



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Επίδραση Θορύβου Οπτικών Ενισχυτών στη
Λειτουργία Διαφορετικών Αρχιτεκτονικών Οπτικών
Μεταγωγέων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΤΙΤΟΥ Γ. ΚΟΚΚΙΝΟΥ

Επιβλέπων : Δρ. Αλέξανδρος Σταυδάς
Ερευνητής Ε.Π.Ι.Σ.Ε.Υ

Υπεύθυνος : Ε. Ν. Πρωτονοτάριος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2003



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Επίδραση Θορύβου Οπτικών Ενισχυτών στη
Λειτουργία Διαφορετικών Αρχιτεκτονικών Οπτικών
Μεταγωγέων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΤΙΤΟΥ Γ. ΚΟΚΚΙΝΟΥ

Επιβλέπων : Δρ. Αλέξανδρος Σταυδάς
Ερευνητής Ε.Π.Ι.Σ.Ε.Υ

Υπεύθυνος : Ε. Ν. Πρωτονοτάριος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 3^η Ιουλίου 2003.

(Υπογραφή)

.....
Ε. Ν. Πρωτονοτάριος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Ιωάννης Πουντουράκης
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Θεοδώρα Βαρβαρίγου
Αν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....

ΤΙΤΟΣ Γ. ΚΟΚΚΙΝΟΣ

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

© 2003 Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο. All rights reserved.

Στους γονείς μου.

Πρόλογος - Ευχαριστίες

Η Διπλωματική αυτή Εργασία σηματοδοτεί την ολοκλήρωση των προπτυχιακών μου σπουδών στην Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

Στη διάρκεια των πέντε αυτών χρόνων, είχαμε την τύχη να παρακολουθήσουμε διαλέξεις εμπνευσμένων Καθηγητών, οι οποίοι κατάφεραν με τον καλύτερο τρόπο να μας μεταδώσουν τις επιστημονικές τους γνώσεις και ταυτόχρονα να αναπτύξουν την κριτική και επιστημονική μας σκέψη. Του Καθηγητές αυτούς θα ήθελα να τους ευχαριστήσω και να τους ευχηθώ να συνεχίσουν με τον ίδιο ζήλο τα Ερευνητικά και Διδακτικά τους καθήκοντα. Μεταξύ αυτών, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή Ε. Ν. Πρωτονοτάριο, ο οποίος είχε την ευθύνη της Διπλωματικής αυτής εργασίας.

Εμπνευστής και επιβλέπων αυτής της Διπλωματικής Εργασίας ήταν ο Δρ. Αλέξανδρος Σταυδάς, ιδρυτής και ηγέτης του εργαστηρίου «Οπτικών Επικοινωνιών και Δικτύων». Ο Δρ. Αλέξανδρος Σταυδάς, ο οποίος ήταν και η αφορμή για να ασχοληθώ με το αντικείμενο των Φωτονικών Επικοινωνιών και Οπτικών Δικτύων, επέβλεψε με συνέπεια και αρτιότητα αυτήν την εργασία, σε όλη τη διάρκεια της υλοποίησής της, δίνοντας τις απαραίτητες κατευθύνσεις και επιστημονικές γνώσεις του, όποτε του ζητούνταν. Για όλα αυτά, θέλω να τον ευχαριστήσω θερμά και να του ευχηθώ κάθε επαγγελματική και προσωπική επιτυχία.

Πολύτιμος αρωγός σε ολόκληρη τη διάρκεια της υλοποίησης αυτής της εργασίας ήταν ο Υ.Δ. Στέλιος Συγγλέτος, ο οποίος σε κάθε περίπτωση ήταν πρόθυμος να συνεργαστεί για την επίλυση των προβλημάτων που παρουσιάζονταν. Για τον λόγο αυτό θα ήθελα να τον ευχαριστήσω από βάθος καρδιάς και να του ευχηθώ να υλοποιήσει τους στόχους που έχει θέσει και κάθε προσωπική ευτυχία.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Δρ. Χρήστο Ματρακίδη, για την βοήθεια του στην διόρθωση της εργασίας, τον Υ.Δ. Χάρη Σκούφη για την βοήθεια του στην επίλυση των τεχνικών προβλημάτων που παρουσιάστηκαν και όλα τα υπόλοιπα μέλη του εργαστηρίου «Οπτικών Επικοινωνιών και Δικτύων».

Τέλος, οφείλω να ευχαριστήσω όλους αυτούς τους ανθρώπους που βρέθηκαν κοντά μου στη διάρκεια των σπουδών μου και με τον έναν ή τον άλλο τρόπο με στήριξαν σε όλες τις δυσκολίες.

Περίληψη

Τα αμιγώς οπτικά δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος παρουσιάζονται στην εποχή μας ως η λύση στην συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση χωρητικότητας. Στα δίκτυα αυτά κεντρικό ρόλο έχουν οι οπτικοί μεταγωγείς οι οποίοι υλοποιούν λειτουργίες μεταγωγής και δρομολόγησης στο οπτικό επίπεδο.

Βασικό στοιχείο των οπτικών μεταγωγέων είναι οι οπτικοί ενισχυτές, οι οποίοι χρησιμοποιούνται τόσο για την ενίσχυση των οπτικών σημάτων, όσο και για την υλοποίηση διακοπτικών λειτουργιών. Ωστόσο, οι οπτικοί ενισχυτές παράγουν οπτική ισχύ θορύβου, η οποία χειροτερεύει την ποιότητα του οπτικού σήματος, μειώνοντας τον οπτικό σηματοθορυβικό του λόγο.

Στην παρούσα εργασία, μελετάμε την επίδραση του οπτικού θορύβου στην λειτουργία και στις επιδόσεις συγκεκριμένων αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων. Πιο συγκεκριμένα, μελετάμε πως ο οπτικός θόρυβος επιδρά σε δύο πολύ χαρακτηριστικά μεγέθη των οπτικών μεταγωγέων: στο πλήθος των μεταγωγέων που είναι δυνατόν να τοποθετηθούν διαδοχικά, στα πλαίσια ενός οπτικού δικτύου ευρείας κλίμακας, χωρίς να μειωθεί ο σηματοθορυβικός λόγος του οπτικού σήματος κάτω από κάποιο όριο και στη συνολική χωρητικότητα που μπορεί ένας μεταγωγέας να υποστηρίξει.

Στο 1^ο Κεφάλαιο αναφέρουμε κάποια εισαγωγικά στοιχεία για τα οπτικά δίκτυα, τους οπτικούς μεταγωγείς και τον ακριβή ρόλο των οπτικών ενισχυτών στην λειτουργία των μεταγωγέων.

Στο 2^ο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται και μοντελοποιούνται τα οπτικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση μεταγωγέων με ιδιαίτερη έμφαση στην μοντελοποίηση της λειτουργίας των οπτικών ενισχυτών.

Στο 3^ο κεφάλαιο, εξομοιώνουμε τρεις διαφορετικές αρχιτεκτονικές μεταγωγέων τεχνολογίας Μονοπατιού Μήκους Κύματος και καταλήγουμε σε συμπεράσματα για την ακριβή επίδραση των οπτικών ενισχυτών στα παραπάνω μεγέθη.

Στο 4^ο κεφάλαιο, μοντελοποιούμε τους οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος, οι οποίοι έχουν σημαντικό ρόλο στην υλοποίηση μεταγωγέων τεχνολογίας Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος.

Τέλος, στο 5^ο Κεφάλαιο εξομοιώνουμε τις αντίστοιχες αρχιτεκτονικές μεταγωγέων τεχνολογίας Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος και καταλήγουμε σε αντίστοιχα συμπεράσματα για την ακριβή επίδραση των οπτικών ενισχυτών στην λειτουργία τους.

Abstract

All Optical Wavelength Routing Networks seem to be the solution to the increasingly demand of capacity. The cornerstone in these networks is the Optical Cross Connects (OXC), which are to materialize switching and routing functions in the optical domain.

The most basic components of the Optical Cross Connects are the Optical Amplifiers, which are used in order to compensate the losses of the rest network and the passive components and in order to materialize switching functions. Nevertheless, Optical Amplifiers produce optical noise, which reduces the quality of the optical signal by reducing its Optical Signal to Noise Ratio (OSNR).

In this Thesis, we study the impact of the noise produced by the optical Amplifiers in the function of three different architectures of Optical Cross Connects. More specifically, we study how that noise influences two of the most characteristic properties of the Optical Cross Connect: Cascadability and Scalability.

The 1st Chapter is an introduction to Wavelength Routing Networks and Optical Cross Connects.

In the 2nd Chapter, we model the optical components that are used in the Optical Cross Connects, emphasizing in the modelling of the Optical Amplifiers.

In the 3rd Chapter we simulate three different architectures of Wavelength Path technology Optical Cross Connects and we make some conclusions, regarding Cascadability and Scalability of these three architectures.

In the 4th Chapter, we model optical Wavelength Converter, which are major components in Virtual Wavelength Path technology Optical Cross Connects.

Finally, in the 5th Chapter, we simulate the relative architectures of Virtual Wavelength Path Optical Cross Connects and we sup up to relative conclusions.

Περιεχόμενα

1	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο	1
1.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	1
1.2	ΕΞΕΛΙΞΗ ΟΠΤΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ	1
1.3	ΟΠΤΙΚΟΙ ΜΕΤΑΓΩΓΕΙΣ.....	4
1.3.1	<i>Οπτικοί Μεταγωγείς τεχνολογίας «Μονοπατιού Μήκους Κύματος» και «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος».....</i>	5
1.4	ΡΟΛΟΣ ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΣΤΗΝ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΜΕΤΑΓΩΓΕΩΝ.....	6
1.5	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 1 ^ο Υ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	8
2	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο	11
2.1	ΟΠΤΙΚΟΙ ΣΥΖΕΥΚΤΕΣ.....	11
2.2	ΟΠΤΙΚΟΙ ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΕΣ(COMBINERS) / ΔΙΑΧΩΡΙΣΤΕΣ (SPLITTERS)	14
2.3	ΟΠΤΙΚΟΙ ΠΟΛΥΠΛΕΚΤΕΣ / ΑΠΟΠΟΛΥΠΛΕΚΤΕΣ ΜΗΚΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ	16
2.4	ΟΠΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ.....	18
2.4.1	<i>Οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού</i>	<i>18</i>
2.4.1.1	<i>Μοντελοποίηση Ενισχυτών Ημιαγωγού Οδεύοντος Κύματος</i>	<i>19</i>
2.4.1.2	<i>Ενίσχυση Παλμών από Ενισχυτή Ημιαγωγού</i>	<i>22</i>
2.4.1.3	<i>Θόρυβος στους ενισχυτές ημιαγωγού</i>	<i>23</i>
2.4.2	<i>Οπτικοί ενισχυτές ερβίου</i>	<i>24</i>
2.4.2.1	<i>Μοντελοποίηση λειτουργίας ενισχυτών ερβίου</i>	<i>26</i>
2.4.3	<i>Μοντελοποίηση φαινομένου οπτικής ενίσχυσης.....</i>	<i>33</i>
2.4.3.1	<i>Ανάπτυξη 1^ου Μοντέλου λειτουργίας οπτικού ενισχυτή</i>	<i>37</i>
2.4.3.2	<i>Ανάπτυξη 2^ου Μοντέλου λειτουργίας οπτικού ενισχυτή</i>	<i>44</i>
2.5	ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΛΥΣΙΔΩΝ ΚΟΜΒΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ-ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ (LG CHAINS)	50
2.5.1	<i>Ανάλυση Αλυσίδας κόμβων LG</i>	<i>51</i>
2.5.2	<i>Ανάλυση Αλυσίδας κόμβων LGLGLG</i>	<i>53</i>
2.6	ΟΠΤΙΚΟΙ ΦΩΡΑΤΕΣ	54
2.6.1	<i>Θόρυβος στους οπτικούς φωρατές τύπου PIN</i>	<i>56</i>
2.6.1.1	<i>Θόρυβος Βολής (Shot Noise)</i>	<i>56</i>
2.6.1.2	<i>Θερμικός Θόρυβος (Thermal Noise)</i>	<i>57</i>
2.6.1.3	<i>Φώραση θορύβου ASE</i>	<i>58</i>
2.6.2	<i>Θεωρία Φώρασης – Ακωκωδικοποίησης ψηφιακού σήματος</i>	<i>60</i>
2.7	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 2 ^ο Υ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	63
3	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο	67
3.1	1 ^η ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΓΩΓΕΑ WP ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	68
3.1.1	<i>Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 1^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	<i>69</i>
3.1.2	<i>Εξομοίωση της 1^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	<i>73</i>
3.1.2.1	<i>Συντελεστής Θορύβου Οπτικού Μεταγωγέα.....</i>	<i>73</i>
3.1.2.2	<i>Μελέτη της διαδεξιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής.....</i>	<i>75</i>
3.1.2.3	<i>Μελέτη της επεκτασιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής</i>	<i>82</i>
3.2	2 ^η ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΓΩΓΕΑ WP ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	86
3.2.1	<i>Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 2^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	<i>87</i>
3.2.1.1	<i>Μελέτη της διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής.....</i>	<i>89</i>
3.2.1.2	<i>Μελέτη της επεκτασιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής.....</i>	<i>94</i>

3.3	3 ^Η ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΓΩΓΕΑ WP ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	97
3.3.1	<i>Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 3^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	98
3.3.1.1	Μελέτη της διαδεξιμότητας της 3 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	100
3.3.1.2	Μελέτη της επεκτασιμότητας της 3 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	107
3.4	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΤΡΙΩΝ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΩΝ.....	110
3.4.1	<i>Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την διαδεξιμότητα</i>	110
3.4.2	<i>Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την επεκτασιμότητα</i>	111
3.5	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 3 ^{ΟΥ} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ.....	112
4	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^Ο	113
4.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΟΥΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΜΗΚΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ	113
4.1.1	<i>Μετατροπή μήκους κύματος βασιζόμενη στην ετεροδιαμόρφωση κέρδους ενισχυτή ημιαγωγού</i>	114
4.1.2	<i>Μετατροπή μήκους κύματος βασιζόμενη στην ετεροδιαμόρφωση φάσης</i>	116
4.2	ΑΝΑΛΥΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΒΑΣΙΣΜΕΝΟΥ ΣΤΗΝ ΕΤΕΡΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΦΑΣΗΣ	118
4.3	ΜΕΛΕΤΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ	124
4.3.2	<i>Προσδιορισμός Σημείου Λειτουργίας Οπτικού Μετατροπέα Μήκους Κύματος</i>	129
4.4	ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΟΥΣ ΟΠΤΙΚΟΥΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΜΗΚΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ.....	135
4.5	ΑΝΑΛΥΣΗ WC-L-G ΑΛΥΣΙΔΩΝ.....	139
4.6	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 4 ^{ΟΥ} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	143
5	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^Ο	145
5.1	1 ^Η ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΓΩΓΕΑ VWP ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	145
5.1.1	<i>Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 1^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	146
5.1.2	<i>Εξομοίωση 1^{ης} Αρχιτεκτονικής Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας</i>	147
5.1.2.1	Μελέτη της διαδεξιμότητας της 1 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	147
5.1.2.2	Μελέτη της επεκτασιμότητας της 1 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	151
5.2	2 ^Η ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΓΩΓΕΑ VWP ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	154
5.2.1	<i>Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 2^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	155
5.2.2	<i>Εξομοίωση 2^{ης} Αρχιτεκτονικής Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας</i>	155
5.2.2.1	Μελέτη της διαδεξιμότητας της 2 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	156
5.2.2.2	Μελέτη της επεκτασιμότητας της 2 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	159
5.3	3 ^Η ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΜΕΤΑΓΩΓΕΑ VWP ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ	162
5.3.1	<i>Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 3^{ης} Αρχιτεκτονικής</i>	162
5.3.2	<i>Εξομοίωση 3^{ης} Αρχιτεκτονικής Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας</i>	163
5.3.2.1	Μελέτη της Διαδεξιμότητας της 3 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	163
5.3.2.2	Μελέτη της επεκτασιμότητας της 3 ^{ης} αρχιτεκτονικής.....	166
5.4	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΤΡΙΩΝ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΩΝ.....	169
5.4.1	<i>Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την διαδεξιμότητα</i>	169
5.4.2	<i>Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την επεκτασιμότητα</i>	171
5.5	ΑΝΑΦΟΡΕΣ 5 ^{ΟΥ} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ	172

1 Κεφάλαιο 1^ο

Το κεφάλαιο αυτό αποτελεί εισαγωγή στο οπτικά δίκτυα και στο αντικείμενο αυτής της εργασίας.

1.1 Εισαγωγή

Τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα γνωρίζουν στις μέρες μας ιδιαίτερη άνθηση, η οποία συνοδεύεται από τους εκθετικούς ρυθμούς διάδοσης του διαδικτύου και από την πολύ μεγάλη αύξηση του πλήθους των εφαρμογών (κυρίως πολυμέσων) που μπορεί να υποστηρίξει. Τα παραπάνω έχουν συντελέσει στη δραματική αύξηση της ζητούμενης από τους χρήστες χωρητικότητας. Στην αύξηση της ζήτησης χωρητικότητας τα σημερινά δίκτυα (ενσύρματα και ασύρματα) αδυνατούν να αντεπεξέλθουν, είτε λόγω της πεπερασμένης χωρητικότητας που μπορεί να υποστηρίξει το ίδιο το μέσο διάδοσης τους, είτε λόγω του υψηλού κόστους των ηλεκτρονικών συστημάτων που απαιτούνται για την διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση σημάτων σε τέτοιους ρυθμούς ώστε να καλυφθεί η ζητούμενη χωρητικότητα.

Η λύση στα προβλήματα αυτά φαίνεται πως είναι τα αμιγώς οπτικά δίκτυα, τα οποία αφενός λόγω του μεγάλου εύρους μετάδοσης που χαρακτηρίζει το βασικό μέσο μετάδοσης σε αυτά (οπτική ίνα) και αφετέρου λόγω των γρήγορων ρυθμών επεξεργασίας του οπτικού σήματος, θα μπορέσουν, στην ολοκληρωμένη τους μορφή, να υποστηρίξουν χωρητικότητες της τάξης των δεκάδων Tbps και να λύσουν οριστικά το πρόβλημα της αυξανόμενης ζήτησης χωρητικότητας. Η προοπτική αυτή διαφάνηκε για πρώτη φορά στα μέσα της δεκαετίας του '60 όταν και χρησιμοποιήθηκε για πρώτη φορά οπτική ίνα για την μετάδοση οπτικού σήματος πληροφορίας.

1.2 Εξέλιξη Οπτικών Δικτύων

Από τα μέσα της δεκαετίας του '60, όταν για πρώτη φορά προτάθηκε το ενδεχόμενο χρησιμοποίησης οπτικών δικτύων μέχρι και σήμερα, έχουν προταθεί πολλοί τύποι οπτικών δικτύων, ο καθένας από τους οποίους αποτελεί βελτιωμένη εκδοχή των προηγούμενων του.

Η πρώτη μορφή οπτικών δικτύων ήταν αυτή που βασιζόταν στην πολυπλεξία μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM) και στην μετάδοση των πολυπλεγμένων καναλιών πληροφορίας από ένα σημείο σε ένα άλλο (WDM point to point networks). Τα δίκτυα αυτά προτάθηκαν στις αρχές της δεκαετίας του '70. Στα δίκτυα αυτά, διαφορετικά σήματα

πληροφορίας διαμορφώνουν την ισχύ διαφορετικών μηκών κύματος τα οποία στη συνέχεια πολυπλέκονται και μεταφέρονται μέσω οπτικής ίνας από το ένα σημείο σε ένα άλλο.

Τα πρώτα αυτά οπτικά δίκτυα δεν είχαν σημαντική εμπορική επιτυχία γιατί αποδείχθηκε στην πράξη ότι ήταν πολύ πιο συμφέρον (οικονομοτεχνικά) να αυξηθεί η χωρητικότητα μιας γραμμής συμβατικού δικτύου αυξάνοντας την ταχύτητα πολυπλεξίας στον χρόνο (TDM) από το να χρησιμοποιηθεί πολυπλεξία μήκους κύματος (WDM).

Ωστόσο, όταν στις αρχές της δεκαετίας του '90 ανακαλύφθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν οι ενισχυτές ερβίου (EDFAs), οι οποίοι, όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο, λειτουργούν ενισχυτικά για μια ευρεία ζώνη μηκών κύματος στην περιοχή των 1550 nm, τα δεδομένα άλλαξαν. Με τη χρησιμοποίηση των ενισχυτών ερβίου αναθεωρήθηκε εντελώς η οικονομοτεχνική ανάλυση των δικτύων WDM, αφού οι ενισχυτές ερβίου μπορούσαν να ενισχύσουν ταυτόχρονα όλα τα πολυπλεγμένα μήκη κύματος, αντικαθιστώντας έτσι τους αναγεννητές που χρησιμοποιούνταν για κάθε μήκος κύματος.

Η μετάδοση πολυπλεγμένων οπτικών σημάτων από σημείο σε σημείο ήταν μια ενδιαφέρουσα προσέγγιση και αποτέλεσε την απαρχή της μετέπειτα εξέλιξης των οπτικών δικτύων. Ωστόσο, μετά από την υλοποίηση τέτοιων ζεύξεων, υπήρξαν πολλές προτάσεις που αφορούσαν στην υλοποίηση όσο το δυνατόν περισσότερων λειτουργιών δικτύου στο οπτικό επίπεδο, αφού η υλοποίηση βασικών λειτουργιών δικτύου στο ηλεκτρικό επίπεδο αναιρούσε πολλά από τα πλεονεκτήματα που απέρρεαν από την μετάδοση του σήματος πληροφορίας στο οπτικό επίπεδο.

Ήδη, από παλαιότερα, είχαν προταθεί οπτικά δίκτυα στα οποία πολλοί κόμβοι συνδέονταν μεταξύ τους με έναν συζεύκτη αστέρα (star coupler, βλ § 2.2) με σκοπό το σήμα πληροφορίας του κάθε κόμβου να διαμορφώνει ένα μήκος κύματος και να μεταδίδεται σε όλους του κόμβους του δικτύου (broadcast networks).

Με βάση τέτοιου είδους δίκτυα και με δεδομένη τη δυνατότητα πολυπλεξίας διαφορετικών μηκών κύματος, υλοποιήθηκε η δεύτερη γενιά οπτικών δικτύων στα οποία πολλοί κόμβοι συνδέονται σε έναν συζεύκτη αστέρα. Μεταξύ όλων των κόμβων μεταδίδεται το ίδιο πολυπλεγμένο WDM σήμα. Ο κάθε κόμβος μεταδίδει πληροφορία σε συγκεκριμένο μήκος κύματος. Αυτό το μήκος κύματος πολυπλέκεται με τα υπόλοιπα μήκη κύματος του δικτύου και το πολυπλεγμένο οπτικό σήμα και μέσω του συζεύκτη αστέρα μεταδίδεται σε όλους τους κόμβους του δικτύου. Έτσι, το πολυπλεγμένο σήμα φτάνει σε όλους τους κόμβους του δικτύου. Ο κάθε κόμβος διαθέτει συντονιζόμενο οπτικό δέκτη (tunable receiver). Έτσι, ανάλογα με ποιον κόμβο-πομπό επιθυμεί να επικοινωνήσει συντονίζει τον δέκτη του στο μήκος κύματος στο οποίο

διαμορφώνει την πληροφορία του ο πομπός. Έτσι επιτυγχάνεται η επικοινωνία μεταξύ ενός συγκεκριμένου κόμβου-πομπού με έναν άλλο κόμβο-δέκτη.

Τα δίκτυα αυτού του τύπου ονομάστηκαν δίκτυα “Broadcast and Select”, για προφανείς λόγους. Από τον τρόπο λειτουργίας αυτών των δικτύων μπορούμε εύκολα να συμπεράνουμε ότι για τη σωστή λειτουργία αυτών των δικτύων απαιτείται κάποιο πρωτόκολλο πρόσβασης στο μέσο (MAC protocol) προκειμένου να είναι δυνατός ο συντονισμός του δέκτη στο κατάλληλο μήκος κύματος εκπομπής του πομπού.

Βασικά μειονεκτήματα του συγκεκριμένου τύπου οπτικών δικτύων ήταν ότι υπήρξαν τεχνικά προβλήματα στην δημιουργία των κατάλληλων συντονιζόμενων οπτικών δεκτών, η υπερβολικά υψηλή ισχύς εκπομπής του κάθε εκπομπού (η ισχύς αυτή έπρεπε να είναι τέτοια ώστε μετά τις απώλειες που θα εισήγαγε ο συζεύκτης αστέρα (βλ § 2.2) η ισχύς του καναλιού να είναι ικανή για ανίχνευση και φώραση από τον οπτικό δέκτη) και, τέλος, οι περιορισμοί στο πλήθος των κόμβων που μπορούσαν να συνδεθούν σε ένα τέτοιο δίκτυο: ο συνολικός αριθμός των κόμβων δεν μπορούσε σε καμία περίπτωση να είναι μεγαλύτερος από το πλήθος των διαθέσιμων μηκών κύματος, δηλαδή δεν μπορούσε να είναι μεγαλύτερος από 16, 32 ή 64.

Παρόλο που τα “Broadcast and Select” δίκτυα αποτέλεσαν σημαντική πρόοδο των οπτικών δικτύων, τα παραπάνω μειονεκτήματα τα καθιστούν δίκτυα περιορισμένων δυνατοτήτων τα οποία θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν μόνο για την υλοποίηση τοπικών, μικρής κλίμακας, δικτύων (LANs) .

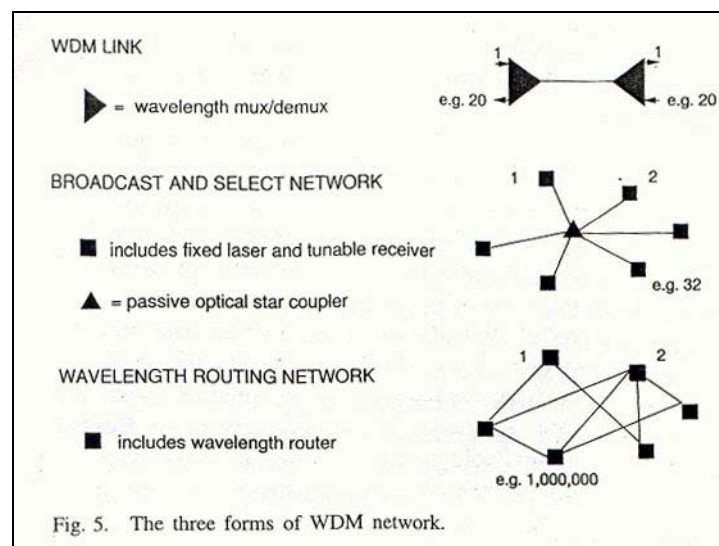
Η λύση που προτάθηκε προκειμένου να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματα που χαρακτηρίζουν τα “Broadcast and Select” δίκτυα είναι τα αμιγώς οπτικά δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος (wavelength routing optical networks). Τα τρίτης γενιάς αυτά οπτικά δίκτυα είναι WDM δίκτυα χωρίς συγκεκριμένη χωρική δομή τα οποία διαφέρουν από τα κοινά ηλεκτρικά δίκτυα στο ότι στοχεύουν να υλοποιήσουν τις πιο βασικές λειτουργίες του δικτύου (μεταγωγή και δρομολόγηση) στο οπτικό επίπεδο. Στα δίκτυα αυτά το κάθε κανάλι πληροφορίας ταυτίζεται με το φέρον μήκος κύματος. Έτσι, μετάγωντας και δρομολογώντας το κάθε μήκος κύματος ουσιαστικά υλοποιούμε τις παραπάνω διαδικασίες στα κανάλια επικοινωνίας μεταξύ των κόμβων του δικτύου.

Στα αμιγώς οπτικά δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος ανήκουν τόσο τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος, όσο και τα δίκτυα μεταγωγής πακέτου. Στην περίπτωση της μεταγωγής κυκλώματος το κάθε μήκος κύματος χρησιμοποιείται ως φέρον για το κάθε κανάλι επικοινωνίας, ενώ στην περίπτωση της μεταγωγής πακέτου το κάθε μήκος κύματος χρησιμοποιείται ως φέρον ενός καναλιού στο οποίο υπάρχουν πολυπλεγμένα στον χρόνο (OTDM) πακέτα πληροφορίας.

Το ποια από τις δύο αυτές τεχνολογίες θα χρησιμοποιείται σε κάποια εφαρμογή εξαρτάται από τα επιμέρους χαρακτηριστικά του δικτύου και της προς μετάδοση πληροφορίας. Για παράδειγμα, τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος θα είναι προτιμότερο να χρησιμοποιούνται στις περιπτώσεις δικτύων ευρείας περιοχής (Wide Area Networks) ή σε περιπτώσεις που απαιτείται διαφάνεια ως προς το πρωτόκολλο επικοινωνίας, ενώ τα οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου θα εκμεταλλεύονται καλύτερα τους πόρους του δικτύου (π.χ. συνολική χωρητικότητα) σε περιπτώσεις που η προς μετάδοση πληροφορία χαρακτηρίζεται από μεγάλη εκρηκτικότητα (π.χ. εφαρμογές πολυμέσων).

Κεντρικό στοιχείο στην λειτουργία των οπτικών δικτύων δρομολόγησης μήκους κύματος είναι οι οπτικοί μεταγωγείς-δρομολογητές (Optical Cross Connects, OXC), οι οποίοι αναλύονται στην επόμενη παράγραφο.

Στο Σχ. 1.1 φαίνονται οι τρεις τύποι δικτύων που περιγράψαμε παραπάνω



Σχ. 1.1 Οι τρεις διαφορετικοί τύποι WDM δικτύων

1.3 Οπτικοί μεταγωγείς

Όπως προαναφέρθηκε, βασικό στοιχείο στα οπτικά δίκτυα μεταγωγής μήκους κύματος είναι οι οπτικοί μεταγωγείς (Optical Cross Connects, OXC). Στους οπτικούς μεταγωγείς υλοποιούνται οι διαδικασίες μεταγωγής και δρομολόγησης των οπτικών καναλιών, στο οπτικό επίπεδο, με βάση το φέρον μήκος κύματος του κάθε καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, θεωρούμε ότι στον κάθε οπτικό μεταγωγέα φτάνουν στην είσοδό του N οπτικές ίνες στην κάθε μία από τις οποίες

υπάρχουν M πολυπλεγμένα μήκη κύματος. Στην έξοδό του εξέρχονται N ίνες με M πολυπλεγμένα μήκη κύματος η κάθε μία. Με βάση αυτή την θεώρηση σκοπός του οπτικού μεταγωγέα είναι να μεταγωγήσει οποιοδήποτε μήκος κύματος οποιασδήποτε ίνας εισόδου σε οποιαδήποτε από τις ίνες εξόδου και σε αντίστοιχο μήκος κύματος (όπως θα δούμε παρακάτω, το φέρον μήκος κύματος του κάθε καναλιού πληροφορίας μπορεί να είναι είτε το ίδιο είτε διαφορετικό από το φέρον του ίδιου αυτού καναλιού στην είσοδο του μεταγωγέα).

Κάθε οπτικός μεταγωγέας έχει και ηλεκτρονικό τμήμα στο οποίο είναι καταχωρημένες οι πληροφορίες μεταγωγής και δρομολόγησης των καναλιών (πίνακες δρομολόγησης κτλ) και το οποίο είναι υπεύθυνο για τον έλεγχο όλων των οπτικών στοιχείων του μεταγωγέα (οπτικοί διακόπτες, μετατροπείς μήκους κύματος κτλ).

Μέχρι σήμερα έχουν προταθεί πολλοί τύποι αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων, ανάλογα με την αρχή λειτουργίας τους ([5]-[10]). Οι πιο δημοφιλείς είναι οι “Broadcast and Select” αρχιτεκτονικές, στις οποίες αρχικά δημιουργούνται πολλά όμοια αντίγραφα του πολυπλεγμένου σήματος της κάθε ίνας και στη συνέχεια με κατάλληλα διακοπτικά στοιχεία και στοιχεία επιλογής μήκους κύματος (αποπολυπλέκτες, οπτικά φίλτρα) υλοποιείται η μεταγωγή [10]. Στην εργασία μας θα ασχοληθούμε με μεταγωγείς αυτής της κατηγορίας αρχιτεκτονικών.

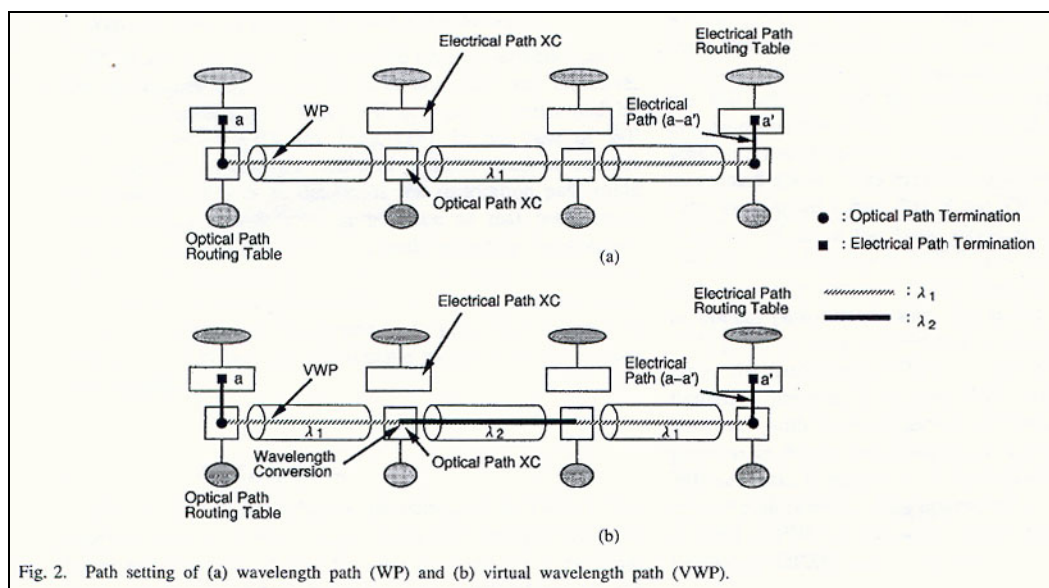
1.3.1 Οπτικοί Μεταγωγείς τεχνολογίας «Μονοπατιού Μήκους Κύματος» και «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος»

Μια από τις πιο σημαντικές διακρίσεις που γίνονται μεταξύ των οπτικών μεταγωγέων είναι αυτή μεταξύ των μεταγωγέων που υποστηρίζουν δίκτυα τεχνολογίας «Μονοπατιού Μήκους Κύματος» (Wavelength Path, WP) και αυτών που υποστηρίζουν δίκτυα τεχνολογίας «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος» (Virtual Wavelength Path).

Στα δίκτυα τεχνολογίας «Μονοπατιού Μήκους Κύματος» το κάθε κανάλι επικοινωνίας που αποκαθίσταται μεταξύ δύο οποιονδήποτε κόμβων του δικτύου χρησιμοποιεί ένα και μόνο ένα φέρον μήκος κύματος. Έτσι, το κάθε κανάλι επικοινωνίας ταυτίζεται με το φέρον μήκος κύματός του. Έτσι, στους ενδιάμεσους κόμβους του δικτύου, οι παρεμβαλλόμενοι οπτικοί μεταγωγείς, περιορίζονται στην μεταγωγή και δρομολόγηση ενός μήκους κύματος από μια ίνα εισόδου στην κατάλληλη ίνα εξόδου, χωρίς να μεταβάλλουν το φέρον μήκος κύματος του καναλιού. Τέτοιου είδους οπτικοί μεταγωγείς είναι πιο απλοί στην υλοποίησή τους, αφού δεν χρειάζονται οπτικούς

μετατροπείς μήκους κύματος αλλά τα δίκτυα στα οποία συμμετέχουν είναι λιγότερο ευέλικτα σε σχέση με τα δίκτυα τεχνολογίας «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος». Στα δίκτυα «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος», υπάρχει η δυνατότητα το κανάλι επικοινωνίας μεταξύ δύο οποιωνδήποτε κόμβων του δικτύου να αλλάζει φέρον μήκος κύματος σε κάθε ενδιάμεσο κόμβο του δικτύου. Σε αυτήν την περίπτωση το κάθε κανάλι επικοινωνίας (μονοπάτι) δεν ταυτίζεται με ένα μόνο φέρον μήκος κύματος σε ολόκληρο το δίκτυο, αλλά είναι δυνατόν να φέρεται από διαφορετικό μήκος κύματος μεταξύ οποιονδήποτε δύο διαδοχικών κόμβων του δικτύου. Οι οπτικοί μεταγωγείς στα δίκτυα «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος» εκτός από την δρομολόγηση του κάθε καναλιού από μία ίνα εισόδου σε μια ίνα εξόδου πρέπει να μετατρέπουν και το φέρον του κάθε καναλιού ανάλογα με τους πίνακες δρομολόγησης και μεταγωγής.

