στην WDM πολυπλεξία, και σε κυκλώματα πολυπλεκτών / αποπολυπλεκτών που μπορούν να την υλοποιήσουν.

Τέτοια κυκλώματα μπορούν να υλοποιηθούν και σε ποικίλες πλατφόρμες μικρό-ολοκλήρωσης. Τα ολοκληρωμένα οπτικά κυκλώματα μπορούν να επιτελέσουν με ακρίβεια, ταχύτητα, λιγιστές απώλειες και χαμηλό ενεργειακό κόστος την μεταγωγή των οπτικών καναλιών πληροφορίας σε διαφορετικούς κόμβους του δικτύου.

Στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής εργασίας, αρχικά θα επικεντρωθούμε σε κάποιες βασικές αρχές των δικτύων οπτικών ινών που επιτρέπουν την μετάδοση πληροφοριών σε υψηλούς ρυθμούς και την υλοποίηση συστημάτων WDM. Έπειτα, θα μοντελοποιηθεί και θα προσομοιωθεί η λειτουργία ολοκληρωμένων φωτονικών δομών δακτυλίων καθώς και η συμπεριφορά τους ως οπτικά φίλτρα συντονισμού προσθετικής/αφαιρετικής πολυπλεξίας (ROADMs). Πιο σύνθετες δομές οπτικών φίλτρων συντονισμού βασισμένων σε σειριακές/παράλληλες διατάξεις δακτυλίων θα μελετηθούν σε επόμενα βήματα, καθώς και τα φασματικά τους χαρακτηριστικά, δίνοντας ιδιαίτερη σημασία στις πολλές λειτουργίες που μπορούν να επιτελέσουν.

Η πλήρης ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση των φωτονικών δομών σε συγκεκριμένες πλατφόρμες ολοκλήρωσης θα διεξαχθεί στην ειδική πλατφόρμα προσομοίωσης φωτονικών ολοκληρωμένων διατάξεων Lumerical Interconnect χρησιμοποιώντας μεθόδους πεπερασμένων διαφορών στο πεδίο του χρόνου.

Λέξεις Κλειδιά

Φωτονική Πυριτίου, Οπτική Σύζευξη, Πολυπλεξία Μήκους Κύματος, Εύρος, Δομές Δακτυλίων, Ελεύθερη Φασματική Απόσταση, Παρεμβολές, Πομπός, Δέκτης, Συμβολόμετρα Μαχ-Ζέντερ, Ευέλικτα Δίκτυα

Abstract

Since the volume of data being transferred everyday is increasing constantly, it's imperative that future 5G broadband networks, which will soon be an indispensable part of our everyday lives, can support higher capacities. The transition to the atmosphere's spectral bands however, must be accompanied by upgrades in the optical component of the network that supports wireless access. To satisfy the need for ever-increasing capacity, we need to rely on WDM multiplexing and circuits based on multiplexers / demultiplexers that can implement it.

Such circuits can be implemented in various micro-integrated platforms. Integrated optical circuits can support the switching of optical channels in the various nodes of the network with accuracy, speed, low energy costs and minimal attenuation.

As far as this thesis is concerned, we will first focus on some basic principles that allow the high transfer rates of data and the implementation of WDM systems in optical fiber networks. We will then model and simulate the operation of integrated photonic ring resonators, and examine their function as reconfigurable optical add/drop multiplexers (ROADMs). The next step will be to examine more complex optical filter structures containing multiple such ring resonators in series or in parallel, alongside their spectral characteristics, with a lot of regard in the specific functions that such structures can accomplish.

The complete electromagnetic simulation of photonic structures on specific integration platforms will be conducted on Lumerical's Interconnect, a dedicated photonic simulation platform using finite difference methods in the time domain.

Key Words

Silicon Photonics, Optical Coupling, Wavelength Division Multiplexing, Bandwidth, Ring Resonators, Free Spectral Range, Crosstalk, Transmitter, Receiver, Mach-Zehnder Interferometers, Flexible Grid

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών κατά την ακαδημαϊκή περίοδο 2018-2019.

Αρχικά θέλω να ευχαριστήσω τον επικεφαλής του εργαστηρίου, Καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο που μέσω αυτής της εργασίας μου έδωσε την δυνατότητα να εμβαθύνω περισσότερο στον κλάδο των οπτικών τηλεπικοινωνιών και να χρησιμοποιήσω τους πόρους του εργαστηρίου ώστε να εμβαθύνω τις γνώσεις μου.

Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα Γιάννη Πουλόπουλο για την πολύτιμη βοήθεια και καθοδήγηση που μου προσέφερε καθ' όλη την διάρκεια εκπόνησης της εργασίας, αλλά και για την αποδοτική συνεργασία μας.

Οφείλω τέλος να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους γονείς μου και τον αδερφό μου, για την συνεχή ηθική υποστήριξη, τις συμβουλές που μου έδωσαν και την υπομονή που έδειξαν καθ' όλη την διάρκεια της φοίτησης μου στην σχολή.

Περιεχόμενα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	5
ABSTRACT.....	6
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ.....	7
ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ.....	9
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΕΙΚΟΝΩΝ.....	12
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ.....	18
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή στους Κυματοδηγούς.....	19
1.1. Η ιστορία των οπτικών τηλεπικοινωνιών.....	19
1.2. Οπτικές ίνες.....	20
1.3. Εισαγωγή στα Silicon Photonics.....	23
1.4. Θεμελιώδεις ρυθμοί μετάδοσης.....	24
1.5. Εισαγωγή στους silicon photonic microresonators.....	28
1.6. Wavelength Division Multiplexing (WDM).....	29
1.7. Σύζευξη με οπτικά κυκλώματα.....	32
1.7.1. Grating Coupling.....	33
1.7.2. Πρακτική Εφαρμογή.....	35
1.8. Πλατφόρμες ολοκλήρωσης στα Silicon Photonics.....	36
1.8.1. Η πλατφόρμα ολοκλήρωσης Silicon-on-Insulator (SOI).....	37
1.8.2. Η πλατφόρμα ολοκλήρωσης Silicon Nitride.....	38
1.9. ROADM πολυπλέκτες.....	41
Βιβλιογραφία.....	43
Κεφάλαιο 2: Δομές Δακτυλίων.....	46
2.1. Εισαγωγή.....	46
2.2. Οι ιδιότητες των δομών δακτυλίων.....	47

2.2.1. All-pass δομές δακτυλίων.....	48
2.2.2. Add-Drop δομές δακτυλίων.....	54
2.3. Φασματικά χαρακτηριστικά.....	59
2.4. Πηγές απωλειών.....	62
2.5. Ευαισθησία δομών δακτυλίων.....	64
2.6. Πολλαπλές δομές δακτυλίων.....	66
2.6.1. Συνάρτηση μεταφοράς.....	67
2.6.2. Εύρος ζώνης.....	70
2.6.3. Σύγκριση με απλό ADRR δακτυλίδι και bandwidth ratio.....	75
2.6.4. Οπτικές Απώλειες.....	77
Βιβλιογραφία.....	79
Κεφάλαιο 3: Προσομοίωση βασικών δομών στο Interconnect.....	80
3.1. Εισαγωγή.....	80
3.2. Προσομοίωση: MZI δακτυλίδια 2ης τάξης.....	80
3.2.1. Περιγραφή Δομής.....	80
3.2.2. Πειραματική διαδικασία.....	82
3.2.3. Μια εναλλακτική δομή.....	97
Κεφάλαιο 4: Προχωρημένες προσομοιώσεις Interconnect.....	101
4.1. Εισαγωγή.....	101
4.2. Η βασική δομή.....	101
4.3. Transmitters και Receivers.....	105
4.4. Ολοκληρωμένη δομή.....	109
4.4.1. WDM καναλιών 25GHz.....	109
4.4.2. WDM καναλιών 50GHz.....	126
4.4.3. WDM καναλιών 80GHz.....	137
4.4.4. Flexible Grid.....	142

4.4.5. Λειτουργικότητα ADD.....	147
Βιβλιογραφία.....	153
Κεφάλαιο 5: Συμπεράσματα.....	154
5.1. Σύνοψη αποτελεσμάτων.....	154
5.2. Μελλοντικές έρευνες.....	155
Βιβλιογραφία.....	159

Ευρετήριο Εικόνων

Κεφάλαιο 1

Εικόνα 1.1: Η αύξηση στο γινόμενο BL την περίοδο 1840-2015.....	20
Εικόνα 1.2: Η δομή της οπτικής ίνας.....	21
Εικόνα 1.3: Το παγκόσμιο δίκτυο υποθαλάσσιων καλωδίων (2015).....	22
Εικόνα 1.4: α)Strip κυματοδηγός διαστάσεων $220 \times 550 \text{nm}$, απωλειών $2 - 3 \text{dB/cm}$ και β)Rib κυματοδηγός με $H = 200 - 400 \text{nm}$ έως μερικά μm απωλειών 0.1dB/cm	25
Εικόνα 1.5: Το προφίλ του θεμελιώδους ηλεκτρικού TE_0 ρυθμού σε έναν τυπικό κυματοδηγό.....	27
Εικόνα 1.6: α) Θεμελιώδης TE ρυθμός σε strip κυματοδηγό διαστάσεων $220 \times 550 \text{nm}$, β) Θεμελιώδης TM ρυθμός σε strip κυματοδηγό διαστάσεων $220 \times 550 \text{nm}$, γ) θεμελιώδεις TE και TM ρυθμοί σε rib κυματοδηγό.....	27
Εικόνα 1.7: (α) Τυπικό microring resonator, (β) Συνάρτηση μεταφοράς, (γ, δ) Πραγματικές εικόνες microring, (ε) Δομή 8 δαχτυλιδιών.....	28
Εικόνα 1.8: Αναπαράσταση Wavelength Division Multiplexing (WDM).....	31
Εικόνα 1.9: Απλοποιημένη περιγραφή WDM συστήματος.....	31
Εικόνα 1.10: Διάφορες τεχνικές σύζευξης.....	32
Εικόνα 1.11: Μία ακτίνα φωτός προσπίπτει σε κυματοδηγό.....	33
Εικόνα 1.12: Ένας τυπικός grating coupler, κατασκευασμένος πάνω στο στρώμα silicon ενός SOI κυματοδηγού.....	35
Εικόνα 1.13: Το εξάρτημα (taper) που χρησιμοποιείται για coupling.....	35
Εικόνα 1.14: Ένας SOI strip κυματοδηγός (αριστερά) και ένας SOI rib κυματοδηγός (δεξιά).....	38
Εικόνα 1.15: Μία τυπική SOI δομή. Τοποθετούμε ένα στρώμα πυριτίου πάνω στον μονωτή (οξειδίο του πυριτίου), και από κάτω έχουμε ένα υπόστρωμα πυριτίου.....	38
Εικόνα 1.16: Πρόχειρη αναπαράσταση ενός ROADM. Προστίθενται ή αφαιρούνται τα μήκη κύματος που θέλουμε.....	41

Κεφάλαιο 2

Εικόνα 2.1: Μια απλή δομή δακτυλίου συζευγμένη με 2 κυματοδηγούς (<i>add-drop ring resonator</i>).....	47
Εικόνα 2.2: (A) Ένα <i>all-pass</i> δαχτυλίδι (<i>APF</i>) και (B) ένα <i>add-drop</i> δαχτυλίδι (<i>ADRR</i>).47	
Εικόνα 2.3: Ένα <i>racetrack ring resonator</i>	48
Εικόνα 2.4 : Η ένταση του πεδίου στην έξοδο ενός <i>all-pass filter</i>	49
Εικόνα 2.5: Πεδία και συντελεστές σύζευξης σε μία δομή <i>APF</i>	50
Εικόνα 2.6: Διάταξη <i>APF</i> στο <i>Interconnect</i>	52
Εικόνα 2.7: Το <i>transmission</i> συναρτήσσει του μήκους κύματος σε <i>APF</i> , <i>Interconnect</i> .53	
Εικόνα 2.8: Ένα <i>ADRR</i> επιλογής καναλιού.....	54
Εικόνα 2.9: α) Σχηματική αναπαράσταση ενός <i>add-drop</i> φίλτρου και β) οι πορείες των πεδίων μέσα στο φίλτρο.....	55
Εικόνα 2.10: Πεδία και συντελεστές σύζευξης σε μία δομή <i>ADRR</i>	56
Εικόνα 2.11: Διάταξη <i>ADRR</i> στο <i>Interconnect</i>	57
Εικόνα 2.12: Η συνάρτηση μεταφοράς συναρτήσσει του μήκους κύματος σε <i>ADRR</i> , <i>Interconnect</i>	58
Εικόνα 2.13: Η ένταση του πεδίου εξόδου στην <i>through</i> έξοδο (συνεχόμενη γραμμή) και στην <i>drop</i> έξοδο (διακεκομμένη γραμμή).....	59
Εικόνα 2.14: Ο παράγοντας Q συναρτήσσει του μήκους της κοιλότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή απωλειών α	63
Εικόνα 2.15: Η λεπτότητα F συναρτήσσει του μήκους της κοιλότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή απωλειών α	63
Εικόνα 2.16: Μία τυπική διπλή δομή δακτυλίων (<i>SRR</i>), μαζί με τους συντελεστές σύζευξης της.....	66
Εικόνα 2.17: Η απόκριση ενός <i>bandpass SRR</i> φίλτρου για διάφορες τιμές του K_2 ..68	
Εικόνα 2.18: Οι τιμές του <i>bandwidth</i> για διάφορες τιμές του K_1	71
Εικόνα 2.19: Διάταξη <i>SRR</i> στο <i>Interconnect</i>	73
Εικόνα 2.20: Η συνάρτηση μεταφοράς συναρτήσσει του μήκους κύματος σε <i>SRR</i> , $K_2 = 0.05$	73

Εικόνα 2.21: Η συνάρτηση μεταφοράς συναρτήσει του μήκους κύματος σε SDRR, $K_2 = 0.01$74

Εικόνα 2.22: Το EX συναρτήσει του K_1^2 για διάφορες τιμές του ζ. Οι συνεχείς γραμμές απεικονίζουν τις πραγματικές τιμές και οι διακεκομμένες απεικονίζουν τις προσεγγιστικές τιμές.....75

Εικόνα 2.23 : Τα bandwidth ratio για διάφορες τιμές του ζ.....77

Εικόνα 2.24: Η αλλαγή στην απόκριση του φίλτρου συναρτήσει των απωλειών. Θεωρούμε $\zeta = 0.9$ και $K_1^2 = K_3^2 = 0.1$78

Κεφάλαιο 3

Εικόνα 3.1: MZI δαχτυλίδια 2ης τάξης (Lumerical Interconnect).....81

Εικόνα 3.2: Bandwidth συναρτήσει της θερμοκρασίας.....84

Εικόνα 3.3: Οι τιμές bandwidth που μπορούμε να πετύχουμε για τα set point της περίπτωσης 1.....84

Εικόνα 3.4: Bandwidth συναρτήσει της θερμοκρασίας.....85

Εικόνα 3.5: Οι τιμές bandwidth που μπορούμε να πετύχουμε για τα set point της περίπτωσης 2.....86

Εικόνα 3.6: Απλοποιημένη αναπαράσταση MZI.....86

Εικόνα 3.7: Mach-Zehnder interferometer (Lumerical Interconnect).....88

Εικόνα 3.8: n_{eff} θερμαινόμενου κυματοδηγού συναρτήσει της θερμοκρασίας.....89

Εικόνα 3.9: Cross-Coupling ratio του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας.....89

Εικόνα 3.10: Διαφορά φάσης μεταξύ των κυματοδηγών του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας.....90

Εικόνα 3.11: Συνάρτηση μεταφοράς κάτω θύρας MZI για μεγάλο εύρος τιμών θερμοκρασίας.....90

Εικόνα 3.12: Το cross-coupling ratio συναρτήσει της διαφοράς φάσης.....91

Εικόνα 3.13: Cross-Coupling ratio του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας.....92

Εικόνα 3.14: Διαφορά φάσης μεταξύ των κυματοδηγών του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας.....92

Εικόνα 3.15: Συνάρτηση μεταφοράς κάτω θύρας MZI για μεγάλο εύρος τιμών θερμοκρασίας.....93

Εικόνα 3.16: Το <i>cross-coupling ratio</i> συναρτήσει της διαφοράς φάσης.....	93
Εικόνα 3.17: Σύγκριση διαφοράς φάσεων των MZI.....	94
Εικόνα 3.18: Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου, στην περιοχή της ζώνης συντονισμού, για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών.....	95
Εικόνα 3.19: Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου, στην περιοχή της ζώνης συντονισμού, για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών.....	96
Εικόνα 3.20: Τα <i>cross-coupling ratio</i> των MZI της δομής.....	98
Εικόνα 3.21: Το <i>bandwidth</i> του <i>drop port</i> της καινούργιας δομής.....	98
Εικόνα 3.22: Η ζώνη διέλευσης του <i>drop port</i> για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών.....	99
Εικόνα 3.23: Η ζώνη του <i>drop port</i> για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών..	99
Εικόνα 3.24: Η ζώνη του <i>drop port</i> για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών και 5 διαφορετικά <i>bandwidth</i>	100

Κεφάλαιο 4

Εικόνα 4.1: Η βασική διπλή δομή δακτυλίων που θα χρησιμοποιηθεί.....	102
Εικόνα 4.2: Η βασική δομή σε COMPOUND μορφή.....	103
Εικόνα 4.3: Οι απώλειες της δομής συναρτήσει της θερμοκρασίας του <i>set point</i> κυματοδηγού, θεωρώντας <i>bandwidth 25GHz</i>	104
Εικόνα 4.4: Ο <i>transmitter</i> που θα χρησιμοποιήσουμε.....	106
Εικόνα 4.5: Το ψηφιακό σήμα για <i>bitrate 25Gbit/s</i>	107
Εικόνα 4.6: Ο NRZ παλμός για <i>bitrate 25Gbit/s</i>	107
Εικόνα 4.7: Κανάλι στα 193.1THz	108
Εικόνα 4.8: Ο <i>receiver</i> που θα χρησιμοποιήσουμε.....	109
Εικόνα 4.9: Η διάταξη 2 καναλιών 25GHz.....	111
Εικόνα 4.10: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του καναλιού 193.2THz.....	112
Εικόνα 4.11: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM.....	112
Εικόνα 4.12: Η λήψη του καναλιού των 193.2THz.....	113

Εικόνα 4.13: Η λήψη του καναλιού των 193.4THz.....	114
Εικόνα 4.14: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.2THz.....	114
Εικόνα 4.15: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.4THz.....	115
Εικόνα 4.16: Η διάταξη 3 καναλιών 25GHz.....	116
Εικόνα 4.17: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του καναλιού 193.15THz.....	117
Εικόνα 4.18: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του μεσαίου καναλιού 193.25THz.....	117
Εικόνα 4.19: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM.....	118
Εικόνα 4.20: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz.....	118
Εικόνα 4.21: Η λήψη του καναλιού των 193.25THz.....	119
Εικόνα 4.22: Η λήψη του καναλιού των 193.35THz.....	120
Εικόνα 4.23: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.15THz.....	120
Εικόνα 4.24: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.25THz.....	121
Εικόνα 4.25: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.35THz.....	121
Εικόνα 4.26: Η διάταξη 4 καναλιών 25GHz.....	122
Εικόνα 4.27: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή των 2 πρώτων καναλιών.....	123
Εικόνα 4.28: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM.....	123
Εικόνα 4.29: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz.....	124
Εικόνα 4.30: Η λήψη του καναλιού των 193.275THz.....	124
Εικόνα 4.31: Η λήψη του καναλιού των 193.35THz.....	125
Εικόνα 4.32: Η λήψη του καναλιού των 193.45THz.....	126
Εικόνα 4.33: Το ψηφιακό σήμα για bitrate 50Gbit/s.....	127
Εικόνα 4.34: Ο NRZ παλμός για bitrate 50Gbit/s.....	127
Εικόνα 4.35: Η διάταξη 2 καναλιών 50GHz.....	128
Εικόνα 4.36: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του καναλιού 193.15THz.....	129
Εικόνα 4.37: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM.....	129

Εικόνα 4.38: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz.....	130
Εικόνα 4.39: Η λήψη του καναλιού των 193.3THz.....	131
Εικόνα 4.40: Η διάταξη 3 καναλιών 50GHz.....	132
Εικόνα 4.41: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM.....	133
Εικόνα 4.42: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz.....	133
Εικόνα 4.43: Η λήψη του καναλιού των 193.25THz.....	134
Εικόνα 4.44: Η λήψη του καναλιού των 193.35THz.....	135
Εικόνα 4.45: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.15THz.....	135
Εικόνα 4.46: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.25THz.....	136
Εικόνα 4.47: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.35THz.....	136
Εικόνα 4.48: Το ψηφιακό σήμα για bitrate 80Gbit/s.....	137
Εικόνα 4.49: Ο NRZ παλμός για bitrate 80Gbit/s.....	138
Εικόνα 4.50: Η διάταξη 2 καναλιών 80GHz.....	139
Εικόνα 4.51: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM.....	140
Εικόνα 4.52: Η λήψη του καναλιού των 193.2THz.....	140
Εικόνα 4.53: Η λήψη του καναλιού των 193.4THz.....	141
Εικόνα 4.54: Η διάταξη flexible grid.....	142
Εικόνα 4.55: Η εισαγωγή του καναλιού 25GHz στο WDM σήμα.....	143
Εικόνα 4.56: Η εισαγωγή του καναλιού 50GHz στο WDM σήμα.....	144
Εικόνα 4.57: Το ολοκληρωμένο WDM σήμα.....	144
Εικόνα 4.58: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz.....	145
Εικόνα 4.59: Η λήψη του καναλιού των 193.275THz.....	145
Εικόνα 4.60: Η λήψη του καναλιού των 193.45THz.....	146
Εικόνα 4.61: Το eye diagram του καναλιού των 193.15THz.....	146
Εικόνα 4.62: Η προσθήκη καναλιών σε μία COMPOUND δομή.....	147
Εικόνα 4.63: Η διάταξη λειτουργικότητας ADD.....	148

Εικόνα 4.64: Το κανάλι 193.2THz (ολοκληρωμένο σήμα).....	149
Εικόνα 4.65: Το κανάλι 193.4THz.....	149
Εικόνα 4.66: Το νέο ολοκληρωμένο WDM σήμα.....	150
Εικόνα 4.67: Η λήψη του καναλιού των 193.2THz.....	150
Εικόνα 4.68: Η λήψη του καναλιού των 193.4THz.....	151
Εικόνα 4.69: Το eye diagram του καναλιού των 193.2THz.....	151
Εικόνα 4.70: Το eye diagram του καναλιού των 193.4THz.....	152

Κεφάλαιο 5

Εικόνα 5.1: (α) Η συνάρτηση μεταφοράς δομής με FSR 7.5nm, (β) Η συνάρτηση μεταφοράς δομής με FSR 10% μικρότερο, (γ) Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης	156
---	-----

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 1: Τιμές του bandwidth για διάφορα bandwidth factor (η).....	70
Πίνακας 2: Σύγκριση bandwidth και bandwidth ratio σε SDRR και ADRR δαχτυλίδια. Θεωρούμε ότι οι συντελεστές σύζευξης του ADRR ισούνται με το K_1	76
Πίνακας 3: Βασικές πληροφορίες καναλιών.....	104
Πίνακας 4: Συντονισμοί σε κανάλια 25, 50 και 80 GHz.....	105

Κεφάλαιο 1

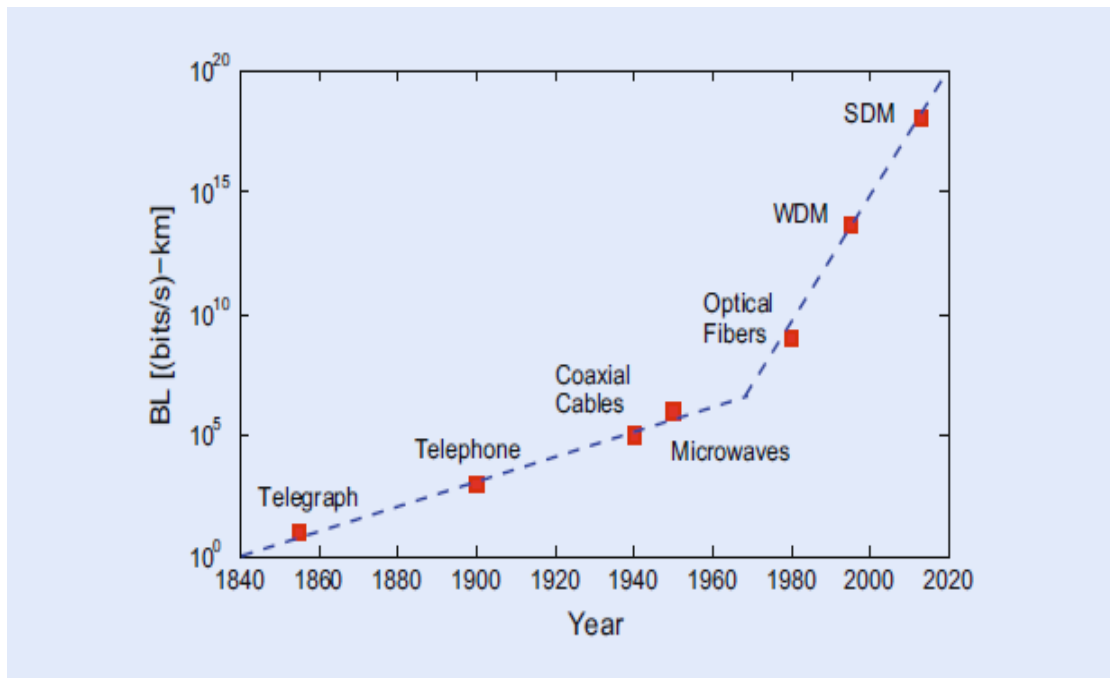
Εισαγωγή στους Κυματοδηγούς

1.1. Η ιστορία των οπτικών τηλεπικοινωνιών

Αν με τον όρο "οπτικές τηλεπικοινωνίες" θεωρήσουμε κάθε τρόπο επικοινωνίας που εκμεταλλεύεται το φως, συμπεραίνουμε ότι από τα αρχαία χρόνια οι άνθρωποι χρησιμοποιούσαν το φως για να επικοινωνήσουν μεταξύ τους. Πολλοί πολιτισμοί της αρχαιότητας χρησιμοποιούσαν καθρέπτες, φάρους φωτιάς αλλά και σήματα καπνού για να μεταδώσουν μία απλή πληροφορία (όπως την νίκη σε ένα πόλεμο). Για παράδειγμα, θεωρείται από ιστορικούς ότι οι αρχαίοι Έλληνες κατασκεύασαν το 1084 π. Χ. μία μεγάλη σειρά από φάρους φωτιάς για να διαδώσουν παντού την είδηση της πτώσης της Τροίας. Ο κύριος περιορισμός ενός τέτοιου τρόπου επικοινωνίας είναι ότι ο όγκος των δεδομένων που μπορεί να μεταδοθεί είναι μικρός και προσυμφωνημένος μεταξύ των δύο πλευρών. Όσο περνούσαν οι αιώνες, έγιναν προσπάθειες να αυξηθεί ο όγκος της πληροφορίας που μεταδίδεται με αυτούς τους πρωτόγονους τρόπους επικοινωνίας. Για παράδειγμα, στην Βόρεια Αμερική οι Ινδιάνοι άλλαζαν τα χρώματα στα σήματα καπνού, ενώ χρησιμοποιήθηκαν καλύπτρες στους φάρους στα λιμάνια ώστε το φως να φαίνεται ή να καλύπτεται σε τακτά διαστήματα (παρόμοια με τον κώδικα Morse). Οι ιδέες αυτές δεν απέχουν πολύ από σύγχρονους τρόπους επικοινωνίας, όπου μέσα στο φως είναι κωδικοποιημένη η πληροφορία που θέλουμε να μεταδώσουμε.

Ακόμα και έτσι όμως, ο όγκος πληροφορίας που μεταδίδονταν ήταν αρκετά περιορισμένος. Αυτό άλλαξε το 1792, όταν ο Κλωντ Σαπ (Claude Chappe) σκέφτηκε να μεταδώσει μηχανικά κωδικοποιημένα μηνύματα σε μεγάλες αποστάσεις με την βοήθεια ενδιάμεσων σταθμών αναμετάδοσης, που απείχαν 10-15 χιλιόμετρα. Ο Σαπ ονόμασε την εφεύρεση του οπτικό τηλέγραφο και κωδικοποίησε ολόκληρο το αλφάβητο αλλάζοντας το σχήμα της μηχανικής συσκευής πάνω στους πύργους-σταθμούς. Ο οπτικός τηλέγραφος επέτρεψε την μετάδοση ολόκληρων προτάσεων σε μεγάλες αποστάσεις. Η πρώτη τέτοια "γραμμή" μετάδοσης τοποθετήθηκε μεταξύ του Παρισιού και της Λιλ, που απείχαν πάνω από 200 χιλιόμετρα, ενώ μέχρι το 1830 το δίκτυο τηλεγράφων είχε επεκταθεί σε όλη την Ευρώπη. Ο ρόλος του φωτός σε αυτό το σύστημα ήταν να κάνει ορατό το κωδικοποιημένο σήμα, και όπως ήταν αναμενόμενο ο ρυθμός μετάδοσης εδώ ήταν χαμηλός, και πιο συγκεκριμένα κάτω του 1bit/s , μιλώντας με σύγχρονους όρους.

Με την εφεύρεση του ηλεκτρικού τηλεγράφου και του τηλεφώνου, ξεκίνησε μια εποχή κυριαρχίας των αναλογικών ηλεκτρικών σημάτων στα συστήματα τηλεπικοινωνιών, μέχρι το 1950 όπου επιστήμονες άρχισαν ξανά να μελετάνε οπτικούς τρόπους για να αυξήσουν την χωρητικότητα των τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Με την εφεύρεση του laser την δεκαετία του 1950 και της οπτικής ίνας την δεκαετία του 1960, οι οπτικές τηλεπικοινωνίες επέστρεψαν δυναμικά στο προσκήνιο. Σε συστήματα επικοινωνίας, ένα μέγεθος που χρησιμοποιείται για να υπολογίσει την "ποιότητα" του συστήματος είναι το γινόμενο BL , δηλαδή το γινόμενο του bitrate και της απόστασης μεταξύ των σταθμών αναμετάδοσης (όπου το σήμα ανακατασκευάζεται για να κρατήσει την ποιότητα του). Στην παρακάτω εικόνα βλέπουμε ότι τα τελευταία 180 χρόνια το γινόμενο αυτό έχει αυξηθεί σε δραματικό βαθμό, ενώ η αύξηση συνεχίζεται ακόμη και σήμερα, με την βοήθεια διαφόρων τεχνικών όπως π.χ. της πολυπλεξίας. Παρατηρούμε ότι το 1977, όπου σταδιακά άρχισαν να χρησιμοποιούνται οι οπτικές ίνες στις τηλεπικοινωνίες, οι ρυθμοί ανάπτυξης εκτοξεύτηκαν [1].

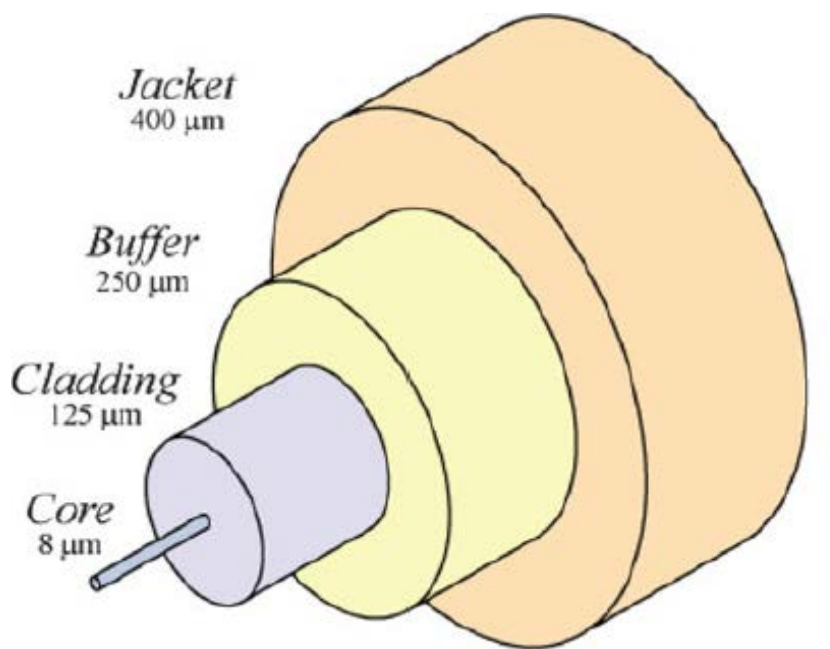


Εικόνα 1.1: Η αύξηση στο γινόμενο BL την περίοδο 1840-2015

1.2. Οπτικές ίνες

Οι οπτικές ίνες κατά την δεκαετία του 1960 χρησιμοποιούνταν για την κατασκευή γαστροσκοπίων και άλλων συσκευών που δεν απαιτούσαν μεγάλο μήκος ίνας. Την περίοδο εκείνη, οι επιστήμονες δίσταζαν να χρησιμοποιήσουν οπτικές ίνες για οπτικές τηλεπικοινωνίες, για τον λόγο ότι οι οπτικές ίνες της εποχής εμφάνιζαν σημαντικές απώλειες, σε βαθμό που το 90% του φωτός που εισέρχονταν από το ένα άκρο χάνονταν εντός της ίνας λόγω απωλειών, σε ίνες μήκους μερικών μόνο μέτρων.

Επομένως, πολλοί μηχανικοί δεν τις υπολόγιζαν για οπτικές τηλεπικοινωνίες, καθώς το φως εδώ έπρεπε να μεταδοθεί σε απόσταση πολλών χιλιομέτρων. Γρήγορα όμως έγινε αντιληπτό ότι με πιο προσεκτική κατασκευή οπτικών ινών και αφαίρεση ατελειών, θα ήταν δυνατό να μειωθούν κατά πολύ οι απώλειες στο εσωτερικό τους, και ότι οι νέες οπτικές ίνες χαμηλών απωλειών θα ήταν ιδανικές για οπτικές τηλεπικοινωνίες. Η αρχή έγινε το 1970, όπου επιστήμονες κατάφεραν να μειώσουν τις απώλειες εντός της ίνας στα $20\text{dB}/\text{km}$ στην περιοχή των 630nm . Εννιά χρόνια αργότερα όμως, το 1979, Ιάπωνες επιστήμονες κατάφεραν να μειώσουν τις απώλειες στα $0.2\text{dB}/\text{km}$ στην περιοχή των $1.55\mu\text{m}$. Λόγω της διασποράς Rayleigh, αυτή η τιμή απωλειών ήταν το κατώτατο "όριο" όσον αφορά απώλειες σε οπτικές ίνες και για αυτόν τον λόγο ακόμα και σε σύγχρονες οπτικές ίνες δεν έχουμε πετύχει τιμές απωλειών μικρότερες από αυτήν. Παρόλα αυτά, οι οπτικές ίνες ήταν πλέον έτοιμες να παίξουν πρωταγωνιστικό ρόλο σε συστήματα οπτικών τηλεπικοινωνιών.

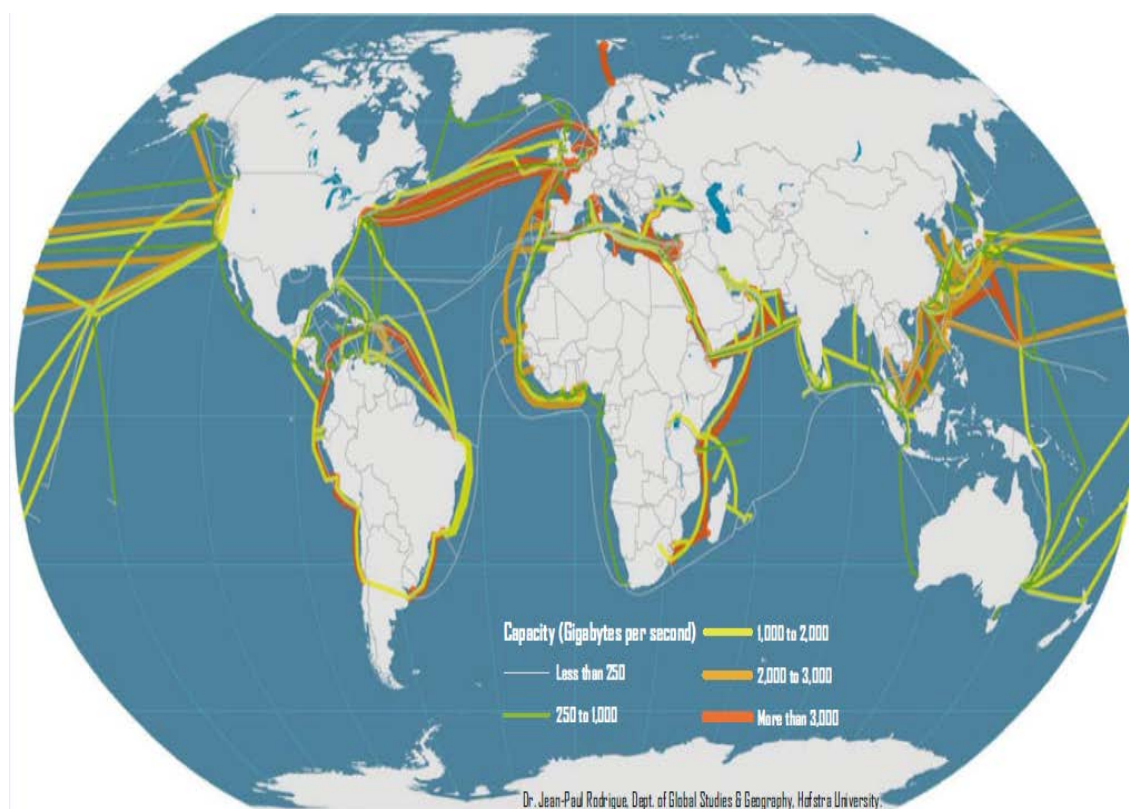


Εικόνα 1.2: Η δομή της οπτικής ίνας

Οι οπτικές ίνες μεταδίδουν φως σε μακρινές αποστάσεις, ανεξάρτητα των περιβαλλοντικών συνθηκών, συγκεντρώνοντας το οπτικό κύμα εντός του μικροσκοπικού κυλινδρικού πυρήνα τους χρησιμοποιώντας το φαινόμενο της ολικής εσωτερικής ανάκλασης. Στην παραπάνω εικόνα βλέπουμε την δομή μιας τυπικής μονορρυθμικής ίνας, όπου η διάμετρος του πυρήνα είναι κάτω των $10\mu\text{m}$. Αν θέλουμε πολυρρυθμική λειτουργία, η διάμετρος του πυρήνα συνήθως είναι $50\mu\text{m}$. Ο γυάλινος πυρήνας ενισχύεται με γερμάνιο για να αποκτήσει μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης από τον μανδύα, που είναι κατασκευασμένος από το ίδιο υλικό. Τοποθετούμε πάνω από τον μανδύα ένα ενδιάμεσο στρώμα και πλαστική μόνωση. Η όλη δομή έχει διάμετρο κάτω του χιλιοστού, και έτσι εντός ενός καλωδίου μπορούμε να τοποθετήσουμε πολλές οπτικές ίνες, ανάλογα με την εφαρμογή. Ιδανικά, θέλουμε

εντός της ίνας να μην μεταβάλλεται καθόλου το φως, αλλά πρακτικά το φως εξασθενεί λόγω απόσβεσης και παραμορφώνεται λόγω φαινομένων όπως της χρωματικής διασποράς και της μη γραμμικότητας Kerr.

Με την άνοδο του Internet την δεκαετία του 1990, κρίθηκε πλέον απαραίτητο να αναπτυχθεί ένα παγκόσμιο δίκτυο ικανό να συνδέσει όλους τους υπολογιστές (ή και άλλες συσκευές) με έναν αξιόπιστο τρόπο. Ένα τέτοιο δίκτυο ήταν εφικτό μόνο με την εγκατάσταση υποθαλάσσιων καλωδίων οπτικών ινών σε όλους τους ωκεανούς. Τα καλώδια αυτά έπρεπε να ήταν αρκετά ανθεκτικά ώστε να αντέχουν συνθήκες υψηλής πίεσης και φθοράς. Το πρώτο τέτοιο καλώδιο εγκαταστάθηκε το 1988 στον Ατλαντικό ωκεανό (TAT-8), και ήταν ικανό να μεταδώσει 280Mbit/s . Λόγω των μεγάλων αποστάσεων, κρίθηκε απαραίτητη η εγκατάσταση ενισχυτών σε υποθαλάσσια καλώδια, ώστε να αντισταθμίζονται οι απώλειες λόγω απόσβεσης. Όσο περνούσαν τα χρόνια, η χωρητικότητα των καλωδίων αυξάνονταν όλο και περισσότερο, καθώς γίνονταν χρήση τεχνικών πολυπλεξίας. Παρακάτω βλέπουμε το παγκόσμιο δίκτυο υποθαλάσσιων καλωδίων οπτικών ινών, όπως ήταν το έτος 2015 [1].



Εικόνα 1.3: Το παγκόσμιο δίκτυο υποθαλάσσιων καλωδίων (2015)

1.3. Εισαγωγή στα Silicon Photonics

Ο όρος "φωτονική" είναι ουσιαστικά ένας νεοσύστατος όρος, που θυμίζει πολύ τον όρο "ηλεκτρονική". Όπως λοιπόν στα ηλεκτρονικά κυκλώματα, η μετάδοση του σήματος γίνεται μέσω ηλεκτρονίων, στα φωτονικά κυκλώματα η μετάδοση του σήματος γίνεται μέσω φωτονίων. Εύκολα γίνεται κατανοητό μάλιστα ότι αφού τα φωτόνια ταξιδεύουν με την ταχύτητα του φωτός, οι ρυθμοί μετάδοσης στα φωτονικά κυκλώματα είναι πολλές τάξεις μεγέθους μεγαλύτεροι απ' ότι στα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Αν συνυπολογίσουμε και το ότι οι ηλεκτρικές συνδέσεις μεταξύ μεταλλικών καλωδίων αντιμετωπίζουν προβλήματα όταν διασταυρώνονται, ειδικά σε συνθήκες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων όπου ο χώρος είναι περιορισμένος, η ανάγκη για φωτονικά κυκλώματα γίνεται απαραίτητη, καθώς οι φωτονικές συνδέσεις μπορούν να διασταυρωθούν χωρίς να προκαλέσουν παρεμβολές η μία στην άλλη.

Η φωτονική ξεκίνησε να αναπτύσσεται ραγδαία όταν στα συστήματα τηλεπικοινωνιών αντικαταστάθηκαν τα χάλκινα και τα ομοαξονικά καλώδια με γραμμές μεταφοράς οπτικών ινών. Η μετάβαση από τα ομοαξονικά καλώδια στην μετάδοση οπτικών κυμάτων μέσω οπτικών ινών ήταν μονόδρομος, αφού οι απώλειες διάδοσης και η διασπορά ανά μονάδα μήκους ήταν πολύ μικρότερες στις οπτικές ίνες. Οι οπτικές ίνες παράλληλα επιδεικνύουν μεγάλο εύρος μετάδοσης, επιτρέποντας έτσι την μετάδοση πληροφορίας με πολύ υψηλές ταχύτητες, ενώ ακόμα επιτρέπουν τον πολυπλεξία σημάτων, δίνοντας έτσι την ευκαιρία στους κατασκευαστές των συστημάτων αυτών να αυξήσουν τις δυνατότητες διάδοσης της ίνας φτηνά και αποτελεσματικά. Πριν την καθιέρωση της φωτονικής, τα σήματα που μεταδίδονταν σε οπτικές συχνότητες έπρεπε πρώτα να μετατραπούν σε ηλεκτρονικά σήματα, μια διαδικασία που ήταν δαπανηρή και αύξανε τις απώλειες και την πιθανότητα λαθών στο σύστημα. Τώρα όμως, η επεξεργασία οπτικών κυμάτων μπορεί και γίνεται χωρίς μετατροπή. Λόγω όλων των παραπάνω, η φωτονική αποτέλεσε μία "επανάσταση" στον χώρο των τηλεπικοινωνιών, καθώς έδωσε την δυνατότητα σε σπίτια και επιχειρήσεις να χρησιμοποιήσουν εφαρμογές που απαιτούσαν υψηλό εύρος [2].

Η τεράστια επιρροή των οπτικών ινών στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες γίνεται ακόμα πιο προφανής με μία γρήγορη ματιά στους αριθμούς. Μία σύγχρονη, σωστά εγκατεστημένη οπτική ίνα μπορεί να μεταδώσει έως $15.5Tbit/s$. Στις Ηνωμένες Πολιτείες μόνο, ο τζίρος από την κατασκευή οπτικών ινών ανήλθε στα 4 δισεκατομμύρια δολάρια μέσα στο 2018. Παγκόσμια, υπάρχει ζήτηση για την κατασκευή ακόμα 280 εκατομμυρίων χιλιομέτρων οπτικών ινών. Η χρήση των οπτικών ινών αυξάνεται ακόμα και 100% κάθε χρόνο σε χώρες όπως το Μεξικό, ενώ στην Ιαπωνία η ενσωμάτωση των οπτικών ινών στο σύστημα τηλεπικοινωνιών της χώρας αγγίζει το 68.5%. Στην Νοτιοανατολική Ασία γενικότερα οι ρυθμοί ανάπτυξης των δικτύων οπτικών ινών αγγίζουν το 10% κάθε χρόνο. Αν τέλος αναλογιστούμε ότι

ακόμα και αν οι ταχύτητες μετάδοσης γίνουν 1000 φορές μεγαλύτερες μέσα στα επόμενα 20 χρόνια δεν θα χρειαστεί η εγκατάσταση νέων καλωδίων, καταλαβαίνουμε ότι αυτοί οι ραγδαίοι ρυθμοί ανάπτυξης θα συνεχιστούν για πολύ καιρό [3].

Η υλοποίηση φωτονικών κυκλωμάτων σήμερα έχει ως βασικό δομικό λίθο το πυρίτιο (*Si*), για αυτό και η χρήση του πυριτίου έχει καθιερωθεί εδώ και χρόνια στην υπέρυθρη οπτική [4]. Η εκτεταμένη γνώση που έχουμε για το υλικό αυτό, οι ιδιότητες του αλλά και η μεγάλη εμπειρία που έχουμε πάνω στις τεχνικές επεξεργασίας του για την κατασκευή ηλεκτρονικών μικροκυκλωμάτων, καθιστούν το πυρίτιο ως τον ιδανικό υποψήφιο για την επίλυση των προβλημάτων που προκύπτουν λόγω της αυξανόμενης πολυπλοκότητας των δικτύων οπτικών ινών. Σήμερα, τα *silicon photonics* (φωτονική πυριτίου) βασίζονται κυρίως στην αρχιτεκτονική *SOI* (*silicon-on-insulator*). Το πυρίτιο εμφανίζει μικρή απορροφητικότητα στις μπάντες $1.3\mu\text{m}$ και $1.55\mu\text{m}$, ενώ ο μεγάλη διαφορά δεικτών διάθλασης μεταξύ του πυρήνα του πυριτίου και του μανδύα ($3.48:1.44$ στα 1550nm) μας επιτρέπει καλή μετάδοση φωτός και εύκολη κατασκευή μικροσυσκευών [5].

Δεν υπήρχε ποτέ αμφιβολία ότι το πυρίτιο θα ήταν ένας από τους βασικούς πρωταγωνιστές στην εποχή των οπτικών ινών. Άλλα παραδοσιακά υλικά, όπως για παράδειγμα ο χαλκός, δεν μπορούν να ανταποκριθούν στην ανάγκη για υψηλό εύρος ζώνης (*bandwidth*), καθώς οι συνδέσεις χαλκού ακόμα και σε πολύ μικρές αποστάσεις προσθέτουν πολλές απώλειες για συχνότητες άνω των 10GHz [6]. Συνεπώς, η ανάγκη για υψηλότερες ταχύτητες, μεγαλύτερες ζώνες μετάδοσης και χαμηλότερο κόστος ικανοποιείται εξ' ολοκλήρου από το πυρίτιο, καθώς μας εξασφαλίζει τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

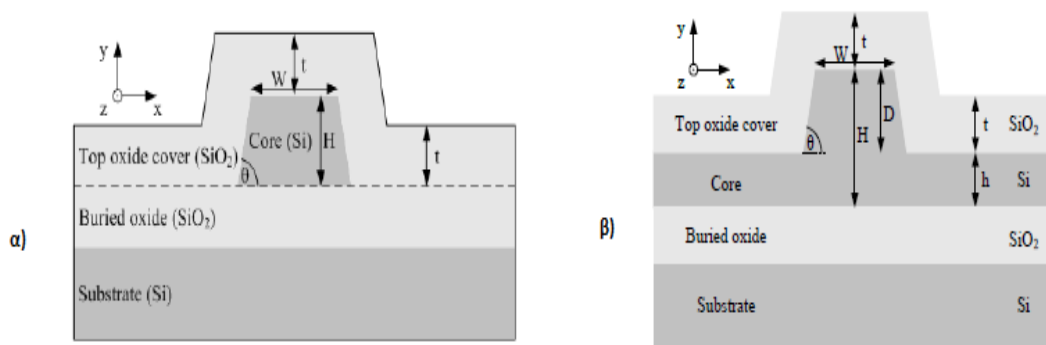
- Φωτονική: Μεγάλη μπάντα συχνοτήτων με αμελητέες απώλειες
- Ηλεκτρονική: Ταχύτατα ολοκληρωμένα κυκλώματα με λίγο θόρυβο
- Θερμικά: Μεγάλη θερμική αγωγιμότητα
- Δομικά: Ορθώς κατασκευασμένες τρισδιάστατες δομές

Το πυρίτιο επομένως μας προσφέρει άπειρες δυνατότητες στην κατασκευή ολοκληρωμένων ηλεκτρονικών και φωτονικών κυκλωμάτων, και για αυτόν τον λόγο αποτελεί σήμερα το πιο σημαντικό υλικό στην τεχνολογία των οπτικών ινών και αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας.

1.4. Θεμελιώδεις ρυθμοί μετάδοσης

Όπως καταλαβαίνουμε λοιπόν, η φωτονική πυριτίου θα μας δώσει την δυνατότητα να δημιουργήσουμε μία φθηνή, ολοκληρωμένη ήλεκτρο-φωτονική

πλατφόρμα, πάνω στην οποία θα μπορέσουμε να υλοποιήσουμε πολύπλοκα οπτικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα. Παράλληλα όμως, πρέπει οι κυματοδηγοί να έχουν χαρακτηριστικά που θα μας επιτρέψουν να υλοποιήσουμε ενεργά και παθητικά στοιχεία, όπως διαμορφωτές και οπτικά φίλτρα, αλλά και άλλες λειτουργίες όπως παραγωγή και ανίχνευση φωτός. Απαραίτητες προϋποθέσεις λοιπόν είναι οι κυματοδηγοί να είναι κατασκευασμένοι με κατάλληλα υλικά και να τοποθετούνται πάνω σε υποστρώματα πυριτίου, να έχουν χαμηλές απώλειες διάδοσης, ενώ και κατά την διάρκεια παρασκευής των κυματοδηγών (*fabrication*) πρέπει να ακολουθούμε διαδικασίες που δεν θα βλάψουν τις ηλεκτρονικές συσκευές μας [7].



Εικόνα 1.4: α) Strip κυματοδηγός διαστάσεων 220x550nm, απωλειών 2 – 3dB/cm και β) Rib κυματοδηγός με H = 200 – 400nm έως μερικά μm απωλειών 0.1dB/cm.

Για να καταλάβουμε πως γίνεται η διάδοση των κυμάτων εντός των κυματοδηγών, πρέπει να καταφύγουμε στην Ηλεκτρομαγνητική Θεωρία. Ξεκινώντας από τις εξισώσεις του Maxwell, αν υποθέσουμε ότι το μέσο μετάδοσης δεν έχει απώλειες, είναι μη αγώγιμο, συγκεντρωθούμε μόνο με την διάδοση στο επίπεδο z , και υποθέτοντας μόνο TE ή TM πόλωση τότε η εξίσωση που περιγράφει την διάδοση του κύματος σε επίπεδο κυματοδηγό είναι η παρακάτω:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = \mu_m \epsilon_m \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2}$$

Με περαιτέρω απλοποίηση μπορούμε να αναλύσουμε τα ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία ως:

$$E = E_0 \exp [j(kz \pm \omega t)]$$

$$H = H_0 \exp [j(kz \pm \omega t)]$$

Η φάση ($kz \pm \omega t$) μεταβάλλεται με τον χρόνο (t) και την απόσταση (z). Ο ρυθμός που μεταβάλλονται αυτά τα μεγέθη ορίζονται από τα ω και k , όπου ω η γωνιακή

συχνότητα (*rads/sec*) και k η σταθερά διάδοσης (ή κυματαριθμός), η οποία εξαρτάται από το μήκος κύματος και τον δείκτη διάθλασης n του υλικού σύμφωνα με τους τύπους:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ και } k = nk_0$$

Όπου k_0 η σταθερά διάδοσης στο κενό [8].

Το φως εντός των κυματοδηγών μεταδίδεται σε διακριτούς ρυθμούς. Γενικά, για τις περισσότερες λειτουργίες που επιθυμούμε να υλοποιήσουμε μέσω των silicon photonics, προτιμότερη είναι η μονορρυθμική μετάδοση. Ο αριθμός των ρυθμών που μεταδίδονται μέσα σε έναν κυματοδηγό εξαρτάται από τις διαστάσεις του κυματοδηγού και τους δείκτες διάθλασης του πυρήνα και του μανδύα, ενώ για να έχουμε μονορρυθμική μετάδοση πρέπει να τηρείται η συνθήκη:

$$V \leq 2.405$$

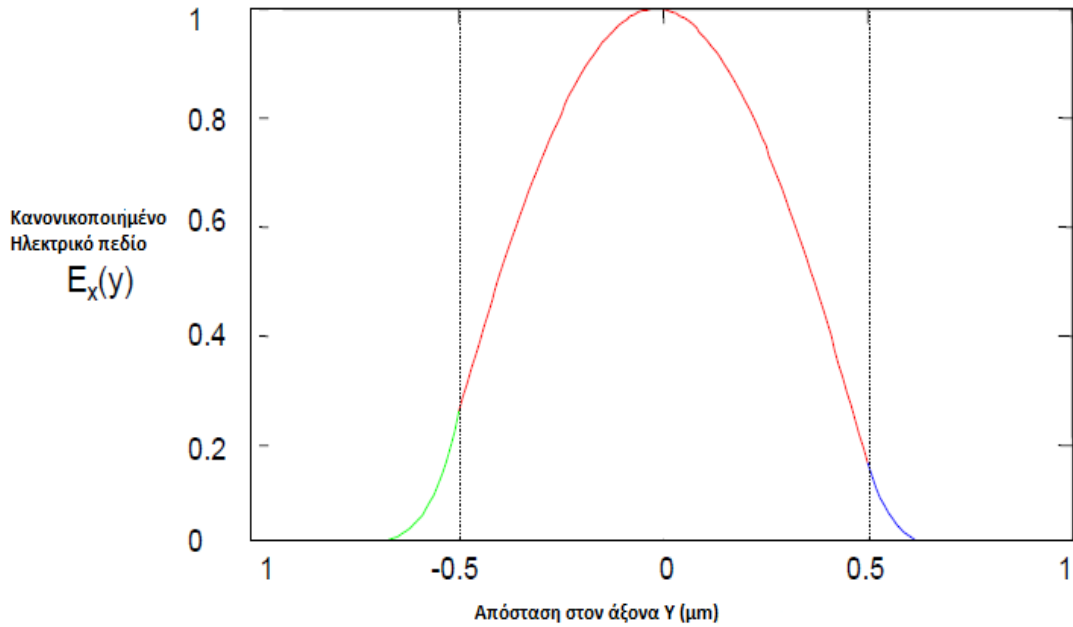
όπου V είναι η κανονικοποιημένη συχνότητα (*normalized frequency*). Η εξίσωση που μας την δίνει μεταβάλλεται ανάλογα με το είδος του κυματοδηγού που έχουμε. Σε οπτικές ίνες για παράδειγμα, ισούται με:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

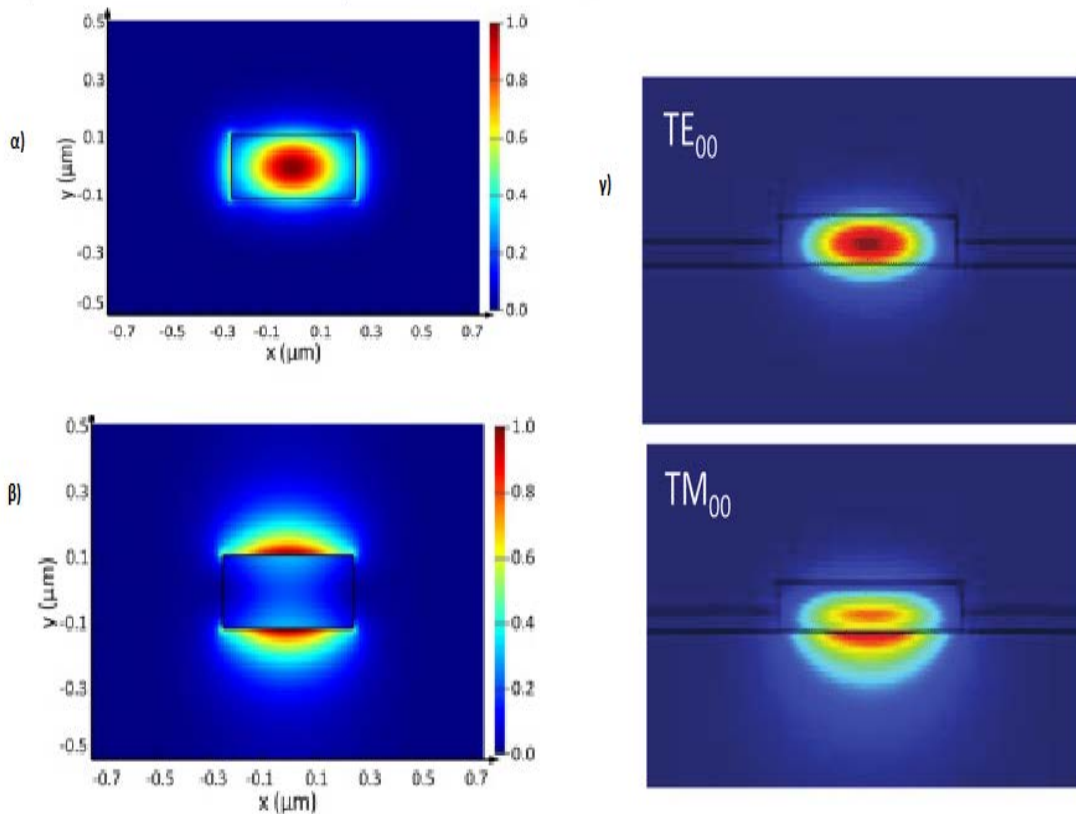
Όπου a είναι η ακτίνα του πυρήνα, λ το μήκος κύματος, και n_1 και n_2 οι δείκτες διάθλασης του πυρήνα και του μανδύα αντίστοιχα [9].

Οι ρυθμοί μετάδοσης μπορούν να είναι ηλεκτρικοί, μαγνητικοί ή υβριδικοί. Τα εγκάρσια ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία είναι κάθετα μεταξύ τους και κάθετα ως προς το πεδίο διάδοσης. Κάθε ρυθμός έχει δικές του σταθερές διάδοσης στα επίπεδα y και z , αλλά και δικό του effective index N , του οποίου η τιμή τηρεί την συνθήκη $n_1 \geq N \geq n_2$. Σε αυτήν την εργασία θα ασχοληθούμε μόνο με τον θεμελιώδη ρυθμό του ηλεκτρικού πεδίου, TE_{10} . Στην Εικόνα 1.5 παρακάτω απεικονίζεται το προφίλ του θεμελιώδους ηλεκτρικού ρυθμού TE_{10} σε έναν τυπικό επίπεδο κυματοδηγό. Ο ρυθμός αυτός είναι ο ρυθμός με την μικρότερη συχνότητα αποκοπής, και το ηλεκτρικό του πεδίο είναι (θεωρώντας ως a το πλάτος του κυματοδηγού) [10]:

$$E = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z z} e_y$$



Εικόνα 1.5: Το προφίλ του θεμελιώδους ηλεκτρικού TE_{10} ρυθμού σε έναν τυπικό κυματοδηγό. (Διαθέσιμο: <http://www.helios-project.eu/Download/Silicon-photonics-course/Ch2-Waveguiding>)

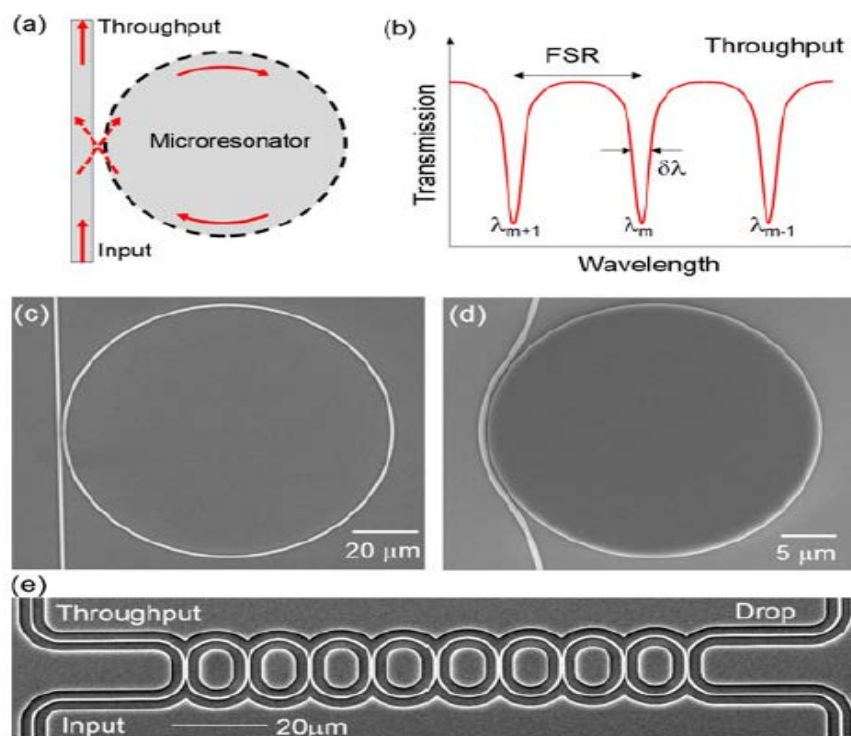


Εικόνα 1.6: α) Θεμελιώδης TE ρυθμός σε *strip* κυματοδηγό διαστάσεων $220 \times 550 \text{ nm}$ (Διαθέσιμο: <https://www.osapublishing.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-23-19-25295&id=326894>), β) Θεμελιώδης TM ρυθμός σε *strip* κυματοδηγό διαστάσεων $220 \times 550 \text{ nm}$ και γ) θεμελιώδεις TE και TM ρυθμοί σε *rib* κυματοδηγό (Διαθέσιμο: <https://www.degruyter.com/view/j/nanoph.ahead-of-print/nanoph-2016-0187/nanoph-2016-0187.xml>)

1.5. Εισαγωγή στους silicon photonic microresonators

Οι μικροταλαντωτές πυριτίου (*silicon photonic microresonators*), ικανοί να συγκεντρώνουν το φως αποτελεσματικά εντός των τοιχωμάτων τους με την βοήθεια της ολικής ανάκλασης (*Total Internal Reflection, TIR*), αποτελούν ένα από τα πιο σημαντικά δομικά στοιχεία των ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων. Τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα των microresonators είναι ότι μας επιτρέπουν ισχυρή ενίσχυση του πεδίου συντονισμού και υψηλή επιλεκτικότητα μήκους κύματος σε μικρό χώρο. Τα τελευταία χρόνια η τεχνολογία των silicon photonic microresonators αναπτύσσεται ραγδαία και έχει βρει πολλές εφαρμογές σε πολλά επιστημονικά πεδία, όπως στις εσωτερικές συνδέσεις κέντρων δεδομένων (*intra-datacenter interconnects*) [11], στην οπτική παραγωγή μη-γραμμικών συχνοτήτων (*optical nonlinear frequency generation*) [12], στις οπτικές κβαντικές επικοινωνίες (*optical quantum communications*) [13], αλλά και σε εφαρμογές οπτικών βιοσενσώρων (*optical biosensing*) [14].

Υπάρχουν πολλά είδη ολοκληρωμένων silicon microresonator, όπως για παράδειγμα τα μικροδαχτυλίδια (*microrings*), οι WGM μικροδίσκοι, τα CROWs, κλπ., που χρησιμοποιούνται για μια πληθώρα εφαρμογών. Ένα τυπικό μικροδαχτυλίδι, ή αλλιώς δομή δακτυλίου (*ring resonator*), κατασκευάζεται συνήθως διαμορφώνοντας έναν μονορρυθμικό κυματοδηγό σε μορφή δαχτυλιδιού. Η παρακάτω εικόνα μας δείχνει παραδείγματα δομών δακτυλίων [5].



Εικόνα 1.7: (α) Τυπικός microring resonator, (β) Συνάρτηση μεταφοράς, (γ, δ) Πραγματικές εικόνες microring, (ε) Δομή 8 δαχτυλιδιών [5]

Βλέπουμε στην *Εικόνα 1.7 (α)*, μία δομή δακτυλίου συζευγμένη με έναν κυματοδηγό. Το φως εισέρχεται από την είσοδο του κυματοδηγού (input) και εκεί γίνεται η σύζευξη με το δακτυλίδι. Λόγω της ολικής ανάκλασης, το φως ταξιδεύει μέσα στο δακτυλίδι. Αν η μεταβολή φάσης του κύματος εντός του δακτυλιδιού ικανοποιεί την συνθήκη ταύτισης φάσης (phase-matching), δηλαδή όταν η περίμετρος του δακτυλιδιού είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του μήκους κύματος της ακτινοβολίας, τότε λέμε ότι το δακτυλίδι βρίσκεται σε συντονισμό. Απόσταση μεταξύ δύο περιοχών συντονισμού, όπως φαίνεται στην *Εικόνα 1.7 (β)*, ονομάζεται *ελεύθερη φασματική απόσταση* και συμβολίζεται με *FSR (Free Spectral Range)*.

Οι microresonators εμφανίζουν από την φύση τους πολλές απώλειες λόγω απορρόφησης, διασποράς, διάδοσης, της τραχύτητας των πλαγίων τοιχωμάτων του κυματοδηγού, κλπ. Οι ολοκληρωμένοι microresonator εμφανίζουν επιπλέον απώλειες λόγω της σύζευξης τους με κυματοδηγούς ή άλλες συσκευές. Επομένως, ακόμα και τα μήκη κύματος σε συντονισμό έχουν περιορισμένο χρόνο ζωής. Ο χρόνος αυτός και αλλά και η ακρίβεια γενικότερα της περιοχής συντονισμού μιας κοιλότητας υπολογίζονται από τον *συντελεστή ποιότητας (Quality Factor, Q)*.

1.6. Wavelength Division Multiplexing (WDM)

Όταν πρωτοεμφανίστηκε η τεχνολογία των οπτικών ινών, το μεταδιδόμενο φως μέσα στην ίνα ήταν μίας συχνότητας. Κατά την δεκαετία του 1980 όμως, λόγω της εξάπλωσης των τηλεπικοινωνιών και της ραγδαίας αύξησης των χρηστών γεννήθηκε η ανάγκη για περισσότερο *bandwidth (εύρος)*. Η κατασκευή επιπλέον ινών όμως ήταν μια πολύ ακριβή και δύσκολη λύση, οπότε έπρεπε να μελετηθούν εναλλακτικές προοπτικές.

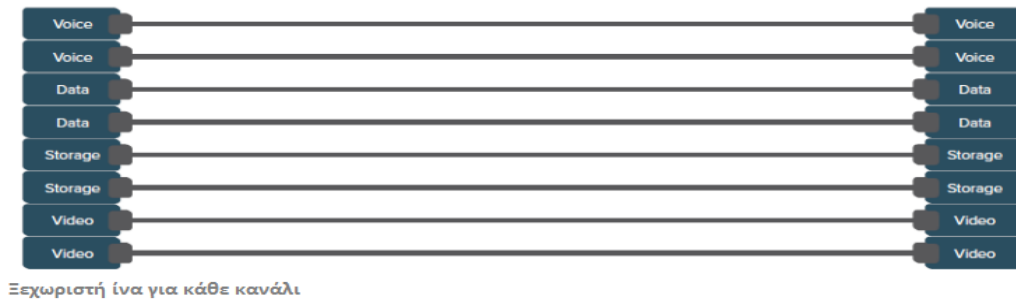
Τελικά, η επιστημονική κοινότητα συνειδητοποίησε ότι μπορούμε να εξασφαλίσουμε μεγαλύτερο bandwidth μεταδίδοντας πολλά διαφορετικά μήκη κύματος μέσω μίας ίνας. Η τεχνολογία αυτή ονομάστηκε *πολυπλεξία μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM)*, και πλέον αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών [15]. Ενώ λοιπόν, χωρίς WDM μια τυπική ίνα μπορούσε να μας εξασφαλίσει bandwidth της τάξης των 2.5Gb/s , με WDM μπορούμε να ανεβάσουμε το bandwidth στα 5Gb/s , 10Gb/s , 40Gb/s , ή ακόμα και στα 100Gb/s ή 200Gb/s .

Το WDM λοιπόν είναι μια πολύ χρήσιμη τεχνολογία που μας επιτρέπει να παίρνουμε πολύ υψηλό bandwidth χωρίς να κατασκευάζουμε νέες ίνες ή να αλλάζουμε τις υπάρχουσες. Όταν πρωτοεμφανίστηκε η τεχνολογία ήταν πολύ ακριβή και χρησιμοποιούνταν μόνο για την ενίσχυση των εθνικών δικτύων, σήμερα όμως είναι ευρέως διαδεδομένη και χρησιμοποιείται παντού.

Υπάρχουν 3 είδη WDM πολυπλεξίας:

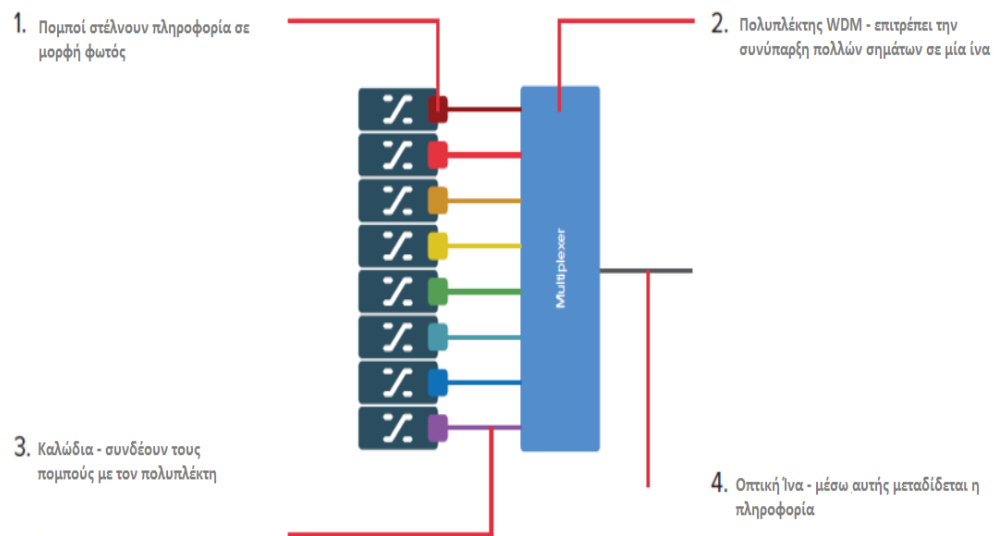
- **Αραιό WDM (Coarse WDM, CWDM):** Πρόκειται για WDM συστήματα με λιγότερα από 8 σήματα διαφορετικής συχνότητας ανά ίνα. Το CWDM είναι χρήσιμο για επικοινωνίες μικρών αποστάσεων, καθώς τα μήκη κύματος των ακτινοβολιών που μεταφέρει βρίσκονται αρκετά μακριά το ένα από το άλλο. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι σε CWDM συστήματα το spacing μεταξύ των καναλιών πρέπει να μην είναι λιγότερο από **20nm [16]**. Λόγω της μεγάλης φασματικής απόστασης μεταξύ των σημάτων εντός της ίνας σε αυτό το είδος WDM, το σύστημα έχει περισσότερη ανοχή στην διασπορά και στις διακυμάνσεις θερμοκρασίας. Για αυτό το CWDM αποτελεί μια ελκυστική και οικονομική λύση όταν δεν υπάρχει σημαντική ανάγκη για μεγαλύτερη απόδοση.
- **Πυκνό WDM (Dense WDM, DWDM):** Το DWDM αφορά συστήματα που έχουμε μετάδοση περισσότερων από 8 συχνοτήτων (καναλιών) ανά ίνα. Το DWDM επιτρέπει ακόμα και την μετάδοση 40 καναλιών εντός μίας μπάντας συχνοτήτων και πολύ υψηλό bandwidth. Παρ' όλα αυτά, είναι μια πιο δύσκολη λύση και από άποψη υλοποίησης και από άποψη κόστους [17]. Το spacing εδώ είναι πολύ μικρότερο σε σχέση με CWDM συστήματα (**12.5GHz, 25GHz, 50GHz, 100GHz** ή περαιτέρω ακέραια πολλαπλάσια των **100GHz**), ενώ οι transmitter πρέπει να υποστηρίζονται από ελεγκτικούς μηχανισμούς ώστε να υπάρχει η απαιτούμενη σταθερότητα. Μπορούμε σε εφαρμογές να έχουμε διαφορετικά spacing μεταξύ καναλιών, εφόσον βέβαια τηρούν την παραπάνω προϋπόθεση.
- **Flexible grid:** Ουσιαστικά μια παραλλαγή των DWDM συστημάτων. Εδώ θεωρούμε ότι αντί να έχουμε σταθερά spacing και bandwidth (*fixed grid*), μπορούμε να υλοποιήσουμε ένα σύστημα ικανό να υποστηρίξει μεταβλητό *bit rate* και πολλούς διαφορετικούς τρόπους διαμόρφωσης καναλιών. Το flexible grid θα διαμοιράζει μπάντες συχνοτήτων διαφορετικού εύρους στα κανάλια, ώστε το κάθε ένα από αυτά να μεταδίδεται ιδανικά ανεξαρτήτως bandwidth και διαμόρφωσης. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι το spacing μεταξύ 2 καναλιών εδώ μπορεί να είναι οποιοδήποτε ακέραιο πολλαπλάσιο των **12.5GHz**, σε αντίθεση με τις σταθερές τιμές spacing που αναφέρθηκαν προηγουμένως [18].

Όπως ειπώθηκε προηγουμένως, το WDM μας επιτρέπει να μεταδίδουμε διαφόρων ειδών πληροφορίες, κάθε μία διαφορετική συχνότητας, μέσω της ίδιας ίνας, αντί να χρησιμοποιούμε διαφορετική ίνα για κάθε μήκος κύματος. Επομένως, δεν χρησιμοποιούμε διαφορετικές ίνες για διαφορετικές υπηρεσίες, αλλά μεταδίδουμε όλη την πληροφορία μέσω μίας ίνας [19]:



Εικόνα 1.8: Αναπαράσταση Wavelength Division Multiplexing (WDM)

Με αυτόν τον τρόπο, το WDM αυξάνει το bandwidth και την αποτελεσματικότητα της ίνας. Επειδή η ενοικίαση ή η αγορά ινών είναι ιδιαίτερα δαπανηρές, η υλοποίηση WDM συστημάτων πολλών καναλιών αποτελεί και οικονομική και αξιόπιστη λύση. Παρακάτω βλέπουμε μια απλοποιημένη μορφή του WDM συστήματος:

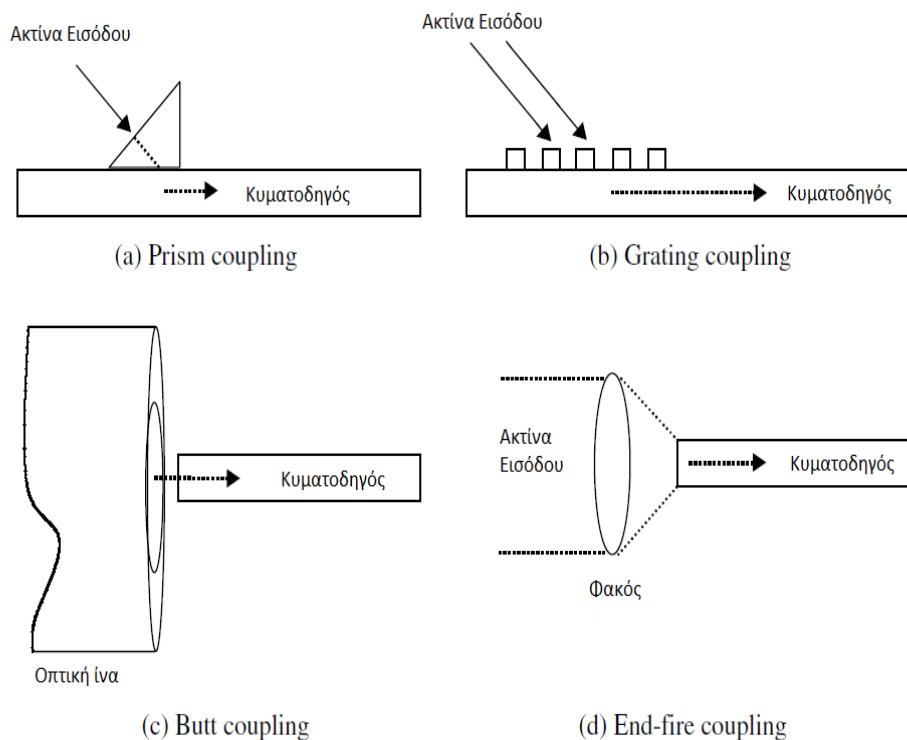


Εικόνα 1.9: Απλοποιημένη περιγραφή WDM συστήματος

Στην εργασία αυτή θα δώσουμε βάση στην υλοποίηση του πολυπλέκτη και του αποπολυπλέκτη με την βοήθεια των ring resonators.

1.7. Σύζευξη με οπτικά κυκλώματα

Η σύζευξη του φωτός (*coupling*) σε οπτικά κυκλώματα αποτελεί ένα πολύ σημαντικό ζήτημα, κυρίως λόγω των μικρών διαστάσεων των κυματοδηγών (μερικά μικρόμετρα στην καλύτερη περίπτωση είτε σε πλάτος είτε σε ύψος). Υπάρχουν πολλές τεχνικές *coupling*, που χρησιμοποιούνται ανάλογα με την περίπτωση και τις απαιτήσεις του κυκλώματος. Για παράδειγμα, δύο πολύ συνηθισμένες τεχνικές είναι οι *end-fire coupling* και *butt coupling*. Οι τεχνικές αυτές είναι σχετικά απλές, καθώς το μόνο που κάνουμε είναι να κατευθύνουμε το φως στο τέλος του κυματοδηγού. Η ειδοποιός διαφορά τους είναι ότι στο *butt coupling* απλά "ενώνουμε" τους δύο κυματοδηγούς μαζί, έτσι ώστε το μέτωπο του πεδίου του πρώτου κυματοδηγού να ταυτίζεται με την αρχή του δεύτερου κυματοδηγού, ενώ στο *end-fire coupling* η μετάβαση από τον πρώτο στον δεύτερο κυματοδηγό γίνεται πιο ομαλά, με την βοήθεια ενός φακού που εστιάζει την ακτίνα εισόδου στην αρχή του δεύτερου κυματοδηγού. Το φως έτσι εισέρχεται στον δεύτερο κυματοδηγό, εμπεριέχοντας πιθανώς όλους τους ρυθμούς μετάδοσης του [20]. Μια πιο επιτηδευμένη τεχνική *coupling* ονομάζεται *adiabatic coupling*, σύμφωνα με την οποία το φως μεταδίδεται σε έναν μόνο ρυθμό, εφόσον οι παράμετροι του κυματοδηγού δεν αλλάζουν σημαντικά. Οι *adiabatic* συζεύκτες χαρακτηρίζονται από μεγάλο εύρος και χαμηλές απώλειες, αλλά η πολυπλοκότητα κατασκευής τους και το μεγάλο footprint τους έχουν περιορίσει την ευρύτερη χρήση τους [21].



Εικόνα 1.10: Διάφορες τεχνικές σύζευξης

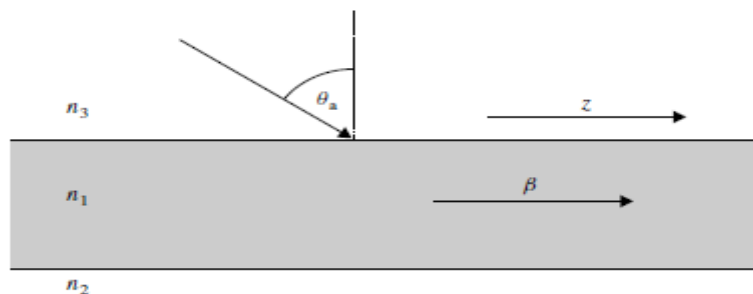
Κάποιες πιο διαδεδομένες λύσεις αποτελούν οι τεχνικές *prism coupling* και *grating coupling*. Οι τεχνικές αυτές διαφέρουν από τις προηγούμενες σημαντικά, καθώς εδώ η ακτίνα φωτός εισέρχεται στον κυματοδηγό υπό κάποια συγκεκριμένη γωνία. Αυτό μας επιτρέπει ταύτιση φάσης με μία συγκεκριμένη σταθερά διάδοσης εντός του κυματοδηγού, και έτσι μπορούμε να θέσουμε σε κίνηση συγκεκριμένους ρυθμούς που θέλουμε εμείς, και όχι όλους τους ρυθμούς, όπως προηγουμένως. Επειδή όμως στο *prism coupling* θέλουμε ο δείκτης διάθλασης του πρίσματος να είναι μεγαλύτερος αυτού του κυματοδηγού (3.5), οι δυνατότητες μας μειώνονται σημαντικά και έτσι αποφεύγουμε να χρησιμοποιούμε αυτήν την τεχνική στα *silicon photonics*. Από την άλλη, οι τεχνικές *butt*, *end-fire* και *grating coupling* είναι αρκετά χρήσιμες, ιδιαίτερα η τεχνική *grating coupling*.

1.7.1. Grating Coupling

Οι *grating couplers* μας προσφέρουν την δυνατότητα σύζευξης συγκεκριμένων ρυθμών μετάδοσης. Οι *grating couplers* χρησιμοποιούνται και στην έρευνα και στην αγορά, και χαρακτηριστικό τους είναι ότι η ακτίνα πρέπει να εισέρχεται στην δομή υπό συγκεκριμένη γωνία. Για να γίνει η σύζευξη του φωτός σε κάποιον συγκεκριμένο ρυθμό, πρέπει η ταχύτητα φάσης του φωτός να ταυτίζεται με την ταχύτητα φάσης του ρυθμού στην κατεύθυνση της διάδοσης (άξονας z). Πρέπει δηλαδή οι σταθερές διάδοσης στην κατεύθυνση z να ταυτίζονται. Όπως βλέπουμε στην παρακάτω εικόνα, η σταθερά διάδοσης της ακτίνας στην κατεύθυνση z στο μέσο με δείκτη διάθλασης n_3 θα ισούται με $k_z = k_0 n_3 \sin \theta_a$, και επομένως η συνθήκη ταύτισης φάσης (*phase-match condition*) θα ισούται με:

$$\beta = k_z = k_0 n_3 \sin \theta_a$$

Όπου β η σταθερά διάδοσης του κυματοδηγού. Παρ' όλα αυτά, ξέρουμε ότι για να έχουμε διάδοση πρέπει $\beta \geq k_0 n_3$, άρα λόγω του ημιτόνου στην παραπάνω εξίσωση αυτή η συνθήκη είναι αδύνατη.



Εικόνα 1.11: Μία ακτίνα φωτός προσπίπτει σε κυματοδηγό

Για αυτόν τον λόγο, χρειαζόμαστε ένα "grating" (δηλαδή μικρά φράγματα στην επιφάνεια πρόσπτωσης της ακτίνας), ούτως ώστε να ισχύει η συνθήκη ταύτισης φάσης και να έχουμε τα επιθυμητά αποτελέσματα.

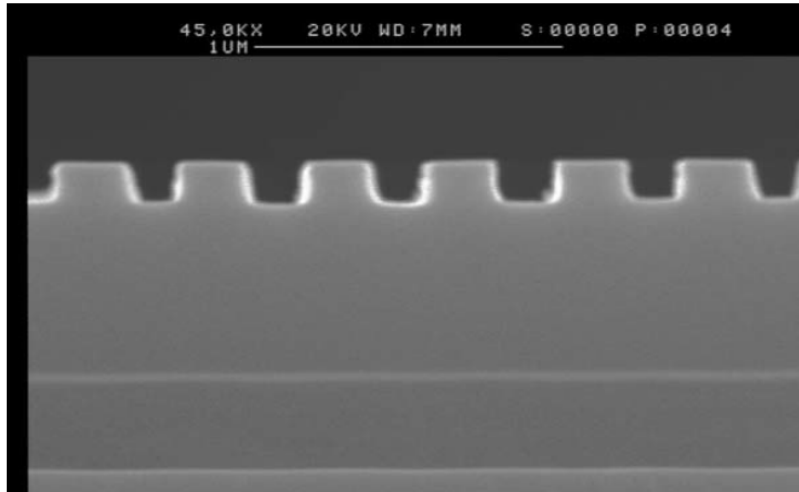
Το "grating" είναι μια περιοδική δομή, που συνήθως χαράζεται πάνω στην επιφάνεια του κυματοδηγού. Η περιοδική φύση του grating προκαλεί μια περιοδική διαμόρφωση στον δείκτη διάθλασης του κυματοδηγού. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε β_W την σταθερά διάδοσης ενός κυματοδηγού χωρίς grating, η διαμόρφωση που εισάγουμε μας δίνει την δυνατότητα να αλλάζουμε το β_W σύμφωνα με την εξίσωση:

$$\beta_p = \beta_W + \frac{2p\pi}{\Lambda}$$

όπου Λ η περίοδος του grating και $p = \pm 1, \pm 2, \pm 3$, κλπ. Επομένως, μπορούμε έτσι να παίρνουμε την επιθυμητή σταθερά διάδοσης και έτσι να έχουμε ικανοποίηση της συνθήκης ταύτισης φάσης, και έτσι να έχουμε μετάδοση του επιθυμητού ρυθμού. Εδώ πρέπει να επισημάνουμε ότι για θετικές τιμές του p η σταθερά διάδοσης θα παραμένει υψηλότερη του $k_0 n_3$, οπότε για να έχει νόημα η κατασκευή μας πρέπει να επιλέγουμε μόνο αρνητικές τιμές του p . Συνήθως η κατασκευή του grating γίνεται με συγκεκριμένο τρόπο, ούτως ώστε μόνο για $p = -1$ να έχουμε ταύτιση με ρυθμό μετάδοσης του κυματοδηγού. Καταλήγουμε λοιπόν ότι αν για παράδειγμα το εξωτερικό μέσο μετάδοσης είναι ο αέρας ($n_3 = 1$), η περίοδος του grating πρέπει να ισούται με [20]:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{N - \sin\theta_\alpha}$$

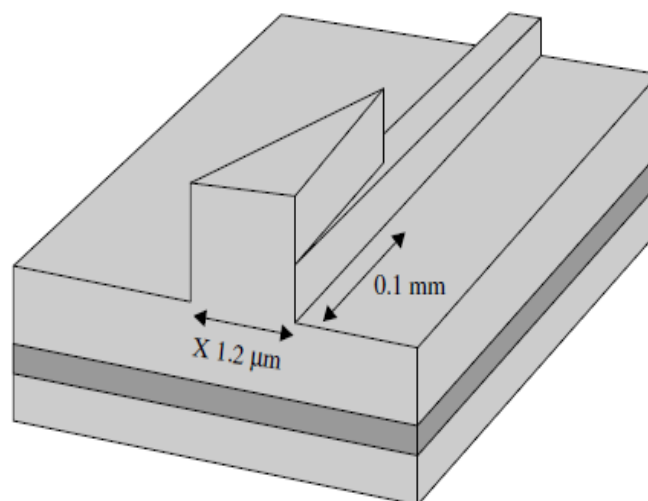
Όσον αφορά το πρακτικό κομμάτι, η περίοδος του grating στα silicon photonics συνήθως είναι της τάξης των $400nm$, λόγω του μεγάλου δείκτη διάθλασης του πυριτίου. Όσον αφορά τις απώλειες, έχει βρεθεί ότι τυπικοί grating couplers εμφανίζουν απώλειες $3 - 4dB$, αλλά με κατάλληλη επεξεργασία του coupler (π.χ. τοποθέτηση καθρέπτη και χρησιμοποιώντας SOI πλατφόρμες με διαφορετικό πάχος του στρώματος Si) μπορούμε να φέρουμε τις απώλειες σε επίπεδα κάτω του $1dB$ στην περιοχή των $1550nm$ [22]. Σημειώνουμε επίσης ότι αν και πιο "βαθιά" φράγματα στο grating μας δίνουν περισσότερες δυνατότητες ταύτισης με ρυθμούς μετάδοσης, μας αυξάνουν επίσης τις απώλειες διασποράς, καθώς αλλοιώνουν την δομή του κυματοδηγού περισσότερο σε σχέση με τα "ρηχά" grating.



Εικόνα 1.12: Ένας τυπικός *grating coupler*, κατασκευασμένος πάνω στο στρώμα *silicon* ενός *SOI* κυματοδηγού [20]

1.7.2. Πρακτική εφαρμογή

Οι τεχνικές που περιγράψαμε παραπάνω χρησιμοποιούνται κυρίως για εργαστηριακές εφαρμογές, αν εξαιρέσουμε το *grating coupling* και το *butt coupling*, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για προϊόντα που επρόκειτο να βγουν στην αγορά, στην περίπτωση που οι κυματοδηγοί που θα συζευχθούν έχουν παρόμοιους ρυθμούς διάδοσης. Παρ' όλα αυτά, όσο οι διαστάσεις το κυματοδηγού μικραίνουν, τόσο πιο δύσκολη γίνεται η σύζευξη. Για διαστάσεις μήκους και πλάτους μεγαλύτερων των $2\mu\text{m}$, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε *τρισδιάστατα κωνικά εξαρτήματα (taper)* όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, αλλά για ακόμα μικρότερους κυματοδηγούς η απώλεια μεγαλώνουν αρκετά.



Εικόνα 1.13: Το εξάρτημα (*taper*) που χρησιμοποιείται για *coupling* [20]

Το taper ουσιαστικά μας προσφέρει μία ομαλή μετάβαση από έναν κυματοδηγό η ίνα με μεγάλο εμβαδό (*cross-section*) σε έναν κυματοδηγό με μικρότερο εμβαδό με λίγες απώλειες. Η γωνία του taper πρέπει να είναι πολύ μικρή, ώστε η μετάβαση να γίνεται ομαλά. Πρέπει επίσης η τραχύτητα της επιφάνειας του taper να είναι πολύ μικρή, για να μην έχουμε πολλές απώλειες διασποράς. Η κατασκευή τους είναι σχετικά απλή, και οι απώλειες που εισάγουν στο σύστημα πολύ μικρές (ενδεικτικά πειραματικά αποτελέσματα αναφέρουν απώλειες της τάξης των $0.5dB$). Πέρα των τρισδιάστατων taper, που έχουν ευρεία χρήση στην αγορά, γίνεται έρευνα για καλύτερη υλοποίηση coupler βασισμένων στην τεχνική grating coupling, που σήμερα όμως χρησιμοποιούνται κυρίως για ερευνητικές εφαρμογές. Στην περιοχή των microresonator, η πιο συνηθισμένη τεχνική coupling είναι το evanescent coupling, όπου τοποθετούμε τον microresonator πολύ κοντά στον κυματοδηγό (σε απόσταση μικρότερη του μm), πάνω στο ίδιο τσιπ [20].

1.8. Πλατφόρμες ολοκλήρωσης στα Silicon Photonics

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, την τελευταία δεκαετία η φωτονική με βάση το πυρίτιο (*silicon photonics*) έχει κάνει τεράστια βήματα ανάπτυξης και αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων (*Photonic Integrated Circuits, PICs*). Αυτό οφείλεται σε δύο πράγματα: Πρώτον, στην υψηλή διαφορά στους δείκτες διάθλασης μεταξύ του πυρήνα και του μανδύα του κυματοδηγού, και δεύτερον, στην υψηλή συμβατότητα με την μέθοδο κατασκευής CMOS. Η υψηλή διαφορά στους δείκτες διάθλασης μεταξύ πυρήνα και μανδύα (δηλαδή ενός πυρήνα πυριτίου και ενός μανδύα οξειδίου του πυριτίου) μας δίνει την δυνατότητα να κατασκευάσουμε πολύπλοκα κυκλώματα σε μικρό χώρο και επομένως να υλοποιήσουμε πολλά chip ανά βάση. Μας δίνει επιπλέον την δυνατότητα να υλοποιήσουμε εφαρμογές οι οποίες δεν μπορούν να υλοποιηθούν ή υλοποιούνται πολύ δύσκολα σε τεχνολογίες που εμφανίζουν μικρότερη διαφορά στους δείκτες διάθλασης, όπως για παράδειγμα την κατασκευή κοιλοτήτων σε μέγεθος μήκους κύματος, την κατασκευή φωτονικών κρυσταλλικών δομών, grating συζεύκτες υψηλής αξιοπιστίας κλπ.

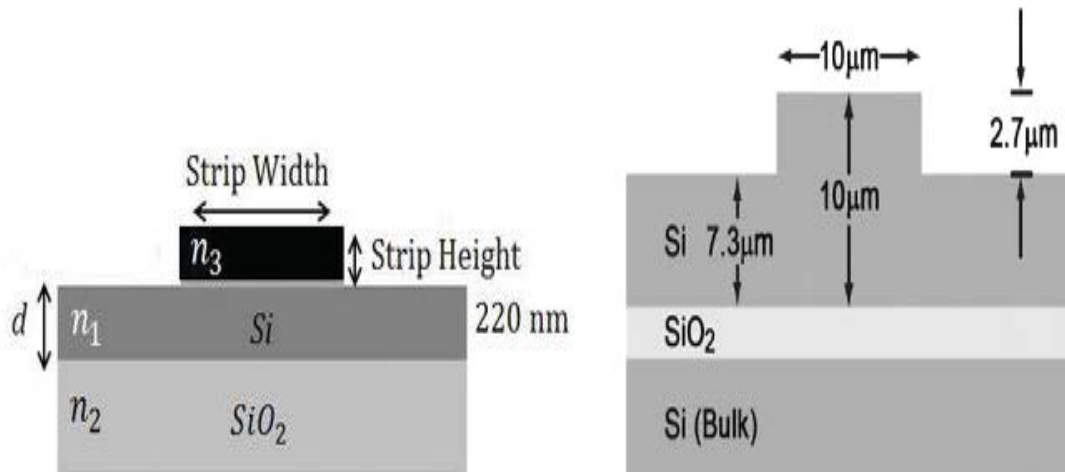
Η CMOS συμβατότητα συνεισέφερε και αυτή πολύ στην ανάπτυξη του τομέα αυτού. Αυτό συμβαίνει επειδή μας επιτρέπει να κατασκευάσουμε δομές silicon photonics εύκολα, σε ήδη υπάρχουσες CMOS εγκαταστάσεις, παρά το ότι οι εγκαταστάσεις αυτές χρησιμοποιούνται κυρίως για την κατασκευή ηλεκτρονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αυτό καθιστά τα silicon photonics μια ελκυστική και οικονομική επένδυση, καθώς δεν χρειάζεται η κατασκευή νέων εξειδικευμένων εγκαταστάσεων, όπως χρειάζεται για άλλες τεχνολογίες.

1.8.1. Η πλατφόρμα ολοκλήρωσης Silicon-on-Insulator (SOI)

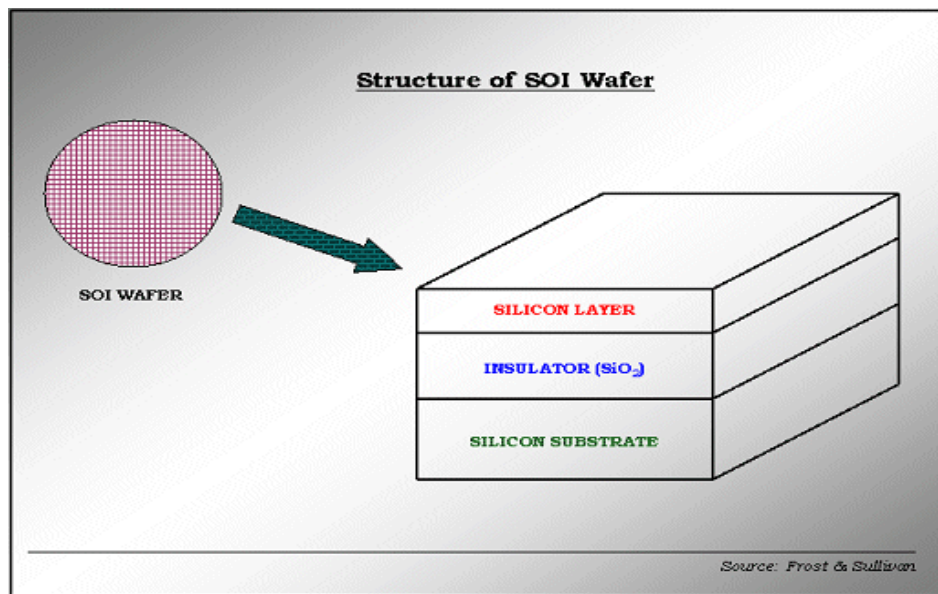
Η πλειοψηφία των προϊόντων silicon photonics κατασκευάζονται σε βάσεις που χρησιμοποιούν την πλατφόρμα ολοκλήρωσης (ή αρχιτεκτονική) Silicon-on-Insulator (SOI). Σύμφωνα με αυτήν, ένα στρώμα κρυσταλλικού πυριτίου - πάχους περίπου 200 με 400nm για *thin* SOI ή πάχους πάνω του 1μm για *thick* SOI [23]-εγκαθίσταται πάνω σε ένα ενδιάμεσο στρώμα οξειδίου του πυριτίου, δημιουργώντας έτσι ένα κύριο επίπεδο πάνω στο οποίο μπορούμε να κατασκευάσουμε μία μεγάλη ποικιλία κυκλωμάτων βασισμένα σε κυματοδηγούς. Στην πιο βασική μορφή της, η τεχνολογία αυτή μας επιτρέπει να κατασκευάσουμε μια πληθώρα παθητικών οπτικών κυκλωμάτων, όπως διαχωριστές, φίλτρα, πολυπλέκτες και αποπολυπλέκτες, δομές ελέγχου πόλωσης, συμβολόμετρα, οπτικούς ταλαντωτές συζευγμένους με κυματοδηγούς, κλπ. Παράλληλα, μπορούμε να προσθέσουμε ηλεκτρικά ελεγχόμενες μικρό-θερμάστρες με σκοπό να αλλάξουμε τους σχετικούς δείκτες διάθλασης ανάλογα με την εφαρμογή, κάνοντας έτσι τις δομές μας πιο ευέλικτες και πιο αποτελεσματικές.

Πολλοί παράγοντες οδήγησαν στην διάδοση αυτής της τεχνολογίας. Ένας από αυτούς είναι η ευκολία ενσωμάτωσης πομπών και δεκτών υψηλής ταχύτητας για εφαρμογές τηλεπικοινωνιών ή μεταφοράς δεδομένων, καθώς η αρχιτεκτονική SOI μας επιτρέπει να ξεπεράσουμε τα 40Gb/s και στην μετάδοση και στην λήψη του σήματος [24]. Παράλληλα, η υψηλή διαφορά μεταξύ των δεικτών διάθλασης του μανδύα και του πυρήνα μας δίνει την δυνατότητα να κατασκευάσουμε πυκνά ολοκληρωμένα κυκλώματα, ενώ μπορούμε ταυτόχρονα να ενσωματώνουμε στα κυκλώματα μας ηλεκτρονικά κυκλώματα, αλλά και οπτικές πηγές. Τέλος, η συμβατότητα με διαδικασίες CMOS είναι αρκετά καλή, ενώ οι παθητικές συσκευές (passive devices) που κατασκευάζονται πάνω στην SOI πλατφόρμα ολοκλήρωσης είναι υψηλής απόδοσης [25].

Παρά το ότι η αρχιτεκτονική SOI είναι αρκετά δημοφιλής στους επιστημονικούς κύκλους, εμφανίζει αρκετά μειονεκτήματα, με αποτέλεσμα να γίνονται προσπάθειες για δημιουργία νέων αρχιτεκτονικών που θα λύνουν τα προβλήματα που δημιουργεί, χωρίς όμως να αναιρούν τα πλεονεκτήματα της. Ο κύριος λόγος που αναζητούμε νέες εναλλακτικές είναι ότι το πυρίτιο και το οξείδιο του πυριτίου είναι ιδιαίτερα απορροφητικά (δηλαδή προσθέτουν πολλές απώλειες) σε ορισμένα μήκη κύματος που θέλουμε να εκμεταλλευτούμε για διάφορες εφαρμογές. Μία νέα πλατφόρμα ολοκλήρωσης που μελετάμε είναι η Silicon Nitride, κατά την οποία ο πυρήνας πυριτίου ενός συστήματος SOI αντικαθίσταται από έναν πυρήνα νιτρικού πυριτίου, διατηρώντας παράλληλα την CMOS συμβατότητα.



Εικόνα 1.14: Ένας SOI strip κυματοδηγός (αριστερά) και ένας SOI rib κυματοδηγός (δεξιά) (Διαθέσιμο: https://www.researchgate.net/profile/Mani_PhD/publication/224139379/figure/fig3/AS:393891569258498@1470922476586/Dimensions-of-SOI-rib-waveguide.png)



Εικόνα 1.15: Μία τυπική SOI δομή. Τοποθετούμε ένα στρώμα πυριτίου πάνω στον μονωτή (οξείδιο του πυριτίου), και από κάτω έχουμε ένα υπόστρωμα πυριτίου

1.8.2. Η πλατφόρμα ολοκλήρωσης Silicon Nitride

Το νιτρικό πυρίτιο (*Silicon Nitride, SiN*) είναι ένα υλικό που χρησιμοποιείται συχνά σε CMOS κατασκευές και τοποθετείται με τις τεχνικές LPCVD (*Low Pressure Chemical Vapour Deposition*) σε υψηλές θερμοκρασίες ($> 700C$) και PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition*) σε χαμηλές θερμοκρασίες ($> 400C$). Το SiN που κατασκευάζεται μέσω της τεχνικής LPCVD παρουσιάζει εξαιρετική ομοιογένεια

και ποιότητα και εμφανίζει δείκτη διάθλασης 2.0 για μήκος κύματος $1550nm$. Αντίθετα, το SiN που κατασκευάζεται με βάση την τεχνική PECVD μπορεί να είναι είτε πλούσιο σε πυρίτιο (οπότε έχει υψηλό δείκτη διάθλασης) είτε πλούσιο σε άζωτο (οπότε έχει χαμηλότερο δείκτη διάθλασης). Και τα δύο είδη χρησιμοποιούνται στην φωτονική πυριτίου. Στα $1550nm$ όμως χρησιμοποιούμε το LPCVD νιτρικό πυρίτιο, για να αποφύγουμε τις απορροφητικές ιδιότητες των δεσμών $N - H$ και $Si - H$ γύρω από τα $1520nm$.

Υπάρχουν πολλοί λόγοι για τους οποίους προτιμούμε την αρχιτεκτονική SiN από την αρχιτεκτονική SOI. Πιο συγκεκριμένα:

- *Εύρος ζώνης* : Το εύρος ζώνης σε SOI κυματοδηγούς εμφανίζει χαμηλή απορροφητικότητα μόνο για μήκη κύματος από $1.1\mu m$ έως $3.7\mu m$. Επομένως, για εφαρμογές για τις οποίες θέλουμε να κάνουμε χρήση χαμηλότερων μηκών κυμάτων (π.χ. $850nm$ για εφαρμογές τηλεπικοινωνιών, ιατρικούς ανιχνευτές κλπ.), η αρχιτεκτονική SOI δεν αποτελεί επιλογή. Αντίθετα, το SiN δεν εμφανίζει σημαντικές απώλειες σχεδόν σε όλο το οπτικό φάσμα (οι σημαντικές απώλειες ξεκινάνε για μήκη κύματος κάτω των $500nm$) οπότε είναι μια ελκυστική επιλογή για εφαρμογές που θέλουν να κάνουν χρήση του φάσματος κάτω του $1.1\mu m$.
- *Δείκτης διάθλασης* : Η διαφορά στους δείκτες διάθλασης μεταξύ πυρήνα και μανδύα είναι διαφορετική στις αρχιτεκτονικές SOI και SiN. Σε SOI κυματοδηγούς (με μανδύα silica) η διαφορά είναι μεγάλη (3.5 vs 1.5) ενώ σε SiN κυματοδηγούς (με μανδύα silica) η διαφορά είναι μικρή (2 vs 1.5). Η υψηλή αντίθεση στους δείκτες διάθλασης μεταξύ πυρήνα και μανδύα είναι δίκικοπο μαχαίρι. Από την μία, μας επιτρέπει να υλοποιήσουμε δύσκολες εφαρμογές σε πολύ μικρό χώρο, αλλά από την άλλη κάνει τον κυματοδηγό πιο ευαίσθητο σε απώλειες σκέδασης λόγω της τραχύτητας (μικροδιαφορές στο πλάτος) των πλάγιων τοιχωμάτων του κυματοδηγού. Ακόμα και τραχύτητα μερικών nm μπορεί να οδηγήσει σε απώλειες της τάξης του $1dB/cm$. Σημαίνει ακόμα ότι ο σχετικός δείκτης διάθλασης είναι αρκετά ευαίσθητος σε αλλαγές μήκους του κυματοδηγού. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι ένας κυματοδηγός με απόκλιση $1nm$ στο πλάτος οδηγεί σε σφάλμα $\sim 1nm$ στην συνάρτηση μεταφοράς συμβολόμετρων όπως του Mach-Zehnder και δομών δακτυλίων. Επιφέρει επίσης διασυμβολική παρεμβολή σε συγκροτήματα κυματοδηγών. Αντίθετα, σε SiN κυματοδηγούς όλα αυτά τα προβλήματα εμφανίζονται σε πολύ μικρότερο βαθμό, ενώ παράλληλα κάνουμε σχετική εξοικονόμηση χώρου. Μπορούμε να πούμε επομένως ότι η χαμηλή αντίθεση δεικτών διάθλασης στην αρχιτεκτονική SiN είναι ένας καλός συμβιβασμός. Το μεγάλο του μειονέκτημα είναι ότι σε σύγκριση με SOI κυματοδηγούς, είναι δύσκολο να κατασκευάσουμε grating couplers για

ανισόπεδη σύζευξη υψηλής αξιοπιστίας και ποιότητας. Παρ' όλα αυτά, έχουν αναφερθεί απώλειες κάτω των $3dB$.

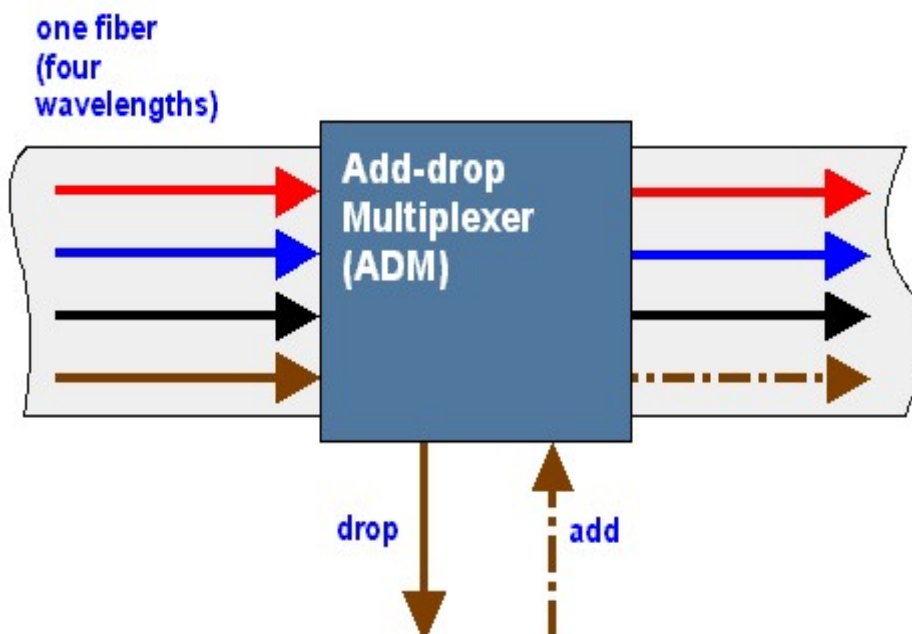
- *Χαμηλές απώλειες* : Σε SOI φωτονικά καλώδια η τυπικές απώλειες είναι από $1 - 2dB/cm$, κυρίως λόγω των απωλειών σκέδασης που οφείλονται στην τραχύτητα των πλαγίων τοιχωμάτων. Σε φωτονικά καλώδια SiN Οι απώλειες αυτές είναι συνήθως μία τάξη μεγέθους μικρότερες. Οι απώλειες αυτές μπορούν να μειωθούν ακόμα περισσότερο αν χρησιμοποιήσουμε ρηχούς rib κυματοδηγούς ή πολύ λεπτούς strip κυματοδηγούς. Για τέτοιες δομές έχουν αναφερθεί απώλειες της τάξης του $\sim 1db/m$, με τίμημα όμως μικρότερη συγκέντρωση του κυρίαρχου ρυθμού στον πυρήνα.
- *Ευελιξία κατασκευής* : Οι κυματοδηγοί SiN μπορούν να συνδυαστούν με άλλες φωτονικές δομές πολύ πιο εύκολα σε σχέση με τους κυματοδηγούς SOI. Μπορούμε ακόμα να συνδυάσουμε δομές SOI και SiN σε μία πλατφόρμα, με αποτέλεσμα να εκμεταλλευόμαστε τα πλεονεκτήματα και των δύο.
- *Τρίτης τάξης μη-γραμμικότητα* : Η μη-γραμμικότητα Kerr του πυριτίου, αν και σημαντικό πλεονέκτημα, μας είναι άχρηστη στις μπάντες 1300 και $1550nm$, εξαιτίας της απορρόφησης δύο φωτονίων (*two-photon absorption, TPA*). Το φαινόμενο αυτό μας επιφέρει επιπλέον απώλειες όταν η ισχύς είναι υψηλή (μερικά mW και άνω). Στο νιτρικό πυρίτιο, η μη-γραμμικότητα Kerr είναι λιγότερο ισχυρή, αλλά το TPA είναι ουσιαστικά μηδενικό και δεν μας επηρεάζει.
- *Δεύτερης τάξης μη-γραμμικότητα και το φαινόμενο Rockels* : Στην πραγματικότητα, και οι δύο αρχιτεκτονικές που μελετάμε εμφανίζουν αμελητέα μη-γραμμικότητα δεύτερης τάξης και φαινόμενο Rockels, οπότε η ηλέκτρο-οπτική διαμόρφωση δεν είναι πιθανή [24].

Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι η πλατφόρμα ολοκλήρωσης αυτή έχει πολλά προτερήματα σε σχέση με την SOI πλατφόρμα ολοκλήρωσης, παρ' όλα αυτά έχει το βασικό μειονέκτημα ότι η διαδικασία παρασκευής της είναι πιο ευαίσθητη σε σφάλματα ενώ παράλληλα δεν εξασφαλίζεται παρόμοια εξοικονόμηση χώρου με την πλατφόρμα ολοκλήρωσης SOI. Όμως, το γεγονός ότι η πλατφόρμα ολοκλήρωσης SiN επιτρέπει την υλοποίηση εφαρμογών σε μεγαλύτερο φάσμα είναι ένα σημαντικό πλεονέκτημα, και η επιστημονική κοινότητα έχει καταλήξει στο ότι οι 2 πλατφόρμες συμπληρώνουν η μία την άλλη και το βέλτιστο αποτέλεσμα θα επιτευχθεί συνδυάζοντας και τις δύο [25].

1.9. ROADM πολυπλέκτες

Η οπτική πολυπλεξία αποτελεί σημαντικό κομμάτι κάθε δικτύου WDM καθώς μας προσφέρει έναν αξιόπιστο τρόπο να μεταδώσουμε μεγάλο μέγεθος πληροφορίας. Οι ROADM πολυπλέκτες (*Reconfigurable Optical Add - Drop Multiplexer, ROADM*) κατασκευασμένοι με την βοήθεια δομών δακτυλίων μπορούν να προσφέρουν στο δίκτυο WDM περισσότερη ευελιξία, απλότητα και πιο αποτελεσματική χρήση του φάσματος. Έτσι, τα δίκτυα WDM μπορούν να ανταποκρίνονται στις συνεχώς αυξανόμενες ανάγκες που προκύπτουν με την πάροδο του χρόνου. Τα ROADM έχουν συμβάλει σημαντικά στην ανάπτυξη των οπτικών τηλεπικοινωνιών και αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των δικτύων σήμερα. Στην εργασία αυτή πρωταρχικός σκοπός είναι η υλοποίηση ενός ROADM με την βοήθεια δομών δακτυλίων.

Η βασική αρχή λειτουργίας των ROADM είναι ότι επιτρέπουν ένα ή πολλά μήκη κύματος να προστεθούν ή να αφαιρεθούν από μία ίνα, χωρίς την ανάγκη μετατροπής σημάτων από οπτικά σε ηλεκτρικά και το αντίθετο. Η δυνατότητα αυτή επιτρέπει στους χειριστές των δικτύων να ανταποκριθούν γρήγορα και αποτελεσματικά σε τυχών μεταβολές. Τα ROADM δεν προσθέτουν ούτε αφαιρούν συγκεκριμένα μήκη κύματος σε μόνιμη βάση, αλλά σε περιοδική. Δηλαδή, κάποια στιγμή ένα μήκος κύματος μπορεί να αφαιρείται από την ίνα, και την επόμενη να επανεισάγεται σε αυτήν [26].



Εικόνα 1.16: Πρόχειρη αναπαράσταση ενός ROADM. Προστίθενται ή αφαιρούνται τα μήκη κύματος που θέλουμε

Γενικά, τα ROADM επόμενης γενιάς πρέπει να έχουν τα εξής χαρακτηριστικά:

- *Colorless*: Πολλά σύγχρονά ROADM περιορίζονται από το γεγονός ότι κάθε μήκος κύματος που πρέπει να προστεθεί ή να αφαιρεθεί από την ίνα πρέπει πρώτα να συνδεθεί στην σωστή θύρα κωδικοποίησης ή αποκωδικοποίησης. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να γίνονται οι αλλαγές σε φυσικό επίπεδο για κάθε αλλαγή. Στα "colorless" ROADM επόμενης γενιάς, αυτές οι αλλαγές πρέπει να γίνονται αυτόματα. Ως αποτέλεσμα, θα πρέπει κάθε μήκος κύματος να μπορεί να αντιστοιχηθεί σε οποιαδήποτε add-drop θύρα αυτόματα, με την βοήθεια software και tunable μετατροπέων, χωρίς την ανάγκη παρουσίας ανθρώπινου δυναμικού.
- *Directionless*: Γενικά, στα σύγχρονα ROADM οι θύρες add-drop και οι μετατροπείς είναι συνήθως μίας κατεύθυνσης. Τυχών αλλαγή κατεύθυνσης απαιτεί την παρουσία τεχνικού. Αντίθετα, τα "directionless" ROADM επιτρέπουν στο κάθε κανάλι να οδηγηθεί σε οποιαδήποτε κατεύθυνση με την βοήθεια software και χωρίς αλλαγές του κυκλώματος σε φυσικό επίπεδο.
- *Contentionless*: Η ανάγκη για αυτόν τον τύπο ROADM προκύπτει από το γεγονός ότι ακόμα και αν πληρούνται οι προηγούμενες 2 προϋποθέσεις, ενδέχεται να υπάρξει ανάγκη παρέμβασης από τεχνικό σε ορισμένες περιπτώσεις. Πιο συγκεκριμένα, αν συναντηθούν 2 μήκη κύματος ίδιου χρώματος σε μια δομή την ίδια στιγμή στην ίδια θύρα, θα έχουμε σύγκρουση μεταξύ των δύο. Αυτό μπορεί να αποφευχθεί αν χωρίσουμε την add-drop δομή με τέτοιο τρόπο ώστε διαφορετικά μήκη κύματος να αντιστοιχούνται σε διαφορετικές δομές. Παρ' όλα αυτά, μια τέτοια αλλαγή ενδέχεται να δημιουργήσει προβλήματα στην ευελιξία της δομής, καθώς θα προκύψει ανάγκη για επιπλέον δομές ικανές να ανταποκριθούν σε συγκεκριμένες συχνότητες. Ένα "contentionless" ROADM, στον αντίποδα, θα πρέπει να μας δίνει την δυνατότητα συμβίωσης πολλών αντιγράφων του ίδιου καναλιού σε μία απλή add-drop δομή [27].
- *Flexible Grid*: Οι σύγχρονες δομές ROADM έχουν κατασκευαστεί έχοντας τα *fixed grid* κατά νου, δηλαδή διατάξεις DWDM όπου τα channel spacing είναι πάντα σταθερά μεταξύ των καναλιών και ισούνται με $12.5GHz$, $25GHz$, $50 GHz$ ή $100GHz$ [18]. Είναι δεδομένο όμως ότι στο μέλλον θα υπάρξει ανάγκη για μεγαλύτερες ταχύτητες και ευελιξία. Πιο συγκεκριμένα, για ταχύτητες $400G$, δηλαδή $1Tbit/s$, θα χρειαστούμε περισσότερα από $50GHz$ φάσματος. Θέλουμε λοιπόν τα μελλοντικά ROADM να λειτουργούν για κάθε channel spacing πολλαπλάσιο των $12.5GHz$, ακόμα και στην ίδια διάταξη WDM, που μπορεί για παράδειγμα να περιλαμβάνει 2 κανάλια που απέχουν $50GHz$ και 2 κανάλια που απέχουν $75GHz$ [27].

Βιβλιογραφία

- [1] G.P. Agrawal, "Optical Communication: Its History and Recent Progress", *Optics in Our Time*, Springer, pp. 177-199, 2016.
- [2] C. Yeh, "Applied Photonics", Elsevier, Preface, pp.1, Dec. 2012.
- [3] B.Gaille, "15 Optical Fiber Industry Statistics and Trends", Dec. 2018.
Διαθέσιμο: <https://brandongaille.com/15-optical-fiber-industry-statistics-and-trends/>
- [4] B.T. Smith, D. Feng, H. Lei, D.Zheng, J. Fong και M. Asghari, "Fundamentals of Silicon Photonic Devices", Kotura, Inc., 2630 Corporate Place, Monterey Park, CA. 91754, USA, 2006.
- [5] Z. Yao, K. Wu, B.X. Tan, J. Wang, Y. Li, Y. Zhang και A.W. Poon, "Integrated Silicon Photonic Microresonators: Emerging Technologies", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol.24, No.6, pp. 1-4, Nov. 2016.
- [6] B. Jalali, M. Paniccia και Graham Reed, "Silicon Photonics", *IEEE microwave magazine*, 1527-3342/06, June 2006.
- [7] D.J. Lockwood, L. Pavesi, "Silicon Photonics II: Components and Integration", Springer, pp. 1-2, 2011.
- [8] G.T. Reed, G. Mashanovich, M. Milosevic, F. Gardes, "Lecture: Silicon Photonics Waveguides", University of Surrey, Guildford, UK.
- [9] "Normalized frequency (fiber optics)". Διαθέσιμο:
[https://en.wikipedia.org/wiki/Normalized_frequency_\(fiber_optics\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Normalized_frequency_(fiber_optics))
- [10] "Lectures 8 and 9". Διαθέσιμο:
<https://www.eit.lth.se/fileadmin/eit/courses/eten15/lectureWG1.pdf>
- [11] Y. Li, Y. Zhang, L. Zhang, and A. W. Poon, "Silicon and hybrid silicon photonic devices for intra-datacenter applications: State of the art and perspectives," *Photon. Res.*, vol. 3, no. 5, pp. B10–B27, Oct. 2015.
- [12] M. H. Pfeiffer *et al.*, "Octave-spanning dissipative Kerr soliton frequency combs in Si₃N₄ microresonators," *Optica*, vol. 4, no. 7, pp. 684–691, Jun. 2017.
- [13] J. W. Silverstone *et al.*, "Qubit entanglement between ring-resonator photon-pair sources on a silicon chip," *Nature Commun.*, vol. 6, Art. no. 7948, Aug. 2015.

- [14] A. Fernandez Gavela, D. Grajales Garcia, J. C. Ramirez, and L. M. Lechuga, "Last advances in silicon-based optical biosensors," *Sensors*, vol. 16, no. 3, Art. no. 285, Feb. 2016.
- [15] J. Hecht, "Wavelength Division Multiplexing", March 1999. Διαθέσιμο: <https://www.technologyreview.com/s/400349/wavelength-division-multiplexing/>
- [16] "Spectral grids for WDM applications: CWDM frequency grid", ITU-T, G.694.2, Dec. 2003.
- [17] "What is WDM?", Dec. 2018. Διαθέσιμο: <https://www.ciena.com/insights/what-is/What-Is-WDM.html>
- [18] "Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid", ITU-T, G.694.1, Feb. 2012.
- [19] "The basics of Wavelength Division Multiplexing, WDM". Διαθέσιμο: <https://www.smartoptics.com/this-is-wdm/the-basics-of-wavelength-division-multiplexing-wdm/>
- [20] G.T. Reed, I.A.P. Knights, "Silicon Photonics, an Introduction", John Wiley & Sons, Ltd, England, 2004.
- [21] A. Tuniz, J.M. Dawes, V. Ng and M.D. Sterke, "Insights from a systematic study of crosstalk in adiabatic couplers", *OSA Continuum*, Vol.2, No. 3, pp. 629-630, March 2019.
- [22] Y. Luo, Z. Nong, S. Gao, H. Huang, Y. Zhu, L. Zhou, J. Xu, L. Liu, S. Yu and X. Cai, "Low-loss two dimensional silicon photonic grating coupler with a backside metal mirror", *Optics Letters*, Vol. 43, No. 3, pp 1-4, Feb. 2018.
- [23] T. Hashimoto, H. Satoh, H. Fujiwara and M. Arai, "A Study on Suppression Crosstalk Through a Thick SOI Substrate and Deep Trench Isolation", *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, Vol.1, No. 7, July 2013.
- [24] R. Baets, A.Z. Subramanian, S. Clemmen, B. Kuyken, P. Bienstman, N. Le Thomas, G. Roelkens, D. Van Thourhout, P. Helin και S. Severi, "Silicon Photonics: silicon nitride versus silicon-on-insulator", *Optical Networking and Communication Conference*, March 2016.
- [25] "Silicon Photonics: silicon nitride vs silicon on insulator", Ghent University, p. 17, 44. Διαθέσιμο: https://www.pix4life.eu/images/Publications/OFC2016_baets_nitride.pdf

- [26] D.K.Tripathi, P. Singh, N.K. Shukla και H.K.Dixit, "Reconfigurable Optical Add and Drop Multiplexers: A Review", Electrical & Computer Engineering: An International Journal (ECIJ), Vol. 3, No. 1, p. 1, March 2014.
- [27] S. Perrin, "White Paper: Next Generation ROADM Architectures & Benefits", March 2015. Διαθέσιμο: <https://www.fujitsu.com/us/Images/Fujitsu-NG-ROADM.pdf>

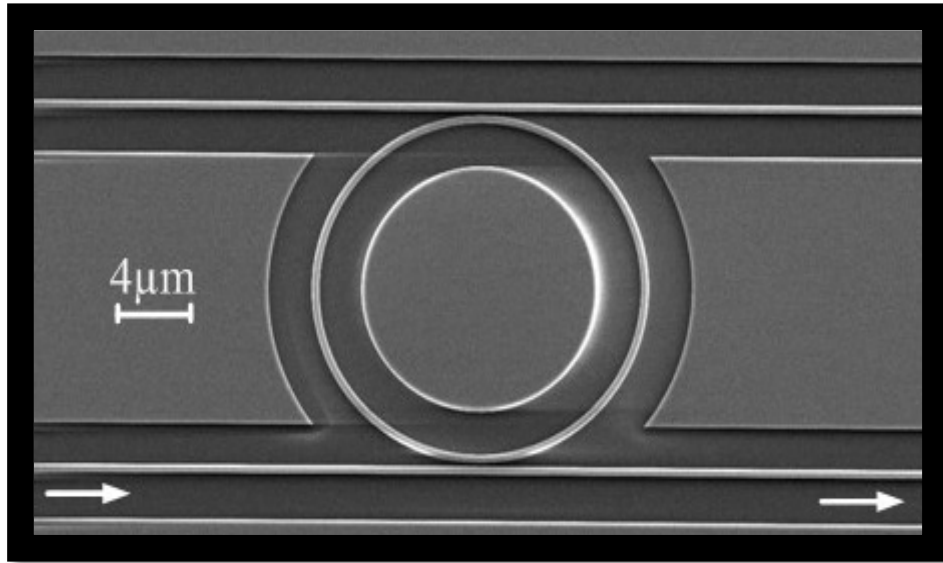
Κεφάλαιο 2

Δομές Δακτυλίων

2.1. Εισαγωγή

Η εξάπλωση του πυριτίου στην φωτονική τεχνολογία μας έδωσε την δυνατότητα να υλοποιήσουμε πολλές διαφορετικές δομές που έχουν ως σκοπό την όσο το δυνατόν καλύτερη επεξεργασία σήματος. Μία από αυτές τις δομές είναι οι *μικροδακτύλιοι πυριτίου (silicon microring resonators)*. Μία τέτοια δομή αποτελείται συνήθως από έναν οπτικό κυματοδηγό που πραγματοποιεί μια στροφή και καταλήγει στην αρχή του, δημιουργώντας ουσιαστικά έναν κύκλο. Η δομή είναι έτσι κατασκευασμένη ώστε να έχουμε συντονισμό όταν το μήκος του κυματοδηγού είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του μήκους κύματος του διαδιδόμενου σήματος. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι οι δομές δακτυλίων εμφανίζουν συντονισμό για πολλά διαφορετικά μήκη κύματος, και ότι η διαφορά μεταξύ δύο διαδοχικών συντονισμών εξαρτάται από το μήκος του κυματοδηγού. Η διαφορά αυτή είναι ένα πολύ σημαντικό μέγεθος και ονομάζεται *ελεύθερη φασματική απόσταση (Free Spectral Range, FSR)*. Το FSR μπορεί να είναι μικρό ή μεγάλο, ανάλογα με την εφαρμογή. Λόγω της μεγάλης διαφοράς που εμφανίζουν οι δείκτες διάθλασης του πυριτίου και του οξειδίου του, οι απλοί μονορρυθμικοί κυματοδηγοί μπορεί να εμφανίσουν ακτίνα καμψής (bend radius) μικρότερη από $5\mu m$. Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να έχουμε εξαιρετικά μικρά δακτυλίδια, με FSR μικρότερο από $20nm$ στην περιοχή των $1550nm$, σε αντίθεση με άλλες αρχιτεκτονικές όπου λόγω του μικρότερου σχετικού δείκτη διάθλασης χρειαζόμαστε μεγαλύτερες δομές δακτυλίων και περισσότερο χώρο.

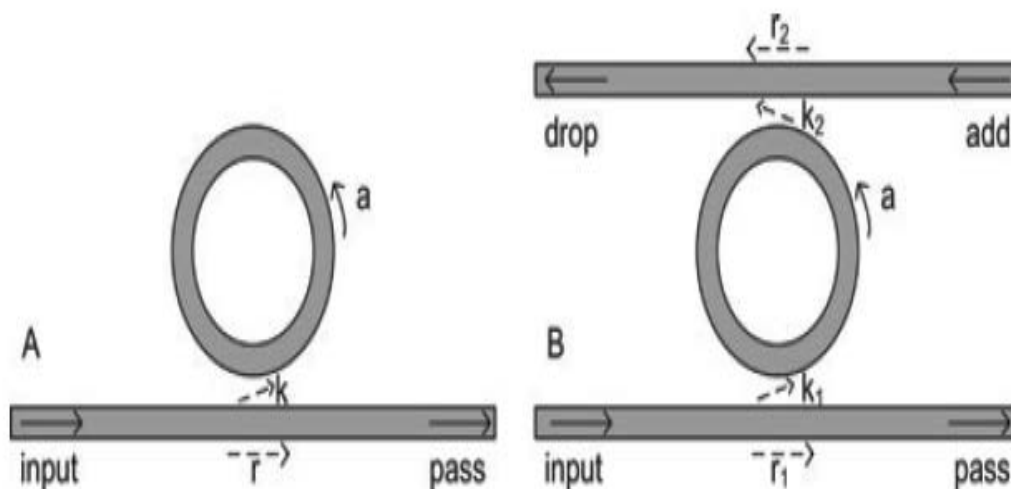
Προφανώς, μια δομή δακτυλίων για να είναι χρήσιμη πρέπει να είναι κατάλληλα συζευγμένη με το υπόλοιπο σύστημα. Υπάρχουν πολλά είδη *σύζευξης (coupling)*, αλλά πιο συχνά χρησιμοποιούμε *evanescent coupling*, δηλαδή φέρνουμε την δομή δακτυλίου κοντά στον κυματοδηγό ώστε να μπορέσει το φως να εισχωρήσει σε αυτήν. Όσον αφορά το φάσμα εκπομπής ενός κυματοδηγού συζευγμένου με μία δομή δακτυλίου, περιοχές μακριά από τον συντονισμό θα εμφανίσουν αμελητέες απώλειες, αλλά κοντά στον συντονισμό θα έχουμε σημαντικές απώλειες και αποκοπή σήματος. Οι δομές δακτυλίων λοιπόν συμπεριφέρονται ως οπτικά ζωνοπερατά φίλτρα, και άρα είναι αρκετά χρήσιμα για πολλές εφαρμογές στις οπτικές τηλεπικοινωνίες, και ιδιαίτερα για την *πολυπλεξία μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM)*.



Εικόνα 2.1: Μια απλή δομή δακτυλίου συζευγμένη με 2 κυματοδηγούς (add-drop ring resonator)
(Διαθέσιμο: <https://www.fotonik.dtu.dk/english/Research/Nanophotonics/Nanodev/Research/Silicon-photonics>)

2.2. Οι ιδιότητες των δομών δακτυλίων

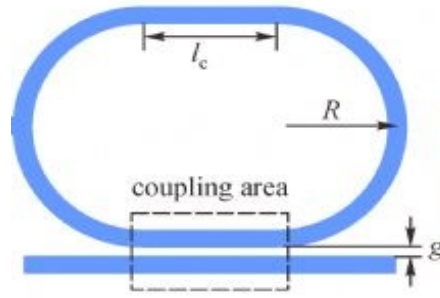
Γενικά, μία ολοκληρωμένη δομή δακτυλιδιού αποτελείται από έναν κυματοδηγό σε μορφή κύκλου και έναν μηχανισμό σύζευξης του κύκλου αυτού με το υπόλοιπο σύστημα. Όταν τα κύματα εντός του κύκλου αποκτούν φάση ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π τότε έχουμε θετική συμβολή μεταξύ τους και η κοιλότητα βρίσκεται σε κατάσταση συντονισμού. Στην συνέχεια θα αναφερθούν οι βασικές ιδιότητες των δομών δακτυλίων, χρησιμοποιώντας ως βάση τις δύο πιο δημοφιλείς παραλλαγές τους, τα All-Pass δακτυλίδια (All-Pass Filter, **APF**) και τα Add-Drop δακτυλίδια (Add-Drop Ring Resonator, **ADRR**).



Εικόνα 2.2: (Α) Ένα all-pass δακτυλίδι (APF) και (Β) ένα add-drop δακτυλίδι (ADRR)

2.2.1. All-Pass δομές δακτυλίων

Στην πιο απλή μορφή του, ένα APF δημιουργείται όταν συνδέουμε την έξοδο ενός κατευθυντικού συζεύκτη (*directional coupler*) στην είσοδο του. Ουσιαστικά πρόκειται για ένα κυκλικό δαχτυλίδι, πολλές φορές όμως το δαχτυλίδι αποκτά ένα πιο πεπλατυσμένο σχήμα, όταν χρησιμοποιούμε ένα ευθύγραμμο τμήμα κυματοδηγού στην περιοχή σύζευξης, ώστε να γίνεται αυτή πιο αποτελεσματικά. Σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιείται ο όρος *racetrack* δαχτυλίδι (*racetrack ring resonator*).



Εικόνα 2.3: Ένα *racetrack ring resonator*

Οι βασικές ιδιότητες των δομών δακτυλίων όμως είναι παρόμοιες ανεξαρτήτου σχήματος, οπότε στην συνέχεια θα μιλήσουμε μόνο για τις απλές κυκλικές δομές APF.

Θα υπολογίσουμε τις βασικές φασματικές ιδιότητες ενός APF υποθέτοντας ότι έχουμε λειτουργία συνεχούς κύματος (*continuous wave, CW*). Επομένως, αν υποθέσουμε ακόμα ότι οι ανακλάσεις πίσω στον κύριο κυματοδηγό είναι αμελητέες (κάτι που όμως πρακτικά δεν ισχύει πάντα, ειδικά όταν έχουμε δομές πυριτίου), ο λόγος των πεδίων στην έξοδο προς την είσοδο του APF είναι:

$$\frac{E_{\text{εξόδου}}}{E_{\text{εισόδου}}} = e^{i(\pi+\varphi)} \frac{\alpha - r e^{-i\varphi}}{1 - r a e^{i\varphi}}$$

όπου $\varphi = \beta L$ είναι η μετατόπιση φάσης, όπου L η περίμετρος του δαχτυλιδιού και β η σταθερά διάδοσης του ρυθμού που μελετάμε. Ως a ορίζουμε το πλάτος της μετάδοσης, μέγεθος που συμπεριλαμβάνει τις απώλειες διάδοσης στο δαχτυλίδι αλλά και τις απώλειες στην σύζευξη. Συνδυάζεται με τον συντελεστή απώλειας ισχύος α (*power attenuation coefficient*) σύμφωνα με την σχέση $\alpha^2 = e^{-aL}$. Αντίστοιχα, ο συντελεστής μετάδοσης T_n (*intensity transmission coefficient*) ισούται με:

$$T_n = \frac{\alpha^2 - 2r a \cos\varphi + r^2}{1 - 2r a \cos\varphi + (r a)^2}$$

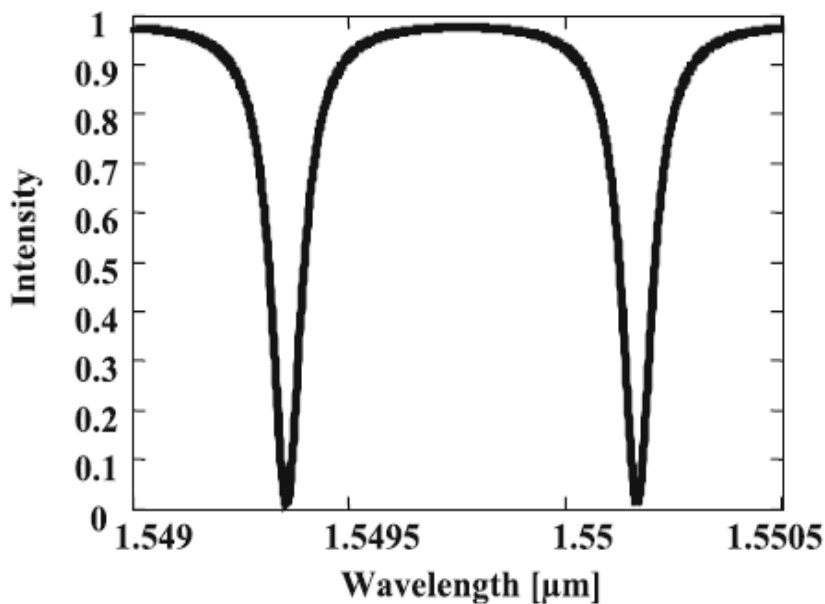
όπου r είναι ο συντελεστής αυτοσύζευξης (*self-coupling coefficient*). Θα ορίσουμε παράλληλα έναν συντελεστή k ως τον συντελεστή ετεροσύζευξης (*cross-coupling coefficient*), έτσι ώστε r^2 και k^2 να είναι οι λόγοι διαμοιρασμού ισχύος του συζεύκτη. Θεωρούμε παράλληλα ότι δεν έχουμε απώλειες σύζευξης, ώστε $r^2 + k^2 = 1$. Η θεώρηση αυτή θα απλοποιήσει τους υπολογισμούς μας, εισάγοντας όμως σφάλματα στους συντελεστές μετάδοσης.

Βρίσκουμε ότι το δαχτυλίδι βρίσκεται σε συντονισμό όταν η φάση φ είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π ή όταν το μήκος κύματος του φωτός "χωράει" ακέραιο αριθμό φορών μέσα στο οπτικό μήκος του δαχτυλίου. Οπότε:

$$\lambda_{res} = \frac{n_{eff}L}{m}, \text{ όπου } m = 1, 2, 3, \dots$$

Αν υποθέσουμε μηδενικές απώλειες στην δομή, δηλαδή $\alpha \approx 1$, ο συντελεστής διάδοσης είναι 1 για κάθε τιμή της φάσης φ . Αν έχουμε *critical coupling*, δηλαδή όταν η ενέργεια που περνά στο δαχτυλίδι ισούται με τον συντελεστή απώλειας ενέργειας σε αυτό ($r = a$), ο συντελεστής διάδοσης είναι 0 στον συντονισμό. Αυτό οφείλεται στην καταστρεπτική συμβολή των κυμάτων εντός της δομής. Η φάση αλλάζει ανάλογα με την συχνότητα του κύματος. Βλέπουμε λοιπόν ότι ρόλος ενός APF είναι να καθυστερούν τα ερχόμενα σήματα, αποθηκεύοντας την οπτική ενέργεια τους προσωρινά, εντός των δαχτυλιδιών [1]. Από την πρώτη εξίσωση μπορούμε να υπολογίσουμε την μετατόπιση φάσης φ_1 λόγω του δαχτυλιδιού :

$$\varphi_1 = \pi + \varphi + \arctan \frac{r \sin \varphi}{a - r \cos \varphi} + \arctan \frac{r \sin \varphi}{1 - r \cos \varphi}$$



Εικόνα 2.4: Η ένταση του πεδίου στην έξοδο ενός all-pass filter [2]

Πιο συγκεκριμένα, αν υποθέσουμε ότι έχουμε μονορρυθμική μετάδοση, ότι η σύζευξη δεν επιφέρει επιπλέον απώλειες, ότι έχουμε σε όλη την δομή απλή πόλωση και ότι όλες οι απώλειες κατά την διάδοση του κύματος μέσα στην δομή ενσωματώνονται στον συντελεστή απώλειας α , τότε μπορούμε να βρούμε τα διάφορα πεδία με την βοήθεια του παρακάτω πίνακα:

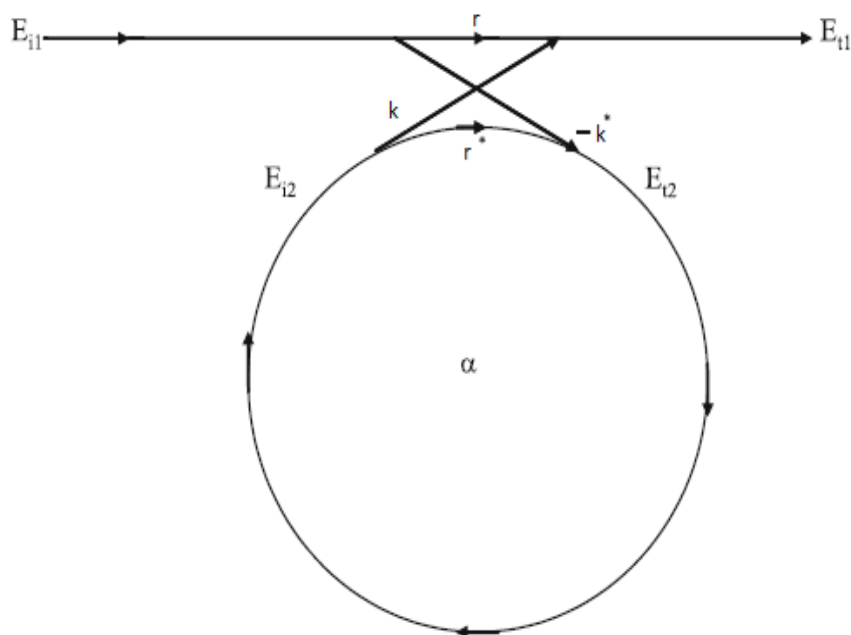
$$\begin{pmatrix} E_{t1} \\ E_{t2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r & k \\ -k^* & r^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{pmatrix}$$

όπου με $*$ συμβολίζουμε τα συζυγή μεγέθη. Επειδή δεν έχουμε απώλειες σύζευξης γνωρίζουμε ότι $|r^2| + |k^2| = 1$. Για να απλοποιήσουμε παραπάνω την ανάλυση, θα θεωρήσουμε ότι $E_{i1} = 1$, οπότε μετά την περιφορά γύρω από το δαχτυλίδι θα έχουμε $E_{i2} = \alpha e^{j\theta} E_{t2}$, όπου α οι απώλειες του δαχτυλιδιού και $\theta = \omega L/c$, όπου c η ταχύτητα του φωτός μέσα στο υλικό ($c = c_0/n_{eff}$) και $\omega = kc_0$ η γωνιακή συχνότητα. Για τον αριθμό k ισχύει $k = 2\pi/\lambda$. Για τα επιμέρους πλάτη των πεδίων μέσα στην δομή λοιπόν έχουμε:

$$E_{t1} = \frac{-a + re^{-j\theta}}{-ar^* + e^{-j\theta}}$$

$$E_{i2} = \frac{-ak^*}{-ar^* + e^{-j\theta}}$$

$$E_{t2} = \frac{-k^*}{1 - ar^*e^{j\theta}}$$



Εικόνα 2.5: Πεδία και συντελεστές σύζευξης σε μία δομή APF

Έτσι λοιπόν βρίσκουμε την ισχύ εξόδου P_{t1} στον κυματοδηγό, που ισούται με:

$$P_{t1} = |E_{t1}|^2 = \frac{a^2 + |r|^2 - 2a|r|\cos(\theta + \varphi_t)}{1 + a^2|r|^2 - 2a|r|\cos(\theta + \varphi_t)}$$

όπου $r = |r|e^{j\varphi_t}$ με το $|r|$ να αναπαριστά τις απώλειες σύζευξης και φ_t η φάση του συζεύκτη. Η ισχύς στο δαχτυλίδι εντωμεταξύ ισούται με :

$$P_{i2} = |E_{i2}|^2 = \frac{a^2(1 - |r|^2)}{1 + a^2|r|^2 - 2a|r|\cos(\theta + \varphi_t)}$$

Η περίπτωση που μας ενδιαφέρει περισσότερο είναι όταν έχουμε συντονισμό. Όταν λοιπόν έχουμε συντονισμό, δηλαδή $(\theta + \varphi_t) = 2\pi m$, όπου m ακέραιος, για τις παραπάνω ισχύεις έχουμε:

$$P_{t1} = |E_{t1}|^2 = \frac{(a - |r|)^2}{(1 - a|r|)^2}$$

$$P_{i2} = |E_{i2}|^2 = \frac{a^2(1 - |r|^2)}{(1 - a|r|)^2}$$

Στην *Εικόνα 2.4* εμφανίζεται η χαρακτηριστική συνάρτηση ενός APF που περιγράφεται από τις παραπάνω σχέσεις, σε συνάρτηση με το μήκος κύματος. Έχουμε υποθέσει παράλληλα ότι έχουμε critical coupling και ότι η ακτίνα του δαχτυλιδιού ισούται με $148\mu m$ [2].