Στο Σχ. 1.2 παρατηρούμε τις διαφορές μεταξύ των δύο τεχνολογιών δικτύων που αναλύσαμε παραπάνω.



Σχ. 1.2 Κανάλια επικοινωνίας σε δίκτυα «Μονοπατιού Μήκους Κύματος» (WP) και «Νοητού Μονοπατιού Μήκους Κύματος» (VWP)

1.4 Ρόλος Οπτικών Ενισχυτών στην λειτουργία των Οπτικών Μεταγωγών

Στην λειτουργία των οπτικών μεταγωγών, και κυρίως του τύπου “Broadcast and Select”, πολύ σημαντικό ρόλο παίζουν οι οπτικοί ενισχυτές. Οι οπτικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται, στα

πλαίσια των αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων, τόσο για την ενίσχυση της ισχύος των οπτικών σημάτων, όσο και για την υλοποίηση διακοπτικών λειτουργιών ή στην υλοποίηση άλλων οπτικών στοιχείων, όπως οι οπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος.

Οι οπτικοί ενισχυτές είναι ενεργά στοιχεία τα οποία εκτός από την χρήσιμη ισχύ που αποδίδουν στα οπτικά σήματα παράγουν και ισχύ θορύβου, αποτελώντας έτσι την πιο σημαντική πηγή θορύβου σε ένα οπτικό δίκτυο. Ο θόρυβος που παράγεται από τους οπτικούς ενισχυτές μειώνει τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο των οπτικών σημάτων, γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε λάθη κατά την φώραση των οπτικών σημάτων.

Με βάση τα παραπάνω, μπορούμε να καταλάβουμε ότι στο οπτικό σήμα του κάθε καναλιού θα προστεθεί τόσο περισσότερη ισχύ θορύβου όσο περισσότερους οπτικούς ενισχυτές συναντήσει το συγκεκριμένο κανάλι και επομένως τόσο περισσότερο θα μειωθεί ο σηματοθορυβικός του λόγος, γεγονός που αυξάνει την πιθανότητα λανθασμένης φώρασης του σήματος και μειώνει την αξιοπιστία του συστήματος. Μετά από αυτά τα σχόλια, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι στα πλαίσια ενός αμιγώς οπτικού δικτύου δρομολόγησης μήκους κύματος δεν μπορούμε να παρατάξουμε οσοδήποτε μεγάλο αριθμό οπτικών μεταγωγέων προκειμένου να μην μειώσουμε κάτω από κάποιο όριο τον σηματοθορυβικό λόγο των οπτικών σημάτων. Υπάρχει επομένως ένα μέγιστο πλήθος κόμβων-οπτικών μεταγωγέων που είναι δυνατόν να τοποθετηθούν διαδοχικά σε ένα οπτικό δίκτυο. Το μέγιστος αυτό πλήθος εξαρτάται σε κάθε περίπτωση από την αρχιτεκτονική του κάθε κόμβου και αποτελεί, ταυτόχρονα, χαρακτηριστικό μέγεθος της κάθε αρχιτεκτονικής. Το μέγεθος αυτό θα το ονομάσουμε, ίσως καταχρηστικά, «διαδεξιμότητα» προσπαθώντας να αποδώσουμε με τον καλύτερο δυνατόν τρόπο στην Ελληνική τον αγγλικό όρο “Cascadability”.

Στην περίπτωση των μεταγωγέων τύπου “Broadcast and Select”, υπάρχει μια ακόμα παράμετρος που θέτει περιορισμούς στην λειτουργία των οπτικών μεταγωγέων. Όπως προαναφέρθηκε, στο αρχικό στάδιο αυτού του τύπου αρχιτεκτονικών δημιουργούνται, με την βοήθεια παθητικών στοιχείων, όμοια αντίγραφα των αρχικών οπτικών σημάτων με αποτέλεσμα το κάθε αντίγραφο να έχει υποστεί απώλεια ισχύος ανάλογης του πλήθους των παραγόμενων αντιγράφων. Το πλήθος των παραγόμενων αυτών αντιγράφων είναι ανάλογο της συνολικής χωρητικότητας που υποστηρίζει ο οπτικός μεταγωγέας, δηλαδή του γινομένου $M \times N$. Ωστόσο, όπως θα δούμε και στην παράγραφο που μοντελοποιούμε τους ενισχυτές, όσο μικρότερη είναι η οπτική ισχύς του σήματος που εισέρχεται σε αυτούς τόσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς θορύβου που προστίθεται σε αυτό. Επομένως, αντιλαμβανόμαστε ότι θα υπάρχει κάποιο όριο στην χωρητικότητα που μπορεί να υποστηρίξει έναν οπτικός μεταγωγέας, προκειμένου η ποιότητα

του οπτικού σήματος να παραμένει πάνω από κάποια επίπεδα ποιότητας. Το όριο αυτό εξαρτάται, επίσης, από την αρχιτεκτονική του οπτικού μεταγωγέα και θα το ονομάσουμε «επεκτασιμότητα» του οπτικού μεταγωγέα προσπαθώντας να αποδώσουμε στην Ελληνική τον αγγλικό όρο “Scalability”.

Στην εργασία αυτή θα εξομοιώσουμε διαφορετικές αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων προκειμένου να μελετήσουμε την επίδραση του θορύβου των οπτικών ενισχυτών στην λειτουργία τους και στα χαρακτηριστικά τους μεγέθη «διαδεξιμότητα» και «επεκτασιμότητα».

1.5 Αναφορές 1^{ου} Κεφαλαίου

[1] Rajin Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, Optical Networks: A practical Perspective, Morgan Kaufmann Publishers, Inc. San Francisco, California

[2] Foreword Is There an Emerging Consensus on WDM Networking, Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6, June 1996, pp. 936-941

[3] Paul E. Green Jr., Optical Networking Update, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 14, No. 5, June 1996

[4] Mike J. O'Mahony, Dimitra Simeonidou, David K. Hunter and Anna Tzanakaki, The Application of Optical Packet Switching in Future Communication Networks, IEEE Communication Magazine, March 2001

[5] G. R. Hill et al.: A transport network layer based on optical network elements, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 11, No. 5/6, May/June 1993, pp. 667-679.

[6] A. Jourdan F. Masseti, M. Garnot, G. Soulage, M.Sotom: Design and implementation of a fully reconfigurable all-optical crossconnect for high capacity multiwavelength transport networks, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6, June 1996, pp. 1198-1206.

[7] M. Koga et al: Design and performance of an optical path crossconnect system based on the wavelength path concept, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6, June 1996, pp. 1106-1118.

[8] S. Okamoto, A. Watanabe, K. Sato: Optical path crossconnect node architecture for photonic transport networks, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6, June 1996, pp. 1410-1422.

[9] A. Watanabe, S. Okamoto, K. Sato: Optical path cross-connect system architecture suitable for large scale expansion, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 10, Oct. 1996, pp. 2162-2172.

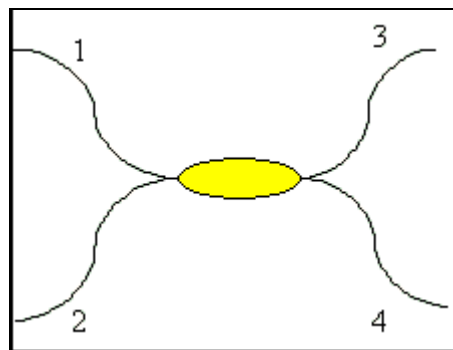
[10] E. Iannone, R. Sabella: Optical path technologies: A comparison among different crossconnect architectures, Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 10, Oct. 1996, pp. 2184-2196.

2 Κεφάλαιο 2^ο

Στο 2^ο κεφάλαιο της εργασίας παρουσιάζουμε και μοντελοποιούμε τα οπτικά στοιχεία από τα οποία αποτελούνται οι οπτικοί μεταγωγείς.

2.1 Οπτικοί Συζεύκτες

Ο οπτικός 2x2 συζεύκτης είναι ένα 4-θυρο στοιχείο, όπως αυτό του Σχ. 2.1, το οποίο έχει την ιδιότητα να συζεύγει στην κάθε θύρα εξόδου του (π.χ. θύρες 3 και 4) ποσοστό της ισχύος και των δύο θυρών εισόδου (θύρες 1 και 2).



Σχ. 2.1 Block Διάγραμμα κατευθυντικού 2x2 συζεύκτη

Από κατασκευαστικής άποψης, ο οπτικός συζεύκτης κατασκευάζεται τοποθετώντας τμήματα ίνας μαζί σε φλόγα και έλκοντας τα κατάλληλα σχηματίζοντας έτσι έναν συντηγμένο συζεύκτη δικωνικής εκλέπτυνσης.

Σημαντικό μέγεθος που χαρακτηρίζει το συζεύκτη είναι ο λόγος σύζευξης ισχύος (coupling ratio coefficient) ο οποίος εκφράζει το ποσοστό της ισχύος που περνάει από τη μία από τις δύο συζευγμένες ίνες στην άλλη. Στην γενική περίπτωση, ο λόγος σύζευξης εξαρτάται από το μήκος της σύζευξης των ινών και από το μήκος κύματος λειτουργίας του συζεύκτη.

Ωστόσο, και μετά από λεπτομερειακή σχεδίαση, ο συζεύκτης μπορεί να γίνει ανεξάρτητος από το μήκος κύματος λειτουργίας του για ένα συγκεκριμένο εύρος μηκών κύματος (π.χ. περιοχή των 1550 nm).

Για την περαιτέρω μοντελοποίησή του, θεωρούμε ότι από την ισχύ που εισέρχεται στην θύρα 1, ένα ποσοστό a εξέρχεται από την αντίστοιχη θύρα 3 ενώ η υπόλοιπη οπτική ισχύς (ποσοστό $1-a$)

εξέρχεται από τη θύρα 4. Αντίστοιχα ποσοστό α από την ισχύ της θύρας 2 εξέρχεται από την αντίστοιχη θύρα 4 και ποσοστό $1-\alpha$ από την θύρα 3.

Θεωρώντας τον συζεύκτη ως ένα κοινό τετράθυρο, και με βάση την ανάλυση στις αναφορές [1],[2] μπορούμε να περιγράψουμε τη λειτουργία του με τη βοήθεια της μήτρας σκέδασης, η οποία συνδέει τα πεδία του H/M κύματος στις 4 θύρες του. Έτσι, θεωρούμε ότι γενικά ισχύει

$$\begin{pmatrix} E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{31} & s_{32} \\ s_{41} & s_{42} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

όπου $E_{in} = (E_1 \ E_2)^T$ και $E_{out} = (E_3 \ E_4)^T$ είναι τα πεδία εισόδου και εξόδου στον συζεύκτη και S η μιγαδική μήτρα σκέδασης που τα συνδέει $E_{out} = SE_{in}$.

Η συνολική ισχύς εισόδου στον συζεύκτη είναι

$$P_{total,in} = |E_1|^2 + |E_2|^2 = E_{in}^T E_{in}^* \quad (2.2)$$

ενώ η συνολική ισχύς εξόδου είναι

$$P_{total,out} = |E_3|^2 + |E_4|^2 = E_{out}^T E_{out}^* \quad (2.3)$$

Θεωρώντας ότι στον συζεύκτη δεν έχουμε απώλειες ισχύος, θα ισχύει, λόγω των (2.2) και (2.3)

$$P_{total,out} = P_{total,in} \Leftrightarrow E_{out}^T E_{out}^* = E_{in}^T E_{in}^* \quad (2.4)$$

Όμως,

$$\begin{aligned} E_{out}^T E_{out}^* &= E_{in}^T E_{in}^* \Leftrightarrow \\ (SE_{in})^T (SE_{in})^* &= E_{in}^T E_{in}^* \Leftrightarrow \\ E_{in}^T S^T S^* E_{in}^* &= E_{in}^T E_{in}^* \Leftrightarrow \\ S^T S^* &= I \end{aligned} \quad (2.5)$$

Από την κατασκευή του ο συζεύκτης είναι ένα συμμετρικό στοιχείο. Γι αυτό ισχύει ότι

$$s_{31} = s_{42} = k \quad (2.6)$$

και

$$s_{41} = s_{32} = m \quad (2.7)$$

Με βάση τις σχέσεις (2.6)-(2.7), η σχέση διατήρησης της ισχύος (2.5) ισοδυναμεί με τις ακόλουθες σχέσεις

$$|k|^2 + |m|^2 = 1 \quad (2.8)$$

και

$$km^* + k^*m = 0 \quad (2.9)$$

Με βάση την θεώρηση που κάναμε παραπάνω για το πως κατανέμεται η ισχύς στις θύρες του συζεύκτη, μπορούμε να υποθέσουμε ότι

$$k = \sqrt{a}e^{j\phi_k} \quad (2.10)$$

και

$$m = \sqrt{1-a}e^{j\phi_m} \quad (2.11)$$

Οι (2.10) και (2.11) ικανοποιούν την (2.8) ενώ για να ικανοποιούν και την (2.9) πρέπει και αρκεί να ισχύει

$$\cos(\phi_k - \phi_m) = 0 \quad (2.12)$$

δηλαδή, αρκεί οι s-παράμετροι των δύο διαγωνίων της μήτρας σκέδασης να διαφέρουν κατά φάση $\pi/2$.

Ανακεφαλαιώνοντας τα παραπάνω, ένας συζεύκτης της παραπάνω μορφής ο οποίος δέχεται στην είσοδό 1 οπτικό πεδίο E_1 και στην είσοδό του 2, πεδίο E_2 δίνει στις εξόδους του πεδία της μορφής

$$E_3 = \sqrt{a}E_1 + \sqrt{1-a}e^{j\frac{\pi}{2}}E_2 \quad (2.13)$$

και

$$E_4 = \sqrt{1-a}e^{j\frac{\pi}{2}}E_1 + \sqrt{a}E_2 \quad (2.14)$$

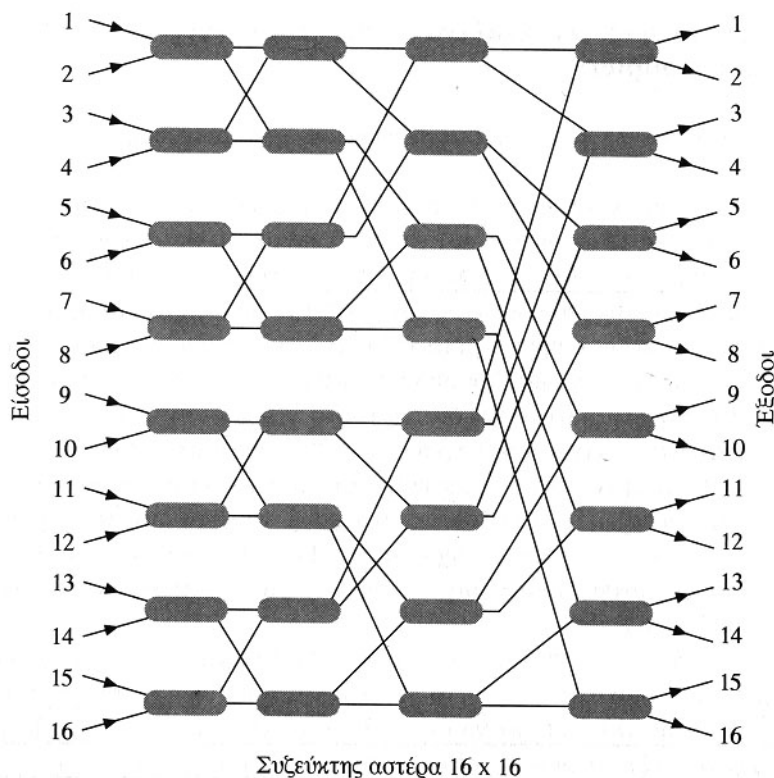
όπου a είναι ο λόγος ζεύξης ισχύος που χαρακτηρίζει τον συζεύκτη. Χαρακτηριστικότερη τιμή του λόγος ζεύξης ισχύος είναι η $a = 0,5$, οπότε στην περίπτωση αυτή μιλάμε για έναν 3-dB συζεύκτη, ο οποίος στην κάθε έξοδό του αποδίδει την μισή ισχύ της κάθε εισόδου του.

Η παραπάνω ανάλυση και τα αποτελέσματά της θα χρησιμοποιηθούν στο 3^ο Κεφάλαιο για την μοντελοποίηση του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος.

2.2 Οπτικοί Συγκεντρωτές(Combiners) / Διαχωριστές (Splitters)

Οι οπτικοί συγκεντρωτές και διαχωριστές είναι διατάξεις που παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο σε οπτικά δίκτυα τύπου broadcast and select. Βασιζόμενοι σε αυτούς μπορούμε να συγκεντρώσουμε (combiners) πολλά οπτικά σήματα στο ίδιο οπτικό μονοπάτι και αντίστοιχα να διαχωρίσουμε (splitters) ένα οπτικό σήματα σε πολλά οπτικά μονοπάτια (να δημιουργήσουμε πολλά αντίγραφα του ίδιου σήματος).

Τόσο οι συγκεντρωτές, όσο και οι διαχωριστές μπορούν να υλοποιηθούν από 2x2 κατευθυντικούς συζεύκτες των 3-dB, τοποθετώντας τους σε τοπολογία «τέλειας ανάμιξης» δημιουργώντας συζεύκτες αστέρα NxN (NxN star coupler). Η μορφή ενός NxN συζεύκτη αστέρα φαίνεται στο σχήμα



Σχ. 2.2 Block Διάγραμμα Συζεύκτη Αστέρα 16 x 16

Παρατηρώντας το Σχ. 2.2, μπορούμε εύκολα να δούμε ότι για να δημιουργήσουμε έναν NxN συζεύκτη αστέρα απαιτούνται

$$\frac{N}{2} \log_2 N \quad (2.15)$$

3dB συζεύκτες .

Για να λειτουργήσει ένας συζεύκτης αστέρα ως συγκεντρωτής αρκεί να εισάγουμε τα αρχικά οπτικά σήματα στις εισόδους του star coupler και να θεωρήσουμε ως έξοδο μία μόνο από τις εξόδους του συζεύκτη αστέρα, «γειώνοντας» τις υπόλοιπες. Στην περίπτωση αυτή στην μοναδική έξοδό μας εμφανίζονται αντίγραφα όλων των οπτικών σημάτων εισόδου, το καθένα, ωστόσο, εξασθενημένο κατά ένα παράγοντα

$$L_{combiner,N} = \left(\frac{1}{2}\right)^{\log_2 N} = \frac{1}{N} \quad (2.16)$$

αφού διέρχεται από $\log_2 N$ 3dB συζεύκτες.

Αντίστοιχα, μπορούμε να λειτουργήσουμε έναν συζεύκτη αστέρα ως διαχωριστή (splitter). Στην περίπτωση αυτή εισάγουμε το προς διαχώριση οπτικό σήμα μας σε μία από τις N εισόδους του συζεύκτη αστέρα, γειώνοντας τις υπόλοιπες εισόδους. Στην περίπτωση αυτή, στην κάθε έξοδο του συζεύκτη αστέρα θα πάρουμε από ένα αντίγραφο του σήματος εισόδου, εξασθενημένο πάλι κατά ένα παράγοντα

$$L_{splitter,N} = \left(\frac{1}{2}\right)^{\log_2 N} = \frac{1}{N} \quad (2.17)$$

2.2.1.1.1.1 Παρατήρηση

Από την δομή που έχει ο star coupler μπορούμε εύκολα καταλάβουμε ότι είναι δυνατόν να δημιουργήσουμε μόνο $N \times N$ συζεύκτες αστέρα όπου το N είναι δύναμη του 2 και όχι οποιοσδήποτε αριθμός. Ωστόσο, στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε έναν συζεύκτη αστέρα ως συγκεντρωτή ή διαχωριστή συνήθως επιθυμούμε να συγκεντρώσουμε ή να διαχωρίσουμε τυχαίο αριθμό σημάτων N και όχι ίσο με κάποια δύναμη του 2. Στην περίπτωση αυτή, οι απώλειες που εισάγονται στο αντίγραφο του κάθε οπτικού σήματος δίνονται από την παρακάτω συνάρτηση (γραμμένη σε ψευτοκώδικα)

if (FractionalPart[Log₂N]=0)

then $L = \frac{1}{N}$

else $L = \left(\frac{1}{2}\right)^{\text{IntegerPart}[\log_2 N]+1}$

δηλαδή στην περίπτωση που το πλήθος των σημάτων N δεν είναι ίσο με κάποια δύναμη του δύο τότε οι απώλειες του κάθε οπτικού σήματος θα είναι ίσες με τον αντίστροφο του αμέσως μεγαλύτερου από τον N αριθμού που ταυτόχρονα είναι και δύναμη του 2. Για παράδειγμα οι απώλειες που θα υποστούν σε έναν συγκεντρωτή 5 διαφορετικά οπτικά σήματα θα είναι $1/8$, 25 διαφορετικά σήματα $1/32$ κτλ. Ωστόσο, ο περιορισμός αυτό είναι ένας τεχνολογικός περιορισμός γι αυτό και στην συνέχεια εμείς θα δεχόμαστε ότι οι απώλειες σε συγκεντρωτή ή διαχωριστή N σημάτων είναι πάντα $1/N$ προκειμένου να πάρουμε πιο ομαλά αποτελέσματα και όχι βηματικές συναρτήσεις.

2.3 Οπτικοί Πολυπλέκτες / Αποπολυπλέκτες Μήκους Κύματος

Οι οπτικοί πολυπλέκτες και αποπολυπλέκτες είναι βασικά στοιχεία σε οπτικά WDM δίκτυα. Σκοπός τους είναι να πολυπλέκουν και να αποπολυπλέκουν τα κανάλια (μήκη κύματος) που αποτελούν το πολυπλεγμένο σήμα .

Υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες πολυπλεκτών / αποπολυπλεκτών , με βάση την αρχή λειτουργίας τους και τον τρόπο κατασκευής τους: τους πολυπλέκτες / αποπολυπλέκτες που βασίζονται σε κάποιο φράγμα περίθλασης και τους πολυπλέκτες / αποπολυπλέκτες που βασίζονται στην αλληλεπίδραση οπτικών ισχύων που βρίσκονται σε διαφορετικά μήκη κύματος και υλοποιούνται με την βοήθεια οπτικών φίλτρων και κατευθυντικών συζευκτών.

Τα αντίστοιχα σχήματα φαίνονται στα παρακάτω σχήματα

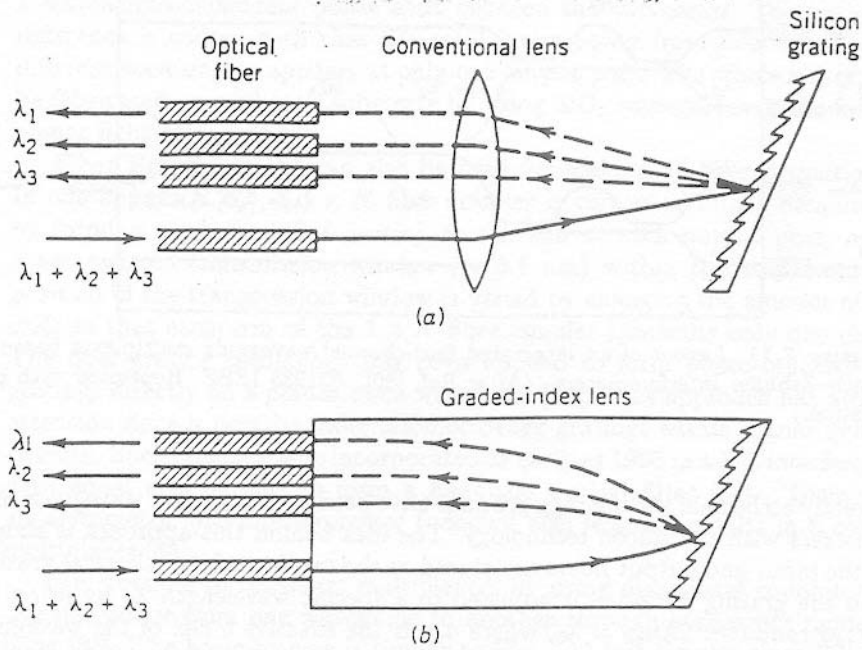


Figure 7.10 Grating-based demultiplexer making use of (a) a conventional lens and (b) a graded-index lens.

Σχ. 2.3 Αποπολυπλέκτες βασισμένοι σε φράγμα περίθλασης

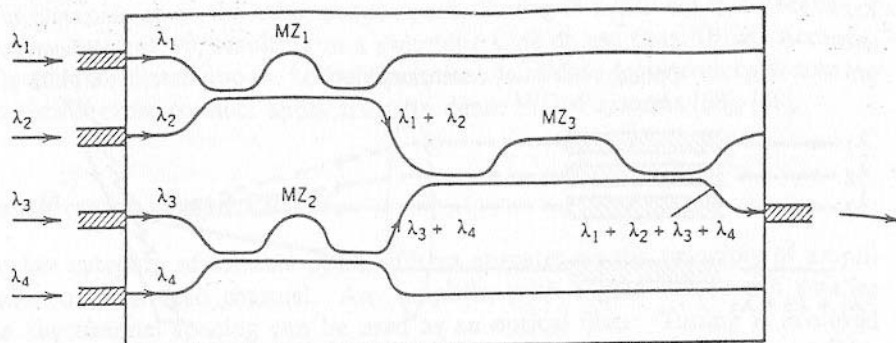


Figure 7.11 Layout of an integrated four-channel waveguide multiplexer based on Mach-Zehnder interferometers. (After Ref. [80]. ©1988 IEEE. Reprinted with permission.)

Σχ. 2.4 Αποπολυπλέκτης που υλοποιείται με συζεύκτες και φίλτρα

Η ακριβής μελέτη πολυπλεκτών / αποπολυπλεκτών είναι αρκετά πολύπλοκη και ξεφεύγει από τον σκοπό της συγκεκριμένης εργασίας.

Όσον αφορά την λειτουργία πολυπλεκτών / αποπολυπλεκτών στα πλαίσια κάποιου οπτικού δικτύου, τα στοιχεία αυτά παρουσιάζουν χαρακτηριστικά φίλτρων, όχι σε κάθε περίπτωση

ιδανικών. Τα μη ιδανικά χαρακτηριστικά φίλτρου των πολυπλεκτών / αποπολυπλεκτών οδηγούν στην δημιουργία φαινομένων φιλτραρίσματος (filtering effects), διαφωνίας (crosstalk) και άλλων που επηρεάζουν την λειτουργία ολόκληρου του δικτύου. Μελέτες πάνω στο συγκεκριμένο αντικείμενο έχουν γίνει στην αναφορά [5].

Εμείς, στην περαιτέρω ανάλυση μας, θα θεωρήσουμε ότι οι πολυπλέκτες / αποπολυπλέκτες συμπεριφέρονται ως ιδανικά φίλτρα, που απομονώνουν πλήρως τα κανάλια μεταξύ τους, με εύρος ζώνης διέλευσης 100 GHz, και εισάγουν σταθερές απώλειες $L_{\text{mux}} / L_{\text{demux}}$ στο εισερχόμενο σήμα, ανεξάρτητα από το μήκος κύματος. Η θεώρηση αυτή της λειτουργίας των πολυπλεκτών / αποπολυπλεκτών δεν επηρεάζει τα χαρακτηριστικά του σήματος πληροφορίας (πέρα από τις απώλειες ισχύος που εισάγονται), ενώ περιορίζει την ισχύ θορύβου του κάθε καναλιού, περιορίζοντας το φασματικό του εύρος.

Η παραπάνω θεώρηση είναι άκρως προσεγγιστική και γίνεται για λόγους απλοποίησης.

2.4 Οπτικοί Ενισχυτές

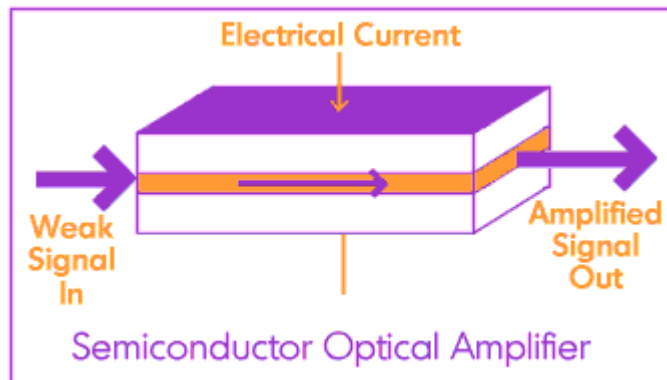
Ένα από τα σημαντικότερα οπτικά στοιχεία των οπτικών μεταγωγέων είναι οι οπτικοί ενισχυτές. Όπως θα δούμε στο 3^ο Κεφάλαιο, στις αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων που θα μελετήσουμε, οπτικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται τόσο για την αντιστάθμιση των απωλειών ισχύος που εισάγονται από τα υπόλοιπα παθητικά οπτικά στοιχεία ενός δικτύου, όσο και ως διακόπτες, στις διαδικασίες δρομολόγησης και μεταγωγής των οπτικών καναλιών. Επίσης, όπως θα δούμε στο 4^ο Κεφάλαιο, παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο και στην λειτουργία των οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος. Για τους λόγους αυτούς, ακολουθεί εκτενής αναφορά στα είδη και στην λειτουργία των οπτικών ενισχυτών καθώς και η μοντελοποίησή τους με τέτοιο τρόπο ώστε να λαμβάνονται υπόψη όλα τα φαινόμενα που μπορούν ουσιαστικά να επηρεάσουν την λειτουργία των οπτικών μεταγωγέων.

2.4.1 Οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγού

Τα laser ημιαγωγού είναι δυνατόν, κάτω από κατάλληλες συνθήκες λειτουργίας, να λειτουργήσουν πολύ αποδοτικά ως οπτικοί ενισχυτές και όχι ως πηγές φωτεινής ισχύος.

Υπάρχουν δύο τρόποι σύμφωνα με τους οποίους ένα laser ημιαγωγού μπορεί να λειτουργήσει ως οπτικός ενισχυτής. Ο ένας από αυτούς είναι η περίπτωση που στα άκρα του ημιαγωγίου-ενεργού υλικού υπάρχουν ανακλαστικές επιφάνειες οπότε το ημιαγωγίο υλικό να βρίσκεται μέσα σε μια κοιλότητα τύπου Fabry-Perot (FP). Οι ενισχυτές αυτού του τύπου ονομάζονται FP ενισχυτές ημιαγωγού και παρουσιάζουν τόσο ενισχυτικά χαρακτηριστικά όσο και χαρακτηριστικά φίλτρου Fabry-Perot.

Ο δεύτερος τρόπος σύμφωνα με τον οποίο ένας ενισχυτής ημιαγωγού μπορεί να λειτουργήσει είναι να καταργήσουμε τις ανακλαστικές επιφάνειες στα άκρα του ενεργού υλικού. Τέτοιοι ενισχυτές ονομάζονται ενισχυτές οδεύοντος κύματος (traveling – wave amplifiers) και είναι αυτοί που κυρίως χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές που εμείς εξετάζουμε. Η μορφή και ο τρόπος λειτουργίας του ενισχυτή οδεύοντος κύματος φαίνεται στο Σχ. 2.5



Σχ. 2.5 Τρόπος λειτουργίας ενισχυτών ημιαγωγού οδεύοντος κύματος

2.4.1.1 Μοντελοποίηση Ενισχυτών Ημιαγωγού Οδεύοντος Κύματος

Για την μοντελοποίηση των ενισχυτών ημιαγωγού ακολουθούμε την προσέγγιση της αναφοράς [2]. Θεωρούμε ημιαγωγίο ενισχυτικό μέσο δύο ενεργειακών σταθμών, το οποίο, γενικά και ανεξάρτητα από την εφαρμογή, χαρακτηρίζεται από έναν συντελεστή κέρδους ανά μονάδα μήκους του υλικού g_m που δίδεται από τη σχέση

$$g_m = \frac{\Gamma \sigma_g}{V} (N - N_o) - a_2 (\lambda - \lambda_p)$$

όπου Γ είναι ο συντελεστής επικάλυψης το υλικού (αναφέρεται στην επιφάνεια της εγκάρσιας τομής του ενεργού υλικού στην οποία προσπίπτει η φωτεινή δέσμη), σ_g το διαφορικό κέρδος, V

ο όγκος του ενεργού μέσου, α_2 η σταθερά κέρδους του υλικού (τυπική τιμή για την σταθερά αυτή είναι $\alpha_2 = 0.15 \text{ cm}^{-1} \text{ nm}^{-2}$), N η πυκνότητα των φορέων στο ενεργό υλικό, N_o είναι η πυκνότητα των φορέων σε κατάσταση διαφάνειας, λ το μήκος κύματος της εισερχόμενης οπτικής δέσμης και λ_p το μήκος κύματος στο οποίο το κέρδος του ενεργού μέσου μεγιστοποιείται.

Το 3dB εύρος ζώνης του συντελεστή κέρδους του ενεργού υλικού είναι στις περισσότερες περιπτώσεις πολύ μεγαλύτερο από τα 30 nm. Αν υποθέσουμε ότι το κάθε οπτικό κανάλι έχει εύρος 0.4 nm, τότε στα 30 nm είναι δυνατόν να τοποθετήσουμε περίπου 75 κανάλια, αριθμός πολύ μεγαλύτερος από τα 64 μήκη κύματος που είναι το μέγιστο πλήθος καναλιών που χρησιμοποιούμε στις εφαρμογές μας. Επομένως, μπορούμε να υποθέσουμε, χωρίς σημαντικό σφάλμα, ότι ο συντελεστής κέρδους του ενεργού υλικού είναι ανεξάρτητος από το μήκος κύματος της φωτεινής δέσμης, δηλαδή δίδεται από τη σχέση

$$g_m = \frac{\Gamma \sigma_g}{V} (N - N_o) \quad (2.18)$$

Ο ρυθμός μεταβολής της πυκνότητας των φορέων στο ενεργό υλικό εξαρτάται από το ρεύμα τροφοδοσίας I του ενεργού υλικού και από την οπτική ισχύ P της οπτικής δέσμης που διέρχεται από το ενεργό υλικό. Έτσι, μπορούμε να γράψουμε

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - R(N) - \frac{\sigma_g}{\sigma_m h\nu} (N - N_o)(P + P_{sp}) \quad (2.19)$$

όπου I το ρεύμα που τροφοδοτεί το ενεργό υλικό, q το φορτίο του ηλεκτρονίου, σ_m η ενεργός διατομή του ενεργού υλικού, $h\nu$ η ενέργεια φωτονίου, P η ισχύς του οπτικού σήματος που διέρχεται από το ενεργό υλικό, P_{sp} η παραγόμενη ισχύς από αυθόρμητη εκπομπή στο ημιαγώγιμο υλικό που προστίθεται στην ισχύ P και $R(N)$ ο ρυθμός επανασύνδεσης των φορέων.

Σύμφωνα με την [6], ο ρυθμός επανασύνδεσης φορέων μοντελοποιείται, στην γενική περίπτωση, από τη σχέση

$$R(N) = AN + BN^2 + CN^3 \quad (2.20)$$

η οποία περιγράφει την επανασύνδεση φορέων λόγω του φαινομένου της επανασύνδεσης Auger, του φαινομένου της αυθόρμητης εκπομπής αλλά και λόγω άλλων μη ακτινοβόλων διαδικασιών επανασύνδεσης φορέων.