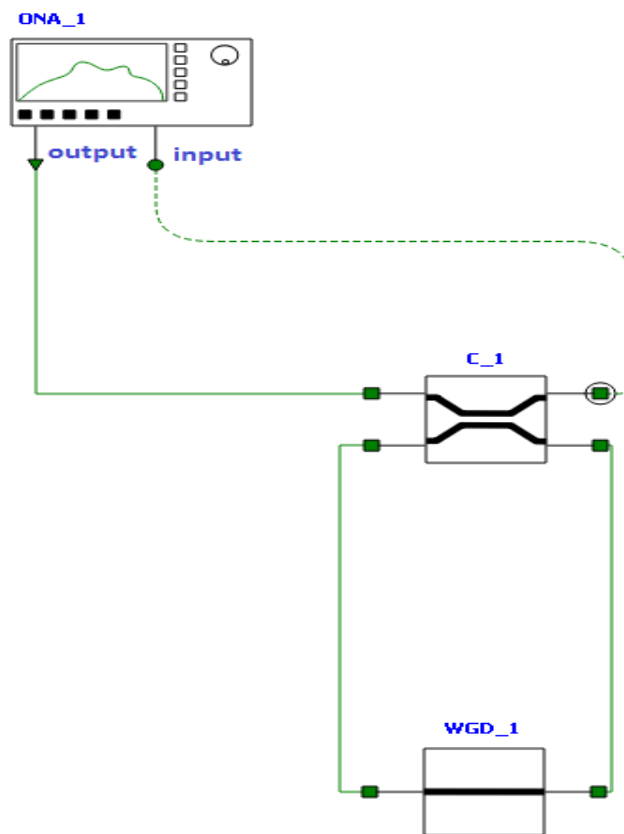
Για να επιβεβαιώσουμε τις παραπάνω θεωρητικές παρατηρήσεις, θα προσομοιώσουμε ένα APF δαχτυλίδι με την βοήθεια του προγράμματος προσομοιώσεων οπτικών κυκλωμάτων LUMERICAL INTERCONNECT. Όλες οι προσομοιώσεις που θα εμφανιστούν στην συνέχεια της εργασίας αυτής θα υλοποιηθούν με την βοήθεια αυτού του προγράμματος.

Το Lumerical παρέχει μια μεγάλη ποικιλία έτοιμων και απλών κυκλωμάτων στον χρήστη, αλλά και βασικά στοιχεία που μπορούμε να συνθέσουμε με σκοπό την δημιουργία σύνθετων κυκλωμάτων. Για αυτήν την προσομοίωση, θα προσπαθήσουμε να δημιουργήσουμε ένα APF από τα βασικά του στοιχεία, καθώς έτσι θα έχουμε μεγαλύτερη ελευθερία να δημιουργήσουμε πιο ευέλικτα κυκλώματα. Επομένως, αν και το Lumerical έχει στην βιβλιοθήκη του έτοιμο APF, εμείς θα δημιουργήσουμε ένα από την αρχή.

Η διάταξη μας θα περιέχει έναν Optical Network Analyzer, ο οποίος θα πραγματοποιήσει scattering data analysis. Θα εισάγει δηλαδή στο κύκλωμα θόρυβο ισχύος $1dBm$ σε ένα μεγάλο φάσμα συχνοτήτων και θα μας δείξει πως θα αντιδράσει το APF σε αυτόν τον θόρυβο, δηλαδή ποιες συχνότητες θα "απορρίψει" και ποιες θα περάσουν. Θα μελετήσουμε μόνο τον TE ρυθμό και θα αγνοήσουμε το φαινόμενο της διασποράς. Η συχνότητα συντονισμού της διάταξης θα είναι τα $193.1THz$.

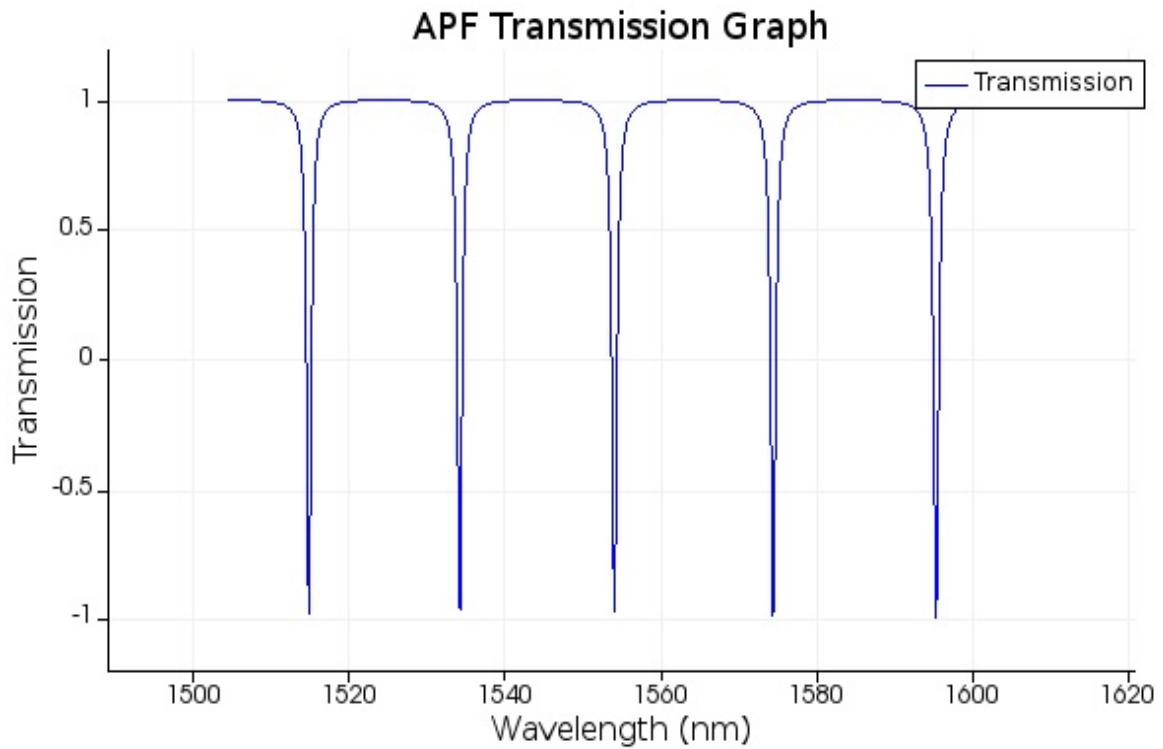
Το APF θα το προσομοιώσουμε με την βοήθεια 2 βασικών στοιχείων: ενός coupler και ενός απλού κυματοδηγού. Ο coupler θα έχει cross-coupling coefficient ίσο με 0.2, ενώ ο κυματοδηγός θα έχει μήκος $30\mu m$, $n_{eff} = 2.85$, $n_g = 4$, ενώ για να προσομοιώσουμε τις απώλειες που θα είχαμε κανονικά στο δαχτυλίδι θα θεωρήσουμε εξασθένιση εντός του κυματοδηγού $a = 0.3dB/cm$.

Παρακάτω βλέπουμε την διάταξη που μελετήσαμε:



Εικόνα 2.6: Διάταξη APF στο Interconnect

Εδώ βλέπουμε την συνάρτηση μεταφοράς στην έξοδο του φίλτρου:

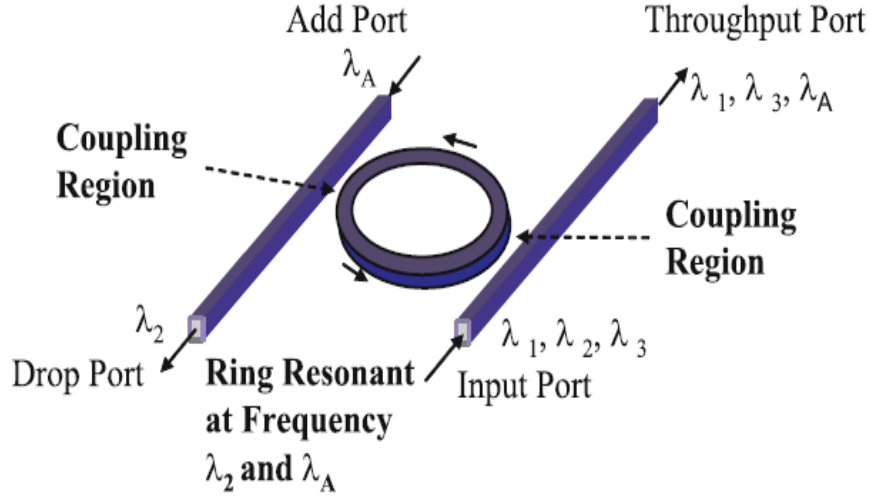


Εικόνα 2.7: Το transmission συναρτήσει του μήκους κύματος σε APF, Interconnect

Βλέπουμε λοιπόν ότι οι θεωρητικές παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται. Το σήμα εξασθενεί περισσότερο σε συχνότητες που έχουμε συντονισμό καθώς διαγράφει πολλές φορές την πορεία εντός του δαχτυλιδιού. Βλέπουμε παράλληλα ότι το διάστημα μεταξύ δύο συντονισμών, δηλαδή το FSR, ισούται με το θεωρητικό αποτέλεσμα που θα βρούμε με την βοήθεια τύπου στην ενότητα 2.3.

2.2.2. Add-Drop δομές δακτυλίων

Όταν έχουμε σύζευξη του δακτυλίου με 2 κυματοδηγούς, συνήθως έναν στο πάνω μέρος του και έναν στο κάτω μέρος του, τότε έχουμε add-drop δακτυλίδι (Add-Drop Ring Resonator, ADRR). Σε αυτήν την περίπτωση μέρος του πεδίου κατευθύνεται προς στην drop έξοδο (βλέπε *Εικόνα 2.2B*) και το υπόλοιπο στην through (ή pass) έξοδο.



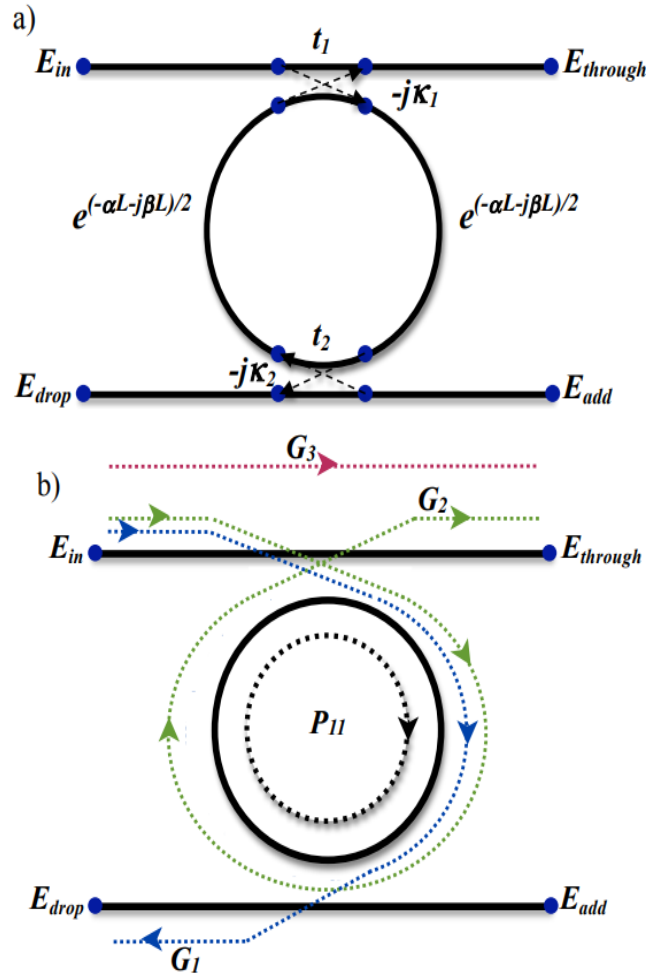
Εικόνα 2.8: Ένα ADRR επιλογής καναλιού. Μέσω της add εξόδου μπορούμε να βγάλουμε στην through έξοδο τα κανάλια/μήκη κύματος που θέλουμε ενώ μέσω της drop εξόδου μπορούμε να απαλλάξουμε το σήμα εισόδου από συγκεκριμένα μήκη κύματος (λ_{res} του δακτυλιδιού)

Οι συντελεστές μετάδοσης στις εξόδους drop και through είναι:

$$T_{through} = \frac{I_{εξόδου}}{I_{εισόδου}} = \frac{r_2^2 a^2 - 2r_1 r_2 a \cos \varphi + r_1^2}{1 - 2r_1 r_2 a \cos \varphi + (r_1 r_2 a)^2}$$

$$T_{drop} = \frac{I_{drop}}{I_{εισόδου}} = \frac{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)a}{1 - 2r_1 r_2 a \cos \varphi + (r_1 r_2 a)^2}$$

Αν θεωρήσουμε αμελητέες απώλειες ($\alpha \approx 1$) τότε έχουμε critical coupling όταν $k_1 = k_2$, δηλαδή όταν το ποσοστό της ενέργειας που πηγαίνει από τον κυματοδηγό εισόδου στο δακτυλίδι ισούται με το ποσοστό της ενέργειας που πηγαίνει από το δακτυλίδι στον κυματοδηγό εξόδου (βλέπε *Εικόνα 2.2B*). Αν θεωρήσουμε μη αμελητέες απώλειες, δηλαδή $\alpha < 1$, critical coupling έχουμε όταν οι απώλειες ικανοποιούν την εξίσωση $r_2 a = r_1$ [1].



Εικόνα 2.9: a) Σχηματική αναπαράσταση ενός add-drop φίλτρου και b) οι πορείες των πεδίων μέσα στο φίλτρο [3]

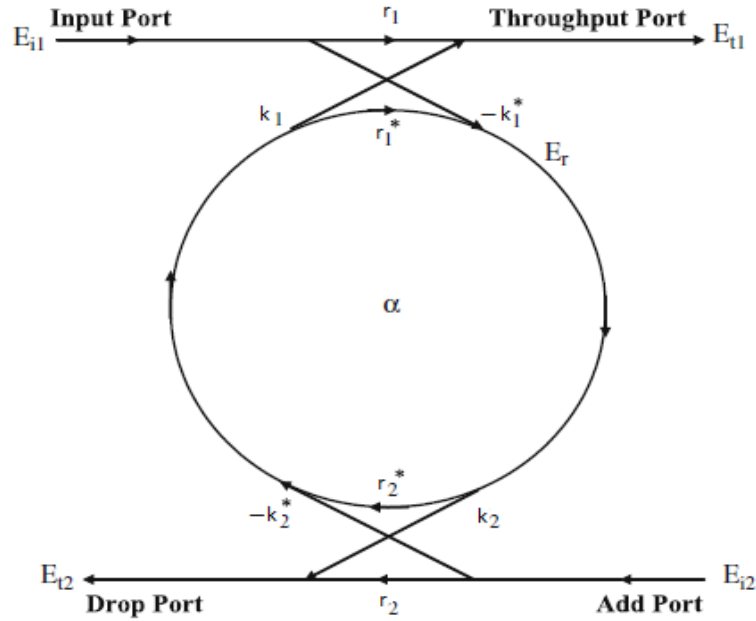
Θα κάνουμε τώρα για την δομή ADRR την ίδια ανάλυση που κάναμε για την δομή APF. Το πλάτος του πεδίου στην έξοδο through της δομής θα ισούται με:

$$E_{t1} = \frac{r_1 - r_2^* a e^{j\theta}}{1 - r_1^* r_2^* a e^{j\theta}}$$

Ενώ στην έξοδο drop έχουμε:

$$E_{t2} = \frac{-k_1 k_2^* \alpha_{1/2} e^{j\theta_{1/2}}}{1 - r_1^* r_2^* a e^{j\theta}}$$

Όπου $\alpha_{1/2}$ και $\theta_{1/2}$ αναπαριστούν την απώλεια και την φάση του ημικυκλίου μόνο. Ισχύει ότι $\alpha = \alpha_{1/2}^2$ και $\theta = \theta_{1/2}^2$.



Εικόνα 2.10: Πεδία και συντελεστές σύζευξης σε μία δομή ADRR

Στον συντονισμό επομένως, η ισχύς εξόδου στην έξοδο drop θα ισούται με:

$$P_{t2} = |E_{t2}|^2 = \frac{(1 - |r_1|^2)(1 - |r_2|^2)a}{(1 - a|r_1r_2|)^2}$$

Το πεδίο στην έξοδο through θα είναι 0 στον συντονισμό, αν έχουμε ίδιους συντελεστές σύζευξης $r_1 = r_2$ και αν $a = 1$, οπότε το μήκος κύματος στον συντονισμό απορροφάται πλήρως από το δαχτυλίδι και την έξοδο drop. Ένας άλλος τρόπος να εξασφαλίσουμε πλάτος εξόδου 0 στην έξοδο through κατά τον συντονισμό είναι να ορίσουμε τους συντελεστές σύζευξης r_1, r_2 έτσι ώστε:

$$a = \left| \frac{r_1}{r_2} \right|$$

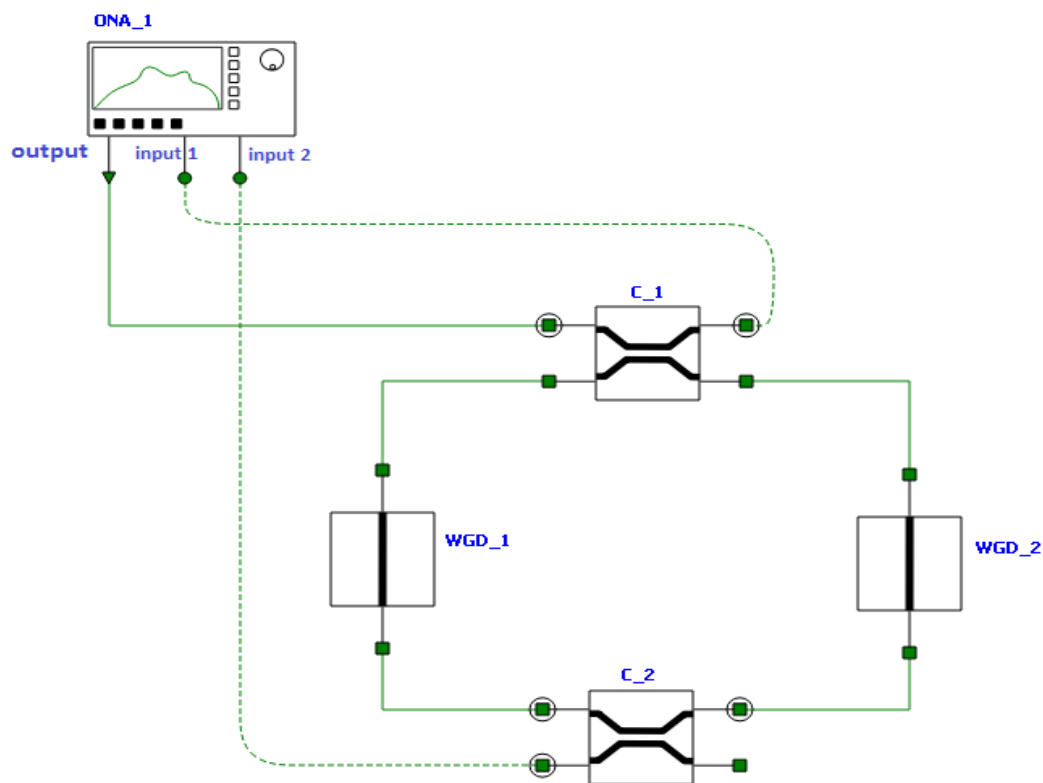
Στην Εικόνα 2.13 εμφανίζεται η χαρακτηριστική συνάρτηση ενός ADRR που περιγράφεται από τις παραπάνω σχέσεις, σε συνάρτηση με το μήκος κύματος. Έχουμε υποθέσει παράλληλα ότι έχουμε critical coupling, μηδενικές απώλειες διάδοσης και ότι η ακτίνα του δαχτυλιδιού ισούται με $148\mu m$ [2].

Για να επιβεβαιώσουμε τις παραπάνω θεωρητικές παρατηρήσεις, όπως και πριν θα προσομοιώσουμε ένα ADRR δαχτυλίδι με την βοήθεια του LUMERICAL INTERCONNECT.

Η διάταξη μας θα περιέχει έναν Optical Network Analyzer, που θα πραγματοποιήσει scattering data analysis παρόμοια με προηγούμενως. Θα μελετήσουμε μόνο τον TE ρυθμό και θα αγνοήσουμε το φαινόμενο της διασποράς. Η συχνότητα συντονισμού της διάταξης θα είναι τα $193.1THz$.

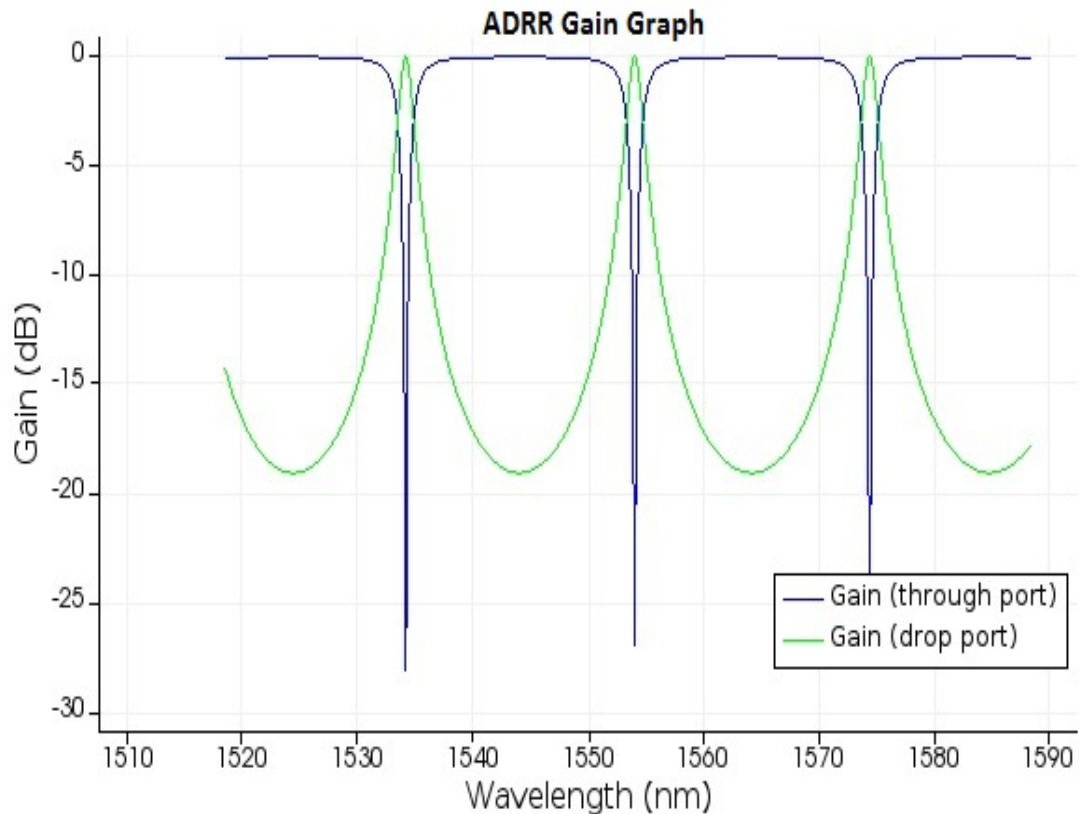
Το ADRR θα το προσομοιώσουμε με την βοήθεια 4 βασικών στοιχείων: δύο coupler και δύο απλών κυματοδηγών. Οι coupler θα έχουν cross-coupling coefficient ίσο με 0.2, ούτως ώστε να έχουμε πιο "στενό" φίλτρο. Το δαχτυλίδι από την άλλη θα το προσομοιώσουμε με δύο κυματοδηγούς. Ο κάθε ένας θα έχει μήκος $15\mu m$, $n_{eff} = 2.85$, $n_g = 4$. Αθροιστικά οι δύο αυτοί κυματοδηγοί θα έχουν μήκος $30\mu m$, δηλαδή το δαχτυλίδι μας θα είναι όμοιο με αυτό της προηγούμενης προσομοίωσης. Ακόμα μία διαφορά εδώ είναι ότι θα θεωρήσουμε μηδενική εξασθένιση εντός των κυματοδηγών, καθώς εδώ θα εστιάσουμε περισσότερο στο πως κατανέμεται το σήμα στις δύο εξόδους που μας ενδιαφέρουν, στο drop port δηλαδή και το through port. Θα έχουμε επομένως critical coupling, καθώς οι coupling coefficient είναι ίδιοι.

Παρακάτω βλέπουμε την διάταξη που μελετήσαμε:



Εικόνα 2.11: Διάταξη ADRR στο Interconnect

Εδώ βλέπουμε την συνάρτηση μεταφοράς στις δύο εξόδους του ADRR:



Εικόνα 2.12: Η συνάρτηση μεταφοράς συναρτήσει του μήκους κύματος σε ADRR, Interconnect

Όπως και πριν οι θεωρητικές παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς στην through έξοδο, ενώ με πράσινο χρώμα απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς στην drop έξοδο. Βλέπουμε ότι το σήμα κατανέμεται στις δύο εξόδους, και καθώς θεωρούμε μηδενική εξασθένιση το άθροισμα των δύο εξόδων για κάθε στιγμή μας δίνει το συνολικό σήμα. Βλέπουμε επίσης ότι στον συντονισμό ολόκληρο το σήμα βγαίνει από την drop έξοδο. Το φίλτρο είναι αρκετά στενό καθώς επιλέξαμε πολύ μικρό cross-coupling coefficient. Συμπεραίνουμε επίσης ότι το FSR ισούται με το θεωρητικό αποτέλεσμα που θα βρούμε με την βοήθεια τύπου στην ενότητα 2.3.

2.3. Φασματικά χαρακτηριστικά

Οι φασματικές ιδιότητες μιας δομής δακτυλίου εξαρτώνται από τους συντελεστές απωλειών ισχύος και τους συντελεστές σύζευξης με τον/τους κυματοδηγούς, και μπορούν να υπολογιστούν με την βοήθεια των παρακάτω εξισώσεων. Για παράδειγμα, το εύρος ζώνης μισής ισχύος (*Full Width at Half Maximum, FWHM*), στην περιοχή συντονισμού ενός all-pass filter ισούται με:

$$FWHM = \frac{(1 - ra)\lambda_{res}^2}{\pi n_g L \sqrt{ra}}$$

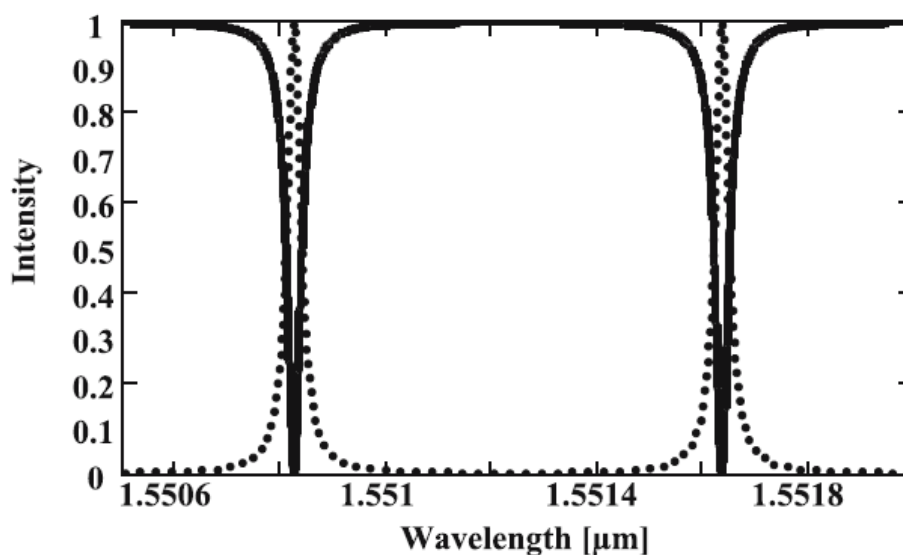
Ενώ σε ένα add-drop ring resonator ισούται με:

$$FWHM = \frac{(1 - r_1 r_2 a)\lambda_{res}^2}{\pi n_g L \sqrt{r_1 r_2 a}}$$

Αν λάβουμε υπ' όψιν μόνο την διασπορά πρώτης τάξης, η ελεύθερη φασματική περιοχή (*Free Spectral Range, FSR*), δηλαδή η φασματική απόσταση μεταξύ 2 μεγίστων η δύο συντονισμών ισούται με:

$$FSR = \frac{\lambda^2}{n_g L}$$

Όπου L η περίμετρος του δακτυλιδιού (η απόσταση που διανύει το φως μέσα στο δακτυλίδι) και n_g ο δείκτης ομάδας.



Εικόνα 2.13: Η ένταση του πεδίου εξόδου στην *through* έξοδο (συνεχόμενη γραμμή) και στην *drop* έξοδο (διακεκομμένη γραμμή) [2]

Η αρχιτεκτονική *SOI* (*Silicon-on-insulator*) μας δίνει την δυνατότητα να φτιάξουμε κυματοδηγούς με πολύ απότομες καμπές (ακτίνας μέχρι και $3\mu\text{m}$) με μικρές απώλειες. Λόγω αυτής της ιδιαιτερότητας μπορούμε να κατασκευάζουμε δομές δακτυλίων με υψηλότερο *FSR*, σε σύγκριση με άλλα οπτικά φίλτρα.

Ο λόγος που στον παρανομαστή του *FWHM* και του *FSR* βρίσκουμε τον δείκτη ομάδας n_g και όχι τον ενεργό δείκτη διάθλασης n_{eff} είναι επειδή θέλουμε να συνυπολογίσουμε και την διασπορά που εισάγει ο κυματοδηγός. Ο n_g ορίζεται ως:

$$n_g = n_{eff} - \lambda_0 \frac{dn_{eff}}{d\lambda}$$

Ο δείκτης ομάδας, όπως και η ταχύτητα ομάδας $v_g = \frac{c}{n_g}$, περιγράφει την ταχύτητα με την οποία η περιβάλλουσα του διαδιδόμενου παλμού ταξιδεύει και εξαρτάται από το μέσο μετάδοσης (π.χ. το υλικό του κυματοδηγού).

Ο παράγοντας ποιότητας της πύλης εξόδου ισούται με $\frac{T_t}{R_{min}}$. Αν θεωρήσουμε all-pass δαχτυλίδι, τα παραπάνω μεγέθη ισούνται με:

$$T_t = \frac{(r + a)^2}{(1 + ra)^2}$$

$$R_{min} = \frac{(r - a)^2}{(1 - ra)^2}$$

Αν θεωρήσουμε add-drop δομή, τότε ορίζουμε τον λόγο ποιότητας (*Extinction Ratio*, *ER*) ως $\frac{T_{max}}{T_d}$ για την έξοδο drop. Όταν έχουμε συντονισμό, το *ER* μεταξύ της εξόδου through και της εξόδου drop σε ένα ADRR δίνεται από τον τύπο $\frac{T_{max}}{R_{min}}$. Τα παραπάνω μεγέθη ορίζονται ως:

$$T_t = \frac{(r_2 a + r_1)^2}{(1 + r_1 r_2 a)^2}$$

$$R_{min} = \frac{r_2^2 a^2 - 2r_1 r_2 a + r_1^2}{(1 - r_1 r_2 a)^2}$$

$$T_{max} = \frac{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)a}{(1 - r_1 r_2 a)^2}$$

$$T_d = \frac{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)a}{(1 + r_1 r_2 a)^2}$$

Ένα άλλο μέγεθος που θα ορίσουμε είναι η *λεπτότητα* (*Finesse, F*), η οποία μας βοηθάει να εκτιμήσουμε πόσο μεγάλες είναι οι περιοχές συντονισμού σε σχέση με την μεταξύ τους απόσταση. Επομένως:

$$Finesse = \frac{FSR}{FWHM}$$

Σημαντικό μέγεθος είναι και ο *παράγοντας ποιότητας* (*Quality Factor, Q*) που μας υποδεικνύει πόσο στενή είναι η περιοχή συντονισμού σε σχέση με την κεντρική του συχνότητα, δηλαδή:

$$Q = \frac{\lambda_{res}}{FWHM}$$

Τα μέγεθος Q και F ουσιαστικά μας υποδεικνύουν τον αριθμό των φορών που η ακτινοβολία εντός του δαχτυλιδιού περιστρέφεται γύρω από αυτό πριν χαθεί, λόγω απωλειών και της σύζευξης με τους κυματοδηγούς. Η λεπτότητα F αναπαριστά πόσες περιφορές πραγματοποιεί η ακτινοβολία στο δαχτυλίδι πριν η ενέργεια της μειωθεί στο $\frac{1}{e}$ της αρχικής της αξίας. Το Q αναπαριστά τον αριθμό των ταλαντώσεων του πεδίου προτού η ενέργεια του μειωθεί στο $\frac{1}{e}$ της αρχικής. Για να υπολογίσουμε το Q , διεγείρουμε το δαχτυλίδι μέχρι ενός βαθμού και υπολογίζουμε την απώλεια ενέργειας. Με βάση τα προηγούμενα καταλαβαίνουμε ότι μία all-pass δομή θα παρουσιάσει καλύτερο Q από μία add-drop δομή, καθώς στην πρώτη περίπτωση έχουμε μικρότερες απώλειες λόγω coupling με έναν μόνο κυματοδηγό. Ο αριθμός των κυματοδηγών με τον οποίους είναι συζευγμένο το δαχτυλίδι επηρεάζει τον αριθμό Q , καθώς αν έχουμε σύζευξη με πολλούς κυματοδηγούς το Q μειώνεται λόγω αυξημένων απωλειών [1].

2.4. Πηγές απωλειών

Οι κύριες πηγές απωλειών όταν μελετάμε δομές δακτυλίων είναι δύο: οι απώλειες λόγω κυματοδηγών και οι απώλειες λόγω σύζευξης. Αν έχουμε racetrack δακτυλίδια υπάρχουν επίσης επιπλέον απώλειες καμπής λόγω της μετάβασης από το ευθύγραμμο τμήμα στο τμήμα καμπύλης. Όσον αφορά τις απώλειες στην περιοχή σύζευξης, οφείλονται στις απώλειες διάδοσης, στην τραχύτητα των πλάγιων τοιχωμάτων του κυματοδηγού που επηρεάζουν την κατανομή του πεδίου εντός αυτού (καθώς εισάγουν απώλειες λόγω σκέδασης στον TE ρυθμό ενώ τα άνω και κάτω τοιχώματα εισάγουν απώλειες σκέδασης λόγω τραχύτητας στον TM ρυθμό), αλλά και στις τυχόν μικροαλλαγές που εμφανίζονται στο πλάτος του κυματοδηγού λόγω σφαλμάτων κατά την διαδικασία κατασκευής του. Επομένως, οι συνολικές απώλειες στην δομή συνοψίζονται στον παρακάτω τύπο:

$$A[dB] = A'_{prop}L + 2A_{coup} + 4A_{bend}$$

όπου το A'_{prop} συμβολίζει την απώλεια διάδοσης ανά μονάδα μήκους, και συχνά ορίζεται σε dB/cm . Θα ορίσουμε τώρα τον παράγοντα Q και την λεπτότητα F σε δομές APF και ADRR με βάση τις φυσικές τους παραμέτρους.

Για ένα all-pass δακτυλίδι έχουμε:

$$Q - factor = \frac{\pi n_g L \sqrt{ra}}{\lambda_{res}(1 - ra)}$$

$$Finesse = \frac{\pi \sqrt{ra}}{1 - ra}$$

Και για ένα add-drop δακτυλίδι έχουμε:

$$Q - factor = \frac{\pi n_g L \sqrt{r_1 r_2 a}}{\lambda_{res}(1 - r_1 r_2 a)}$$

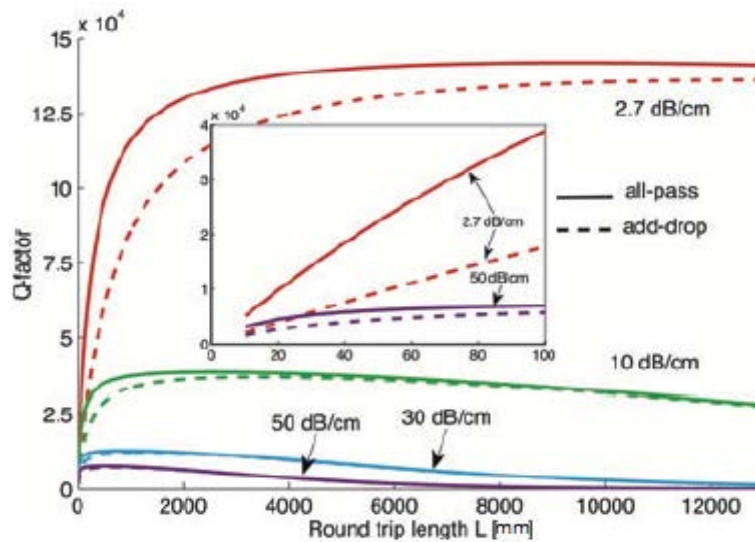
$$Finesse = \frac{\pi \sqrt{r_1 r_2 a}}{1 - r_1 r_2 a}$$

Για να αυξήσουμε τον παράγοντα Q πρέπει να μειώσουμε τις απώλειες στην κοιλότητα. Οι απώλειες διάδοσης μπορούν να μειωθούν αν χρησιμοποιούμε υψηλής ποιότητας SOI υλικά και με καλή επεξεργασία κατασκευής. Οι απώλειες καμπής μπορούν να μειωθούν αν σχεδιάζουμε στροφές που καμπυλώνουν πιο ομαλά και όχι απότομα.

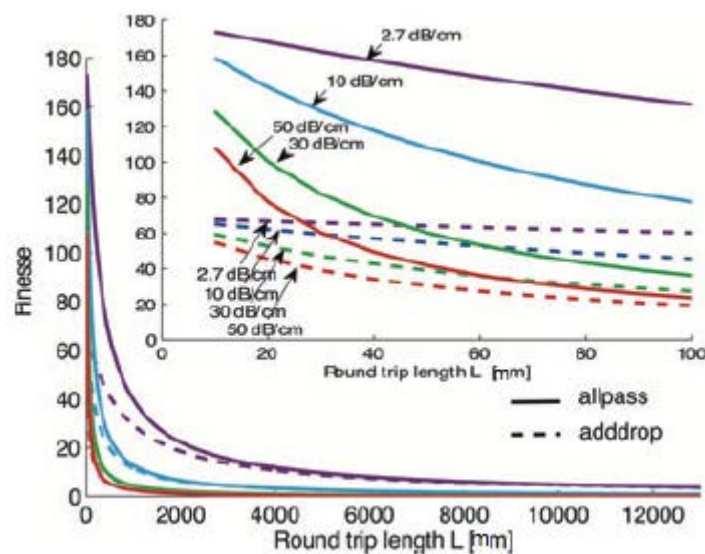
Από τον τύπο του Q συμπεραίνουμε λοιπόν ότι για μεγάλο μήκος κυματοδηγού L και μικρές απώλειες κοιλότητας το Q αυξάνεται. Όμως, αυτά τα 2 μεγέθη είναι αντιστρόφως ανάλογα, καθώς όσο αυξάνεται το μήκος αυξάνονται και

οι απώλειες διάδοσης. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι ότι για αυξημένο μήκος κυματοδηγού μειώνεται και η λεπτότητα F .

Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε τυπικές απώλειες των 2.7dB/cm , το μέγιστο Q που μπορούμε να εξασφαλίσουμε σε μία δομή APF με περίμετρο 10mm είναι περίπου $1.42 \cdot 10^5$. Αντίστοιχα, για μία ADRR δομή το μέγιστο Q που μπορούμε να εξασφαλίσουμε για περίμετρο περίπου 13mm είναι περίπου $1.36 \cdot 10^5$ [1].



Εικόνα 2.14: Ο παράγοντας Q συναρτήσει του μήκους της κοιλότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή απωλειών α [1]



Εικόνα 2.15: Η λεπτότητα F συναρτήσει του μήκους της κοιλότητας για διάφορες τιμές του συντελεστή απωλειών α [1]

2.5. Ευαισθησία δομών δακτυλίων

Η συχνότητα συντονισμού ενός δακτυλιδιού εξαρτάται από την οπτική περίμετρο του και το άθροισμα των απωλειών όλης της δομής (συμπεριλαμβανομένου και τις απώλειες σύζευξης ανάμεσα στους κυματοδηγούς και το δακτυλίδι). Επομένως, οι δομές δακτυλίων είναι αρκετά ευαίσθητες δομές και όπως θα δούμε αργότερα αυτό έχει ως αποτέλεσμα να χρησιμοποιούνται πολλές φορές ως αισθητήρες. Ως *ευαισθησία* (*sensitivity*) εδώ θα ορίσουμε την μεταβολή μήκους κύματος συντονισμού $\Delta\lambda_{res}$ που προκαλείται από το φαινόμενο που μελετάμε όπως π.χ. την θερμοκρασία, την φυσική παραμόρφωση, τις δομικές αλλαγές στον πυρήνα και τον μανδύα του κυματοδηγού κλπ. Η αλλαγή του μήκους κύματος συντονισμού λ_{res} προκαλείται από την αλλαγή του σχετικού δείκτη διάθλασης n_{eff} του ρυθμού που μελετάμε. Προκύπτει λοιπόν ότι :

$$\Delta\lambda_{res} = \frac{\Delta n_{eff}}{m}$$

όπου m θετικός ακέραιος και αναφέρεται στην τάξη του ρυθμού. Το n_{eff} εξαρτάται από τον δείκτη διάθλασης του μανδύα. Δεν μπορούμε επίσης να αγνοήσουμε την διασπορά του κυματοδηγού, καθώς μία αλλαγή του n_{eff} θα προκαλέσει αλλαγές στο λ_{res} , το οποίο με την σειρά του θα επηρεάσει ξανά το n_{eff} , καθώς το πηλίκο $\partial n_{eff} / \partial \lambda$ δεν θα είναι μηδέν. Προσεγγιστικά λοιπόν βρίσκουμε ότι :

$$\Delta\lambda_{res} = \frac{\left[\left(\frac{\partial n_{eff}}{\partial n_{env}} \right)_{\lambda_{res}, n_{env}^0} \Delta n_{env} + \left(\frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda} \right)_{\lambda_{res}, n_{env}^0} \Delta \lambda_{res} \right] L}{m}$$

όπου n_{eff}^0 είναι ο δείκτης διάθλασης στο αρχικό μήκος συντονισμού. Με την βοήθεια προηγούμενων τύπων, βρίσκουμε ότι η αλλαγή του μήκους κύματος συντονισμού συνυπολογίζοντας και την διασπορά πρώτης τάξης ισούται με:

$$\Delta\lambda_{res} = \frac{\Delta_{env} n_{eff} \lambda_{res}}{n_g}$$

Όπου $\Delta_{env} n_{eff}$ είναι η αλλαγή στον σχετικό δείκτη διάθλασης που προκαλείται από περιβαλλοντικές αλλαγές, με $\Delta_{env} n_{eff} = \left(\frac{\partial n_{eff}}{\partial n_{env}} \right)_{\lambda_{res}, n_{env}^0} \Delta n_{env}$.

Η αλλαγή του μήκους κύματος συντονισμού του δακτυλιδιού είναι ανάλογη με το τετράγωνο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου εντός αυτού και επομένως και με την ισχύς του πεδίου που περιέχεται στον πυρήνα. Η αναλογία αυτή μπορεί να γίνει πιο έντονη αν αλλάξουμε τις διαστάσεις του πυρήνα του κυματοδηγού ώστε να πετύχουμε καλύτερη συγκέντρωση του κυρίαρχου ρυθμού εντός του πυρήνα. Αυτό επιβεβαιώνεται και από την σχέση:

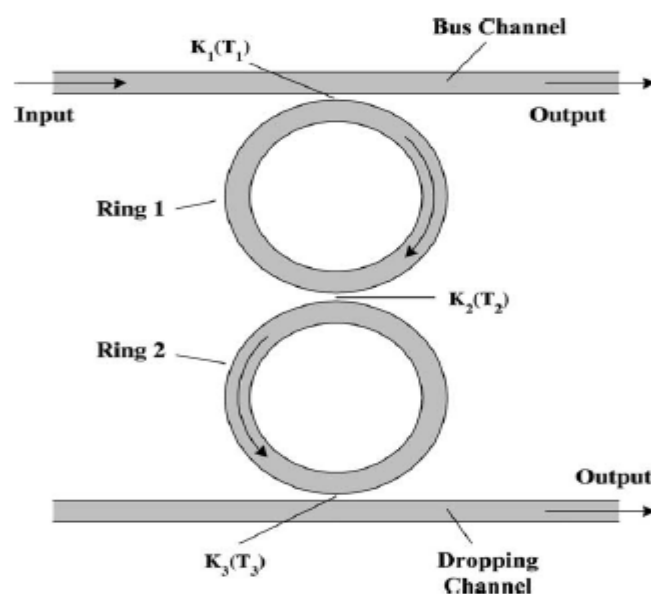
$$\Delta_{env} n_{eff} = c \int \Delta \varepsilon E_\nu E_\nu^* dx dy$$

όπου $E_\nu(x, y)$ είναι το κανονικοποιημένο διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου του ρυθμού που μελετάμε [1].

2.6. Πολλαπλές δομές δακτυλίων

Η επιστημονική κοινότητα, βλέποντας την μεγάλη εφαρμογή των δομών δακτυλίων, συνειδητοποίησε ότι αντί να περιοριζόμαστε σε απλές δομές δακτυλίων μπορούμε να υλοποιήσουμε πιο ακριβή και ποιοτικά φίλτρα τοποθετώντας πολλά δακτυλίδια σε σειρά ή παράλληλα. Οι νέες αυτές *υψηλής τάξης, πολλαπλές δομές δακτυλίων* (*high-order, Multiple-Ring-Resonator, MRR*) είναι σε θέση να υλοποιούν φίλτρα με μεγάλη ζώνη απόρριψης, ιδανική απόκριση στις επιθυμητές ζώνες και γρήγορη μετάβαση από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη απόρριψης. Παρ' όλα αυτά, οι δομές αυτές για να δουλεύουν αποτελεσματικά πρέπει να είναι πολύ προσεκτικά κατασκευασμένες, ώστε οι περιοχές συντονισμού των εκάστοτε δακτυλιδίων να είναι σύμφωνες μεταξύ τους και οι συντελεστές σύζευξης να είναι αυτοί που πρέπει.

Η πιο απλοϊκή από τις πολλαπλές δομές δακτυλίων είναι η διπλή δομή δακτυλίων. Η *διπλή δομή δακτυλίων* (*Series cascaded Double Ring Resonator, SDRR*) είναι η πιο εύκολη στην κατασκευή και ίσως η πιο πρακτική από όλες τις δομές δακτυλίων. Ακόμα, το μέγεθος του SDRR φίλτρου παραμένει μικρό, οπότε η υλοποίηση πυκνών οπτικών κυκλωμάτων καθίσταται δυνατή παρά την αύξηση της πολυπλοκότητας των δομών δακτυλίων. Όπως θα δούμε στην συνέχεια, οι συντελεστές σύζευξης και ο παράγοντας απωλειών παίζει σημαντικό ρόλο στον καθορισμό των χαρακτηριστικών του SDRR φίλτρου. Αλλάζοντας τις μεταβλητές αυτές θα μπορέσουμε να πάρουμε την *αναλογία εύρους ζώνης* (*Bandwidth ratio*) που επιθυμούμε, δίνοντας παράλληλα όμως σημασία στο *εύρος ζώνης* (*Bandwidth*) και τον *συντελεστή σχήματος* (*shape factor*), μεγέθη που επηρεάζουν σημαντικά το bandwidth ratio. Εν τέλει, θα καταλήξουμε στο ότι η συνάρτηση μεταφοράς ενός SDRR φίλτρου είναι πολύ καλύτερη ενός απλού ADRR [4].



Εικόνα 2.16: Μία τυπική διπλή δομή δακτυλίων (SDRR) και οι συντελεστές σύζευξης της

2.6.1. Συνάρτηση μεταφοράς

Στην *Εικόνα 2.16* βλέπουμε την διάταξη που θα μελετήσουμε. Αποτελείται από 2 κυματοδηγούς συζευγμένους με 2 δαχτυλίδια, τα οποία είναι επίσης συζευγμένα μεταξύ τους. Όλοι οι κυματοδηγοί είναι μονορρυθμικοί. Τα δύο δαχτυλίδια είναι πανομοιότυπα και έχουν το ίδιο FSR . Βρίσκουμε επομένως ότι η συνάρτηση μεταφοράς του δαχτυλιδιού στην *drop* έξοδο είναι:

$$D(\theta) = \frac{jL_1^{1/2}L_2^{1/2}K_1K_2K_3 \exp(-j\theta)}{1 - (L_1T_1T_2 + L_2T_3T_2) \exp(-j\theta) + L_1L_2T_1T_3 \exp(-j2\theta)}$$

όπου K_1 και K_3 είναι οι συντελεστές σύζευξης των κυματοδηγών με τα δαχτυλίδια και K_2 είναι ο συντελεστής σύζευξης μεταξύ των 2 δαχτυλιδιών. Ισχύει επίσης ότι $T_i^2 = 1 - K_i^2$ με $(i = 1,2,3)$, και $L_i = \exp(-\pi a_i R)$ με $(i = 1,2)$ η εξασθένηση μέσα στο δαχτυλίδι, όπου a_i ο παράγοντας εξασθένησης, R η ακτίνα των 2 δαχτυλιδιών και θ η κανονικοποιημένη συχνότητα:

$$\theta = \frac{2\pi\nu}{FSR_\nu}$$

όπου ν η συχνότητα του φωτός που διαδίδεται και FSR_ν το FSR στο πεδίο της συχνότητας.

Στο στάδιο αυτό θα κάνουμε ορισμένες παραδοχές. Πρώτον, θα θεωρήσουμε ότι οι οπτικές απώλειες εντός των δαχτυλιδιών είναι αμελητέες, και δεύτερο θα θεωρήσουμε ότι οι $K_1 = K_3$. Αν θεωρήσουμε παράλληλα ότι $L_1 = L_3$, λόγω πανομοιότυπων δαχτυλιδιών, για το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς έχουμε ότι:

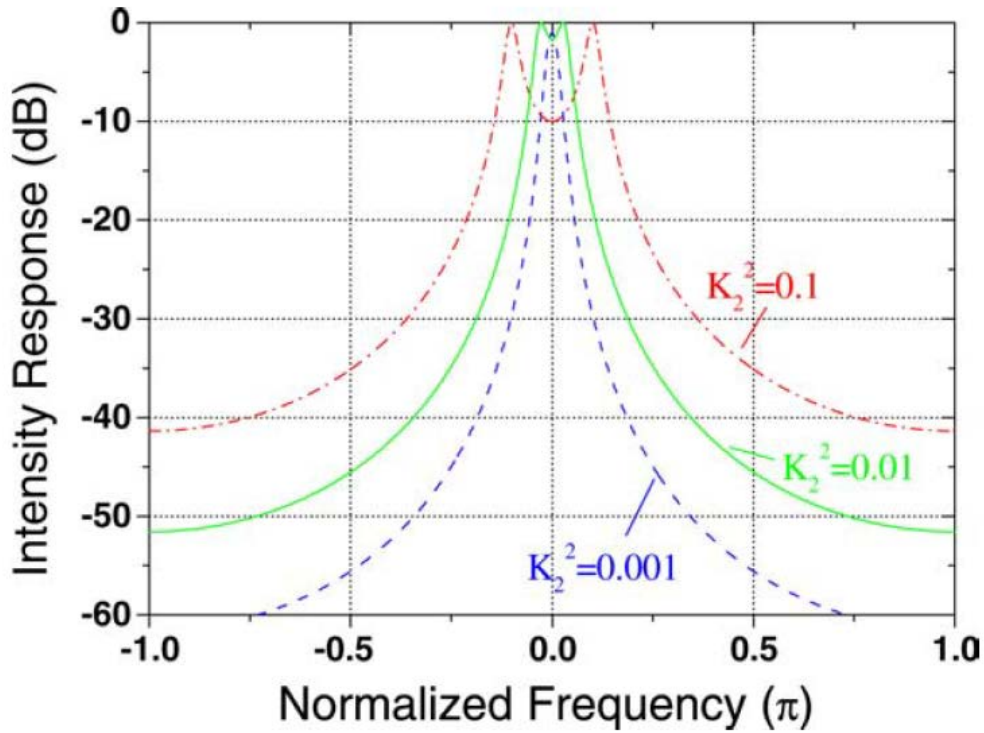
$$|D(\theta)|^2 = \frac{K_1^4 K_2^2}{|1 - 2T_1T_2 \exp(-j\theta) + T_1^2 \exp(-j2\theta)|^2}$$

Οι κανονικοποιημένες συχνότητες θ_{res} βρίσκονται από τον τύπο $\cos\theta_{res} = \frac{1+T_1^2}{2T_1} T_2$

Από τον τύπο αυτό βρίσκουμε ότι δύο συντονισμοί είναι *degenerate* (παρόμοιας ισχύος) μόνο όταν $T_2 < \frac{2T_1}{(1+T_1^2)}$. Αν $T_2 \geq \frac{2T_1}{(1+T_1^2)}$, δηλαδή:

$$K_2 \leq \frac{K_1^2}{2 - K_1^2}$$

οι δύο συχνότητες συντονισμού θα ενωθούν στο σημείο μηδενισμού $\theta = 0$ και η απόκριση στον συντονισμό θα πέφτει όσο το K_2 γίνεται μικρότερο, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 2.17: Η απόκριση ενός ζωνοπερατού SDRR φίλτρου συναρτήσει της κανονικοποιημένης συχνότητας για διάφορες τιμές του K_2 . Θεωρούμε $K_1^2 = K_3^2 = 0.1$ [4]

Η Εικόνα 2.17 μας δείχνει ότι για $K_2^2 = 0.01$ ή $K_2^2 = 0.1$ υπάρχουν δύο σημεία που μας δίνουν μέγιστη απόκριση. Τα δύο αυτά σημεία αντιστοιχούν στους δύο συντονισμούς. Αυτό σημαίνει ότι κάθε σημείο του εκάστοτε δαχτυλιδιού που βρίσκεται σε ταλάντωση διαχωρίζεται σε δύο όταν το δαχτυλίδι αυτό βρίσκεται σε σύζευξη με ένα παρόμοιο δαχτυλίδι. Από την συνάρτηση μεταφοράς επίσης καταλαβαίνουμε ότι η απόκριση στον συντονισμό γίνεται μέγιστη όταν $K_3 = K_1$.

Βλέπουμε ότι αν το K_2 είναι αρκετά μεγάλο για να υποστηρίξει 2 συντονισμούς, η συνάρτηση απόκρισης εμφανίζει ένα τοπικό ελάχιστο για $\theta = 0$ στην περιοχή μεταξύ των 2 συντονισμών. Για ένα ζωνοπερατό φίλτρο, συνήθως επιβάλλεται η κυμάτωση (ripple) στην μπάντα των επιτρεπόμενων συχνοτήτων να είναι όσο πιο μικρή γίνεται. Οπότε, για ένα φίλτρο SDRR, η απόκριση $|D(\theta)|^2$ για $\theta = 0$ πρέπει να είναι πάνω από κάποια τιμή ζ_0 . Για παράδειγμα, το ζ_0 είναι 0.9 αν η κυμάτωση πρέπει να είναι κάτω από 0.5dB. Θέλουμε λοιπόν $|D(0)|^2 \geq \zeta_0$, και οι τιμές του K_2 που ικανοποιούν αυτήν την συνθήκη είναι :

$$\frac{1 - \sqrt{1 - \zeta_0}}{\sqrt{\zeta_0}} \frac{K_1^2}{2 - K_1^2} \leq K_2 \leq \frac{1 + \sqrt{1 - \zeta_0}}{\sqrt{\zeta_0}} \frac{K_1^2}{2 - K_1^2}$$

Επειδή όμως θέλουμε επίσης $|D(\theta_{res})|^2 = 1$, βρίσκουμε ότι το κατάλληλο K_2 είναι:

$$K_2 = \rho \frac{K_1^2}{2 - K_1^2}$$

όπου $\rho = \frac{(1 + \sqrt{1 - \zeta})}{\sqrt{\zeta}}$. Ορίζουμε έναν παράγοντα σχήματος (*shape factor*) ζ , ο

ο οποίος χρησιμοποιείται όχι μόνο για να μας δείξει την απόκριση για $\theta = 0$, αλλά και για να ελέγξει το bandwidth ratio, το οποίο θα αναλύσουμε αργότερα. Για το ζ ισχύει ότι $\zeta_0 \leq \zeta \leq 1$. Επομένως, αν το K_2 δίνεται από τον τύπο που ορίσαμε προηγουμένως, θα έχουμε μία καλή απόκριση στο φίλτρο μας καθώς οι δύο degenerate συχνότητες θα παραμείνουν ξεχωριστές και η απόκριση για $\theta = 0$ θα διατηρείται στο ζ . Εδώ πρέπει να τονίσουμε ότι το K_2 είναι στην ίδια τάξη μεγέθους με το K_1^2 . Οι συχνότητες συντονισμού επομένως μπορούν να οριστούν και ως:

$$\theta_{res}^2 \approx \sin^2 \theta_{res} \approx \frac{K_2^2 - K_1^4/4}{1 - K_1^2} \approx \frac{(\rho^2 - 1) K_1^4}{4 T_1^2}$$

Υπό την παραδοχή ότι $K_1^2 \ll 1$ [4].

2.6.2. Εύρος ζώνης

Στην ενότητα αυτήν θα ορίσουμε το εύρος ζώνης (*bandwidth*) ενός SDRR φίλτρου. Για να βρούμε το bandwidth θα ασχοληθούμε με την εξίσωση:

$$|D(\theta)|^2 = \frac{K_1^4 K_2^2}{|1 - 2T_1 T_2 \exp(-j\theta) + T_1^2 \exp(-j2\theta)|^2}$$

και πιο συγκεκριμένα με το παρανομαστή της, ο οποίος για κανονικοποιημένες συχνότητες κοντά στο 0 και σύμφωνα με τον τύπο εύρεσης των περιοχών συντονισμών παραπάνω, μπορεί να προσεγγιστεί ως:

$$d(\theta) \approx [(1 - K_1^2)\theta^2 - (K_2^2 - K_1^4/4)]^2 + K_1^4 K_2^2$$

Εφόσον το bandwidth είναι σχεδόν πάντα πολύ μικρότερο του *FSR*, βρίσκουμε ότι το κανονικοποιημένο bandwidth του ζωνοπερατού SDRR φίλτρου ισούται με:

$$BW_{1/\eta} = 2 \sqrt{\frac{\sqrt{\eta - 1} K_1^2 K_2 + K_2^2 - K_1^4/4}{1 - K_1^2}}$$

όπου η είναι ο συντελεστής *bandwidth* (*bandwidth factor*). Η παραπάνω εξίσωση δίνει το bandwidth μέσα στο οποίο η απόκριση είναι μέχρι $-10 \log \eta$ από την κορυφή. Ενδεικτικά αναφέρουμε ορισμένες τιμές του bandwidth για κάποιες τιμές του η .

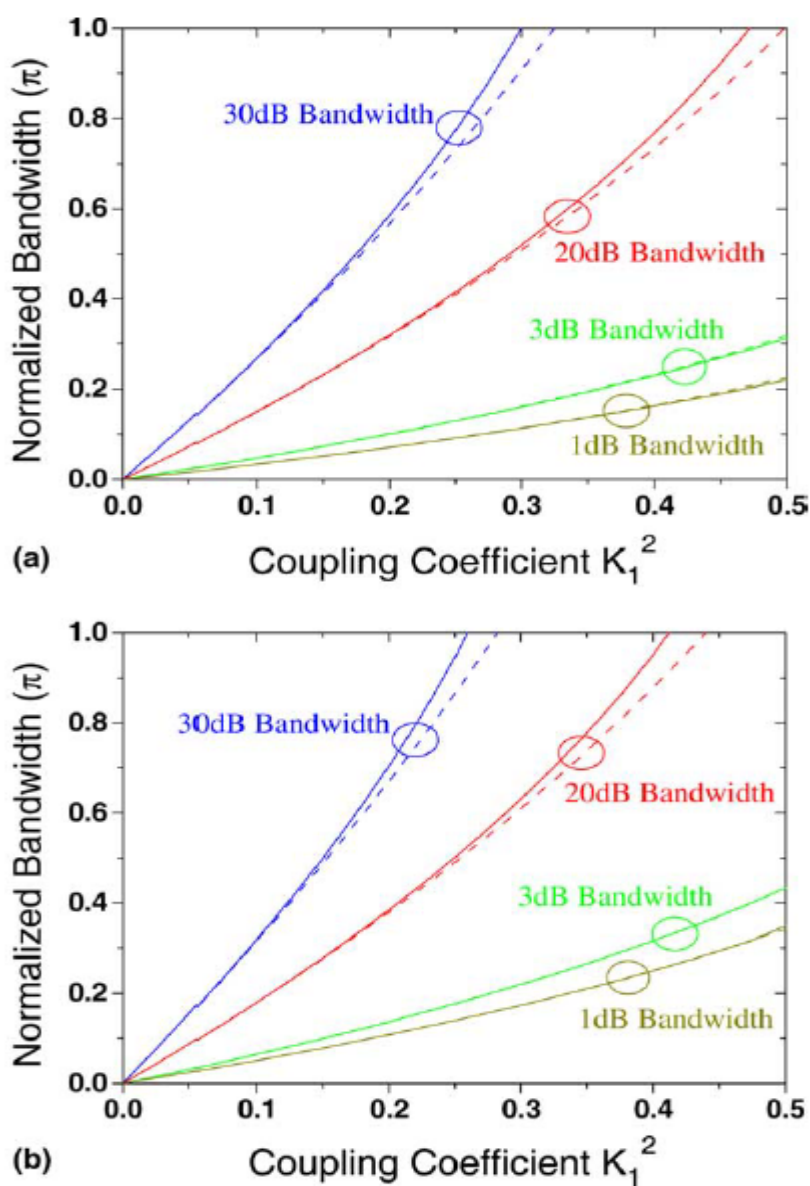
1dB	$1/\eta \approx 0.8$
3dB	$1/\eta \approx 0.5$
20dB	$1/\eta \approx 0.01$
30dB	$1/\eta \approx 0.001$

Πίνακας 1: Τιμές του bandwidth για διάφορα bandwidth factor (η)

Η παραπάνω εξίσωση μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω:

$$BW_{1/\eta} = \sqrt{2\rho\sqrt{\eta-1} + \rho^2 - 1} * \frac{K_1^2}{T_1}$$

Όπου ρ έχει οριστεί παραπάνω. Από αυτήν την εξίσωση καταλαβαίνουμε ότι το bandwidth ενός SDRR φίλτρου είναι σχεδόν ανάλογο με τον συντελεστή σύζευξης K_1^2 [4].



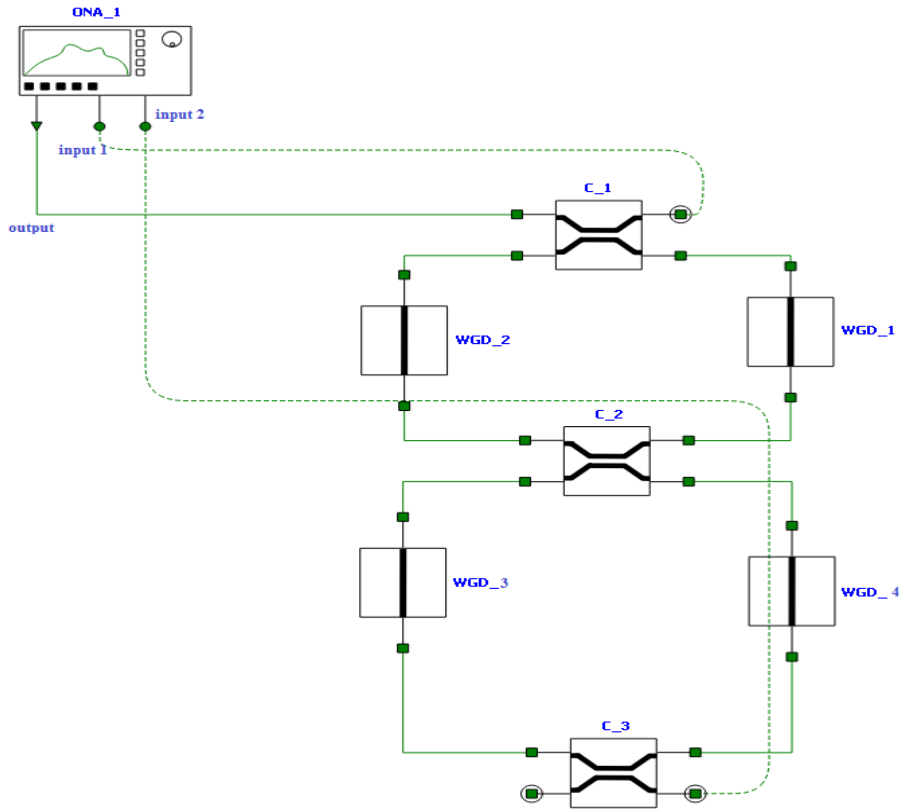
Εικόνα 2.18: Οι τιμές του bandwidth για διάφορες τιμές του K_1 για (α) $\zeta = 1$ και (β) $\zeta = 0.9$. Με τις συνεχείς γραμμές απεικονίζεται το πραγματικό bandwidth ενώ με τις διακεκομμένες η λύση των παραπάνω εξισώσεων [4]

Για να επιβεβαιώσουμε τις παραπάνω θεωρητικές παρατηρήσεις, θα προσομοιώσουμε τώρα ένα SDRR δαχτυλίδι με την βοήθεια του LUMERICAL INTERCONNECT.

Η διάταξη μας θα περιέχει έναν Optical Network Analyzer, που θα πραγματοποιήσει scattering data analysis όπως και προηγουμένως. Θα μελετήσουμε μόνο τον TE ρυθμό και θα αγνοήσουμε το φαινόμενο της διασποράς. Η συχνότητα συντονισμού της διάταξης θα είναι τα $193.1THz$.

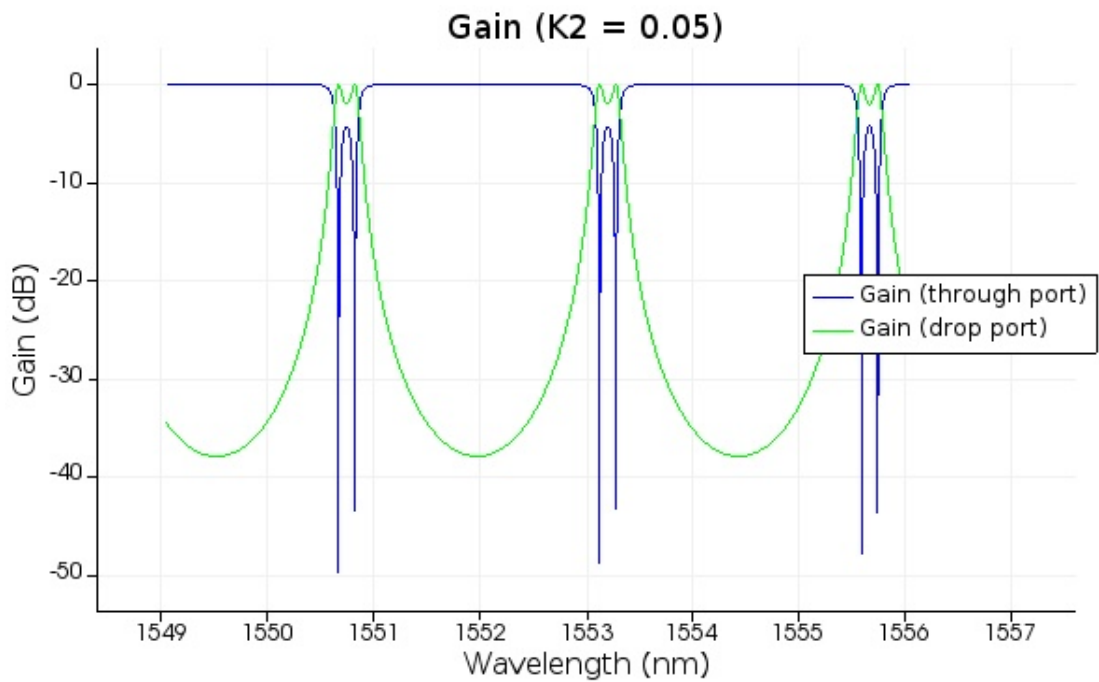
Το SDRR θα το προσομοιώσουμε με την βοήθεια 6 βασικών στοιχείων: τριών coupler και τριών απλών κυματοδηγών. Ουσιαστικά, η διάταξη μας θα είναι αυτή 2 ADRR, τα οποία θα συνδέονται μέσω κοινού coupler. Οι πάνω και κάτω coupler θα έχουν cross-coupling coefficient ίσο με 0.2 , ενώ το cross coupling coefficient του μεσαίου coupler (K_2) θα είναι ίσο με 0.05 στην αρχή, ενώ μετά θα το μειώσουμε στο 0.01 για να δούμε και τις 2 περιπτώσεις. Το κάθε δαχτυλίδι όπως και πριν θα το προσομοιώσουμε με δύο κυματοδηγούς. Ο κάθε ένας θα έχει μήκος $40\mu m$, $n_{eff} = 2.8$, $n_g = 3.9$. Αθροιστικά οι δύο αυτοί κυματοδηγοί θα έχουν μήκος $80\mu m$, οπότε χρησιμοποιώντας τον παραπάνω τύπο για το FSR βρίσκουμε ότι το FSR της δομής θα ισούται με $2.459nm$. Όπως και πριν θα θεωρήσουμε μηδενική εξασθένιση εντός των κυματοδηγών, καθώς εδώ μεγαλύτερη σημασία θα δοθεί στο πως κατανέμεται το σήμα στις δύο εξόδους που μας ενδιαφέρουν, στο drop port δηλαδή και το through port.

Παρακάτω βλέπουμε την διάταξη που μελετήσαμε:



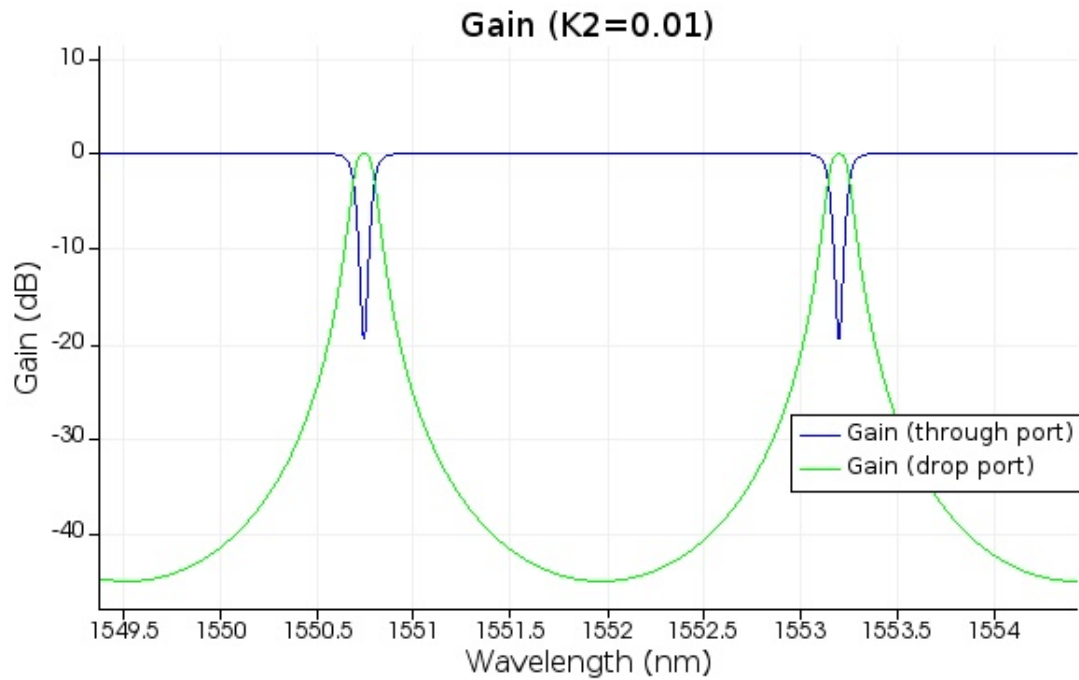
Εικόνα 2.19: Διάταξη SDRR στο Interconnect

Εδώ βλέπουμε την συνάρτηση μεταφοράς στις εξόδους του ADRR, για $K_2 = 0.05$:



Εικόνα 2.20: Η συνάρτηση μεταφοράς συναρτήσει του μήκους κύματος σε SDRR, $K_2 = 0.05$

Και τέλος βλέπουμε την συνάρτηση μεταφοράς στις δύο εξόδους του ADRR, για $K_2 = 0.01$:



Εικόνα 2.21: Η συνάρτηση μεταφοράς συναρτήσει του μήκους κύματος σε SDRR, $K_2 = 0.01$

Όπως και πριν οι θεωρητικές παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται. Με μπλε χρώμα απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς στην through έξοδο, ενώ με πράσινο χρώμα απεικονίζεται η συνάρτηση μεταφοράς στην drop έξοδο. Παρατηρούμε πεντακάθαρα ότι για $K_2 = 0.05$ έχουμε την διπλή κορυφή που αναμέναμε στον συντονισμό, ενώ για $K_2 = 0.01$ η κορυφή πλέον είναι μονή. Παρατηρούμε επίσης ότι για μικρότερο K_2 έχουμε υψηλότερο extinction ratio, άρα η Εικόνα 2.17 παραπάνω επιβεβαιώνεται πλήρως. Το FSR είναι κοντά στα 2.459nm , όπως και αναμέναμε.

2.6.3. Σύγκριση με το απλό ADRR δαχτυλίδι και bandwidth ratio

Σε ένα ζωνοπερατό φίλτρο, χρειαζόμαστε υψηλή απόρριψη σήματος έξω από την ζώνη διάβασης συχνοτήτων ούτως ώστε να μειώσουμε τις παρεμβολές από γειτονικά κανάλια. Εδώ, ορίζουμε τον λόγο μεγίστου (*extinction ratio*, EX) ως :

$$EX_{max} = 10 \log \left(\frac{|D(\theta)|_{max}^2}{|D(\theta)|_{min}^2} \right)$$

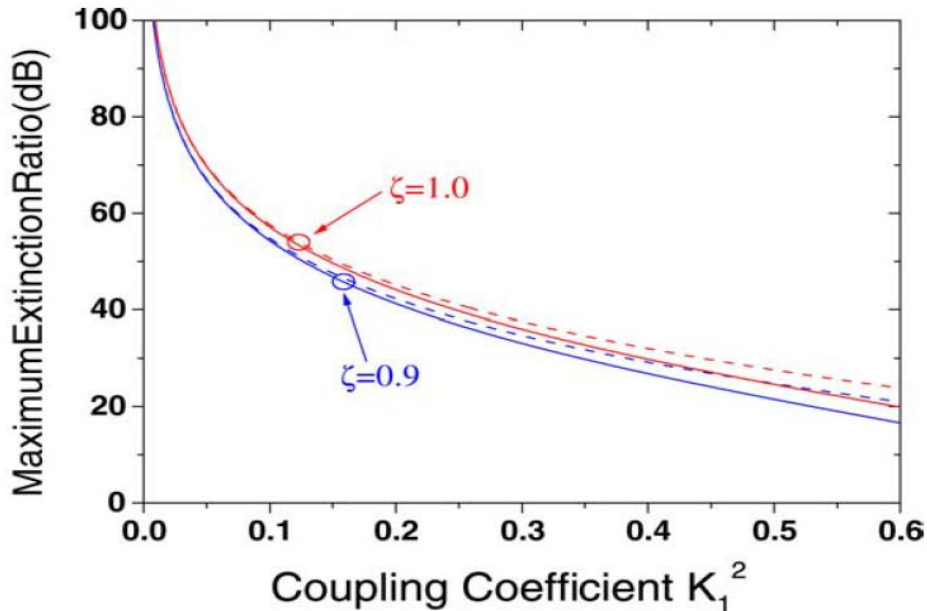
και τον χρησιμοποιούμε για να εκτιμήσουμε την απόρριψη σε ανεπιθύμητες ζώνες συχνοτήτων και να συγκρίνουμε τις διαφορές μεταξύ ενός SDRR και ενός SRR φίλτρου. Για ένα SDRR φίλτρο, η μέγιστη απόκριση βρίσκεται στα σημεία συντονισμού $|D(\theta)|_{max}^2 = |D(\theta_{res})|^2 = 1$. Αντίθετα, η ελάχιστη απόκριση εμφανίζεται για $\theta = \pm \pi$ και αν κάνουμε την προσέγγιση $K_1^2 \ll 1$ θα ισούται με:

$$|D(\theta)|_{min}^2 = |D(\pm \pi)|^2 \approx \rho^2 \frac{K_1^8}{64}$$

Επομένως, το μέγιστο EX σε ένα SDRR φίλτρο ισούται με :

$$EX_{max} \approx 10 \log \frac{64}{\rho^2 K_1^8}$$

Στην παρακάτω εικόνα βλέπουμε την σχέση μεταξύ του μέγιστου EX και του συντελεστή σύζευξης K_1^2 .



Εικόνα 2.22: Το EX συναρτήσει του K_1^2 για διάφορες τιμές του ζ . Οι συνεχείς γραμμές απεικονίζουν τις πραγματικές τιμές και οι διακεκομμένες απεικονίζουν τις προσεγγιστικές τιμές [4]

Βλέπουμε ότι οι προσεγγιστικοί τύποι που βρήκαμε είναι πολύ κοντά στα πραγματικά αποτελέσματα. Ξέρουμε επιπλέον ότι σε ένα απλό ADRR φίλτρο το μέγιστο EX είναι $EX_{max} \approx 10 \log \frac{4}{K_1^8}$, όταν οι συντελεστές σύζευξης του είναι σχετικά μικροί. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι το μέγιστο EX σε SDRR φίλτρα είναι τουλάχιστον διπλάσιο του μέγιστου EX σε απλά ADRR φίλτρα. Αυτό σημαίνει ότι τα SDRR φίλτρα πετυχαίνουν καλύτερη απόρριψη σήματος έξω από την ζώνη διάβασης και μειώνουν τις παρεμβολές αποτελεσματικότερα απ' ότι ένα απλό ADRR φίλτρο.

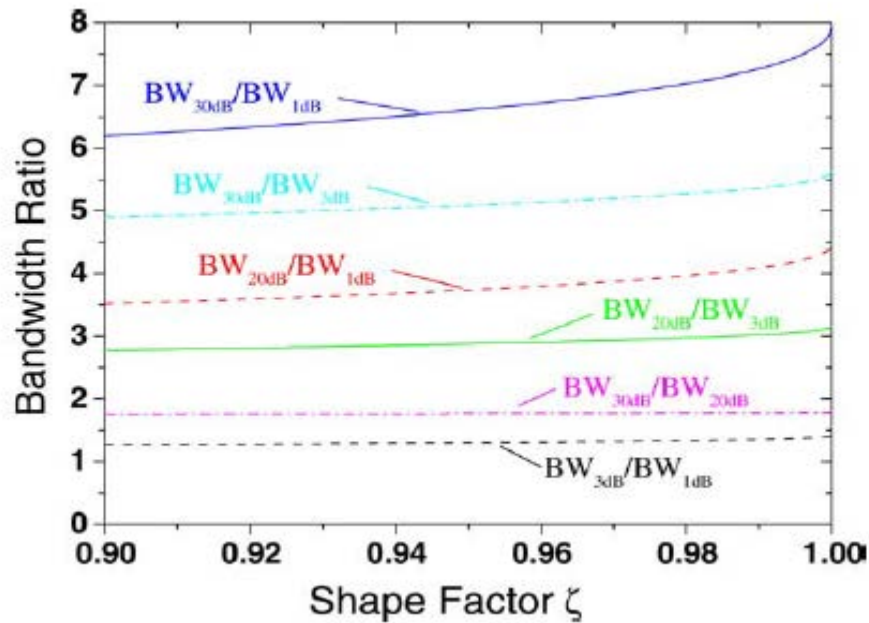
Ένα άλλο μέγεθος που μας ενδιαφέρει πολύ στα ζωνοπερατά φίλτρα είναι το bandwidth ratio. Όταν $\zeta = 1$, ισχύει $\rho = 1$ άρα $BW_{1/\eta} = (2\sqrt{1-\eta})^{1/2} * \frac{K_1^2}{T_1}$ για ένα φίλτρο SDRR χωρίς απώλειες, όπως είδαμε και παραπάνω. Ο παρακάτω πίνακας περιέχει τους τύπους που μας δίνουν διάφορα bandwidth σε SDRR και ADRR φίλτρα.

Filter	$BW_{1/\eta}$	Formula	Bandwidth ratio		
			$BW_{1/\eta}/BW_{1\text{dB}}$	$BW_{1/\eta}/BW_{3\text{dB}}$	$BW_{1/\eta}/BW_{20\text{dB}}$
SDRR $\zeta = 1$	$BW_{1\text{dB}}$	$\frac{K_1^2}{T_1}$	1		
	$BW_{3\text{dB}}$	$\sqrt{2} \frac{K_1^2}{T_1}$	1.41	1	
	$BW_{20\text{dB}}$	$\sqrt{20} \frac{K_1^2}{T_1}$	4.47	3.16	1
	$BW_{30\text{dB}}$	$\sqrt{63.2} \frac{K_1^2}{T_1}$	7.95	5.62	1.78
ADRR	$BW_{1\text{dB}}$	$\frac{K_1^2}{T_1}$	1		
	$BW_{3\text{dB}}$	$2 \frac{K_1^2}{T_1}$	2	1	
	$BW_{20\text{dB}}$	$20 \frac{K_1^2}{T_1}$	20	10	1
	$BW_{30\text{dB}}$	$63.2 \frac{K_1^2}{T_1}$	63.2	31.6	3.16

Πίνακας 2: Σύγκριση bandwidth και bandwidth ratio σε SDRR και ADRR δαχτυλίδια. Θεωρούμε ότι οι συντελεστές σύζευξης του ADRR ισούνται με το K_1

Εδώ πρέπει να επισημάνουμε ότι το bandwidth ratio δεν εξαρτάται από τον συντελεστή σύζευξης K_1^2 ή κάποια άλλη παράμετρο του SDRR αφότου έχει επιλεχτεί το ζ (υποθέτοντας πάντα ότι οι προσεγγιστικοί τύποι για το bandwidth που ορίσαμε παραπάνω ισχύουν ακόμα). Εύκολα συμπεραίνουμε ότι η συνάρτηση απόκρισης είναι πολύ καλύτερη στα SDRR φίλτρα και για αυτό είναι πολύ πιο αποτελεσματικά οπτικά φίλτρα σε σχέση με απλά ADRR. Από τον τύπο του bandwidth παραπάνω καταλαβαίνουμε επίσης ότι αν το ζ είναι μικρότερο του 1, τότε το ρ θα γίνει μεγαλύτερο του 1 και ο παράγοντας $\sqrt{2\rho\sqrt{\eta-1} + \rho^2 - 1}$ αυξάνεται. Αυτό θα

σημαίνει ότι για μεγαλύτερες τιμές του η θα οδηγούμαστε σε μικρότερες αυξήσεις του bandwidth σε σχέση με όταν $\zeta = 1$. Άρα, η μείωση του ζ οδηγεί σε μείωση του bandwidth ratio και επομένως σε βελτίωση της συνάρτησης απόκρισης του SDRR φίλτρου [4].



Εικόνα 2.23: Τα bandwidth ratio για διάφορες τιμές του ζ [4]

2.6.4. Οπτικές απώλειες

Οι οπτικές απώλειες στα δαχτυλίδια είναι αναπόφευκτες. Άρα, οι συντελεστές L_1 και L_2 που είδαμε παραπάνω στην απόκριση εξόδου του drop port θα είναι και οι δύο μικρότεροι του 1. Επιπλέον ορίζουμε τα παρακάτω:

$$T'_1{}^2 = L_1 L_2 T_1 T_3$$

$$K'_1{}^2 = 1 - T'_1{}^2$$

$$c_1 T'_1 = L_1 T_1$$

$$c_2 T'_1 = L_2 T_3$$

$$\Gamma = (c_1 + c_2)/2$$

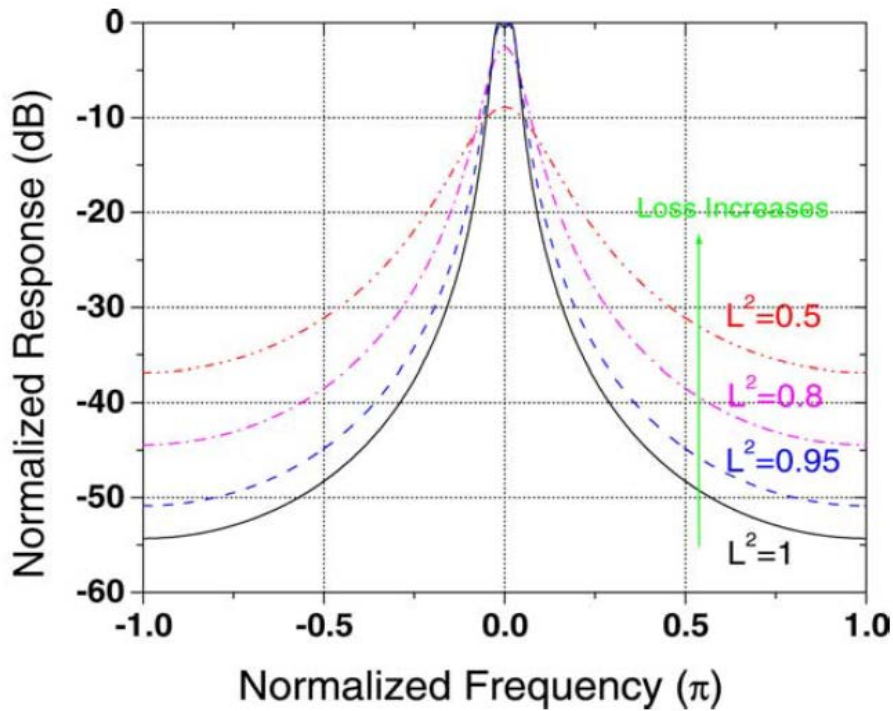
$$T'_2 = \Gamma T_2$$

$$K'_2{}^2 = 1 - T'_2{}^2$$

Και έτσι βρίσκουμε την συνάρτηση έντασης εξόδου του ζωνοπερατού SDRR:

$$|D(\theta)|^2 = \frac{L_1 L_2 K_1^2 K_2^2 K_3^2}{K_1'^4 K_2'^2} \times \frac{K_1'^4 K_2'^2}{|1 - 2T_1' T_2' \exp(-j\theta) + T_1'^2 \exp(-j2\theta)|^2}$$

Το δεύτερο κομμάτι του δεξιού μέρους της παραπάνω εξίσωσης είναι η συνάρτηση μεταφοράς ενός SDRR φίλτρου χωρίς απώλειες. Το πρώτο κομμάτι όμως είναι ανεξάρτητο της συχνότητας, επομένως το πρώτο κομμάτι μας δίνει την παραμόρφωση στην απόκριση λόγω των οπτικών απωλειών και το δεύτερο κομμάτι μας δίνει το σχήμα της απόκρισης. Όπως βλέπουμε από την παραπάνω εικόνα, όσο αυξάνονται οι οπτικές απώλειες, το bandwidth ratio αυξάνεται και το EX μειώνεται. Όμως, η αλλαγή στο bandwidth είναι μικρή όταν οι οπτικές απώλειες είναι πολύ μικρές και οι δύο συχνότητες συντονισμού του SDRR παραμένουν χωριστές. Εύκολα καταλαβαίνουμε ότι αν οι οπτικές απώλειες είναι σοβαρές, π.χ. $L^2 = 0.5$, η ποιότητα του φίλτρου υποβαθμίζεται αισθητά. Συμπεραίνουμε από την παραπάνω εξίσωση επίσης ότι ακόμα και οι μικρές απώλειες θα οδηγήσουν σε γρήγορη μείωση της απόκρισης στο drop port [4].



Εικόνα 2.24: Η αλλαγή στην απόκριση του φίλτρου συναρτήσει των απωλειών. Θεωρούμε $\zeta = 0.9$ και $K_1^2 = K_3^2 = 0.1$ [4]

Βιβλιογραφία

- [1] W. Bogaerts, P. De Heyn, T. Van Vaerenbergh, K. De Vos, S. K. Selvaraja, T. Claes, P. Dumon, P. Blentsman, D. Van Throuhout και R. Baets, "Silicon microring resonators", Laser Photonics & Reviews Rev.6, No.1, pp. 47-73,2012.
- [2] D. G. Rabus, "Integrated Ring Resonators", Springer, 2007.
- [3] R. Boeck, "Silicon Ring Resonator Add-Drop Multiplexers", The University of British Columbia, The Faculty of Graduate Studies, p. 31, Oct. 2011.
- [4] J. Yang, Q. Zhou, F. Zhao, X. Jiang, B. Howley, M. Wang, R.T. Chen, "Characteristics of optical bandpass filters employing series-cascaded double-ring resonators", Optics Communications 228, pp. 91-98, Sept. 2003.

Κεφάλαιο 3

Προσομοίωση βασικών δομών στο Interconnect

3.1. Εισαγωγή

Χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα προσομοιώσεων της Lumerical, το *Lumerical Interconnect*, θα σχεδιάσουμε κάποιες δομές που θα μας βοηθήσουν να φέρουμε εις πέρας ένα σύστημα διαμόρφωσης WDM χρησιμοποιώντας δομές δαχτυλίων. Αρχικά θα ξεκινήσουμε με ποιο απλές δομές, η αλλιώς τους "δομικούς λίθους" της τελικής δομής, και καθώς προχωράμε θα προσομοιώνουμε όλο και πιο πολύπλοκες δομές, έως ότου φτάσουμε στην τελική, ολοκληρωμένη δομή που θα ικανοποιεί και τον σκοπό μας.

3.2. Προσομοίωση: MZI δαχτυλίδια 2ης τάξης

Η συγκεκριμένη διάταξη θα αποτελέσει το βασικό δομικό συστατικό της ολοκληρωμένης δομής διαμόρφωσης WDM. Ουσιαστικά πρόκειται για ένα απλό MRR δεύτερης τάξης, με μια μικρή παραλλαγή. Αντί να έχουμε απλούς *directional couplers* μεταξύ των δαχτυλιδιών και των κυματοδηγών, έχουμε *MZI (Mach-Zehnder Interferometers)*. Η αλλαγή αυτή θα μας επιτρέψει να έχουμε καλύτερο έλεγχο του συντελεστή σύζευξης μεταξύ των δαχτυλιδιών και των κυματοδηγών, αλλά και του συντελεστή σύζευξης των δαχτυλιδιών μεταξύ τους. Τελικά, ελέγχοντας τους συντελεστές σύζευξης, θα μπορούμε να ελέγχουμε το *bandwidth* της δομής και να μετατοπίζουμε την ζώνη διέλευσης της, αλλάζοντας την θερμοκρασία των κυματοδηγών με *heaters*.

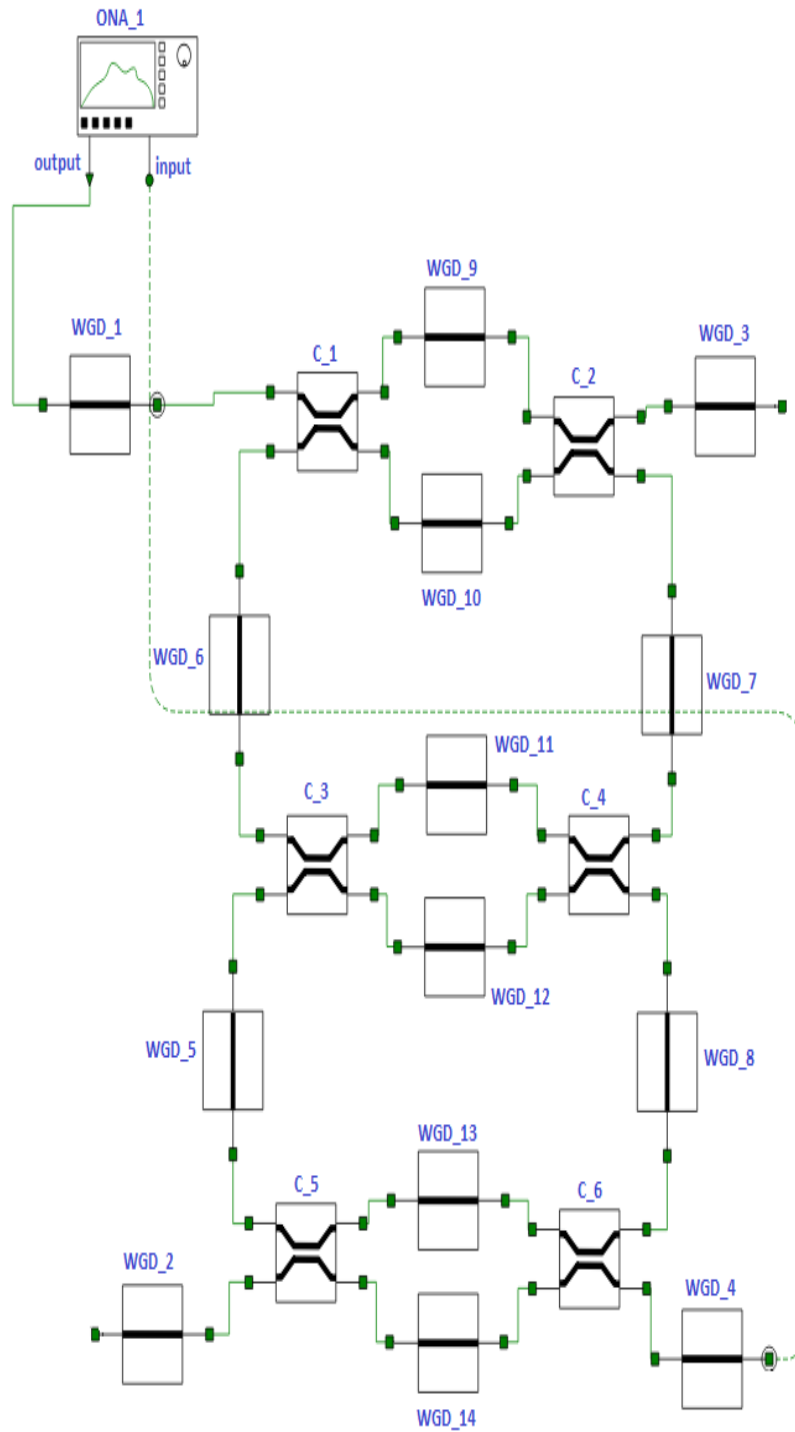
3.2. 1. Περιγραφή Δομής

Η δομή περιλαμβάνει αρχικά έναν *Optical Network Analyzer (ONA_1)*, που θα προσφέρει στην δομή ισχύς εξόδου $1dBm$ (output), θα μετράει την έξοδο στο drop port της διάταξης (input), δίνοντας μας έτσι τις πληροφορίες για την δομή που χρειαζόμαστε.

Χρησιμοποιούμε *κυματοδηγούς (Waveguides , WGD)* για να παραστήσουμε τους κυματοδηγούς της δομής. Οι κυματοδηγοί 1,2,3,4 χρησιμοποιούνται ως *hangover* κυματοδηγοί, για πιο ομαλή μετάβαση του σήματος από τα δαχτυλίδια στον *optical network analyzer*. Οι κυματοδηγοί 6,7 αναπαριστούν το πάνω δαχτυλίδι της δομής, με το κάθε έναν να έχει μήκος το μισό της περιμέτρου του δαχτυλιδιού,

ενώ οι κυματοδηγοί 5,8 αναπαριστούν το κάτω δαχτυλίδι της δομής, με τον κάθε ένα να έχει επίσης μήκος το μισό της παραμέτρου του δαχτυλιδιού (αγνοώντας τα MZI).

Η δομή αποτελείται από 3 MZI (καθώς μελετάμε τρεις συντελεστές σύζευξης), και το κάθε MZI αναπαρίσταται με την βοήθεια 2 κυματοδηγών και 2 coupler. Η διάταξη που θα μελετήσουμε είναι η ακόλουθη:



Εικόνα 3.1: MZI δαχτυλίδια 2ης τάξης (Lumerical Interconnect)

Θα μελετήσουμε μόνο τον πρώτο TE ρυθμό (*MODE 1*), αγνοώντας τους TM ρυθμούς. Η ευαισθησία θερμότητας για τον effective index (effective index temperature sensitivity) σε όλη την δομή ανέρχεται στα $0.000186 \frac{1}{K}$. Η συχνότητα συντονισμού των δαχτυλιδιών ανέρχεται στα $193.1 THZ$, η αλλιώς στα $1552.52 nm$.

Όσον αφορά τους hangover κυματοδηγούς, έχουν μήκος $20 \mu m$, effective index $n_{eff} = 2.7$ και group index $n_g = 3.8$. Όσον αφορά τα δαχτυλίδια, έχουν μήκος $40 \mu m$, effective index $n_{eff} = 2.85$ και group index $n_g = 4$. Οι ίδιοι συντελεστές αντιστοιχούν και στους κυματοδηγούς που αποτελούν τα arm του MZI (WGD_9, WGD_10, WGD_11, WGD_12, WGD_13, WGD_14), μόνο που το μήκος τους είναι μεγαλύτερο, και ανέρχεται στα $52.5 \mu m$. Το κάθε δαχτυλίδι έχει συνολική περίμετρο λοιπόν τα $145 nm$.

Η θερμοκρασία αναφοράς για την δομή είναι τα $300K$.

3.2. 2. Πειραματική Διαδικασία

Σκοπός της προσομοίωσης αυτής είναι η υλοποίηση μιας δομής που θα έχει μεταβλητό bandwidth και μεταβλητή ζώνη διέλευσης, ανάλογα με την θερμοκρασία των κυματοδηγών της. Για αυτόν τον σκοπό, έχουμε ενσωματώσει heaters σε όλους τους κυματοδηγούς της διάταξης (πλην των hangover κυματοδηγών), που θερμαίνοντας τους θα μπορούν να μεταβάλλουν το effective index τους.

Η προσομοίωση χωρίζεται σε 2 κομμάτια. Πρώτα, θα προσπαθήσουμε να μεταβάλλουμε το bandwidth της δομής συναρτήσει της θερμοκρασίας. Στην συνέχεια θα προσπαθήσουμε να μετατοπίσουμε την ζώνη διέλευσης της δομής προς τα δεξιά, κρατώντας σταθερό το bandwidth. Για να πετύχουμε αυτό το αποτέλεσμα, έχουμε χωρίσει τους κυματοδηγούς της διάταξης σε ομάδες, οι οποίες είναι:

- **Ομάδα Α:** WGD_9, WGD_11 και WGD_14
- **Ομάδα Β:** WGD_10, WGD_12 και WGD_13
- **Ομάδα Γ:** WGD_5, WGD_6, WGD_7 και WGD_8

Η ομάδα Α είναι αυτή που θα χειρίζεται το bandwidth της δομής. Ουσιαστικά, και οι τρεις κυματοδηγοί αυτής της δομής διαπερνώνται από το ίδιο ηλεκτρόδιο, το οποίο καθώς θερμαίνεται θα αυξάνει την θερμοκρασία και των τριών κυματοδηγών αυτών κατά τον ίδιο τρόπο. Η θερμοκρασία και των τριών δηλαδή θα είναι ίδια καθ' όλη την διάρκεια της προσομοίωσης. Παρατηρούμε ότι η ομάδα Α περιλαμβάνει κυματοδηγούς μόνο από τα MZI. Πράγματι, αλλάζοντας τους coupling coefficient μεταξύ των δαχτυλιδιών και τον κυματοδηγών θα έχουμε την δυνατότητα να πάρουμε την τιμή του bandwidth που επιθυμούμε, αφήνοντας τα δαχτυλίδια ανέπαφα.

Η ομάδα Β περιλαμβάνει και αυτή κυματοδηγούς μόνο από τα MZI, μόνο που η χρήση τους είναι διαφορετική. Οι κυματοδηγοί της ομάδας Β, τους οποίους θα ονομάσουμε *set point κυματοδηγούς*, έχουν σταθερή θερμοκρασία κατά την διάρκεια της προσομοίωσης, θερμοκρασία που θα έχουμε επιλέξει εκ των προτέρων ούτως ώστε να παίρνουμε το bandwidth που θέλουμε στο drop port. Εδώ σημειώνεται ότι οι τιμές bandwidth που επιθυμούμε να πάρουμε από την διάταξη ανέρχονται στο πεδίο τιμών $9GHz - 104GHz$.

Η ομάδα Γ περιλαμβάνει ουσιαστικά τα δαχτυλίδια. Κρατώντας τώρα σταθερούς τους coupling coefficient, θα θελήσουμε να μετατοπίσουμε την ζώνη διέλευσης της δομής, κρατώντας σταθερό το FSR και αλλάζοντας τους effective index των δαχτυλιδιών. Αυτό θα το πετύχουμε αυξάνοντας ομοιόμορφα την θερμοκρασία των κυματοδηγών της ομάδας Γ με την βοήθεια ενός κοινού ηλεκτροδίου, σε μια διαδικασία σχεδόν παρόμοια με την διαδικασία που θα ακολουθήσουμε για τους κυματοδηγούς της ομάδας Α.

Εύρεση Bandwidth:

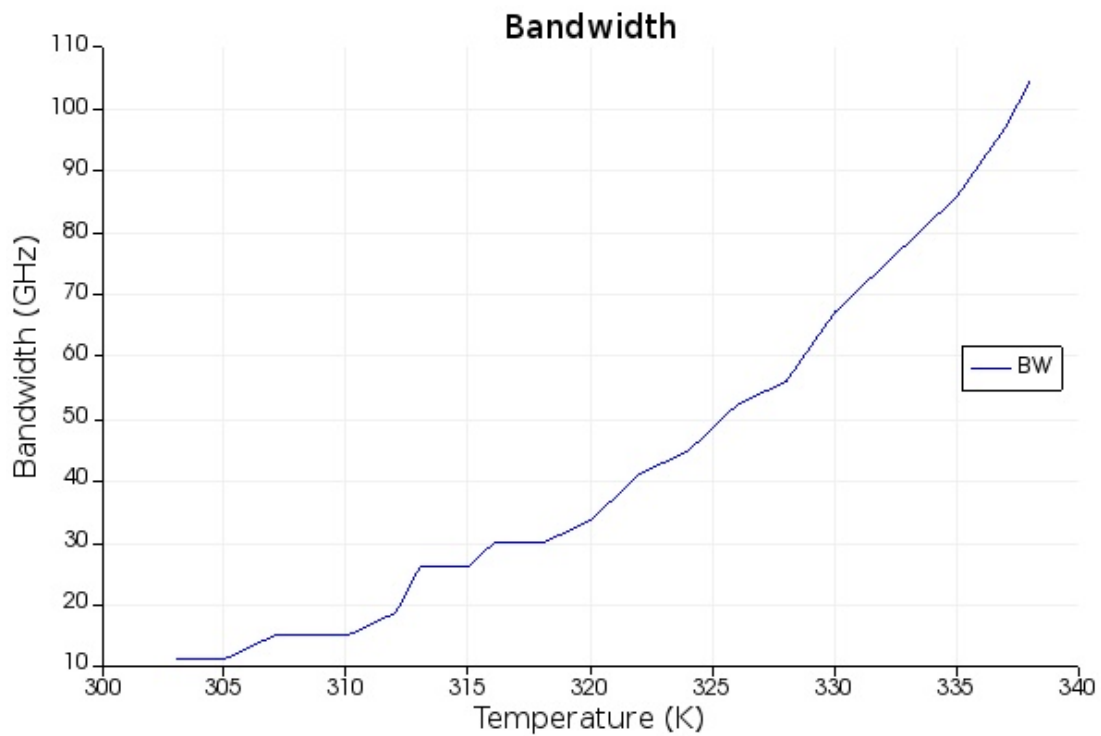
Για να πετύχουμε το πεδίο τιμών bandwidth που αναφέραμε προηγουμένως, φτιάξαμε ένα script που υλοποιούσε την διάταξη μας για συγκεκριμένες θερμοκρασίες, με βάση τις προδιαγραφές που αναφέραμε παραπάνω. Πιο συγκεκριμένα, βρήκαμε 2 περιπτώσεις τιμών θερμοκρασίας για τους set point κυματοδηγούς που μας έδιναν το επιθυμητό αποτέλεσμα:

1η Περίπτωση:

Επιλέγουμε ως θερμοκρασία για τους WGD_10 και WGD_13 τα $369K$ (πάνω και κάτω MZI), ενώ για τον κυματοδηγό WGD_12 (μεσαίο MZI) επιλέγουμε την θερμοκρασία $385K$.

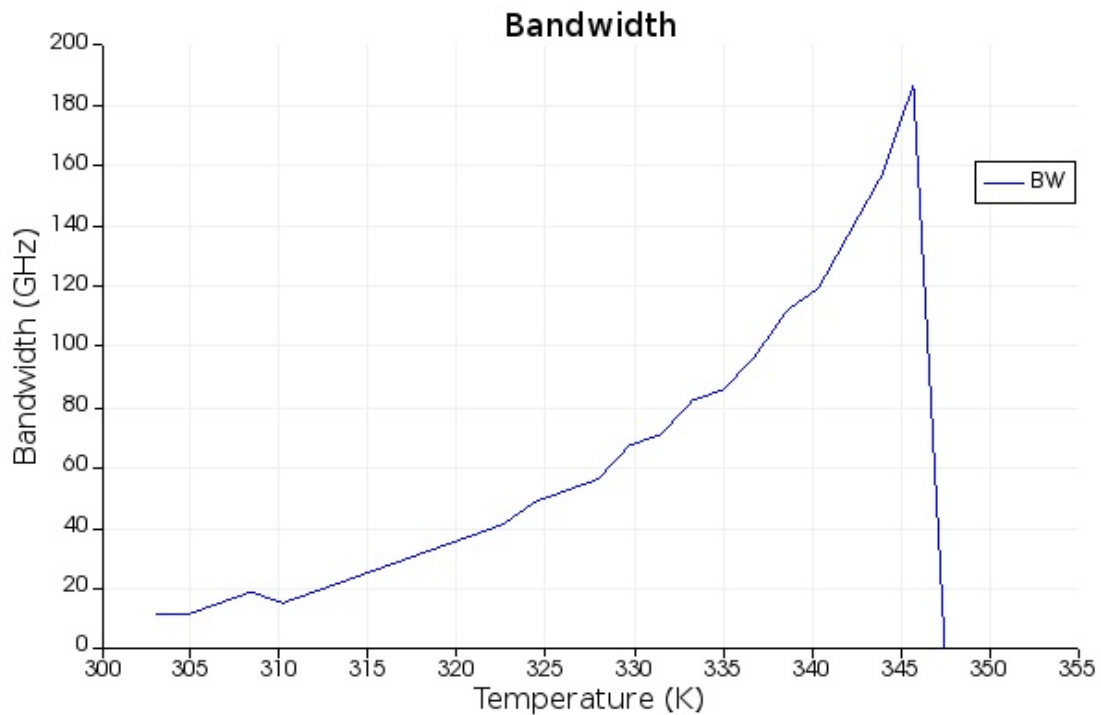
Ανεβάζοντας έτσι την θερμοκρασία των κυματοδηγών της ομάδας Α από τα $303K$ στα $338K$, βλέπουμε ότι πετυχαίνουμε bandwidth στο drop port από τα $11.82GHz$ έως τα $104.47GHz$. Επανάληψη της προσομοίωσης μπορεί να μας δώσει διαφορετικές τιμές bandwidth, και πιο συγκεκριμένα, αρχική τιμή $7.46GHz$ και τελική τιμή $108GHz$. Αυτό συμβαίνει επειδή επιλέγουμε το bandwidth για την συχνότητα που βρίσκεται πιο κοντά στην συχνότητα συντονισμού, και το script μας επιλέγει διαφορετική κάθε φορά. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι τα παραπάνω bandwidth έχουν μετρηθεί για συχνότητες από $191.7THz$ έως $194.5THz$.

Παρακάτω βλέπουμε τις τιμές του bandwidth, συναρτήσει της θερμοκρασίας:



Εικόνα 3.2: Bandwidth συναρτήσει της θερμοκρασίας

Παρατηρούμε επίσης ότι αν ανεβάσουμε ακόμα περισσότερο την θερμοκρασία, μέχρι τα $346K$ για παράδειγμα, μπορούμε να πετύχουμε bandwidth της τάξης των $194GHz$, εφόσον χρειαστεί.



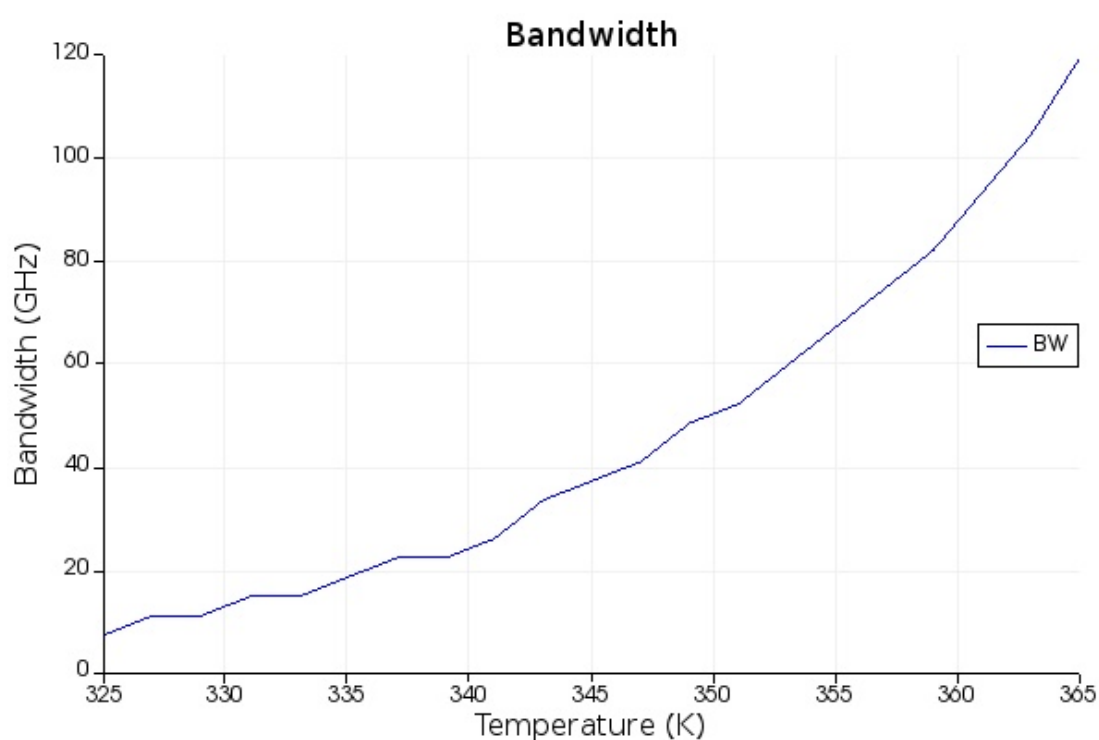
Εικόνα 3.3: Οι τιμές bandwidth που μπορούμε να πετύχουμε για τα set point της περίπτωσης 1

2η Περίπτωση:

Επιλέγουμε ως θερμοκρασία για τους WGD_10 και WGD_13 τα $394K$ (πάνω και κάτω MZI), ενώ για τον κυματοδηγό WGD_12 (μεσαίο MZI) επιλέγουμε την θερμοκρασία $406K$.

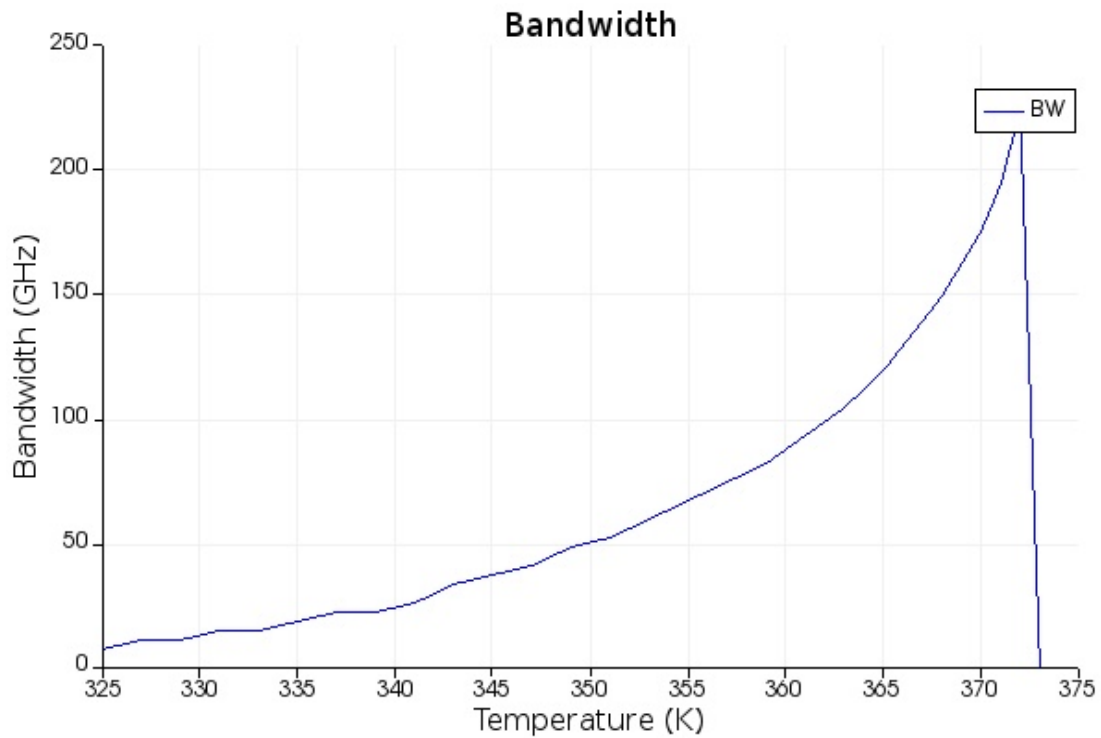
Ανεβάζοντας έτσι την θερμοκρασία των κυματοδηγών της ομάδας A από τα $325K$ στα $363K$, βλέπουμε ότι πετυχαίνουμε bandwidth στο drop port από τα $7.46GHz$ έως τα $108GHz$. Επανάληψη της προσομοίωσης μπορεί να μας δώσει διαφορετικές τιμές bandwidth, και πιο συγκεκριμένα, αρχική τιμή $7.46GHz$ και τελική τιμή $104.47GHz$. Όπως και προηγουμένως, αυτό συμβαίνει επειδή επιλέγουμε το bandwidth για την συχνότητα που βρίσκεται πιο κοντά στην συχνότητα συντονισμού, και το script μας επιλέγει διαφορετική κάθε φορά. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι τα παραπάνω bandwidth έχουν μετρηθεί για συχνότητες από $191.5THz$ έως $194.4THz$. Θα προτιμήσουμε την 1η περίπτωση για τις επόμενες προσομοιώσεις, καθώς οι θερμοκρασίες των επιμέρους κομματιών της διάταξης διατηρούνται σε πιο χαμηλές θερμοκρασίες, προστατεύοντας τα επομένως από ενδεχόμενες βλάβες.

Παρακάτω βλέπουμε τις τιμές του bandwidth, συναρτήσει της θερμοκρασίας:



Εικόνα 3.4: Bandwidth συναρτήσει της θερμοκρασίας

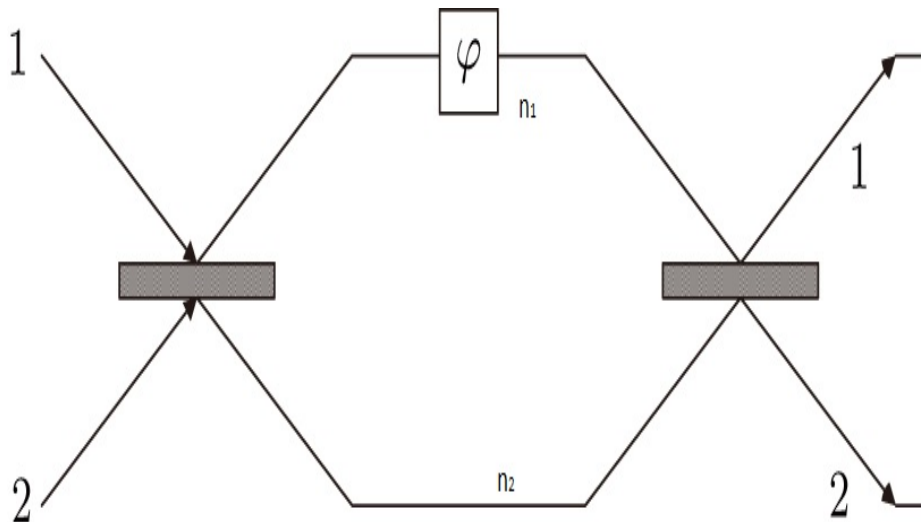
Όπως προηγουμένως, παρατηρούμε ότι αν ανεβάσουμε ακόμα περισσότερο την θερμοκρασία, μέχρι τα $375K$ για παράδειγμα, μπορούμε να πετύχουμε bandwidth της τάξης των $194GHz$, εφόσον χρειαστεί.



Εικόνα 3.5: Οι τιμές bandwidth που μπορούμε να πετύχουμε για τα set point της περίπτωσης 2

Επειδή πολλές φορές είναι δύσκολο να χειριζόμαστε coupling coefficients, θα υπολογίσουμε και την τιμή της διαφοράς φάσης μεταξύ των arm του κάθε MZI ξεχωριστά, για κάθε τιμή της θερμοκρασίας με την βοήθεια ειδικού script.

Παρακάτω βλέπουμε ένα απλοποιημένο σχέδιο ενός MZI:



Εικόνα 3.6: Απλοποιημένη αναπαράσταση MZI

Οι συντελεστές σύζευξης (coupling coefficients) υποδεικνύουν το ποσοστό του πεδίου που εξέρχεται από κάθε έξοδο. Αυτοί εξαρτώνται από την διαφορά φάσης μεταξύ των 2 κυματοδηγών εντός του MZI. Για παράδειγμα, ξέρουμε ότι αν η

διαφορά φάσης μεταξύ των κυματοδηγών είναι 0, όλη η ισχύς θα βγαίνει από την έξοδο 2. Αντίθετα, αν η διαφορά φάσης είναι $\pm\pi$, τότε όλη η ισχύς θα βγαίνει από την έξοδο 1. Στην περίπτωση μας, οι δύο κυματοδηγοί έχουν το ίδιο μήκος, αλλά διατηρούνται σε διαφορετική θερμοκρασία. Θα βρούμε λοιπόν τους effective index του πάνω και του κάτω κυματοδηγού με την βοήθεια των παρακάτω τύπων, συναρτήσει της θερμοκρασίας, ώστε να έχουμε μια πιο πλήρη εικόνα της διάταξης:

$$\text{Φάση Κυματοδηγού} = \omega t - kx$$

Γνωρίζουμε όμως το μήκος του κυματοδηγού $L = 52.5\mu m$ και ότι ο συντελεστής διάδοσης ισούται με $k = 2\pi * n_{eff} * L/\lambda$.

Επομένως, η διαφορά φάσης θα ισούται με:

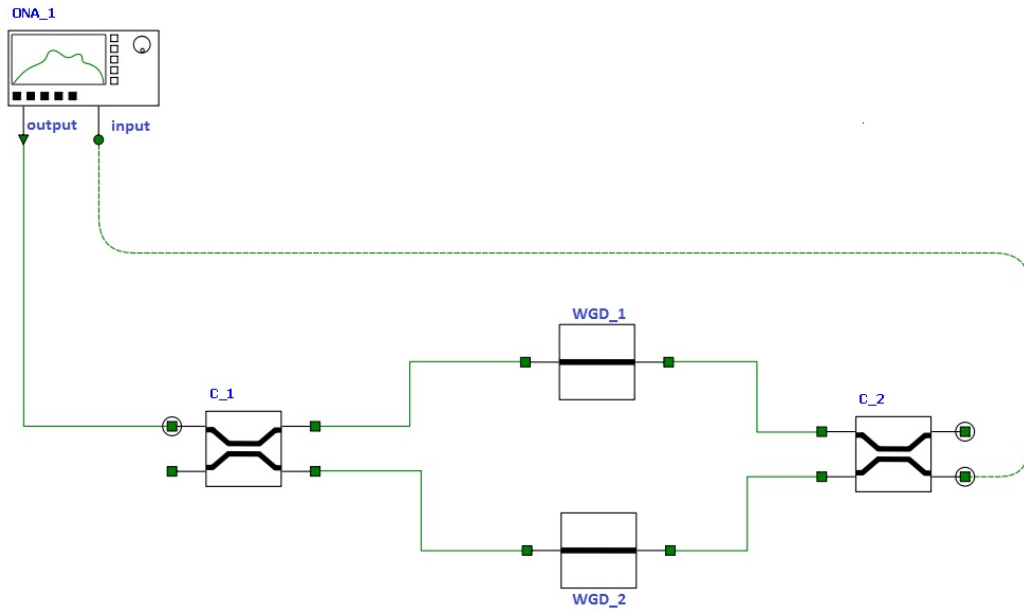
$$\text{Διαφορά Φάσης} = \frac{2\pi * L}{\lambda} * (n_{eff1} - n_{eff2})$$

όπου $\lambda = 1552.52nm$ το μήκος κύματος συντονισμού, n_{eff1} ο effective index του κυματοδηγού ομάδας A τον οποίο θερμαίνουμε και n_{eff2} ο effective index του κυματοδηγού ομάδας B (set point, με σταθερή θερμοκρασία). Ο effective index βρίσκεται με την βοήθεια της εξίσωσης:

$$n_{eff} = 2.85 + 0.000186 * (T - 300)$$

όπου $300K$ είναι η ονομαστική θερμοκρασία, 2.85 ο ονομαστικός effective index και $0.000186 * 1/K$ η ευαισθησία του υλικού.

Θα εξετάσουμε μόνο την 1η περίπτωση set point, και για τα 3 MZI του κυκλώματος. Η διάταξη πάνω στην οποία βασίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα είναι η ακόλουθη:



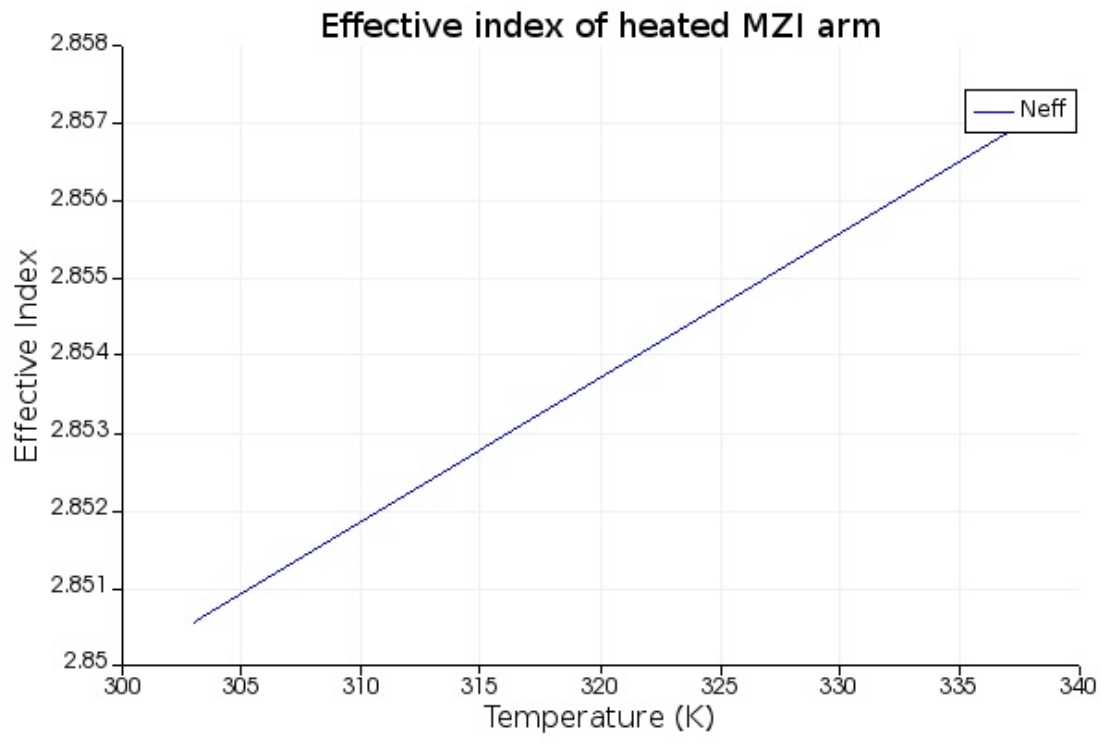
Εικόνα 3.7: Mach-Zehnder interferometer (Lumerical Interconnect)

Ο κυματοδηγός WGD_2 θα είναι ο set κυματοδηγός, ενώ ο WGD_1 θα είναι ο θερμαινόμενος κυματοδηγός.

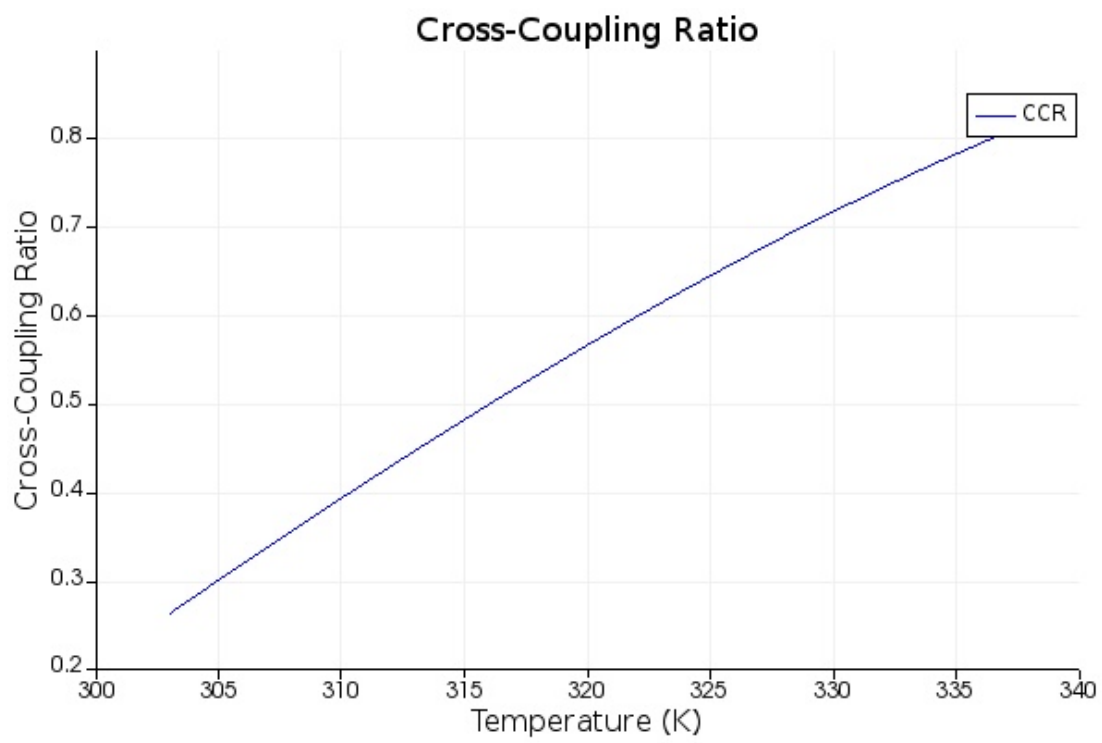
MZI 1 και 3 (πάνω και κάτω):

Επιλέγουμε ως θερμοκρασία για τον set point κυματοδηγό τα $369K$, ενώ θερμαίνουμε τον άλλο κυματοδηγό από τα $303K$ έως τα $338K$. Το effective index του set κυματοδηγού είναι $n_{eff2} = 2.85 + 0.000186 * (369 - 300) = 2.862$.

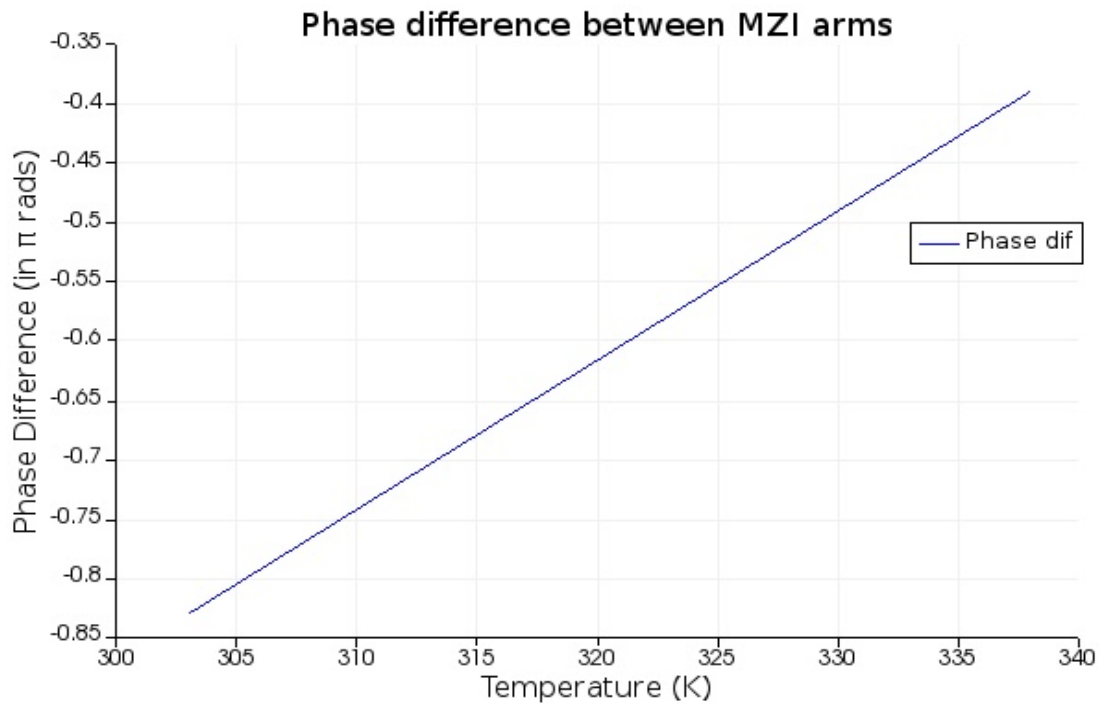
Παρακάτω βλέπουμε κατά σειρά την τιμή του effective index του θερμαινόμενου κυματοδηγού συναρτήσει της θερμοκρασίας, την τιμή του cross-coupling coefficient του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας και τέλος την διαφορά φάσης μεταξύ των 2 κυματοδηγών του MZI, συναρτήσει της θερμοκρασίας.



Εικόνα 3.8: Effective index θερμαινόμενου κυματοδηγού συναρτήσει της θερμοκρασίας

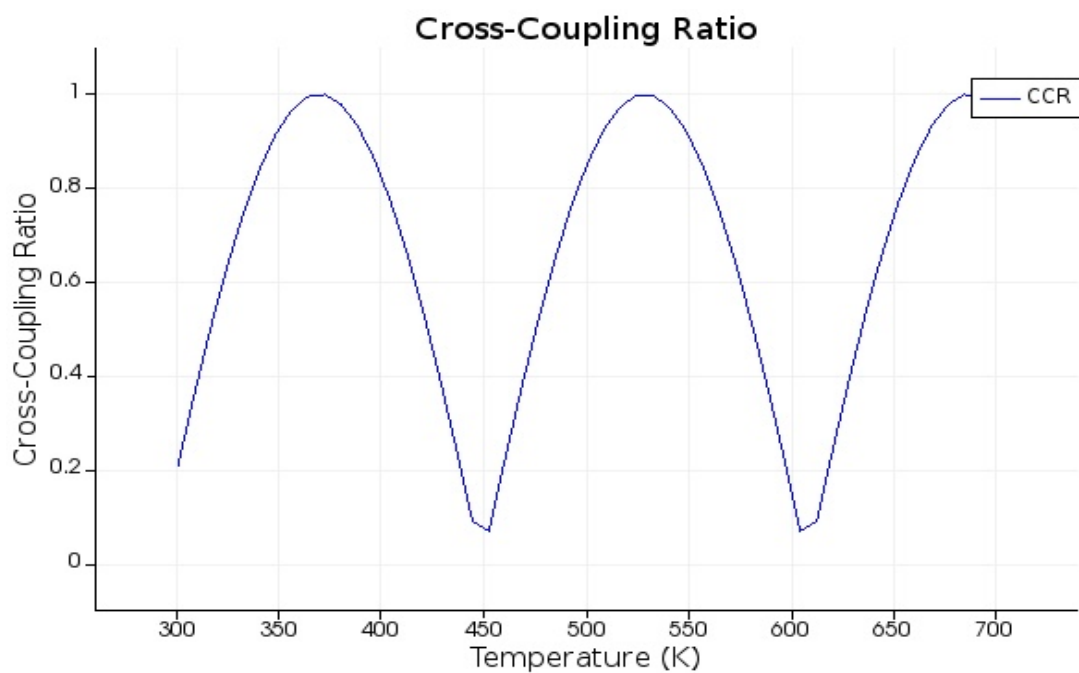


Εικόνα 3.9: Cross-Coupling ratio του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας



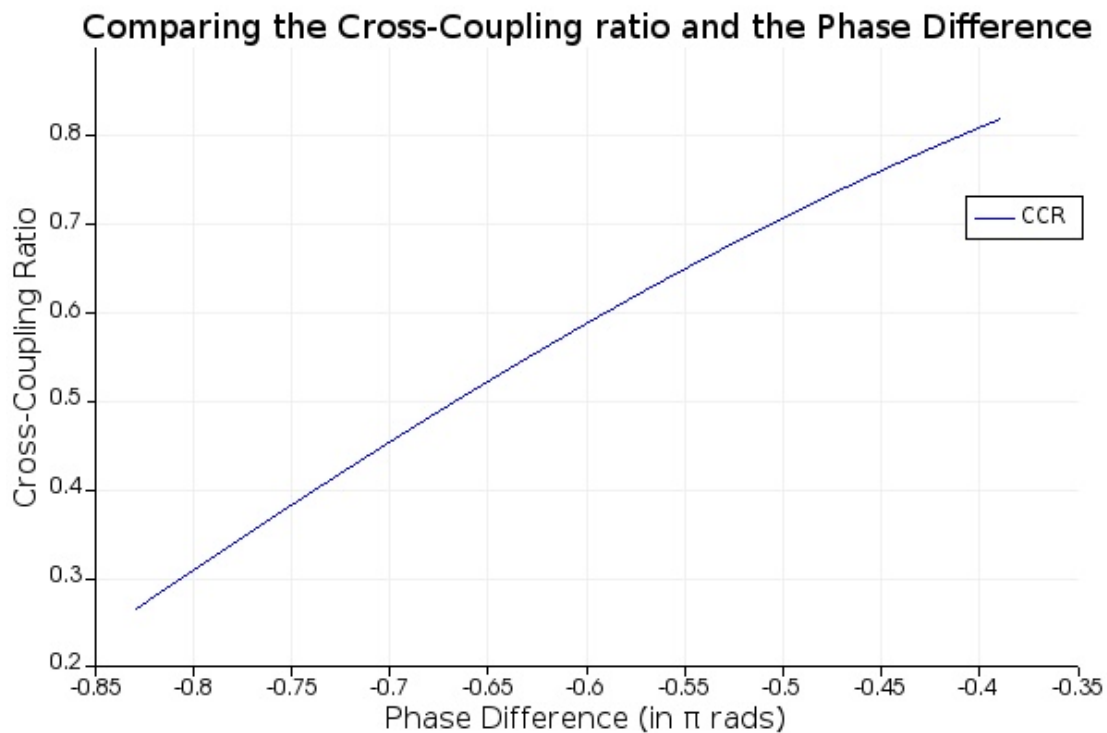
Εικόνα 3.10: Διαφορά φάσης μεταξύ των κυματοδηγών του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας

Για να επαληθεύσουμε την αξιοπιστία των αποτελεσμάτων μας, θα θερμάνουμε τον πάνω κυματοδηγό από τα $300K$ έως τα $700K$ με την βοήθεια του προσομοιωτικού προγράμματος (γνωρίζοντας βέβαια ότι σε πραγματικές συνθήκες θερμοκρασίες μεγαλύτερες των $380 - 400K$ θα προκαλούσαν βλάβες στους heater), ώστε να αποδείξουμε την ημιτονικότητα της συνάρτησης μεταφοράς της θύρας του MZI που μελετάμε.



Εικόνα 3.11: Συνάρτηση μεταφοράς κάτω θύρας MZI για μεγάλο εύρος τιμών θερμοκρασίας

Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι τα αποτελέσματα μας είναι σύμφωνα με τα θεωρητικά αποτελέσματα. Τέλος, βλέπουμε και τον συσχετισμό μεταξύ του Cross-Coupling coefficient και της διαφοράς φάσης μεταξύ των 2 arm του MZI.



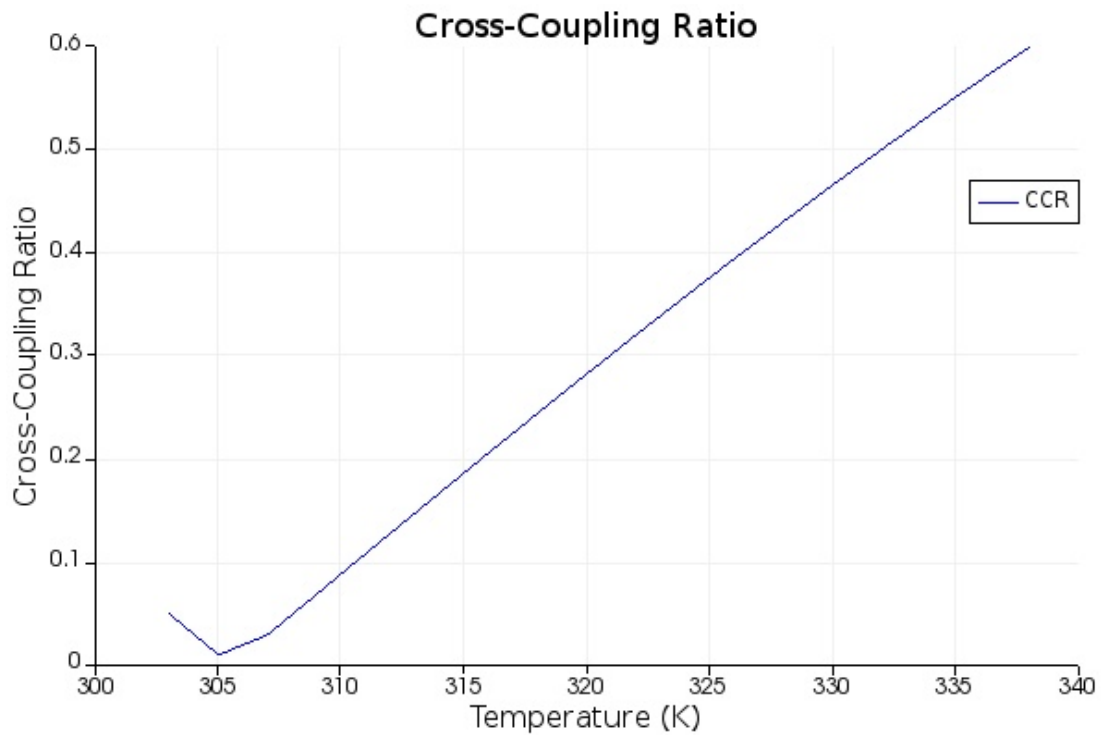
Εικόνα 3.12: Το cross-coupling ratio συναρτήσει της διαφοράς φάσης

Εύκολα καταλαβαίνει κανείς ότι όταν η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο κυματοδηγών του MZI είναι μονό πολλαπλάσιο του $\pm\pi$, τότε το cross-coupling ratio ισούται με 0, επειδή τα κύματα από τους δύο κυματοδηγούς αλληλοαναιρούνται (αφαιρετική συμβολή). Αντίθετα, το cross-coupling ratio ισούται με 1 αν η διαφορά φάσης είναι ζυγό πολλαπλάσιο του $\pm\pi$ ή 0, δηλαδή σε περιπτώσεις που τα κύματα των 2 κυματοδηγών έχουν πανομοιότυπη μορφή (προσθετική συμβολή).

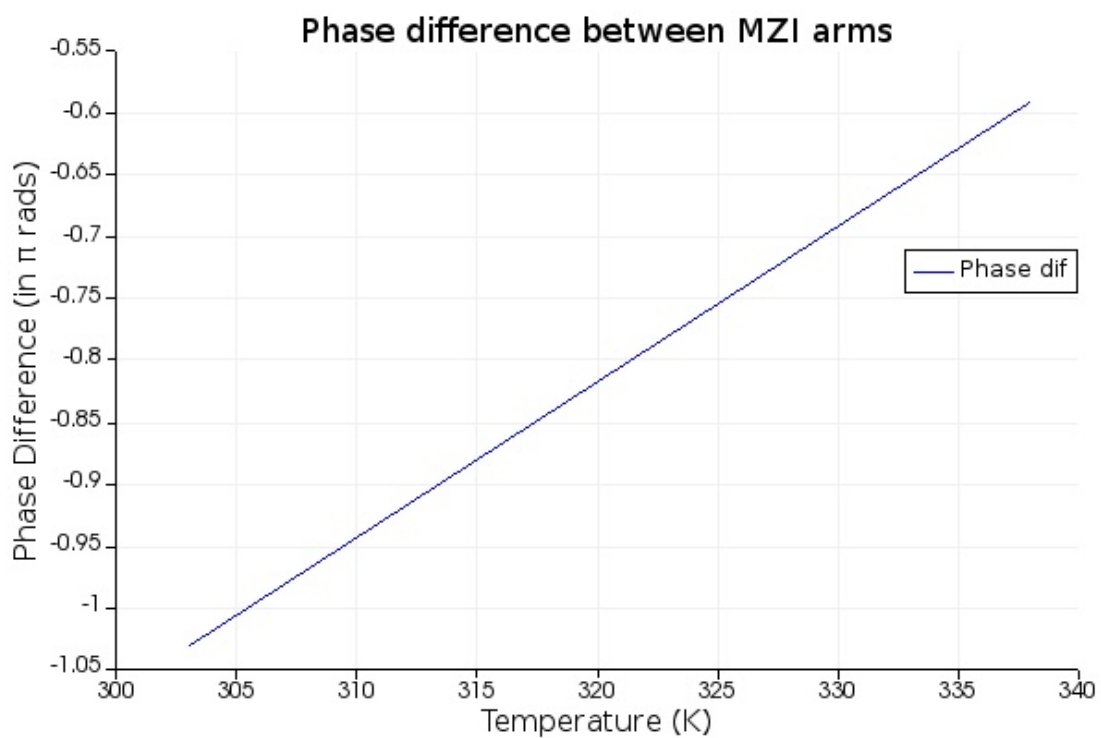
MZI 2 (μεσαίο):

Επιλέγουμε ως θερμοκρασία για τον set point κυματοδηγό τα 385K, ενώ θερμαίνουμε τον άλλο κυματοδηγό από τα 303K έως τα 338K. Το effective index του set κυματοδηγού είναι $n_{eff2} = 2.85 + 0.000186 * (385 - 300) = 2.865$.

Παρακάτω βλέπουμε την τιμή του cross-coupling coefficient του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας και την διαφορά φάσης μεταξύ των 2 κυματοδηγών του MZI, συναρτήσει της θερμοκρασίας. Ο effective index του θερμαινόμενου κυματοδηγού φαίνεται στην Εικόνα 3.8.