Εισάγοντας την (2.20) στην (2.19), καταλήγουμε σε μια μη γραμμική διαφορική εξίσωση η οποία δεν μπορεί να λυθεί με αναλυτικό τρόπο αλλά μόνο με τη βοήθεια αριθμητικών μεθόδων, οι οποίες απαιτούν σημαντική υπολογιστική ισχύ. Για το λόγο αυτό, και προκειμένου να αναπτύξουμε ένα αναλυτικό μοντέλο περιγραφής του τρόπου λειτουργίας του ενισχυτή ημιαγωγού, πρέπει να αγνοήσουμε φαινόμενα όπως η αυθόρμητη εκπομπή και οι μη ακτινοβόλες διαδικασίες επανασύνδεσης, ώστε να απλοποιήσουμε την σχέση που θα μας δίνει τον ρυθμό επανασύνδεσης. Τελικά, υποθέτοντας ότι

$$R = \frac{N}{\tau_c} \quad (2.21)$$

όπου τ_c είναι ο χρόνος ζωής των φορέων στην υψηλότερη ενεργειακή στάθμη, η διαφορική μας εξίσωση (2.19) γράφεται

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{\sigma_g}{\sigma_m h \nu} (N - N_o) P \quad (2.22)$$

όπου έχουμε αμελήσει και την παραγόμενη ισχύ από αυθόρμητη εκπομπή αφού προκειμένου να απλοποιήσουμε την διαφορική εξίσωση και να καταφέρουμε να την λύσουμε αναλυτικά έχουμε αγνοήσει εντελώς το φαινόμενο της αυθόρμητης εκπομπής.

Θεωρώντας κατάσταση ισορροπίας (steady state condition), δηλαδή $dN/dt=0$, και αντικαθιστώντας στην εξίσωση που δίνει το κέρδος του ενισχυτή ημιαγωγού παίρνουμε την ακόλουθη έκφραση για το κέρδος του ενισχυτή ανά μονάδα μήκους ενεργού υλικού

$$g = \frac{g_o}{1 + \frac{P}{P_{sat}}} \quad (2.23)$$

όπου g_o είναι το κέρδος του ενισχυτή απουσία σήματος και δίδεται από τη σχέση

$$g_o = \left(\frac{\Gamma \sigma_g}{V} \right) \left(\frac{I \tau_c}{q} - N_o \right) \quad (2.24)$$

και P_{sat} η ισχύς κορεσμού του κέρδους του ενισχυτή δίδεται από τη σχέση

$$P_{sat} = \frac{h \nu \sigma_m}{\sigma_g \tau_c} \quad (2.25)$$

Τα μεγέθη g_o και P_{sat} είναι μεγέθη που εξαρτώνται από τα φυσικά χαρακτηριστικά του ενισχυτή και του ενεργού ημιαγωγίου μέσου. Ωστόσο έχουν οριστεί, απλώς, για να διευκολύνουν την ανάλυσή μας και την δημιουργία ενός αναλυτικού μοντέλου μακροσκοπικής περιγραφής της

λειτουργίας του ημιαγωγίμου ενισχυτή, δεδομένου ότι για κάθε ενισχυτή τα μεγέθη αυτά μπορούν να προσδιορισθούν και πειραματικά..

Τελικά, η χωρική εξέλιξη της ισχύος που εισέρχεται σε έναν οπτικό ενισχυτή ημιαγωγού, με τις παραπάνω συμβάσεις, θα δίδεται από τη διαφορική εξίσωση

$$\frac{dP}{dz} = gP = \frac{g_o P}{1 + \frac{P}{P_{sat}}} \quad (2.26)$$

2.4.1.2 Ενίσχυση Παλμών από Ενισχυτή Ημιαγωγού

Το γεγονός ότι οι ενισχυτές οδεύοντος κύματος ημιαγωγού παρουσιάζουν πολύ μεγάλο φασματικό εύρος διέλευσης εγγυάται ότι οι ενισχυτές του συγκεκριμένου τύπου μπορούν να ενισχύσουν διαμορφωμένη οπτική ισχύ, δηλαδή οπτικούς παλμούς που χαρακτηρίζονται από κάποιο οπτικό φάσμα. Κατά την ενίσχυση τέτοιων παλμών δεν παρουσιάζεται πρόβλημα αν και μόνο αν η διάρκεια του κάθε παλμού είναι μεγαλύτερη από τ_c , γιατί σε διαφορετική περίπτωση η γρήγορα μεταβαλλόμενη οπτική ισχύς επηρεάζει σημαντικά τα χαρακτηριστικά μεγέθη της διαδικασίας που εξαρτώνται από τον χρόνο (πυκνότητα φορέων).

Με βάση την ανάλυση της [6], αν το στιγμιαίο πλάτος του παλμού είναι $A(z,t)$, τότε οι εξισώσεις που περιγράφουν την ενίσχυση του παλμού είναι οι

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} + \frac{1}{u_g} \frac{\partial A(z,t)}{\partial t} = \frac{1}{2} (1 - i\beta_c) g(z,t) A(z,t) \quad (2.27)$$

και

$$\frac{\partial g(z,t)}{\partial t} = \frac{g_o - g(z,t)}{\tau_c} - \frac{g(z,t)P(z,t)}{\tau_c P_{sat}} \quad (2.28)$$

όπου το β_c είναι ο παράγοντας συσχέτισης φάσης-ισχύος και ορίζεται από το λόγο n'/n'' , όπου n' και n'' η πρώτη και δεύτερη παράγωγος του δείκτη διάθλασης του ενεργού υλικού ως προς τη πυκνότητα φορέων σε αυτό [8]. Λύνοντας τις (2.27) και (2.28) για $A(z,t) = \sqrt{P(z,t)} e^{i\phi}$ και

$\tau = t - \frac{z}{u_g}$, παίρνουμε τις παρακάτω εξισώσεις για τα μεγέθη που περιγράφουν τον οπτικό

παλμό

$$\begin{aligned}\frac{\partial P(z, \tau)}{\partial z} &= g(z, \tau)P(z, \tau) \\ \frac{\partial \phi(z, \tau)}{\partial z} &= -\frac{1}{2}\beta_c g(z, \tau) \\ \frac{\partial g(z, \tau)}{\partial \tau} &= g(z, \tau) \frac{P(z, \tau)}{\tau_c P_{sat}}\end{aligned}\quad (2.29)$$

Οι (2.29) θα μας φανούν χρήσιμες κατά την μοντελοποίηση του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης που παρατηρείται στους αμιγώς οπτικούς ενισχυτές ημιαγωγού σε εφαρμογές οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος.

2.4.1.3 Θόρυβος στους ενισχυτές ημιαγωγού

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, στην διαφορική εξίσωση που περιγράφει την χρονική εξέλιξη της πυκνότητας των φορέων υπάρχουν όροι οι οποίοι αναφέρονται τόσο στην μεταβολή της πυκνότητας φορέων λόγω της αυθόρμητης εκπομπής όσο και στην παραγόμενη οπτική ισχύ λόγω του φαινομένου αυτού.

Η αυθόρμητη εκπομπή φωτονίων στους οπτικούς ενισχυτές, είναι αιτία δημιουργίας θορύβου, δηλαδή οπτικής ισχύος ανεξάρτητης από τα χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος πληροφορίας. Επομένως, περιγράφοντας αναλυτικά το φαινόμενο θα μπορούσαμε να περιγράψουμε ακριβώς τις παραγόμενες στο δίκτυο ισχύεις θορύβου.

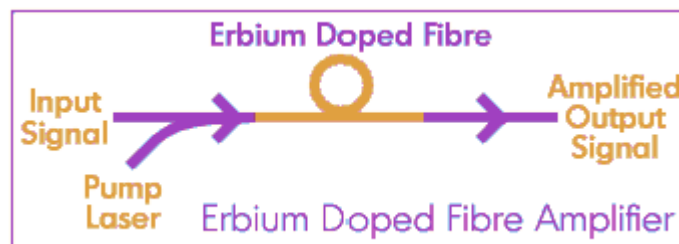
Ωστόσο, η θεώρηση του φαινομένου της αυθόρμητης εκπομπής για τον ενισχυτή ημιαγωγού μας οδηγεί σε μη γραμμικές εξισώσεις περιγραφής της διαδικασίας της ενίσχυσης, οι οποίες δεν είναι δυνατόν να λυθούν με αναλυτικό τρόπο. Για το λόγο αυτό η ανάπτυξη αναλυτικών μοντέλων που θα περιγράφουν με ακρίβεια την παραγωγή θορύβου στο δίκτυο είναι ένα εξαιρετικά δύσκολο αντικείμενο μελέτης το οποίο ακόμη και σήμερα απασχολεί πολλούς ερευνητές. Κάποιες προσπάθειες που έχουν γίνει για την ακριβή μοντελοποίηση του φαινομένου

της αυθόρμητης εκπομπής σε ημιαγώγιμους ενισχυτές είναι αυτές που περιγράφονται στις αναφορές [9] και [10]. Και οι δύο βασίζονται στον προσδιορισμό των ακριβών εκφράσεων των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων μέσα στο ενεργό υλικό και στην στατιστική επεξεργασία του παραγόμενου πεδίου από την αυθόρμητη εκπομπή φωτονίων.

2.4.2 Οπτικοί ενισχυτές ερβίου

Ο δεύτερος τύπος οπτικών ενισχυτών που χρησιμοποιούνται ευρέως σε οπτικά δίκτυα, είναι οι ενισχυτές ερβίου. Οι ενισχυτές ερβίου αποτελούνται από κάποια μέτρα οπτικής ίνας (μήκος L) με προσμίξεις ιόντων ερβίου (ή άλλων σπανίων γαιών), τα οποία προσδιορίζουν και τα επιμέρους χαρακτηριστικά του ενισχυτή.

Ο τρόπος λειτουργίας του ενισχυτή ερβίου φαίνεται συνοπτικά στο παρακάτω σχήμα



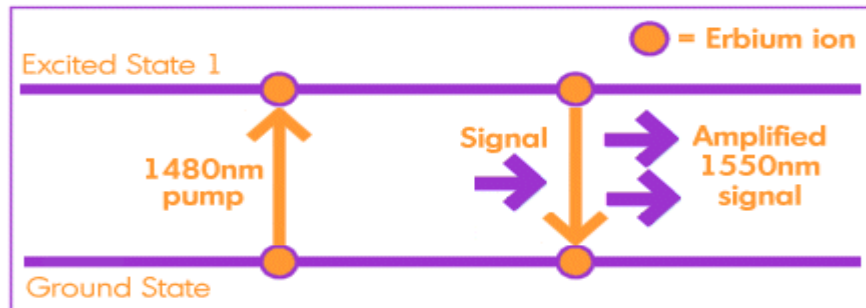
Σχ. 2.6 Τρόπος λειτουργίας ενισχυτών Ερβίου

Το οπτικό σήμα πληροφορίας (Input Signal) εισέρχεται στην ίνα του ενισχυτή μαζί με το οπτικό σήμα άντλησης (Pump Laser) το οποίο αποτελεί πηγή ισχύος για τον ενισχυτή.

Πιο συγκεκριμένα, το οπτικό σήμα άντλησης διεγείρει τα ιόντα του ερβίου που αρχικά βρίσκονται στη θεμελιώδη στάθμη. Η διέγερση των ιόντων ερβίου οφείλεται στην αλληλεπίδραση τους με τα φωτόνια της δέσμης άντλησης. Γι αυτό και το διεγερμένο επίπεδο στο οποίο θα διεγερθούν τα ιόντα ερβίου εξαρτάται έντονα από το μήκος κύματος της ακτίνας του σήματος άντλησης, δηλαδή από την ενέργεια που χαρακτηρίζει το κάθε φωτόνιο.

Όταν το μήκος κύματος του σήματος άντλησης είναι στην περιοχή των 1480nm, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, τότε τα ιόντα διεγείρονται στο ενεργειακό επίπεδο $4I_{13/2}$ (πρώτο ενεργειακό επίπεδο διεγερμένης κατάστασης) της ενεργειακής δομής των ιόντων ερβίου,

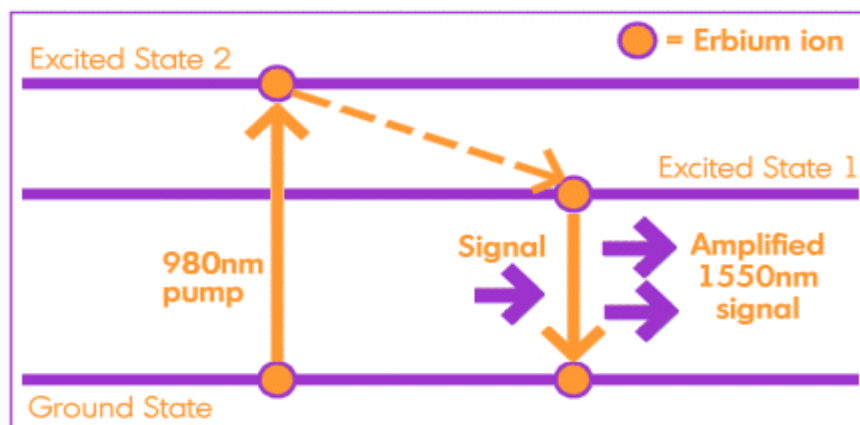
δημιουργώντας έτσι ένα διεπίπεδο ενεργειακό πρότυπο-σύστημα, όπως αυτό που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ. 2.7 Αντληση ενισχυτή Ερβίου στα 1480 nm

Στην περίπτωση αυτή, όταν στην ίνα του ερβίου εισέρχεται σήμα πληροφορίας με φέρον μήκος κύματος στην περιοχή των 1550nm, τα φωτόνια της δέσμης πληροφορίας αλληλεπιδρούν με τα διεγερμένα ιόντα ερβίου με αποτέλεσμα να παρατηρείται το φαινόμενο της εξαναγκασμένη εκπομπής φωτονίων από τα ιόντα ερβίου και επιστροφή τους στη θεμελιώδη στάθμη. Έτσι επιτυγχάνεται η ενίσχυση του οπτικού σήματος πληροφορίας .

Εκτός από άντληση στα 1480 nm , το σήμα της άντλησης μπορεί να έχει φέρον μήκος κύματος στα 980 nm. Στην περίπτωση αυτή τα φωτόνια της δέσμης άντλησης χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερη ισχύ οπότε το ιόντα ερβίου διεγείρονται σε υψηλότερο ενεργειακό επίπεδο ($4I_{11/2}$) , με αποτέλεσμα να δημιουργείται ένα πρότυπο-σύστημα τριών ενεργειακών επιπέδων, όπως αυτό που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 2.8 2.9 Αντληση ενισχυτή Ερβίου στα 980 nm

Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του υψηλότερου ενεργειακού επιπέδου είναι ότι δεν είναι ευσταθές, τα διεγερμένα ιόντα έχουν πολύ μικρό χρόνο ζωής σε αυτό το και γρήγορα πέφτουν στο αμέσως χαμηλότερο ενεργειακό επίπεδο, δηλαδή αυτό των 1480nm , από το οποίο μπορούν να αλληλεπιδρούν τα φωτόνια του οπτικού σήματος πληροφορίας που έχουν φέρον στην περιοχή των 1550nm

2.4.2.1 Μοντελοποίηση λειτουργίας ενισχυτών ερβίου

Οι ενισχυτές ερβίου χρησιμοποιούνται ευρέως στα οπτικά δίκτυα, κυρίως ως ενισχυτές ισχύος. Για το λόγο αυτό έχουν γίνει πολλές προσπάθειες μοντελοποίησης της λειτουργίας τους [11]-[18] με αναλυτικό τρόπο. Αυτές οι προσπάθειες μοντελοποίησης των ενισχυτών ερβίου στηρίζονται είτε σε κάποια πειραματικά δεδομένα, με αποτέλεσμα τα μοντέλα να αναφέρονται σε συγκεκριμένες κατηγορίες ενισχυτών με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, είτε καταλήγουν σε πολύπλοκα μοντέλα τα οποία αγνοούν φαινόμενα όπως η παραγωγή θορύβου από τους ενισχυτές και ο αυτοκορεσμός τους από τον θόρυβο που παράγεται σε αυτούς.

Ένα από τα πιο γνωστά και πλήρη μοντέλα για του ενισχυτές ερβίου, το οποίο επιτυγχάνει να μοντελοποιήσει και το φαινόμενο της παραγωγής θορύβου από τον ενισχυτή ερβίου, είναι αυτό του Saleh et al [19], το οποίο χρησιμοποιείται για να εξομοιώσει την λειτουργία των ενισχυτών ερβίου στα περισσότερα πακέτα λογισμικού εξομοίωσης οπτικών δικτύων. Το μοντέλο αυτό υποθέτει άντληση στα 1480 nm και επομένως θεωρεί ότι δημιουργείται ένα διεπίπεδο ενεργειακό πρότυπο. Το μοντέλο αυτό παρουσιάζουμε παρακάτω.

2.4.2.1.1 Μοντέλο Saleh

Έστω ίνα με προσμίξεις ερβίου μήκους L και ενεργό διατομή A , και πυκνότητα ενεργών ιόντων ερβίου ρ . Θεωρούμε ότι στην ίνα εισέρχεται συγκεκριμένος αριθμός N οπτικών καναλιών, το κάθε ένα σε φέρον μήκος κύματος λ_k ($1 \leq k \leq N$) και μέση ισχύ $P_k(z,t)$. Το κάθε κανάλι διαδίδεται κατά μήκος της ίνας προς κατευθύνσεις που υποδεικνύονται από την παράμετρο u_k : Για κανάλια που εισέρχονται στην ίνα από το σημείο $z=0$ είναι $u_k = 1$ ενώ για κανάλια που εισέρχονται στην ίνα από το σημείο $z=L$ είναι $u_k = -1$. Στην παρακάτω ανάλυση, η

οπτική ισχύς εκφράζεται σε φωτόνια ανά μονάδα χρόνου, δηλαδή έχουμε κανονικοποιήσει την πραγματική οπτική ισχύ του κάθε καναλιού στην ισχύ ενός φωτονίου.

Αν $N_2(z,t)$ είναι ο κανονικοποιημένος πληθυσμός των ιόντων στη διεγερμένη κατάσταση και $N_1(z,t)$ αυτός στην θεμελιώδη στάθμη, τότε οι ρυθμοί μεταβολής των παραπάνω πληθυσμών μπορούν να γραφούν ως εξής

$$\frac{\partial N_2(z,t)}{\partial t} = -\frac{N_2(z,t)}{\tau} - \frac{1}{\rho A} \sum_{j=1}^N u_j \frac{\partial P_j(z,t)}{\partial z}$$

και

(2.30)

$$\frac{\partial N_1(z,t)}{\partial t} = -\frac{\partial N_2(z,t)}{\partial t}$$

όπου τ είναι ο χρόνος ζωής στη διεγερμένη κατάσταση. Για να γράψουμε τις παραπάνω σχέσεις έχουμε υποθέσει ότι

$$N_1(z,t) + N_2(z,t) = 1$$
(2.31)

δηλαδή ότι ο συνολικός αριθμός ιόντων στα δύο ενεργειακά επίπεδα (διεγερμένο και μη) παραμένει σταθερός.

Σε μια πρώτη προσέγγιση, θεωρούμε ότι το φως στην ίνα υπόκειται μόνο στην απορρόφηση φωτονίων (απώλειες ίνας) και στην εξαναγκασμένη εκπομπή φωτονίων από την ίνα (ενίσχυση οπτικής δέσμης) με ρυθμούς που εξαρτώνται από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του ενισχυτή ερβίου και το μήκος κύματος λ_k της κ-ιστού καναλιού (αμελούμε το φαινόμενο της αυθόρμητης εκπομπής φωτονίων). Οι ενεργές τιμές των παραπάνω ρυθμών, για μήκος κύματος λ_k , είναι σ_k^a και σ_k^e , αντίστοιχα. Τότε οι μεταβολές της ισχύος του κάθε καναλιού, μήκους κύματος λ_k , ανά στοιχειώδες μήκος ίνας, περιγράφονται από την παρακάτω εξίσωση

$$\frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z} = pu_k \Gamma_k [\sigma_k^e N_2(z,t) - \sigma_k^a N_1(z,t)] P_k(z,t)$$
(2.32)

στην οποία ο πρώτος όρος του δεξιού μέλους εκφράζει την ενίσχυση της ισχύος του καναλιού και ο δεύτερος τις απώλειες ισχύος του κάθε καναλιού.

Όμως, λόγω της (2.31), ισχύει

$$N_1(z,t) = 1 - N_2(z,t)$$

οπότε η (2.32) γράφεται

$$\frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z} = p u_k \Gamma_k [(\sigma_k^e + \sigma_k^a) N_2(z,t) - \sigma_k^a] P_k(z,t) \quad (2.33)$$

Στην (2.33), Γ_k είναι ο συντελεστής επικάλυψης της ίνας για το αντίστοιχο μήκος κύματος. Χωρίζοντας τις μεταβλητές καταλήγουμε στην βασική διαφορική εξίσωση του μοντέλου (διαφορική εξίσωση της χωρικής μεταβολής της ισχύος)

$$\frac{u_k}{P_k(z,t)} dP_k(z,t) = p \Gamma_k [(\sigma_k^e + \sigma_k^a) N_2(z,t) - \sigma_k^a] dz \quad (2.34)$$

Για τη λύση της παραπάνω διαφορικής απαιτείται να γνωρίζουμε τον πληθυσμό της διεγερμένης στάθμης $N_2(z,t)$. Θεωρώντας κατάσταση ισορροπίας (steady-state conditions), τα μεγέθη μας ανεξαρτητοποιούνται από το χρόνο. Έτσι

$$\begin{aligned} \frac{\partial N_2(z,t)}{\partial t} &= 0 \Rightarrow \\ N_2(z,t) &= -\frac{\tau}{\rho A} \sum_{j=1}^N u_j \frac{\partial P_j(z,t)}{\partial z} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Με τη βοήθεια της (2.35), η βασική διαφορική εξίσωση του μοντέλου (2.34) γίνεται

$$\frac{u_k}{P_k(z,t)} dP_k(z,t) = p \Gamma_k \left[(\sigma_k^e + \sigma_k^a) \left(-\frac{\tau}{\rho A} \sum_{j=1}^N u_j \frac{\partial P_j(z,t)}{\partial z} \right) - \sigma_k^a \right] dz \quad (2.36)$$

Για την περαιτέρω απλούστευση των σχέσεων του μοντέλου, ορίζουμε τον συντελεστή απορρόφησης της ίνας (συντελεστής απωλειών) για το μήκος κύματος λ_k

$$a_k = p \Gamma_k \sigma_k^a \quad (2.37)$$

και την κρίσιμη ισχύ κορεσμού του κέρδους του ενισχυτή για το κανάλι μήκους κύματος λ_k

$$P_k^{IS} = \frac{A}{\Gamma_k (\sigma_k^a + \sigma_k^e)} \quad (2.38)$$

Η παραπάνω θεώρηση μας επιτρέπει να περάσουμε από την μικροσκοπική περιγραφή των χαρακτηριστικών της ίνας στην μακροσκοπική θεώρησή τους, αφού ο συντελεστής απορρόφησης και η κρίσιμη ισχύς κορεσμού του κέρδους μπορούν να προσδιοριστούν πειραματικά με κατάλληλες μετρήσεις σε έναν ενισχυτή ερβίου.

Ολοκληρώνοντας την διαφορική εξίσωση (2.36), έχουμε

$$\int_{P_k^{in}}^{P_k^{out}} \frac{u_k}{P_k(z,t)} dP_k(z,t) = -\int_0^L a_k + \left[\frac{1}{P_k^{IS}} \sum_{j=1}^N u_j \frac{\partial P_j(z,t)}{\partial z} \right] - \sigma_k^a dz \Rightarrow$$

$$P_k^{out} = P_k^{in} e^{-a_k L} e^{\frac{\sum_{j=1}^N (P_j^{in} - P_j^{out})}{P_k^{IS}}} \quad (2.39)$$

Η σχέση (2.39) δίνει την ισχύ του καναλιού μήκους κύματος λ_k στην έξοδο του EDFA. Για να βρούμε τη συνολική ισχύ στην έξοδο του EDFA αρκεί να αθροίσουμε την ισχύ όλων των καναλιών που εισέρχονται στην ίνα του ενισχυτή. Έτσι,

$$P^{out} = \sum_{k=1}^N A_k e^{-B_k P^{out}} \quad (2.40)$$

όπου

$$P^{out} \equiv \sum_{j=1}^N P_j^{out}$$

$$A_k \equiv P_k^{in} e^{-a_k L} e^{\frac{\sum_{j=1}^N P_j^{in}}{P_k^{IS}}} \quad (2.41)$$

$$B_k \equiv \frac{1}{P_k^{IS}}$$

Γνωρίζοντας τις παραμέτρους a_k , P_k^{IS} και P_k^{in} , τότε από τις σχέσεις 2.41 υπολογίζουμε τις παραμέτρους A_k και B_k και στη συνέχεια λύνοντας την τελευταία εξίσωση ως προς P^{out} , μπορούμε να προσδιορίσουμε την ισχύ εξόδου του ενισχυτή.

2.4.2.1.1.1 Παρατήρηση

Η παραπάνω ανάλυση έγινε για αδιαμόρφωτες ακτίνες οπτικής ισχύος-οπτικά κανάλια. Ωστόσο, το μοντέλο μπορεί να εφαρμοστεί και στις περιπτώσεις στις οποίες έχουμε

διαμορφωμένη ισχύ, αρκεί η βασική συχνότητα διαμόρφωσης να είναι πολύ μεγαλύτερη από τη συχνότητα $1/2\pi$ (~ 20 Hz για τους EDFA), συνθήκη που πληρείται για όλες τις εφαρμογές μας

2.4.2.1.2 Θόρυβος στους Ενισχυτές Ερβίου

Στην μέχρι τώρα ανάλυση των ενισχυτών ερβίου δεν λάβαμε καθόλου υπ' όψιν μας το φαινόμενο της αυθόρμητης εκπομπής (spontaneous emission), το οποίο είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία θορύβου στους οπτικούς ενισχυτές (amplified spontaneous emission, ASE). Ο θόρυβος αυτός είναι λευκός θόρυβος και για λόγους απλοποίησης στην ανάλυση του προβλήματος θεωρούμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του κατανέμεται ομοιόμορφα σε εύρος $\Delta\nu$ γύρω από το κάθε φέρον μήκος κύματος λ_k .

Για να προσδιορίσουμε την συνολική ισχύ θορύβου που παράγεται σε έναν ενισχυτή ερβίου επεκτείνουμε το μοντέλο που παρουσιάσαμε παραπάνω.

Σύμφωνα με την αναφορά [19], η ισχύς θορύβου που παράγεται από ένα στοιχειώδες τμήμα του EDFA σε ένα φασματικό εύρος $\Delta\nu$ και γύρω από ένα φέρον μήκος κύματος λ_k , δίδεται από τη σχέση

$$dP_{ASE,k} = \gamma_k N_2(z) \Delta\nu dz \quad (2.42)$$

όπου $\gamma_k = \rho \Gamma_k \sigma_k^e$ είναι ο συντελεστής κέρδους του EDFA.

Η ισχύς αυτή, ακριβώς επειδή εκπέμπεται αυθόρμητα, διαδίδεται και προς τις δύο κατευθύνσεις: τόσο ομόρροπα με την ισχύ της δέσμης εισόδου (+), όσο και αντίρροπα (-). Σε συμφωνία με την (2.33), η διαφορική εξίσωση που περιγράφει την χωρική εξέλιξη της ισχύος θορύβου, είναι η παρακάτω

$$\frac{\partial P_{ASE,k}^{(\pm)}(z,t)}{\partial z} = \rho u_k \Gamma_k [\sigma_k^e N_2(z,t) - \sigma_k^a N_1(z,t)] P_{ASE,k}^{(\pm)}(z,t) + \gamma_k N_2(z,t) \Delta\nu \quad (2.43)$$

ή ισοδύναμα

$$\frac{\partial P_{ASE,k}^{(\pm)}(z,t)}{\partial z} = \rho u_k \Gamma_k [(\sigma_k^e + \sigma_k^a) N_2(z,t) - \sigma_k^a] P_{ASE,k}^{(\pm)}(z,t) + \gamma_k N_2(z,t) \Delta\nu \quad (2.44)$$

Από την κατά μέλη άθροιση της (2.44) και της (2.33) που δίνει την χωρική εξέλιξη της ισχύος του χρήσιμου σήματος πληροφορίας, παίρνουμε

$$\frac{\partial P_{total,k}(z,t)}{\partial z} = pu_k \Gamma_k [(\sigma_k^e + \sigma_k^a) N_2(z,t) - \sigma_k^a] P_{total,k}(z,t) + \gamma_k N_2(z,t) \Delta v \quad (2.45)$$

$$\text{όπου } P_{total,k}(z,t) = P_k(z,t) + P_{ASE,k}^{(\pm)}(z,t)$$

Σκοπός του μοντέλου είναι ο προσδιορισμός της ισχύος θορύβου τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο του ενισχυτή. Αν υποθέσουμε ότι το κέρδος του ενισχυτή για ισχύ σε μήκος κύματος λ_k από ένα σημείο z_1 μέχρι z_2 είναι $G_k(z_1, z_2)$ τότε η συνολική ισχύς θορύβου στο εύρος Δv γύρω από το μήκος κύματος λ_k στην έξοδο της ίνας είναι

$$\begin{aligned} P_{ASE,k}^+(L) &= \int_{z=0}^{z=L} dP_{ASE,k} G_k(z, L) \Rightarrow \\ P_{ASE,k}^+(L) &= \Delta v \gamma_k \int_{z=0}^{z=L} N_2(z,t) G_k(z, L) dz \end{aligned} \quad (2.46)$$

ενώ ο θόρυβος στην είσοδο του ενισχυτή (λόγω του ανάστροφα διαδιδόμενου θορύβου) είναι

$$\begin{aligned} P_{ASE,k}^-(L) &= \int_{z=0}^{z=L} dP_{ASE,k} G_k(0, z) \Rightarrow \\ P_{ASE,k}^-(L) &= \Delta v \gamma_k \int_{z=0}^{z=L} N_2(z,t) G_k(0, z) dz \end{aligned} \quad (2.47)$$

Για να υπολογίσουμε με τη βοήθεια των σχέσεων (2.46) και (2.47) την παραγόμενη ισχύ θορύβου πρέπει να προσδιοριστούν τα μεγέθη $N_2(z,t)$, $G_k(z,L)$ $G_k(0,z)$.

Προκειμένου να λύσουμε αναλυτικά το πρόβλημα, υποθέτουμε πάλι κατάσταση ισορροπίας αλλά και ότι

$$P_{total,k}(z,t) = P_k(z,t) + P_{ASE,k}^{(\pm)}(z,t) \approx P_k(z,t) \quad (2.48)$$

αγνοώντας ταυτόχρονα τον επιπρόσθετο όρο στην διαφορική εξίσωση της χωρικής εξέλιξης της ισχύος του μήκους κύματος λ_k .

Στην πραγματικότητα οι παραπάνω υποθέσεις-συμβάσεις ισοδυναμούν με την υπόθεση ότι αγνοούμε τον αυτοκορεσμό του ενισχυτή από τον παραγόμενο σε αυτόν θόρυβο. Έχει διαπιστωθεί πειραματικά ότι η υπόθεση αυτή δεν δημιουργεί σημαντικό σφάλμα στους ενισχυτές ερβίου στην περίπτωση που το κέρδος στο οποίο αυτοί λειτουργούν δεν υπερβαίνει τα 25 dB.

Με τις παραπάνω υποθέσεις, ισχύει και εδώ η ανάλυση την προηγούμενης παραγράφου για τον πληθυσμό της διεγερμένης κατάστασης. Έτσι, μπορούμε να γράψουμε την συγκέντρωση φορέων στη διεγερμένη κατάσταση ως εξής

$$N_2(z,t) = -\frac{\tau}{\rho A} \sum_{j=1}^N \rho \Gamma_j [(\sigma_j^e + \sigma_j^a) N_2(z,t) - \sigma_j^a] P_j(z,t) \Rightarrow$$

$$N_2(z,t) = -\frac{\tau}{\rho A} \sum_{j=1}^N \left[\frac{\rho A}{\tau P_j^{IS}} N_2(z,t) - a_j \right] P_j(z,t) \quad (2.49)$$

Λύνοντας την (2.49) ως προς $N_2(z)$, έχουμε

$$N_2(z) = \frac{\sum_{j=1}^N a_j P_j(z)}{\zeta \left(1 + \sum_{j=1}^N \left[\frac{P_j(z)}{P_j^{IS}} \right] \right)} \quad (2.50)$$

όπου $\zeta = \rho A / \tau$.

Για τον υπολογισμό των $G_k(z,L)$ και $G_k(0,z)$ ορίζουμε την ποσότητα

$$Q(z) = \sum_{k=1}^N u_k P_k(z) \quad (2.51)$$

η οποία μπορεί να γραφτεί και ως εξής

$$Q(z) = \sum_{k=1}^N C_k(z) e^{-\frac{u_k Q(z)}{P_k^{IS}}} \quad (2.52)$$

όπου

$$C_k(z) = u_k P_k(0) e^{-u_k a_k z} e^{\frac{u_k Q(0)}{P_k^{IS}}} \quad (2.53)$$

Τότε είναι

$$P_k(z) = P_k(0) e^{-u_k a_k z} e^{\frac{u_k (Q(0) - Q(z))}{P_k^{IS}}} \quad (2.54)$$

και επομένως

$$G_k(0, z) = \frac{P_k(z)}{P_k(0)} = e^{-u_k a_k z} e^{u_k \frac{(Q(0) - Q(z))}{P_k^{IS}}} \quad (2.56)$$

$$G_k(z, L) = \frac{P_k(L)}{P_k(z)} = e^{-u_k a_k (L-z)} e^{u_k \frac{(Q(z) - Q(L))}{P_k^{IS}}} \quad (2.57)$$

Από τις σχέσεις (2.46), (2.47) και (2.50)-(2.57) και γνωρίζοντας τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή P_k^{IS} και a_k και την ισχύ εισόδου ανά κανάλι $P_k(0)$, μπορούμε να βρούμε τόσο την ισχύ θορύβου του ενισχυτή ερβίου όσο και το κέρδος που τον χαρακτηρίζει

2.4.3 Μοντελοποίηση φαινομένου οπτικής ενίσχυσης

Στα προηγούμενα κεφάλαια αναπτύξαμε τον τρόπο λειτουργίας τόσο των ενισχυτών ημιαγωγού (SOAs), όσο και των ενισχυτών ίνας με προσμίξεις ερβίου (EDFAs). Τα μοντέλα που αναλύθηκαν περιγράφουν με ικανοποιητικό τρόπο τα φαινόμενα της ενίσχυσης της οπτικής δέσμης μέσα στον ημιαγωγό και στην ίνα αντίστοιχα. Ωστόσο για την επίλυση των εξισώσεων αυτών των μοντέλων απαιτούνται αριθμητικές μέθοδοι, μεγάλη υπολογιστική ισχύς και αρκετός υπολογιστικός χρόνος. Για τους λόγους αυτούς δεν θα ήταν εύκολο να χρησιμοποιήσουμε τέτοια μοντέλα προκειμένου να περιγράψουμε τη συμπεριφορά και τη λειτουργία τέτοιων ενισχυτών στα πλαίσια οπτικών μεταγωγέων (OXC) ενός οπτικού δικτύου. Επιπλέον, τα παραπάνω μοντέλα (όπως και τα περισσότερα γνωστά μοντέλα) αγνοούν το φαινόμενο του αυτοκορεσμού ενός ενισχυτή από τον θόρυβο που παράγεται στον ίδιο τον ενισχυτή, φαινόμενο που είναι αρκετά κρίσιμο στις εφαρμογές που μελετάμε αφού επιθυμούμε από τους ενισχυτές μας να λειτουργούν στο μέγιστο δυνατόν κέρδος τους, παράγοντας έτσι μη αμελητέες ισχύεις θορύβου. Όλα τα παραπάνω μας οδήγησαν στη δημιουργία ενός νέου μοντέλου, το οποίο περιγράφει, γενικά το φαινόμενο της οπτικής ενίσχυσης, ανεξάρτητα αν αυτή υλοποιείται από ενισχυτή

ημιαγωγού ή ενισχυτή ερβίου και το οποίο στοχεύει στην περιγραφή του οπτικού ενισχυτή ως μαύρο κουτί (black box modeling). Ένα τέτοιο μοντέλο προφανώς θα αγνοεί τα επί μέρους ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των δύο τύπων ενισχυτών, ωστόσο μας επιτρέπει να μοντελοποιήσουμε την λειτουργία των ενισχυτών με ικανοποιητικό τρόπο και αποδεκτή ακρίβεια για τους σκοπούς της περαιτέρω μελέτης μας.