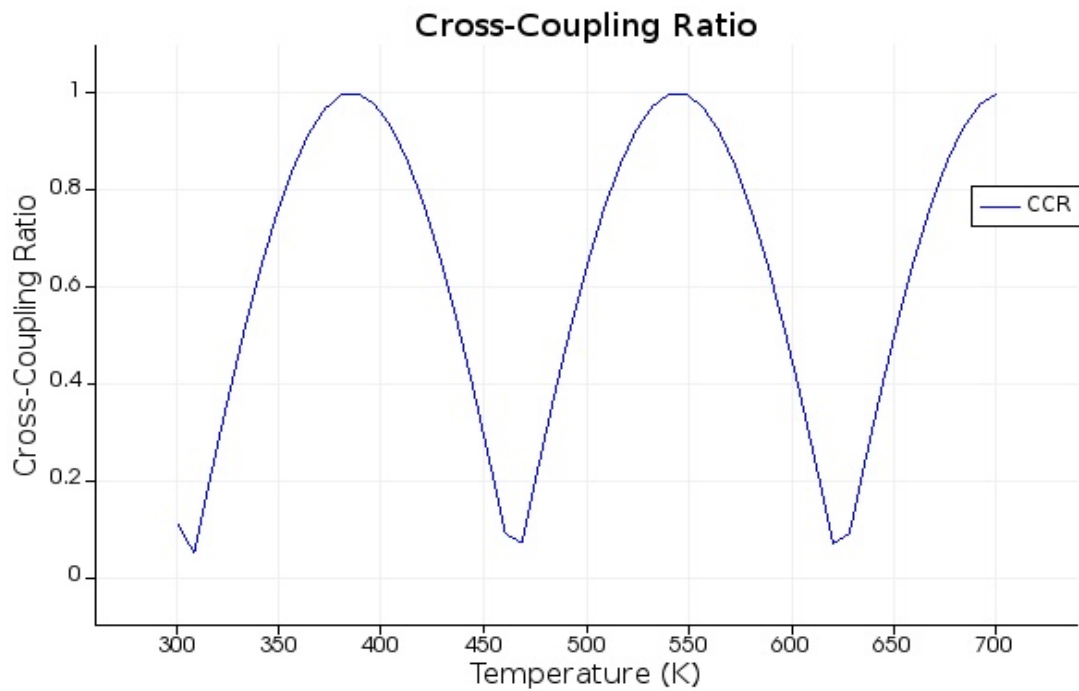
Εικόνα 3.13: Cross-Coupling ratio του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας



Εικόνα 3.14: Διαφορά φάσης μεταξύ των κυματοδηγών του MZI συναρτήσει της θερμοκρασίας

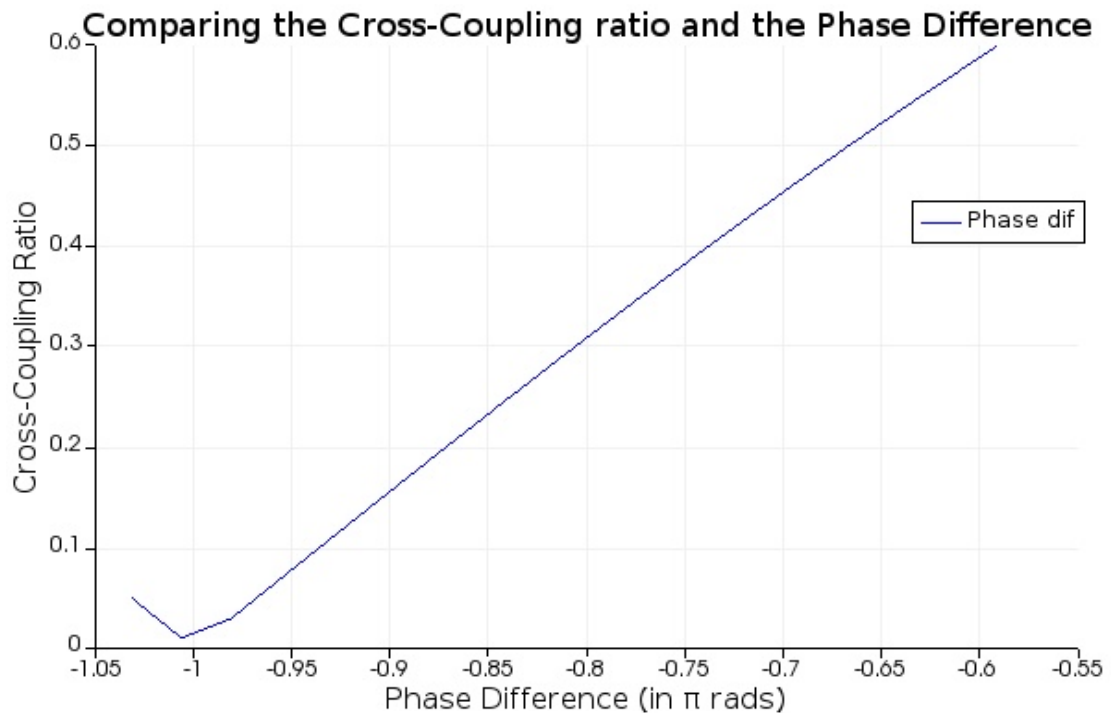
Για να επαληθεύσουμε την αξιοπιστία των αποτελεσμάτων μας θα θερμάνουμε τον πάνω κυματοδηγό από τα 300K έως τα 700K με την βοήθεια του προσομοιωτικού

προγράμματος όπως προηγουμένως (ακολουθώντας τις ίδιες παραδοχές όσον αφορά την αντοχή των heater), ώστε να αποδείξουμε την ημιτονικότητα της συνάρτησης μεταφοράς της θύρας του MZI που μελετάμε.



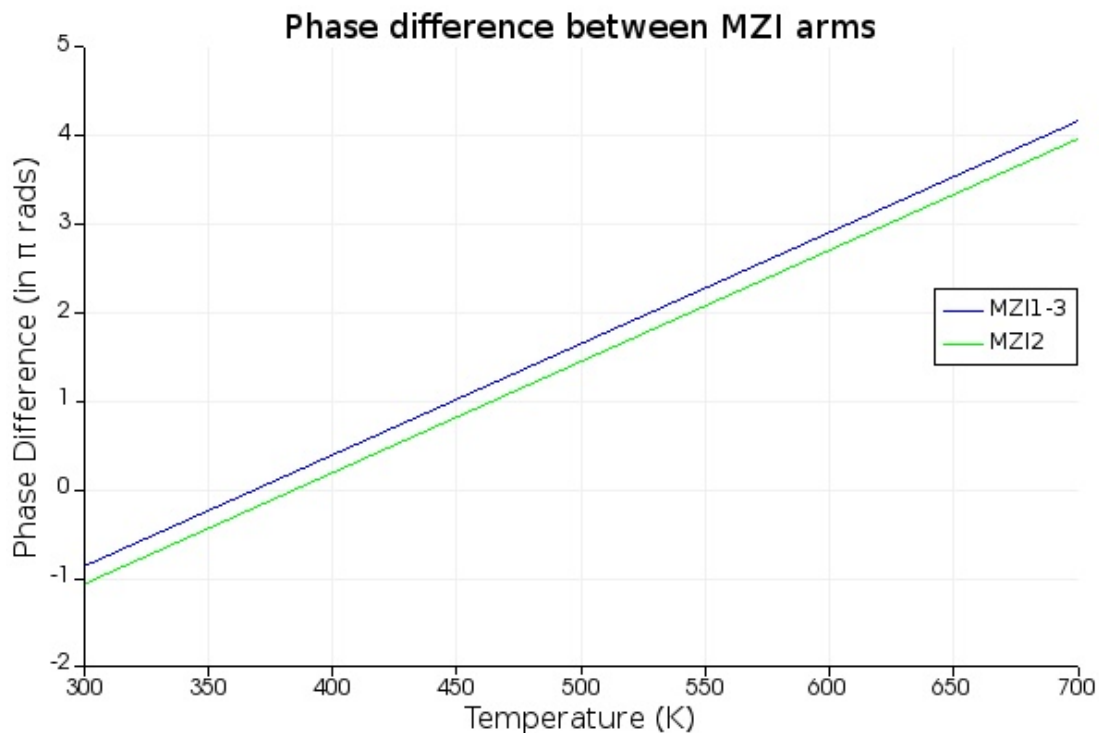
Εικόνα 3.15: Συνάρτηση μεταφοράς κάτω θύρας MZI για μεγάλο εύρος τιμών θερμοκρασίας

Βλέπουμε ακόμα και τον συσχετισμό μεταξύ του Cross-Coupling coefficient και της διαφοράς φάσης μεταξύ των 2 arm του MZI.



Εικόνα 3.16: Το cross-coupling ratio συναρτήσει της διαφοράς φάσης

Τέλος, θα δούμε ακόμα την μεταβολή της διαφοράς φάσης μεταξύ των δύο κυματοδηγών του MZI για μεγάλες μεταβολές της θερμοκρασίας, από τα $300K$ στα $700K$. Βλέπουμε ότι η διαφορά φάσης για το μεσαίο MZI είναι σταθερά μικρότερη:



Εικόνα 3.17: Σύγκριση διαφοράς φάσεων των MZI

Μεταβολή ζώνης διέλευσης:

Στο δεύτερο στάδιο της προσομοίωσης, θα διατηρούμε σε συγκεκριμένες θερμοκρασίες τους κυματοδηγούς του MZI, ούτως ώστε να έχουμε σταθερές τιμές bandwidth, και θα θερμαίνουμε σταδιακά τα δαχτυλίδια μας μέσω κοινού ηλεκτροδίου. Θα δούμε ως αποτέλεσμα η ζώνη διέλευσης της δομής να κινείται προς τα δεξιά, έως ότου η μετατόπιση γίνει περίπου ίση με το FSR της διάταξης (FSR tuning). Είναι πολύ σημαντικό η διάταξη μας να εμφανίζει αυτήν την ιδιότητα, καθώς θα πρέπει να είναι σε θέση να συντονίζεται σε διαφορετικά κανάλια και ταυτόχρονα να ανταποκρίνεται σε τυχόν μεταβολές της συχνότητας συντονισμού που ενδεχομένως εμφανιστούν σε πραγματικές συνθήκες, χωρίς να επηρεάζεται η λειτουργικότητα της.

Το script μας θερμαίνει τους 4 κυματοδηγούς της ομάδας Γ ομοιόμορφα, από τα $310K$ έως τα $390K$, με βήμα τα $20K$ και τοποθετεί την ζώνη διέλευσης του φίλτρου κάθε φορά στην ίδια γραφική παράσταση. Έτσι μπορούμε να υπολογίσουμε απευθείας πόσο μετατοπίζεται η ζώνη διέλευσης, ανάλογα με την θερμοκρασία. Η διαδικασία αυτή θα επαναληφθεί για 2 τιμές του bandwidth, τα $9GHz$ και τα $80GHz$. Όσον αφορά την θερμοκρασία των set point κυματοδηγών θα ασχοληθούμε μόνο με την 1η περίπτωση (θερμοκρασία για τους WGD_10 και WGD_13 τα $369K$, ενώ για

τον κυματοδηγό WGD_12 θερμοκρασία τα 385K), αν και εδώ δεν παίζει ιδιαίτερο ρόλο καθώς μας ενδιαφέρει μόνο η τιμή του bandwidth.

Bandwidth 9GHz (θερμοκρασία κυματοδηγών ομάδας A = 304K):

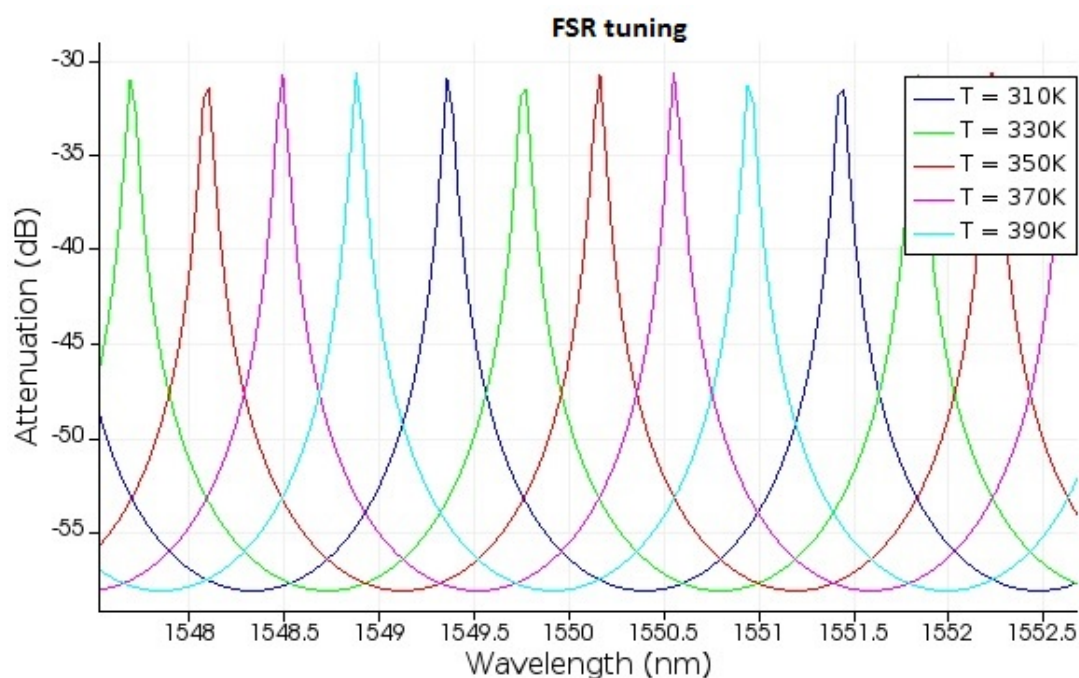
Δίνουμε στους κυματοδηγούς της ομάδας Γ τις εξής θερμοκρασίες:

$$T_A = 310K, T_B = 330K, T_C = 350K, T_D = 370K, T_E = 390K$$

Και η ζώνη διέλευσης μετατοπίζεται ανάλογα. Στην παρακάτω γραφική παράσταση, η μπλε γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα 310K, η πράσινη γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα 330K, η κόκκινη γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα 350K, η μωβ γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα 370K και η γαλάζια γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα 390K. Ενδεικτικά αναφέρουμε την μετατόπιση της ζώνης διέλευσης ανά θερμοκρασία στην περιοχή των 1555nm:

Για T_A , η κορυφή είναι στα 1555.59nm. Για T_B , η κορυφή είναι 1555.98nm. Για T_C , η κορυφή είναι στα 1556.40nm. Για T_D , έχουμε κορυφή για 1556.80nm. Τέλος, για T_E , η κορυφή βρίσκεται στα 1557.19nm. Βλέπουμε λοιπόν ότι σε αυτό το εύρος θερμοκρασιών πετυχαίνουμε FSR tuning της τάξης του 1.60nm. Ανεβάζοντας περισσότερο την θερμοκρασία πετυχαίνουμε ακόμα μεγαλύτερο FSR tuning.

Εύκολα υπολογίζουμε ότι το FSR της δομής στην περιοχή του συντονισμού ισούται με 2.08nm.



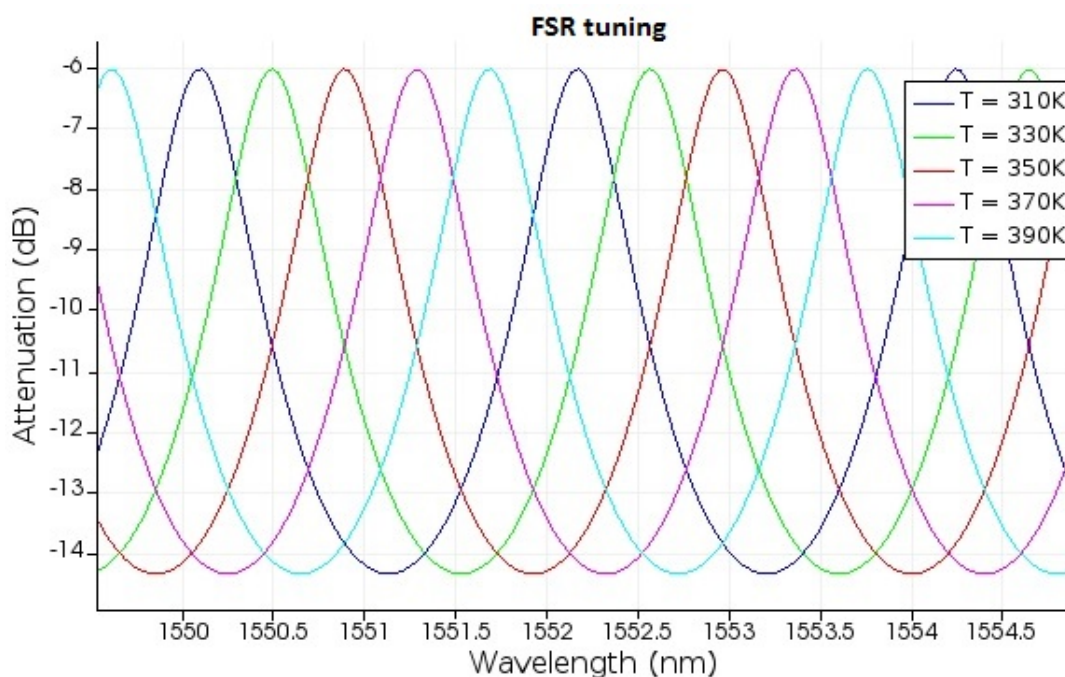
Εικόνα 3.18: Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου, στην περιοχή της ζώνης συντονισμού, για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών

Bandwidth 80GHz (θερμοκρασία κυματοδηγών ομάδας A = 332K):

Δίνουμε στους κυματοδηγούς της ομάδας Γ τις εξής θερμοκρασίες:

$$T_A = 310K, T_B = 330K, T_\Gamma = 350K, T_\Delta = 370K, T_E = 390K$$

Και η ζώνη διέλευσης μετατοπίζεται ανάλογα. Ο χρωματικός κώδικας είναι ίδιος με πριν.



Εικόνα 3.19: Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου, στην περιοχή της ζώνης συντονισμού, για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών

Στην παραπάνω γραφική παράσταση, η **μπλε** γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα $310K$, η **πράσινη** γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα $330K$, η **κόκκινη** γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα $350K$, η **μωβ** γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα $370K$ και η **γαλάζια** γραμμή απεικονίζει την ζώνη διέλευσης στα $390K$. Ενδεικτικά αναφέρουμε την μετατόπιση της ζώνης διέλευσης ανά θερμοκρασία στην περιοχή των $1550nm$:

Για T_A , η κορυφή είναι στα $1550.1nm$. Για T_B , η κορυφή είναι $1550.49nm$. Για T_Γ , η κορυφή είναι στα $1550.88nm$. Για T_Δ , έχουμε κορυφή για $1551.27nm$. Τέλος, για T_E , η κορυφή βρίσκεται στα $1551.68nm$. Βλέπουμε λοιπόν ότι σε αυτό το εύρος θερμοκρασιών πετυχαίνουμε FSR tuning της τάξης του $1.58nm$. Ανεβάζοντας περισσότερο την θερμοκρασία πετυχαίνουμε ακόμα μεγαλύτερο FSR tuning.

Εύκολα υπολογίζουμε ότι το FSR της δομής στην περιοχή του συντονισμού της δομής ισούται με $2.08nm$.

3.2.3. Μία εναλλακτική δομή

Επειδή τα δαχτυλίδια στην παραπάνω δομή που φτιάξαμε έχουν μεγάλη περίμετρο, ταυτόχρονα έχουν και μικρό FSR, σύμφωνα με τον τύπο:

$$FSR = \frac{\lambda^2}{n_g L}$$

όπου L η περίμετρος του κάθε δαχτυλιδιού.

Μικρό FSR όμως σημαίνει επίσης ότι δεν θα έχουμε αρκετό χώρο για περισσότερα κανάλια, καθώς όλα τα κανάλια πρέπει να είναι μεταξύ του FSR. Εύκολα καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι για να χωρέσουμε περισσότερα κανάλια στην δομή μας, πρέπει να αυξήσουμε το FSR, και αυτό το πετυχαίνουμε μειώνοντας την περίμετρο των δαχτυλιδιών.

Η προηγούμενη περίμετρος του κάθε δαχτυλιδιού ισούταν με:

$$Length = 2 * (Length_{coupler} + Length_{ring}) = 2 * (52.5 + 20) = 145nm$$

Η καινούργια θα ισούται με:

$$New_Len = 2 * (New_Len_{coupler} + New_Len_{ring}) = 2 * (30 + 10) = 80nm$$

Εφόσον λοιπόν έχουμε δύο δαχτυλίδια και σύμφωνα με τον παραπάνω τύπο, περιμένουμε το FSR της καινούργιας δομής να ισούται περίπου με **3.76nm**.

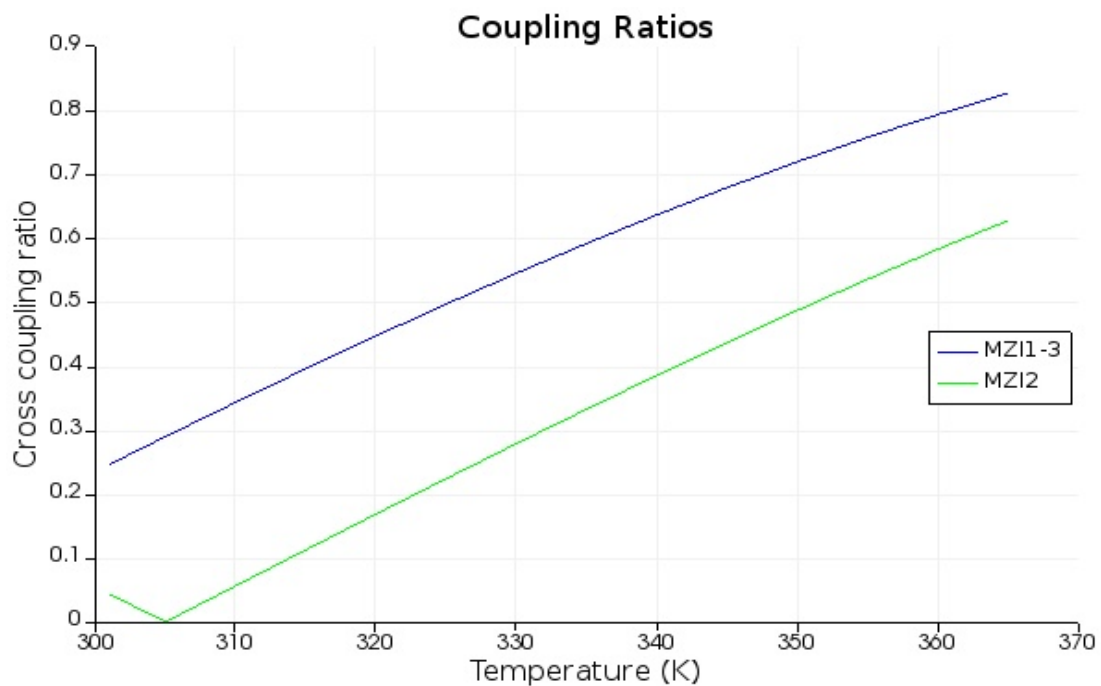
Η δομή μας τώρα είναι πανομοιότυπη με αυτήν της εικόνας 1.1, με διαφορές ωστόσο στο μήκος. Οι hangover κυματοδηγοί έχουν μήκος **10 μm** , τα δαχτυλίδια έχουν μήκος **20 μm** , ενώ τα arm του MZI (WGD_9, WGD_10, WGD_11, WGD_12, WGD_13, WGD_14), έχουν μήκος **30 μm** το καθένα. Το κάθε δαχτυλίδι έχει συνολική περίμετρο λοιπόν τα **80nm**. Όλοι οι υπόλοιπες παράμετροι παραμένουν απaráλλαχτες.

Για να πάρουμε τις επιθυμητές τιμές bandwidth για αυτήν την δομή θα επιλέξουμε τις θερμοκρασίες των set point κυματοδηγών ως εξής:

$T = 418K$ για τους κυματοδηγούς WGD_10 και WGD_13 (πάνω και κάτω MZI), και $T = 444K$ για τον κυματοδηγό WGD_12 (μεσαίο MZI).

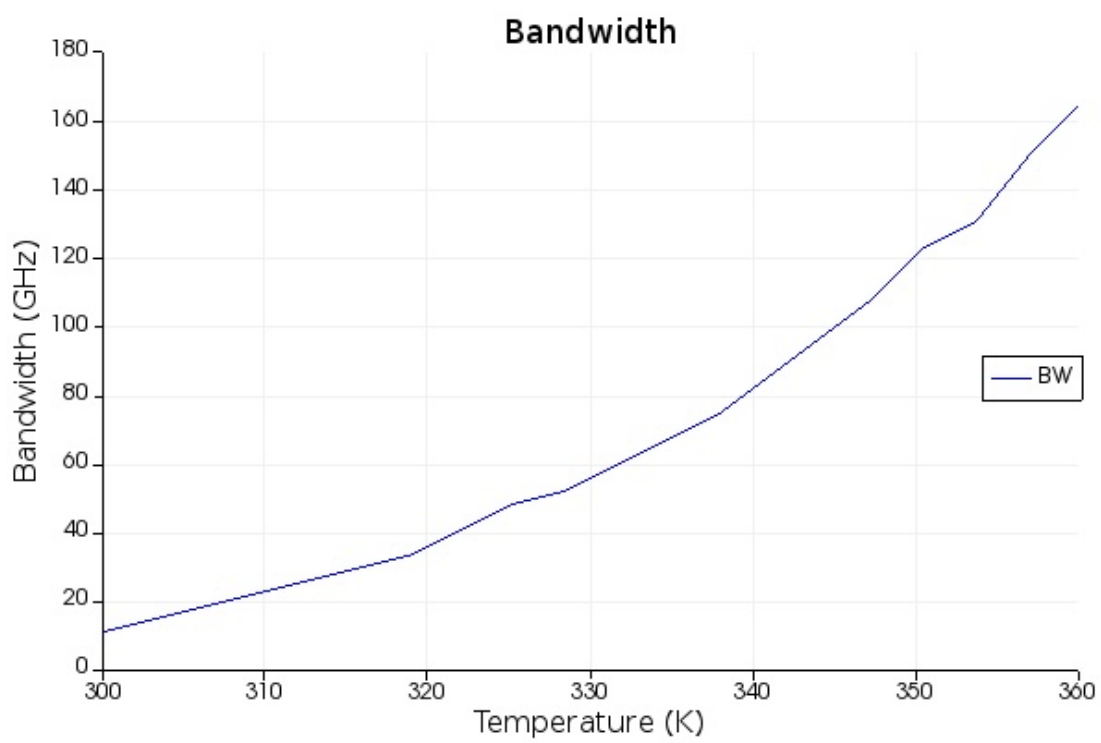
Θα πραγματοποιήσουμε scattering data analysis για τις θερμοκρασίες **300 – 365K**, όσον αφορά τους κυματοδηγούς της ομάδας A.

Οι coupling coefficients για τα 3 MZI θα είναι οι εξής:



Εικόνα 3.20: Τα cross-coupling ratio των MZI της δομής

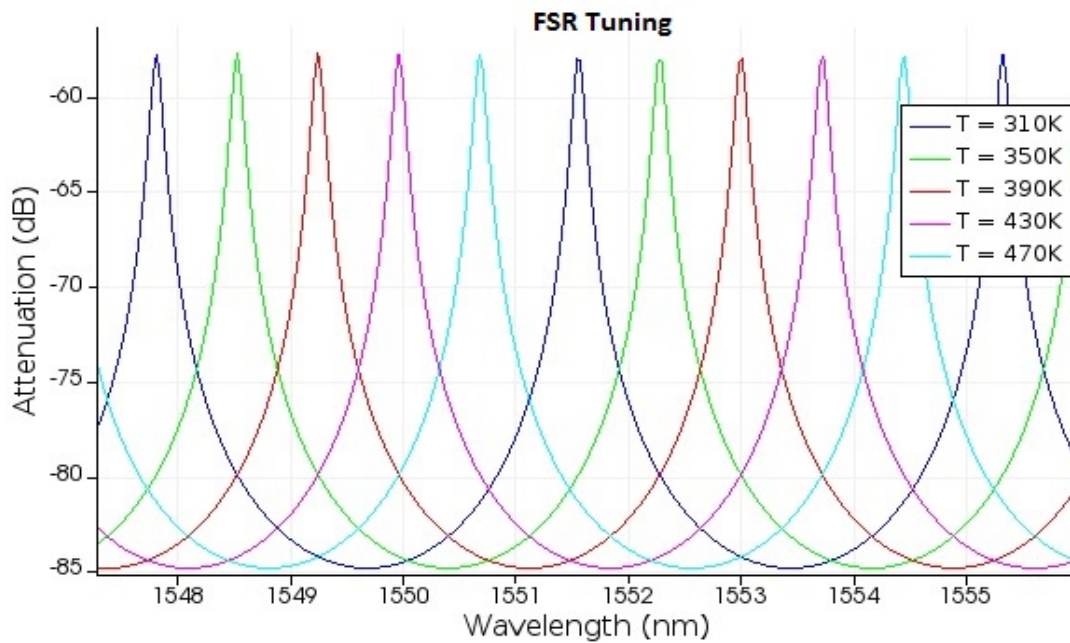
Ενώ το bandwidth του drop port θα είναι:



Εικόνα 3.21: Το bandwidth του drop port της καινούργιας δομής

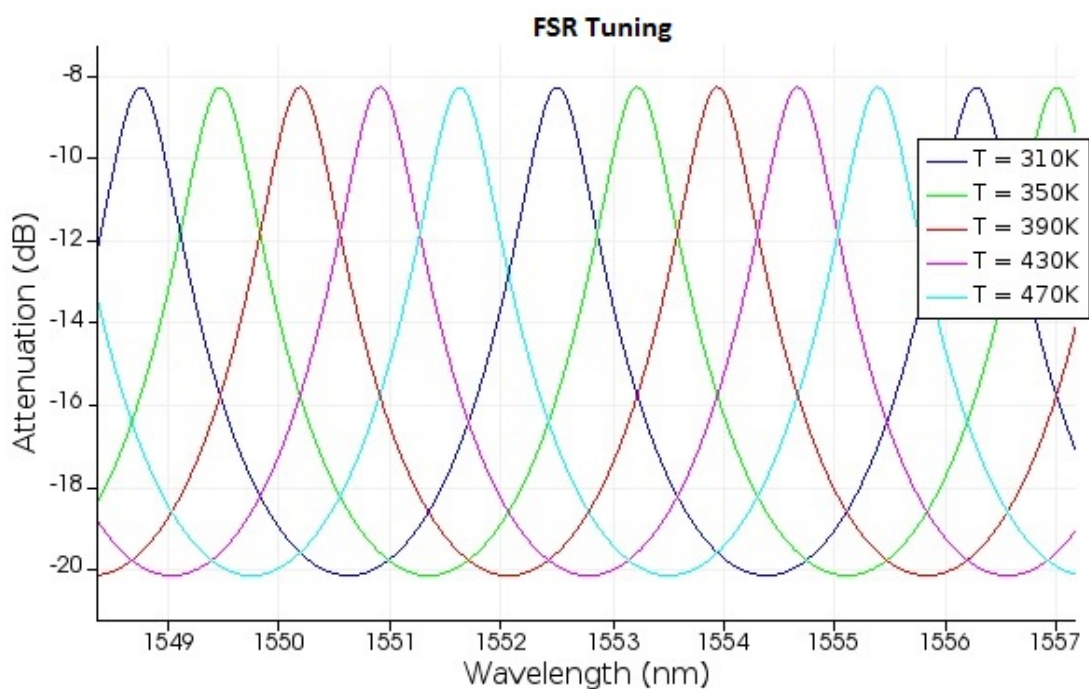
Θα δούμε επίσης την μετατόπιση της ζώνης διέλευσης για 2 τιμές του bandwidth 9GHz και 80GHz.

Για τα $9GHz$ έχουμε:



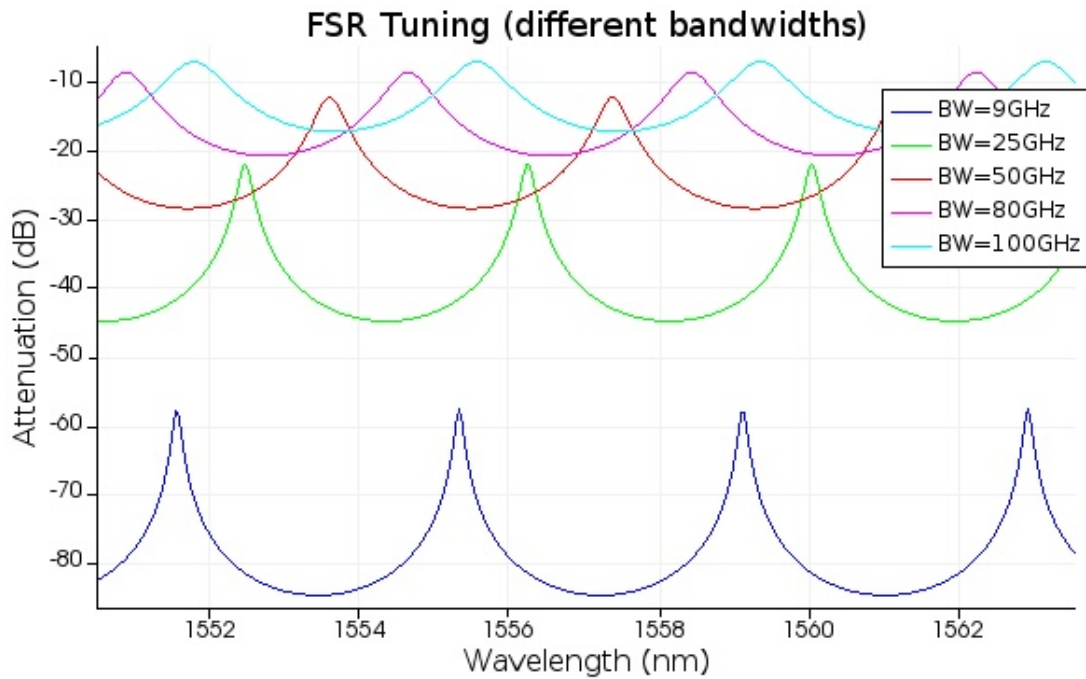
Εικόνα 3.22: Η ζώνη διέλευσης του drop port για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών

Για τα $80GHz$ έχουμε:



Εικόνα 3.23: Η ζώνη του drop port για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών

Θα δούμε τέλος την μετατόπιση της ζώνης διέλευσης για πολλές τιμές του bandwidth ταυτόχρονα. Αντί δηλαδή να έχουμε 5 κανάλια των $9GHz$ ή των $80GHz$, θα έχουμε 5 κανάλια των $9GHz$, $25GHz$, $50GHz$, $80GHz$ και $100GHz$ στο ίδιο σχήμα. Έχουμε λοιπόν:



Εικόνα 3.24: Η ζώνη του drop port για 5 διαφορετικές θερμοκρασίες δαχτυλιδιών και 5 διαφορετικά bandwidth

Οι θερμοκρασίες είναι ίδιες με πριν, μόνο που τώρα ανεβάζουμε και τις θερμοκρασίες των κυματοδηγών της ομάδας A ταυτόχρονα, αρχικά στα $305K$, μετά στα $312K$, μετά στα $327K$, μετά στα $339K$ και τέλος στα $346K$. Τα αποτελέσματα είναι αναμενόμενα και παρόμοια με πριν, με μόνη αλλαγή τα μεγαλύτερα bandwidth για μεγαλύτερες θερμοκρασίες.

Πράγματι λοιπόν καταλαβαίνουμε ότι τώρα χωρούν πολλά περισσότερα κανάλια στην δομή, και ότι το καινούργιο FSR ισούται περίπου με $3.74nm$, όσο δηλαδή μας είχε υποδείξει ο τύπος υπολογισμού του FSR.

Κεφάλαιο 4

Προχωρημένες προσομοιώσεις στο Interconnect

4.1. Εισαγωγή

Χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα προσομοιώσεων Lumerical Interconnect θα προσπαθήσουμε να μελετήσουμε πιο πολύπλοκες δομές που θα πραγματοποιούν πολυπλεξία και αποπολυπλεξία σημάτων. Ο βασικός δομικός λίθος αυτών των δομών θα είναι η εναλλακτική δομή που μελετήσαμε στο κεφάλαιο 3.2.3.

Την δομή αυτήν θα την χρησιμοποιήσουμε σχεδόν αυτούσια, με μόνη διαφορά ότι θα αλλάξουμε τον coupling coefficient του μεσαίου MZI ώστε να έχουμε απώλειες μέχρι $0.3dB$ στον συντονισμό. Θα αναφερθούν επίσης ποιες θερμοκρασίες κυματοδηγών είναι κατάλληλες ώστε να έχουμε σωστούς συντονισμούς και βέλτιστη απόδοση για συγκεκριμένες τιμές του bandwidth.

Χρησιμοποιώντας λοιπόν την βασική αυτή δομή, θα υλοποιήσουμε δομές που θα πραγματοποιούν αποπολυπλεξία WDM σημάτων. Αφού σχεδιάσουμε *transmitters* που θα υλοποιούν WDM έως 4 καναλιών, θα περάσουμε το σήμα τους μέσα από μια σειρά βασικών δομών και θα δούμε στον αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer) και το eye diagram πόσο αποτελεσματικά κάθε δομή λαμβάνει το κάθε κανάλι.

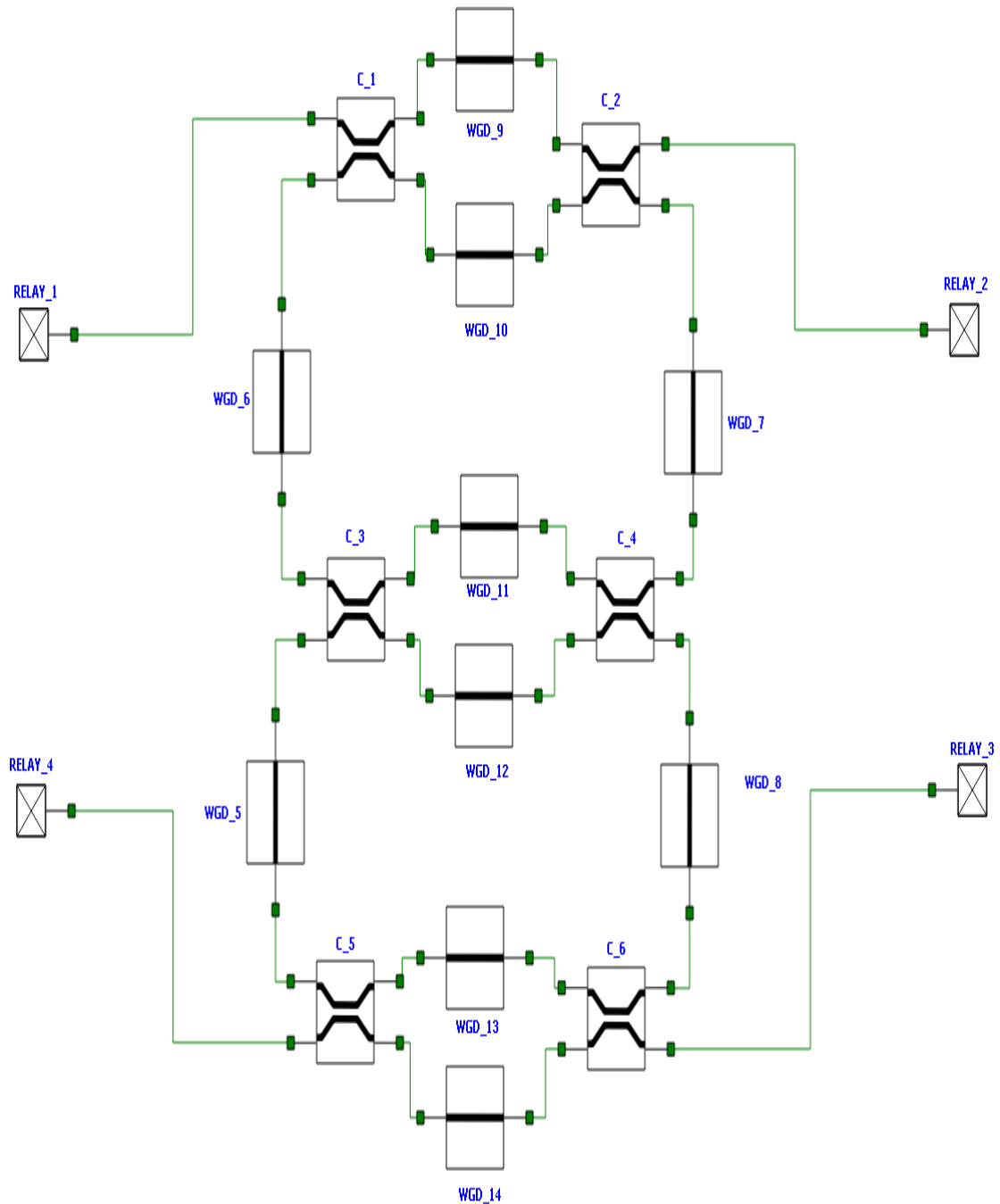
Θα πραγματοποιήσουμε τέτοιες δομές για κανάλια με εύρος ζώνης $25GHz$, $50GHz$ και $80GHz$ ξεχωριστά, ενώ στην συνέχεια θα πραγματοποιήσουμε δομές *ευέλικτων δικτύων (flexible grid)*, δηλαδή δομών όπου τα κανάλια μεταξύ τους είναι διαφορετικού εύρους και spacing. Τέλος, θα ελέγξουμε και την *add* λειτουργία στην βασική δομή μας, δηλαδή την δυνατότητα πρόσθεσης ενός καναλιού και όχι μόνο λήψης, ολοκληρώνοντας έτσι την ROADM δομή.

4.2. Η βασική δομή

Σε αντίθεση με τις προσομοιώσεις του προηγούμενου κεφαλαίου, όπου κάναμε scattering data analysis, τώρα στην είσοδο της δομής μας θα μπαίνουν πραγματικά οπτικά σήματα, αποτελέσματα WDM πολυπλεξίας. Επομένως, για να γίνεται σωστά η απομόνωση των ξεχωριστών καναλιών πρέπει κάθε δομή που έχουμε φτιάξει να είναι τέλεια συντονισμένη και με το σωστό bandwidth. Αν για παράδειγμα, θέλουμε από την δομή να πάρουμε το κανάλι των $193.1THz$ με bandwidth $25GHz$, πρέπει η δομή μας να είναι τέλεια συντονισμένη στα $193.1THz$, να έχει bandwidth $25GHz$, και ταυτόχρονα να εμφανίζει μικρές απώλειες στον

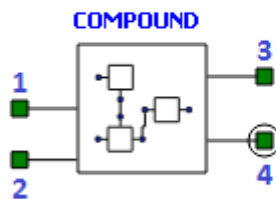
συντονισμό, της τάξης των $0.3dB$. Στις προηγούμενες προσομοιώσεις οι απώλειες ήταν μεγαλύτερες, αλλά τώρα θα τις μειώσουμε, μειώνοντας την θερμοκρασία του set point κυματοδηγού του μεσαίου MZI. Παράλληλα, έχουμε εισάγει απώλειες της τάξης των $100db/m$, ώστε να βρίσκονται οι προσομοιώσεις πιο κοντά σε πραγματικές συνθήκες.

Η βασική δομή πάνω στην οποία θα στηριχτεί η ολοκληρωμένη WDM δομή λοιπόν είναι η παρακάτω:



Εικόνα 4.1: Η βασική διπλή δομή δακτυλίων που θα χρησιμοποιηθεί

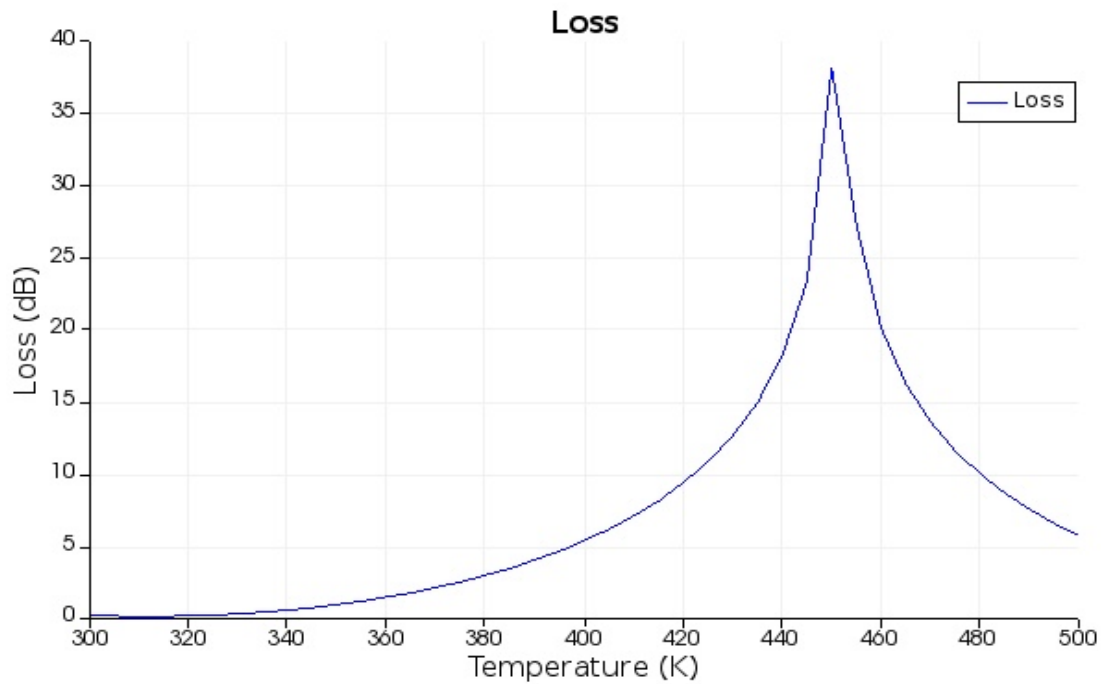
Ουσιαστικά πρόκειται για ένα πιστό αντίγραφο της εναλλακτικής δομής που μελετήσαμε στην ενότητα 3.2.3., με μόνη διαφορά το ότι τώρα στα δαχτυλίδια (δηλαδή τους WGD_5,WGD_6,WGD_7 και WGD_8) έχουμε εισάγει απώλειες $100\text{db}/\text{m}$. Η παραπάνω δομή στις επόμενες προσομοιώσεις θα παρουσιάζεται πιο απλοϊκά με την επωνομασία *COMPOUND*, δηλαδή θα χρησιμοποιήσουμε τις δυνατότητες του προγράμματος προσομοίωσης για να συμπυκνώσουμε την δομή αυτή σε ένα μόνο στοιχείο, με σκοπό τα επόμενα σχήματα μας να είναι πιο απλά και κατανοητά. Το compound στοιχείο θα έχει αυτήν την μορφή:



Εικόνα 4.2: Η βασική δομή σε *COMPOUND* μορφή

Η δομή έχει 4 θύρες, 2 εισόδους και 2 εξόδους. Η θύρα 1 αντιστοιχεί στην είσοδο του WDM σήματος. Η θύρα 2 αντιστοιχεί στην ADD θύρα, δηλαδή εκεί θα εισέρχεται ένα κανάλι συγκεκριμένης συχνότητας που θα θέλουμε να εισάγουμε στο ολοκληρωμένο WDM σήμα. Η θύρα 3 αντιστοιχεί στην through έξοδο, από εκεί δηλαδή θα βγαίνει το WDM σήμα χωρίς το κανάλι που απομόνωσε το δαχτυλίδι, ούτως ώστε να πάει στις επόμενες δομές, ενώ η θύρα 4 αντιστοιχεί στην drop έξοδο, και το επιθυμητό κανάλι που απομόνωσε η δομή.

Ένα σημαντικό πρόβλημα που τονίστηκε προηγουμένως ήταν οι μεγάλες απώλειες τις δομές, ιδιαίτερα για μικρά bandwidth. Χρησιμοποιώντας κατάλληλο script, σκανάραμε μια μεγάλη περιοχή θερμοκρασιών του set point κυματοδηγού του μεσαίου MZI, και είδαμε για ποιες τιμές του εμφανίζει η δομή τις λιγότερες απώλειες. Επιλέξαμε εν τέλει την θερμοκρασία όπου οι απώλειες τις δομές θα είναι $\sim 0.3\text{dB}$.



Εικόνα 4.3: Οι απώλειες της δομής συναρτῆσει της θερμοκρασίας του set point κυματοδηγού, θεωρώντας bandwidth 25GHz.

Θα ασχοληθούμε μόνο με κανάλια bandwidth 25GHz, 50GHz και 80GHz. Στους παρακάτω πίνακες επομένως, παραθέτουμε κάποιες από τις θερμοκρασίες στις οποίες πρέπει να είναι οι διάφοροι κυματοδηγοί της δομής, ούτως ώστε να έχουμε μέγιστη απόδοση για κάθε κανάλι. Υπενθυμίζουμε ότι A είναι η θερμοκρασία των κυματοδηγών που ελέγχουν το coupling ratio των MZI (και ουσιαστικά το bandwidth της δομής), B είναι η θερμοκρασία των δαχτυλιδιών, που ελέγχουν την συχνότητα συντονισμού, $TMZI13$ είναι η θερμοκρασία των set point κυματοδηγών των πάνω και κάτω MZI, ενώ $TMZI2$ είναι η θερμοκρασία του set point κυματοδηγού του μεσαίου MZI, που όπως δείξαμε πριν ελέγχει τις απώλειες.

Bandwidth καναλιού	A (K)	$TMZI13$ (K)	$TMZI2$ (K)
25GHz	312	418	330
50GHz	327	418	350
80GHz	340	418	363

Πίνακας 3: Βασικές πληροφορίες καναλιών

Για τον παρακάτω πίνακα τονίζουμε ότι η συχνότητα συντονισμού της δομής και η θερμοκρασία $TMZI2$ συνδέονται γραμμικά, οπότε μπορούμε να συντονίσουμε την

δομή σε κάποια ενδιάμεση συχνότητα, χρησιμοποιώντας γραμμική παρεμβολή, με σχετικά καλή ακρίβεια.

	25GHz κανάλι	50GHz κανάλι	80GHz κανάλι
Συντονισμός (THz)	B (K)		
193.1	439	401.5	372.5
193.15	417	379.5	350
193.2	394.5	357	328
193.25	372.5	335	305.5
193.3	350	312.5	492
193.35	327	499	469.5
193.40	305.5	476.5	447.5
193.45	492	454	425

Πίνακας 4: Συντονισμοί σε κανάλια 25, 50 και 80 GHz.

4.3. Transmitters και Receivers

Απαραίτητα συστατικά ενός WDM συστήματος είναι οι *transmitters* (πομποί) και οι *receivers* (δέκτες).

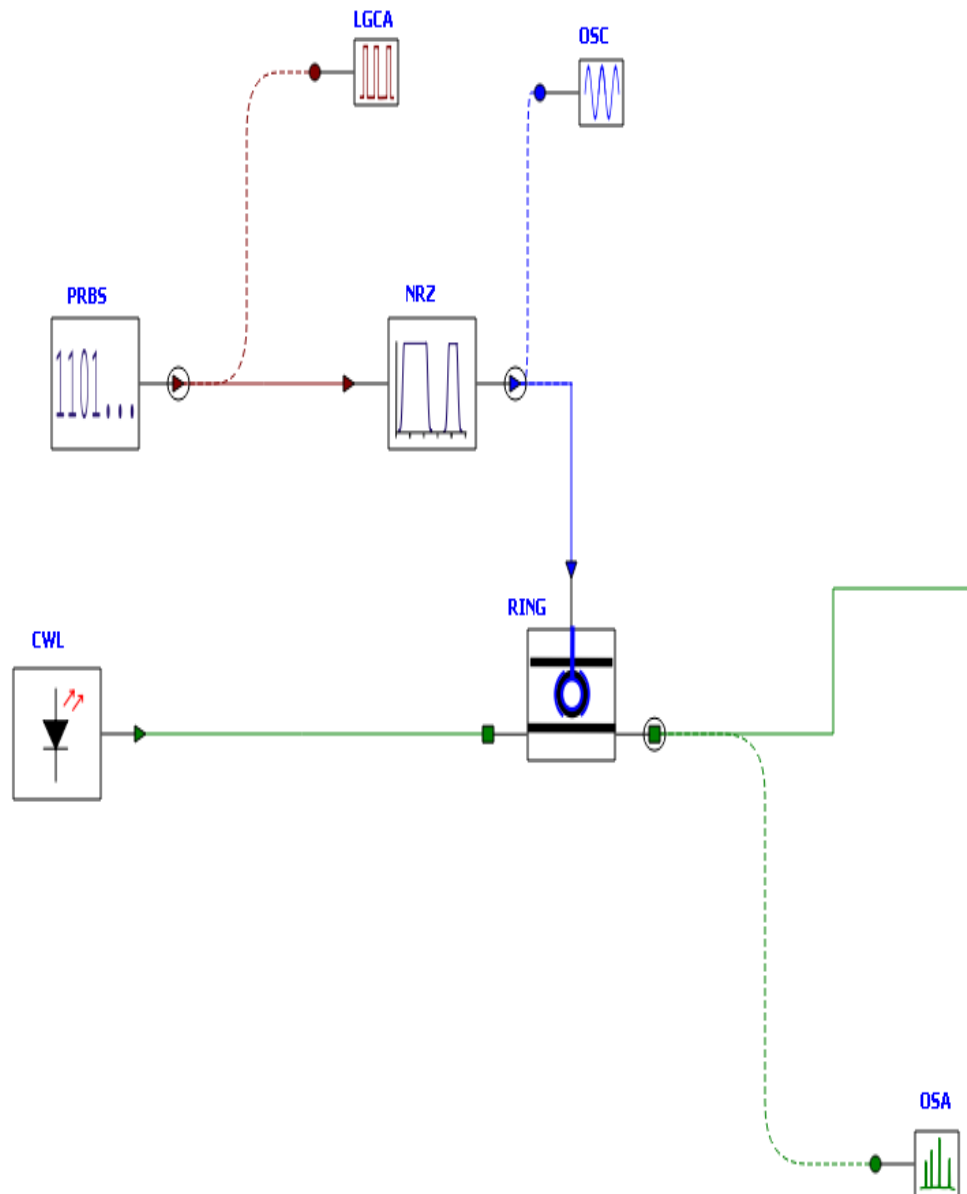
Ο ρόλος των οπτικών transmitter είναι να μετατρέπουν το ηλεκτρικό σήμα σε οπτικό σήμα και ύστερα να το στέλνουν στο οπτικό κύκλωμα για μετάδοση. Οι οπτικοί transmitter αποτελούνται από μία οπτική πηγή (*laser*), μία NRZ παλμογεννήτρια και έναν οπτικό διαμορφωτή. Μια άλλη σημαντική παράμετρος είναι η ισχύς εισόδου, που μας υποδεικνύει πόση απώλεια μπορούμε να ανεχτούμε εντός της ίνας [1]. Στην περίπτωση μας, θα έχουμε ως ισχύς εισόδου τα $0dBm$, δηλαδή $1mW$, καθώς δεν έχουμε σημαντικές απώλειες μετάδοσης.

Πρέπει στην έξοδο του transmitter το κανάλι να είναι υψηλής ποιότητας, με χαμηλό θόρυβο. Για αυτόν τον λόγο θα χρησιμοποιήσουμε ring διαμορφωτή.

Στην διάταξη μας, με PRBS συμβολίζουμε την γεννήτρια bit, και με LGCA τον αναλυτή που μας δείχνει το αρχικό σήμα στο πεδίο του χρόνου. Το bitrate του PRBS ισούται με το bandwidth του καναλιού που θέλουμε να δημιουργήσουμε, π.χ. για κανάλι 25GHz έχουμε bitrate $2.5 * 10^{10} bits/s$. Το ψηφιακό σήμα περνάει ύστερα στην NRZ παλμογεννήτρια, την οποία συμβολίζουμε με NRZ, στην οποία έχουμε δώσει bias $0.6V$ και πλάτος $0.4V$, και με OSC συμβολίζουμε τον παλμογράφο που μας δίνει το σήμα στο πεδίο του χρόνου. Ο λόγος που θα ακολουθήσουμε την NRZ (*non-return to zero*) μέθοδο διαμόρφωσης αντί της RZ (*return to zero*) είναι ότι σε μεγάλα WDM συστήματα με πολλά κανάλια έχει αποδειχθεί ότι η NRZ μέθοδος διαμόρφωσης οδηγεί σε μικρότερες διακαναλικές παρεμβολές και καλύτερη ποιότητα σήματος [2]. Η πηγή laser συμβολίζεται με CWL, έχει ισχύς εισόδου $0dBm$, και είναι συντονισμένη στην συχνότητα του καναλιού που θέλουμε να δημιουργήσουμε. Ως διαμορφωτή θα

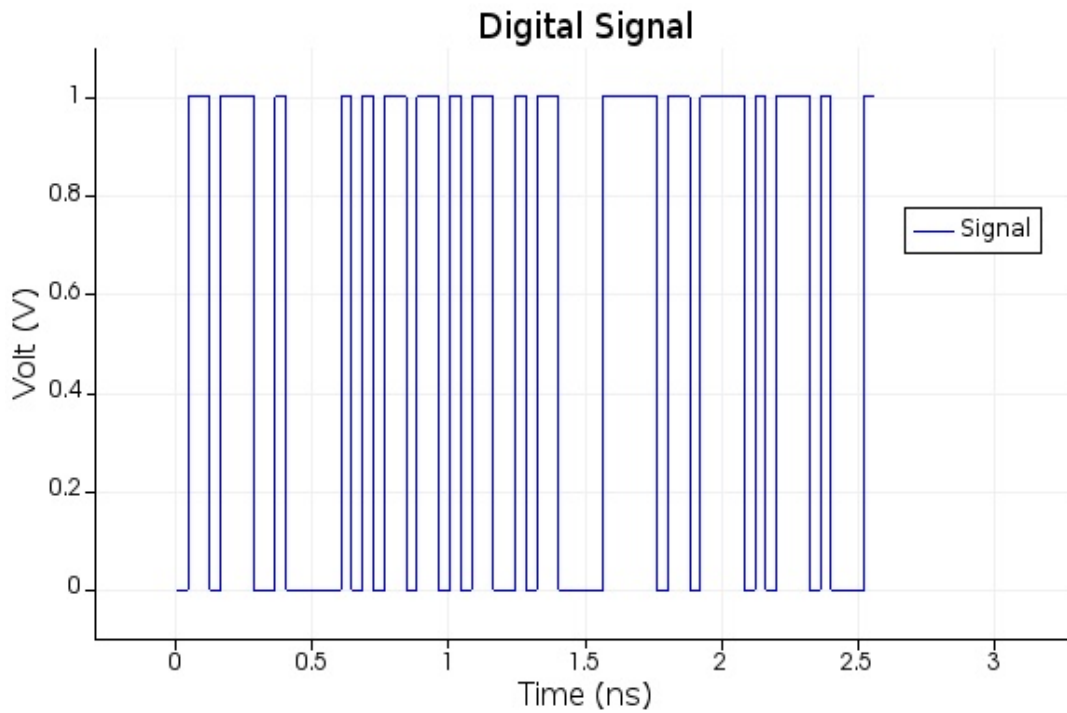
χρησιμοποιήσουμε έναν διαμορφωτή-δαχτυλίδι (RING), περιμέτρου $60\mu m$, $n_g = 4, n_{eff} = 0$, συχνότητα συντονισμού ίση με αυτήν του καναλιού που θέλουμε να δημιουργήσουμε και συντελεστές σύζευξης ανάλογους του bandwidth (π.χ., για bandwidth $25GHz$ επιλέγουμε coupling coefficients ίσους με 0.1).

Ο transmitter που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ο παρακάτω:



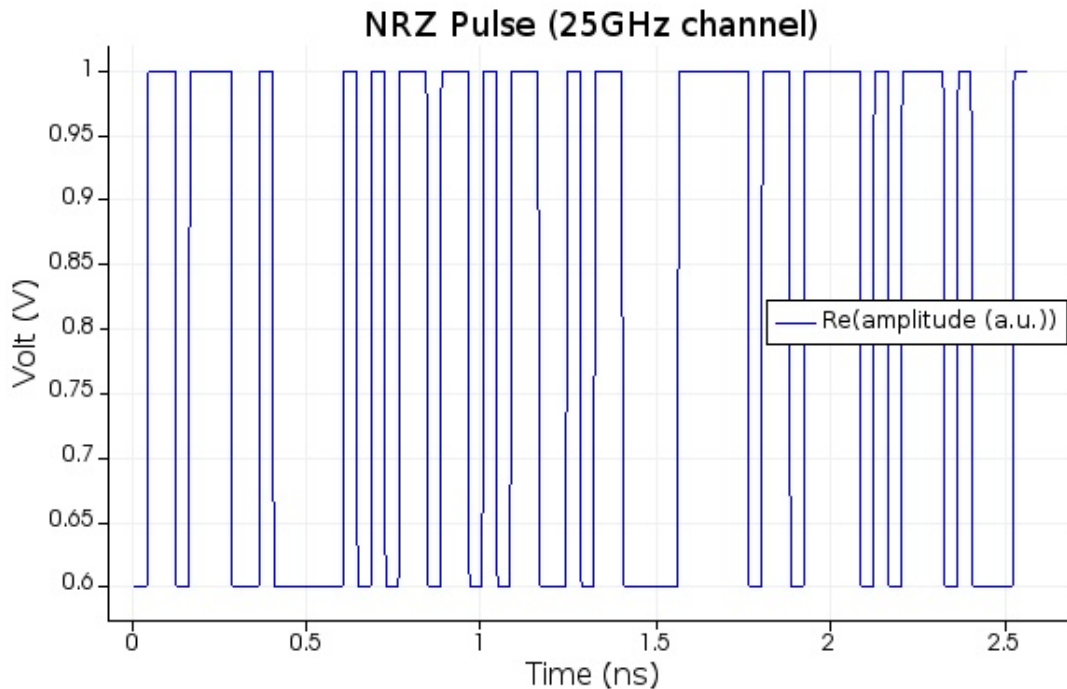
Εικόνα 4.4: Ο transmitter που θα χρησιμοποιήσουμε

Το ψηφιακό σήμα που παράγει η γεννήτρια PRBS στο πεδίο του χρόνου, θεωρώντας $bitrate = 25Gbit/s$, δίνεται από τον ψηφιακό αναλυτή (LGCA).



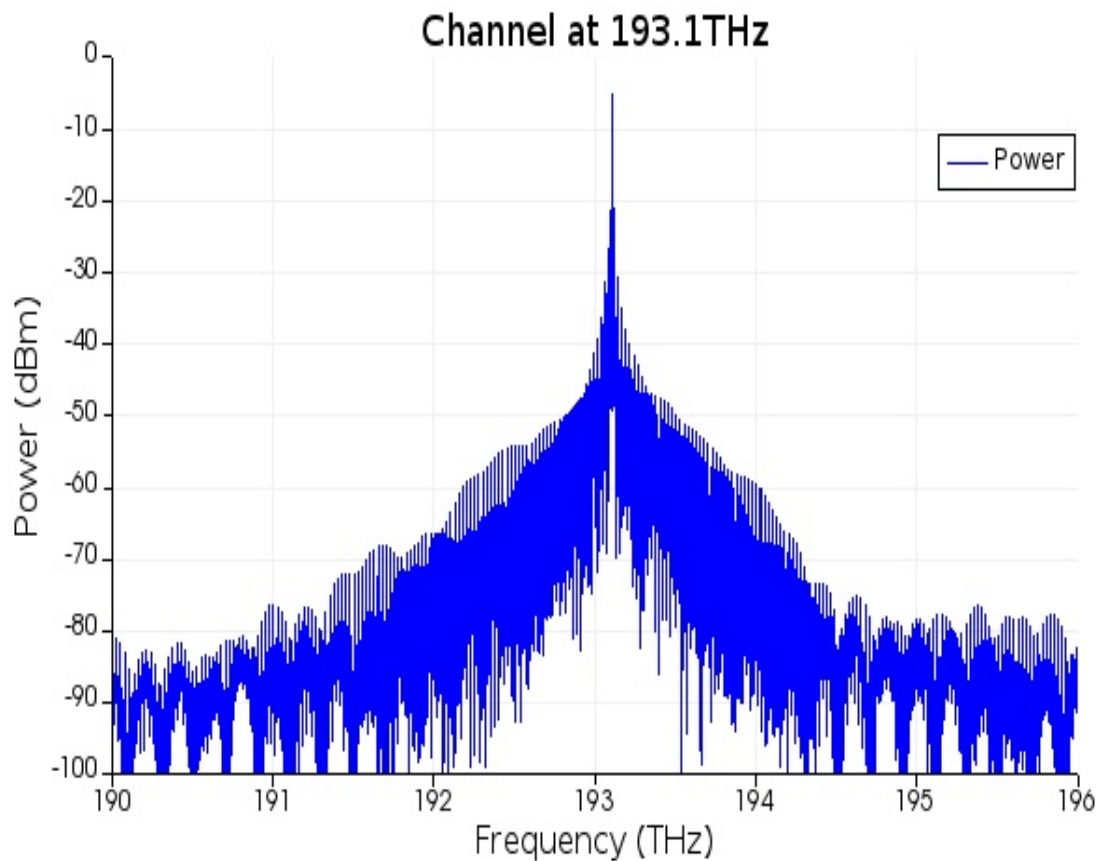
Εικόνα 4.5: Το ψηφιακό σήμα για *bitrate* 25Gbit/s

Ο NRZ παλμός που θα ενεργήσει ως φέρον σήμα στην διαμόρφωση του καναλιού, θεωρώντας *bitrate* = 25Gbit/s, δίνεται από τον παλμογράφο (OSC).



Εικόνα 4.6: Ο NRZ παλμός για *bitrate* 25Gbit/s

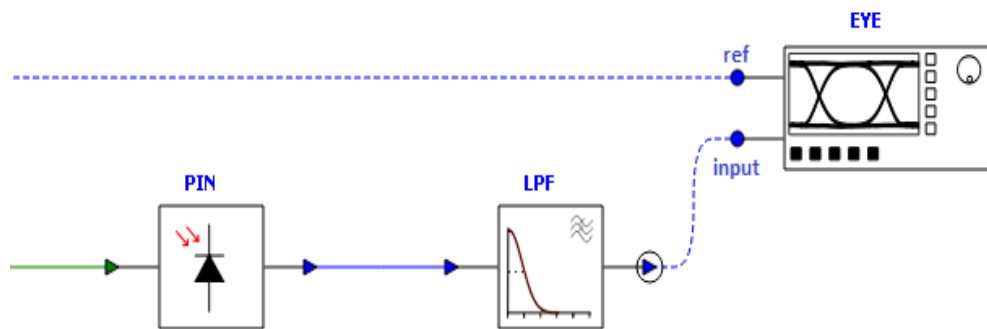
Το κανάλι που δημιουργείται σε αυτήν την περίπτωση δίνεται από τον αναλυτή φάσματος (OSA):



Εικόνα 4.7: Κανάλι στα 193.1THz

Το σήμα που βγαίνει από τον διαμορφωτή ύστερα θα πάει στην βασική δομή δακτυλίων που αναπτύξαμε στην προηγούμενη ενότητα ή θα περάσει πρώτα από άλλους διαμορφωτές ώστε να εισαχθούν περισσότερα κανάλια στο τελικό σήμα.

Ένας οπτικός receiver είναι η δομή που λαμβάνει τα οπτικά σήματα μετά την διάδοση τους από την ίνα. Στον receiver, το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό προτού επεξεργαστεί και σταλεί στον τελικό προορισμό του. Απαραίτητα συστατικά ενός receiver είναι ένας φωτοανιχνευτής-φωτοδίοδος και ένα βαθυπερατό φίλτρο που θα "κόψει" τις συχνότητες που δεν χρειαζόμαστε. Η φωτοδίοδος πρέπει να είναι συντονισμένη στην σωστή συχνότητα, ώστε να ταυτίζεται με το κανάλι που θέλουμε να λάβουμε, ενώ η συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού φίλτρου εξαρτάται από το bandwidth του καναλιού, και συνήθως είναι μικρότερη αυτού [3]. Το eye diagram μας δίνει πληροφορίες για την ποιότητα του σήματος που λάβαμε.



Εικόνα 4.8: Ο receiver που θα χρησιμοποιήσουμε

Το κανάλι που θέλουμε να αποκωδικοποιήσουμε, αφού έχει περάσει πρώτα από την δομή δακτυλίων-φίλτρο που αναπτύξαμε, περνάει μέσα από μια δίοδο φωτοανίχνευσης (PIN) η οποία είναι συντονισμένη στην συχνότητα του καναλιού που επιθυμούμε. Το ηλεκτρικό σήμα ύστερα περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο bessel (LPF) το οποίο σκοπό έχει να αποκόψει θόρυβο του περιβάλλοντος και θόρυβο από γειτονικά κανάλια. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου αυτού εξαρτάται κυρίως από το bandwidth του αρχικού καναλιού, με αναγκαία προϋπόθεση όμως να είναι μικρότερη του 75% του bandwidth αυτού του καναλιού. Με EYE συμβολίζεται το eye diagram, που μας δίνει πληροφορίες για την ποιότητα του σήματος και το ποσοστό BER (Bit Error Ratio) του σήματος. Στην input θύρα πηγαίνει το σήμα του καναλιού ύστερα από την αποπολυπλεξία, ενώ πολλές φορές συγκρίνουμε το σήμα αυτό με ένα reference του αρχικού καναλιού (ref θύρα), για να δούμε πόσο αποτελεσματική ήταν η ανάκτηση του καναλιού.

4.4. Ολοκληρωμένη δομή

Χρησιμοποιώντας ως βάση όσα αναφέρθηκαν στις δύο προηγούμενες ενότητες, θα σχεδιάσουμε τώρα πιο πολύπλοκες δομές.

4.4.1. WDM καναλιών 25GHz

Αρχικά, θα σχεδιάσουμε ένα σύστημα πολυπλεξίας WDM όπου τα κανάλια έχουν bandwidth 25GHz. Η ολοκληρωμένη δομή πρέπει να περιλαμβάνει αρχικά τους transmitter, που θα δημιουργούν τα κανάλια κεντραρισμένα γύρω από τις συχνότητες που θέλουμε. Για να δημιουργήσουμε ένα σύστημα με πολλά κανάλια, θα τοποθετήσουμε σε σειρά τους transmitter του κάθε καναλιού ξεχωριστά, ούτως

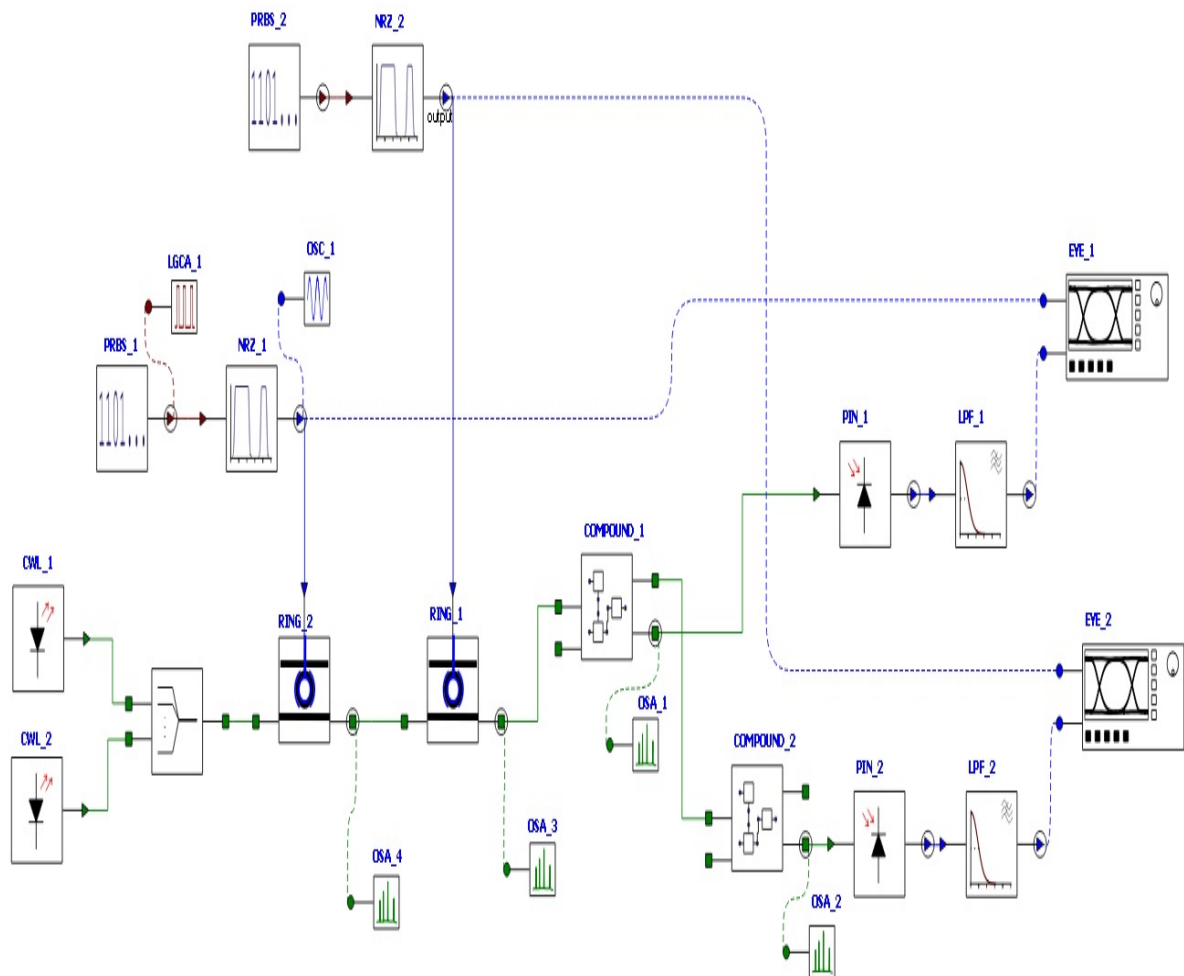
ώστε οι ring διαμορφωτές να είναι σειριακά συνδεδεμένοι, ενώ οι ξεχωριστές συχνότητες θα παράγονται από τις πηγές laser ξεχωριστά και ύστερα μέσω ενός οπτικού coupler θα ενώνονται προκειμένου να περάσουν από τους ring modulators. Στο τέλος των transmitter, τοποθετούμε έναν αναλυτή φάσματος, που θα μας δώσει πληροφορίες για το σήμα και τα κανάλια που δημιουργήθηκαν από τους transmitter. Το spacing των καναλιών θα εξαρτάται από τον αριθμό των καναλιών που θα προσομοιώσουμε.

Στην συνέχεια, το σήμα αυτό θα αποτελέσει είσοδο σε ένα σύμπλεγμα από τις βασικές δομές που αναλύσαμε στην ενότητα 4.2, και αυτό το σύμπλεγμα θα αποτελέσει ουσιαστικά το ROADM μας, καθώς θα επιλέγει ποιες συχνότητες/κανάλια θα αφαιρούνται από το ολοκληρωμένο σήμα που έχουν φτιάξει οι transmitter. Κάθε βασική δομή θα είναι συντονισμένη σε μία συχνότητα ενός από των καναλιών του σήματος, και το κανάλι αυτό θα αφαιρείται από το σήμα και θα πηγαίνει για ανάλυση στους receiver, που θα είναι επίσης συντονισμένοι στην σωστή συχνότητα. Οι βασικές δομές θα συνδέονται μεταξύ τους μέσω των input και των through ports. Στην drop έξοδο κάθε βασικής δομής έχουμε τοποθετήσει έναν αναλυτή φάσματος, που θα μας δώσει πληροφορίες για το κανάλι που αφαιρέθηκε, ενώ τα eye diagram των receiver θα μας δώσουν μια εικόνα για την ποιότητα της λήψης του εκάστοτε καναλιού. Θα παραθέσουμε eye diagram μόνο σε ορισμένες περιπτώσεις, καθώς μεγαλύτερη βάση θα δώσουμε στην λήψη του καναλιού από την compound δομή.

Όσον αφορά τα κανάλια των 25GHz , θα πραγματοποιήσουμε 3 προσομοιώσεις. Πρώτα, θα προσομοιώσουμε 2 κανάλια, με spacing 200GHz , ύστερα 3 κανάλια με spacing 100GHz και ύστερα 4 κανάλια με μέσο spacing 100GHz . Εφόσον οι δομές μας έχουν χαμηλό FSR, δεν θα δοκιμάσουμε να προσθέσουμε περισσότερα από 4 κανάλια σε ένα σήμα, καθώς τότε το spacing θα είναι τόσο μικρό που θα οδηγήσει σε σημαντικές διακαναλικές παρεμβολές. Για τα κανάλια των 25GHz , η συχνότητα αποκοπής των βαθυπερατών φίλτρων των receiver είναι τα 14GHz .

Πρώτη Προσομοίωση: 2 Κανάλια των 25GHz , spacing 200GHz

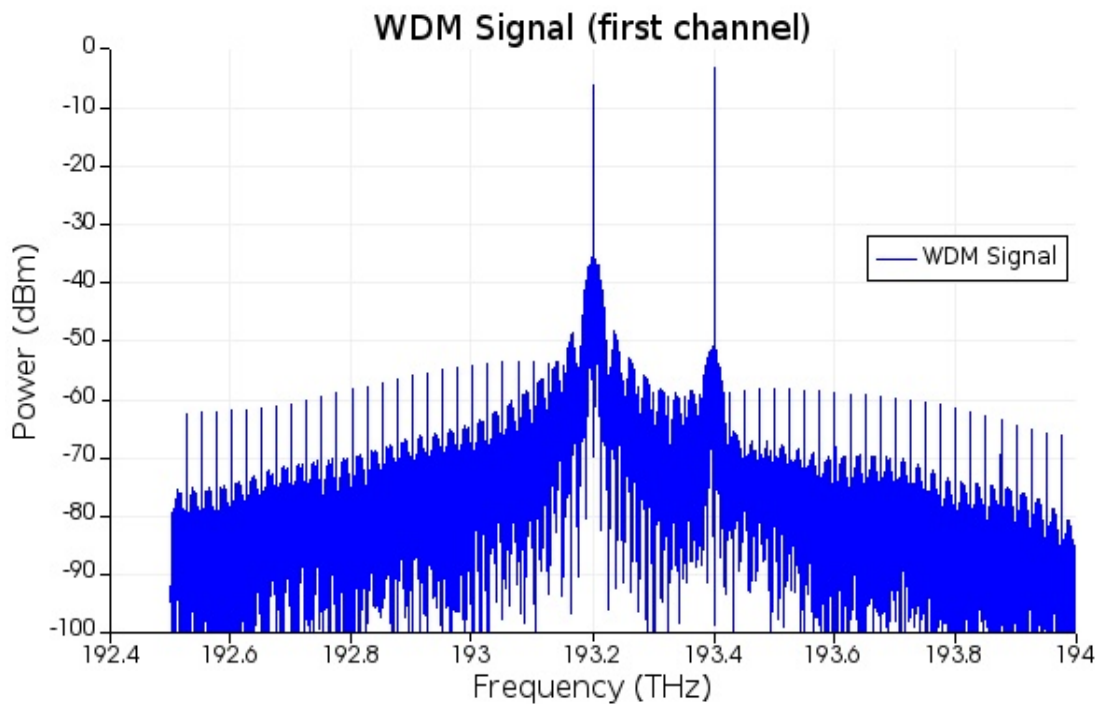
Η δομή που θα μελετήσουμε είναι η παρακάτω:



Εικόνα 4.9: Η διάταξη 2 καναλιών 25GHz

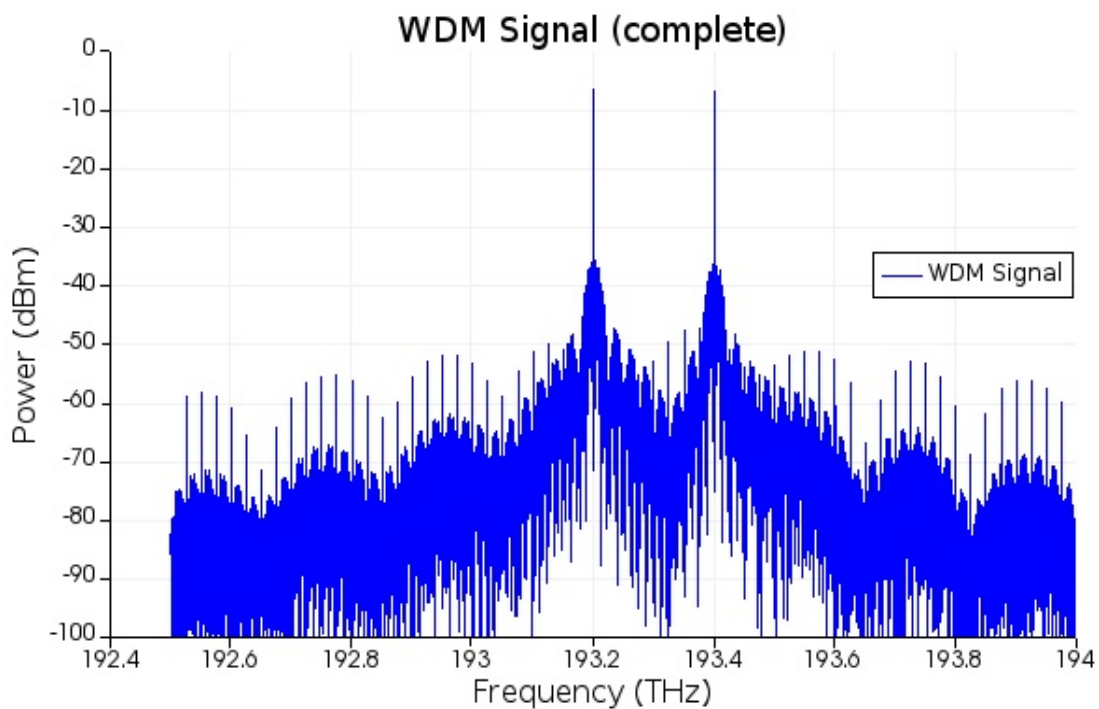
Δημιουργούμε 2 κανάλια στα $193.2THz$ και στα $193.4THz$. Οι συντελεστές coupling του κάθε ring διαμορφωτή θα είναι 0.05 και 0.10 , ώστε να πάρουμε καλύτερο eye diagram. Οι δομές δακτυλίων (COMPOUND_1 και COMPOUND_2) είναι κεντραρισμένες στις κεντρικές συχνότητες των 2 καναλιών μας, $193.2THz$ και $193.4THz$ αντίστοιχα.

Θα σταθούμε πρώτα στην δημιουργία των καναλιών, δηλαδή στους transmitter. Θα δούμε αρχικά την δημιουργία του πρώτου καναλιού, που δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά τον πρώτο ring διαμορφωτή:



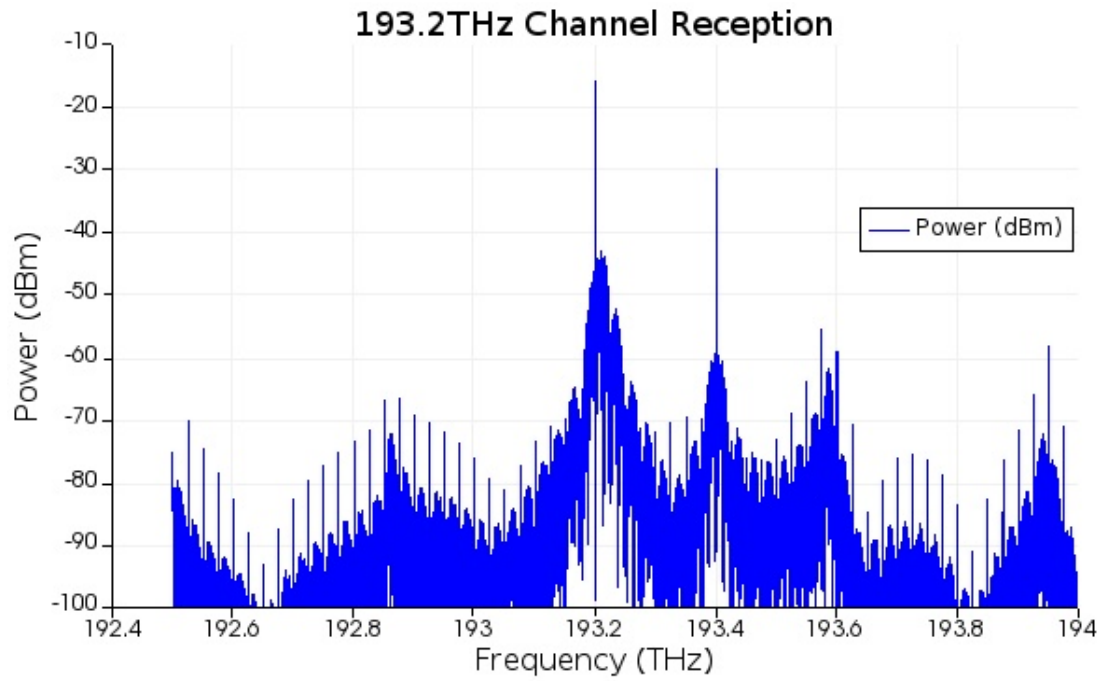
Εικόνα 4.10: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του καναλιού 193.2THz

Το ολοκληρωμένο όμως WDM σήμα δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά την εισαγωγή και του 2^{ου} καναλιού:



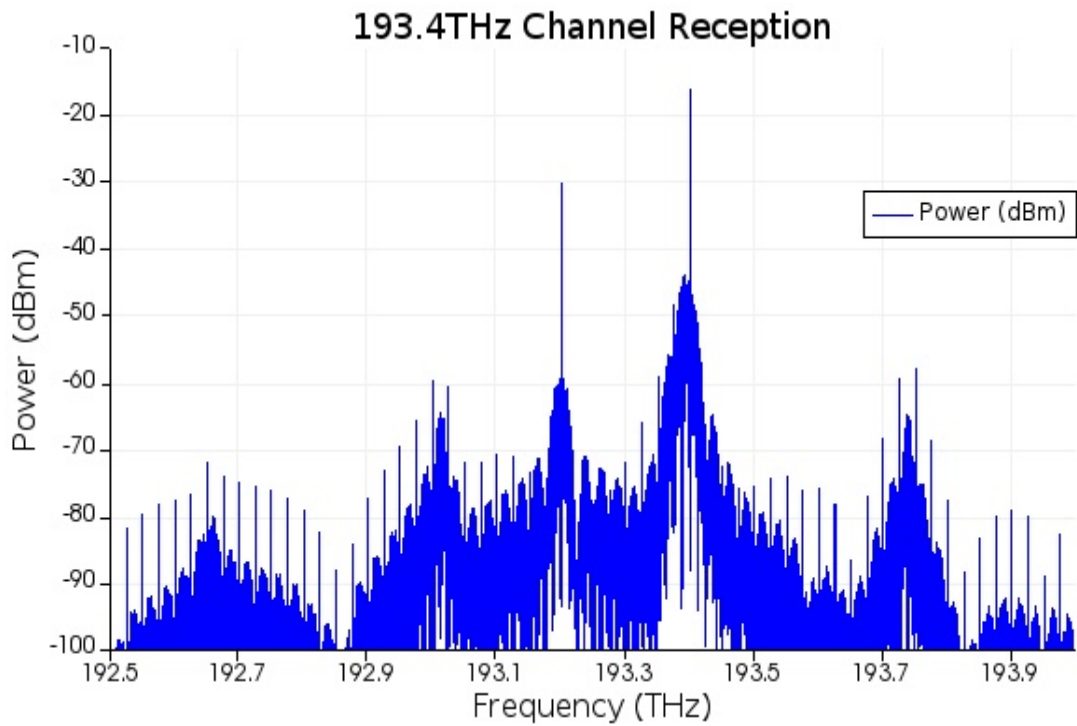
Εικόνα 4.11: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM

Το παραπάνω σήμα οδηγείται στα compound elements, που θα επιλέξουν κανάλι ανάλογα με την κεντρική συχνότητα τους. Για παράδειγμα, το COMPOUND_1 είναι συντονισμένο στα 193.2THz , οπότε αναμένουμε στην drop έξοδο του το κανάλι των 193.2THz να είναι κυρίαρχο. Και πράγματι, με τον αναλυτή φάσματος παρατηρούμε ότι:



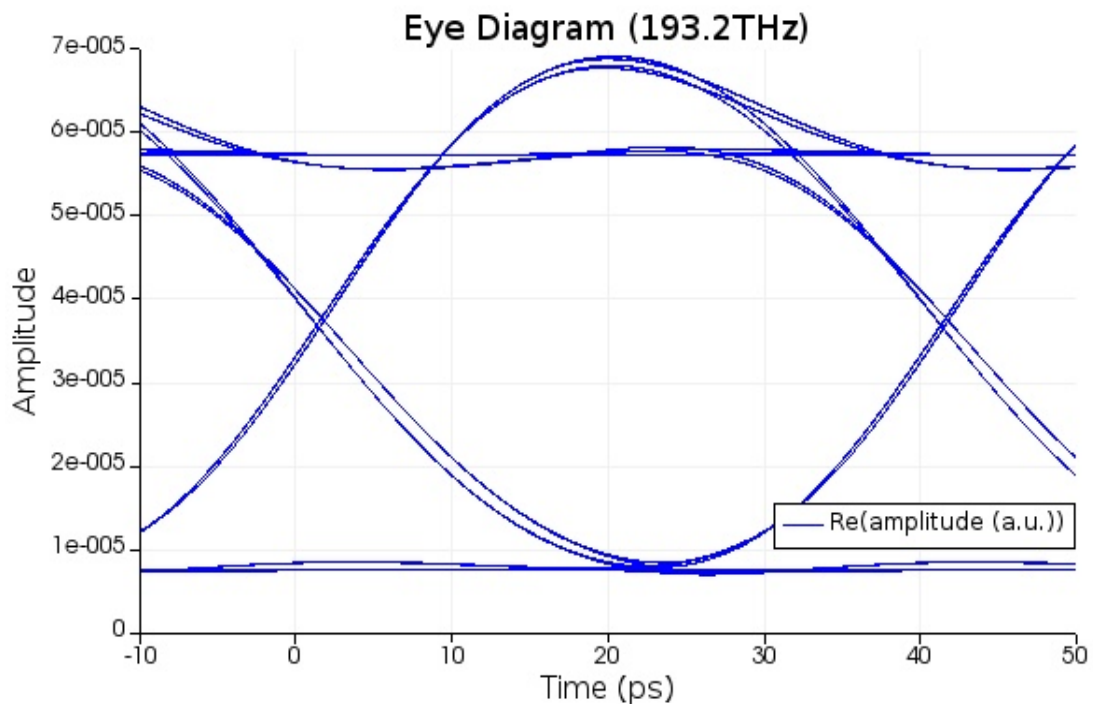
Εικόνα 4.12: Η λήψη του καναλιού των 193.2THz

Παρατηρούμε δηλαδή ότι από την drop θύρα παίρνουμε το κανάλι που επιθυμούμε με λίγες απώλειες, ενώ παράλληλα το ανεπιθύμητο κανάλι των 193.4THz καταστέλλεται, εμφανίζει δηλαδή η δομή suppression της τάξεως των 15dB του ανεπιθύμητου καναλιού. Παράλληλα, η δομή COMPOUND_2, που είναι συντονισμένη στο δεύτερο κανάλι, ικανοποιεί και αυτή τον σκοπό της, καθώς γίνεται suppression 15dB του ανεπιθύμητου καναλιού, ενώ το κανάλι των 193.4THz λαμβάνεται ατόφιο με μικρές απώλειες και με φασματικό αποτύπωμα αρκετά παρόμοιο του αρχικού καναλιού.

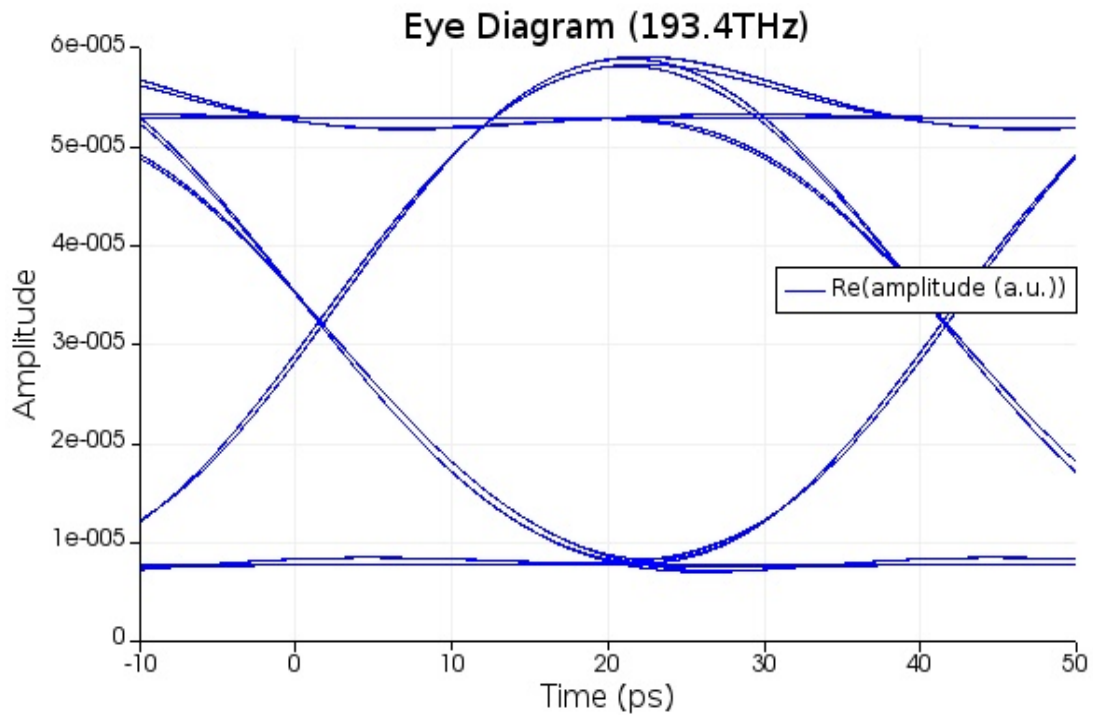


Εικόνα 4.13: Η λήψη του καναλιού των 193.4THz

Τώρα μένει να δούμε πόσο ποιοτικό είναι το σήμα των επιλεγμένων καναλιών. Σε αυτό θα μας βοηθήσουν τα EYE_1 και EYE_2, δηλαδή τα eye diagram. Χρησιμοποιώντας ως reference το αρχικό κανάλι για κάθε receiver, συνδέουμε την drop έξοδο κάθε compound δομής με τον σωστό receiver και βλέπουμε την ποιότητα του σήματος:



Εικόνα 4.14: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.2THz

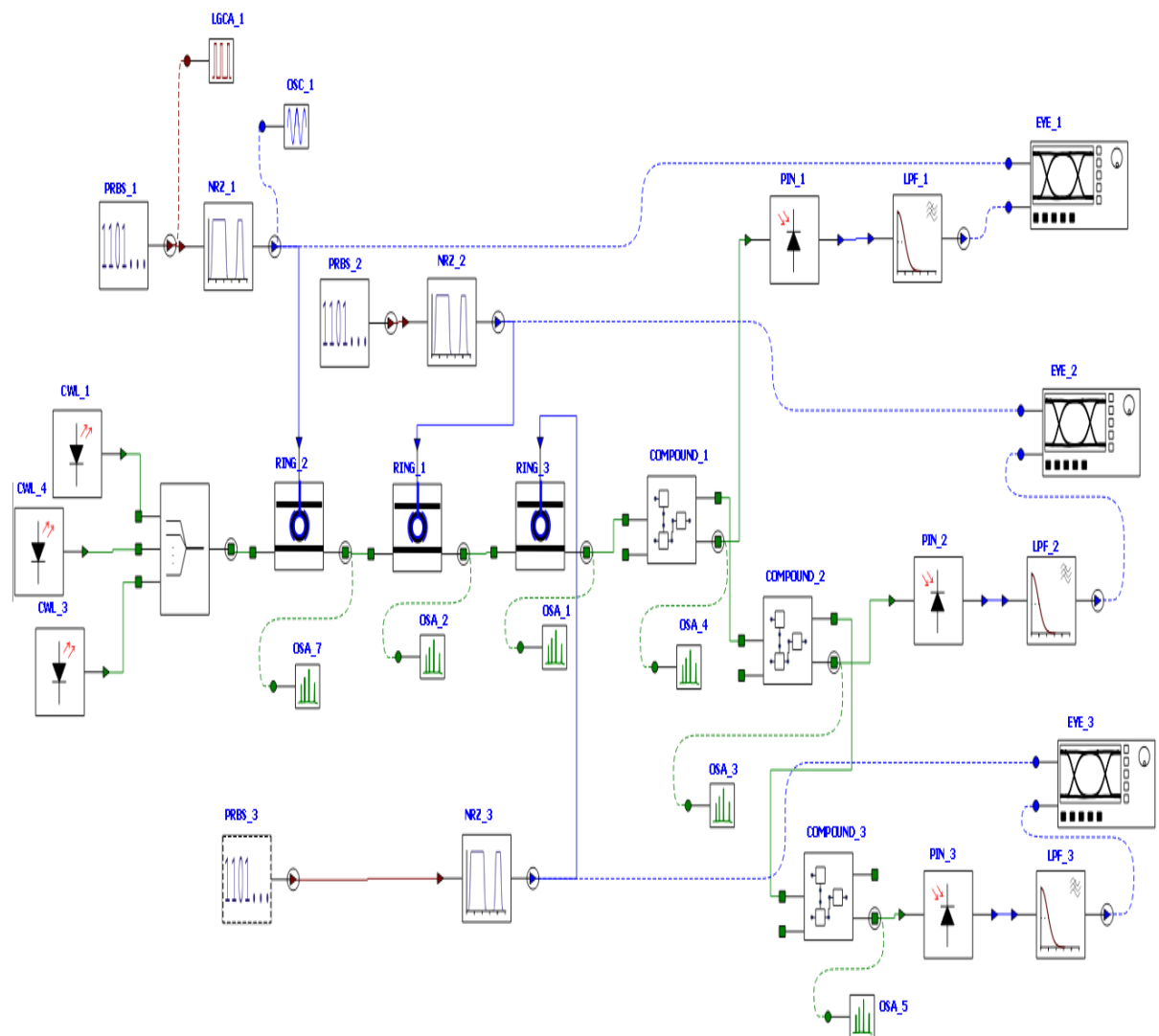


Εικόνα 4.15: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.4THz

Όπως βλέπουμε και στα δύο κανάλια το eye diagram είναι κοντά στο ιδανικό, παρ' όλα αυτά εμφανίζει κάποιες ατέλειες, με πιο χαρακτηριστική το overshoot που παρατηρείται στο πάνω threshold. Οι γραμμές επίσης δεν είναι όσο λεπτές όσο θα έπρεπε, ενώ και το δυαδικό 0 βρίσκεται πιο πάνω από εκεί που οφείλει. Το jitter επίσης είναι μη αμελητέο. Οι παραπάνω αστοχίες οφείλονται κυρίως στις compound δομές που λόγω και των διατάξεων MZI που εμπεριέχουν, εμφανίζουν παραπάνω αντίσταση και χωρητικότητα, οπότε και απώλειες. Η μειωμένη ποιότητα στο eye-diagram όμως είναι ένα αναγκαίο κακό, καθώς θέλουμε η δομή μας να έχει προσαρμοστικότητα και να μπορεί να ανταποκριθεί στις ανάγκες πολλών διαφορετικών συστημάτων WDM.

Δεύτερη Προσομοίωση: 3 Κανάλια των $25GHz$, spacing $100GHz$

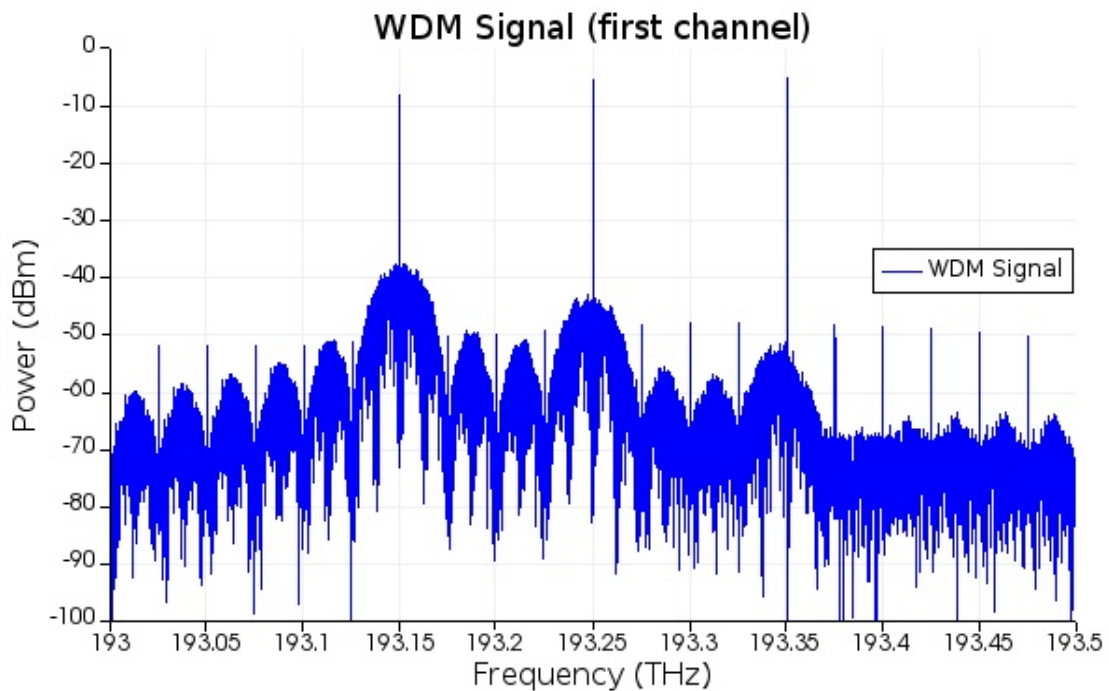
Η δομή που θα μελετήσουμε είναι η παρακάτω:



Εικόνα 4.16: Η διάταξη 3 καναλιών $25GHz$

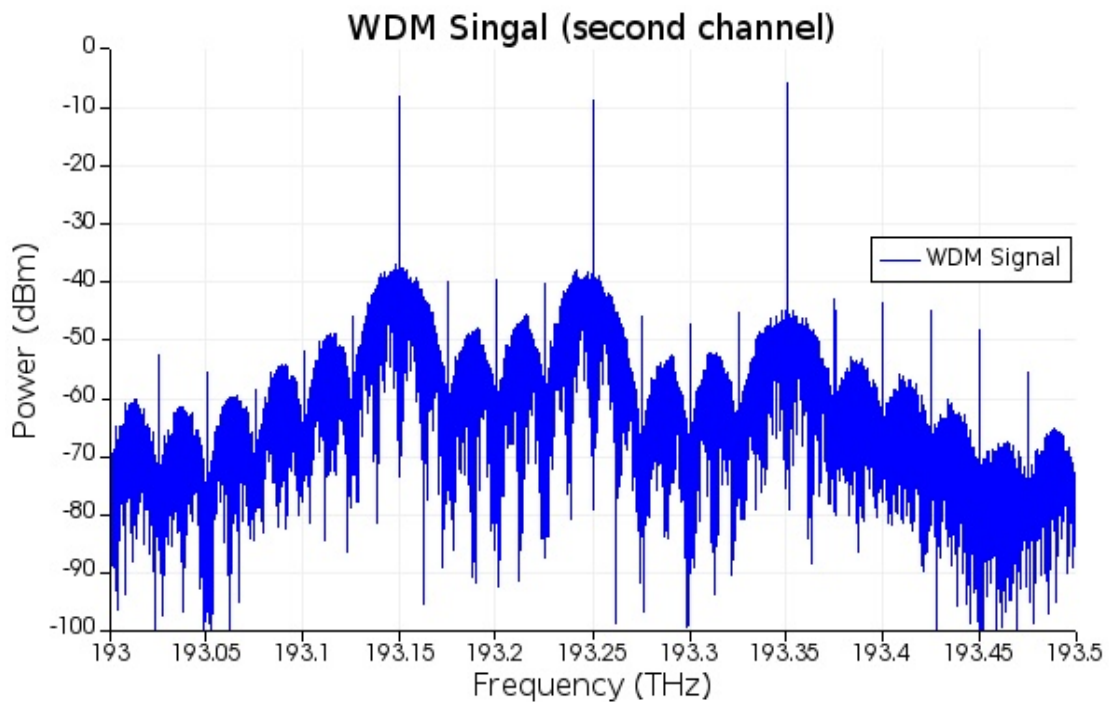
Σε αυτήν την προσομοίωση θα δημιουργήσουμε 3 κανάλια στα $193.15THz$, στα $193.25THz$ και στα $193.35THz$. Θα μειώσουμε το spacing στα $100GHz$, καθώς η χρήση spacing $200GHz$ όπως πριν θα είχε ως αποτέλεσμα τα κανάλια θα απλωθούν σε ζώνη συχνοτήτων μεγαλύτερη του FSR, και ουσιαστικά ταύτιση του 1^{ου} και του 3^{ου} καναλιού. Οι συντελεστές coupling του κάθε ring διαμορφωτή όπως πριν θα είναι 0.05 και 0.10 . Οι δομές δακτυλίων (COMPOUND_1, COMPOUND_2 και COMPOUND_3) είναι συντονισμένες στις κεντρικές συχνότητες των 3 καναλιών μας, $193.15THz$, $193.25THz$ και $193.35THz$ αντίστοιχα.

Θα σταθούμε πρώτα στην δημιουργία των καναλιών, δηλαδή στους transmitter. Θα δούμε αρχικά την δημιουργία του πρώτου καναλιού, που δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά τον πρώτο ring διαμορφωτή:



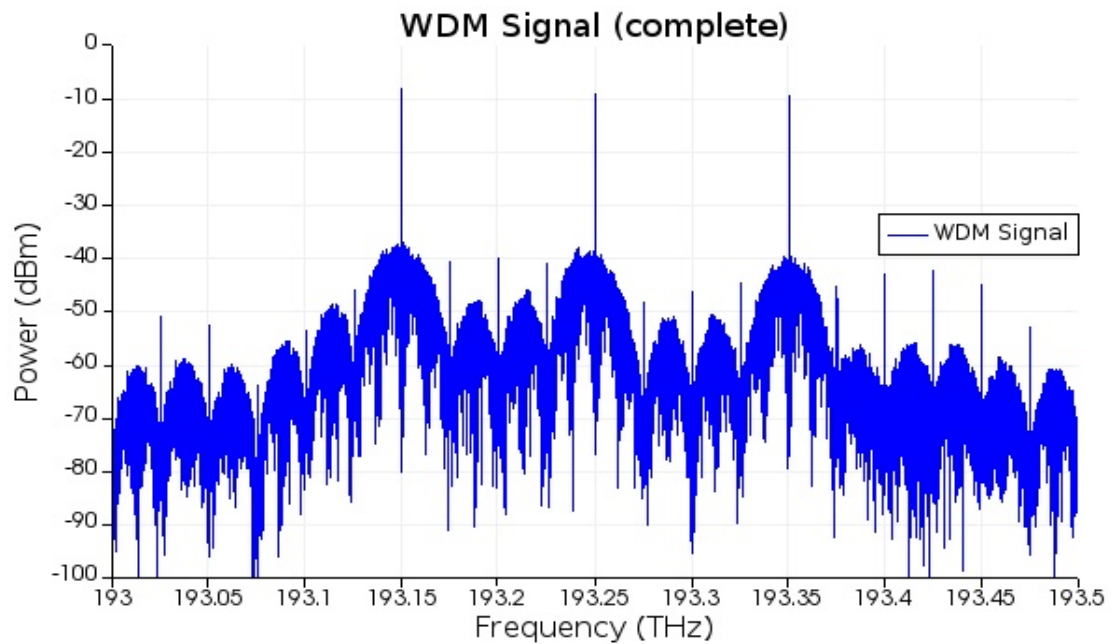
Εικόνα 4.17: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του καναλιού 193.15THz

Το WDM σήμα μετά και από την εισαγωγή του 2^{ου} καναλιού δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά από τον δεύτερο ring διαμορφωτή:



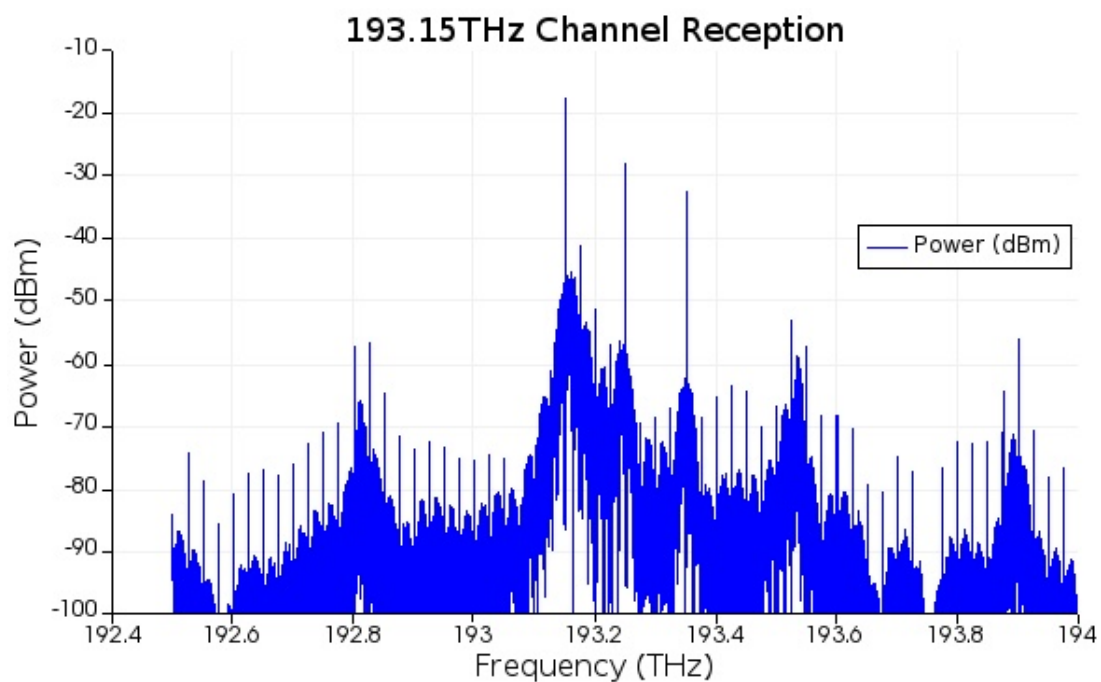
Εικόνα 4.18: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του μεσαίου καναλιού 193.25THz

Το ολοκληρωμένο όμως WDM σήμα δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά την εισαγωγή και του τελευταίου καναλιού:



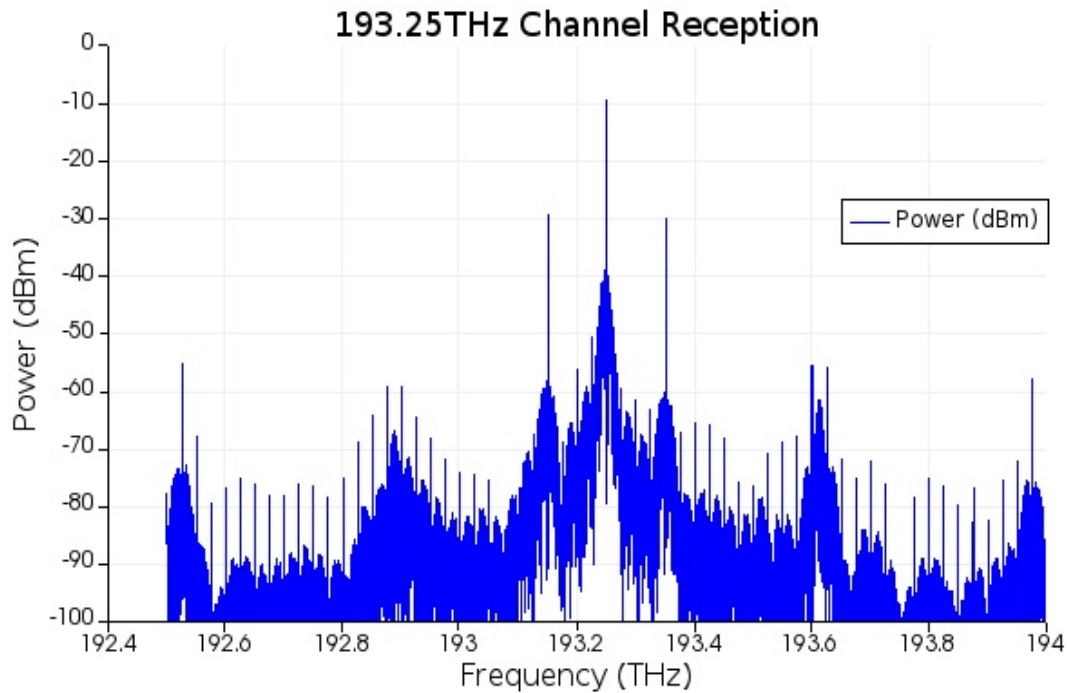
Εικόνα 4.19: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM

Το παραπάνω σήμα οδηγείται στα compound elements, που θα επιλέξουν κανάλι ανάλογα με την συχνότητα συντονισμού τους. Για παράδειγμα, το COMPOUND_1 είναι συντονισμένο στα 193.15THz , οπότε αναμένουμε στην drop έξοδο του το κανάλι των 193.15THz να είναι κυρίαρχο. Και πράγματι, με τον αναλυτή φάσματος παρατηρούμε ότι:



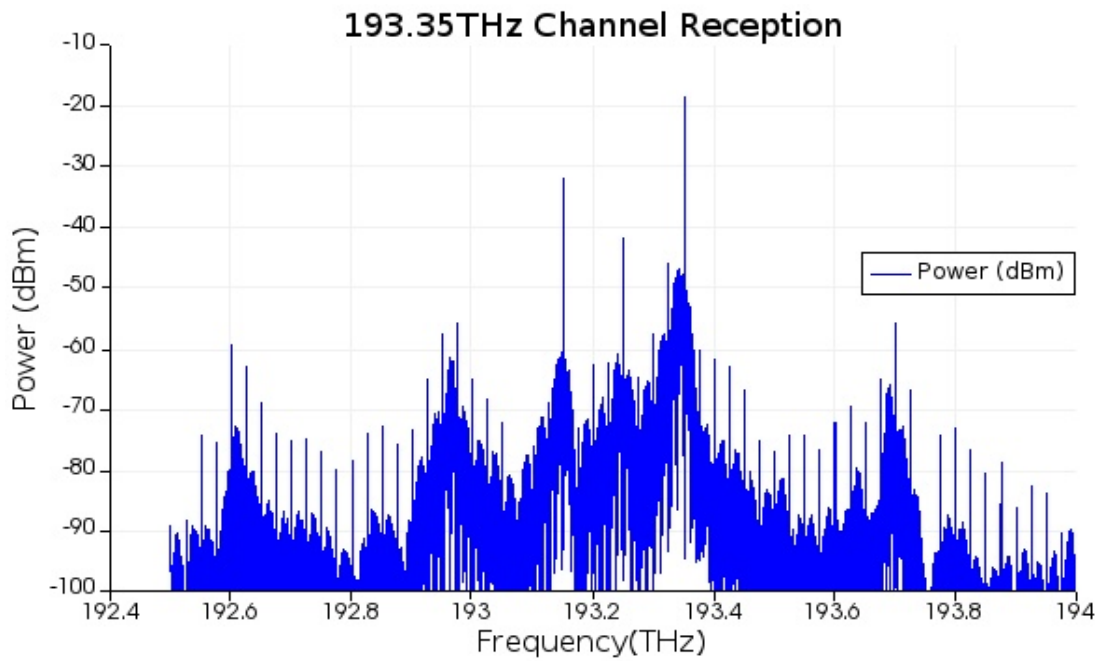
Εικόνα 4.20: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz

Παρατηρούμε δηλαδή ότι από την drop θύρα παίρνουμε το κανάλι που επιθυμούμε με λίγες απώλειες, ενώ παράλληλα τα ανεπιθύμητα κανάλια 193.25THz και 193.35THz καταστέλλονται. Το suppression τώρα είναι ελαφρώς μειωμένο, 12dB για το μεσαίο κανάλι και 17dB για το τελευταίο κανάλι. Όσον αφορά την δομή COMPOUND_2, κεντραρισμένη στα 193.25THz , βλέπουμε ότι:



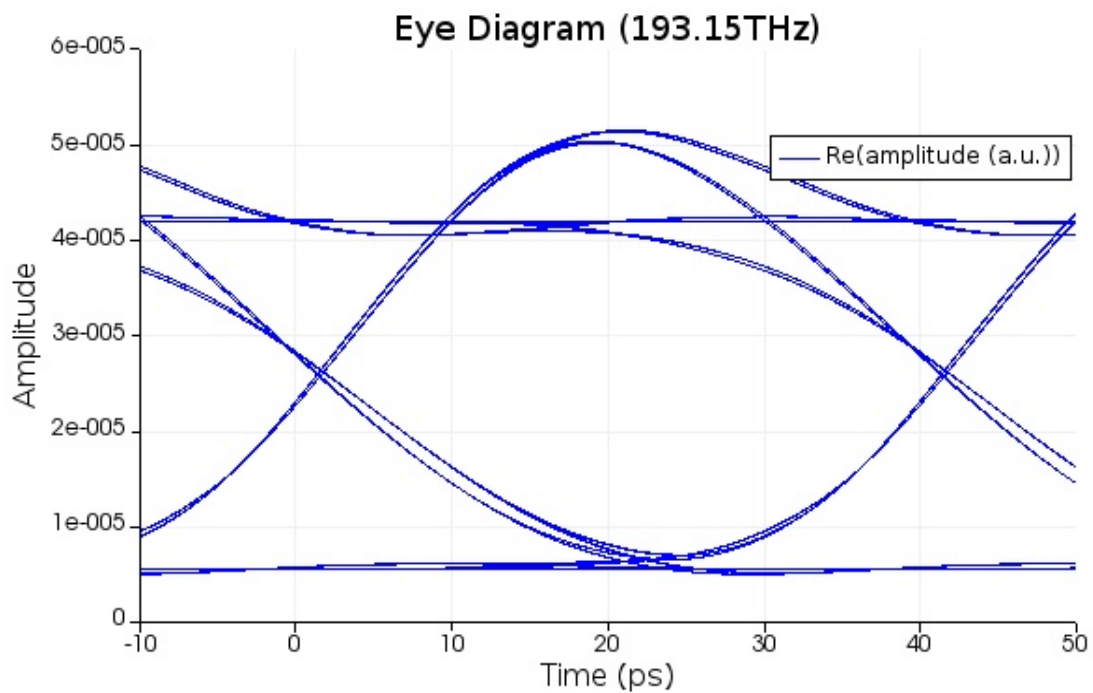
Εικόνα 4.21: Η λήψη του καναλιού των 193.25THz

Επομένως, η δομή που είναι συντονισμένη στο δεύτερο κανάλι ικανοποιεί και αυτή τον σκοπό της, καθώς γίνεται suppression περίπου 20dB των ανεπιθύμητων καναλιών και καλή λήψη του επιθυμητού καναλιού. Τέλος, το κανάλι των 193.35THz λαμβάνεται ατόφιο με μικρές απώλειες και με φασματικό αποτύπωμα αρκετά παρόμοιο του αρχικού καναλιού, με suppression 14dB των υπολοίπων καναλιών, αυξημένο σε σχέση με πριν καθώς το κανάλι αυτό λαμβάνεται τελευταίο και αφού τα άλλα 2 έχουν είδη επιλεχθεί.

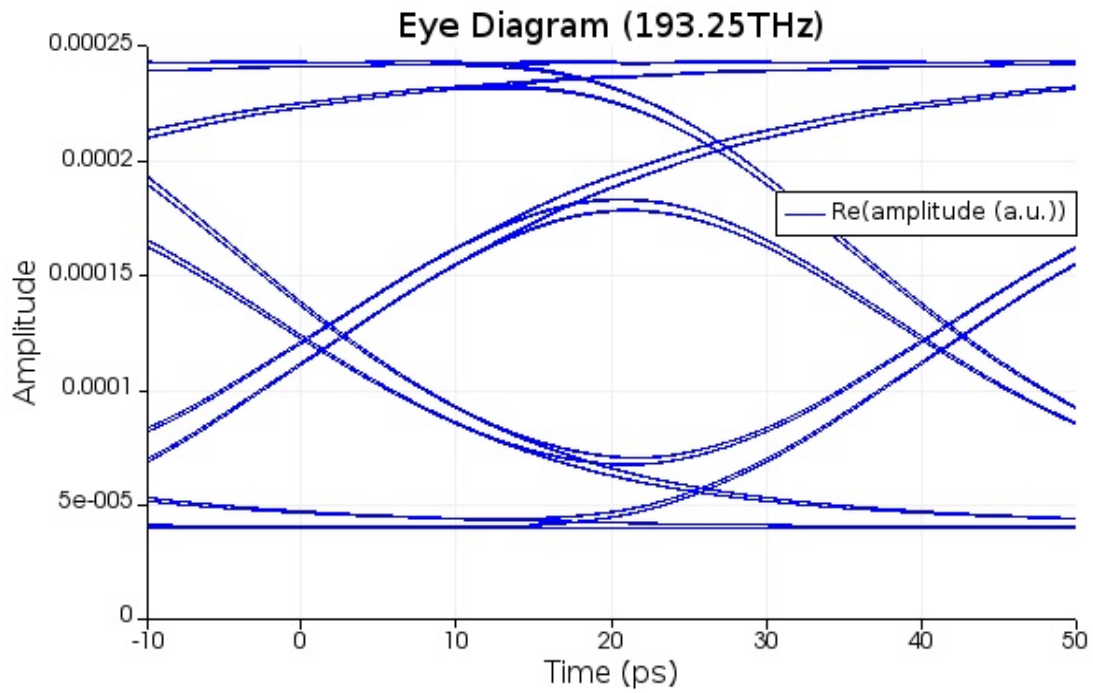


Εικόνα 4.22: Η λήψη του καναλιού των 193.35THz

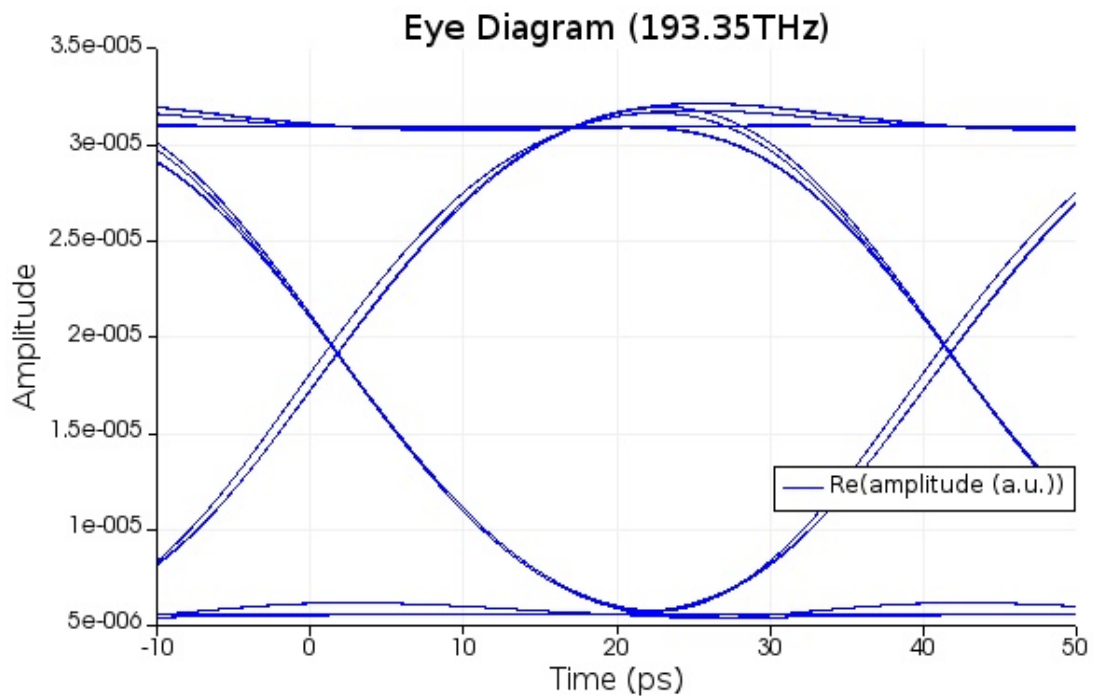
Πρέπει να αποφανθούμε τέλος για την ποιότητα του σήματος των επιλεγμένων καναλιών. Σε αυτό θα μας βοηθήσουν τα EYE_1, EYE_2 και EYE_3, δηλαδή τα eye diagram. Χρησιμοποιώντας ως reference το αρχικό κανάλι για κάθε receiver, συνδέουμε την drop έξοδο κάθε compound δομής με τον σωστό receiver και βλέπουμε την ποιότητα του σήματος:



Εικόνα 4.23: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.15THz



Εικόνα 4.24: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.25THz

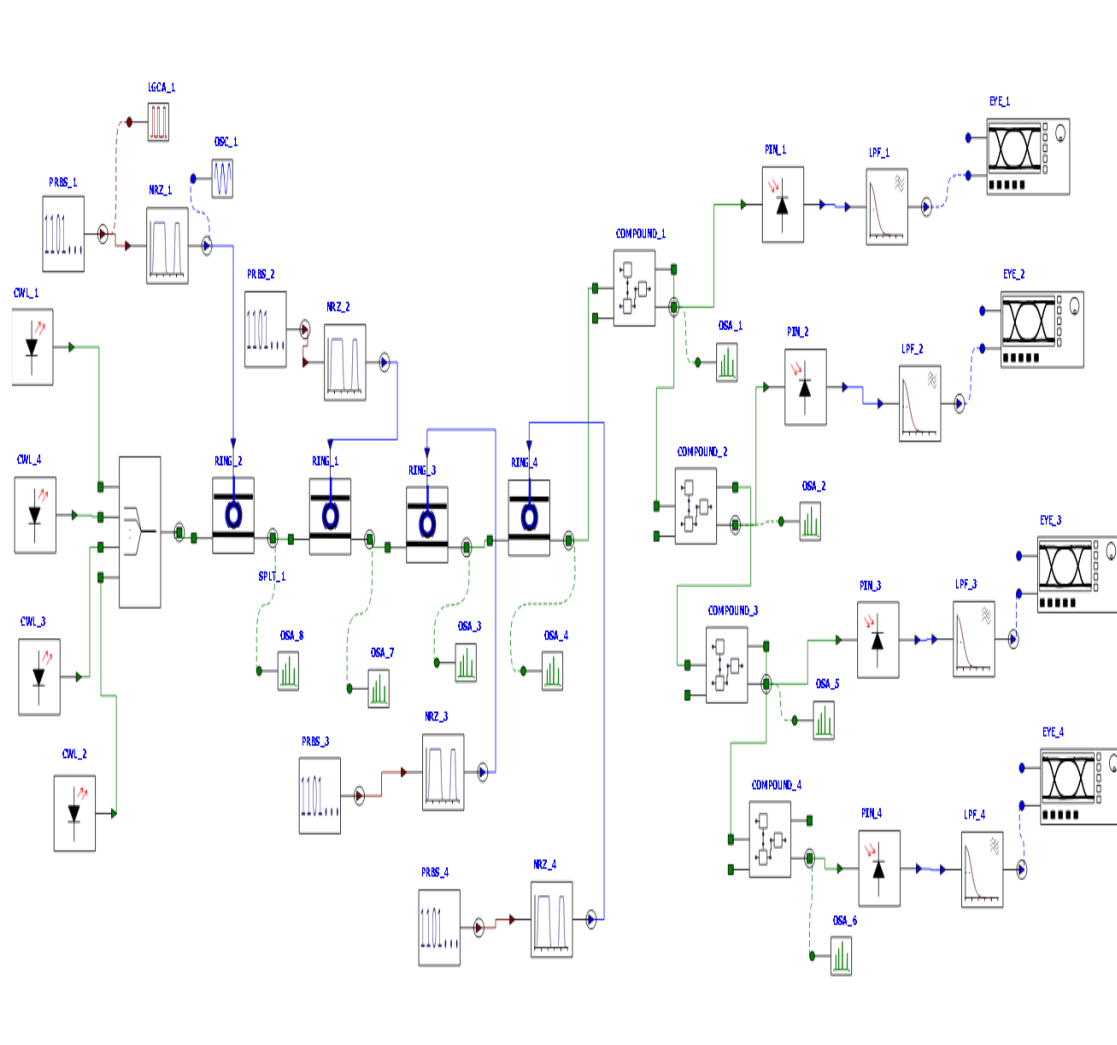


Εικόνα 4.25: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.35THz

Γενικά ισχύει ότι αναφέραμε και στην προηγούμενη ενότητα για τα eye diagram. Σε αυτήν την περίπτωση βλέπουμε επίσης μεγαλύτερη απόκλιση από το ιδανικό για τον λόγο ότι πλέον υπάρχουν 3 κανάλια και το spacing είναι μειωμένο, ενώ οι διακαναλικές παρεμβολές είναι αυξημένες. Το τελευταίο κανάλι εμφανίζει την πιο ιδανική μορφή, παρ' όλα αυτά.

Τρίτη Προσομοίωση: 4 Κανάλια των $25GHz$, μέσο spacing $100GHz$

Η τελευταία δομή που θα δούμε για κανάλια $25GHz$ είναι η παρακάτω:

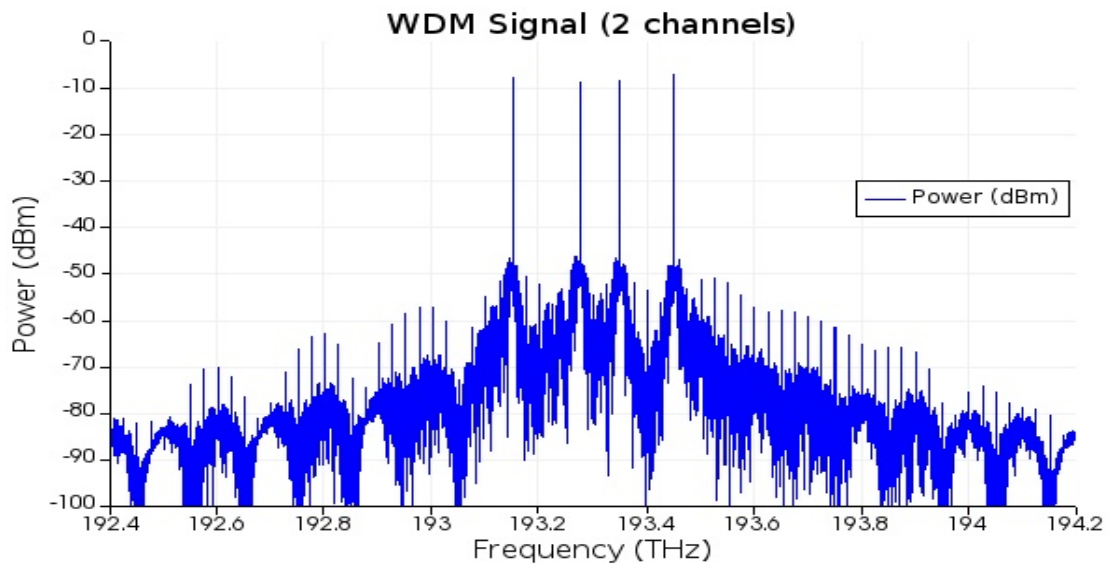


Εικόνα 4.26: Η διάταξη 4 καναλιών $25GHz$

Θα προσπαθήσουμε τώρα να δημιουργήσουμε 4 κανάλια στα $193.15THz$, $193.275THz$, $193.35THz$ και $193.45THz$. Το μέσο spacing θα παραμείνει στα $100GHz$, καθώς η χρήση μεγαλύτερου spacing θα είχε ως αποτέλεσμα τα κανάλια θα απλωθούν σε ζώνη συχνοτήτων μεγαλύτερη του FSR, και ουσιαστικά ταύτιση του πρώτου και του τελευταίου καναλιού. Αντιθέτως, η χρήση μικρότερου μέσου spacing θα είχε ως αποτέλεσμα την παρεμβολή μεταξύ καναλιών και έτσι το WDM σήμα θα ήταν μειωμένης ποιότητας. Λόγω παρεμβολών στην λήψη, μεταφέρουμε το δεύτερο κανάλι στα $193.275THz$, για να παρεμβάλλεται λιγότερο με το πρώτο κανάλι. Το spacing έτσι μεταξύ του πρώτου και του 2ου καναλιού γίνεται $125GHz$ και του δεύτερου με του τρίτου καναλιού $75GHz$. Λόγω του χαμηλού FSR, για κανάλια $25GHz$ δεν μπορούμε να δημιουργήσουμε WDM σήματα με παραπάνω από 4 κανάλια. Οι συντελεστές coupling του κάθε ring διαμορφωτή τώρα θα είναι 0.1 και

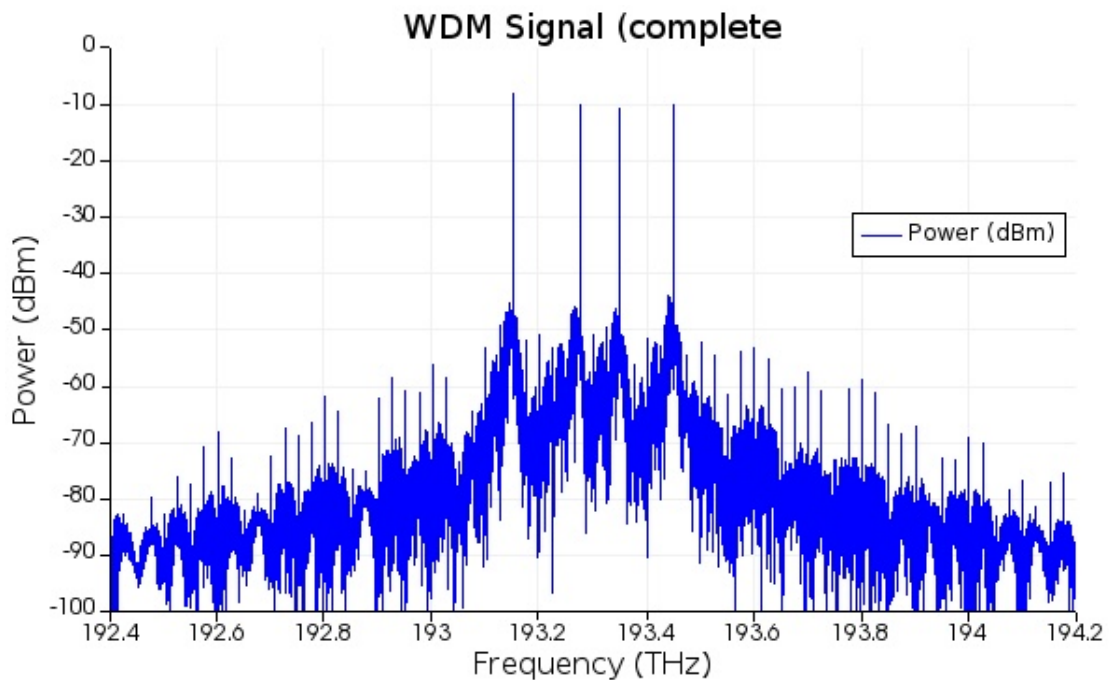
0.5. Οι δομές δακτυλίων (COMPOUND_1, COMPOUND_2, COMPOUND_3 και COMPOUND_4) είναι συντονισμένες στις κεντρικές συχνότητες των 4 καναλιών, δηλαδή στα 193.15THz , 193.275THz , 193.35THz και 193.45THz αντίστοιχα.

Έχουμε ήδη δει αρκετές φορές πως εισάγεται κάθε κανάλι ξεχωριστά στο WDM σήμα από τους transmitter, οπότε τώρα θα δούμε εν συντομία πως εισάγονται τα πρώτα 2 κανάλια και στην συνέχεια πως εισάγονται και τα τελευταία 2 κανάλια:



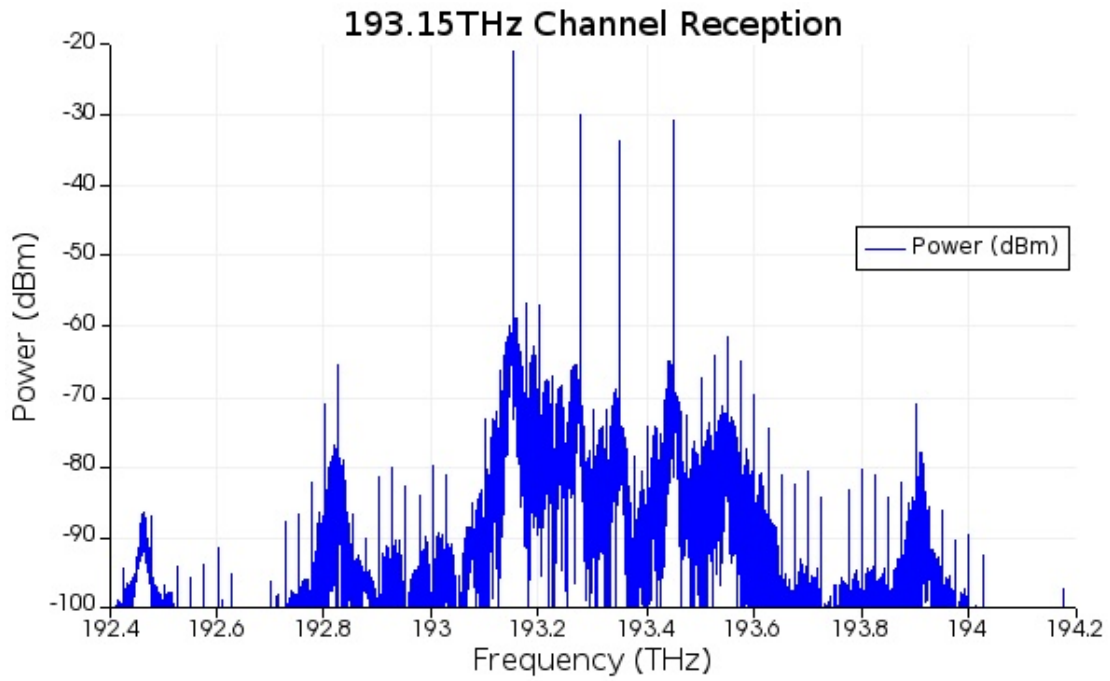
Εικόνα 4.27: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή των 2 πρώτων καναλιών

Το ολοκληρωμένο όμως WDM φαίνεται παρακάτω:

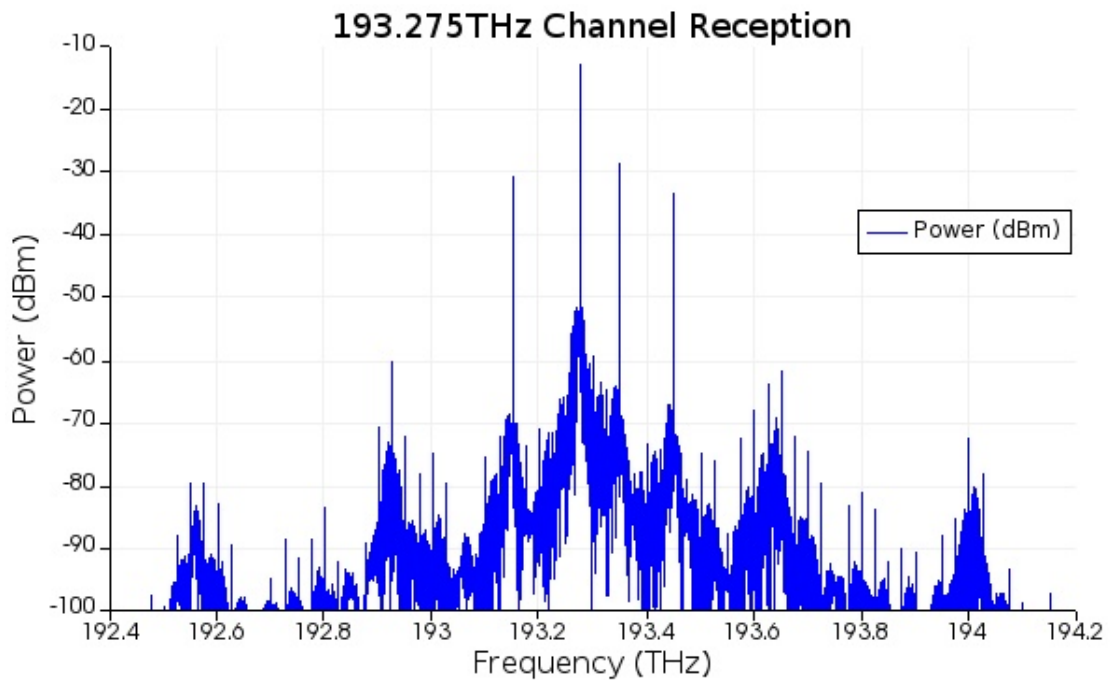


Εικόνα 4.28: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM

Το παραπάνω σήμα οδηγείται στα compound elements, που θα επιλέξουν κανάλι ανάλογα με την συχνότητα συντονισμού τους. Κάθε κανάλι αναλύεται στην compound δομή με την κατάλληλη συχνότητα συντονισμού. Βλέπουμε παρακάτω συγκεντρωτικά, με την βοήθεια των αναλυτών φάσματος, την λήψη και των τεσσάρων καναλιών:

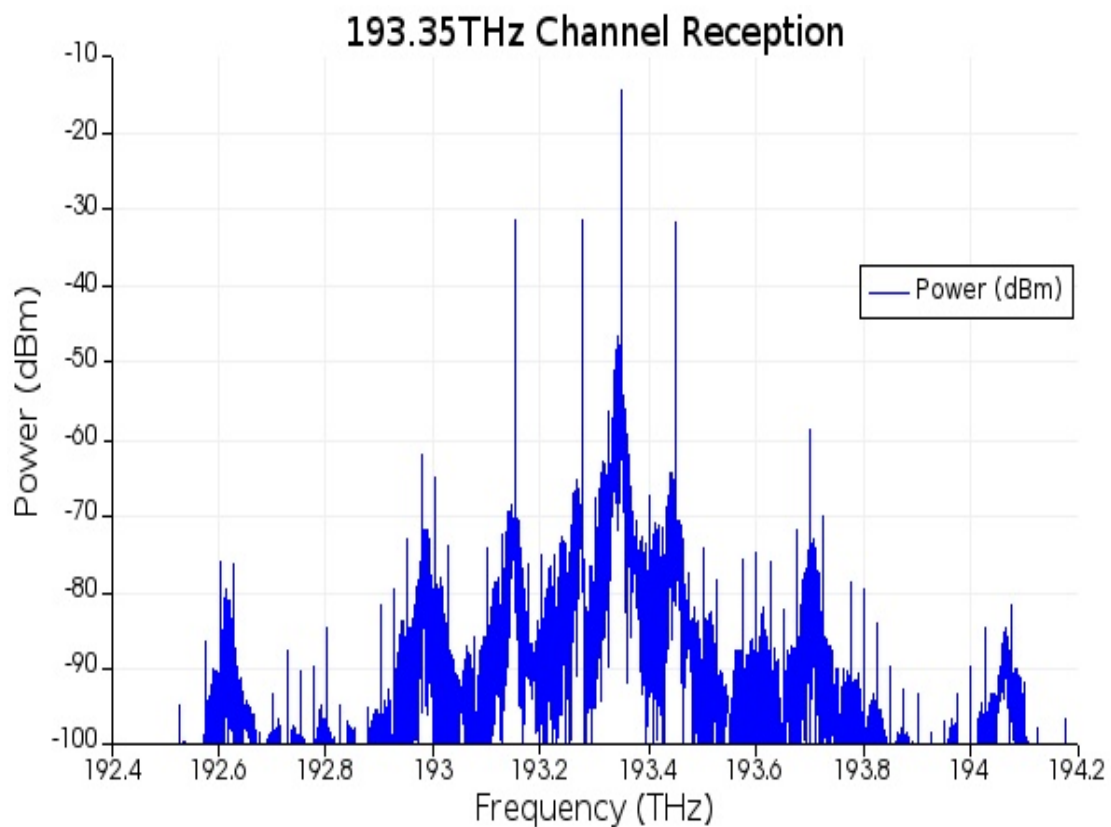


Εικόνα 4.29: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz

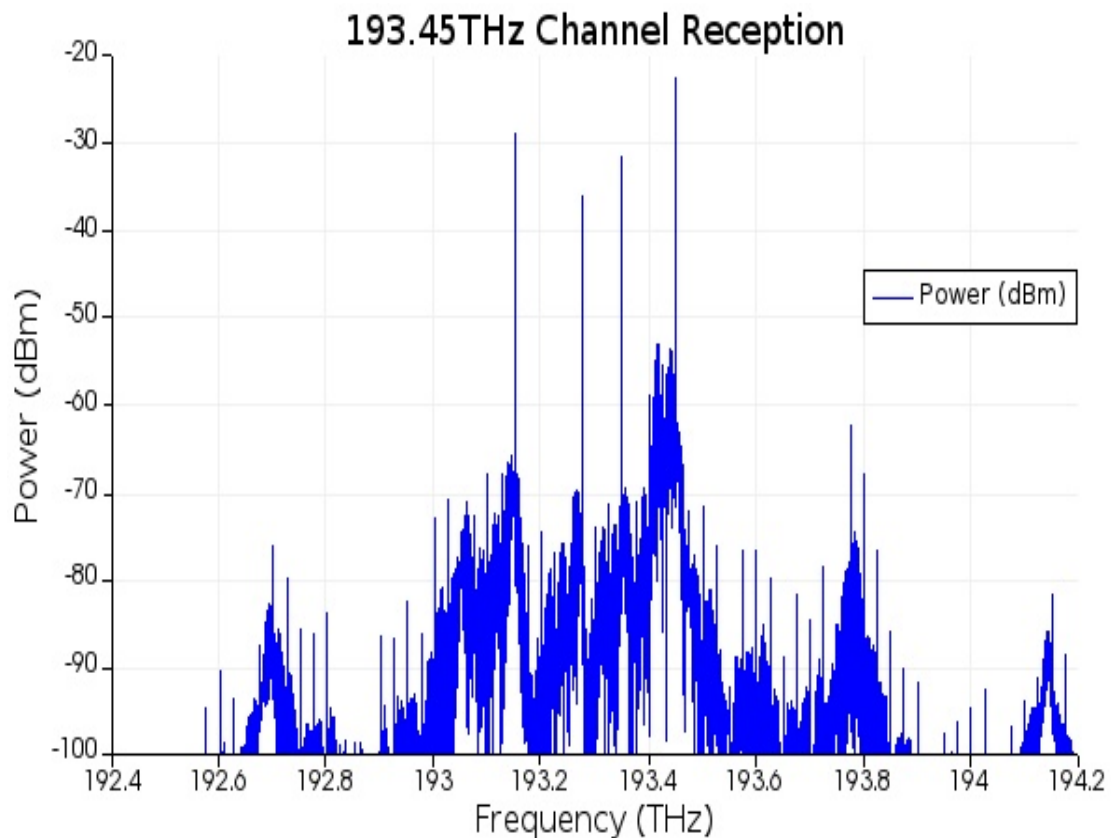


Εικόνα 4.30: Η λήψη του καναλιού των 193.275THz

Όπως αναμέναμε, όσο εισάγουμε περισσότερα κανάλια στην διάταξη, τόσο μειώνεται η ποιότητα της επιλογής των καναλιών από τις compound δομές. Γενικά, κάθε δομή επιλέγει το σωστό κανάλι, αλλά τώρα το suppression των υπολοίπων καναλιών είναι μικρότερο από το επιθυμητό. Παρατηρούμε μάλιστα ότι το πρώτο και το τέταρτο κανάλι παρεμβάλλονται πολύ το ένα στο άλλο, καθώς βρίσκονται αρκετά κοντά φασματικά, αν συνυπολογίσουμε και το μικρό FSR των compound δομών. Ο θόρυβος επίσης στα 2 αυτά κανάλια είναι ένας επιβαρυντικός παράγοντας. Συνολικά, το suppression των υπόλοιπων καναλιών στην λήψη του πρώτου καναλιού κυμαίνεται από τα $6dB$ έως τα $10dB$, στην λήψη του δεύτερου καναλιού από τα $13dB$ έως τα $18dB$, στο τρίτου καναλιού στα $20dB$ και στο τέταρτου καναλιού από τα $10dB$ έως τα $13dB$. Το μειωμένο spacing τέλος, αν και απαραίτητο ώστε να χωρέσουν όλα τα κανάλια στο WDM σήμα, είναι κάτι που μας επηρεάζει αρνητικά την ποιότητα της λήψης των καναλιών.