Η ανάπτυξη του μοντέλου ξεκινάει από την θεώρηση ενεργού μέσου δύο ενεργειακών επιπέδων και την περιγραφή των φαινομένων της εξαναγκασμένης (stimulated) και αυθόρμητης (spontaneous) εκπομπής φωτονίων από το ανώτερο-διεγερμένο ενεργειακό επίπεδο.

Θεωρούμε δέσμη φωτός (οπτικό κανάλι) που εισέρχεται στο ενεργό μέσο. Έστω ότι η δέσμη αποτελείται από S φωτόνια, συνολικής ισχύος $P = h\nu S$, όπου h η γνωστή σταθερά του Planck και ν η συχνότητα των φωτονίων. Έστω ότι R_{st} είναι ο ρυθμός δημιουργίας φωτονίων από εξαναγκασμένη εκπομπή (stimulation emission coefficient) και R_{sp} ο ρυθμός δημιουργίας φωτονίων από αυθόρμητη εκπομπή (rate of spontaneously generated photons). Επίσης τ_{ph} είναι ο χρόνος ζωής των φωτονίων στην διεγερμένη κατάσταση (μικρός χρόνος ζωής συνεπάγεται μεγάλες απώλειες φωτονίων κατά τη διάρκεια της ενίσχυσης), u_g η ταχύτητα φάσης της δέσμης φωτονίων, g το κέρδος που χαρακτηρίζει το ενεργό μέσο και n_{sp} ο συντελεστής θορύβου του ενεργού μέσου που ορίζεται από τη σχέση [20]

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (2.58)$$

όπου N_2 και N_1 οι πληθυσμοί φορέων στην διεγερμένη κατάσταση και στο επίπεδο ισορροπίας, αντίστοιχα.

Μεταξύ των παραπάνω μεγεθών ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις [3]

$$\begin{aligned} \frac{R_{st}}{u_g} &= g \\ \text{και} & \\ R_{sp} &= n_{sp} R_{st} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Η εξίσωση που περιγράφει τον ρυθμό μεταβολής του πλήθους των φωτονίων της δέσμης είναι η παρακάτω [3]

$$\frac{dS}{dt} = S\left(R_{st} - \frac{1}{\tau_{ph}}\right) + R_{sp} \quad (2.60)$$

Ο πρώτος όρος του δεξιού μέλους της (2.60) εκφράζει την αύξηση του πλήθους των φωτονίων λόγω εξαναγκασμένης εκπομπής φωτονίων από το ενεργό μέσο, ο δεύτερος τις απώλειες

φωτονίων στο μέσο και τρίτος τα φωτόνια που παράγονται από την αυθόρμητη εκπομπή φωτονίων από τη δέσμη. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε τις εμφανείς αναλογίες ανάμεσα στην τελευταία σχέση και αντίστοιχες που αναφέρονταν στο φαινόμενο της ενίσχυσης, συγκεκριμένα, τόσο στο ημιαγώγιμο μέσο όσο και στην ίνα με προσμίξεις ερβίου. Κάνοντας τις απαραίτητες πράξεις στην (2.60) έχουμε

$$\begin{aligned} \frac{dS}{dt} &= S(R_{st} - \frac{1}{\tau_{ph}}) + R_{sp} \Rightarrow \\ hv \frac{dS}{dt} &= hvS(R_{st} - \frac{1}{\tau_{ph}}) + hvR_{sp} \Rightarrow (hv \frac{dS}{dt} = dP) \\ dP &= hvS(R_{st} - \frac{1}{\tau_{ph}}) + hvR_{sp} \Rightarrow (hvS = \frac{P}{\frac{u_g}{dz}}) \\ dP &= \frac{Pdz}{u_g} (R_{st} - \frac{1}{\tau_{ph}}) + hvR_{sp} \Rightarrow \\ \frac{dP}{dz} &= P(R_{st} - \frac{1}{\tau_{ph}}) \frac{1}{u_g} + \frac{hvR_{sp}}{dz} \Rightarrow \\ \frac{dP}{dz} &= P \frac{R_{st}}{u_g} - P \frac{1}{\tau_{ph}u_g} + \frac{hvR_{sp}}{dz} \Rightarrow \\ \frac{dP}{dz} &= P \frac{R_{st}}{u_g} - P \frac{1}{\tau_{ph}u_g} + \frac{hvR_{st}n_{sp}}{dz} \Rightarrow \\ \frac{dP}{dz} &= P \frac{R_{st}}{u_g} - P \frac{1}{\tau_{ph}u_g} + \frac{hvn_{sp}R_{sp}}{u_g dt} \Rightarrow \\ \frac{dP}{dz} &= P \frac{R_{st}}{u_g} - P \frac{1}{\tau_{ph}u_g} + \frac{hvn_{sp}}{dt} \frac{R_{sp}}{u_g} \end{aligned}$$

Στην τελευταία σχέση, ο πρώτος όρος του δεξιού μέλους εκφράζει την ενίσχυση της ισχύος από εξαναγκασμένη εκπομπή ανά στοιχειώδες μήκος dz , ο δεύτερος όρος εκφράζει τις απώλειες ισχύος ανά στοιχειώδες μήκος dz μέσα στο ενεργό μέσο, και ο τρίτος την παραγόμενη ισχύ λόγω αυθόρμητης εκπομπής (ισχύ παραγόμενου θορύβου) ανά στοιχειώδες μήκος.

Για λόγους απλοποίησης του μοντέλου και χωρίς να βλάπτουμε τη γενικότητα αμελούμε τις απώλειες του ενεργού μέσου ($\tau_{ph} \rightarrow \infty$), οπότε η τελευταία σχέση γράφεται

$$\frac{dP}{dz} = Pg + \frac{h\nu n_{sp}}{dt} g \quad (2.61)$$

Προκειμένου να ανεξαρτητοποιήσουμε την τελευταία σχέση από το χρόνο αντικαθιστούμε τον όρο $1/dt$, με το συνολικό εύρος ζώνης συχνοτήτων στο οποίο μπορεί να λειτουργήσει το ενεργό μας μέσο B_o . Με την αντικατάσταση αυτή, σιωπηρά υποθέτουμε ότι το ενεργό μέσο είναι ομοιόμορφο, δηλαδή ενισχύει όμοια φωτόνια οποιουδήποτε μήκους κύματος μέσα σε αυτό το εύρος. Η υπόθεση αυτή γενικά δεν ισχύει (όπως είδαμε και στα παραπάνω μοντέλα το κέρδος εξαρτάται από το μήκος κύματος της δέσμης) ωστόσο δεν δημιουργεί πρόβλημα για τις εφαρμογές που εμείς θα χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο (όπως θα φανεί παρακάτω) .

Έτσι έχουμε

$$\frac{dP}{dz} = Pg + h\nu n_{sp} B_o g \quad (2.62)$$

Αν θεωρήσουμε ότι τα θορυβώδη χαρακτηριστικά του σήματος πληροφορίας καθορίζονται από το θόρυβο που δημιουργείται σε δύο πολώσεις φωτός (αυτήν της δέσμης και την εγκάρσιά της), τότε η τελευταία σχέση γίνεται

$$\frac{dP(z)}{dz} = P(z)g(P) + 2h\nu n_{sp} B_o g(P) \quad (2.63)$$

Η σχέση (2.63), την οποία εμείς αποδείξαμε, υπάρχει αυτούσια και αποτελεί βάση της ανάλυσης του θορύβου σε πολλά σχετικά άρθρα [20].

Το κέρδος ενός ενεργού οπτικού ομογενούς μέσου ανά μονάδα μήκους του οπτικού μέσου δίδεται, στη γενική περίπτωση, από τη σχέση [20]

$$g(P) = \frac{g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} \quad (2.64)$$

όπου g_o το κέρδος ασθενούς σήματος του μέσου (small-signal gain) ανά μονάδα μήκους του ενισχυτικού μέσου και P_{sat} η ισχύς κορεσμού του μέσου (ανάλογη με αυτή που αναφέρθηκε στα παραπάνω μοντέλα). Τελικά, η πλήρης διαφορική εξίσωση που περιγράφει την χωρική εξέλιξη της ισχύος της δέσμης είναι η παρακάτω

$$\frac{dP(z)}{dz} = P(z) \frac{g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} + 2h\nu n_{sp} B_o \frac{g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} \quad (2.65)$$

Η σχέση (2.65) διαφοροποιείται από τις αντίστοιχες σχέσεις των μοντέλων που περιγράψαμε παραπάνω όσον αφορά στον δεύτερο όρο του δεύτερου μέλους ο οποίος είναι αυτός που εκφράζει τον αυτοκορεσμό του κέρδους του ενισχυτή λόγω της ισχύος θορύβου που προστίθεται στην ισχύ της δέσμης μέσα στον ίδιο τον ενισχυτή.

Οι διαφορετικοί τρόποι με τους οποίους θα λύσουμε την διαφορική εξίσωση (2.65) θα μας οδηγήσουν σε διαφορετικά μοντέλα περιγραφής της ενισχυτικής λειτουργίας των οπτικών ενισχυτών. Στην παρακάτω ανάλυση, επιχειρούμε να λύσουμε την διαφορική αυτή εξίσωση με δύο διαφορετικούς τρόπους με αποτέλεσμα να οδηγηθούμε σε δύο μοντέλα. Στην 1^η περίπτωση, απλοποιούμε την εξίσωση (2.65) παραλείποντας ολόκληρο τον δεύτερο όρο του δεξιού μέλους, δηλαδή αγνοούμε τον αυτοκορεσμό του ενισχυτή από τον παραγόμενο σε αυτόν θόρυβο. Σε αυτήν την περίπτωση οδηγούμαστε στο 1^ο μοντέλο μας, το οποίο είναι διαδεδομένο στη βιβλιογραφία. Στην 2^η περίπτωση δεν κάνουμε καμία ουσιαστική απλοποίηση και οδηγούμαστε στο 2^ο μοντέλο, το οποίο δεν υπάρχει αυτούσιο στην βιβλιογραφία και το οποίο είναι λίγο πιο πολύπλοκο από το 1^ο αλλά έχει το πλεονέκτημα ότι λαμβάνει υπόψη τον αυτοκορεσμό του ενισχυτή στον παραγόμενο σε αυτόν θόρυβο.

2.4.3.1 Ανάπτυξη 1^{ου} Μοντέλου λειτουργίας οπτικού ενισχυτή

Αν στην διαφορική εξίσωση (2.65) αμελήσουμε τον δεύτερο όρο του δεξιού μέλους (ουσιαστικά αγνοούμε τον αυτοκορεσμό του ενισχυτή από την ισχύ θορύβου που παράγεται σε αυτόν) και την λύσουμε θα έχουμε

$$\begin{aligned} \frac{dP(z)}{dz} &= P(z) \frac{g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} \Rightarrow \\ \int_{P_{in}}^{P_{out}} \frac{P(z) + P_{sat}}{P(z)} dP(z) &= \int_0^L P_{sat} g_o dz \Rightarrow \\ (P_{out} - P_{in}) + P_{sat} \ln\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) &= P_{sat} g_o L \Rightarrow \end{aligned} \quad (2.66)$$

όπου P_{in} είναι η ισχύς εισόδου στον ενισχυτή, P_{out} η εξερχόμενη από τον ενισχυτή οπτική ισχύς και L το μήκος του ενεργού μέσου του ενισχυτή.

Θέτοντας στην (2.66)

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

όπου το G είναι το κέρδος του ενισχυτή μας, έχουμε

$$\begin{aligned} (GP_{in} - P_{in}) + P_{sat} \ln\left(\frac{GP_{in}}{P_{in}}\right) &= P_{sat} g_o L \Rightarrow \\ (G - 1) \frac{P_{in}}{P_{sat}} + \ln(G) &= g_o L \Rightarrow \\ e^{(G-1)\frac{P_{in}}{P_{sat}} + \ln(G)} &= e^{g_o L} \Rightarrow \\ G &= G_o e^{-\frac{(G-1)P_{in}}{P_{sat}}} \end{aligned} \quad (2.67)$$

όπου $G_o = e^{g_o L}$ είναι το εκθετικό κέρδος μικρού σήματος του ενισχυτή μας (και όχι ενός ενισχυτικού μέσου, αφού το G_o αναφέρεται σε συγκεκριμένο μήκος ενισχυτικού μέσου)

Η υπερβατική εξίσωση (2.67) συσχετίζει την ισχύ εισόδου P_{in} μας ενισχυτή με το κέρδος G που αναμένεται να μας δώσει ο ενισχυτής. Μάλιστα λύνοντας την υπερβατική αυτή εξίσωση με τη βοήθεια μαθηματικού προγράμματος καταλήγουμε στην ακόλουθη σχέση για το κέρδος του ενισχυτή

$$G = \frac{P_{sat} \text{ProductLog} \left[\frac{G_o P_{in} e^{\frac{P_{in}}{P_{sat}}}}{P_{sat}} \right]}{P_{in}} \quad (2.68)$$

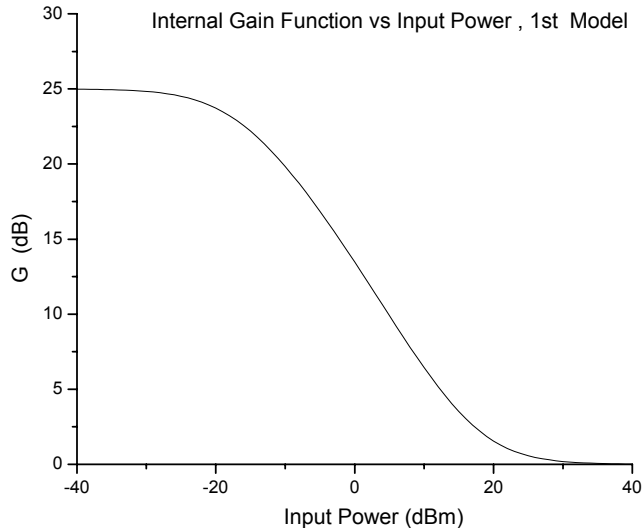
όπου η συνάρτηση $\text{ProductLog}[z]$ υποδηλώνει τη θεμελιώδη λύση του w στην εξίσωση

$$z = we^w$$

Η σχέση (2.68) είναι ένα μοντέλο πολύ γνωστό και ευρέως χρησιμοποιούμενο, το οποίο μπορεί γρήγορα να προσδιορίσει το κέρδος ενός δεδομένου ενισχυτή (συγκεκριμένο G_o και P_{sat}) για μια δεδομένη ισχύ εισόδου.

Οι βασικές παραδοχές του παραπάνω απλοποιημένου μοντέλου είναι ότι θεωρεί ομογενές ενισχυτικό μέσο (η ενίσχυση είναι η ίδια για όλα τα μήκη κύματος), ότι αγνοεί το φαινόμενο του κορεσμού του κέρδους του ενισχυτή από την παραγόμενη σε αυτόν ισχύ θορύβου ενώ δεν προσδιορίζει την παραγόμενη ισχύ θορύβου στον ενισχυτή.

Η μορφή που έχει η συνάρτηση του κέρδους του ενισχυτή είναι η παρακάτω



Σχ. 2.10 Εσωτερικό Κέρδος Ενισχυτή, 1^ο Μοντέλο

Το μοντέλο αυτό μας δίνει τη δυνατότητα να περιγράψουμε την ενισχυτική λειτουργία οποιουδήποτε ενισχυτή χρησιμοποιώντας μόνο δυο παραμέτρους: τις P_{sat} και G_o . Τα δύο παραπάνω μεγέθη είναι αυτά που θα χαρακτηρίζουν πλήρως τον οπτικό ενισχυτή και επομένως θα διαφοροποιούν τους οπτικούς ενισχυτές μεταξύ τους. Η σημασία της χρησιμοποίησης αυτών

των μεγεθών στην περιγραφή και ταυτόχρονα τη διαφοροποίηση του κάθε ενισχυτή έγκειται στο ότι τα μακροσκοπικά αυτά μεγέθη μπορούμε να τα προσδιορίσουμε πειραματικά, συγχωνεύοντας σε αυτά όλες τις επιμέρους παραμέτρους λειτουργίας του κάθε ενισχυτή.

Από το παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι ο ενισχυτής μας χαρακτηρίζεται από 3 περιοχές λειτουργίας

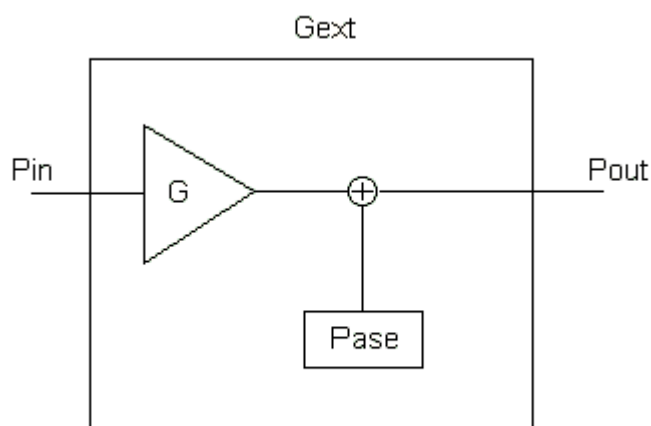
A) Λειτουργία στην Περιοχή Ασθενούς Σήματος (unsaturated regime): Ο ενισχυτής λειτουργεί στην περιοχή αυτή για πολύ χαμηλές ισχύεις εισόδου (μέχρι περίπου -20 dBm). Στην περίπτωση αυτή το κέρδος του ενισχυτή είναι σχεδόν σταθερό και πολύ κοντά στο κέρδος ασθενούς σήματος G_0 .

B) Λειτουργία στην Γραμμική Περιοχή (linear regime): Ο ενισχυτής λειτουργεί στην περιοχή αυτή για τιμές της ισχύος εισόδου από περίπου -20 dBm μέχρι 15 dBm

Γ) Κορεσμένη Περιοχή λειτουργίας (saturated regime): Ο ενισχυτή λειτουργεί στην περιοχή αυτή για πού μεγάλες ισχύς εισόδου (πολύ μεγαλύτερες από την ισχύ κορεσμού) και η απολαβή του είναι σχεδόν σταθερή και έχει πολύ μικρή τιμή.

2.4.3.1.1 Προσδιορισμός θορύβου στο 1^ο μοντέλο

Όπως αναφέραμε και παραπάνω, το συγκεκριμένο μοντέλο δεν υπολογίζει ούτε το θόρυβο του ενισχυτή ούτε τον αυτοκορεσμό του λόγω θορύβου. Προκειμένου να υπολογίσουμε την παραγόμενη ισχύ θορύβου, ο οπτικός ενισχυτής μπορεί να αναπαρασταθεί από το παρακάτω block διάγραμμα



Σχ. 2.11 Πλήρες Block Διάγραμμα Θορυβώδους Οπτικού Ενισχυτή

Στο διάγραμμα αυτό θεωρούμε ότι ο ενισχυτής μας χαρακτηρίζεται από κέρδος G (το οποίο δίδεται από το παραπάνω μοντέλο) και ακολουθείται από μια πηγή θορύβου (πηγή ASE) η οποία δίδει ισχύ θορύβου ανά κανάλι (γύρω από κάποιο μήκος κύματος)

$$P_{ASE} = 2n_{sp} h\nu(G-1)\Delta\nu \quad (2.69)$$

όπου $S_{ase}=2n_{sp}h\nu(G-1)$ η φασματική πυκνότητα ισχύος του παραγόμενου θορύβου από τον ενισχυτή, n_{sp} ο συντελεστής αυθόρμητης εκπομπής του ενισχυτή (spontaneous emission factor), ν η συχνότητα που αντιστοιχεί στο φέρον μήκος κύματος της οπτικής ισχύος που εισέρχεται στον ενισχυτή και $\Delta\nu$ το φασματικό εύρος του παραγόμενου θορύβου (στις εφαρμογές μας το εύρος αυτό ταυτίζεται με το φασματικό εύρος λειτουργίας του ενισχυτή).

Για την περιγραφή του block διαγράμματος του ενισχυτή ορίζουμε το μέγεθος G_{ext} το οποίο στοχεύει στο να συσχετίσει την ισχύ εισόδου του ενισχυτή με την συνολική ισχύ εξόδου (ενισχυμένο σήμα και θόρυβος). Έτσι ορίζουμε

$$G_{ext} = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

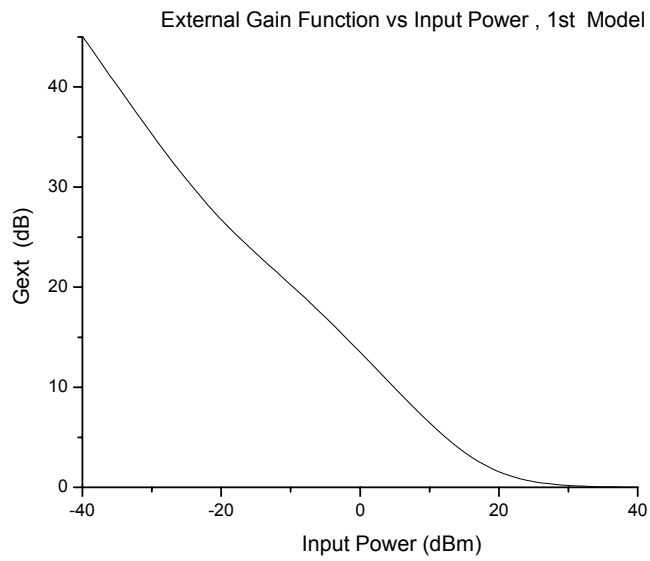
Με βάση το block διάγραμμα μπορούμε να γράψουμε

$$P_{out} = GP_{in} + P_{ASE}$$

και επομένως

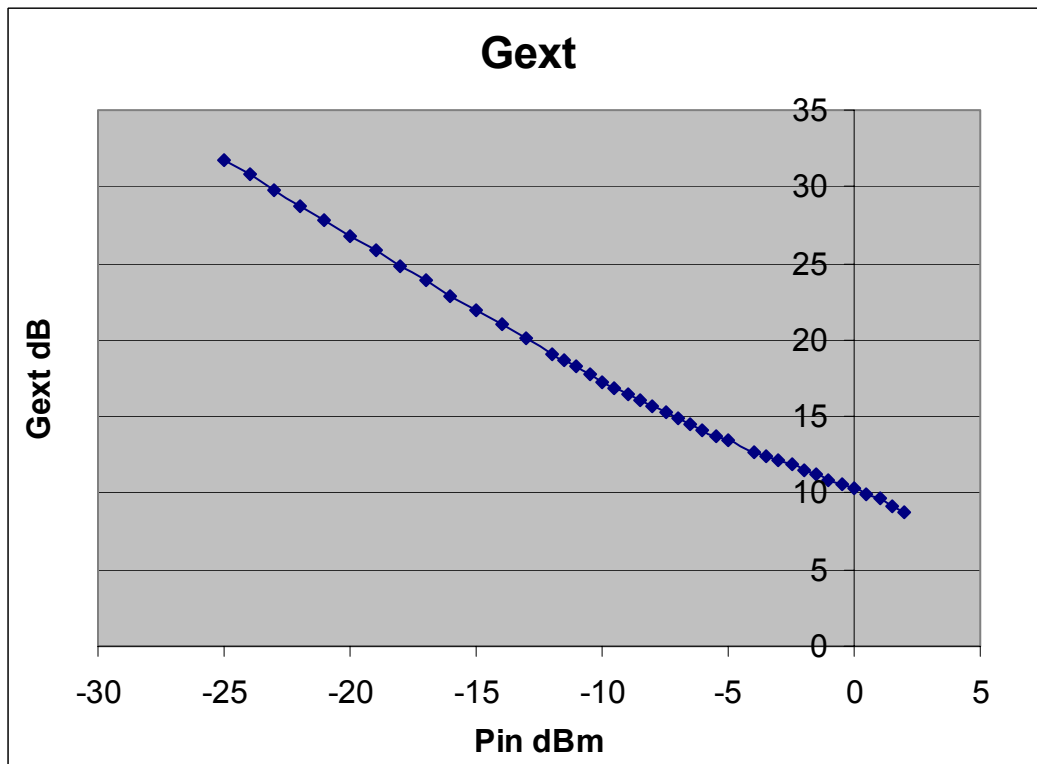
$$G_{ext} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = G + \frac{P_{ASE}}{P_{in}} \quad (2.70)$$

Η εξάρτηση που θα έχει το μέγεθος G_{ext} από την ισχύ εισόδου του ενισχυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



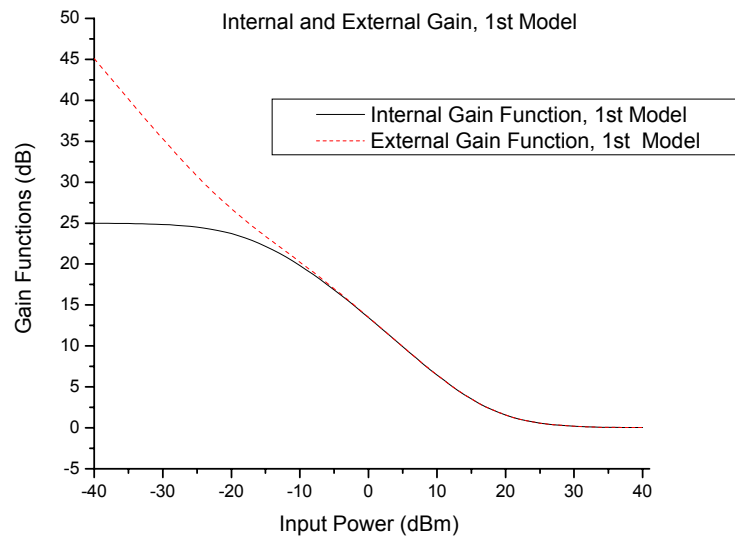
Σχ. 2.12 Συνάρτηση Εξωτερικού Κέρδους Ενισχυτή , 1^ο Μοντέλο

Το διάγραμμα αυτό συμφωνεί (στην μορφή του) με το διάγραμμα που προέκυψε από τις μετρήσεις που κάναμε σε συγκεκριμένο ημιαγωγικό ενισχυτή και το οποίο φαίνεται παρακάτω



Σχ. 2.13 Πειραματικό Διάγραμμα Εξωτερικού Κέρδους Ενισχυτή Ημιαγωγού

Για να διαπιστώσουμε πως διαφοροποιείται το εσωτερικό κέρδος G ενός ενισχυτή, που δίδεται από τη σχέση (2.68), από των συνολικό του κέρδος G_{ext} (εξωτερικό κέρδος), που δίδεται από τη σχέση (2.70), σχεδιάζουμε στο ίδιο διάγραμμα τα δύο αυτά μεγέθη



Σχ. 2.14 Συναρτήσεις Εσωτερικού και Εξωτερικού Κέρδους Ενισχυτή, 1^ο Μοντέλο

Όπως παρατηρούμε στο τελευταίο διάγραμμα το μέγεθος G_{ext} διαφοροποιείται από το G μόνο στην περίπτωση λειτουργίας στην unsaturated regime. Η παρατήρηση αυτή είναι ισοδύναμη με το συμπέρασμα ότι ο θόρυβος επηρεάζει σημαντικά την λειτουργία του ενισχυτή μας (και εν τέλει ολόκληρου του συστήματος μας) στην περίπτωση που η ισχύς εισόδου στον ενισχυτή είναι μικρή (unsaturated regime) οπότε ο ενισχυτής δίνει μεγάλο κέρδος και επομένως μεγάλη ισχύ θορύβου και μάλιστα συγκρίσιμη με την ισχύ σήματος. Με βάση το παραπάνω διάγραμμα, μπορούμε να συμπεράνουμε πως υπάρχει μια συγκεκριμένη ισχύ εισόδου, για κάθε καμπύλη που περιγράφει έναν οπτικό ενισχυτή, η οποία μπορεί να ληφθεί ως όριο κάτω από το οποίο η ισχύς του οπτικού σήματος και το κέρδος του ενισχυτή επηρεάζονται έντονα από τον παραγόμενο θόρυβο.

2.4.3.2 Ανάπτυξη 2^ο Μοντέλου λειτουργίας οπτικού ενισχυτή

Στην παραπάνω ανάλυση, επικρατέστερο μοντέλο, αμελήσαμε το φαινόμενο του αυτοκορεσμού του ενισχυτή από τον παραγόμενο σε αυτόν θόρυβο αγνοώντας τον παράγοντα θορύβου στην εξίσωση της χωρικής εξέλιξης της ισχύος.

Εδώ ξαναγράφουμε την διαφορική εξίσωση (2.65) και προσπαθούμε να τη λύσουμε χωρίς την παραπάνω απλοποίηση

$$\frac{dP(z)}{dz} = P(z) \frac{g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}} + 2h\nu n_{sp} B_o \frac{g_o}{1 + \frac{P(z)}{P_{sat}}}$$

Μετασχηματίζοντας την (2.65) (χωρισμός μεταβλητών), καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση

$$\frac{P(z) + P_{sat}}{P(z) + 2h\nu n_{sp} B_o} dP(z) = P_{sat} g_o dz \quad (2.71)$$

Θεωρώντας ότι το ενεργό μας μέσο έχει μήκος L ($0 < z < L$), ενώ η ισχύς που μπαίνει στην είσοδό του είναι P_{in} και αυτή που εξέρχεται είναι P_{out} , ολοκληρώνουμε την τελευταία σχέση σε αυτά τα όρια. Έτσι έχουμε

$$\begin{aligned} \frac{P(z) + P_{sat}}{P(z) + 2h\nu n_{sp} B_o} dP(z) &= P_{sat} g_o dz \Rightarrow \\ \int_{P_{in}}^{P_{out}} \frac{P(z) + P_{sat}}{P(z) + 2h\nu n_{sp} B_o} dP(z) &= \int_0^L P_{sat} g_o dz \\ (P_{out} - P_{in}) + (P_{sat} - 2h\nu n_{sp} B_o) \ln\left(\frac{P_{out} + 2h\nu n_{sp} B_o}{P_{in} + 2h\nu n_{sp} B_o}\right) &= g_o L P_{sat} \end{aligned} \quad (2.72)$$

Στην τελευταία εξίσωση υπάρχει ο όρος

$$(P_{sat} - 2h\nu n_{sp} B_o)$$

για τον οποίο μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ισχύει

$$(P_{sat} - 2h\nu n_{sp} B_o) \approx P_{sat} \quad (2.73)$$

αφού η ισχύς κορεσμού του ενισχυτή είναι της τάξης των mW ενώ η ποσότητα $2h\nu_{sp}B_o$ είναι της τάξης των nW για τους ενισχυτές που χρησιμοποιούμε στις εφαρμογές μας.

Επομένως η (2.72) γίνεται

$$(P_{out} - P_{in}) + P_{sat} \ln\left(\frac{P_{out} + 2h\nu_{sp}B_o}{P_{in} + 2h\nu_{sp}B_o}\right) = g_o LP_{sat} \quad (2.74)$$

Με δεδομένο ότι σύμφωνα με τη διαφορική μας η δημιουργούμενη ισχύ θορύβου προστίθεται στην ισχύ σήματος, τότε ο λόγος P_{out} / P_{in} ταυτίζεται με το μέγεθος που περιγράφει, συνολικά, τη συμπεριφορά του ενισχυτή (ενίσχυση και δημιουργία θορύβου). Άρα μπορούμε να θέσουμε

$$G_{ext} = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

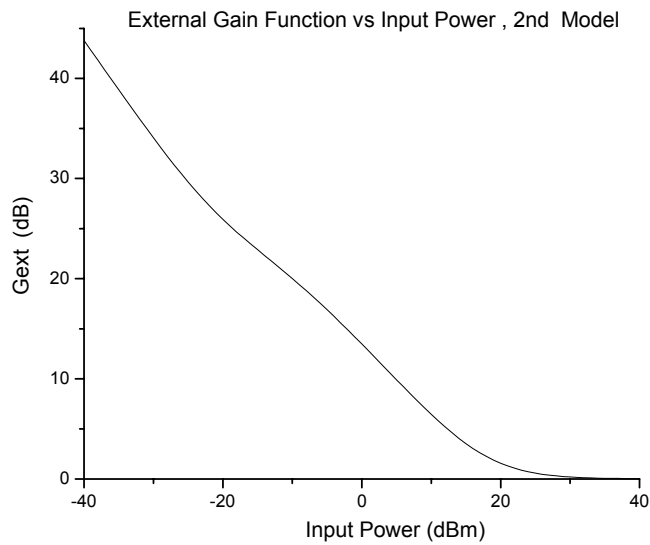
Τελικά, παίρνουμε τη σχέση

$$\left(\frac{2h\nu_{sp}B_o + G_{ext}P_{in}}{2h\nu_{sp}B_o + P_{in}}\right)e^{(G_{ext}-1)\frac{P_{in}}{P_{sat}}} = G_o \quad (2.75)$$

Η υπερβατική (2.75) συνδέει την συνολική συνάρτηση κέρδους του ενισχυτή με την ισχύ εισόδου του και τα χαρακτηριστικά του. Η λύση της τελευταίας υπερβατικής, με τη βοήθεια μαθηματικού προγράμματος, δίνει την παρακάτω συνάρτηση για το G_{ext} .

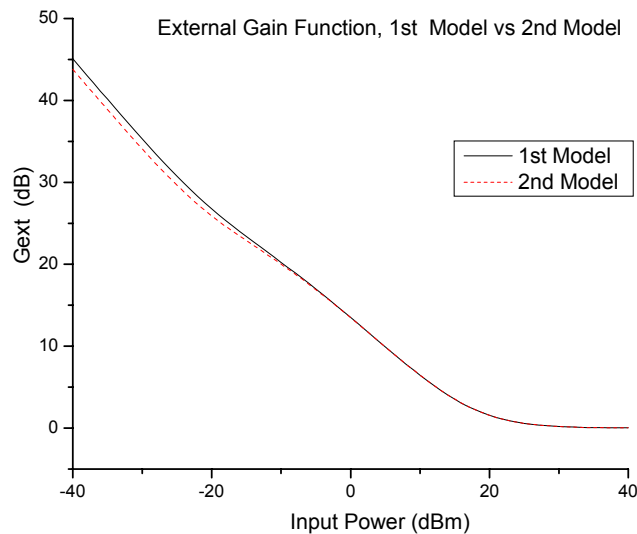
$$G_{ext} = \frac{P_{sat} \text{ProductLog}\left[\frac{G_o(P_{in} + 2h\nu_{sp}B_o)e^{\frac{P_{in} + 2h\nu_{sp}B_o}{P_{sat}}}}{P_{sat}}\right] - 2h\nu_{sp}B_o}{P_{in}} \quad (2.76)$$

Η μορφή του G_{ext} , όπως αυτό δίδεται από την (2.76) εξίσωση φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα



Σχ. 2.15 Συνάρτηση Εξωτερικού Κέρδους Ενισχυτή , 2^ο Μοντέλο

Στο παρακάτω διάγραμμα συγκρίνουμε τις συναρτήσεις συνολικού κέρδους (G_{ext}) που πήραμε από τα δύο παραπάνω μοντέλα ((2.70) και (2.76)). Παρατηρούμε ότι τα μοντέλα αυτά διαφοροποιούνται μόνο στην unsaturated regime (κάτι που άλλωστε αναμέναμε). Μάλιστα παρατηρούμε ότι το 2^ο μοντέλο δίνει μικρότερες τιμές για το κέρδος. Το γεγονός αυτό οφείλεται και ταυτόχρονα επιβεβαιώνει τον αυτοκορεσμό του κέρδους του ενισχυτή από τον θόρυβο που παράγεται στον ίδιο τον ενισχυτή

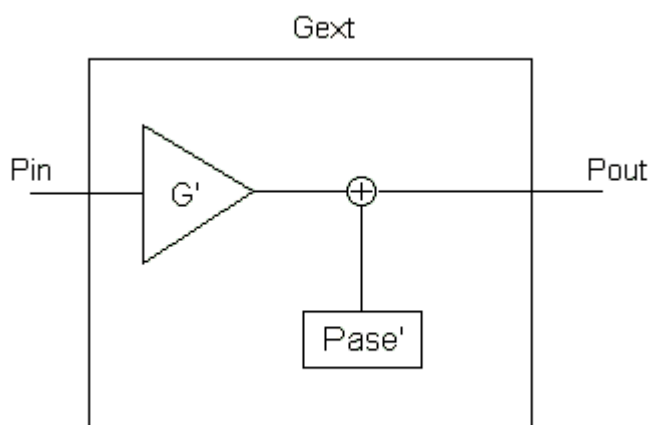


Σχ. 2.16 Σύγκριση συναρτήσεων συνολικού κέρδους των δύο μοντέλων

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι το 2^ο μοντέλο διαφοροποιείται από το 1^ο μοντέλο για λειτουργία στην unsaturated regime δηλαδή για χαμηλές ισχύεις εισόδου, περίπτωση που είναι αρκετά συχνή στις εφαρμογές που θα μελετήσουμε παρακάτω, αφού είναι σύνηθες στους ενισχυτές να εισέρχονται σήματα με ισχύ -20 dBm.