Εικόνα 4.31: Η λήψη του καναλιού των 193.35THz



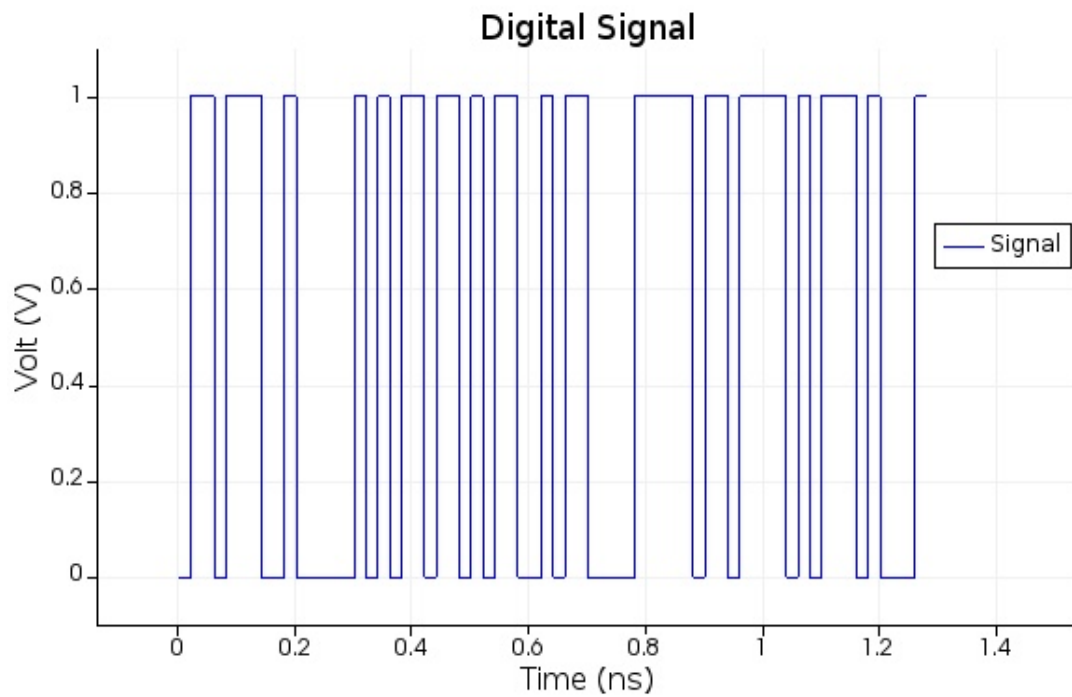
Εικόνα 4.32: Η λήψη του καναλιού των 193.45THz

Η παραπάνω διαπίστωση επιβεβαιώνεται και από τα eye diagram. Πλέον η διάκριση του "ματιού" είναι δύσκολη για τα πιο πολλά κανάλια, κάτι που υποδεικνύει ότι η ποιότητα λήψης έχει πέσει αισθητά σε σχέση με τις προηγούμενες προσομοιώσεις.

4.4.2. WDM καναλιών 50GHz

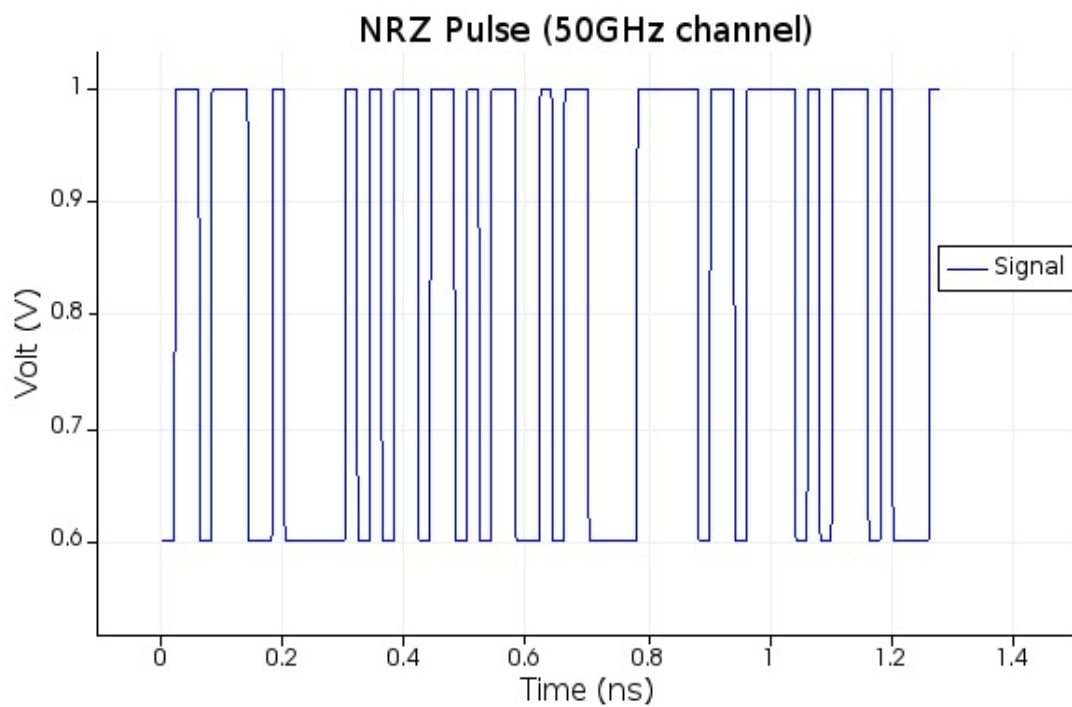
Στην συνέχεια, θα σχεδιάσουμε ένα σύστημα πολυπλεξίας WDM όπου τα κανάλια έχουν bandwidth 50GHz. Η ολοκληρωμένη δομή έχει μορφή παρόμοια με την προηγούμενη. Η μόνη αλλαγή που κάνουμε σε αυτήν την περίπτωση είναι η αλλαγή του bitrate από $2.5e + 10 \text{ bit/s}$ σε $5e + 10 \text{ bit/s}$ (δηλαδή από 25Gbit/s σε 50Gbit/s) στις ρυθμίσεις του Interconnect. Προφανώς, θα τροποποιήσουμε και τα *A* και *B* των διπλών δομών ring ώστε να είναι συντονισμένα σωστά και παράλληλα να μπορούν να ανταποκριθούν στο νέο bandwidth. Θα κάνουμε επίσης αλλαγές στα coupling coefficient των ring modulator, ώστε και αυτοί να μπορούν να ανταποκριθούν στο νέο bandwidth. Αφού το bandwidth τώρα είναι μεγαλύτερο, πρέπει και το spacing μεταξύ των καναλιών να είναι μεγαλύτερο από πριν.

Παρακάτω παραθέτουμε το ψηφιακό σήμα που παράγει η γεννήτρια PRBS στο πεδίο του χρόνου, θεωρώντας $bitrate = 50Gbit/s$, το οποίο δίνεται από τον ψηφιακό αναλυτή (LGCA).



Εικόνα 4.33: Το ψηφιακό σήμα για $bitrate$ 50Gbit/s

Ο NRZ παλμός που θα ενεργήσει ως φέρον σήμα στην διαμόρφωση του καναλιού, θεωρώντας $bitrate = 50Gbit/s$, δίνεται από τον παλμογράφο (OSC).

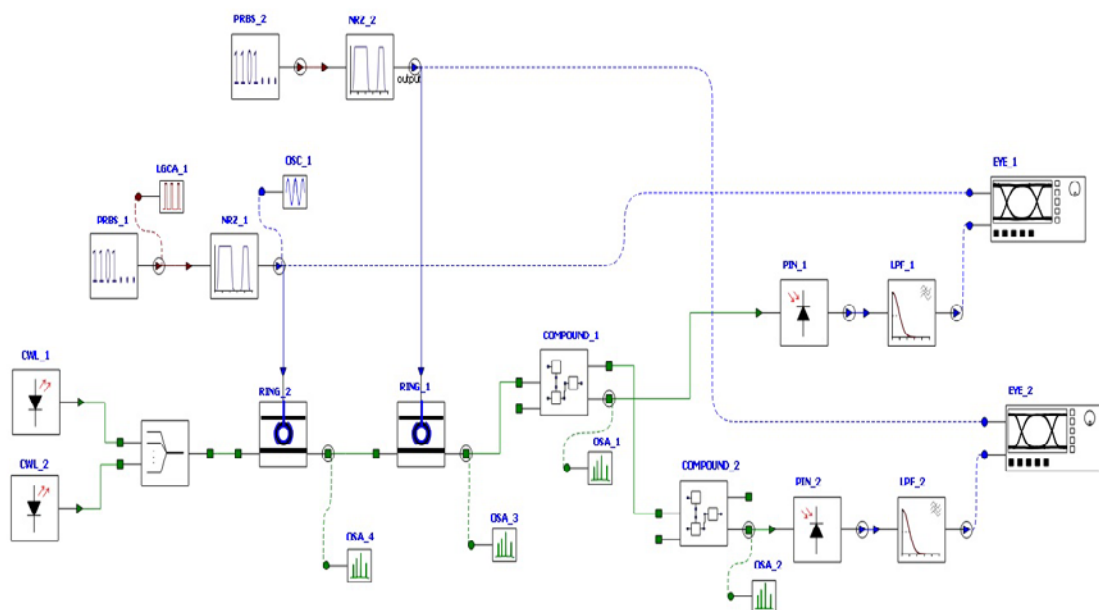


Εικόνα 4.34: Ο NRZ παλμός για $bitrate$ 50Gbit/s

Όσον αφορά τα κανάλια των $50GHz$, θα πραγματοποιήσουμε 2 προσομοιώσεις. Πρώτα, θα προσομοιώσουμε 2 κανάλια, με spacing $150GHz$ και ύστερα 3 κανάλια με spacing $100GHz$. Καθώς οι δομές μας έχουν χαμηλό FSR, δεν θα δοκιμάσουμε να προσθέσουμε περισσότερα από 3 κανάλια σε ένα σήμα για αυτό το bandwidth, καθώς τότε το spacing θα είναι τόσο μικρό που θα οδηγήσει σε διακαναλικές παρεμβολές. Για τα κανάλια των $50GHz$, η συχνότητα αποκοπής των βαθυπερατών φίλτρων των receiver είναι τα $32GHz$.

Πρώτη Προσομοίωση: 2 Κανάλια των $50GHz$, spacing $150GHz$

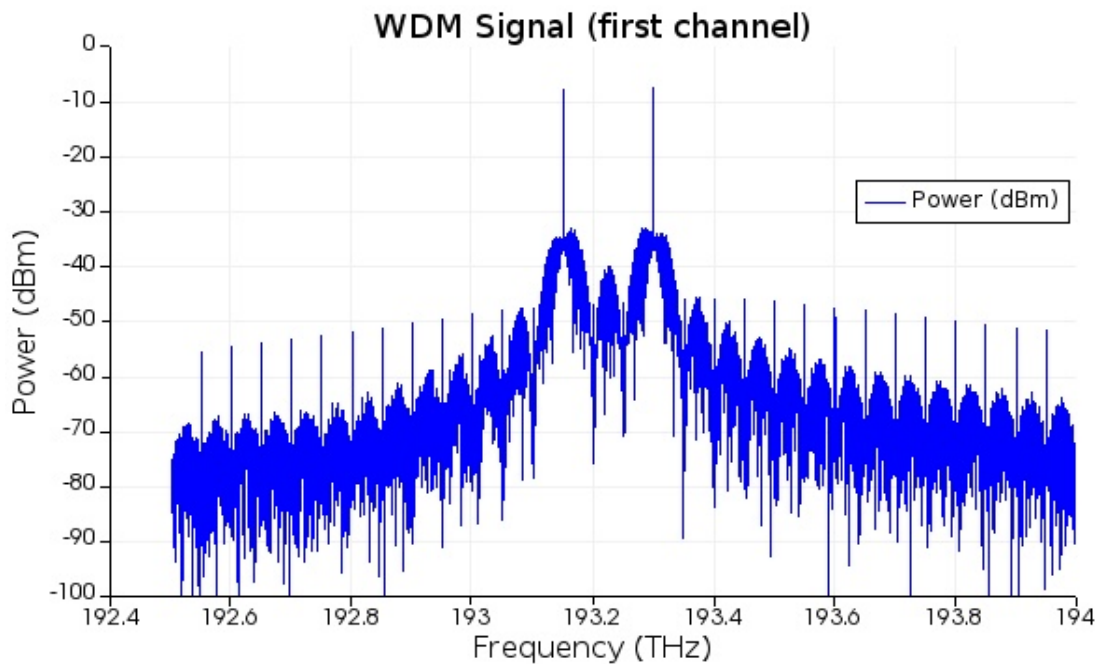
Η πρώτη δομή που θα δούμε για κανάλια $50GHz$ είναι η παρακάτω:



Εικόνα 4.35: Η διάταξη 2 καναλιών $50GHz$

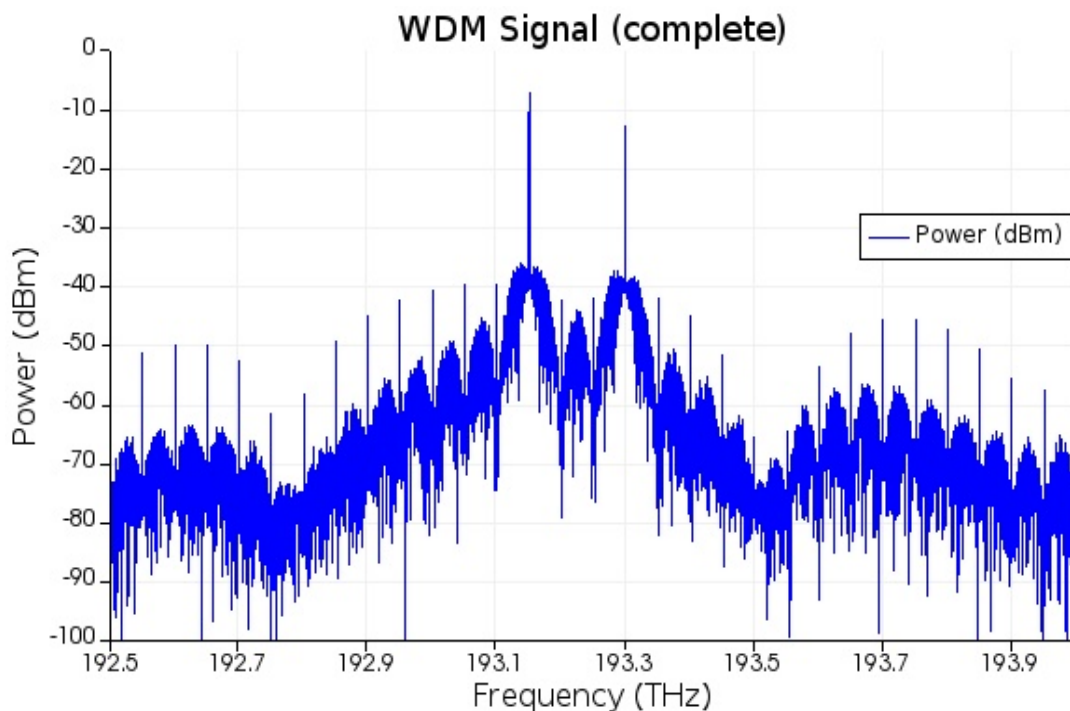
Θα δημιουργήσουμε 2 κανάλια στα $193.15THz$ και στα $193.3THz$. Το spacing θα είναι στα $150GHz$, αν και θα μπορούσαμε να είχαμε ικανοποιητικά αποτελέσματα με ακόμα μικρότερο spacing (μέχρι $100GHz$). Οι συντελεστές coupling του κάθε ring διαμορφωτή τώρα θα είναι 0.30 και 0.30 , καθώς η χρήση των προηγούμενων συντελεστών coupling θα μας δημιουργούσε προβλήματα σε συνδυασμό με το αυξημένο bandwidth. Οι δομές δακτυλίων (COMPOUND_1 και COMPOUND_2) είναι συντονισμένες στις κεντρικές συχνότητες των 2 καναλιών μας, $193.15THz$ και $193.3THz$ αντίστοιχα.

Θα σταθούμε πρώτα στην δημιουργία των καναλιών, δηλαδή στους transmitter. Θα δούμε αρχικά την δημιουργία του πρώτου καναλιού, που δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά τον πρώτο ring διαμορφωτή:



Εικόνα 4.36: Το σήμα WDM μετά την εισαγωγή του καναλιού 193.15THz

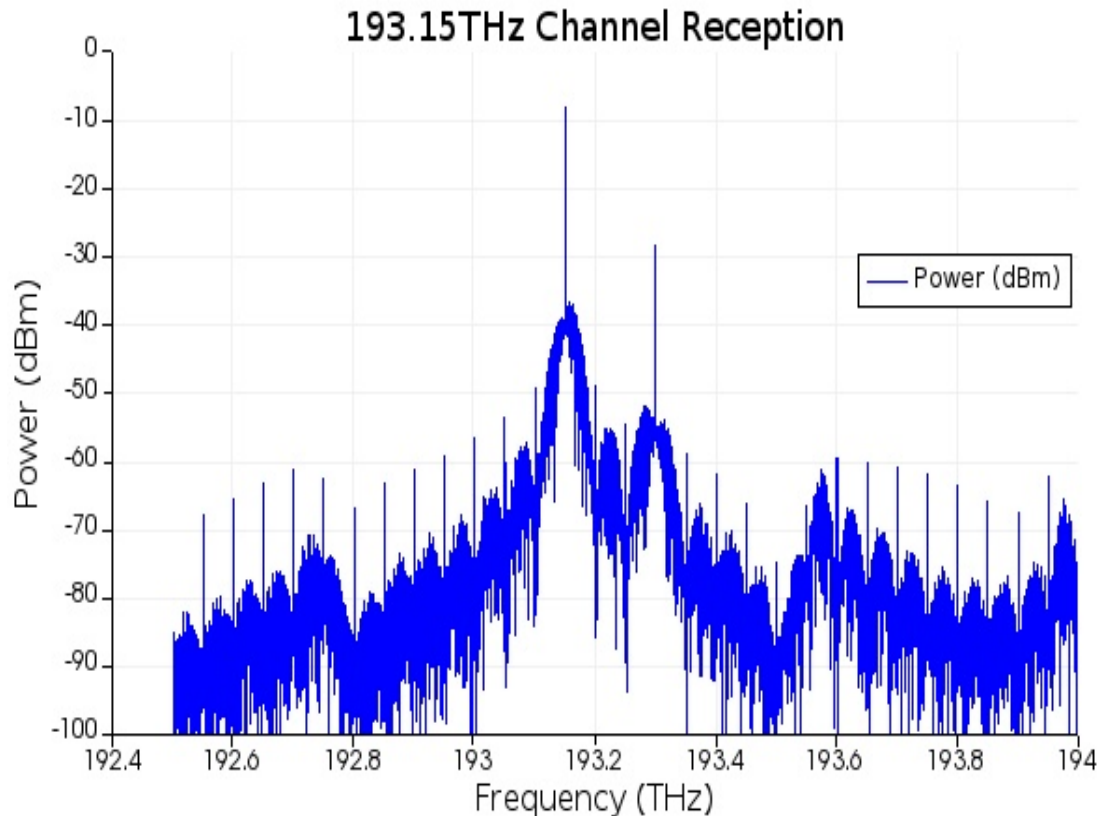
Το ολοκληρωμένο όμως WDM σήμα δίνεται από τον αναλυτή φάσματος μετά την εισαγωγή και του 2^{ου} καναλιού:



Εικόνα 4.37: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM

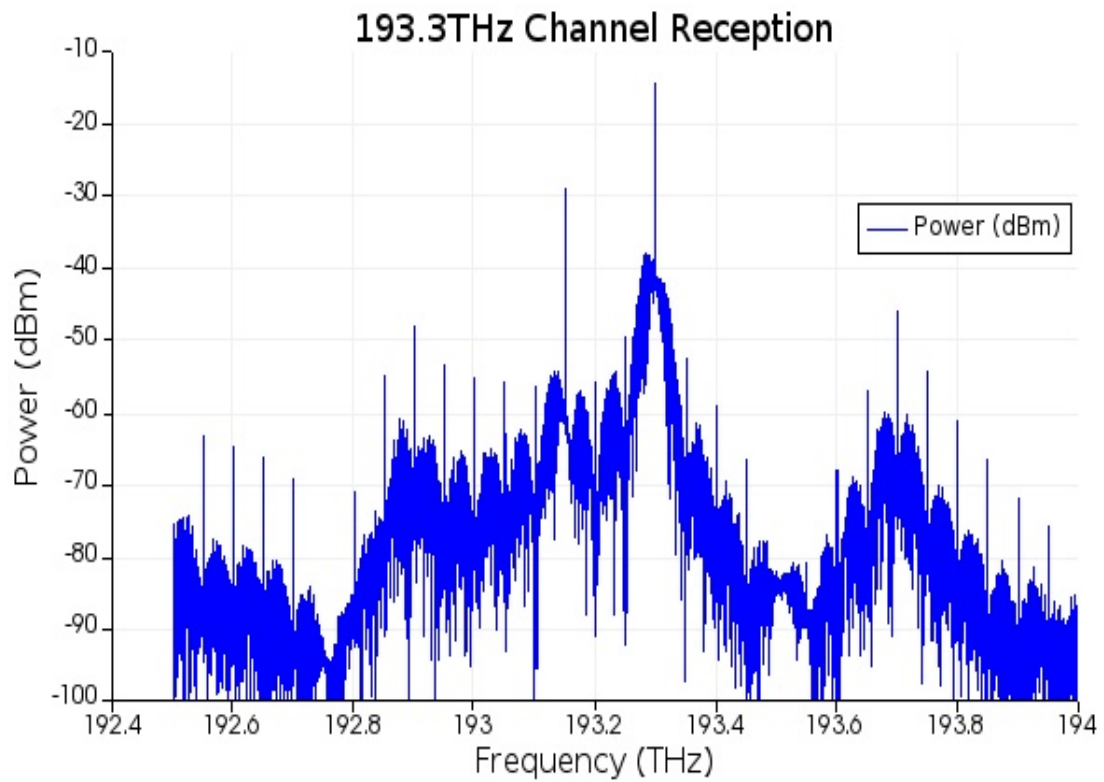
Λόγω του αυξημένου bandwidth , βλέπουμε ότι το κάθε κανάλι πλέον έχει μεγαλύτερο φασματικό αποτύπωμα σε σχέση με τις προσομοιώσεις των $25GHz$.

Παρομοίως με πριν, το WDM σήμα οδηγείται στα compound elements, που θα επιλέξουν κανάλι ανάλογα με την συχνότητα συντονισμού τους. Για παράδειγμα, το COMPOUND_1 είναι συντονισμένο στα $193.15THz$, οπότε αναμένουμε στην drop έξοδο του το κανάλι των $193.15THz$ να είναι κυρίαρχο. Και πράγματι, με τον αναλυτή φάσματος παρατηρούμε ότι:



Εικόνα 4.38: Η λήψη του καναλιού των $193.15THz$

Παρατηρούμε δηλαδή ότι από την drop θύρα παίρνουμε το κανάλι που επιθυμούμε με λίγες απώλειες, ενώ παράλληλα το ανεπιθύμητο κανάλι των $193.3THz$ καταστέλλεται, εμφανίζει δηλαδή η δομή suppression της τάξεως των $14dB$ του ανεπιθύμητου καναλιού. Παράλληλα, η δομή COMPOUND_2, που είναι συντονισμένη στο δεύτερο κανάλι, επιτελεί και αυτή τον σκοπό της, καθώς γίνεται suppression $20dB$ του ανεπιθύμητου καναλιού, ενώ το κανάλι των $193.3THz$ λαμβάνεται με θόρυβο, αλλά μικρές απώλειες και με φασματικό αποτύπωμα αρκετά παρόμοιο του αρχικού καναλιού.

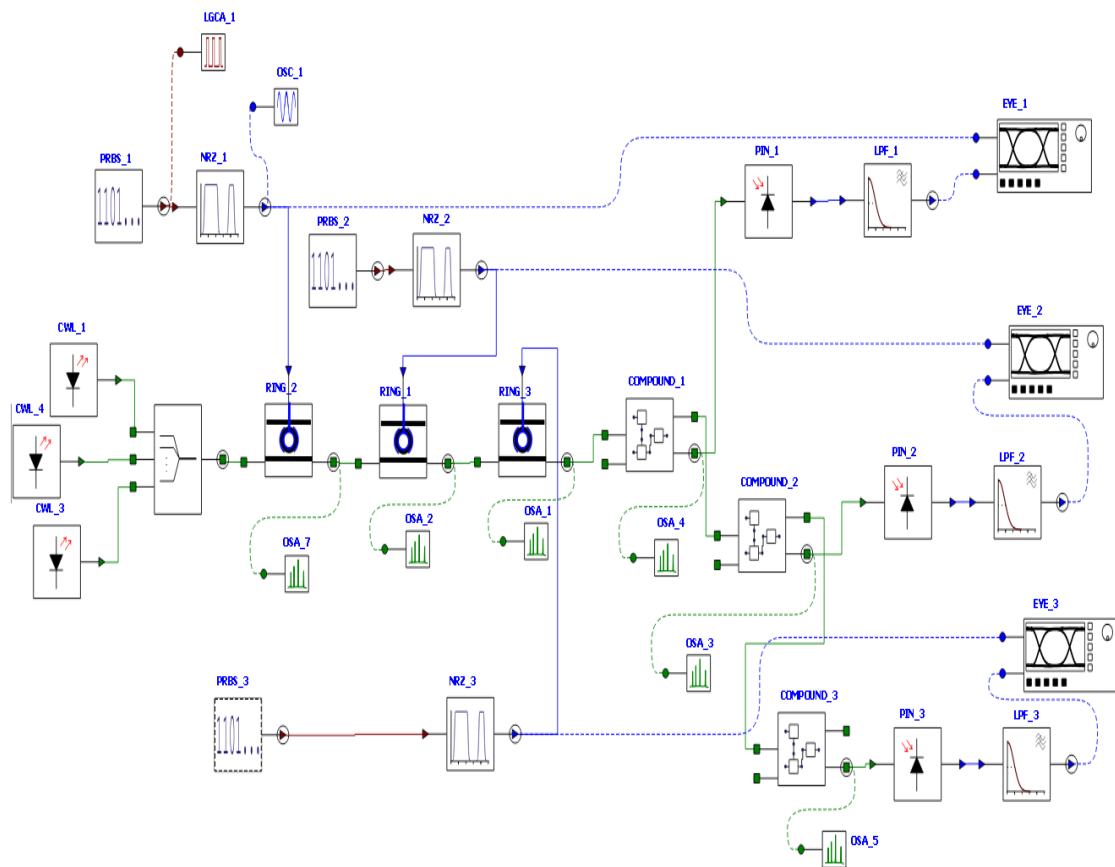


Εικόνα 4.39: Η λήψη του καναλιού των 193.3THz

Όσο το spacing διατηρείται σε υψηλά επίπεδα, παρατηρούμε ότι η λήψη των καναλιών είναι το ίδιο αποτελεσματική με πριν, παρά το αυξημένο bandwidth.

Δεύτερη Προσομοίωση: 3 Κανάλια των 50GHz, spacing 100GHz

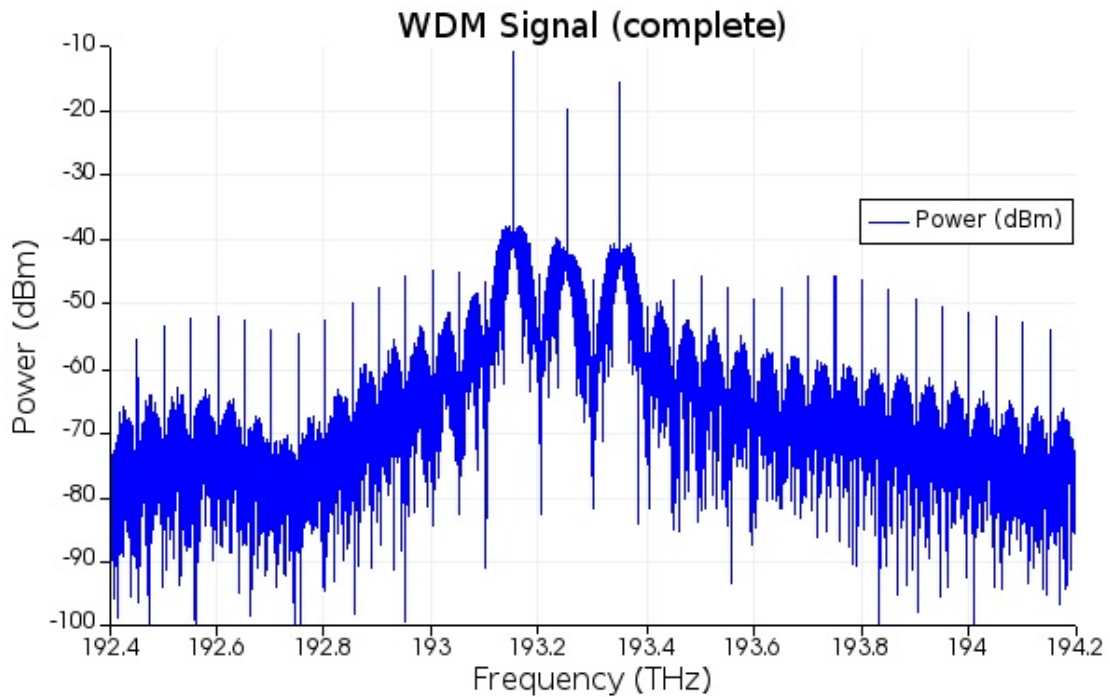
Η δομή που θα μελετήσουμε είναι η παρακάτω:



Εικόνα 4.40: Η διάταξη 3 καναλιών 50GHz

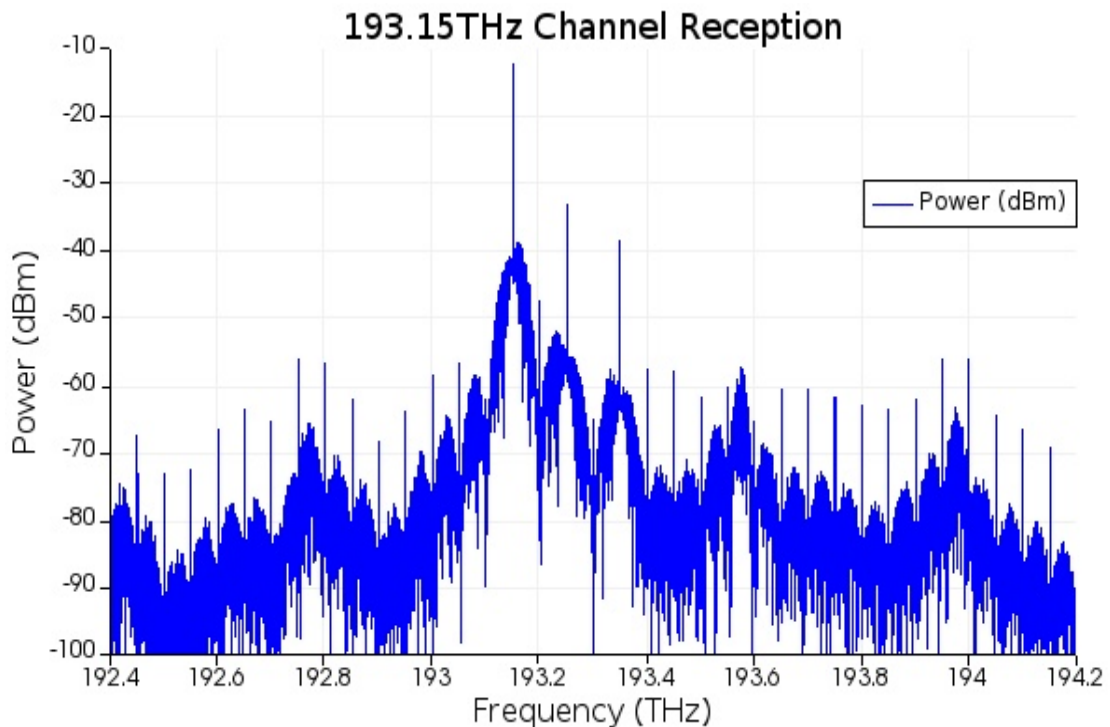
Θα ακολουθήσουμε ακριβώς την ίδια λογική με αυτήν που ακολουθήσαμε στην προσομοίωση των 3 καναλιών 25GHz. Θα δημιουργήσουμε 3 κανάλια στα 193.15THz, στα 193.25THz και στα 193.35THz. Το spacing μειώνεται στα 100GHz, ούτως ώστε να μην έχουμε μεγάλες παρεμβολές μεταξύ του 1^{ου} και του 3^{ου} καναλιού, παρεμβολές που για spacing μεγαλύτερο των 150GHz θα ήταν αρκετά αισθητές ακόμα και στην λήψη των καναλιών. Οι συντελεστές coupling του κάθε ring διαμορφωτή όπως πριν θα είναι 0.3 και 0.3. Οι δομές δακτυλίων (COMPOUND_1, COMPOUND_2 και COMPOUND_3) είναι συντονισμένες στις κεντρικές συχνότητες των 3 καναλιών, δηλαδή στα 193.15THz, 193.25THz και 193.35THz αντίστοιχα.

Θα σταθούμε πρώτα στην δημιουργία των καναλιών, δηλαδή στους transmitter. Έχοντας δει αρκετές φορές την διαδικασία εισαγωγής των εκάστοτε καναλιών στο σήμα, παραθέτουμε απλά το ολοκληρωμένο WDM σήμα όπως εμφανίζεται μετά τους transmitter και πριν τις compound δομές:



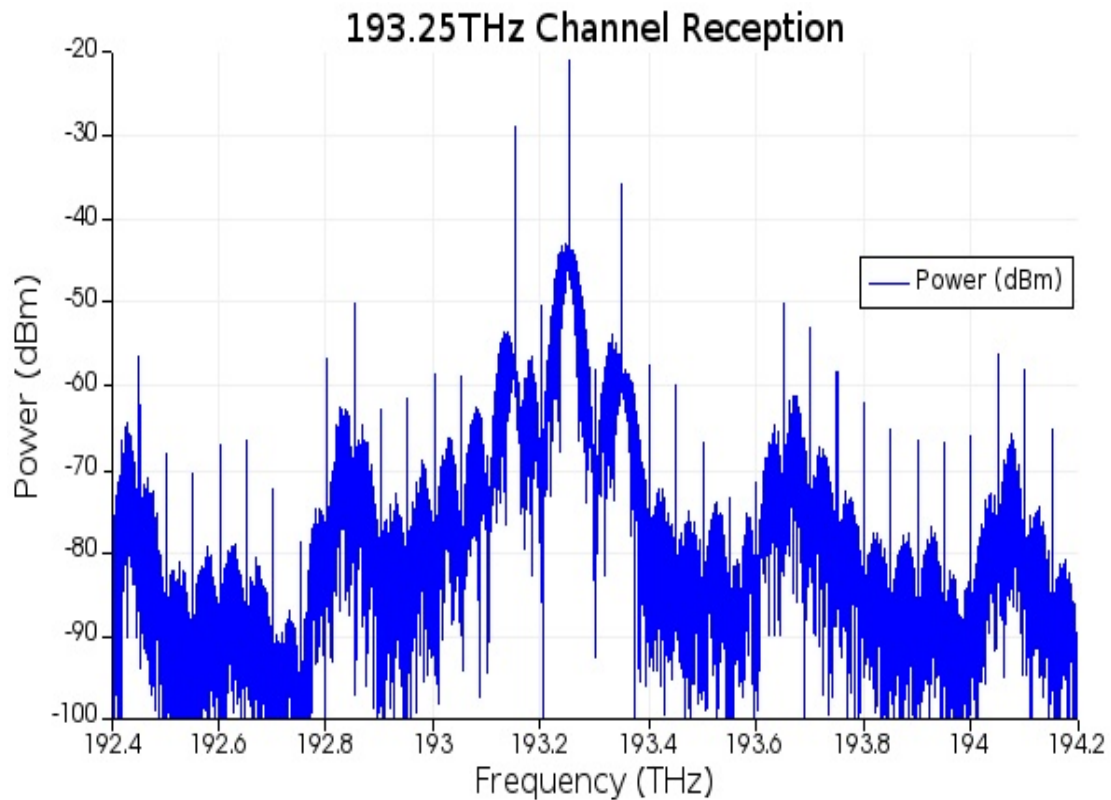
Εικόνα 4.41: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM

Η λήψη των καναλιών, παρά το αυξημένο bandwidth είναι ξανά σε ικανοποιητικό επίπεδο. Για παράδειγμα, το COMPOUND_1 είναι συντονισμένο στα 193.15THz , δηλαδή στο πρώτο κανάλι, οπότε αναμένουμε στην drop έξοδο του το κανάλι αυτό να είναι κυρίαρχο. Και πράγματι, με τον αναλυτή φάσματος παρατηρούμε ότι:



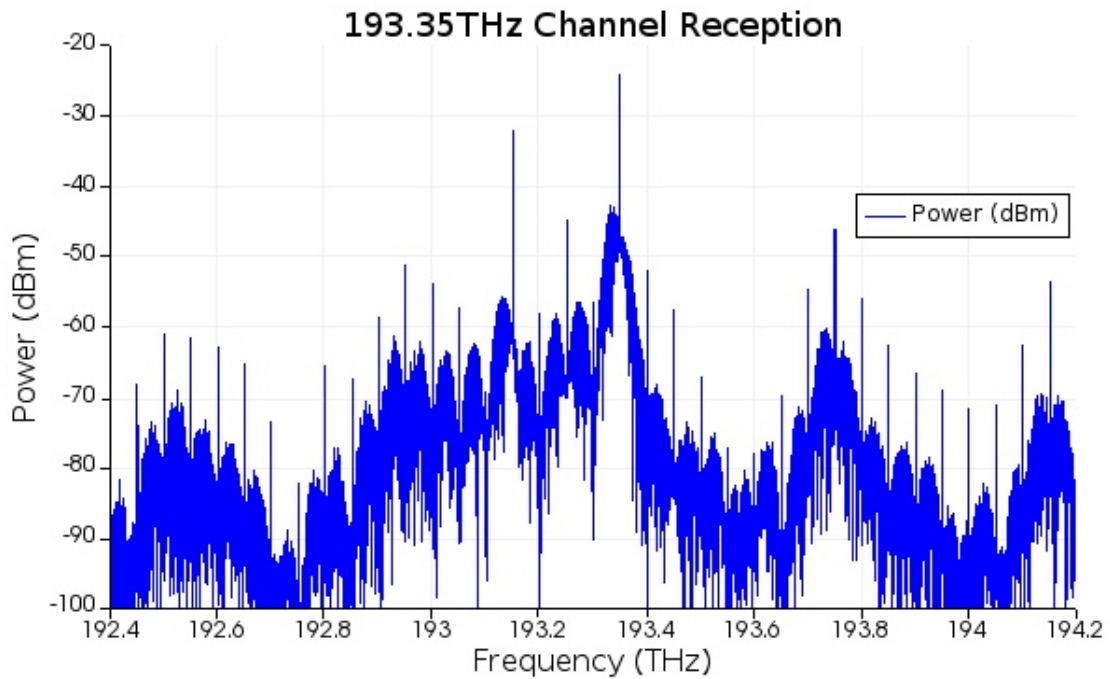
Εικόνα 4.42: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz

Παρατηρούμε δηλαδή ότι από την drop θύρα παίρνουμε το κανάλι που επιθυμούμε με λίγες απώλειες, ενώ παράλληλα τα ανεπιθύμητα κανάλια 193.25THz και 193.35THz καταστέλλονται. Το suppression τώρα είναι 15dB για το μεσαίο κανάλι και 20dB για το τελευταίο κανάλι. Όσον αφορά την δομή COMPOUND_2, συντονισμένη στο 2^ο κανάλι, βλέπουμε ότι:



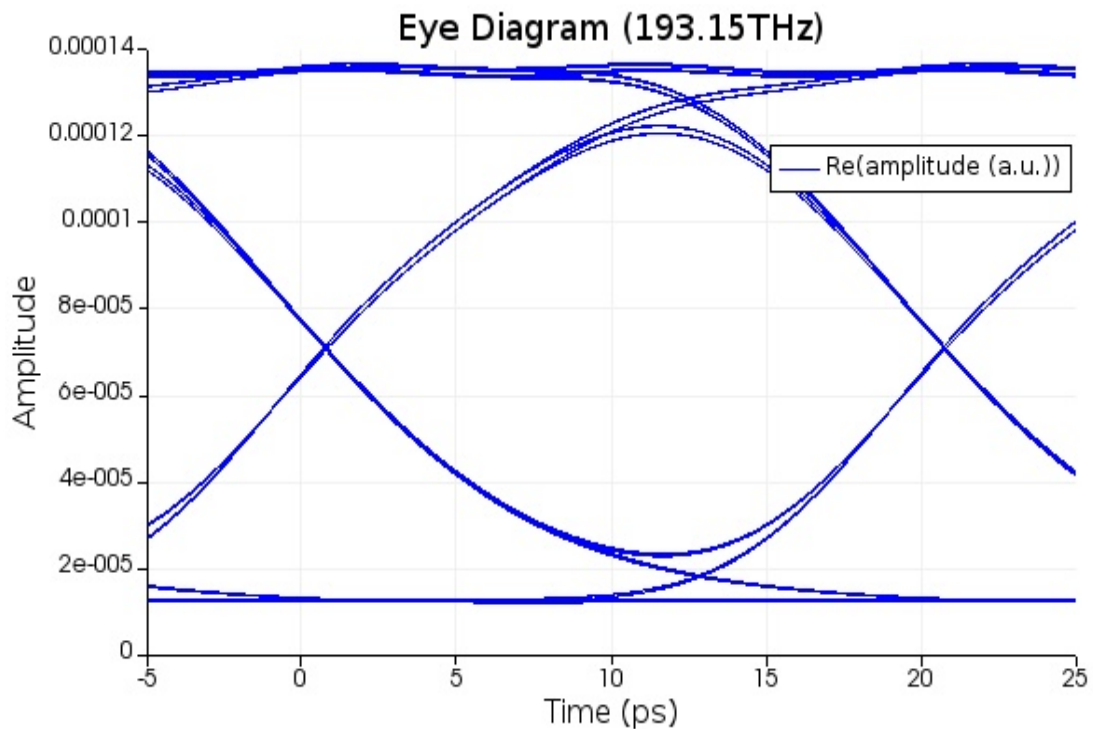
Εικόνα 4.43: Η λήψη του καναλιού των 193.25THz

Επομένως, η δομή που είναι συντονισμένη στο δεύτερο κανάλι ικανοποιεί και αυτή τον σκοπό της, καθώς γίνεται υψηλό suppression περίπου 15dB των ανεπιθύμητων καναλιών και καλή λήψη του επιθυμητού καναλιού. Η λήψη του 3^{ου} καναλιού είναι επίσης σωστή, με suppression 11dB του πρώτου και 18dB του δεύτερου καναλιού:

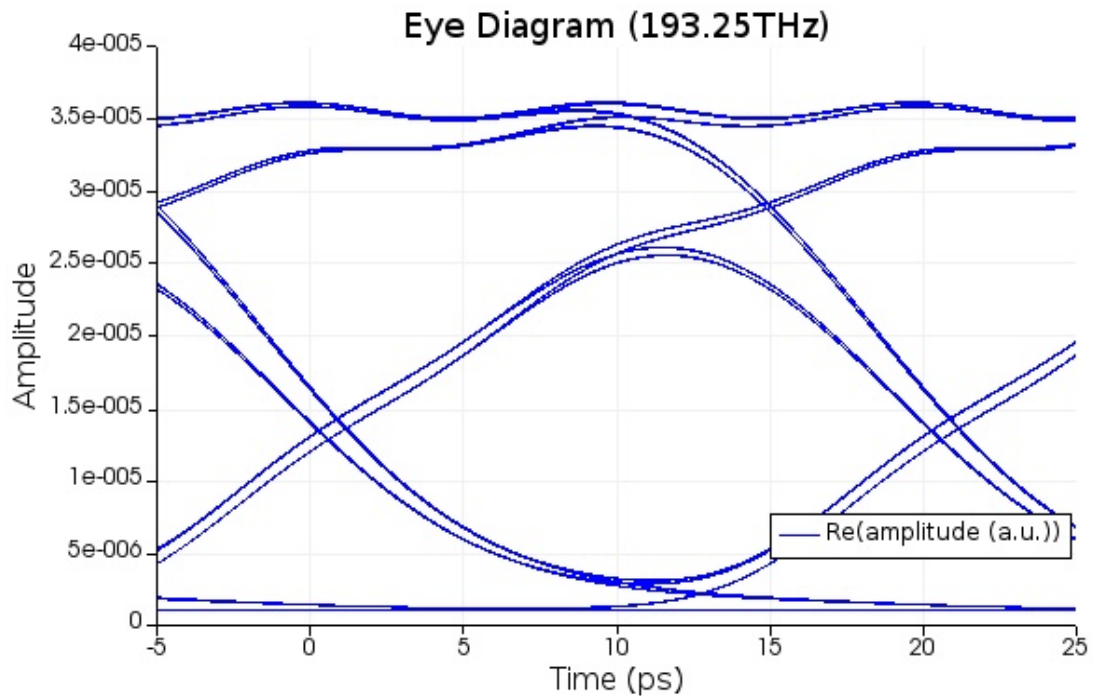


Εικόνα 4.44: Η λήψη του καναλιού των 193.35THz

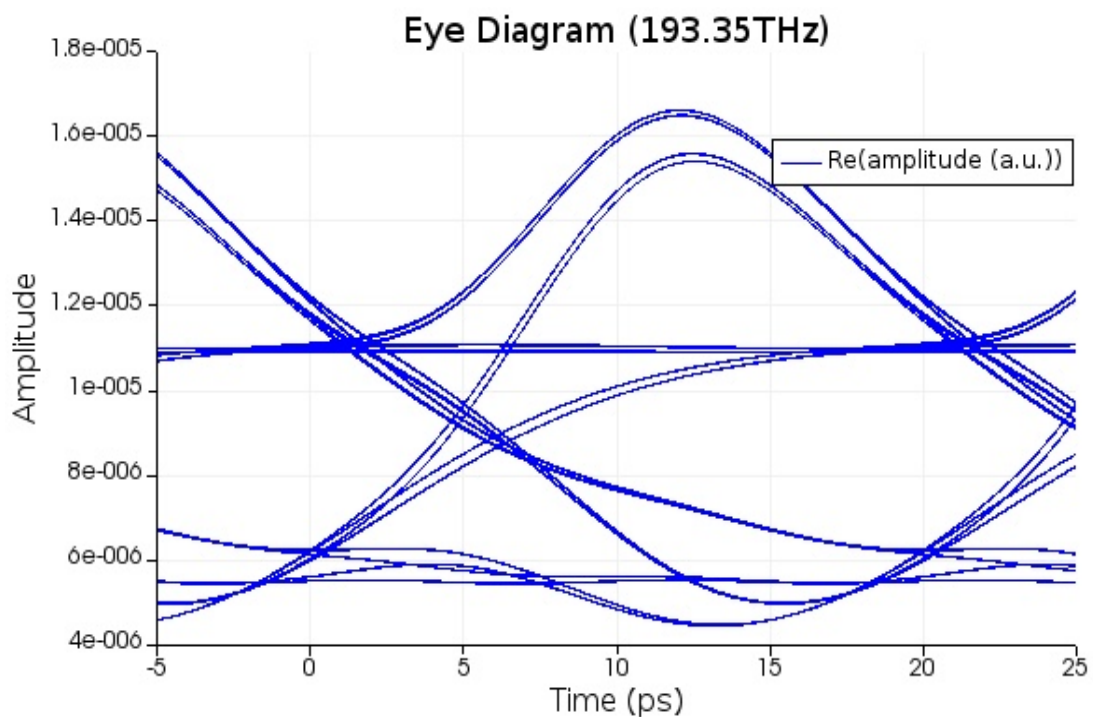
Πρέπει να αποφανθούμε τέλος για την ποιότητα του σήματος των επιλεγμένων καναλιών. Σε αυτό θα μας βοηθήσουν τα EYE_1, EYE_2 και EYE_3, δηλαδή τα eye diagram. Χρησιμοποιώντας ως reference το αρχικό κανάλι για κάθε receiver, συνδέουμε την drop έξοδο κάθε compound δομής με τον σωστό receiver και βλέπουμε την ποιότητα του σήματος:



Εικόνα 4.45: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.15THz



Εικόνα 4.46: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.25THz



Εικόνα 4.47: Η ποιότητα (eye diagram) του καναλιού των 193.35THz

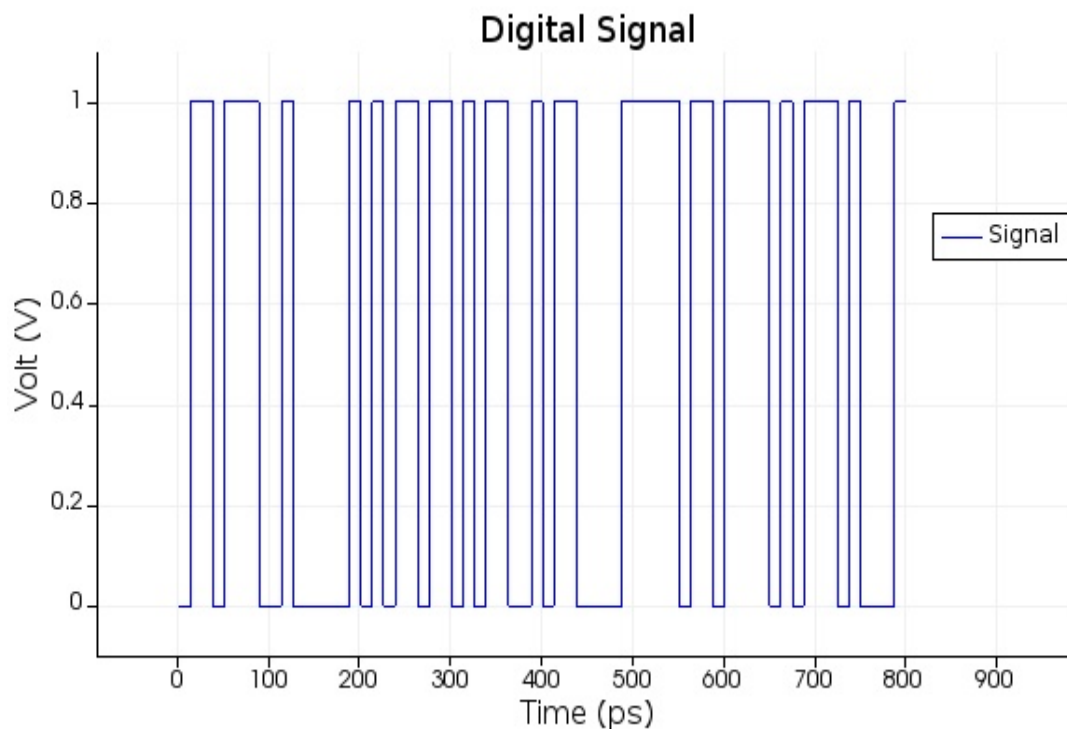
Παρατηρούμε ότι το πρώτο και το δεύτερο κανάλι εμφανίζουν eye diagram πιο κοντά στο ιδανικό, σε σχέση με το τρίτο κανάλι. Ένας από τους κύριους λόγους για αυτό είναι ότι τα πρώτα 2 κανάλια εμφάνιζαν υψηλότερο suppression των υπολοίπων καναλιών. Άρα εύκολα καταλαβαίνουμε ότι το υψηλό suppression των γειτονικών καναλιών είναι απαραίτητο συστατικό της καλής λήψης ενός καναλιού, καθώς

υψηλότερο suppression οδηγεί σε καλύτερο *SNR* (*Signal-to-Noise Ratio*), που με την σειρά του βελτιώνει την ποιότητα του σήματος.

4.4.3. WDM καναλιών 80GHz

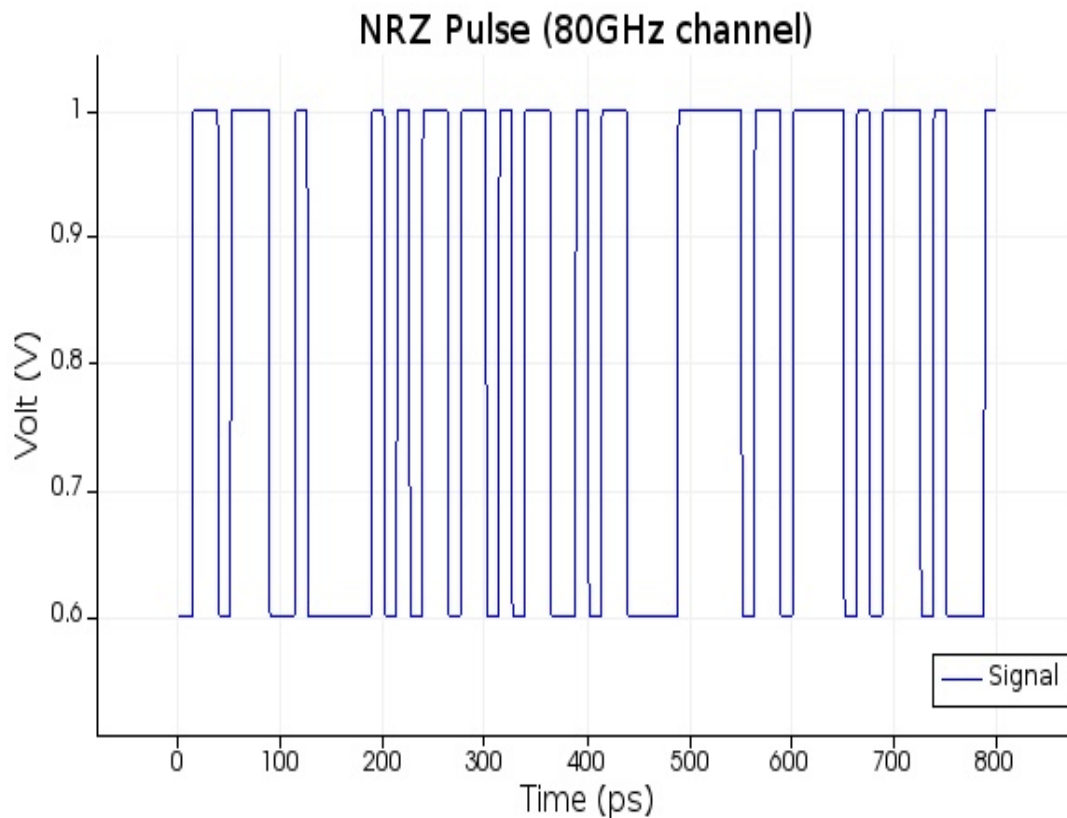
Θα σχεδιάσουμε τώρα ένα σύστημα πολυπλεξίας WDM όπου τα κανάλια έχουν bandwidth 80GHz . Η μορφή της ολοκληρωμένης δομής δεν αλλάζει ούτε τώρα ουσιαστικά. Η μόνη αλλαγή σε σχέση με πριν είναι η αλλαγή του bitrate από $5e + 10 \text{ bit/s}$ σε $8e + 10 \text{ bit/s}$ (δηλαδή από 50Gbit/s σε 80Gbit/s) στις ρυθμίσεις του Interconnect. Όπως και πριν θα τροποποιήσουμε τα *A* και *B* των διπλών δομών ring ώστε να μπορούν να ανταποκριθούν στο νέο bandwidth και την νέα κεντρική συχνότητα. Θα κάνουμε επίσης αλλαγές στα coupling coefficient των ring modulator, ώστε να μπορούν να ανταποκριθούν στο νέο bandwidth. Αφού το bandwidth είναι τώρα ακόμα μεγαλύτερο, θα δουλέψουμε μόνο με spacing των 200GHz .

Παρακάτω παραθέτουμε το ψηφιακό σήμα που παράγει η γεννήτρια PRBS στο πεδίο του χρόνου, θεωρώντας $\text{bitrate} = 80\text{Gbit/s}$, το οποίο δίνεται από τον ψηφιακό αναλυτή (LGCA).



Εικόνα 4.48: Το ψηφιακό σήμα για $\text{bitrate } 80\text{Gbit/s}$

Ο NRZ παλμός που θα ενεργήσει ως φέρον σήμα στην διαμόρφωση του καναλιού, θεωρώντας $\text{bitrate} = 80\text{Gbit/s}$, δίνεται από τον παλμογράφο (OSC).

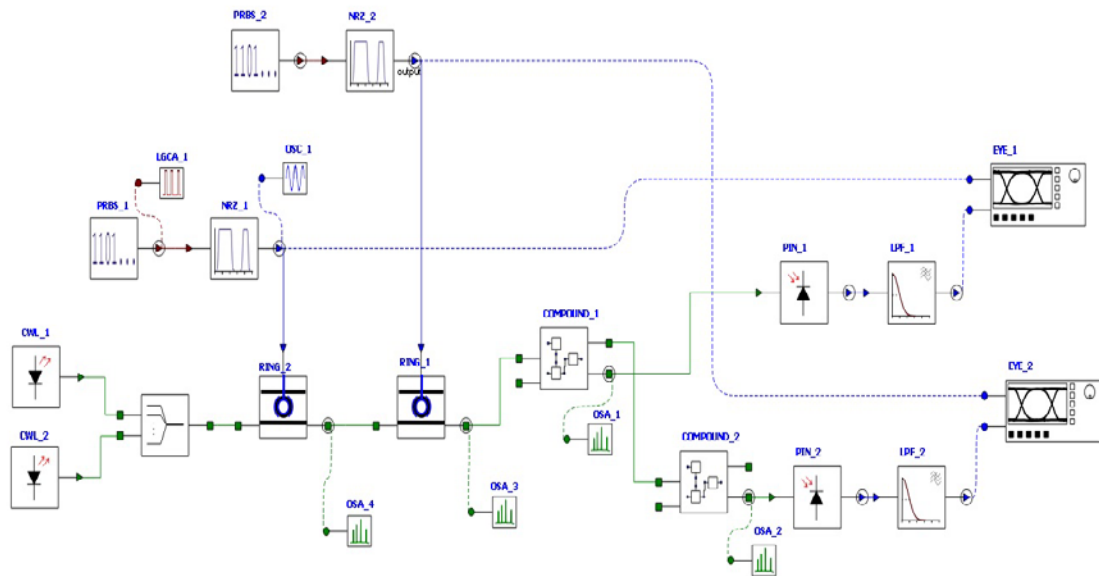


Εικόνα 4.49: Ο NRZ παλμός για bitrate 80Gbit/s

Λόγω του υψηλού bandwidth, θα πραγματοποιήσουμε μόνο μία προσομοίωση αυτήν την φορά, με δύο κανάλια που θα απέχουν **200GHz**. Καθώς οι δομές μας έχουν χαμηλό FSR, δεν θα δοκιμάσουμε να προσθέσουμε περισσότερα από 2 κανάλια σε ένα σήμα για αυτό το bandwidth, καθώς τότε το spacing θα είναι τόσο μικρό που θα οδηγήσει σε διακαναλικές παρεμβολές. Για τα κανάλια των **80GHz**, η συχνότητα αποκοπής των βαθυπερατών φίλτρων των receiver είναι τα **52GHz**.

Προσομοίωση: 2 Κανάλια των 80GHz, spacing 200GHz

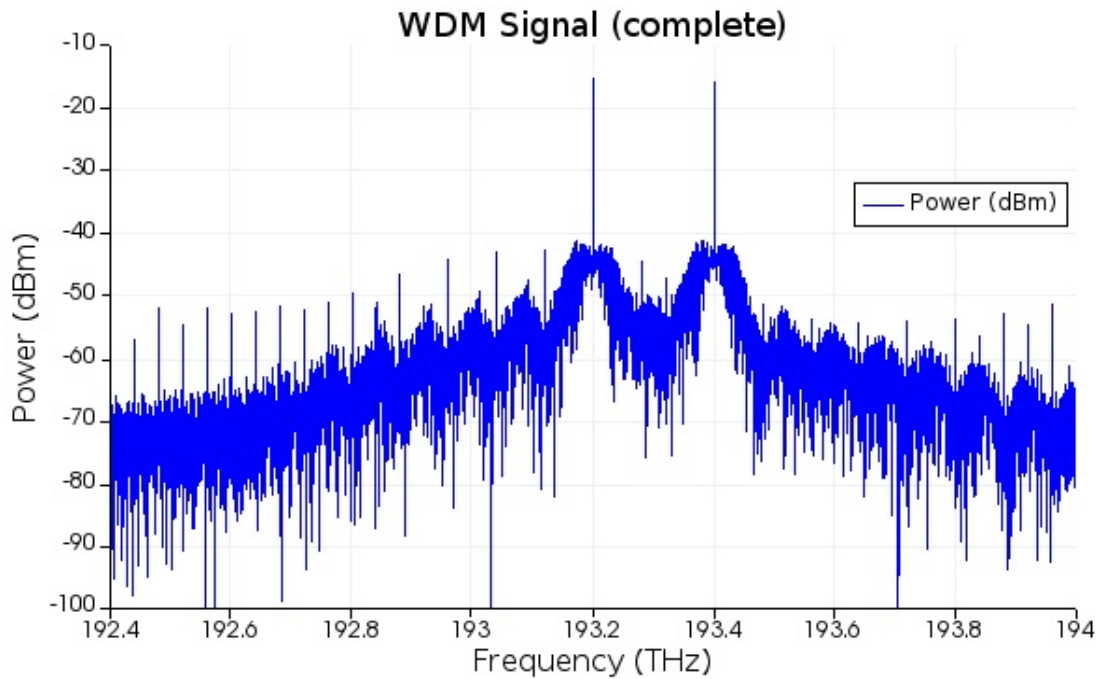
Η δομή που θα δούμε για κανάλια 80GHz είναι η παρακάτω:



Εικόνα 4.50: Η διάταξη 2 καναλιών 80GHz

Θα δημιουργήσουμε 2 κανάλια στα 193.2THz και στα 193.4THz. Θα θεωρήσουμε spacing 200GHz, ώστε να πετύχουμε την καλύτερη δυνατή λήψη καναλιού. Οι συντελεστές coupling του κάθε ring διαμορφωτή τώρα θα είναι 0.50 και 0.50, καθώς η χρήση των προηγούμενων συντελεστών coupling θα μας δημιουργούσε προβλήματα σε συνδυασμό με το αυξημένο bandwidth. Γενικά, οι συντελεστές coupling των ring modulator πρέπει να αυξάνονται ή να μειώνονται καταλλήλως όταν έχουμε αλλαγές στο bandwidth. Οι δομές δακτυλίων (COMPOUND_1 και COMPOUND_2) είναι συντονισμένες στις κεντρικές συχνότητες των 2 καναλιών, δηλαδή στα 193.2THz και 193.4THz αντίστοιχα.

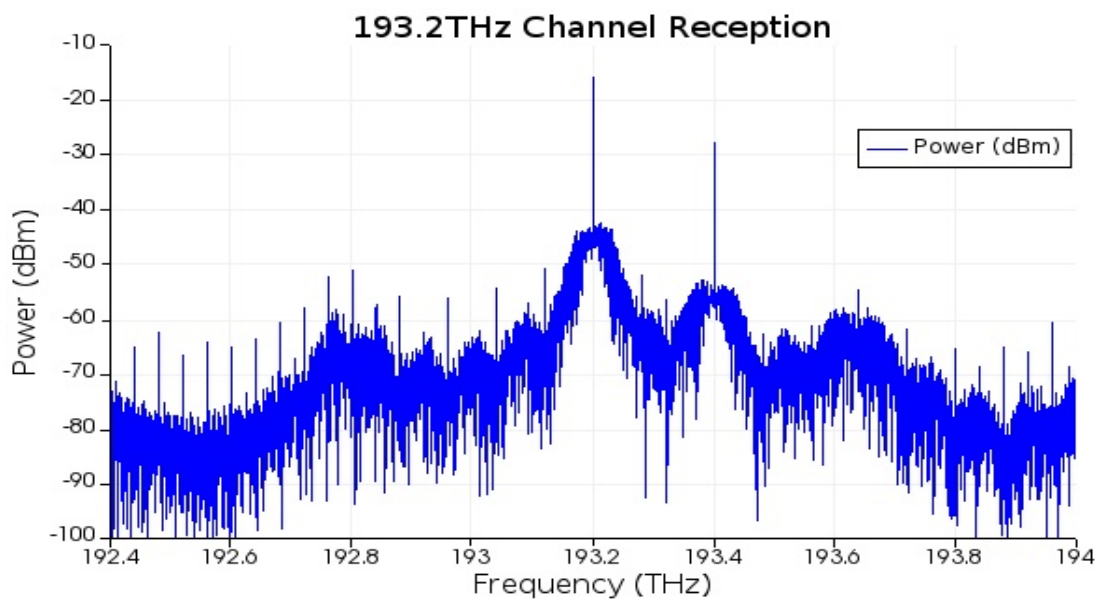
Το ολοκληρωμένο WDM σήμα που παράγεται από τους transmitter είναι το παρακάτω:



Εικόνα 4.51: Το ολοκληρωμένο σήμα WDM

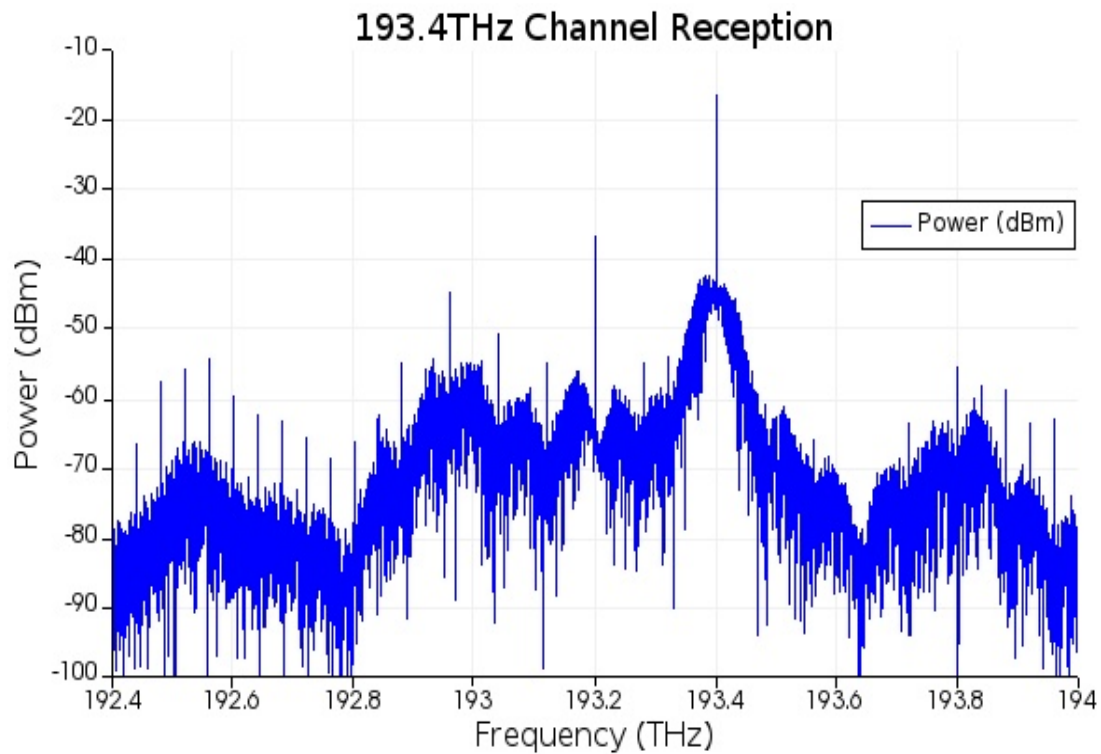
Όπως πριν, λόγω του αυξημένου bandwidth, βλέπουμε ότι το κάθε κανάλι πλέον έχει μεγαλύτερο φασματικό αποτύπωμα σε σχέση με τις προσομοιώσεις των 25GHz και των 50GHz.

Το WDM σήμα οδηγείται στα compound elements, που θα επιλέξουν κανάλι ανάλογα με την συχνότητα συντονισμού τους. Για παράδειγμα, το COMPOUND_1 είναι συντονισμένο στα 193.2THz, οπότε αναμένουμε στην drop έξοδο του το κανάλι των 193.2THz να είναι κυρίαρχο. Και πράγματι, με τον αναλυτή φάσματος παρατηρούμε ότι:



Εικόνα 4.52: Η λήψη του καναλιού των 193.2THz

Παρατηρούμε δηλαδή ότι από την drop θύρα παίρνουμε το κανάλι που επιθυμούμε με λίγες απώλειες, ενώ παράλληλα το ανεπιθύμητο κανάλι των 193.4THz καταστέλλεται, εμφανίζει δηλαδή η δομή suppression της τάξεως των 10dB του ανεπιθύμητου καναλιού. Παράλληλα, η δομή COMPOUND_2, που είναι συντονισμένη στο δεύτερο κανάλι, επιτελεί και αυτή τον σκοπό της, καθώς γίνεται suppression 15dB του ανεπιθύμητου καναλιού, ενώ το κανάλι των 193.4THz λαμβάνεται ατόφιο με μικρές απώλειες και με φασματικό αποτύπωμα αρκετά παρόμοιο του αρχικού καναλιού.



Εικόνα 4.53: Η λήψη του καναλιού των 193.4THz

Συνοψίζοντας, παρατηρούμε ότι και στις 3 προσομοιώσεις των 2 καναλιών, δηλαδή για bandwidth 25GHz , 50GHz και 80GHz , η λήψη του επιθυμητού καναλιού είναι το ίδιο αποτελεσματική παρά την αύξηση του bandwidth. Σε αυτό βοηθάει το μεγάλο spacing, αλλά γενικά ισχύει ότι όσο αυξάνεται το bandwidth αυξάνεται και η ανάγκη για μεγάλο spacing. Για παράδειγμα, για κανάλια 25GHz ένα spacing της τάξης του 100GHz είναι αρκετό για να μας δώσει ικανοποιητική λήψη σε μία προσομοίωση με 3 κανάλια, όμως αν χρησιμοποιούσαμε το ίδιο spacing σε μια προσομοίωση με 3 κανάλια των 80GHz θα είχαμε τεράστιες διακαναλικές παρεμβολές και κακή λήψη καναλιών.