2.4.3.2.1 Προσδιορισμός θορύβου στο 2^ο μοντέλο

Το πρόβλημα όμως που ανακύπτει σε σχέση με το 2^ο μοντέλο, όπως έχει αναπτυχθεί μέχρι τώρα, είναι ότι δεν μπορεί να υπολογίσει την ακριβή τιμή της ισχύος θορύβου που παράγεται σε έναν ενισχυτή και η οποία είναι υπεύθυνη για τον κορεσμό του. Γι αυτό θα τροποποιήσουμε ελαφρώς το 2^ο μοντέλο. Θα θεωρήσουμε ότι και σε αυτήν την περίπτωση ο ενισχυτής μας μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα block διάγραμμα όπως το παρακάτω



Σχ. 2.17 Block διάγραμμα λειτουργίας ενισχυτή, με βάση το 2^ο μοντέλο

δηλαδή υποθέτουμε ότι ο ενισχυτής χαρακτηρίζεται από ένα εσωτερικό κέρδος G' (το οποίο ωστόσο επηρεάζεται και από τον αυτοκορεσμό λόγω της ισχύος θορύβου) και μια ισχύ θορύβου P_{ase}' η οποία προστίθεται εκ των υστέρων στο ήδη ενισχυμένο σήμα. Για τον προσδιορισμό του εσωτερικού κέρδους G' θα ολοκληρώσουμε διαφορική που περιγράφει τη χωρική εξέλιξη της συνολικής ισχύος από την ισχύ εισόδου P_{in} μέχρι την ισχύ εξόδου $P_{out}=G'P_{in}+P_{ase}'$, όπου

$$P_{ase}' = 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1) \quad (2.77)$$

Έτσι , θα είναι

$$P_{out} = G' P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1) \quad (2.78)$$

οπότε έχουμε

$$(G' P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1) - P_{in}) + P_{sat} \ln\left(\frac{G' P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1) + 2h\nu_{sp} B_o}{P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o}\right) = g_o L P_{sat}$$

και μετά από κάποιες πράξεις

$$\frac{(P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o)(G' - 1)}{P_{sat}} + \ln(G') = g_o L \quad (2.79)$$

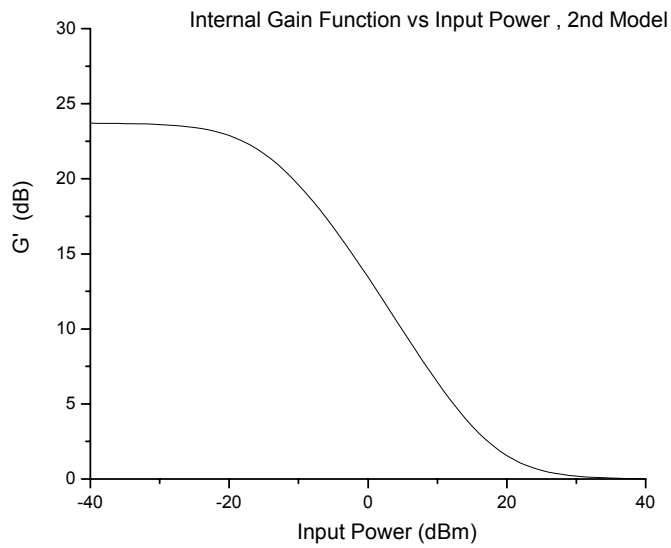
ή ισοδύναμα

$$G' e^{(G'-1) \frac{P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o}{P_{sat}}} = G_o \quad (2.80)$$

Λύνοντας την υπερβατική εξίσωση (2.80) με τη βοήθεια μαθηματικού προγράμματος καταλήγουμε στην παρακάτω έκφραση για την ποσότητα G'

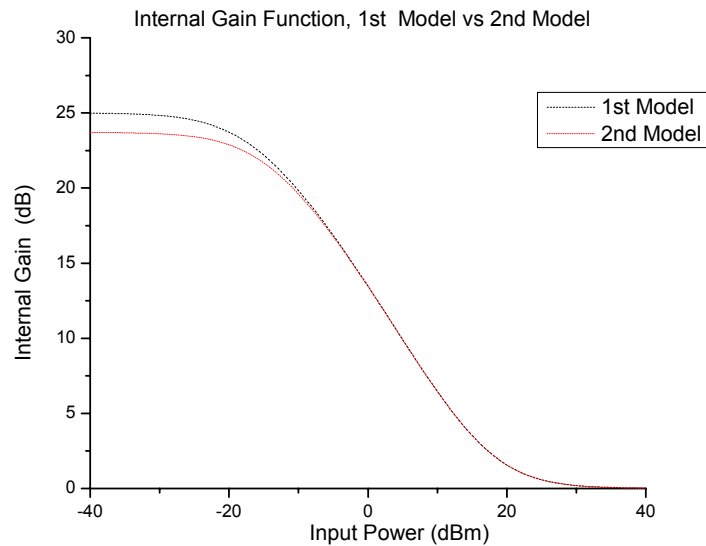
$$G' = \frac{P_{sat} \text{ProductLog} \left[\frac{G_o (P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o) e^{\frac{P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o}{P_{sat}}}}{P_{sat}} \right]}{P_{in} + 2h\nu_{sp} B_o} \quad (2.81)$$

Η μορφή του G' , όπως δίδεται από την (2.81) είναι η ακόλουθη



Σχ. 2.18 Συνάρτηση εσωτερικού κέρδους που προκύπτει από το 2^ο μοντέλο

Στο παρακάτω διάγραμμα συγκρίνουμε τα μεγέθη G (σχέση (2.68)) και G' (σχέση 2.81))



Σχ. 2.19 Σύγκριση της συνάρτησης εσωτερικού κέρδους που προκύπτει από τα δύο μοντέλα

Όπως παρατηρούμε από το παραπάνω διάγραμμα το κέρδος G' που προσδιορίσαμε λαμβάνοντας υπόψη το αυτοκορεσμό του ενισχυτή από τον παραγόμενο σε αυτόν θόρυβο

διαφοροποιείται από το εσωτερικό κέρδος G για μικρές τιμές της ισχύος εξόδου όπου ο ενισχυτής αναμένεται να μας δώσει μεγάλο κέρδος και άρα μεγάλη ισχύ θορύβου.

Εκτός από το κέρδος G' που χαρακτηρίζει τον ενισχυτή, ολόκληρο το block διάγραμμα του ενισχυτή θα χαρακτηρίζεται και μία συνολική συνάρτηση μεταφοράς G_{ext}' η οποία, κατά τα γνωστά, ορίζεται ως

$$G_{ext}' = \frac{P_{out}}{P_{in}} = G' + \frac{2h\nu n_{sp} B_o (G' - 1)}{P_{in}} \quad (2.82)$$

και αποδεικνύεται ότι ταυτίζεται με τη συνάρτηση (2.76) που προέκυψε με τον αμέσως προηγούμενο τρόπο λύσης

Από όλα τα παραπάνω, προκύπτει ότι μπορούμε να χρησιμοποιούμε το τελευταίο μοντέλο για την περιγραφή οποιουδήποτε οπτικού ενισχυτή αφού μας επιτρέπει να προσδιορίσουμε και το κέρδος που θα δώσει ο ενισχυτής αλλά και τον θόρυβο που θα εισάγει. Ανακεφαλαιώνοντας, οποιοσδήποτε ενισχυτής από και στο εξής θα ισοδυναμεί με την ένα block διάγραμμα όπως αυτό του Σχ. 2.17 το οποίο αποτελείται από έναν αθόρυβο ενισχυτή που χαρακτηρίζεται από κέρδος G , που δίδεται από την εξίσωση (2.81) και μια πηγή θορύβου που δίνει ισχύ σύμφωνα με την σχέση (2.77)

Μάλιστα, το 2^ο αυτό μοντέλο χρησιμοποιήθηκε για την εξομοίωση της λειτουργίας των οπτικών ενισχυτών στην αναφορά [25]

2.5 Ανάλυση Αλυσίδων κόμβων Απωλειών-Ενισχυτών (LG Chains)

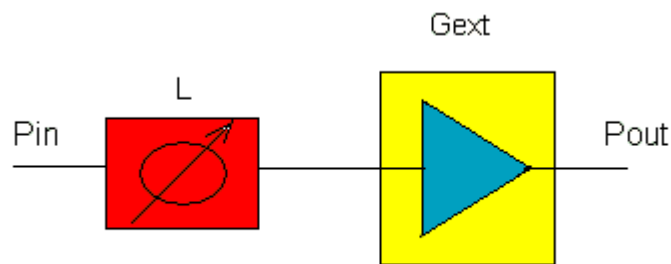
Όπως θα φανεί και παρακάτω, στις περιπτώσεις κατά τις οποίες μελετούμε οπτικούς μεταγωγείς από την σκοπιά της μεταβολής του οπτικού σηματοθορυβικού λόγω του θορύβου που εισάγουν οι οπτικοί ενισχυτές (αγνοώντας τα υπόλοιπα ηλεκτροπτικά φαινόμενα στα οποία υπόκειται η φωτεινή δέσμη και τα οποία συνεπάγονται την περαιτέρω μείωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματός μας), τα διάφορα οπτικά μονοπάτια που δημιουργούνται στους οπτικούς μεταγωγείς μπορούν, στην γενική περίπτωση, να μοντελοποιηθούν ως αλυσίδες

διαδοχικών απωλειών (attenuators) L και ενισχυτών οι οποίοι αντισταθμίζουν τις αμέσως προηγούμενες απώλειες.

Για το λόγο αυτό θα μελετήσουμε τη ανάλυση τέτοιων LG αλυσίδων με το μοντέλο που αναπτύξαμε παραπάνω για την συστημική περιγραφή του οπτικού ενισχυτή. Ο τρόπος αντιμετώπισης τέτοιων αλυσίδων είναι όμοιος με αυτόν των αναφορών [21] και [22]

2.5.1 Ανάλυση Αλυσίδας κόμβων LG

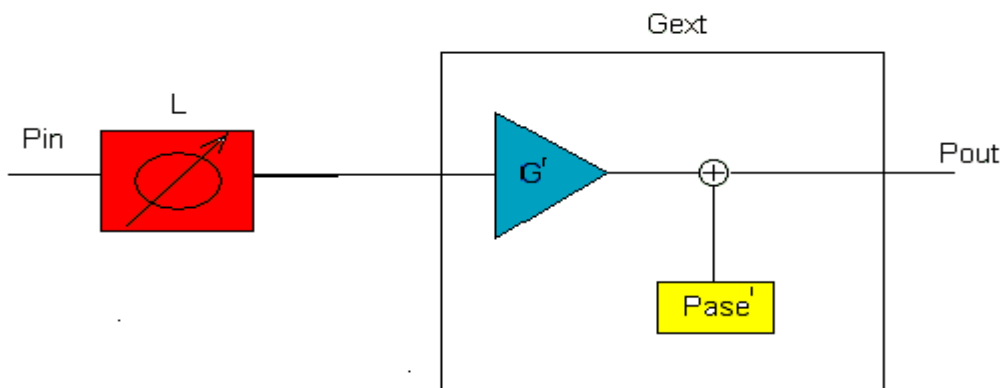
Αρχικά θεωρούμε έναν κόμβο ο οποίος αποτελείται από κάποιες απώλειες L οι οποίες ακολουθούνται από οπτικό ενισχυτή. Για την ομαλή λειτουργία του κόμβου, ο ενισχυτής θα πρέπει να λειτουργεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ισχύει $P_{out} = P_{in}$.



Σχ. 2.20 Block διάγραμμα κόμβου LG

Όμως $P_{out} = P_{in}LG_{ext}$, οπότε θα πρέπει να ισχύει $LG_{ext} = 1$

Το ισοδύναμο block διάγραμμα του παραπάνω κόμβου είναι το εξής



Σχ. 2.21 Αναλυτικό Block διάγραμμα LG κόμβου

όπου έχουμε θεωρήσει ότι ο ενισχυτής αναλύεται σε ένα αθόρυβο ενισχυτικό μέσο, που το κέρδος του είναι G' και δίδεται από το μοντέλο της προηγούμενης παραγράφου και σε μια πηγή θορύβου με ισχύ

$$P_{ase}' = 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1)$$

η οποία επίσης αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

Με βάση αυτό το block διάγραμμα, μπορούμε να γράψουμε ότι

$$P_{out} = P_{in}LG' + P_{ase}' = P_{sig} + P_{ase}' \quad (2.83)$$

Όπου με τον όρο $P_{sig} = P_{in}LG'$ αναφερόμαστε στην ισχύ χρήσιμου σήματος (χωρίς θόρυβο) στην έξοδο του κόμβου, με την υπόθεση ότι και η ισχύς P_{in} δεν περιέχει θόρυβο.

Επομένως, ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο του κόμβου είναι

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}'} = \frac{P_{in}LG'}{2h\nu_{sp} B_o (G' - 1)} \quad (2.84)$$

Στην περίπτωση που θεωρήσουμε ότι έχουμε μια διαδοχική παράταξη από N τέτοιους LG κόμβους, ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο είναι

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}'} = \frac{P_{in} (LG')^N}{2h\nu_{sp} B_o (G' - 1)(LG')^{N-1} + 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1)(LG')^{N-2} + \dots + 2h\nu_{sp} B_o (G' - 1)} \quad (2.85)$$

όπου στον αριθμητή έχουμε τις ενισχύσεις και τις απώλειες του καθαρού σήματος από τους N κόμβους, και στον παρονομαστή έχουμε την συνολική ισχύ θορύβου στην έξοδο. Ο πρώτος όρος του παρονομαστή αντιστοιχεί στον θόρυβο που παράγεται από τον πρώτο κόμβο και επηρεάζεται (διαδοχικές απώλειες και ενισχύσεις) από τους υπολοίπους $N-1$ κόμβους, ο δεύτερος όρος αντιστοιχεί στον θόρυβο που παράγεται στον δεύτερο κόμβο και επηρεάζεται από τους υπόλοιπους

$N-2$ κόμβους κ.ο.κ.

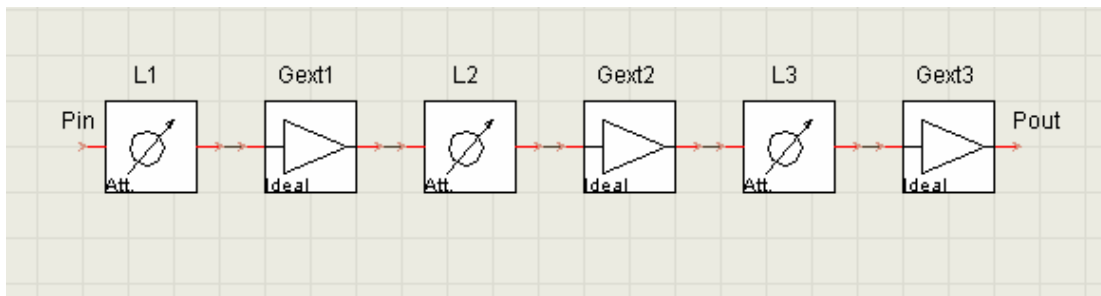
Ξαναγράφοντας την (2.85) σε πιο συμπυκνόμενη μορφή, παίρνουμε την παρακάτω συνάρτηση για τον σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο της αλυσίδας των N κόμβων

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}} = \frac{P_{in} \prod_{i=1}^N L_i G_i}{2h\nu n_{sp} B_o \sum_{i=1}^N \{(G_i - 1) \prod_{j=i+1}^N L_j G_j\}} \quad (2.86)$$

Η σχέση (2.86) μαζί με τις σχέσεις των μοντέλων των ενισχυτών που προσδιορίζουν τα G_i αποτελούν ένα πλήρες αναλυτικό μοντέλο για την περιγραφή τέτοιων συστημάτων, με τη βοήθεια του οποίου μπορούμε να περιγράψουμε και να χαρακτηρίσουμε πλήρως, μεταξύ των άλλων, και την συμπεριφορά των οπτικών μεταγωγέων

2.5.2 Ανάλυση Αλυσίδας κόμβων LGLGLG

Θεωρούμε τώρα , ότι έχουμε έναν κόμβο που έχει την παρακάτω μορφή



Σχ. 2.22 Block διάγραμμα κόμβου LGLGLG

δηλαδή ένα σύστημα τριών διαδοχικών ζευγών LG . Αναφερόμαστε συγκεκριμένα σε αυτήν την μορφή κόμβου γιατί στις περισσότερες αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων έχουμε τρία σημεία οπτικής ενίσχυσης και μεταξύ αυτών παρεμβάλλονται απώλειες οπτικής ισχύος , που μπορεί να οφείλονται σε διάφορα αίτια όπως θα δούμε παρακάτω. Έτσι μοντελοποιώντας ένας τέτοιο κόμβο μπορούμε να καταλήξουμε σε συγκεκριμένο μοντέλο το οποίο θα χρησιμοποιήσουμε αυτούσιο και για την μοντελοποίηση και των οπτικών μεταγωγέων.

Η συνολική ισχύς στην έξοδο του κόμβου θα είναι

$$\begin{aligned}
P_{out} &= P_{in} (L_1 G_{ext1} L_2 G_{ext2} L_3 G_{ext3}) = \\
&= ((P_{in} L_1 G_1 + 2h\nu n_{sp} (G_1 - 1) B_o) L_2 G_2 + 2h\nu n_{sp} (G_2 - 1) B_o) L_3 G_3 + 2h\nu n_{sp} (G_3 - 1) B_o
\end{aligned} \tag{2.87}$$

Από αυτήν την ισχύ, η ισχύς χρήσιμου σήματος θα είναι

$$P_{sig} = P_{in} (L_1 G_1 L_2 G_2 L_3 G_3)$$

η συνολική ισχύς θορύβου που θα δημιουργηθεί είναι

$$P_{ase} = (2h\nu n_{sp} B_o (G_1 - 1) L_2 G_2 + 2h\nu n_{sp} B_o (G_2 - 1) L_3 G_3 + 2h\nu n_{sp} B_o (G_3 - 1))$$

και ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο του κόμβου θα δίδεται από τη σχέση

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}} = \frac{P_{in} (L_1 G_1 L_2 G_2 L_3 G_3)}{(2h\nu n_{sp} B_o (G_1 - 1) L_2 G_2 + 2h\nu n_{sp} B_o (G_2 - 1) L_3 G_3 + 2h\nu n_{sp} B_o (G_3 - 1))} \tag{2.88}$$

Αν τώρα θεωρήσουμε διαδοχική παράταξη N τέτοιων κόμβων, με ανάλυση ανάλογης αυτής που κάναμε στην προηγούμενη παράγραφο, καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση για τον σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο του n -ιστού κόμβου

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}} = \frac{P_{in} \prod_{j=i+1}^N L_1 G_1 L_2 G_2 L_3 G_3}{(2h\nu n_{sp} B_o (G_1 - 1) L_2 G_2 + 2h\nu n_{sp} B_o (G_2 - 1) L_3 G_3 + 2h\nu n_{sp} B_o (G_3 - 1)) \sum_{i=1}^N \prod_{j=i+1}^N L_1 G_1 L_2 G_2 L_3 G_3} \tag{2.89}$$

2.6 Οπτικοί Φωρατές

Το τελευταίο οπτικό στοιχείο στο οποίο θα αναφερθούμε και θα αναλύσουμε είναι οι οπτικοί φωρατές. Στην πραγματικότητα, στους οπτικούς μεταγωγείς δεν έχουμε οπτικούς φωρατές. Ωστόσο είναι απαραίτητο να αναφερθούμε σε αυτούς αφού οποιοδήποτε οπτικό μονοπάτι καταλήγει σε έναν οπτικό φωρατή. Οι οπτικοί φωρατές είναι η δεύτερη σημαντικότερη πηγή θορύβου σε ένα οπτικό δίκτυο, μετά από τους οπτικούς ενισχυτές. Επιπλέον, είμαστε

υποχρεωμένοι να αναλύσουμε την λειτουργία τους αφού στην έξοδο αυτών των οπτικών στοιχείων αναφέρονται όλα τα κριτήρια αξιοπιστίας και επίδοσης του οπτικού δικτύου (π.χ. BER = 10⁻⁹), οπότε με κατάλληλη αναγωγή μπορούμε να προσδιορίσουμε τα ζητούμενα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος στην είσοδο του φωρατή (και επομένως στο τέλος του οπτικού δικτύου) και με βάση αυτά θα προσδιορίσουμε και τα όρια λειτουργίας του οπτικού δικτύου

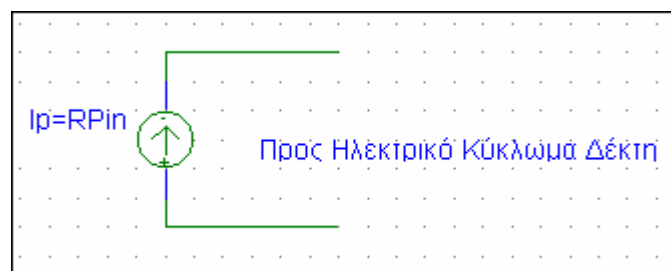
Ο ρόλος των οπτικών φωρατών είναι να μετατρέπουν το οπτικό σήμα που δέχονται σε ηλεκτρικό, αναπαράγοντας έτσι μια παλμοσειρά από bits πληροφορίας. Ένας οπτικός φωρατής πρέπει να είναι ευαίσθητος, να έχει γρήγορη απόκριση, να εισάγει χαμηλό θόρυβο και να χαρακτηρίζεται από όσο το δυνατόν υψηλότερη αξιοπιστία. Φωρατές που χαρακτηρίζονται από όλα τα παραπάνω είναι οι ανιχνευτές φωτονίων (Photodetectors) που βασίζονται σε υλικά ημιαγωγού, παρόμοια με αυτά που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή των LASERs.

Τα φωτόνια που προσπίπτουν στο υλικό ημιαγωγού απορροφώνται από τα ηλεκτρόνια που βρίσκονται στη ζώνη ηρεμίας και τα οποία διεγείρονται στη ζώνη αγωγιμότητα, δημιουργώντας αντίστοιχες οπές στη ζώνη ηρεμίας. Αν σε αυτό το ημιαγωγό υλικό προσθέσουμε μια εξωτερική τάση, τα διεγερμένα ηλεκτρόνια και οι αντίστοιχες οπές δημιουργούν ηλεκτρικό ρεύμα (photocurrent).

Οι οπτικοί φωρατές χαρακτηρίζονται, γενικά, από την αποκρισμότητα (responsivity) τους R, η οποία ορίζεται ως ο λόγος του ηλεκτρικού ρεύματος I_p (photocurrent) που δημιουργείται στα άκρα τους προς της οπτική ισχύ P_{in} που προσπίπτει σε αυτούς

$$R = \frac{I_p}{P_{in}} (A/W) \quad (2.90)$$

Επομένως, το ηλεκτρικό κυκλωματικό ισοδύναμο ενός οπτικού φωρατή είναι μια πηγή ρεύματος που δίνει ρεύμα ανάλογο της τιμής της προσπίπτουσας φωτεινής ισχύος



Σχ. 2.23 Κυκλωματικό ισοδύναμο οπτικού φωρατή

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι ο οπτικός φορατής πρέπει να ακολουθείται από ένα ηλεκτρικό κύκλωμα τα οποίο βελτιώνει τη λειτουργία του ημιαγωγικού υλικού. Ολόκληρη η διάταξη αυτή (οπτικός φορατής και ηλεκτρικό κύκλωμα) μπορεί να χαρακτηριστεί ως οπτικός δέκτης.

Οι πιο δημοφιλείς τύποι οπτικών φορατών είναι οι PIN και APD. Οι PIN είναι οι πιο απλοί και αποτελούνται από μια ουδέτερη (intrinsic) περιοχή ημιαγωγού μεταξύ των ημιαγωγών p και n τύπου, ενώ οι APD είναι ημιαγωγικά υλικά τα οποία εκμεταλλεύονται το φαινόμενο της χιονοστιβάδας (avalanche), δηλαδή την δημιουργία επιπλέον ζευγών ηλεκτρονίων-οπών από την επιτάχυνση των αρχικών που δημιουργούνται από την απορρόφηση των φωτονίων

Περισσότερες λεπτομέρειες για τον τρόπο λειτουργίας και χαρακτηρισμό των οπτικών φορατών υπάρχουν στις αναφορές [2],[7] και [20]

2.6.1 Θόρυβος στους οπτικούς φορατές τύπου PIN

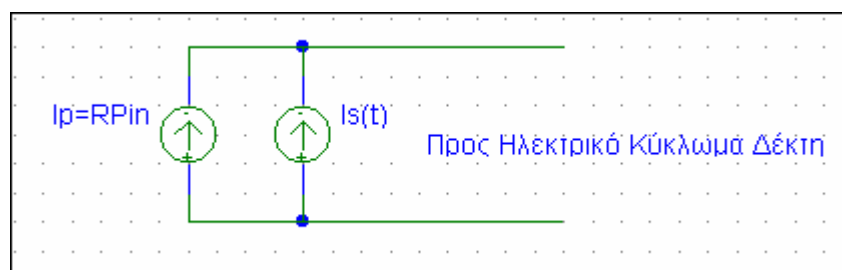
Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω οι οπτικοί φορατές αποτελούν τη δεύτερη σημαντικότερη πηγή θορύβου στο οπτικό δίκτυο. Παρακάτω αναφέρουμε τις επιμέρους πηγές θορύβου για τους φορατές τύπου PIN, οι οποίοι είναι οι πιο δημοφιλείς.

2.6.1.1 Θόρυβος Βολής (Shot Noise)

Ο θόρυβος βολής (ή θόρυβος Schottky) στους οπτικούς φορατές οφείλονται στην χρονική τυχαιότητα δημιουργίας ελεύθερων ηλεκτρονίων τα οποία μπορούν να συμμετέχουν στην ροή των ηλεκτρονίων που δημιουργήθηκαν εξαναγκασμένα από την πρόσπτωση την φωτεινής ισχύος στον φορατή τύπου PIN.

Επομένως, λόγω του θορύβου βολής μπορούμε να υποθέσουμε ότι έχουμε μια δεύτερη πηγή ρεύματος που δίνει έστω ρεύμα $i_s(t)$.

Το ηλεκτρικό κυκλωματικό ισοδύναμο είναι σε αυτήν την περίπτωση το παρακάτω



Σχ. 2.24 Κυκλωματικό ισοδύναμο θορύβου βολής σε οπτικό φορατή

όπου το ηλεκτρικό κύκλωμα του οπτικού δέκτη τροφοδοτείται με συνολικό ρεύμα

$$I(t) = I_p + i_s(t) \quad (2.91)$$

Με το ρεύμα που οφείλεται στον θόρυβο βολής να θεωρείται ως χρονική διαταραχή στο ρεύμα που παράγεται από την πρόσπτωση φωτεινής ενέργειας στον φωρατή.

Μαθηματικά, το ρεύμα $i_s(t)$ θεωρείται μια στάσιμη στοχαστική διαδικασία Poisson με αυτοσυσχέτιση

$$\langle i_s(t) i_s(t + \tau) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.92)$$

όπου $S_s(f)$ η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου βολής που δίδεται από τη σχέση

$$S_s(f) = 2qI_p \quad (2.93)$$

δηλαδή εξαρτάται και από το παραγόμενο ρεύμα από τον φωρατή.

Από την συνάρτηση της αυτοσυσχέτισης και για $\tau=0$ μπορούμε να υπολογίσουμε την μεταβλητότητα του θορύβου βολής, που είναι

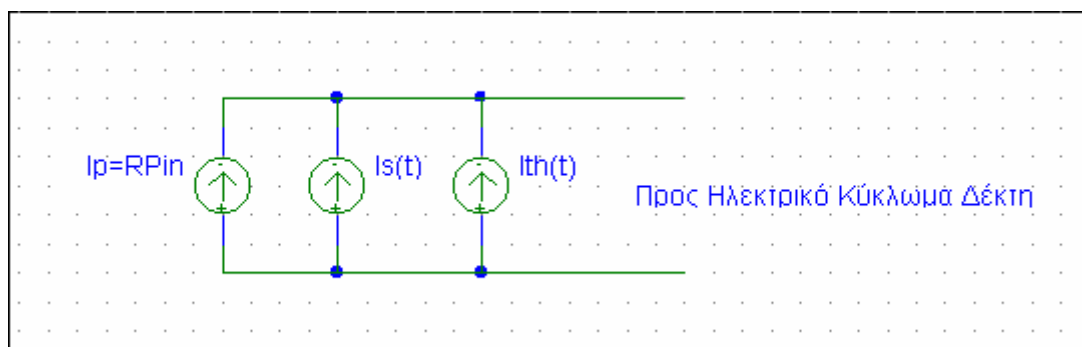
$$\sigma_s^2 = \langle i_s^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = 2qI_p B_e \quad (2.94)$$

όπου B_e είναι το ηλεκτρικό εύρος του οπτικού δέκτη.

2.6.1.2 Θερμικός Θόρυβος (Thermal Noise)

Ο θερμικός θόρυβος (θόρυβος Johnson) στους οπτικούς δέκτες οφείλεται στην τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων στο ηλεκτρικό κύκλωμα του οπτικού δέκτη λόγω της θερμικής τους ενέργειας.

Η τυχαία αυτή κίνηση των ηλεκτρονίων μπορεί να μοντελοποιηθεί με μία πηγή ρεύματος, σε παράλληλη διάταξη σε σχέση με αυτές που έχουν ήδη αναφερθεί



Σχ. 2.25 Κυκλωματικό ισοδύναμο θορύβου βολής και θερμικού θορύβου σε οπτικό φωρατή

Το δημιουργούμενο ρεύμα $i_{th}(t)$ αντιμετωπίζεται επίσης ως μια Gaussian στάσιμη στοχαστική ανέλιξη με φασματική πυκνότητα ισχύος

$$S_{th}(f) = \frac{2k_B T}{R_L} \quad (2.95)$$

όπου k_B η σταθερά του Boltzmann, T η θερμοκρασία περιβάλλοντος στην οποία βρίσκεται το κύκλωμα του δέκτη και R_L η συνολική ωμική αντίσταση που βλέπει ο οπτικός φωρατής. Η μεταβλητότητα του θερμικού θορύβου είναι

$$\sigma_{th}^2 = \langle i_{th}^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{th}(f) df = \frac{4k_B T}{R_L} B_e \quad (2.96)$$

2.6.1.3 Φώραση θορύβου ASE

Όπως αναλύθηκε παραπάνω, ο σκοπός του οπτικού φωρατή είναι να μετατρέπει το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό. Στις περισσότερες εφαρμογές μας, το σήμα που φτάνει στον οπτικό φωρατή δεν είναι απαλλαγμένο από θόρυβο που έχει παραχθεί σε προηγούμενα στάδια του δικτύου μας και έτσι ο φωρατής ανιχνεύει τόσο το καθαρό σήμα πληροφορίας όσο και τον θόρυβο που συνυπάρχει με αυτό.

Θεωρούμε ότι σε έναν φωρατή τύπου PIN προσπίπτει μέση οπτική ισχύς P_{in} , από την οποία P_{sig} ισχύς αντιστοιχεί σε χρήσιμο σήμα και P_{ase} αντιστοιχεί σε ισχύ θορύβου. Προφανώς θα ισχύει

$$P_{in} = P_{sig} + P_{ase}$$

ενώ σε μια τέτοια περίπτωση, ο σηματοθορυβικός λόγος που χαρακτηρίζει το σήμα είναι

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}}$$

Ωστόσο, οι παραπάνω σχέσεις αποτελούν μια απλοποίηση του πραγματικού οπτικού ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Για την συστημική ανάλυση των στοιχείων που μοντελοποιήσαμε μέχρι τώρα η παραπάνω αναπαράσταση είναι αποδεκτή και δεν δημιουργεί σημαντικά σφάλματα. Ωστόσο στην περίπτωση των φωρατών, ακριβώς επειδή η φώραση εξαρτάται από την ακριβή τιμή της οπτικής ισχύος, θα πρέπει για την πλήρη ανάλυση της φώρασης οπτικών σημάτων που συνοδεύονται από θόρυβο ASE να εκφράσουμε το οπτικό σήμα ως ένα

ηλεκτρομαγνητικό πεδίο . Έτσι το προσπίπτον στον φωρατή σήμα μπορούμε να το γράψουμε ως εξής [24]

$$E(t) = \sqrt{2P_{sig}} \cos(\omega_o t) + \sum_{k=-\frac{B_o}{2\delta\nu}}^{\frac{B_o}{2\delta\nu}} \sqrt{2S_{ase}\delta\nu} \cos((\omega_o + 2\pi k\delta\nu)t + \Omega_\kappa) \quad (2.97)$$

όπου ω_o η φέρουσα οπτική συχνότητα που βρίσκεται στη μέση του οπτικού εύρους B_o , S_{ase} η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στην μία πόλωση του φωτός και $\delta\nu$ ένα στοιχειώδες οπτικό εύρος εντός του B_o .

Η μέση τιμή του ρεύματος (photocurrent) που παράγεται από τη φώραση του παραπάνω πεδίου είναι

$$\begin{aligned} I = RP_{in} = R \langle E^2(t) \rangle &= R \langle (\sqrt{2P_{sig}} \cos(\omega_o t) + \sum_{k=-\frac{B_o}{2\delta\nu}}^{\frac{B_o}{2\delta\nu}} \sqrt{2S_{ase}\delta\nu} \cos((\omega_o + 2\pi k\delta\nu)t + \Phi_\kappa))^2 \rangle \\ &= RP_{sig} + R \langle 2S_{ase}\delta\nu \left[\sum_{k=-\frac{B_o}{2\delta\nu}}^{\frac{B_o}{2\delta\nu}} \sqrt{2S_{ase}\delta\nu} \cos((\omega_o + 2\pi k\delta\nu)t + \Phi_\kappa) \right]^2 \rangle + \\ &+ R \langle 2\sqrt{2P_{sig}} \cos(\omega_o t) \sum_{k=-\frac{B_o}{2\delta\nu}}^{\frac{B_o}{2\delta\nu}} \sqrt{2S_{ase}\delta\nu} \cos((\omega_o + 2\pi k\delta\nu)t + \Phi_\kappa) \rangle \end{aligned} \quad (2.98)$$

Ο πρώτος όρος της (2.98) είναι η μέση ισχύς του σήματος πληροφορίας , ο δεύτερος όρος προκύπτει από τον τετραγωνισμό του πεδίου του θορύβου (ase-ase) και ο τρίτος όρος από την αλληλεπίδραση σήματος και θορύβου (sig-ase) κατά τη φώραση. Οι δύο τελευταίοι όροι αποτελούν όρους θορύβου του οποίους πρέπει να λάβουμε υπόψη κατά τη φώραση του οπτικού σήματος.

Μετά από στατιστική επεξεργασία των δύο τελευταίων όρων της (2.98), καταλήγουμε στις εξής σχέσεις μεταβλητότητας στην έξοδο του δέκτη [7]

$$\sigma_{ase-ase}^2 = 4R^2 S_{ase}^2 B_o B_e \quad (2.99)$$

$$\sigma_{sig-ase}^2 = 4R^2 P_{sig} S_{ase} B_e \quad (2.100)$$

όπου B_e το φασματικό εύρος του δέκτη.

2.6.2 Θεωρία Φώρασης – Ακοκωδικοποίησης ψηφιακού σήματος

Από τα γνωστά από τη θεωρία της φώρασης, στην περίπτωση φώρασης ψηφιακού σήματος με διαμόρφωση πλάτους, ο ρυθμός λαθών δίδεται από τη σχέση [7]

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Q^2}{2}} \quad (2.101)$$

όπου erfc η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2} dy \quad (2.102)$$

και το Q δίδεται από τη σχέση

$$Q = \frac{\sqrt{S(1)} - \sqrt{S(0)}}{\sqrt{N_{tot}(1)} - \sqrt{N_{tot}(0)}} \quad (2.103)$$

όπου $S(1)$, η ηλεκτρική ισχύς σήματος που αντιστοιχεί σε λαμβανόμενη οπτική ισχύ λογικού '1', $S(0)$ η ηλεκτρική ισχύς σήματος που αντιστοιχεί σε λαμβανόμενη οπτική ισχύ λογικού '0', $N_{tot}(1)$ η συνολική ισχύς θορύβου στην περίπτωση που έχουμε λογικό '1' και $N_{tot}(0)$ η συνολική ισχύς θορύβου στην περίπτωση που έχουμε λογικό '0'.

Χρησιμοποιώντας τα μεγέθη που αναλύσαμε παραπάνω, έχουμε

$$S(1) = (2RP_{sig})^2 \quad (2.104)$$

$$S(0) = 0 \quad (2.105)$$

$$N_{tot}(1) = \sigma_{th}^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{sig-ase}^2 + \sigma_{ase-ase}^2 \quad (2.106)$$

$$N_{tot}(0) = \sigma_{th}^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{ase-ase}^2 \quad (2.107)$$

όπου έχουμε θεωρήσει ως οπτική ισχύ σήματος που αντιστοιχεί σε λογικό '1' την διπλάσια της μέσης ισχύος οπτικού σήματος.

Πειραματικά έχει αποδειχθεί ότι τόσο ο θερμικός θόρυβος όσο και ο θόρυβος βολής δίδουν πολύ μικρότερη ισχύ συγκρινόμενοι με τα παράγωγα θορύβου που προκύπτουν από τον θόρυβο του οπτικού μας σήματος. Γι αυτό και χωρίς σημαντικό σφάλμα μπορούμε να παραλείψουμε κατά τον προσδιορισμό του Q.

Με βάση τις (2.103)-(2.107), το Q γράφεται ως εξής

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{\sqrt{S(1)} - \sqrt{S(0)}}{\sqrt{N_{tot}(1)} - \sqrt{N_{tot}(0)}} \Rightarrow \\
 Q &= \frac{\sqrt{(2RP_{sig})^2}}{\sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{sig-ase}^2 + \sigma_{ase-ase}^2} + \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{ase-ase}^2}} \Rightarrow \\
 Q &= \frac{2RP_{sig}}{\sqrt{\sigma_{sig-ase}^2 + \sigma_{ase-ase}^2} + \sqrt{\sigma_{ase-ase}^2}} \Rightarrow \\
 Q &= \frac{2RP_{sig}}{\sqrt{4R^2(2P_{sig})S_{ase}B_e + 4R^2S_{ase}^2B_oB_e} + \sqrt{4R^2S_{ase}^2B_oB_e}} \Rightarrow \\
 Q &= \frac{P_{sig}}{\sqrt{2P_{sig}P_{ase}\frac{B_e}{B_o} + P_{ase}^2\frac{B_e}{B_o}} + \sqrt{P_{ase}^2\frac{B_e}{B_o}}} \Rightarrow \\
 Q &= \frac{\frac{P_{sig}}{P_{ase}}}{\sqrt{2\frac{P_{sig}}{P_{ase}} + 1} + 1} \sqrt{\frac{B_o}{B_e}} \tag{2.108}
 \end{aligned}$$

Στην σχέση (2.108) ο λόγος P_{sig}/P_{ase} εκφράζει τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο του σήματος που προσπίπτει στον φωρατή στη μία μόνο πόλωση. Όπως έχει φάνει στην παράγραφο της ανάλυσης της λειτουργίας των οπτικών ενισχυτών και του υπολογισμού του σηματοθορυβικού λόγου σε κόμβους LG, παντού υπολογίζουμε τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο λαμβάνοντας υπ' όψιν τον θόρυβο και στις δύο πολώσεις. Επομένως, για να μπορέσουμε να χρησιμοποιήσουμε τα αποτελέσματα της παραπάνω ανάλυσης στον προσδιορισμό του Q, πρέπει να γράψουμε

$$\frac{P_{sig}}{P_{ase}} = 2 \frac{P_{sig}}{2P_{ase}} = 2OSNR$$

όπου OSNR ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος που υπολογίζουμε μέχρι τώρα. Επομένως, η σχέση που δίνει τον παράγοντα Q με βάση τον παραπάνω μετασχηματισμό είναι

$$Q = \frac{2OSNR}{\sqrt{4OSNR+1}} \sqrt{\frac{B_o}{B_e}} \quad (2.109)$$

Η σχέση (2.109) μαζί με τη σχέση (2.101), συσχετίζουν το BER του οπτικού μας συστήματος με το σηματοθορυβικό λόγο του οπτικού σήματος στην είσοδο του φωρατή. Επομένως έχοντας θέσει ένα όριο για την αξιοπιστία του συστήματος μας (π.χ. BER = 10⁻⁹), μπορούμε να προσδιορίσουμε την ελάχιστη ανεκτή τιμή του OSNR, σύμφωνα με τη σχέση

$$OSNR = \frac{B_e \sqrt{\frac{B_o}{B_e}} \sqrt{\text{Product log}\left(\frac{1}{2\pi BER^2}\right) + B_e \text{Product log}\left(\frac{1}{2\pi BER^2}\right)}}{B_o} \quad (2.110)$$

Θέτοντας ως όριο αξιοπιστίας του συστήματός το BER = 10⁻⁹ και B_e=0.7B_o , η τιμή που παίρνουμε από την παραπάνω σχέση για τον OSNR είναι περίπου 15dB.

Τα 15 dB είναι η ελάχιστη τιμή του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου που πρέπει να έχουμε στην είσοδο του φωρατή-δέκτη προκειμένου να πετύχουμε BER = 10⁻⁹, στην περίπτωση που λαμβάνουμε υπόψη μας μόνο το φαινόμενο παραγωγής θορύβου στο δίκτυο που χειροτερεύει την συνολική του επίδοση. Όμως σε ένα πραγματικό οπτικό σύστημα υπάρχουν και άλλα φαινόμενα , όπως αυτά των μην γραμμικών φαινομένων , του crosstalk , της μη ιδανικής συμπεριφοράς των οπτικών στοιχείων και άλλα, το οποία ευθύνονται για την μείωση της ποιότητας του οπτικού σήματος και της μείωσης του σηματοθορυβικού λόγου ανά οπτικό κανάλι. Το γεγονός αυτό μας αναγκάζει να αυξήσουμε την τιμή του ελάχιστου αποδεκτού σηματοθορυβικού λόγου κατά 3dB περίπου (η τιμή αυτή δεν είναι τυχαία , αλλά βασίζεται στην μελέτη που έχει γίνει από την εργαστηριακή μας ομάδα πάνω στην μελέτη και μοντελοποίηση τέτοιων φαινομένων. Έτσι το ελάχιστο όριο που πρέπει να θέσουμε για τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο ανά οπτικό κανάλι προκειμένου να επιτύχουμε στον δέκτη BER = 10⁻⁹ είναι τα 18dB. Θέλοντας να κάνουμε ακόμη πιο αυστηρά τα κριτήρια μας, ορίζοντας ως όριο του OSNR τα 20dB προκειμένου να είμαστε σίγουροι ότι δεν εργαζόμαστε στα όρια του συστήματός μας.

2.7 Αναφορές 2^ο Κεφαλαίου

- [1] Paul E. Green, Δίκτυα Οπτικών Ινών (Μετάφραση: Κ. Καρούμπαλου), Παπασωτηρίου 1994
- [2] Rajin Ramaswami , Kumar N. Sivarajan , Optical Networks: A practical Perspective , Morgan Kaufmann Publishers, Inc. San Francisco, California
- [3] K. Petermann, Laser Diode Modulation and Noise, Kluwer Academic Publishers, 1991
- [4] C.R. Giles and Emmanuel Desurvire , Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium-Doped Fiber Optical Amplifiers, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 9, No 2, February 1991
- [5] I. Roudas, N. Antoniadis, T. Otani, T. E. Stern , R. E. Wagner and D.Q. Chowdhury , Accurate Modeling of Optical Multiplexer/Demultiplexer Concatenation in Transparent Multiwavelength Optical Networks, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 20, No. 6, June 2002
- [6] M. J. O'Mahony, Semiconductor Laser Optical Amplifiers for Use in Future Fiber Systems, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 6, No 4, April 1988
- [7] G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems , Second Edition, John Wiley & Sons Inc. New York , 1997
- [8] Charles H. Henry, Theory of Linewidth of Semiconductor Lasers , IEEE Journal of Quantum Electronics , Vol. QE-18, No. 2, February 1982.
- [9] Dajana Cassioli, Simona Scotti and Antonio Mecozzi, A Time-Domain Computer Simulator of the Nonlinear Response of Semiconductor Optical Amplifiers, IEEE Journal of Quantum Electronics , Vol. 36, No. 8, September 2000

- [10] Mark Shtaif and Gadi Eisenstein, Noise Characteristics of Nonlinear Semiconductor Optical Amplifiers in the Gaussian Limit , IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 32, No 10, October 1996.
- [11] Dag Bonnendal, Single-Setup Characterization of Optical Fiber Amplifiers, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5, No. 10, October 1993
- [12] Alberto Bononi and Leslie A. Rusch, Doped-Fiber Amplifier Dynamics: A system Perspective, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 16, No 5, July 1998
- [13] I. M. I. Habbab, A. A. M. Saleh and P. K. Runge, Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Linear Approximations, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 13, No 1, January 1995
- [14] J. Burgmeier, Andreas Cords, Reinhard Maerz, Christian Schaeffer and Baldur Stummer, A Black Box Model of EDFA's Operating in WDM Systems, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 16, No 7, July 1998
- [15] Xiupu Zhang and Alan Mitchell, A simple Black Box Model for Erbium-Doped Fiber Amplifiers , IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 12, No. 1, January 2000
- [16] Eiichi Yamada and Masataka Nakazawa, Automatic Intensity Control of an Optical Transmission Line Using Enhanced Gain Saturation in Cascaded Optical Amplifiers, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 27, No. 1, January 1991
- [17] Rodolfo A. A. Lima, Maria Cristina R. Carvalho and Luiz Fernando M. Conrado, On the Simulation of Design Optical Links with EDFA's : An Accurate Method for Estimating BER Through Gaussian Approximation , IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 3, No. 4, August 1997
- [18] Emmanuel Desurvire, Erbium-Doped Fiber Amplifiers- Principles and Applications, John Wiley & Sons. Inc.,1995

[19] Saleh, A.A.M., Jopson, R.M., Evankow, J.D., Aspell J., Modeling of gain in erbium-doped fiber amplifiers IEEE Photonics Technology Letters , Vol. 2, No 10 , Oct 1990

[20] Leonid Kazovsky , Sergio Benedetto, Alan Willner, Optical Fiber Communication Systems , Artech House Inc., 1996

[21] R. F. Kalman, L. G. Kazovsky and J. W. Goodman, Space Division Switches Based on Optical Amplifiers, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No. 9, September 1992

[22] Lars Eskildsen and Evan Goldstein, High-Performance Amplified Optical Links Without Isolators of Bandpass Filters, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No. 1, January 1992

[23] Gibong Jeong and Joseph W. Goodman , Gain Optimization in Switches Based on Semiconductor Optical Amplifiers, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 13, No 4, April 1995

[24] N. A. Olsson, Lightwave Systems with Optical Amplifiers , IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 7, No 7, July 1989

[25] Stavdas, A.; Sygletos, S.; O'Mahoney, M.; Lee, H.L.; Matrakidis, C.; Dupas, A.; IST-DAVID: concept presentation and physical layer modeling of the metropolitan area network, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 21 No. 2, Feb. 2003

[26] R. M. Jopson and A. A. M. Saleh , Modeling of Gain and Noise in Erbium-Doped Fiber Amplifiers, SPIE Vol. 1581 Fiber Laser Sources and Amplifiers III, 1991

[27] Dietrich Marcuse, Derivation of Analytical Expressions for the Bit-Error Probability in Lightwave Systems with Optical Amplifiers, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol 8, No 12, December 1990

[28] H. Soto, D. Erasme, Modelling and Experimental measurements of the switching behavior of semiconductor optical amplifiers, Optical and Quantum Electronics 28, 1996

3 Κεφάλαιο 3^ο

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται και εξομοιώνονται τρεις διαφορετικές αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε οπτικά WDM δίκτυα WP (wavelength path) τεχνολογίας. Στα οπτικά WDM δίκτυα WP τεχνολογίας το κάθε οπτικό κύκλωμα (αν αναφερόμαστε σε δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος) ή οπτικό πακέτο (αν αναφερόμαστε σε δίκτυα μεταγωγής πακέτου) φέρεται από ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος από τον αρχικό μέχρι τον τελικό κόμβο της διαδρομής του.

Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση των αρχιτεκτονικών των μεταγωγέων, αναφέρουμε τα χαρακτηριστικά μεγέθη των οπτικών καναλιών ενός οπτικού δικτύου.

Η χρήσιμη πληροφορία είναι διαμορφωμένη σε κάποιο φέρον μήκος κύματος (μήκος κύματος που χαρακτηρίζει το κύκλωμα ή το πακέτο) και αποτελεί ένα διαφορετικό κανάλι επικοινωνίας μεταξύ δύο κόμβων του οπτικού δικτύου. Θεωρούμε ότι το κάθε τέτοιο κανάλι χαρακτηρίζεται και από έναν σταθερό ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας και ίσο με 10 Gbps. Τα 10 Gbps είναι ένας συνήθης ρυθμός για οπτική μετάδοση πληροφορίας και πολλά εργαστηριακά πειράματα έχουν δείξει ότι τέτοιοι ρυθμοί μετάδοσης είναι εύκολο να υλοποιηθούν και στην πράξη.

Εκτός από το φέρον μήκος κύματος και τον ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας, το κάθε κανάλι χαρακτηρίζεται και από την μέση ισχύ του P_{ch} . Η μέση ισχύς του κάθε οπτικού καναλιού, αρχικά, είναι αμιγώς χρήσιμη ισχύς σήματος πληροφορίας, την οποία θα συμβολίζουμε με P_{sig} . Ωστόσο, καθώς τα οπτικά σήματα διέρχονται από τους ενισχυτές που υπάρχουν στους οπτικούς μεταγωγείς, προστίθεται σε αυτά θόρυβος από αυθόρμητη εκπομπή (P_{ase}) ο οποίος μειώνει την ποιότητα του σήματος. Έτσι, θεωρώντας ότι η συνολική ισχύς του κάθε καναλιού παραμένει σταθερή (δηλαδή ότι το P_{ch} είναι σταθερό) και με δεδομένο ότι η ισχύς θορύβου αυξάνει όσο το οπτικό κανάλι μας βρίσκεται στο δίκτυο, η χρήσιμη ισχύς σήματος πληροφορίας θα μειώνεται.

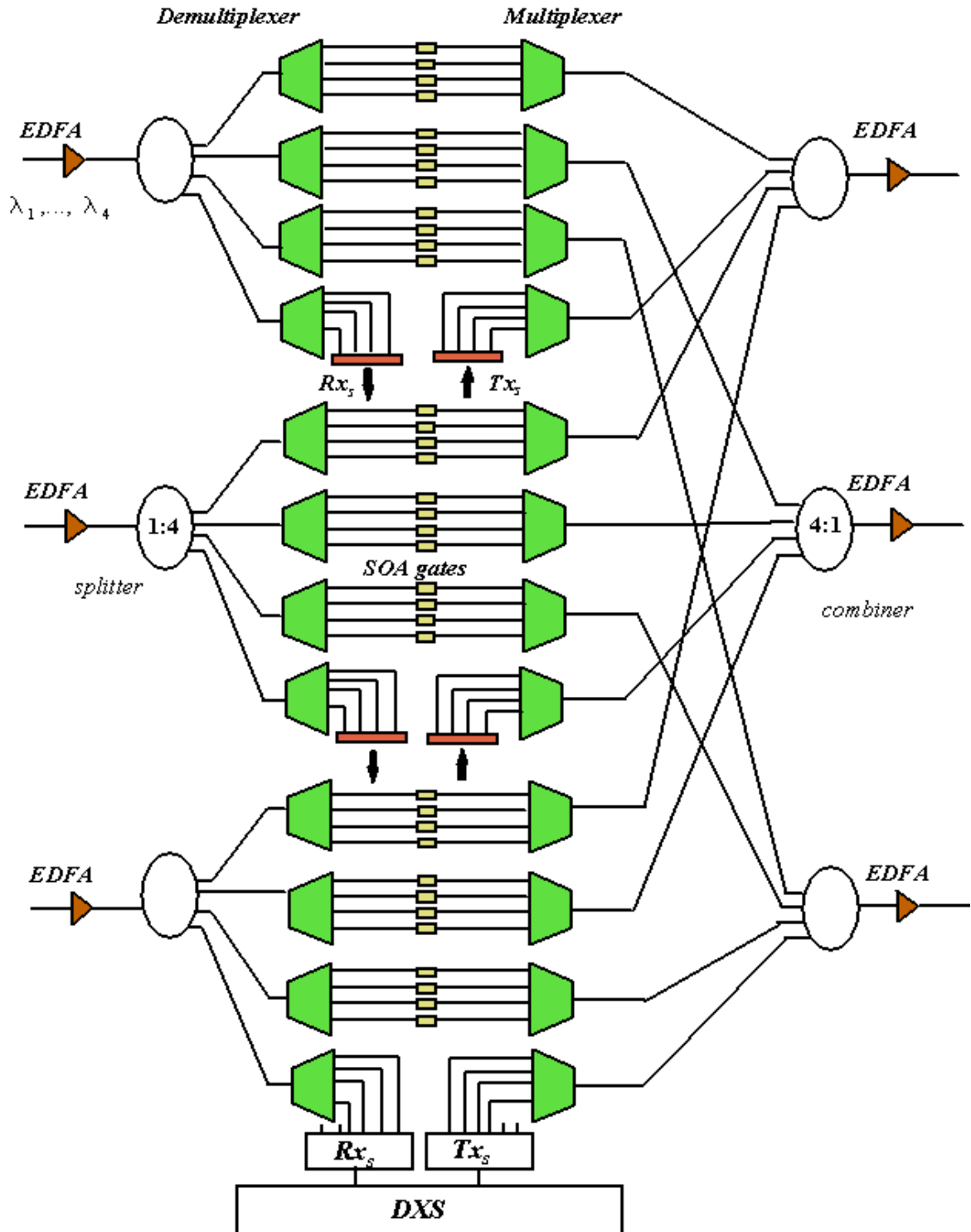
Κατά τα γνωστά, μέτρο της ποιότητας του οπτικού μας σήματος είναι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος OSNR, ο οποίος ορίζεται ως εξής

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ase}} \quad (3.1)$$

Αυτό που πρέπει να τονίσουμε εδώ είναι ότι ο OSNR αναφέρεται σε συγκεκριμένο φασματικό εύρος (0,1 nm) αφού η ισχύς θορύβου υπολογίζεται σε αυτό το φασματικό εύρος. Η επιλογή του φασματικού αυτού εύρους αποτελεί σύμβαση και στηρίζεται στη λογική ότι για ένα σήμα των 10 Gbps το μεγαλύτερο ποσοστό της χρήσιμης ισχύος βρίσκεται στο εύρος των 0,1 nm γύρω από το φέρον μήκος κύματος.

3.1 1^η Αρχιτεκτονική Οπτικού Μεταγωγέα WP τεχνολογίας

Η πρώτη αρχιτεκτονική οπτικού μεταγωγέα WP τεχνολογίας που αναλύουμε, εξομοιώνουμε και χαρακτηρίζουμε προτείνεται στις αναφορές [1] και [2] και είναι αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 3.1 Block διάγραμμα 1^{ης} Αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα

Στην είσοδο του οπτικού μεταγωγέα, στην γενική περίπτωση, φτάνουν N ίνες (στην εικόνα $N=3$ ίνες), στην κάθε μία από τις οποίες υπάρχει οπτικό σήμα σε M ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$) διαφορετικά, αλλά πολυπλεγμένα, μήκη κύματος (στην εικόνα είναι, επίσης, $M=4$).

3.1.1 Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 1^{ης} Αρχιτεκτονικής

Τα M πολυπλεγμένα οπτικά κανάλια, διαδίδονται μέσα στην ίνα από τον ένα κόμβο στον επόμενο. Κατά τη διάδοσή τους στην ίνα όλα τα κανάλια υπόκεινται σε συγκεκριμένες απώλειες διάδοσης, οι οποίες χαρακτηρίζουν την ίνα. Μια συνήθης τιμή των απωλειών της ίνας είναι τα $0,2 \text{ dB/km}$. Επομένως οι συνολικές απώλειες ισχύος που θα υποστούν τα κανάλια είναι ανάλογες του μήκους της ίνας. Στην παρακάτω ανάλυση έχουμε υποθέσει ότι οι απώλειες που εισάγει η ίνα είναι σταθερές και ίσες με L_{fiber} . Η υπόθεση αυτή σε καμία περίπτωση δεν επηρεάζει, ουσιαστικά, την λειτουργία του οπτικού μεταγωγέα (OXC).

Το πρώτο στοιχείο του οπτικού μεταγωγέα που συναντά το πολυπλεγμένο οπτικό σήμα είναι ένας ενισχυτής ερβίου (EDFA). Ο ενισχυτής αυτός μπορεί να χαρακτηριστεί ως προενισχυτής του οπτικού μεταγωγέα και ο σκοπός του είναι αφενός να ισοσταθμίσει τις απώλειες ισχύος του οπτικού σήματος, λόγω των απωλειών που εισάγει η ίνα, και αφετέρου να ενισχύσει όσο περισσότερο το οπτικό σήμα ώστε η ισχύς ανά κανάλι να μην πέσει σε πολύ χαμηλά επίπεδα μετά τις απώλειες που θα υποστεί από τα αμέσως επόμενα στοιχεία του οπτικού μεταγωγέα (OXC). Για τους λόγους αυτούς, έχουμε υποθέσει ότι ο ενισχυτής αυτός λειτουργεί έτσι ώστε να δίνει την μεγαλύτερη δυνατή ισχύ εξόδου.

Αναζητώντας πληροφορίες για τους εμπορικά διαθέσιμους ενισχυτές ερβίου που λειτουργούν στα 10 Gbps , βρίσκουμε ότι η μέγιστη συνολική ισχύ που μπορεί να δώσει στην έξοδο του ένας τέτοιος ενισχυτής είναι 18 dBm ή περίπου 64 mW . Με βάση αυτό το δεδομένο, υποθέτουμε ότι ο προενισχυτής του οπτικού μεταγωγέα δίνει συνεχώς στην έξοδο του 64 mW , ανεξάρτητα από την συνολική ισχύ που δέχεται στην είσοδό του και ανεξάρτητα από το συνολικό αριθμό πολυπλεγμένων καναλιών. Επίσης η ισχύς εξόδου του είναι η συνολική ισχύς των πολυπλεγμένων καναλιών, ενώ έχουμε υποθέσει ότι η ενίσχυση των καναλιών γίνεται ομογενώς. Έτσι, αν έχουμε σύστημα με 64 οπτικά κανάλια, τότε το κάθε κανάλι στην έξοδο του

προενισχυτή θα έχει μέση ισχύ 1 mW, αν έχουμε 32 κανάλια τότε στην έξοδο του ενισχυτή το κάθε κανάλι θα έχει ισχύ 2 mW κοκ. Προφανώς αγνοούμε μεταβατικά φαινόμενα μέσα στον ενισχυτή, ενώ υποθέτουμε ότι σε κάθε περίπτωση του παρέχεται η απαιτούμενη άντληση (pumping).

Για την εξομοίωση της λειτουργίας του ενισχυτή ερβίου έχουμε χρησιμοποιήσει το μοντέλο που αναπτύξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο για την περιγραφή της οπτικής ενίσχυσης χρησιμοποιώντας τιμές για τις παραμέτρους του μοντέλου που αντιστοιχούν σε έναν ενισχυτή ερβίου που χρησιμοποιείται ως προενισχυτής

Μετά τον προενισχυτή, το ενισχυμένο οπτικό σήμα φτάνει σε έναν διαχωριστή (splitter) ο οποίος υλοποιείται από έναν $(N+1) \times (N+1)$ star coupler. Ο διαχωριστής αυτός δημιουργεί $N+1$ όμοια αντίγραφα του πολυπλεγμένου οπτικού σήματος, όπου N το πλήθος των ινών που φτάνουν στον κάθε οπτικό μεταγωγέα. Στην αρχιτεκτονική αυτή υπάρχει απαίτηση για $N+1$ αντίγραφα του πολυπλεγμένου οπτικού σήματος, γιατί υλοποιείται και λειτουργία προσθαφαίρεσης οπτικών καναλιών στο πολυπλεγμένο σήμα (add and drop function). Θεωρώντας ότι η λειτουργία του διαχωριστή είναι ανεξάρτητη από το μήκος κύματος, στην έξοδο του κάθε αντίγραφο θα έχει υποστεί $L_{\text{splitter}}=1/(N+1)$ απώλειες ισχύος, οι οποίες αναφέρονται και στο κάθε κανάλι πολυπλεγμένου σήματος.

Στη συνέχεια της διαδρομής του κάθε αντιγράφου του αρχικού πολυπλεγμένου οπτικού σήματος, το σήμα φτάνει στον οπτικό αποπολυπλέκτη όπου το πολυπλεγμένο σήμα αναλύεται στα επιμέρους μήκη κύματος.

Το πλήθος των αποπολυπλεκτών που απαιτούνται στην συγκεκριμένη αρχιτεκτονική είναι $N+1$, όπου ο καθένας θα πρέπει να αποπολυπλέκει M μήκη κύματος.

Τα αποπολυπλεγμένα μήκη κύματος οδηγούνται, το καθένα χωριστά, σε έναν ενισχυτή ημιαγωγού ο οποίος λειτουργεί ως οπτικός διακόπτης (switch). Ανάλογα με το πώς επιθυμούμε να δρομολογήσουμε τα κανάλια μας (δηλαδή ποιο μήκος κύματος κάποιας ίνας εισόδου θέλουμε να εμφανιστεί σε ποια ίνα εξόδου) φροντίζουμε, με την βοήθεια του συστήματος ελέγχου του μεταγωγέα μας, ποιοι διακόπτες θα είναι σε θέση ON και ποιοι θα είναι σε θέση OFF. Το πλήθος των διακοπτών SOA μετά από κάθε αποπολυπλέκτη είναι ίσο με το πλήθος των πολυπλεγμένων καναλιών στο αρχικό οπτικό σήμα, δηλαδή M .

Πιο συγκεκριμένα, σχετικά με τη δρομολόγηση, αναφέρουμε ότι για τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική σε κάθε πιθανό ζευγάρι ίνας εισόδου και ίνας εξόδου αντιστοιχεί ένα ζευγάρι αποπολυπλέκτη / πολυπλέκτη. Έτσι, ανάλογα με το ποιο (ή ποια) μήκη κύματος επιθυμούμε να δρομολογήσουμε από μία συγκεκριμένη ίνα εισόδου σε στην συγκεκριμένη ίνα εξόδου,

φροντίζουμε να φέρουμε σε κατάσταση ON τον αντίστοιχο διακόπτη και σε κατάσταση OFF όλους τους υπολοίπους που βρίσκονται μεταξύ του ίδιου ζευγαριού αποπολυπλέκτη / πολυπλέκτη. Έτσι στον πολυπλέκτη που ακολουθεί μετά από κάθε M-αδα οπτικών διακοπών, κάποιο (ή κάποια) κανάλι φτάνει με ενισχυμένη ισχύ ενώ όλα τα υπόλοιπα φτάνουν με αισθητά καταπιεσμένη ισχύ, θεωρητικά, και για λόγους απλούστευσης, μηδενική.

Σχετικά με την λειτουργία του ενισχυτή ημιαγωγού ως οπτικού διακόπτη, αυτή επιτυγχάνεται τροφοδοτώντας τον ενισχυτή που θέλουμε να είναι σε κατάσταση ON με ένα ισχυρό ρεύμα (το οποίο, υποθέτουμε στην ανάλυσή μας, ότι συνεπάγεται τη δημιουργία κέρδους ασθενούς σήματος $G_o = 25\text{dB}$), ενώ δεν τροφοδοτούμε με ρεύμα αυτούς που επιθυμούμε να λειτουργήσουν στην κατάσταση OFF, οι οποίοι, εν τέλει, εισάγουν επιπλέον εξασθένιση στο αντίστοιχο οπτικό κανάλι.

Για την εξομοίωση της λειτουργίας του ενισχυτή ημιαγωγού ως διακόπτη έχουμε χρησιμοποιήσει το μοντέλο που αναπτύξαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο για την περιγραφή της οπτικής ενίσχυσης, χρησιμοποιώντας τιμές για τις παραμέτρους του μοντέλου που αντιστοιχούν σε έναν ενισχυτή ημιαγωγού που χρησιμοποιείται ως διακόπτης

Όσο αφορά στην λειτουργία του πολυπλέκτη, αυτή είναι ανάλογη του αποπολυπλέκτη, δηλαδή εισάγει μια εξασθένιση L_{mux} στο οπτικό σήμα που διέρχεται από αυτόν. Μετά τον πολυπλέκτη, το οπτικό σήμα φτάνει σε έναν $(N+1) \times 1$ συγκεντρωτή (combiner) οποίος ετοιμάζει (συγκεντρώνει) το σήμα που θα εισέλθει στην ίνα, από την οποία ακολουθείται. Πάλι θεωρούμε ότι συγκεντρωτής εισάγει απώλειες $L_{\text{combiner}} = 1/N+1$ στη συνολική ισχύ και ανεξάρτητα από το μήκος κύματος του κάθε οπτικού καναλιού.

Τελικά, το συγκεντρωμένο οπτικό σήμα φτάνει στο τελευταίο στοιχείο του μεταγωγέα, έναν δεύτερο ενισχυτή ερβίου, ο οποίος λειτουργεί ως ενισχυτής ισχύος και αποσκοπεί στο να δώσει στο σήμα το δυνατόν περισσότερη ισχύ προκειμένου, να μην πέσει σε χαμηλά επίπεδα ισχύος κατά τη μεταφορά από τον έναν κόμβο, μέσω της ίνας, προς τον επόμενο κόμβο. Για λόγους που διευκολύνουν την ανάλυση μας, θεωρούμε ότι ο συγκεκριμένος ενισχυτής δουλεύει με τέτοιο τρόπο ώστε να δίνει στην έξοδό του σταθερή συνολική ισχύ και ίση με την αρχική συνολική ισχύ του πολυπλεγμένου σήματός μας ($M \times P_{\text{ch}}$). Η υπόθεση αυτή μας διευκολύνει ιδιαίτερω στην ανάλυσή μας γιατί εξασφαλίζει περιοδικότητα για το σύστημά μας.

Για την εξομοίωση της λειτουργίας του ενισχυτή ερβίου έχουμε χρησιμοποιήσει το μοντέλο που αναπτύξαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο για την περιγραφή οπτικής ενίσχυσης, χρησιμοποιώντας τιμές για τις παραμέτρους που αντιστοιχούν σε έναν ενισχυτή ερβίου που χρησιμοποιείται ως ενισχυτής ισχύος

Οι τιμές των επιμέρους παραμέτρων λειτουργίας των μοντέλων που χρησιμοποιήσαμε κατά την εξομοίωση, υπάρχουν στον παρακάτω πίνακα

<u>Παράμετροι μοντέλων κατά την εξομοίωση</u>		
Πλήθος ινών	N	
Πλήθος Μηκών Κύματος	M	
Ίνα	Απώλειες Ίνας L_{fiber}	12 dB
Splitter	Απώλειες Splitter L_{splitter}	$\frac{1}{N+1}$
Combiner	Απώλειες Combiner L_{combiner}	$\frac{1}{N+1}$
Demultiplexer	Απώλειες L_{Demux}	6 dB
Multiplexer	Απώλειες L_{mux}	6 dB
EDFAin	Ισχύς Εξόδου	64 mW
	Ισχύς Κορεσμού Κέρδους $P_{\text{sat,EDFA}}$	14,4 mW
	Noise Figure EDFA (NF)	5,5 dB
SOA	Κέρδος Ασθενούς Σήματος G_0	25 dB
	Ισχύς Κορεσμού Κέρδους $P_{\text{sat,SOA}}$	3 mW
	Noise Figure SOA (NF)	8 dB
EDFA out	Ισχύς Εξόδου	$M \times P_{\text{ch}}$ mW
	Ισχύς Κορεσμού Κέρδους $P_{\text{sat,EDFA}}$	14,4 mW
	Noise Figure EDFA (NF)	5,5 dB

Πιν. 3.1 Παράμετροι λειτουργίας οπτικών στοιχείων

Όπως μπορούμε εύκολα να προβλέψουμε η συμπεριφορά του οπτικού μεταγωγέα εξαρτάται έντονα από το πλήθος των ινών N που φτάνουν στον μεταγωγέα και το πλήθος M των πολυπλεγμένων μηκών κύματος ανά ίνα. Τυπικές τιμές αυτών των παραμέτρων είναι 20, 30 ή 40 ίνες και τα 16, 32 ή 64 μήκη κύματος.

Επομένως σκοπός της περαιτέρω μελέτης μας είναι κυρίως να εξετάσουμε την εξάρτηση αυτή και τα όρια που θέτει στην λειτουργία ενός δικτύου στο οποίο η δρομολόγηση και η μεταγωγή υλοποιείται από μεταγωγείς της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής. Βασικό μας μέλημα στην περαιτέρω ανάλυση είναι να διατηρήσουμε τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο (OSNR) σε υψηλές τιμές (όπως προκύπτει από την ανάλυση των οπτικών δεκτών σε τιμές όχι μικρότερες από 20 dB) προκειμένου να εξασφαλίσουμε κάποιες συγκεκριμένες προδιαγραφές αξιοπιστίας του οπτικού δικτύου.

3.1.2 Εξομοίωση της 1^{ης} Αρχιτεκτονικής

Αφού παρουσιάσαμε τον τρόπο λειτουργίας της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα, προχωράμε στην εξομοίωσή της προκειμένου να την χαρακτηρίσουμε και να βγάλουμε κάποια συμπεράσματα για τον τρόπο λειτουργίας της.