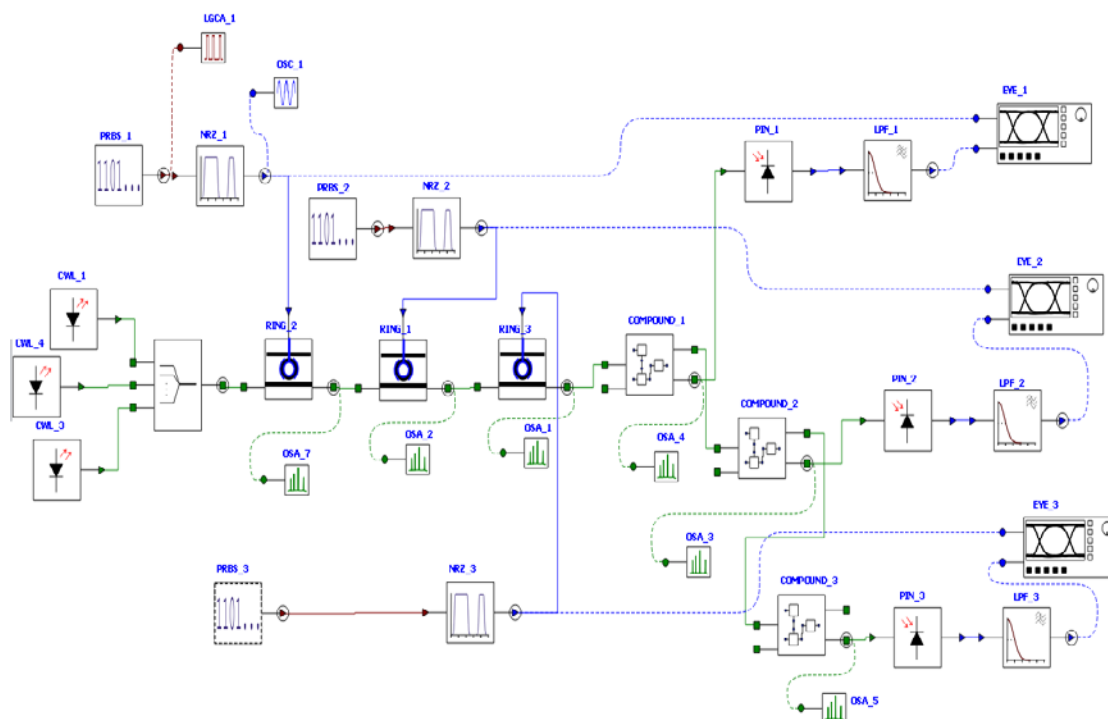
4.4.4. Flexible Grid

Τα ευέλικτα δίκτυα (flexible grid) είναι μια νέα ενδιαφέρουσα εξέλιξη στον τομέα των οπτικών τηλεπικοινωνιών. Στα flexible grid δίκτυα θα μπορούν τα οπτικά κανάλια να συντονίζονται σε όποια συχνότητα θέλουμε και να απέχουν την απόσταση που θέλουμε, σε αντίθεση με τα σύγχρονα fixed grid δίκτυα όπου το spacing μεταξύ των καναλιών και το bandwidth τους παραμένουν σταθερά. Επικρατεί η άποψη ότι τα flexible grids θα βελτιώσουν το spectral efficiency κατά 30% τουλάχιστον, ενώ και με τις κατάλληλες αλλαγές στις υποδομές θα είναι σε θέση να διπλασιάσουν ή και τριπλασιάσουν την χωρητικότητα των δικτύων.

Παρ' όλα αυτά, η δημιουργία σωστών flexible grid δικτύων προϋποθέτει την ύπαρξη *flexible grid wavelength selective switches (WSS)*, την ύπαρξη flexible grid transmitters που θα είναι σε θέση να δημιουργούν κανάλια τυχαίου bandwidth και spacing, πιο εξελιγμένου software αλλά και ανεπτυγμένες ROADMs δομές [4].

Πρωταρχικός σκοπός της παρακάτω προσομοίωσης δεν είναι να αναπτύξουμε εξ ολοκλήρου ένα τέλεια λειτουργικό flexible grid, αλλά να δείξουμε ότι η δομή που φτιάξαμε παραπάνω θα είναι σε θέση να ανταποκριθεί σε συνθήκες flexible grid, δηλαδή με κανάλια που θα έχουν διαφορετικό spacing και bandwidth μεταξύ τους.

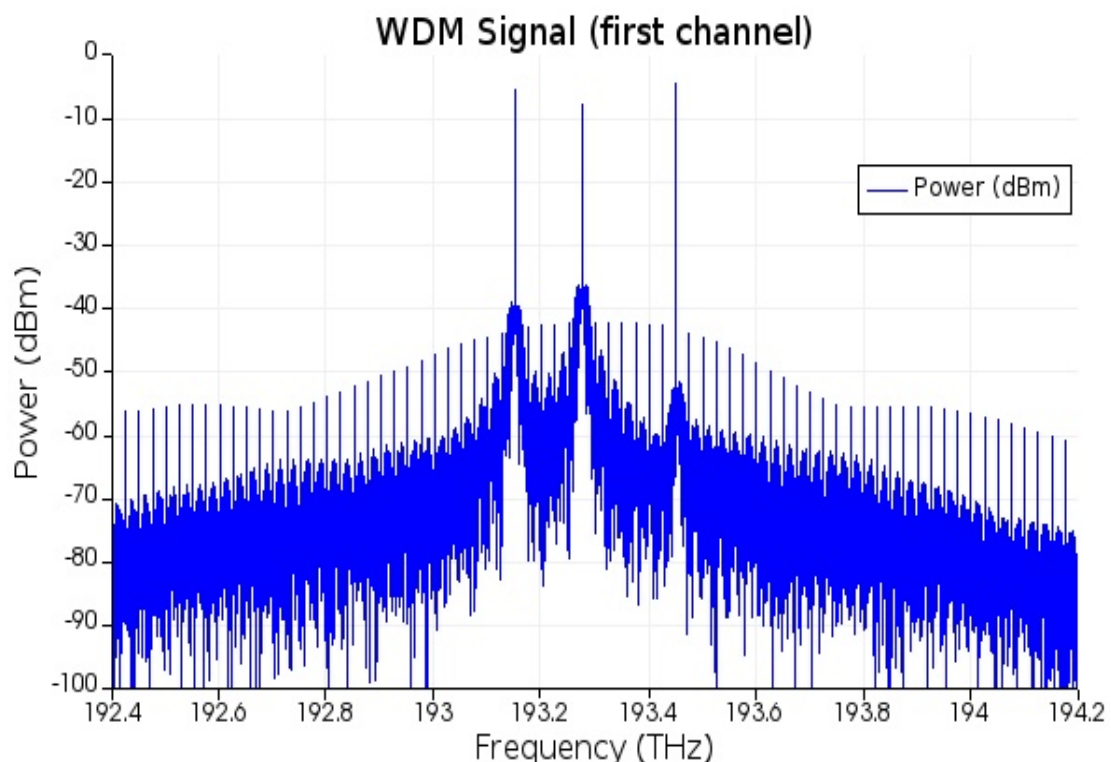
Η διάταξη πάνω στην οποία θα δουλέψουμε είναι η παρακάτω:



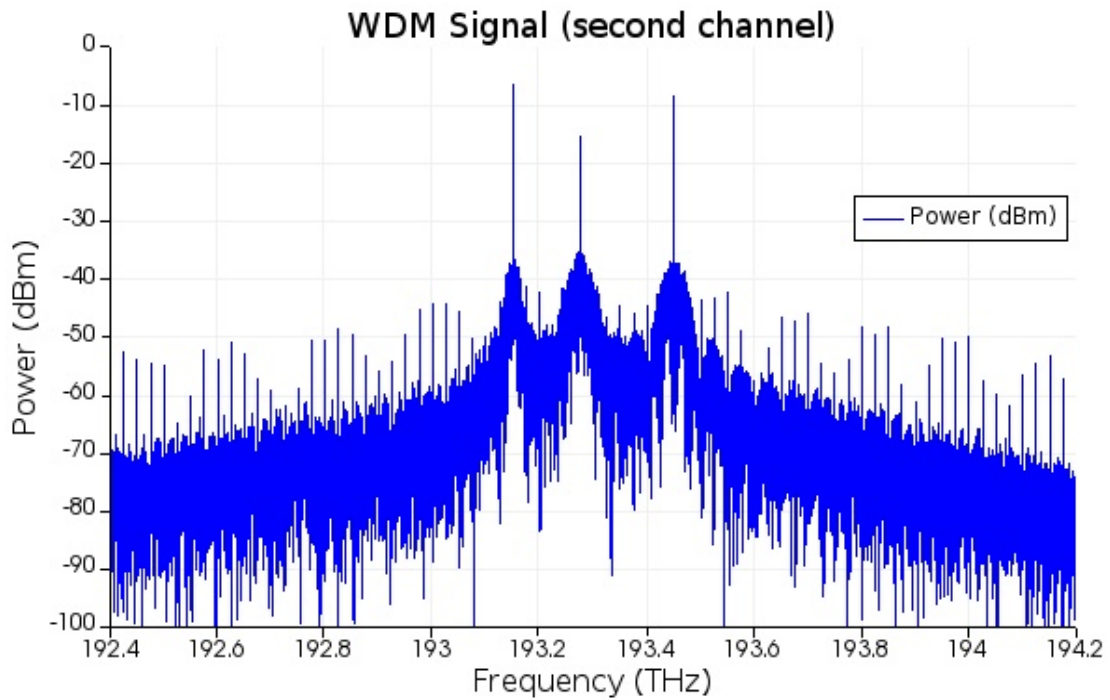
Εικόνα 4.54: Η διάταξη flexible grid

Εκ πρώτης όψευς, φαίνεται να μην διαφέρει ουσιαστικά από την διάταξη 3 καναλιών που δείξαμε προηγουμένως. Υπάρχουν όμως πολλές διαφορές σε όλα τα επίπεδα της διάταξης. Για παράδειγμα, κάθε PRBS γεννήτρια παράγει ψηφιακό σήμα διαφορετικού bandwidth, ένα των 25GHz , ένα των 50GHz και ένα των 80GHz . Έχουν δηλαδή bitrate $2.5e + 10\text{bit/s}$, $5e + 10\text{bit/s}$ και $8e + 10\text{bit/s}$ αντίστοιχα. Παράλληλα, οι ring modulator έχουν συντελεστές coupling ανάλογους με το κανάλι που θέλουν να εισάγουν στο WDM σήμα. Ο πρώτος έχει coupling coefficient 0.1 (κανάλι 25GHz), ο δεύτερος 0.35 (κανάλι 50GHz) και ο τρίτος 0.5 (κανάλι 80GHz). Σκοπός είναι να δημιουργήσουμε ένα κανάλι των 25GHz συντονισμένο στα 193.15THz , ένα κανάλι των 50GHz συντονισμένο στα 193.275THz και ένα κανάλι των 80GHz συντονισμένο στα 193.45THz . Το spacing δηλαδή μεταξύ του 1^{ου} και του 2^{ου} καναλιού είναι 125GHz ενώ το spacing μεταξύ του 2^{ου} και του 3^{ου} καναλιού είναι 175GHz . Το spacing έχει επιλεγεί έτσι ώστε να έχουμε μικρές διακαναλικές παρεμβολές. Προφανώς τα laser και οι φωτοδίοδοι είναι συντονισμένες στις σωστές παραπάνω συχνότητες, ενώ κάθε compound δομή είναι συντονισμένη στην σωστή συχνότητα και έχει το κατάλληλο bandwidth, ανάλογα με το κανάλι που θέλουμε να μελετήσουμε. Τα βαθυπερατά φίλτρα των receiver έχουν συχνότητες αποκοπής 14GHz , 32GHz και 50GHz αντίστοιχα.

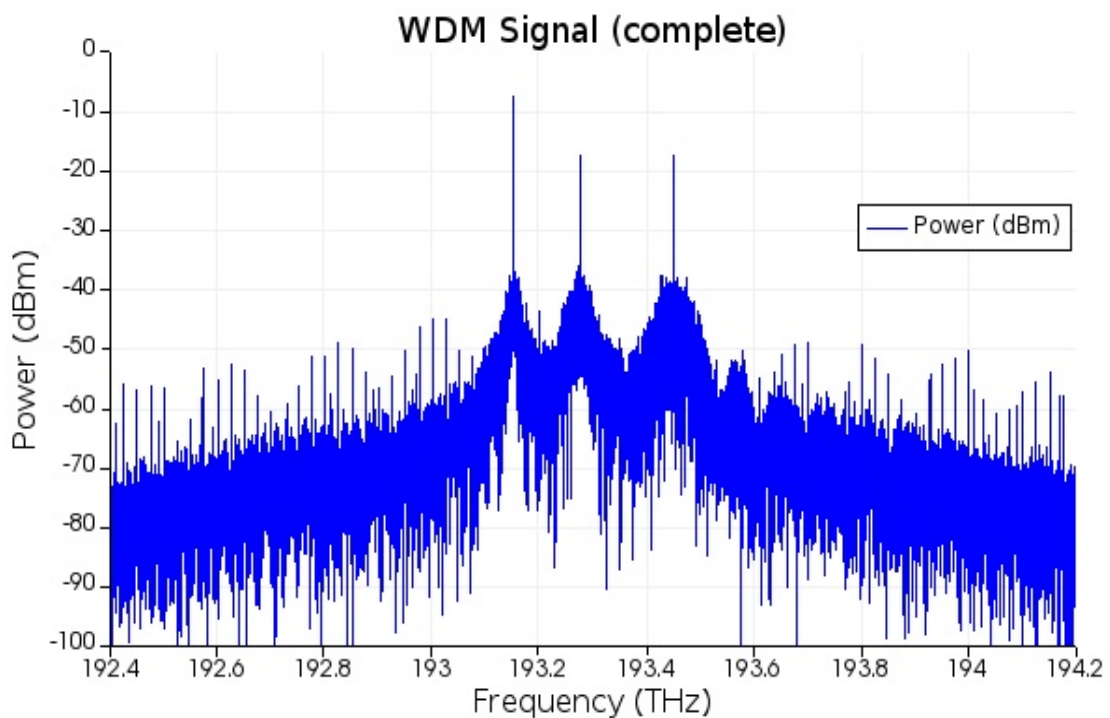
Παρακάτω βλέπουμε πως δημιουργείται βήμα προς βήμα το ολοκληρωμένο WDM σήμα. Εύκολα παρατηρεί κάποιος ότι τα κανάλια με μεγαλύτερο bandwidth έχουν μεγαλύτερο φασματικό αποτύπωμα.



Εικόνα 4.55: Η εισαγωγή του καναλιού 25GHz στο WDM σήμα

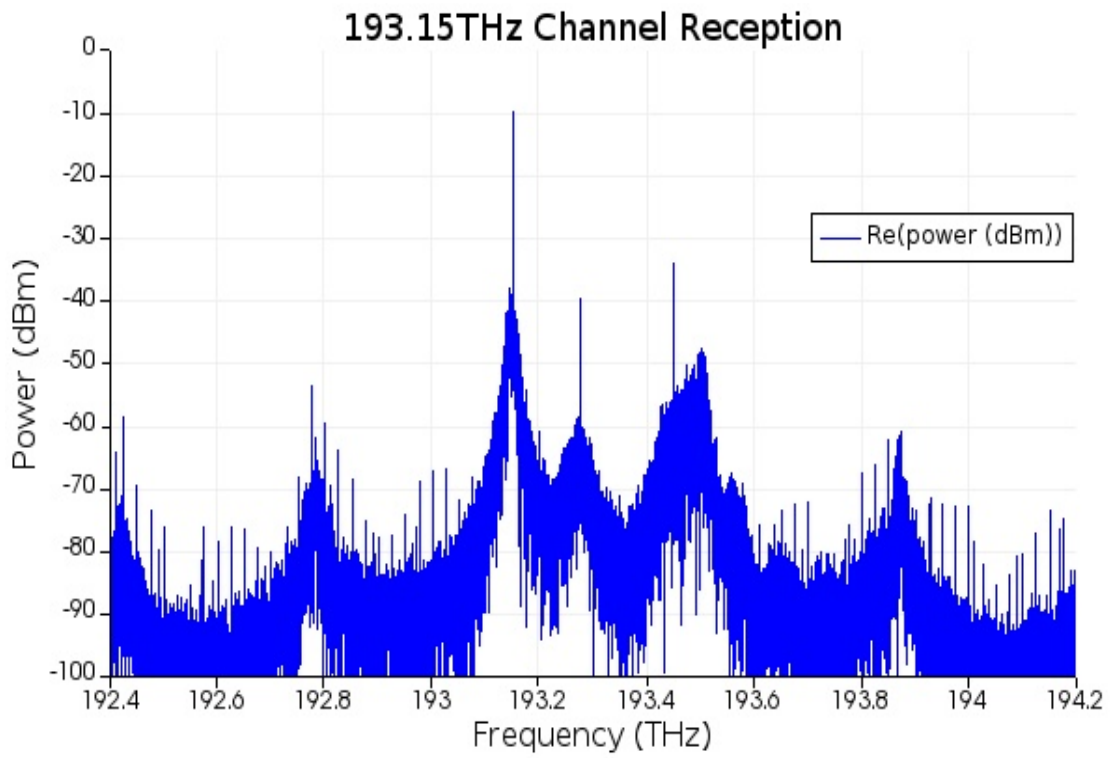


Εικόνα 4.56: Η εισαγωγή του καναλιού 50GHz στο WDM σήμα

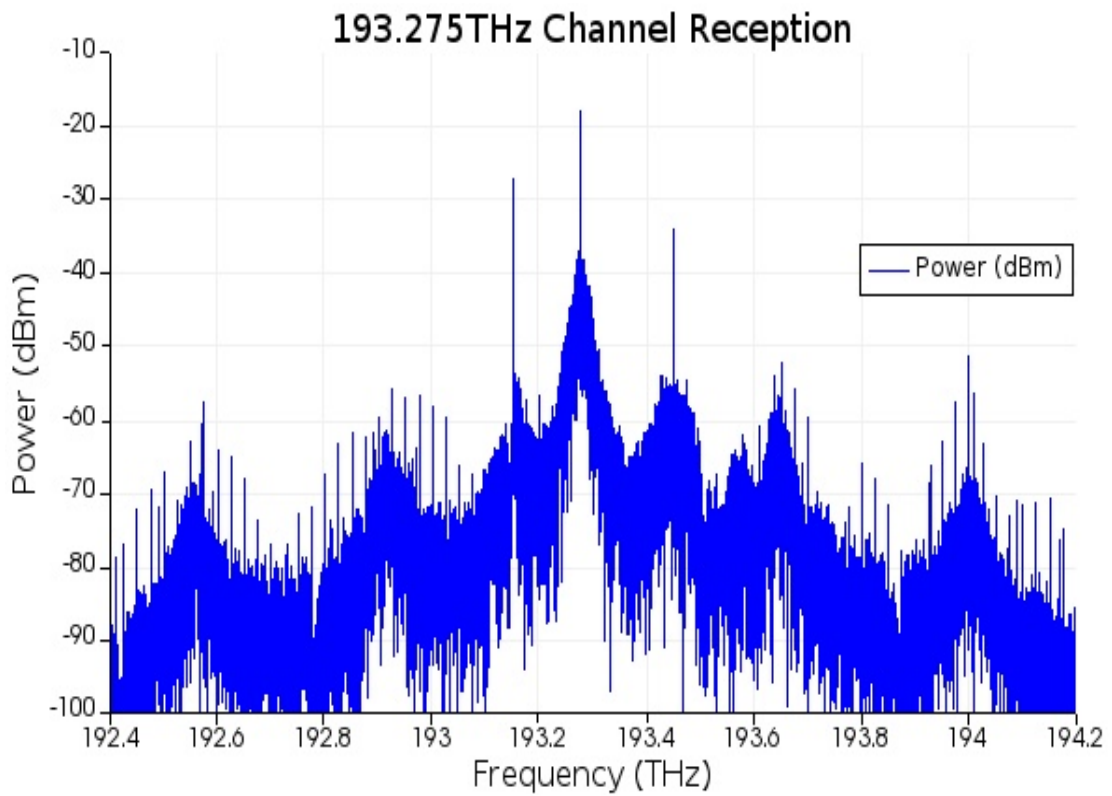


Εικόνα 4.57: Το ολοκληρωμένο WDM σήμα

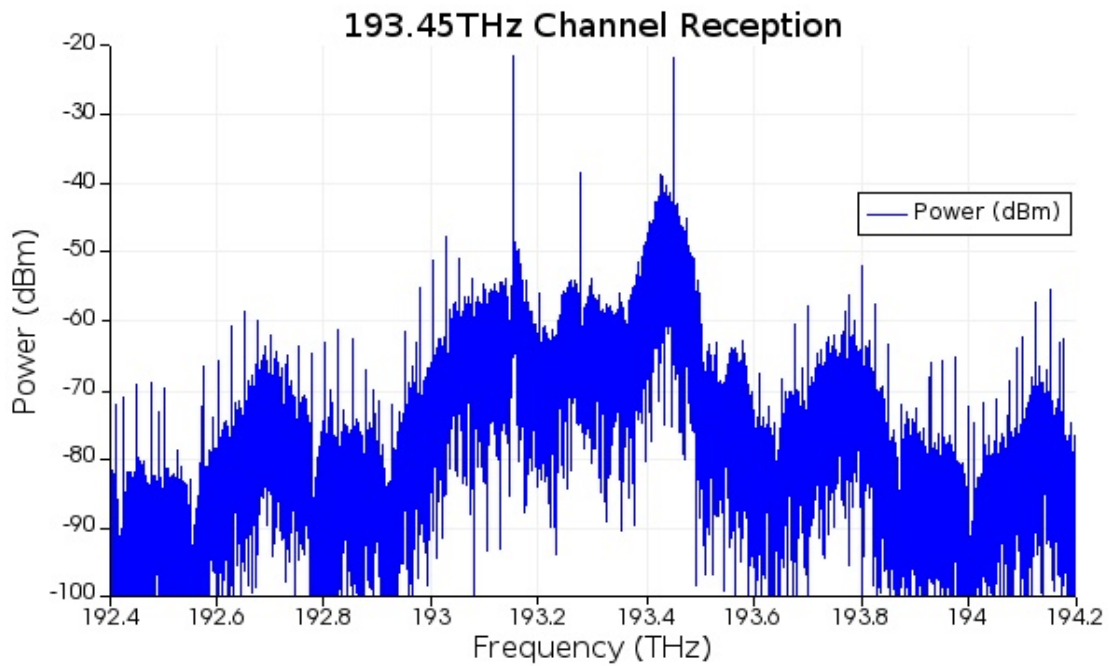
Από εδώ και πέρα η δομή λειτουργεί όπως οι προηγούμενες. Κάθε compound στοιχείο είναι συντονισμένο στην συχνότητα ενός καναλιού, ενώ παράλληλα έχει το σωστό bandwidth. Για παράδειγμα, η compound δομή συντονισμένη στα 193.45THz είναι συντονισμένη στα 193.45THz , έχει bandwidth 80GHz , και το ανάλογο ισχύει για τις άλλες 2 compound δομές. Παρακάτω βλέπουμε την λήψη του κάθε καναλιού:



Εικόνα 4.58: Η λήψη του καναλιού των 193.15THz



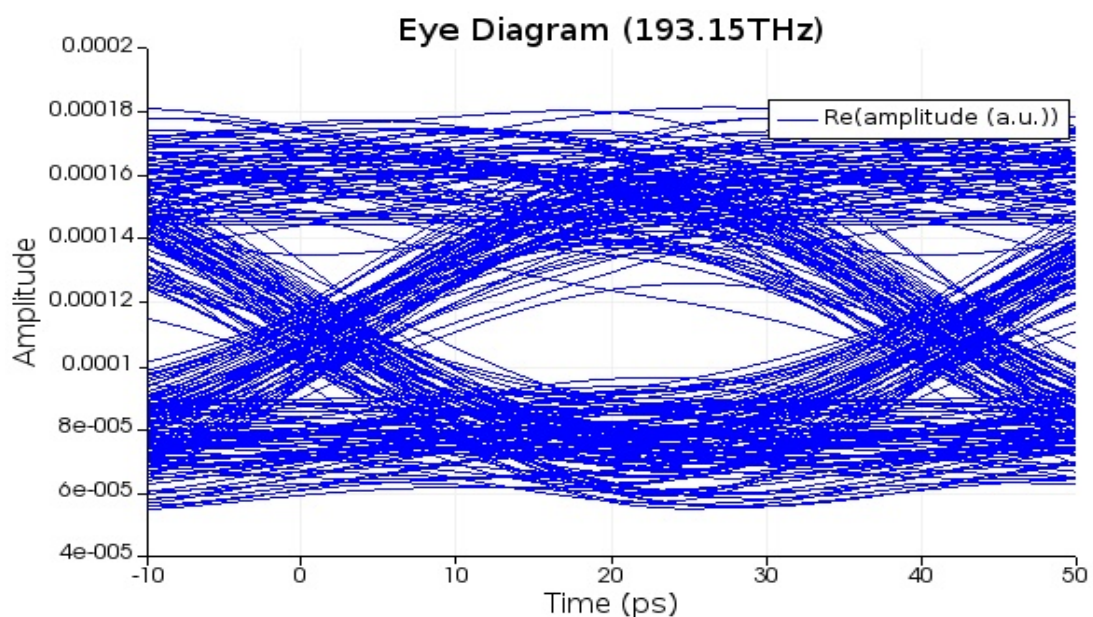
Εικόνα 4.59: Η λήψη του καναλιού των 193.275THz



Εικόνα 4.60: Η λήψη του καναλιού των 193.45THz

Βλέπουμε ότι κάθε κανάλι λαμβάνεται σωστά, με μικρές απώλειες και υψηλό suppression των άλλων 2 καναλιών. Πιο συγκεκριμένα, στην λήψη του πρώτου καναλιού έχουμε suppression $20dB$ του δεύτερου καναλιού και $15dB$ του τρίτου καναλιού. Στην λήψη του δεύτερου καναλιού έχουμε suppression $15dB$ του πρώτου καναλιού και $15dB$ του τρίτου καναλιού, ενώ στην λήψη του 3^{ου} καναλιού έχουμε suppression $12dB$ του πρώτου καναλιού και $16dB$ του δεύτερου καναλιού.

Μένει τώρα να δούμε τα eye diagram. Ενδεικτικά θα δείξουμε μόνο το eye diagram του πρώτου καναλιού:



Εικόνα 4.61: Το eye diagram του καναλιού των 193.15THz

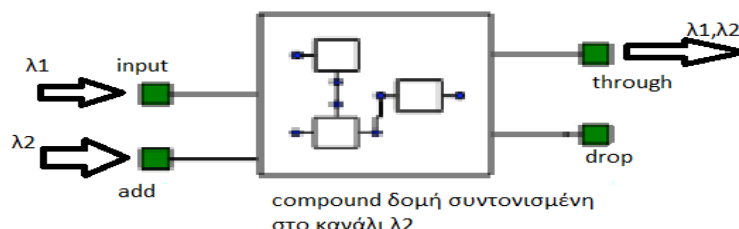
Συμπεραίνουμε επομένως ότι οι δομές μας μπορούν να ανταποκριθούν σε συνθήκες flexible grid, καθώς η ποιότητα λήψης των καναλιών έμεινε υψηλή παρά το ότι έχουμε μεταβλητό spacing και bandwidth. Παρ' όλα αυτά, πρέπει να προσέχουμε ώστε το spacing να μην είναι αρκετά μικρό ώστε να δημιουργούνται παρεμβολές μεταξύ γειτονικών καναλιών. Στο παραπάνω eye diagram για παράδειγμα, αν και διακρίνεται το "μάτι", διακρίνουμε ότι έχουμε πολλές απώλειες, για αυτό το BER αναμένεται να είναι υψηλό.

4.4.5. Λειτουργικότητα ADD

Θα πραγματοποιήσουμε μια ακόμα προσομοίωση με βάση την compound δομή που αναπτύξαμε προηγουμένως. Σκοπός της προσομοίωσης αυτής είναι να δείξουμε ότι οι δομές αυτές έχουν την δυνατότητα να "εισάγουν" κανάλια σε ένα WDM σήμα, εκτός από την δυνατότητα να "αφαιρούν" κανάλια από το ολοκληρωμένο σήμα. Η προσθήκη, εκτός από την αφαίρεση καναλιών είναι ένα απαραίτητο συστατικό των ROADMs δομών.

Σε αυτήν την προσομοίωση θα χρησιμοποιήσουμε μία εκ των compound δομών της διάταξης διαφορετικά από πριν. Πιο συγκεκριμένα, θα εκμεταλλευτούμε την "add" θύρα, η οποία είναι ακριβώς κάτω της input θύρας και όπως μαρτυρά και το όνομα της σκοπός της είναι να εισάγει κανάλια στο ολοκληρωμένο WDM σήμα. Θέτουμε δηλαδή ως είσοδο στην add θύρα της δομής, το κανάλι που θέλουμε να προσθέσουμε στο WDM σήμα. Παράλληλα, θα συντονίσουμε την δομή στην συχνότητα αυτού του καναλιού, έτσι ώστε το κανάλι να εξέλθει από την through έξοδο μαζί με το υπόλοιπο WDM σήμα. Αν συντονίζαμε το κανάλι σε κάποια άλλη συχνότητα, το κανάλι που εισάγαμε θα εξέρχονταν από την drop έξοδο. Παρακάτω φαίνεται μια σχηματική αναπαράσταση της χρήσης μιας προσθετικής compound δομής:

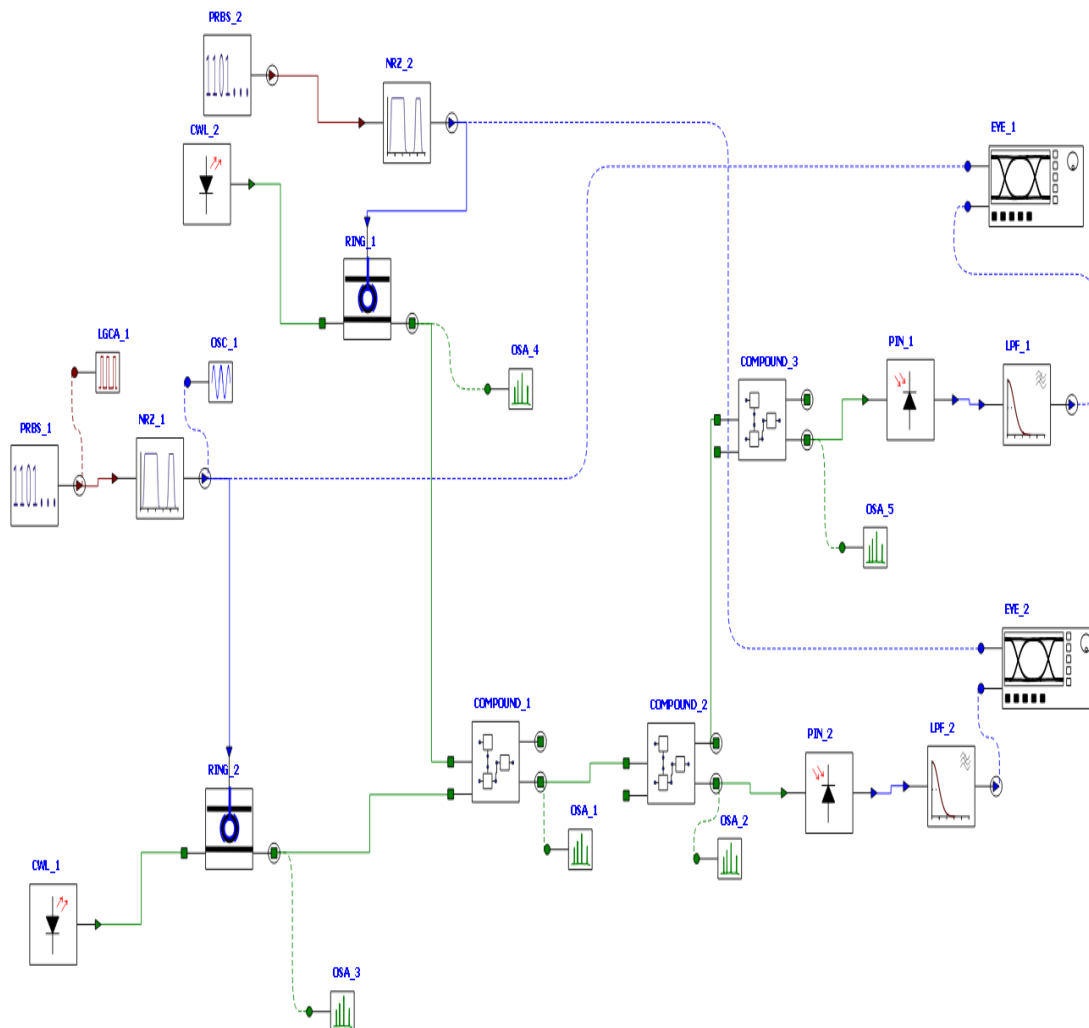
λ1: Αρχικό κανάλι
 λ2: Κανάλι που θέλουμε να προσθέσουμε
 λ1,λ2: Ολοκληρωμένο WDM σήμα



Εικόνα 4.62: Η προσθήκη καναλιών σε μία COMPOUND δομή

Οι θύρες input και add είναι ουσιαστικά παρόμοιες.

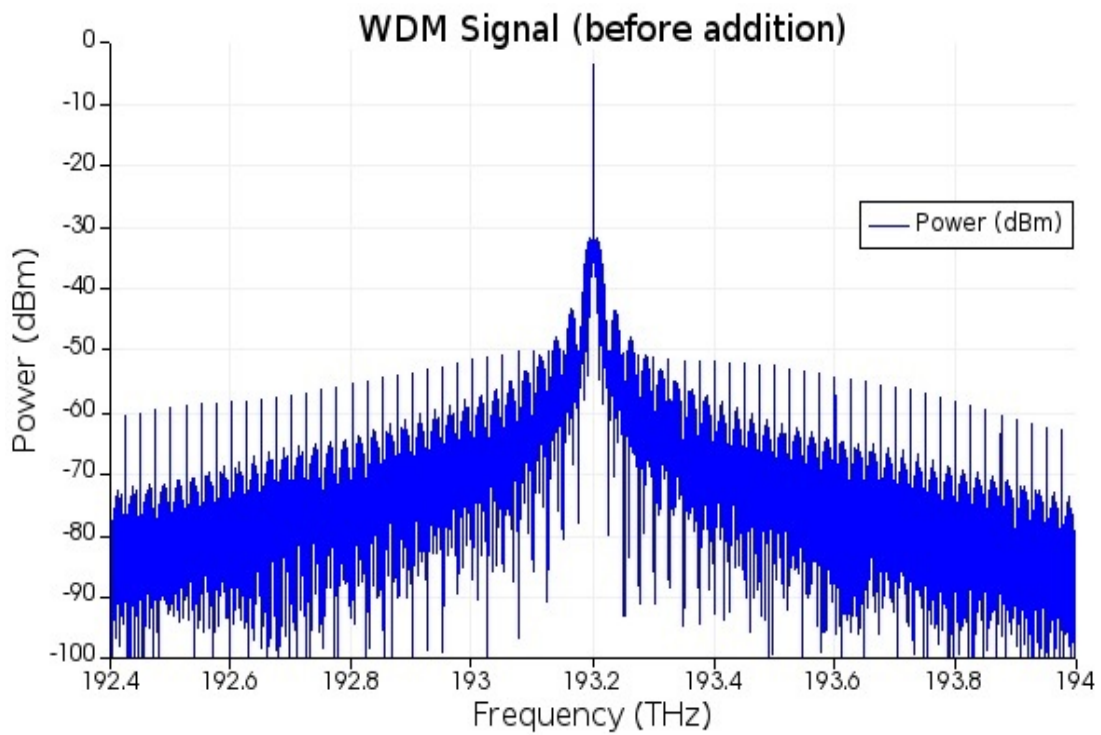
Η διάταξη που θα χρησιμοποιήσουμε είναι η παρακάτω:



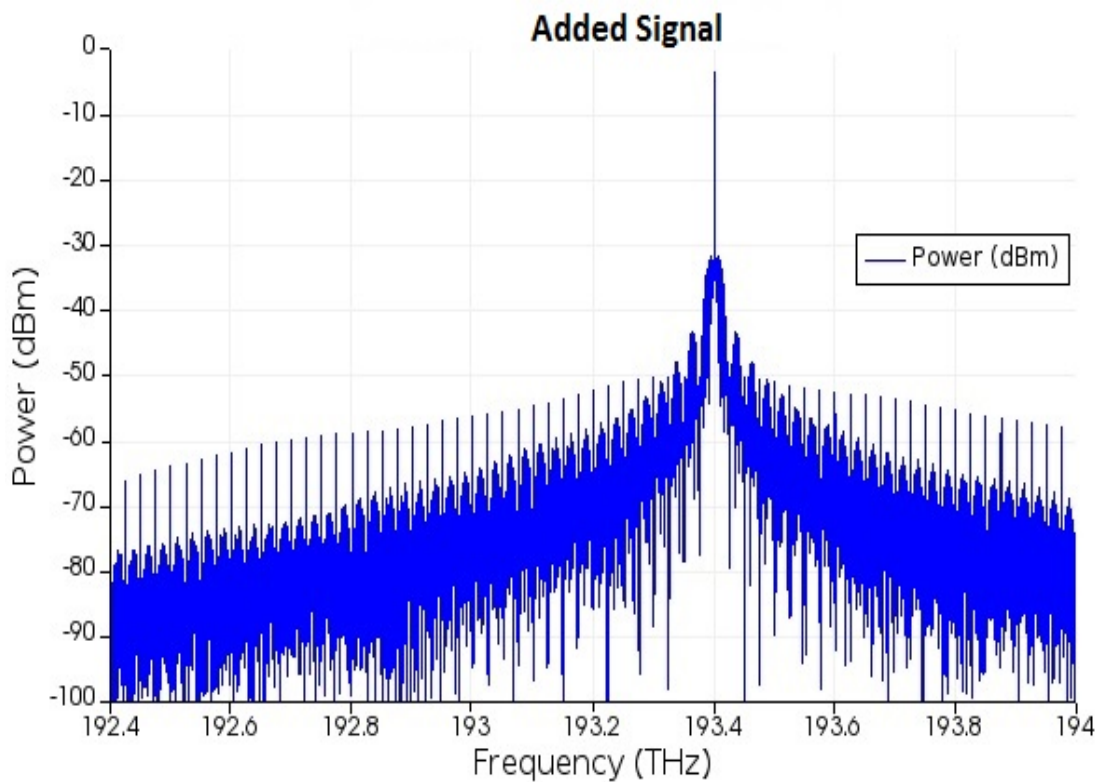
Εικόνα 4.63: Η διάταξη λειτουργικότητας ADD

Στην δομή COMPOUND_1 θα προστεθεί ένα κανάλι $193.4THz$ στο ολοκληρωμένο σήμα WDM, το οποίο χάριν απλότητας θα περιέχει μόνο ένα σήμα $193.2THz$. Και τα δύο κανάλια θα είναι των $25GHz$, οπότε οι συντελεστές σύζευξης των ring modulator θα είναι 0.1 , ενώ μετά την προσθήκη του καναλιού $193.4THz$ οδηγήσουμε το ολοκληρωμένο WDM σήμα σε άλλες 2 compound δομές για να αναλύσουμε την λήψη των 2 καναλιών, πρώτα το κανάλι των $193.4THz$ και ύστερα το κανάλι των $193.2THz$. Τα βαθυπερατά φίλτρα των receiver έχουν συχνότητα αποκοπής τα $14GHz$.

Παρακάτω θα δούμε ξεχωριστά πως δημιουργούνται τα κανάλια $193.4THz$ και $193.2THz$ (ολοκληρωμένο σήμα) από τους transmitter:

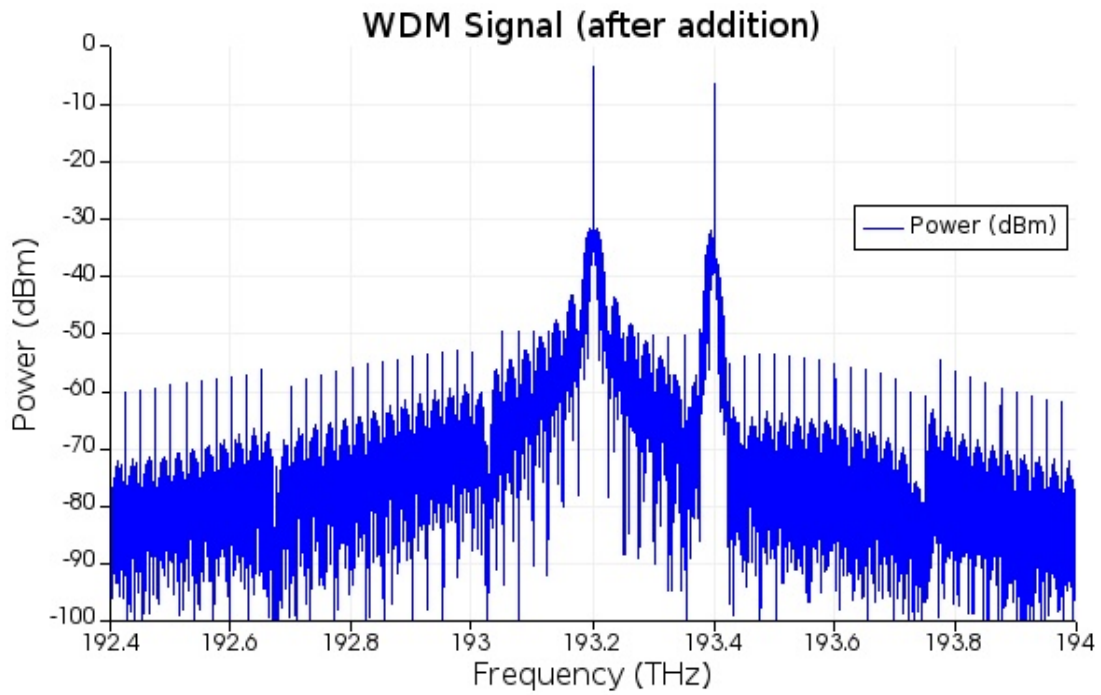


Εικόνα 4.64: Το κανάλι 193.2THz (ολοκληρωμένο σήμα)



Εικόνα 4.65: Το κανάλι 193.4THz

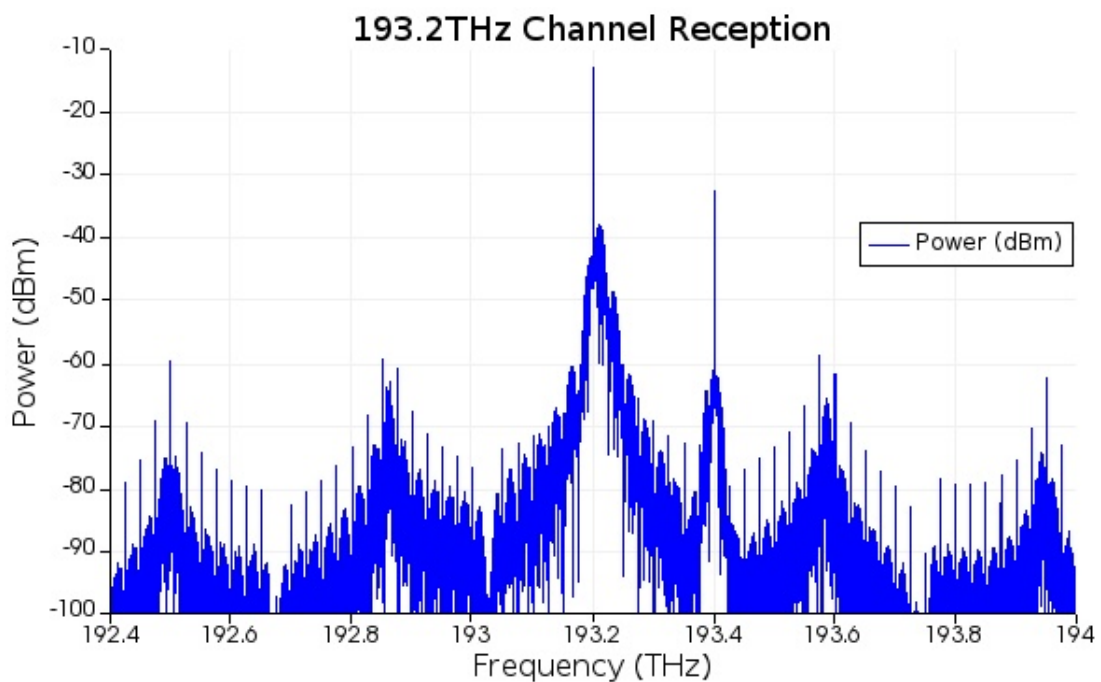
Ύστερα από την πρόσθεση του καναλιού 193.4THz στο ολοκληρωμένο σήμα, το αποτέλεσμα είναι το εξής:



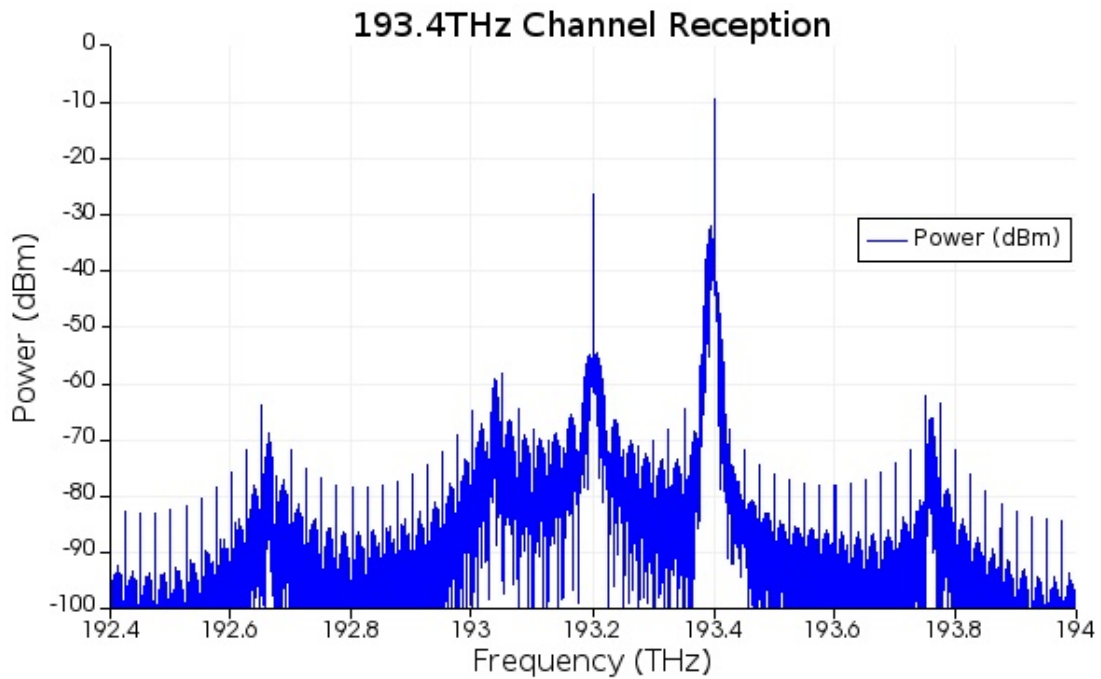
Εικόνα 4.66: Το νέο ολοκληρωμένο WDM σήμα

Όπως βλέπουμε, το κανάλι εισάγεται στην δομή με λίγες απώλειες, οπότε η δομή ικανοποιεί τον σκοπό της. Η μορφή είναι λίγο αλλοιωμένη σε σχέση με το ιδανικό, αλλά είναι σε καλά επίπεδα, αν συνυπολογίσουμε την προσαρμοστικότητα της δομής.

Η λήψη των καναλιών επίσης γίνεται αποτελεσματικά, όπως βλέπουμε παρακάτω:

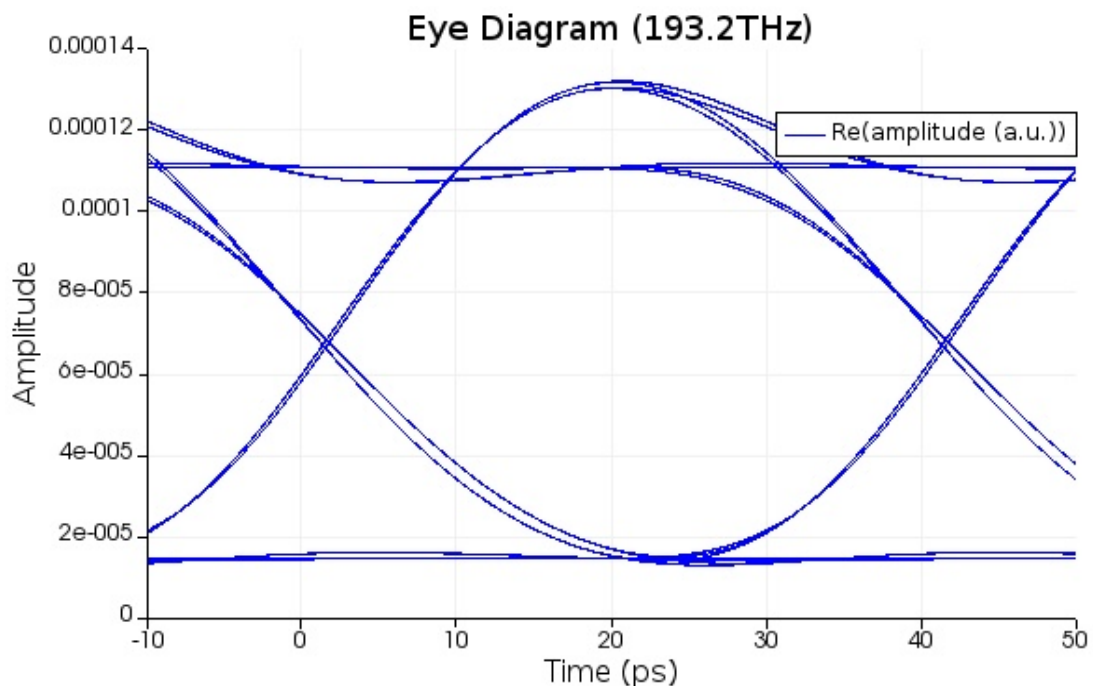


Εικόνα 4.67: Η λήψη του καναλιού των 193.2THz

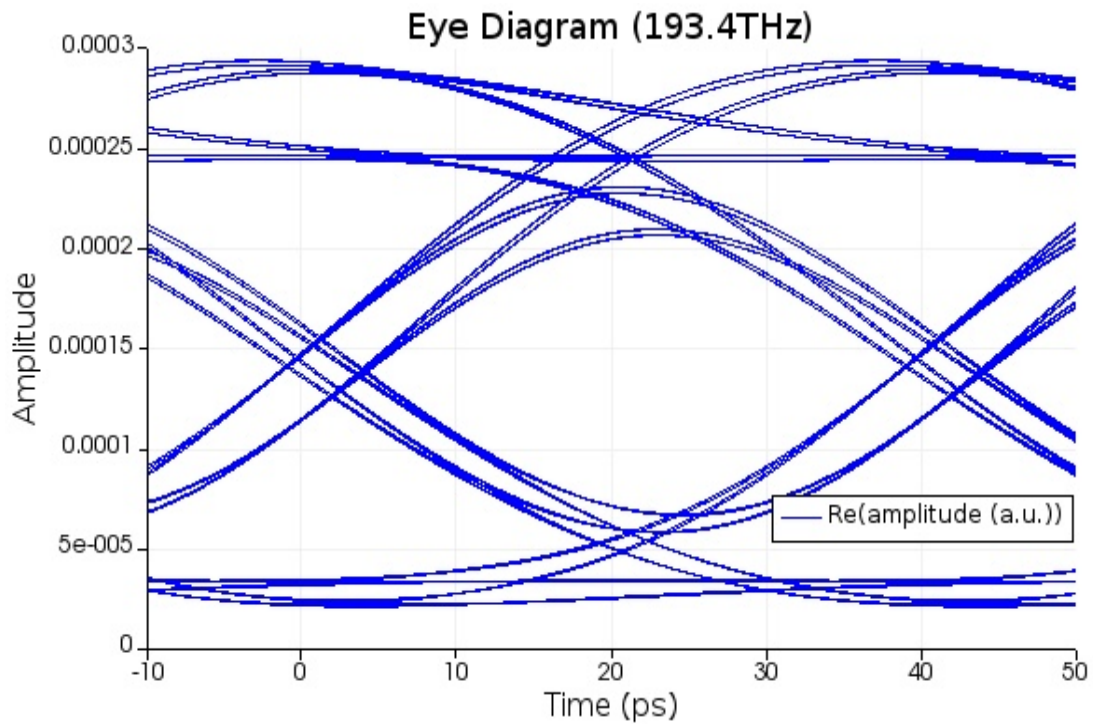


Εικόνα 4.68: Η λήψη του καναλιού των 193.4THz

Βλέπουμε ότι κάθε κανάλι λαμβάνεται σωστά, με μικρές απώλειες και υψηλό suppression του άλλου καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, στην λήψη του πρώτου καναλιού έχουμε suppression $24dB$ του δεύτερου καναλιού, ενώ στην λήψη του δεύτερου καναλιού έχουμε suppression $23dB$ του πρώτου καναλιού. Μένει τώρα να δούμε τα eye diagram:



Εικόνα 4.69: Το eye diagram του καναλιού των 193.2THz



Εικόνα 4.70: Το eye diagram του καναλιού των 193.4THz

Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι οι δομές μας μπορούν πέρα από την αφαίρεση καναλιών από ένα WDM σήμα, να εισάγουν κανάλια σε ένα WDM σήμα αποτελεσματικά. Βλέπουμε ότι τόσο η λήψη και λιγότερο η ποιότητα του προστιθέμενου καναλιού (193.4THz) βρίσκονται σε καλό επίπεδο.

Βιβλιογραφία

- [1] "Optical Transmitters". Διαθέσιμο:
<https://optiwave.com/resources/applications-resources/optical-system-optical-transmitters/>

- [2] "Comparison of RZ and NRZ Modulation Formats for 40 Gb/s Systems".
Διαθέσιμο: <https://optiwave.com/resources/applications-resources/optical-system-comparison-of-rz-and-nrz-modulation-formats-for-40-gbs-systems/>

- [3] "Fiber Optic Receiver". Διαθέσιμο:
<https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/fibre-optics/optical-receiver.php>

- [4] M.D. Feuer και S.L. Woodward, "Benefits and Requirements of Flexible-Grid ROADMs and Networks [Invited]", Journal of Optical Communications and Networking, Volume 5, No.10, Oct. 2013.

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα

5.1. Σύνοψη αποτελεσμάτων

Όπως εξηγήσαμε προηγουμένως, ο όγκος των δεδομένων που μεταδίδεται καθημερινά αυξάνεται με εκθετικούς ρυθμούς. Ο πιο εύκολος και οικονομικός τρόπος να αυξηθεί η δυνατότητα μεταφοράς δεδομένων χωρίς να γίνουν σημαντικές αλλαγές στο δίκτυο είναι η WDM πολυπλεξία. Σκοπός της εργασίας ήταν να δείξουμε ότι τα ολοκληρωμένα οπτικά κυκλώματα με βάση τις δομές δακτυλίων είναι ικανά να υποστηρίξουν τα πολύπλοκα WDM συστήματα του παρόντος και του μέλλοντος.

Αφότου αφιερώσαμε κάποιο χρόνο για να αναπτύξουμε το θεωρητικό υπόβαθρο των δομών δακτυλίων, προτείναμε μια παραδοσιακή διπλή δομή δακτυλίων συγκεκριμένων διαστάσεων, με μια παραλλαγή: Προσθέσαμε στην περιοχή σύζευξης μεταξύ των δακτυλιδίων και των κυματοδηγών 3 συμβολόμετρα MZI, αλλά και διάφορους heater σε όλα τα επιμέρους σκέλη της δομής με σκοπό να αυξήσουμε την προσαρμοστικότητα της. Δηλαδή, θερμαίνοντας τα διάφορα κομμάτια της δομής, μπορούμε να αλλάζουμε το bandwidth της και την συχνότητα συντονισμού της. Εντάξαμε ύστερα αυτήν την δομή μαζί με παρόμοιες της σε εκτεταμένα συστήματα ROADMs, και θέσαμε ως είσοδο συγκεκριμένα WDM σήματα για να ελέγξουμε την απόκριση.

Το συμπέρασμα ήταν ότι η δομή ήταν σε θέση να επιτελεί λήψη καναλιών αρκετά αποτελεσματικά, εφόσον το spacing μεταξύ των καναλιών ήταν σε επίπεδα άνω των 100GHz . Το νούμερο αυτό βέβαια αλλάζει με το bandwidth: Για παράδειγμα, όταν είχαμε κανάλια 25GHz η λήψη ήταν καλή ακόμα και για κανάλια που απείχαν 75GHz . Αντίθετα, για κανάλια 80GHz ένα τόσο μικρό spacing θα οδηγούσε σε σημαντικές διακαναλικές παρεμβολές, ενώ για κανάλια 50GHz χρειαζόμαστε spacing τουλάχιστον 100GHz . Γενικά, η λήψη των καναλιών ήταν σε ικανοποιητικό επίπεδο, εφόσον είχαμε μέχρι 4 κανάλια εύρους 25GHz , μέχρι 3 κανάλια εύρους 50GHz ή μέχρι 2 κανάλια εύρους 80GHz . Φυσικά, μειώνοντας τις διαστάσεις της δομής θα μπορούσαμε να "χωρέσουμε" περισσότερα κανάλια μέσα στο WDM σήμα. Η λήψη του κάθε καναλιού γίνονταν ουσιαστικά από την ίδια δομή, αφού το μόνο που αλλάζαμε ήταν η θερμοκρασία ορισμένων κομματιών της με την βοήθεια θερμοστρών.

Είδαμε ακόμα ότι η δομή μας είναι ικανή να ανταποκριθεί σε συνθήκες flexible grid, δηλαδή WDM σήματα με κανάλια μεταβλητού bandwidth και spacing.

Αυτό το δείξαμε με την βοήθεια μιας διάταξης τριών καναλιών, όπου το κάθε κανάλι είχε ξεχωριστό bandwidth ($25GHz$, $50GHz$ και $80GHz$ αντίστοιχα) και το spacing ήταν άνισο ($125GHz$ μεταξύ πρώτου και δευτέρου καναλιού και $175GHz$ μεταξύ δευτέρου και τρίτου καναλιού). Συμπεράναμε ότι παρά τα διαφορετικά bandwidth και το άνισο spacing, η λήψη και των τριών καναλιών ήταν αποτελεσματική, με λίγες διακαναλικές παρεμβολές.

Δείξαμε παράλληλα ότι η δομή είναι ικανή να προσθέτει, εκτός από το να αφαιρεί κανάλια από ένα WDM σήμα. Ξεκινώντας από ένα WDM σήμα που περιείχε μόνο ένα κανάλι των $193.2THz$, προσθέσαμε αποτελεσματικά ένα κανάλι των $193.4THz$, και περάσαμε το νέο WDM σήμα από τις compound δομές, οι οποίες πραγματοποίησαν αποτελεσματική λήψη και των δυο καναλιών.

Τέλος, όσον αφορά τα eye diagram των καναλιών, βρήκαμε ότι ήταν σε ικανοποιητικά επίπεδα, με την προϋπόθεση ότι είχαμε μεγάλο spacing μεταξύ των καναλιών και χαμηλά bandwidth. Πιο συγκεκριμένα, σε προσομοιώσεις με μέχρι 3 κανάλια και bandwidth $25GHz$ (αν και σε ορισμένες περιπτώσεις είδαμε καλά αποτελέσματα και σε προσομοιώσεις με κανάλια $50GHz$), είδαμε ότι τα eye diagram προσέγγιζαν το ιδανικό και εμφάνιζαν χαμηλό BER, παρ' όλα αυτά σε πολλές περιπτώσεις τα eye diagram εμφάνιζαν σημαντικό jitter, διασυμβολική παρεμβολή και απώλειες, κυρίως λόγω του χαμηλού spacing.

5.2. Μελλοντικές έρευνες

Το επιστημονικό πεδίο της φωτονικής πυριτίου μελετάται για πάνω από 20 χρόνια, και παρά το γεγονός ότι πολλά τεχνικά εμπόδια έχουν ξεπεραστεί, υπάρχει ακόμα πολύ περιθώριο για βελτίωση. Αδιαμφισβήτητα, μία περιοχή που επιδέχεται βελτίωση είναι αυτή των δομών δακτυλίων.

Ένα σημαντικό ζήτημα στις δομές δακτυλίων είναι αυτό του FSR. Όπως δείξαμε προηγουμένως, η ευελιξία των δομών δακτυλίων τις καθιστά μια πολύ ταιριαστή επιλογή για συσκευές επιλογής μήκους κύματος ευρύτερων ολοκληρωμένων οπτικών κυκλωμάτων. Επειδή το FSR είναι αντιστρόφως ανάλογο της περιμέτρου του δακτυλιδιού, μπορούμε να πετύχουμε FSR ανώτερο των $30nm$ εφόσον η ακτίνα του δακτυλιδιού είναι μικρότερη των $5\mu m$. Η κατασκευή τέτοιων μικρών δομών όμως ελλοχεύει πολλούς κινδύνους, καθώς μπορούν να προκύψουν προβλήματα με την τραχύτητα των πλαγίων τοιχωμάτων και την πόλωση.

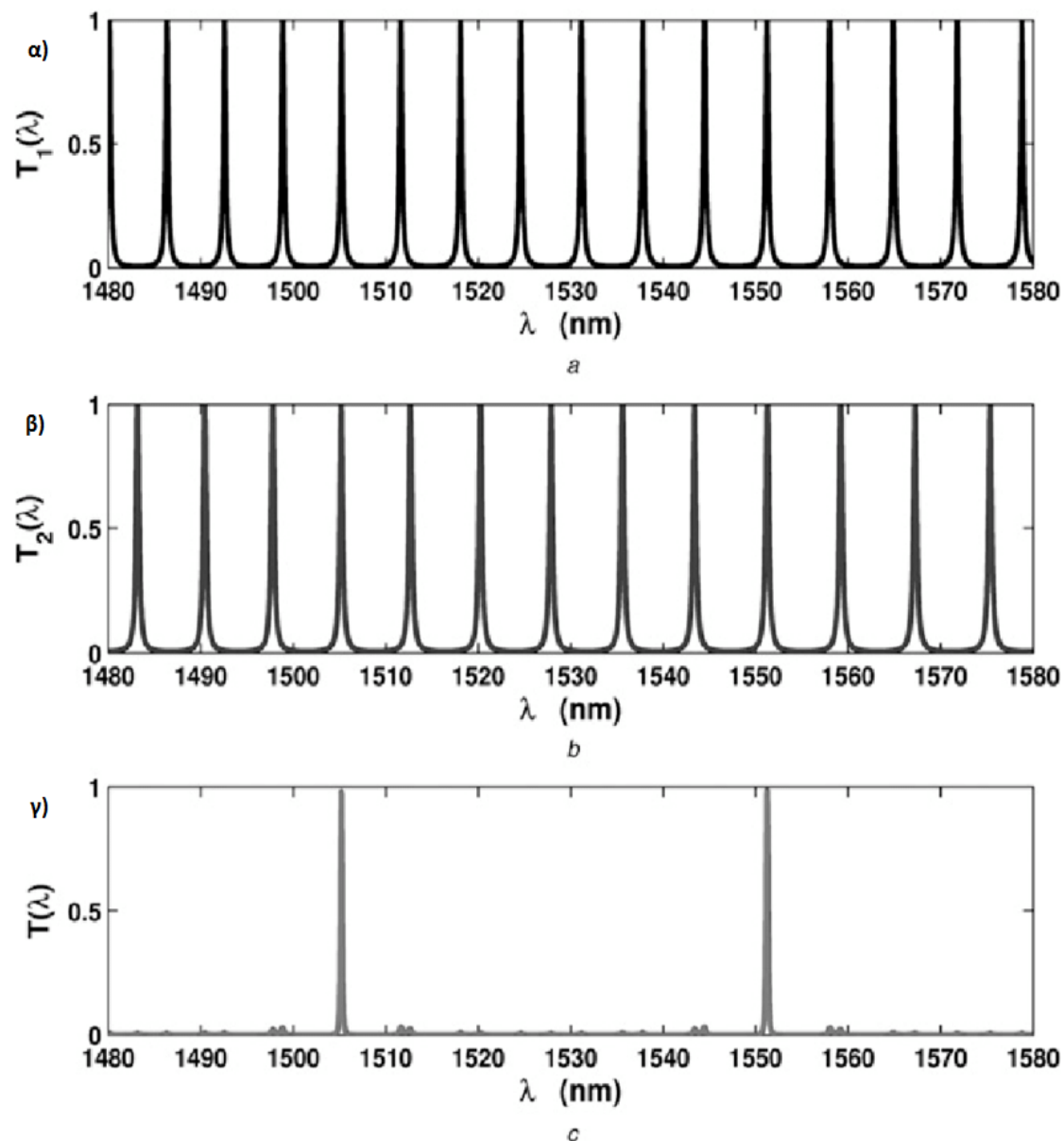
Μία εναλλακτική λύση είναι η κατασκευή μεγαλύτερων κυματοδηγών σε συνδυασμό με πολυεπίπεδες, πολλαπλές δομές δακτυλίων τοποθετημένων σε σειρά. Αυτό θα επιτρέψει σε δύο δακτυλίδια διαφορετικών διαστάσεων (και συχνοτήτων συντονισμού ταυτόχρονα) να έχουν κοινό συντονισμό μόνο όταν οι συνθήκες

συντονισμού και των 2 δαχτυλιδιών τηρούνται. Η συνθήκη ταυτόχρονου συντονισμού θα δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$FSR_{net} = m \times FSR_1 = n \times FSR_2$$

όπου m και n είναι ακέραιοι, FSR_1 και FSR_2 οι ελεύθερες φασματικές ζώνες των 2 δαχτυλιδιών και FSR_{net} ο κοινός συντονισμός της διπλής δομής δακτυλίων.

Έρευνες έχουν δείξει ότι δομές δακτυλίων με μεγάλες περιμέτρους αποτελούμενες από rib κυματοδηγούς εμφανίζουν σημαντική βελτίωση αν στην δομή προστεθούν επιπλέον δαχτυλίδια.



Εικόνα 5.1: (α) Η συνάρτηση μεταφοράς δομής με FSR 7.5nm, (β) Η συνάρτηση μεταφοράς δομής με FSR 10% μικρότερο, (γ) Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης (Διαθέσιμο: https://www.researchgate.net/figure/Basic-principle-of-the-Vernier-effect-a-Airy-function-of-the-first-FP-with-an-FSR-1-b_fig2_283197975)

Στην παραπάνω εικόνα για παράδειγμα, βλέπουμε πως ο συνδυασμός μίας δομής με FSR που ισούται περίπου με $7.5nm$ και μίας δομής με FSR το οποίο είναι 10% μικρότερο της προηγούμενης μπορεί να μας δώσει πολύ ψηλό FSR (εδώ πάνω από $45nm$).

Εδώ πρέπει να επισημάνουμε ότι αυτή η μέθοδος αύξησης του FSR έχει το μειονέκτημα ότι αν η ποιότητα παρασκευής των δαχτυλιδιών είναι χαμηλή ή/και η παραπάνω εξίσωση δεν τηρείται αυστηρά, θα εμφανιστούν μη αμελητέοι πλευρικοί λοβοί στο φάσμα. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να επιλυθεί αν βελτιώσουμε την ποιότητα κατασκευής των δαχτυλιδιών και αφιερώσουμε περισσότερο χρόνο στον σχεδιασμό τους ούτως ώστε να καθορίσουμε τις ιδιότητες τους με περισσότερη ακρίβεια. Παρ' όλα αυτά, η μέθοδος αυτή έχει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με την χρήση απλών δομών, καθώς η κατασκευή μεγαλύτερων δομών δακτυλίων μειώνει την πιθανότητα λαθών κατά την διαδικασία της παρασκευής, ενώ παράλληλα τέτοιες δομές είναι πιο εύκολα συμβατές με μεγαλύτερους κυματοδηγούς και ενεργά στοιχεία [1].

Ένα άλλο πεδίο έρευνας είναι αυτό των οπτικών βιοανιχνευτών. Οι οπτικοί σένσορες εδώ και δεκαετίες αποτελούν την πιο αποτελεσματική λύση σε εφαρμογές βιοανίχνευσης, καθώς προσφέρουν γρήγορη ανάλυση, υψηλή ευαισθησία, υψηλή ακρίβεια, δυνατότητα ανίχνευσης πολλών ουσιών, ενώ ταυτόχρονα δεν επηρεάζουν σημαντικά το δείγμα. Λόγω της ευκολίας κατασκευής τους, οι οπτικές δομές δακτυλίων παίζουν πρωταγωνιστικό ρόλο στα σημερινά κυκλώματα βιοανιχνευτών. Οι δομές δακτυλίων είναι σε θέση να ανιχνεύουν αποτελεσματικά mRNA, διάφορα αντιγόνα και ιντερλευκίνη. Διάφοροι σχεδιαστές, εκμεταλλευόμενοι την ευκολία μαζικής παραγωγής δομών δακτυλίων, έχουν σκεφτεί να τοποθετήσουν πολλές δομές δακτυλίων σε πλέγματα ή εναλλακτικούς σχεδιασμούς, ώστε να βελτιώσουν το σήμα εξόδου. Πιο συγκεκριμένα, η κατασκευή πλεγμάτων μικροδακτυλίων σε ένα chip θα μας επιτρέψει στο μέλλον να έχουμε πολυεπίπεδη ανάλυση ιατρικών δειγμάτων και μεγαλύτερη ανάμειξη δομών δακτυλίων σε ιατρικές εφαρμογές. Σε πειραματικές εφαρμογές, έχει βρεθεί ότι αυτή η διάταξη είναι σε θέση να ανιχνεύει 5 διαφορετικά σημαντικούς πρωτεϊνικούς βιοδείκτες ταυτόχρονα (καρκινοεμβρυικό αντίγονο, α -φετοπρωτεΐνη, ιντερλευκίνη-8, αντίγονο του προστάτη και παράγοντα νέκρωσης όγκου- α), ενώ πιστεύεται ότι μελλοντικές συσκευές θα είναι σε θέση να ανιχνεύουν ακόμα περισσότερα στοιχεία ταυτόχρονα [2].

Τέλος, μια άλλη οπτική που χρήζει ιδιαίτερης προσοχής είναι αυτή του χώρου. Παρά το ότι ένα από τα πιο σημαντικά προτερήματα των δομών δακτυλίων είναι η εξοικονόμηση χώρου στα ολοκληρωμένα κυκλώματα, οι μικροσυσκευές που ενίοτε χρησιμοποιούνται για να εξασφαλίζουν ότι ο συντονισμός είναι αυτός που θέλουμε (φωτοανιχνευτές) ή για να αλλάξουμε την φάση του δαχτυλιδιού (θερμάστρες) συνήθως πιάνουν πολύ χώρο στο chip. Το γεγονός αυτό έχει κρατήσει

πίσω τις δομές δακτυλίων, όσον αφορά την περαιτέρω διάδοση της χρήσης τους. Ομάδες επιστημόνων όμως σχεδιάζουν σήμερα ενισχυμένα, ακριβώς συντονισμένα νανοκαλώδια πυριτίου, τα οποία θα λειτουργούν ως στοιχεία ελέγχου δομών δακτυλίων. Η διαδικασία παρασκευής τέτοιων ελεγκτικών μηχανισμών θα είναι συμβατή με τις σύγχρονες fabrication τεχνικές CMOS, ενώ θεωρείται ότι θα βοηθούσαν σημαντικά στην εξοικονόμηση χώρου και στην εδραίωση της χρησιμοποίησης δομών δακτυλίων σε chip της αγοράς [3].

Βιβλιογραφία

- [1] B. Timotijevic, F.Y. Gardes, P. Yang, D.J. Blackwood, "Future Prospects for Silicon Photonics", The International Society for Optical Engineering, Proc. Of SPIE, Vol. 6593, May 2007.
- [2] A.N. Nordin, "Optical-resonator-based biosensing systems: current status and future prospects", Nanobiosensors in Disease Diagnosis 2016:5, pp. 41-50, June 2016.
- [3] Stewart Wills, "Nanowire Control for Ring Resonator Systems". Διαθέσιμο: https://www.osa-opn.org/home/newsroom/2019/february/nanowire_control_for_ring_resonator_systems/