3.1.2.1 Συντελεστής Θορύβου Οπτικού Μεταγωγέα

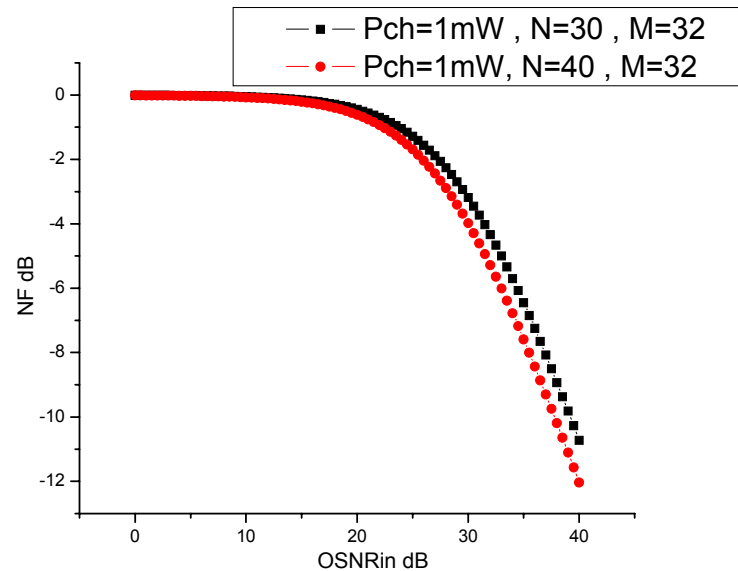
Πριν προχωρήσουμε στην μελέτη της διαδεξιμότητας και της επεκτασιμότητας του συγκεκριμένου οπτικού μεταγωγέα, επιχειρούμε να κάνουμε έναν πρώτο χαρακτηρισμό της θορυβώδους συμπεριφοράς του οπτικού μεταγωγέα. Πιο συγκεκριμένα, ορίζουμε τον "συντελεστή θορύβου" του οπτικού μεταγωγέα ως εξής

$$NF_{OXC} = \frac{OSNR_{out}}{OSNR_{in}}$$

και προσπαθούμε να μελετήσουμε πως αυτός μεταβάλλεται για διαφορετικές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου εισόδου $OSNR_{in}$.

Σε ένα 1^ο σενάριο, θεωρούμε ότι το κάθε κανάλι έχει συνολική ισχύ $P_{ch} = 1mW$ και ότι στο δίκτυο έχουμε 32 κανάλια ($M=32$) και αντίστοιχα 30 και 40 ίνες ($N=30$ και $N=40$). Τα αποτελέσματα που παίρνουμε από την εξομοίωση του οπτικού μεταγωγέα για την τιμή του

συντελεστή θορύβου που τον χαρακτηρίζει ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου εισόδου φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα



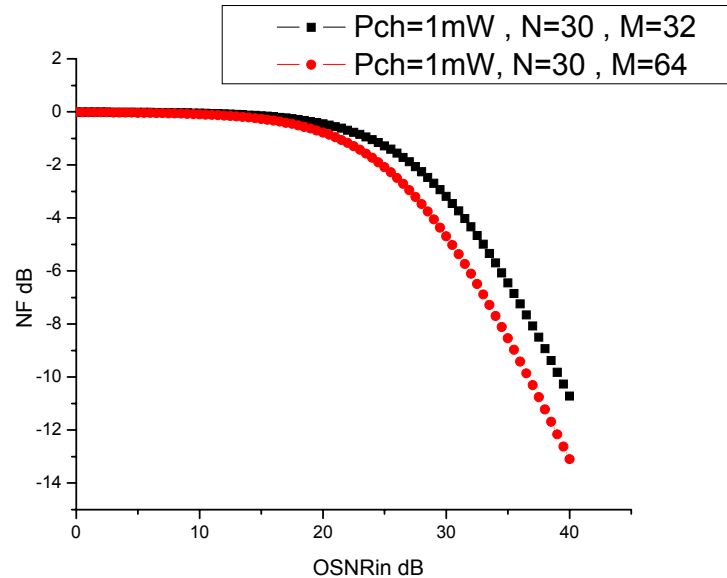
Σχ. 3.2 Συντελεστής θορύβου μεταγωγέα συναρτήσει του OSNR εισόδου, σε συστήματα με M=32 κανάλια

Από το παραπάνω διάγραμμα προκύπτει ότι όταν το σήμα εισόδου μας χαρακτηρίζεται από πολύ μικρό οπτικό σηματοθορυβικό λόγο (έχουμε έντονα θορυβώδες σήμα) ο οπτικός μεταγωγέας χαρακτηρίζεται από πολύ μικρό συντελεστή θορύβου. Πιο συγκεκριμένα, για όλες τις τιμές του οπτικού σηματοθορυβικού εισόδου μικρότερες από 20 dB, ο συντελεστής θορύβου που χαρακτηρίζει τον μεταγωγέα είναι μικρότερος από 1 dB. Ωστόσο το συμπέρασμα αυτό δεν μας είναι χρήσιμο αφού, όπως έχουμε ήδη δείξει, δεν θέλουμε να έχουμε στο δίκτυό μας οπτικό σήμα με σηματοθορυβικό λόγο μικρότερο από 20 dB.

Στις περιπτώσεις που ο σηματοθορυβικός λόγος εισόδου είναι μεγαλύτερος ο συντελεστής θορύβου του μεταγωγέα παίρνει πολύ μεγαλύτερες τιμές, μειώνοντας έτσι έντονα την τον σηματοθορυβικό λόγο του σήματός μας.

Επίσης, από το τελευταίο διάγραμμα παρατηρούμε ότι η αύξηση του πλήθους των ινών που καταλήγουν σε έναν μεταγωγέα προκαλούν την αύξηση του συντελεστή θορύβου που τον χαρακτηρίζει. Έτσι, βλέπουμε ότι στην περίπτωση που έχουμε 40 ίνες να καταλήγουν στον μεταγωγέα, ο συντελεστής θορύβου που τον χαρακτηρίζει είναι πάντα μεγαλύτερος από την περίπτωση που στον μεταγωγέα καταλήγουν 30 ίνες.

Σε αντίστοιχα συμπεράσματα καταλήγουμε και για την περίπτωση που έχουμε διαφορετικό πλήθος καναλιών στο σύστημά μας .



Σχ. 3.3 Συντελεστής θορύβου μεταγωγέα συναρτήσει του OSNR εισόδου, σε συστήματα με $N=30$ ίνες να φράνουν σε κάθε κόμβο

Όπως φαίνεται στο Σχ.3.3 στην περίπτωση που έχουμε $M = 64$ κανάλια, ο συντελεστής θορύβου που χαρακτηρίζει τον μεταγωγέα είναι μεγαλύτερος από την περίπτωση που έχουμε $M=32$ κανάλια .

3.1.2.2 Μελέτη της διαδεξιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους που μπορεί να χαρακτηρίσει τέτοιες αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων είναι η διαδεξιμότητα τους, δηλαδή το πόσοι μεταγωγείς (κόμβοι του αντίστοιχου δικτύου) είναι δυνατόν να διαδεχθούν ο ένας τον άλλο χωρίς να μειώσουν τον σηματοθορυβικό λόγο του οπτικού σήματος κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο (για την δική μας μελέτη, τα 20 dB, στα 0,1 nm).

Η διαδεξιμότητα μιας αρχιτεκτονικής ενός οπτικού μεταγωγέα εξαρτάται από όλες τις παραμέτρους που υπεισέρχονται στην περιγραφή τόσο του ίδιου του μεταγωγέα, όσο και του οπτικού δικτύου του οποίου αποτελεί τμήμα. Έτσι, το πόσους οπτικούς μεταγωγείς μπορούμε να παραθέσουμε τον έναν μετά τον άλλο, θα εξαρτάται τόσο από την αρχιτεκτονική και τον τρόπο λειτουργίας του οπτικού μεταγωγέα, όσο και από το πλήθος των καναλιών ανά ίνα (M) που θα έχουμε στο δίκτυο, το πλήθος των ινών που θα φτάνουν στον κάθε μεταγωγέα αλλά και την ισχύ του κάθε καναλιού μας στο οπτικό δίκτυο.

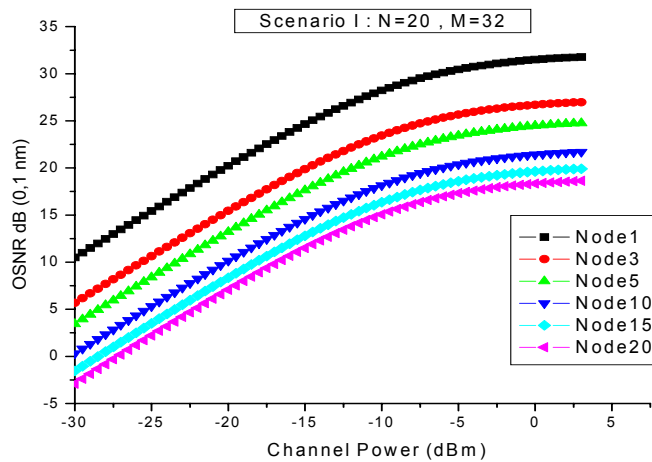
Παρακάτω καταστρώνουμε κάποια σενάρια για τα χαρακτηριστικά αυτά του δικτύου μας ώστε να μελετήσουμε τη συμπεριφορά της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα από άποψη της διαδεξιμότητας.

3.1.2.2.1 Διαδεξιμότητα συναρτήσει της ισχύος καναλιού

Στην περίπτωση αυτή θεωρούμε ότι έχουμε οπτικά δίκτυα με 1, 3, 5, 10, 15 και 20, αντίστοιχα, διαδοχικούς κόμβους (διαδοχικούς οπτικούς μεταγωγείς). Επίσης υποθέτουμε ότι το δίκτυο είναι δυνατόν να έχει είτε 32 είτε 64 πολυπλεγμένα μήκη κύματος ανά ίνα, ενώ στον κάθε μεταγωγέα είναι δυνατόν να φτάνουν είτε 20 είτε 30 ίνες. Για όλες αυτές τις περιπτώσεις, μελετούμε το σηματοθορυβικό λόγο του οπτικού σήματός στο τέλος του δικτύου συναρτήσει της αρχικής ισχύος ανά κανάλι. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης των παραπάνω σεναρίων φαίνονται στα παρακάτω σχήματα.

3.1.2.2.1.1 Scenario I : $N=20$, $M=32$

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε $N=20$ ίνες και $M=32$ κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1° , τον 3° , τον 5° , τον 10° , τον 15° και το 20° διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

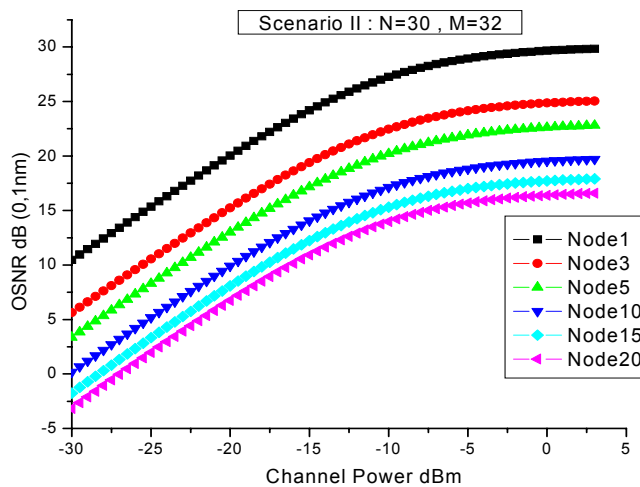


Σχ. 3.4 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους , για συστήματα με N=20 και M=32

Σε αυτό το σενάριο παρατηρούμε ότι για τιμές της ισχύος γύρω στα 0 dBm μπορούμε να πετύχουμε διαδεξιμότητα μέχρι το πολύ 15 κόμβων , ενώ από εκεί πέρα (μεγαλύτερη διαδεξιμότητα ή μικρότερες ισχύεις εισόδου) ο σηματοθορυβικός λόγος πέφτει κάτω από το όριο των 20 dB

3.1.2.2.1.2 Scenario II : N=30 , M=32

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=30 ίνες και M=32 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο , τον 3^ο , τον 5^ο , τον 10^ο , τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο , αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

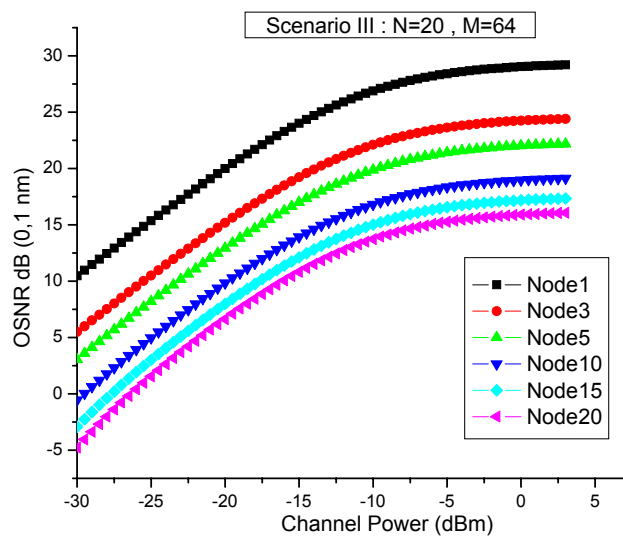


Σχ. 3.5 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους , για συστήματα με N=30 και M=32

Από το Σχ. 3.5 παρατηρούμε ότι για την 1^η αρχιτεκτονική οπτικού μεταγωγέα και για σύστημα με N=30 ίνες και M=32 μήκη κύματος μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm για το πολύ 10 διαδοχικά διατεταγμένους κόμβους.

3.1.2.2.1.3 Scenario III : N=20 , M=64

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=20 ίνες και M=64 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

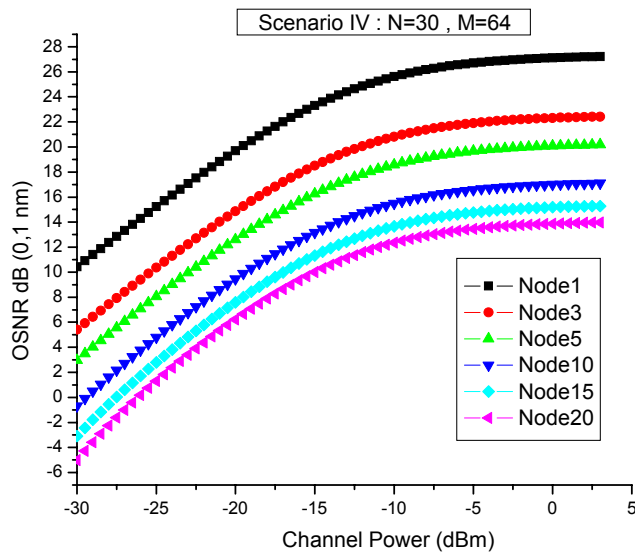


Σχ. 3.6 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=20 και M=64

Από το Σχ. 3.6 παρατηρούμε ότι για μέση ισχύ καναλιού της τάξης των 0 dBm μπορούμε να πετύχουμε διαδοχική παράταξη περίπου 5 κόμβων, ενώ παράταξη κόμβων μπορούμε να εξασφαλίσουμε ακόμη και για ισχύ καναλιού της τάξης των -10 dBm

3.1.2.2.1.4 Scenario IV : N=30 , M=64

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=30 ίνες και M=64 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και τον 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα



Σχ. 3.7 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=30 και M=64

Από το Σχ. 3.7 παρατηρούμε ότι για N=30 ίνες και για M=64 μήκη κύματος και ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για διαδοχική παράταξη 4 κόμβων.

Διαγράμματα όπως τα παραπάνω είναι πολύ σημαντικά γιατί μπορούμε να τα χρησιμοποιήσουμε προκειμένου να κάνουμε έναν πρώτο προσδιορισμό της ισχύος ανά κανάλι που απαιτείται για την αξιόπιστη λειτουργία ενός συστήματος, έχοντας ως δεδομένα τα χαρακτηριστικά του συστήματός μας και η διαδεξιμότητα που επιθυμούμε να επιτύχουμε. Επίσης, με βάση αυτά μπορούμε να προσδιορίσουμε και κάποιες ελάχιστες τιμές για την ισχύ ανά κανάλι σε τέτοια συστήματα.

3.1.2.2.2 Ακριβής προσδιορισμός της διαδεξιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

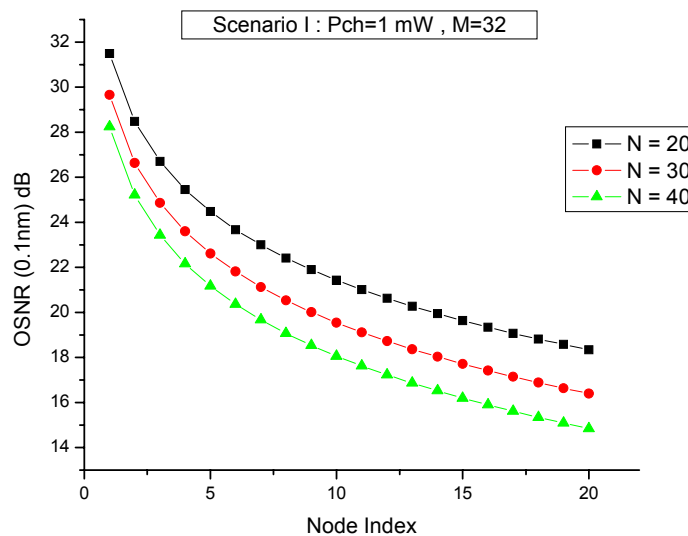
Στην περίπτωση που έχουμε συγκεκριμένα χαρακτηριστικά για ένα δίκτυο (ισχύ ανά κανάλι, πλήθος καναλιών ανά ίνα, πλήθος ινών που φτάνουν στο μεταγωγέα) είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε ποια είναι η διαδεξιμότητα αυτού του δικτύου. Για το λόγο αυτό, παρακάτω, για συγκεκριμένα σενάρια (P_{ch} , N, M) προσδιορίζουμε ακριβώς ποιος είναι ο σηματοθορυβικός λόγος του οπτικού μας σήματος. Ο μέγιστος αριθμός κόμβων που μπορούν να διαταχθούν ο

ένας μετά τον άλλο ταυτίζεται με τον αύξων αριθμός ενός κόμβου μετά τον οποίο ο σηματοθορυβικός λόγος ανά κανάλι πέφτει κάτω από το όριο που έχουμε θέσει (20 dB)

Ακολουθούν τα αποτελέσματα της εξομοίωσης που πήραμε για τα διάφορα σενάρια

3.1.2.2.2.1 Scenario I : $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=32$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 1^ο σενάριο , εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 32 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

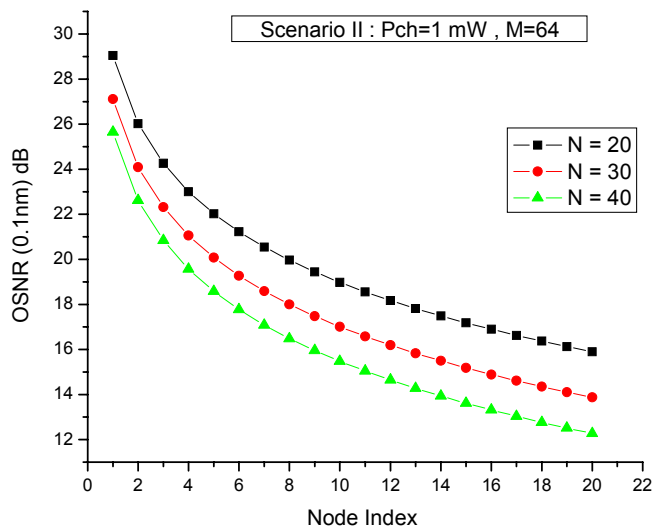


Σχ. 3.8 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{mW}$ και $M=32$

Όπως παρατηρούμε , στην περίπτωση που έχουμε $N=20$ ο OSNR διατηρείται πάνω από τα 20dB για τους πρώτους 14 διαδοχικούς κόμβους, στην περίπτωση που $N=30$ το OSNR διατηρείται πάνω από τα 20dB για του πρώτους 9 διαδοχικούς κόμβους, στην περίπτωση που $N=40$ για του πρώτους 6 κόμβους. Όπως αναμέναμε, με την αύξηση της τιμής του N , αυξάνουμε την χωρητικότητα του συστήματός μας αλλά μειώνουμε τον μέγιστο αριθμό διαδοχικά διατεταγμένων κόμβων.

3.1.2.2.2.2 Scenario II : $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=64$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 2^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 64 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

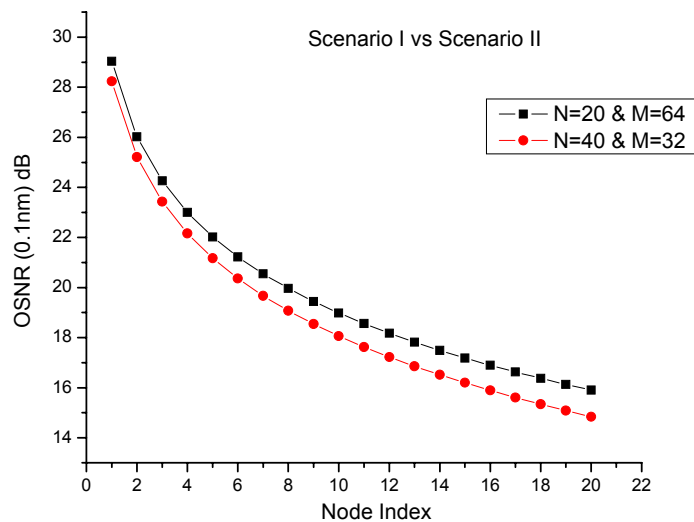


Σχ. 3.9 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{mW}$ και $M=64$

Στην περίπτωση αυτή τα αποτελέσματα είναι πολύ χειρότερα αφού το μέγιστο πλήθος κόμβων που επιτρέπεται να διατάξουμε διαδοχικά είναι 9 , 5 και 3 αντίστοιχα.

3.1.2.2.2.3 Scenario I vs Scenario II

Αξίζει τον κόπο να συγκρίνουμε τα δυο παραπάνω σενάρια , για την περίπτωση που επιτυγχάνουμε κοινή χωρητικότητα για το σύστημά μας , δηλαδή όταν $M \times N = \text{σταθερό}$. Έτσι, στο Σχ. 3.10 συγκρίνουμε τα δύο διαφορετικά σενάρια, προκειμένου να πετύχουμε συνολική χωρητικότητα 12,8 Tbps.



Σχ. 3.10 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με την ίδια συνολική χωρητικότητα (12,8 Tbps)

Παρατηρούμε ότι έχουμε καλύτερη συμπεριφορά ως προς την δυνατότητα διαδοχικής παράταξης στην περίπτωση που παραπάνω χωρητικότητα επιτυγχάνεται με τον μικρότερο αριθμό ινών και το μεγαλύτερο αριθμό καναλιών ανά ίνα.

3.1.2.3 Μελέτη της επεκτασιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

Το δεύτερο σημαντικό χαρακτηριστικό μιας αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα είναι η επεκτασιμότητά της, δηλαδή η συνολική χωρητικότητα που μπορεί να υποστηρίξει χωρίς μεγάλη βλάβη του σηματοθορυβικού λόγου των εισερχόμενων σημάτων.

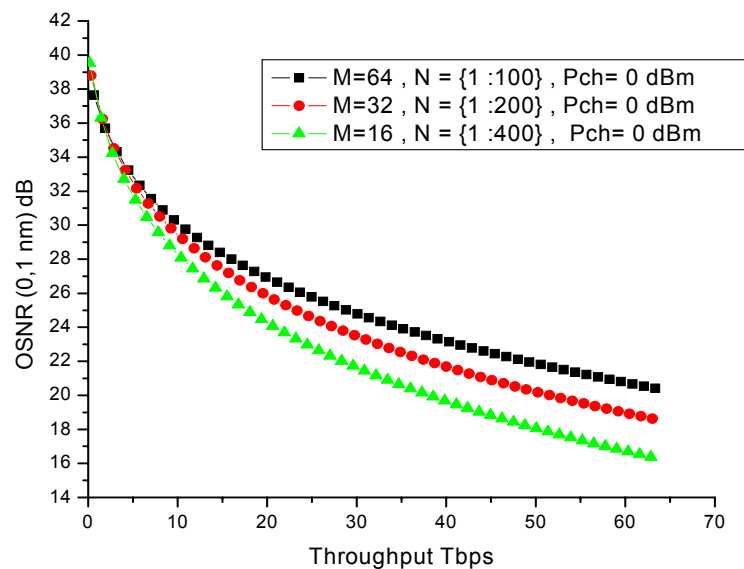
Η συνολική χωρητικότητα ενός οπτικού μεταγωγέα ορίζεται, κατά τα γνωστά, το γινόμενο του πλήθους των ινών N που φτάνουν στον μεταγωγέα, επί το πλήθος M των καναλιών ανά ίνα επί τον ρυθμό μετάδοσης του κάθε καναλιού (στις εφαρμογές μας 10 Gbps). Δηλαδή

$$\text{Throughput}_{\text{OXC}} = N \times M \times 10 \text{ Gbps}$$

Για να μελετήσουμε της εξάρτηση της επεκτασιμότητας ενός οπτικού μεταγωγέα από τις παραμέτρους N και M , εξομοιώνουμε την αρχιτεκτονική κρατώντας σταθερές τιμές για τη μία μεταβλητή και δίνοντας σε αυτήν που εξετάζουμε όλες τις δυνατές τιμές σε ένα συγκεκριμένο διάστημα

3.1.2.3.1 Μελέτη της επεκτασιμότητας για σταθερό M και μεταβλητό N

Στην 1^η περίπτωση, θεωρούμε το πλήθος των καναλιών ανά ίνα σταθερό και υπολογίζουμε τον σηματοθορυβικό λόγο του σήματός μας συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του μεταγωγέα, για τιμές του πλήθους ινών που μεταβάλλονται σε τέτοιο διάστημα, ώστε για τρεις διαφορετικές τιμές του M να επιτυγχάνουμε την ίδια μέγιστη χωρητικότητα. Τα αποτελέσματα που παίρνουμε φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα



Σχ. 3.11 OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=16, M=32 και M=64 μήκη κύματος

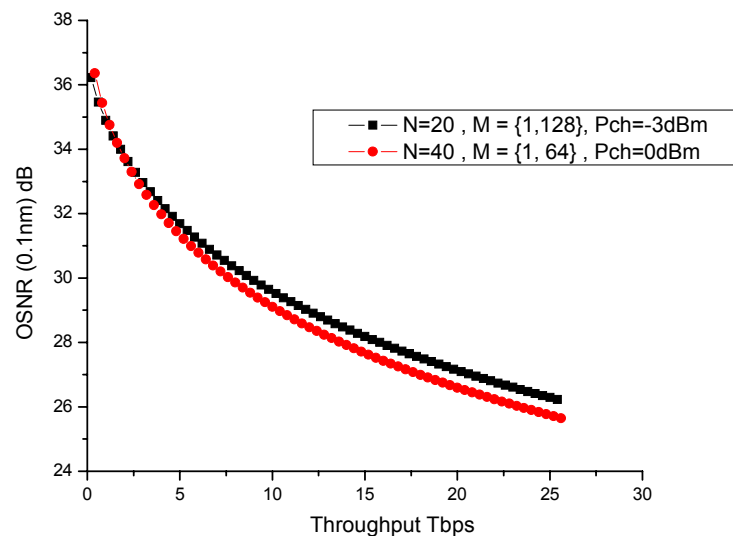
Έτσι στην περίπτωση που θεωρούμε ότι έχουμε M=64 μήκη κύματος, το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα (1,...,100), στην περίπτωση που έχουμε M=32, το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα (1,...,200) και στην περίπτωση που M=16 το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα (1,...,400).

Από τα αποτελέσματα της εξομοίωσης βλέπουμε ότι για μεγάλη συνολική χωρητικότητα (μεγαλύτερη των 2 Tbps), μπορούμε να πετύχουμε μεγαλύτερο σηματοθορυβικό λόγο ανά οπτικό κανάλι στην περίπτωση που στο σύστημά μας χρησιμοποιούμε το μέγιστο δυνατό πλήθος πολυπλεγμένων καναλιών M και το ελάχιστο πλήθος ινών N. Επομένως, αν θέλουμε να υλοποιήσουμε ένα δίκτυο συγκεκριμένης χωρητικότητας (μεγαλύτερης των 2 Tbps) είναι επιθυμητό να χρησιμοποιήσουμε όσο γίνεται μεγαλύτερο αριθμό πολυπλεγμένων καναλιών ή όσο γίνεται μικρότερο πλήθος ινών. Αντίθετα, στις περιπτώσεις στις οποίες η συνολική χωρητικότητα του δικτύου μας είναι μικρότερη των 2 Tbps, τα αποτελέσματά μας οδηγούν στο

αντίθετο συμπέρασμα, δηλαδή στο να επιδιώξουμε να χρησιμοποιήσουμε όσο γίνεται μεγαλύτερο αριθμό ινών και μικρότερο αριθμό πολυπλεγμένων καναλιών. Ο λόγος είναι ότι για μικρές χωρητικότητες έχουμε έτσι ή αλλιώς μικρές τιμές για τον N (και επομένως μικρές τιμές για τις ενδιάμεσες απώλειες στους μεταγωγείς), ενώ όσο μικρότερο είναι το πλήθος των πολυπλεγμένων καναλιών τόσο μικρότερη είναι η συνολική ισχύς που εισέρχεται στους ενισχυτές και επομένως τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος του κάθε καναλιού.

3.1.2.3.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας για σταθερό N και μεταβλητό M

Στην 2^η περίπτωση, θεωρούμε ότι στον κόμβο θεωρούμε ότι στον κόμβο φτάνει ένα σταθερό πλήθος ινών και προσπαθούμε να πετύχουμε συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταβάλλοντας τα μήκη κύματος της ίνας. Η εξομοίωση γίνεται για $N=20$ και $N=40$. Τα αποτελέσματα που παίρνουμε φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



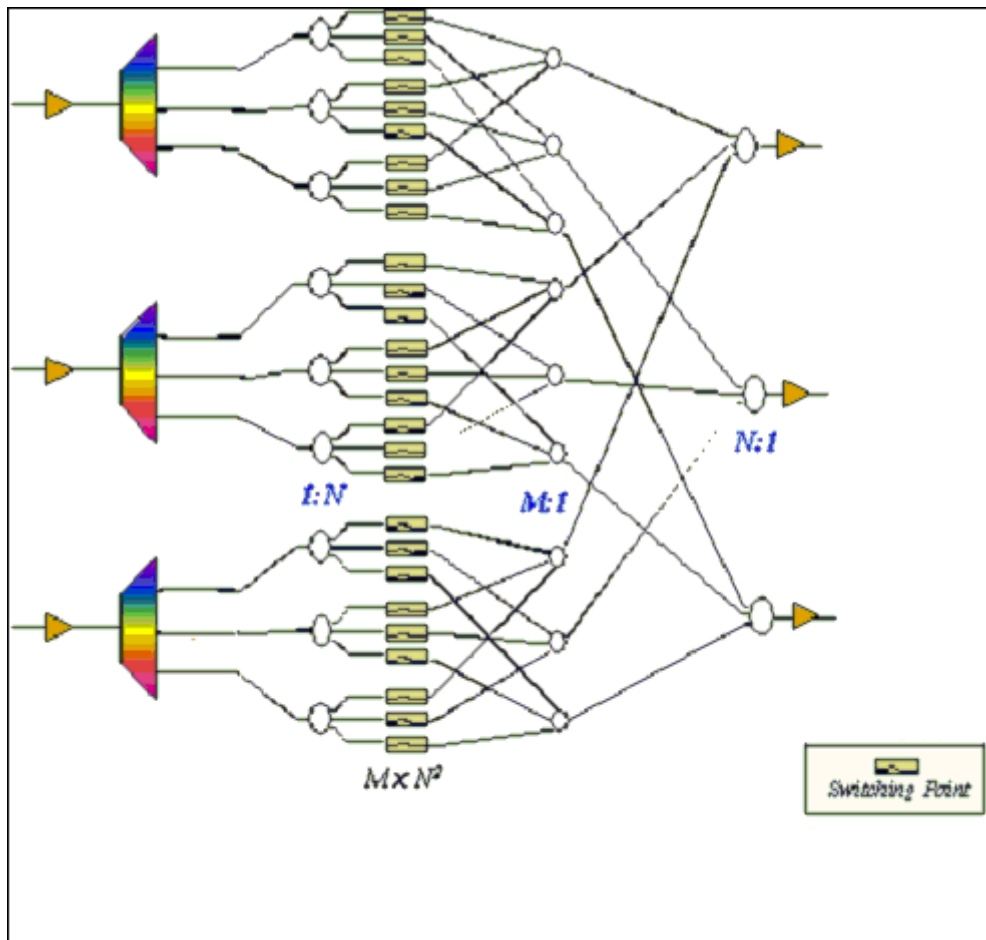
Σχ. 3.12 OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με $N=20$ και $N=40$ ίνες

Στην περίπτωση που θεωρούμε το $N=40$, μελετούμε την συνολική χωρητικότητα με M να παίρνει τιμές από $(1, \dots, 64)$, ενώ στην περίπτωση που $N=20$, προκειμένου να πετύχουμε ίδια μέγιστη χωρητικότητα θέλουμε το M να παίρνει τιμές στο διάστημα από $(1, \dots, 128)$. Σε αυτήν την περίπτωση θεωρούμε ως μέση ισχύ ανά κανάλι τα -3dBm .

Από τα αποτελέσματα της εξομοίωσης παρατηρούμε, πως ακόμα και στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε την μισή ισχύ ανά κανάλι, πετυχαίνουμε καλύτερο OSNR για ίδια χωρητικότητα στην περίπτωση που έχουμε τον μικρότερο αριθμό ινών και μεγαλύτερο, αντίστοιχα, αριθμό μηκών κύματος ανά ίνα, όταν αναφερόμαστε σε χωρητικότητες άνω των 2 Tbps (μεγάλες χωρητικότητες), ενώ για μικρές χωρητικότητες έχουμε καλύτερη συμπεριφορά για μεγάλο πλήθος ινών και μικρό πλήθος καναλιών..

3.2 2^η Αρχιτεκτονική Οπτικού Μεταγωγέα WP τεχνολογίας

Η 2^η αρχιτεκτονική οπτικού μεταγωγέα WP τεχνολογίας που αναλύουμε, εξομοιώνουμε και χαρακτηρίζουμε προτείνεται επίσης στις αναφορές [1] και [2] και είναι αυτή που φαίνεται στο Σχ. 3.13.



Σχ. 3.13 Block διάγραμμα 2^{ης} Αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα

Στην είσοδο του οπτικού μεταγωγέα, στην γενική περίπτωση, φτάνουν N ίνες (στην εικόνα N=3 ίνες), στην κάθε μία από τις οποίες υπάρχει οπτικό σήμα με M πολυπλεγμένα ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$) διαφορετικά μήκη κύματος (στην εικόνα είναι, επίσης, M=3).

3.2.1 Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 2^{ης}

Αρχιτεκτονικής

Ο τρόπος λειτουργίας της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής μοιάζει αρκετά με αυτόν της προηγούμενης. Η βασική τους διαφορά είναι πως σε αυτήν στην 2^η αρχιτεκτονική δεν χρησιμοποιείται πολυπλέκτης για την σύνθεση των οπτικών σημάτων μετά τον διακόπτη αλλά ένας απλός συγκεντρωτής.

Έτσι, τα οπτικά σήματα που εξέρχονται από τους οπτικούς διακόπτες συγκεντρώνονται από έναν συγκεντρωτή αντί να πολυπλέκονται. Η λειτουργία αυτή είναι καθ' όλα αποδεκτή αφού τα σήματα συγκεντρώνονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να φτάνουν στον πρώτο συγκεντρωτή σήματα με διαφορετικό φέρον μήκος κύματος. Για τον λόγο αυτό, ο 1^{ος} αυτός συγκεντρωτής είναι ένας Mx1 συγκεντρωτής. Επομένως οι απώλειες που εισάγει αυτός ο 1^{ος} συγκεντρωτής είναι $L_{combiner1} = 1/M$, ενώ για την υλοποίηση της αρχιτεκτονικής απαιτούνται MxN τέτοιοι συγκεντρωτές.

Στη συνέχεια, το συγκεντρωμένα οπτικά κανάλια φτάνουν σε έναν δεύτερο Nx1 συγκεντρωτή (combiner2) οποίος ετοιμάζει (συγκεντρώνει) το σήμα που θα εισέλθει στην ίνα, από την οποία ακολουθείται. Ο 2^{ος} αυτός συγκεντρωτής εισάγει απώλειες $L_{combiner2} = 1/N$ στη συνολική ισχύ και ανεξάρτητα από το μήκος κύματος του κάθε οπτικού καναλιού.

Για την εξομοίωση της παραπάνω αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα έχουμε χρησιμοποιήσει τα μοντέλα που αναπτύξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο για όλα τα οπτικά οι στοιχεία. Οι τιμές των επιμέρους παραμέτρων των μοντέλων αυτών φαίνονται στον παρακάτω

<u>Παράμετροι μοντέλων κατά την εξομοίωση</u>		
Πλήθος ινών	N	
Πλήθος Μηκών Κύματος	M	
Ίνα	Απώλειες Ίνας L_{fiber}	12 dB
Splitter	Απώλειες Splitter $L_{splitter}$	$\frac{1}{N}$
Combiners	Απώλειες Combiner1 $L_{combiner1}$	$\frac{1}{M}$

	Απώλειες Combiner2 $L_{\text{combiner2}}$	$\frac{1}{N}$
Demultiplexer	Απώλειες L_{Demux}	6 dB
EDFAin	Ισχύς Εξόδου	64 mW
	Ισχύς Κορεσμού Κέρδους $P_{\text{sat,EDFA}}$	14,4 mW
	Noise Figure EDFA (NF)	5,5 dB
SOA	Κέρδος Ασθενούς Σήματος G_o	25 dB
	Ισχύς Κορεσμού Κέρδους $P_{\text{sat,SOA}}$	3 mWatt
	Noise Figure SOA (NF)	8 dB
EDFA out	Ισχύς Εξόδου	$M \times P_{\text{ch}}$ mW
	Ισχύς Κορεσμού Κέρδους $P_{\text{sat,EDFA}}$	14,4 mW
	Noise Figure EDFA (NF)	5,5 dB

Πιν. 3.2 Παράμετροι λειτουργίας οπτικών στοιχείων 2^{ης} αρχιτεκτονικής

Όπως μπορούμε εύκολα να προβλέψουμε η συμπεριφορά του οπτικού μεταγωγέα εξαρτάται έντονα από το πλήθος των ινών N που φτάνουν στον μεταγωγέα και το πλήθος M των πολυπλεγμένων μηκών κύματος ανά ίνα. Τυπικές τιμές αυτών των παραμέτρων είναι οι 10 , 20 ή 30 ίνες και τα 16 , 32 ή 64 μήκη κύματος.

Επομένως σκοπός της περαιτέρω μελέτης μας είναι κυρίως να εξετάσουμε την εξάρτηση αυτή και τα όρια που θέτει. Βασικό μας μέλημα στην περαιτέρω ανάλυση είναι να διατηρήσουμε τον οπτικό σηματοθρομβικό λόγο (OSNR) σε υψηλές τιμές (όπως προκύπτει από την ανάλυση των οπτικών δεκτών σε τιμές όχι μικρότερες από 20 dB) προκειμένου να εξασφαλίσουμε κάποιες συγκεκριμένες προδιαγραφές αξιοπιστίας του οπτικού δικτύου.

3.2.1.1 Μελέτη της διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής

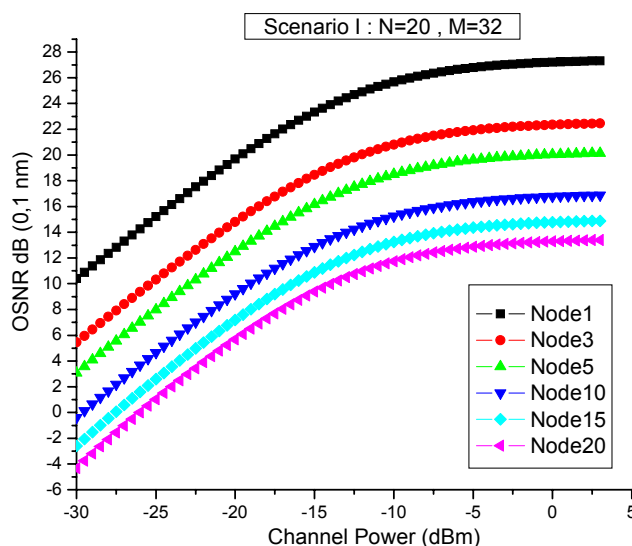
Παρακάτω καταστρώνουμε κάποια σενάρια για τα χαρακτηριστικά αυτά του δικτύου μας ώστε να μελετήσουμε τη συμπεριφορά της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής από την άποψη της διαδεξιμότητας.

3.2.1.1.1 Διαδεξιμότητα συναρτήσει της ισχύος καναλιού

Στην περίπτωση αυτή πάλι θεωρούμε ότι έχουμε οπτικά δίκτυα με 1, 3, 5, 10, 15 και 20 , αντίστοιχα, διαδοχικούς κόμβους (διαδοχικούς οπτικούς μεταγωγείς) . Επίσης υποθέτουμε ότι μπορεί να έχει είτε 32 είτε 64 μήκη κύματος ανά ίνα, ενώ μπορεί στον κάθε μεταγωγέα να φτάνουν είτε 20 είτε 30 ίνες. Για όλες αυτές τις περιπτώσεις , μελετούμε το σηματοθορυβικό λόγο του σήματός στο τέλος του δικτύου συναρτήσει της αρχικής ισχύος ανά κανάλι . Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης των παραπάνω σεναρίων φαίνονται στα παρακάτω σχήματα.

3.2.1.1.1.1 Scenario I : N=20 , M=32

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=20 ίνες και M=32 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο , τον 3^ο , τον 5^ο , τον 10^ο , τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο , αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

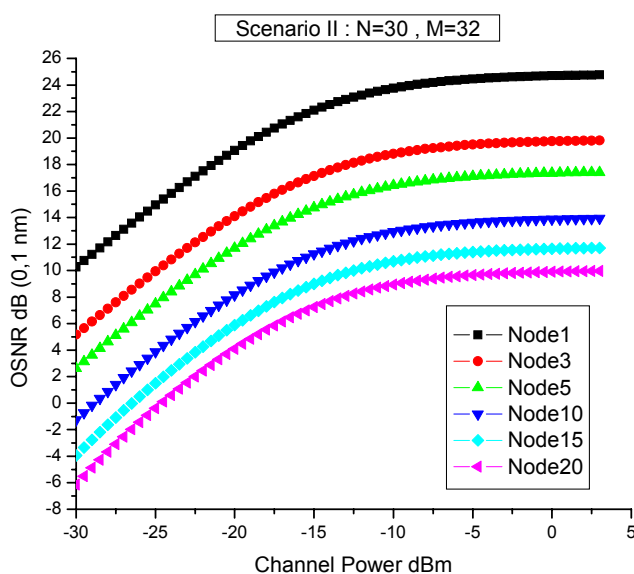


Σχ. 3.14 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους , για συστήματα με N=20 και M=32

Σε αυτό το σενάριο παρατηρούμε ότι για τιμές της ισχύος γύρω στα 0 dBm μπορούμε να πετύχουμε διαδεξιμότητα μέχρι και 5 κόμβων, ενώ από εκεί πέρα (μεγαλύτερη διαδεξιμότητα ή μικρότερες ισχύεις εισόδου) ο σηματοθορυβικός λόγος πέφτει κάτω από το όριο των 20 dB

3.2.1.1.1.2 Scenario II : N=30 , M=32

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=30 ίνες και M=32 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

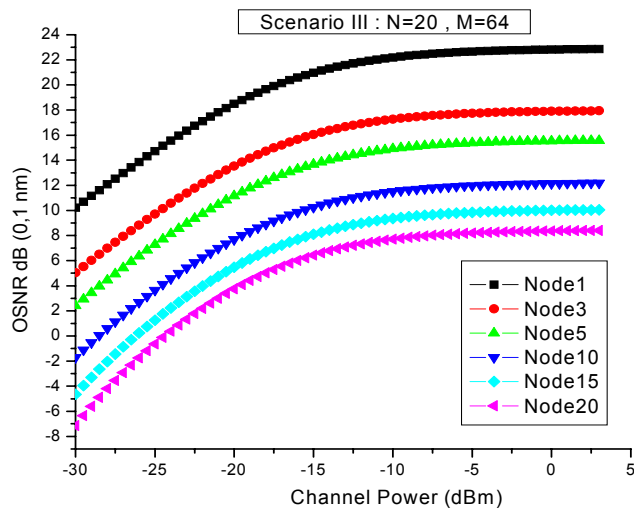


Σχ. 3.15 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=30 και M=32

Εδώ για ισχύ εισόδου 0 dBm ανά κανάλι είναι δυνατόν να επιτύχουμε OSNR μεγαλύτερο από 20 dB για μόνο 3 κόμβους.

3.2.1.1.1.3 Scenario III : N=20 , M=64

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=20 ίνες και M=64 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

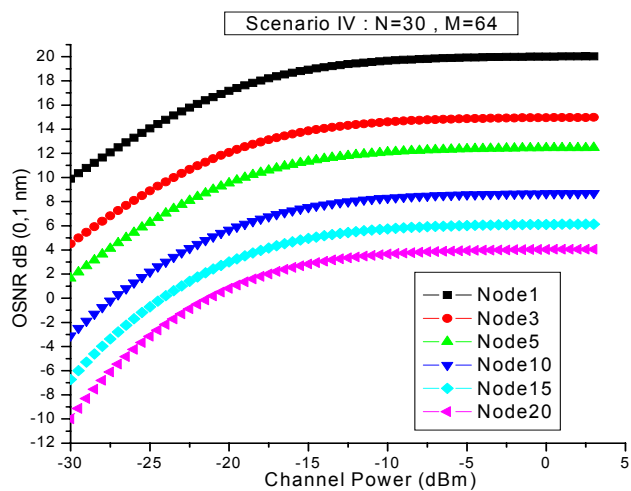


Σχ. 3.16 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=20 και M=64

Από το Σχ. 3.16 παρατηρούμε ότι για N=20 ίνες και για M=64 μήκη κύματος και ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για διαδοχική παράταξη το πολύ 3 κόμβων.

3.2.1.1.1.4 Scenario IV: N=30, M=64

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=30 ίνες και M=64 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και τον 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα



Σχ. 3.17 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=30 και M=64

Από το Σχ. 3.17 παρατηρούμε ότι για $N=30$ ίνες και για $M=64$ μήκη κύματος και ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για διαδοχική παράταξη το πολύ 3 κόμβων

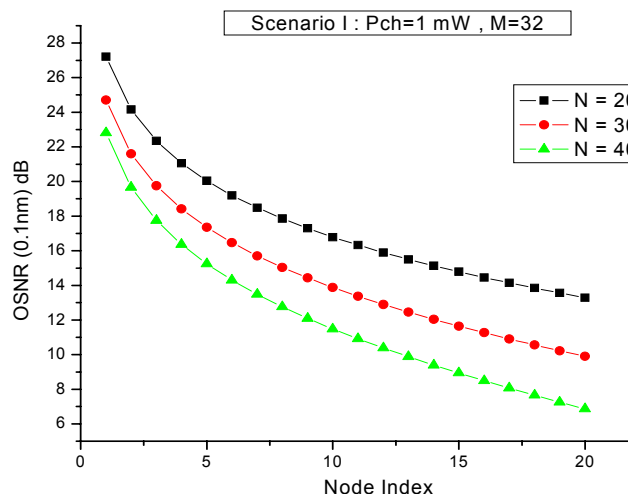
3.2.1.1.2 Ακριβής προσδιορισμός της διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής

Στην περίπτωση που έχουμε συγκεκριμένα χαρακτηριστικά για ένα δίκτυο (ισχύ ανά κανάλι , πλήθος καναλιών ανά ίνα, πλήθος ινών που φτάνουν στο μεταγωγέα) είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε πιο είναι η διαδεξιμότητα αυτού του δικτύου. Για το λόγο αυτό, παρακάτω, για συγκεκριμένα σενάρια (P_{ch} , N , M) προσδιορίζουμε ακριβώς ποιος είναι ο σηματοθορυβικός λόγος του οπτικού μας σήματος . Ο μέγιστος αριθμός κόμβων που μπορούν να διαταχθούν ο ένας μετά τον άλλο είναι ο αύξων αριθμός ενός κόμβου μετά τον οποίο ο σηματοθορυβικός λόγος ανά κανάλι πέφτει κάτω από το όριο που έχουμε θέσει (20 dB)

Ακολουθούν τα αποτελέσματα της εξομοίωσης που πήραμε για τα διάφορα σενάρια

3.2.1.1.2.1 Scenario I : $P_{ch} = 1$ mW, $M=32$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 1^ο αυτό σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 32 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

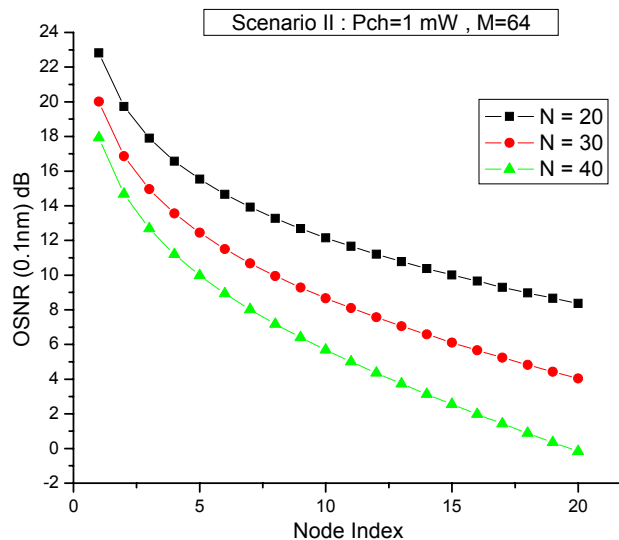


Σχ. 3.18 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1$ mW και $M=32$

Όπως παρατηρούμε , στην περίπτωση που έχουμε $N=20$ το OSNR διατηρείται πάνω από τα 20dB για τους πρώτους 6 διαδοχικούς κόμβους, στην περίπτωση που $N=30$ το OSNR διατηρείται πάνω από τα 20dB για του πρώτους 4 διαδοχικούς κόμβους, στην περίπτωση που $N=40$ για του πρώτους 3 κόμβους. Όπως αναμέναμε, με την αύξηση της τιμής του N , αυξάνουμε την χωρητικότητα του συστήματός μας αλλά μειώνουμε τη μέγιστη διαδεξιμότητα .

3.2.1.1.2.2 Scenario II : $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=64$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 2^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 64 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

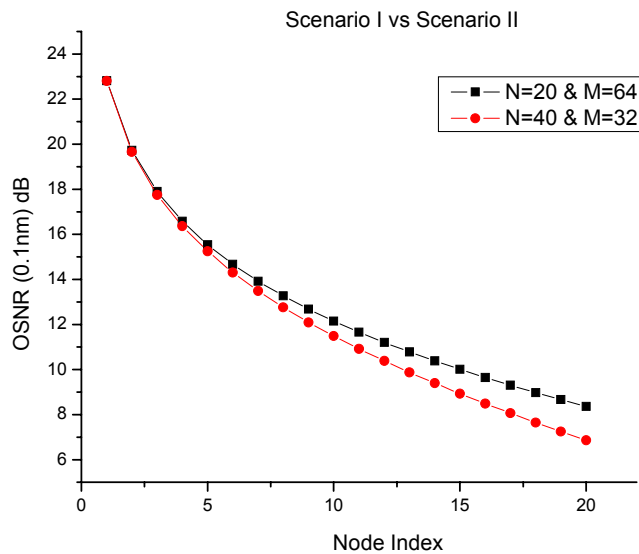


Σχ. 3.19 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{mW}$ και $M=64$

Στην περίπτωση αυτή τα αποτελέσματα είναι πολύ χειρότερα αφού η μέγιστη διαδεξιμότητα είναι 3, 2 και 1 κόμβοι, αντίστοιχα.

3.2.1.1.2.3 Scenario I vs Scenario II

Εδώ συγκρίνουμε τα δυο παραπάνω σενάρια , για την περίπτωση που επιτυγχάνουμε κοινή χωρητικότητα για το σύστημά μας , δηλαδή όταν $M \times N = \text{const}$. Έτσι, στο παρακάτω διάγραμμα συγκρίνουμε τα δύο διαφορετικά σενάρια, προκειμένου να πετύχουμε συνολική χωρητικότητα 12,8 Tbps.



Σχ. 3.20 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με την ίδια συνολική χωρητικότητα (12,8 Tbps)

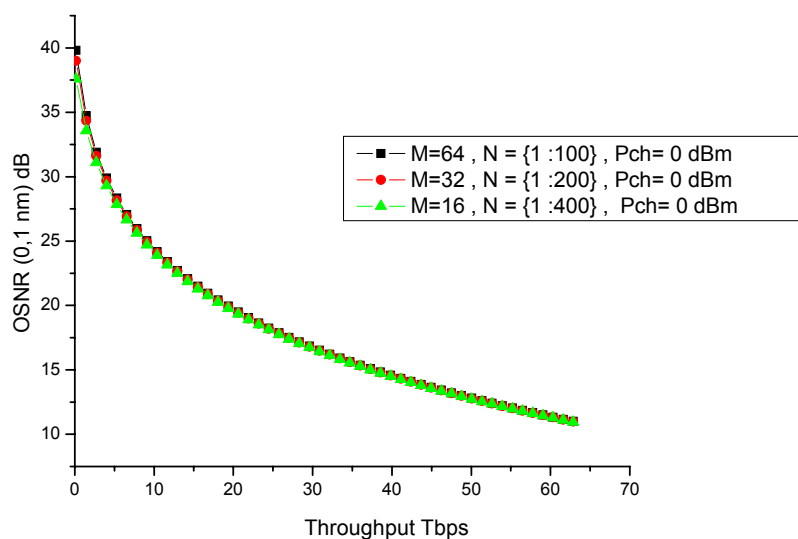
Παρατηρούμε ότι έχουμε καλύτερη συμπεριφορά ως προς η διαδεξιμότητα στην περίπτωση που παραπάνω χωρητικότητα επιτυγχάνεται με τον μικρότερο αριθμό ινών και το μεγαλύτερο αριθμό καναλιών ανά ίνα.

3.2.1.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής

Για να μελετήσουμε της εξάρτηση της επεκτασιμότητας ενός οπτικού μεταγωγέα από τις παραμέτρους N και M , εξομοιώνουμε την αρχιτεκτονική κρατώντας σταθερές τιμές για τη μία μεταβλητή και δίνοντας σε αυτήν που εξετάζουμε όλες τις δυνατές τιμές σε ένα συγκεκριμένο διάστημα

3.2.1.2.1 Μελέτη της επεκτασιμότητας για σταθερό M και μεταβλητό N

Στην 1^η περίπτωση, θεωρούμε το πλήθος των καναλιών ανά ίνα σταθερό και υπολογίζουμε τον σηματοθορυβικό λόγο του σήματός μας συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του μεταγωγέα , για τιμές του πλήθους ινών που μεταβάλλονται σε τέτοιο διάστημα , ώστε για τρεις διαφορετικές τιμές του M να επιτυγχάνουμε την ίδια μέγιστη χωρητικότητα . Τα αποτελέσματα που παίρνουμε φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα



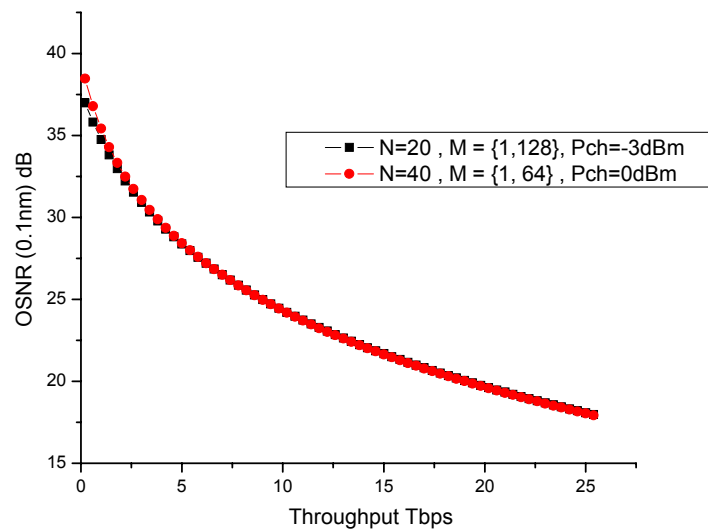
Σχ. 3.21 OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=16, M=32 και M=64 μήκη κύματος

Έτσι στην περίπτωση που θεωρούμε ότι έχουμε M=64 μήκη κύματος, το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα (1,...,100), στην περίπτωση που έχουμε M=32, το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα (1,...,200) και στην περίπτωση που M=16 το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα (1,...,400).

Όπως παρατηρούμε από τα αποτελέσματα τις εξομοίωσης για την συγκεκριμένη αρχιτεκτονική, η επεκτασιμότητα εξαρτάται, για μεγάλες χωρητικότητες (μεγαλύτερες των 4 Tbps, περίπου), με ακριβώς τον ίδιο τρόπο τόσο από το N όσο και από το M. Ο λόγος είναι ότι στον μεταγωγέα υπάρχει ένας συγκεντρωτής με απώλειες $1/M$ και ένα με απώλειες $1/N$, γεγονός που συνεπάγεται το παραπάνω συμπέρασμα. Στην πραγματικότητα υπάρχει ένας συγκεντρωτής $1/N$ και ένας διαχωριστής $1/N$, αλλά ωστόσο ο διαχωριστής δεν επηρεάζει ουσιαστικά τις επιδόσεις του μεταγωγέα αφού βρίσκεται μετά από έναν προενισχυτή ισχύος και πριν από τον διακόπτη, που επίσης ενισχύει το σήμα. Έτσι, οι απώλειες που εισάγει ο διαχωριστής δεν επηρεάζουν τα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του σήματός μας.

3.2.1.2.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας για σταθερό N και μεταβλητό M

Στην 2^η περίπτωση, θεωρούμε ότι στον κόμβο θεωρούμε ότι στον κόμβο φτάνει ένα σταθερό πλήθος ινών και προσπαθούμε να πετύχουμε συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταβάλλοντας τα μήκη κύματος της ίνας. Η εξομοίωση γίνεται για N=20 και N=40. Τα αποτελέσματα που παίρνουμε φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.

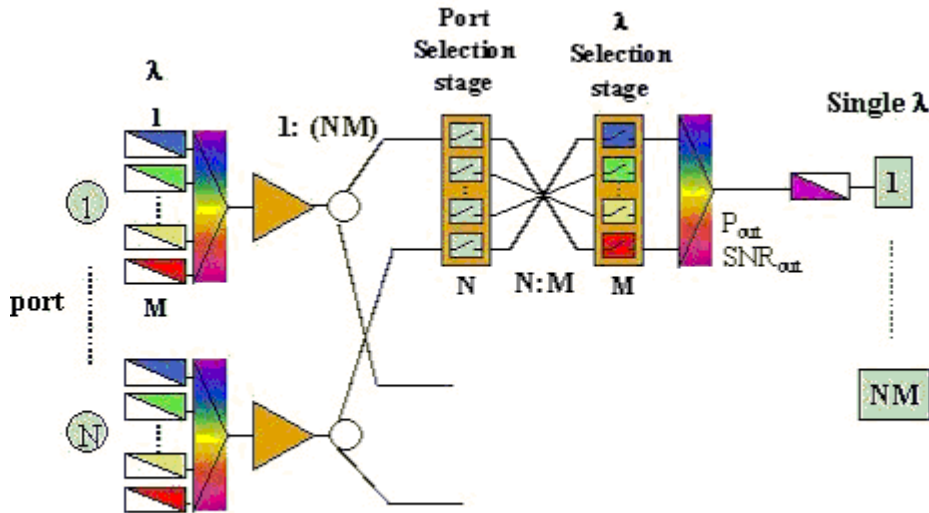


Σχ. 3.22 OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με N=20 και N=40

Τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώνουν το παραπάνω συμπέρασμα.

3.3 3^η Αρχιτεκτονική Οπτικού Μεταγωγέα WP τεχνολογίας

Η 3^η αρχιτεκτονική οπτικού μεταγωγέα που εξετάζουμε βασίζεται στην αρχιτεκτονική του παρακάτω σχήματος.

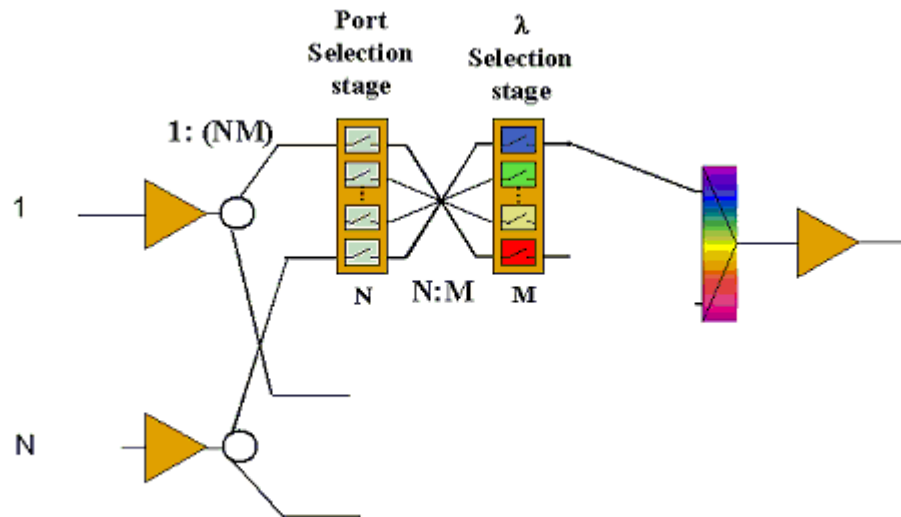


Σχ. 3.23 Αρχική εκδοχή της 3^{ης} Αρχιτεκτονικής

Η αρχιτεκτονική αυτή έχει χρησιμοποιηθεί στην υλοποίηση του Hub μητροπολιτικού δικτύου στο πλαίσιο του IST – DAVID project.

Η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική σχεδιάστηκε προκειμένου να λειτουργεί σε οπτικά δίκτυα VWP τεχνολογίας και όπως θα φανεί παρακάτω παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα στην περίπτωση που υλοποιεί οπτική μεταγωγή και δρομολόγηση σε οπτικά δίκτυα VWP τεχνολογίας. Το σημαντικότερο από αυτά τα πλεονεκτήματα είναι ο εύκολος τρόπος που γίνεται ο έλεγχος της δρομολόγησης και της μεταγωγής από την συγκεκριμένη μεταγωγή.

Εμείς την έχουμε προσαρμόσει στις ανάγκες της WP τεχνολογίας αφαιρώντας του μετατροπείς μήκους κύματος και χρησιμοποιώντας έναν ενισχυτή ερβίου στην έξοδο του κάθε κόμβου προκειμένου να μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το αναλυτικό μας μοντέλο το οποίο προϋποθέτει περιοδικότητα για τα επίπεδα της ισχύος. Έτσι, το ακριβές block διάγραμμα της αρχιτεκτονικής που εξομοιώνουμε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 3.24 Block διάγραμμα 3^{ης} Αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα WP τεχνολογίας

3.3.1 Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 3^{ης} Αρχιτεκτονικής

Όπως και στις άλλες αρχιτεκτονικές και σε αυτή θεωρούμε ότι στον κάθε κόμβο φτάνουν N ίνες, στην καθεμία από τις οποίες έχει M πολυπλεγμένα κανάλια.

Μεταξύ δύο διαδοχικών κόμβων θεωρούμε απώλειες ίνας $L_{\text{fiber}} 12\text{dB}$. Τα εξασθενημένα κανάλια της κάθε ίνας φτάνουν στον ενισχυτή ερβίου, ο οποίος, όπως και στις προηγούμενες αρχιτεκτονικές, δίνει στην έξοδό του τη μέγιστη δυνατή ισχύ, δηλαδή 18 dBm . Στη συνέχεια το πολυπλεγμένο σήμα φτάνει σε έναν διαχωριστή $1:MN$ μετά από τον οποίο δημιουργούνται MN όμοια αντίγραφα και το κάθε ένα από αυτά οδηγείται σε αντίστοιχο πλήθος διακοπών (SOA switches). Ο ρόλος των πρώτων διακοπών είναι να επιλέξουν την ίνα στην οποία βρίσκεται το κανάλι το οποίο θέλουν να δρομολογήσουν. Δεδομένου ότι οι διακόπτες αυτοί βρίσκονται σε συστοιχίες των N , με τον κάθε έναν από τους N να δέχεται σήμα από τον διαχωριστή μίας από τις N ίνες που φτάνουν στον κόμβο, κάθε φορά απαιτείται ένας από αυτούς τους N να είναι σε κατάσταση ON κι οι υπόλοιποι $N-1$ να είναι σε κατάσταση OFF, ώστε να επιλέγεται να προχωρήσει στο επόμενο στάδιο το σήμα μιας μόνο ίνας.

Μετά τον πρώτο διακόπτη, το σήμα φτάνει σε έναν star coupler N:M, ο οποίος δημιουργεί M αντίγραφα του σήματος που εισέρχεται σε αυτόν από τον έναν από του N διακόπτες του πρώτου σταδίου και τα οδηγεί σε μια δεύτερη συστοιχία από M διακόπτες. Οι απώλειες που εισάγει ο συγκεκριμένος star coupler είναι

$$L_{starcoupler} = \frac{1}{Max(M, N)}$$

δηλαδή καθορίζονται από την μεγαλύτερη από τις παραμέτρους N και M.

Οι διακόπτες της δεύτερης συστοιχίας είναι υπεύθυνοι για την επιλογή του καναλιού που είναι πάνω σε συγκεκριμένο μήκος κύματος. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας ενισχυτές ημιαγωγού που χαρακτηρίζονται από συνάρτηση κέρδους έντονα εξαρτώμενη από το μήκος κύματος.

Τελικά, από κάθε συστοιχία M τέτοιων διακοπών κάθε φορά ένας πρέπει να είναι σε κατάσταση ON και μάλιστα αυτός που θα ενισχύσει περισσότερο το μήκος κύματος που επιθυμούμε να επιλέξουμε.

Τελικά το επιλεγθέν κανάλι οδηγείται σε έναν πολυπλέκτη όπου πολυπλέκεται με τα υπόλοιπα κανάλια που θα πρέπει να δρομολογηθούν στην ίνα που ακολουθεί και το πολυπλεγμένο σήμα ενισχύεται από έναν ενισχυτή ερβίου (booster amplifier) και φεύγει από τον κόμβο.

Το πιο κρίσιμο σημείο στην λειτουργία αυτού του οπτικού μεταγωγέα είναι ο διαχωριστής 1:MN ο οποίος εξασθενεί το σήμα κάθε ίνας κατά έναν πολύ μεγάλο παράγοντα MN. Έτσι το σήμα που εισέρχεται στον πρώτο από τους δύο διακόπτες είναι αρκετά αδύναμο με αποτέλεσμα να επηρεάζεται έντονα από τον θόρυβο που εισάγει αυτός ο διακόπτης. Έτσι ολόκληρη η λειτουργία του συγκεκριμένου μεταγωγέα εξαρτάται κυρίως από το γινόμενο MN, με αποτέλεσμα, όπως θα δούμε και παρακάτω, η επίδοση της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής να είναι πολύ χειρότερη από αυτήν των προηγούμενων δύο, για τις τιμές των M και N που εξομοιώσαμε τις προηγούμενες, και να χαρακτηρίζεται από πολύ μικρή μέγιστη χωρητικότητα (επεκτασιμότητα).

Επίσης, από την άποψη των οπτικών στοιχείων που απαιτούνται για την υλοποίηση της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής, αυτά είναι πολύ περισσότερα για αυτήν την αρχιτεκτονική. Η χρησιμοποίηση πολλών οπτικών στοιχείων για την υλοποίηση της αρχιτεκτονικής συνεπάγεται την βελτιστοποίηση της λειτουργίας της σε δίκτυα τεχνολογίας VWP, αφού όπως ήδη αναφέρθηκε ο έλεγχος της δρομολόγησης και της μεταγωγής μπορεί να υλοποιηθεί στη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική αρκετά εύκολα.

3.3.1.1 Μελέτη της διαδεξιμότητας της 3^{ης} αρχιτεκτονικής

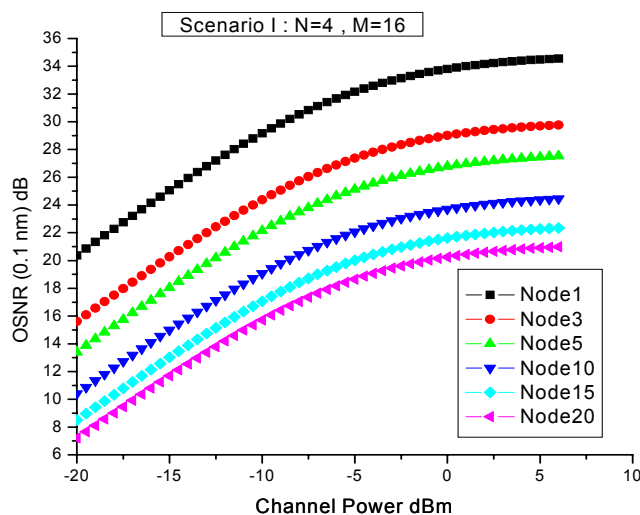
Για τη μελέτη της διαδεξιμότητας της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής καταστρώνουμε πάλι συγκεκριμένα σενάρια, όσον αφορά στις τιμές του N και του M. Μάλιστα τα σενάρια αυτά διαφοροποιούνται σε σχέση με τα σενάρια που υιοθετήσαμε στις προηγούμενες αρχιτεκτονικές, αφού οι επιδόσεις της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής είναι σαφώς χειρότερες από αυτές των προηγούμενων.

3.3.1.1.1 Διαδεξιμότητα συναρτήσει της ισχύος καναλιού

Στην 1^η αυτή περίπτωση θεωρούμε ότι έχουμε οπτικά δίκτυα με 1, 3, 5, 10,15 και 20, αντίστοιχα, διαδοχικούς κόμβους (διαδοχικούς οπτικούς μεταγωγείς). Επίσης υποθέτουμε ότι μπορεί να έχει είτε 16 είτε 32 μήκη κύματος ανά ίνα, ενώ μπορεί στον κάθε μεταγωγέα να φτάνουν 4, 10 ή 20 ίνες. Για όλες αυτές τις περιπτώσεις, μελετούμε το σηματοθορυβικό λόγο του σήματός στο τέλος του δικτύου συναρτήσει της αρχικής ισχύος ανά κανάλι. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης των παραπάνω σεναρίων φαίνονται στα παρακάτω σχήματα.

3.3.1.1.1.1 Scenario I : N=4, M=16

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=4 ίνες και M=16 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και τον 20^ο διαδοχικό κόμβο αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο Σχ. 3.25

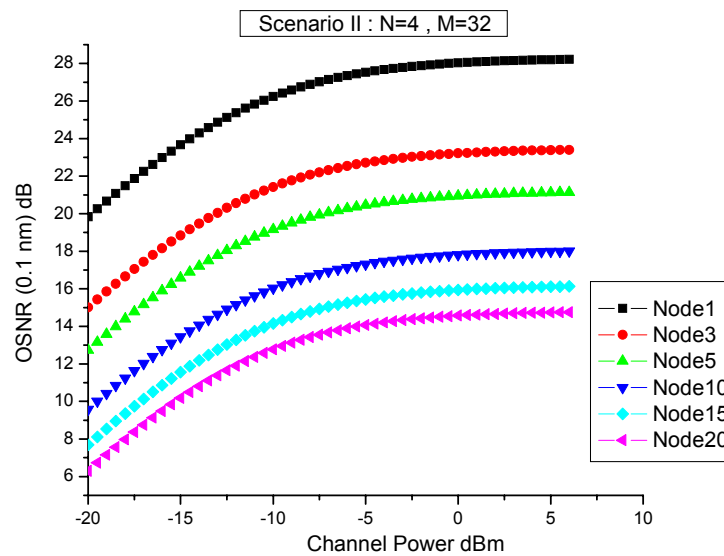


Σχ. 3.25 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=4 και M=16

Σε αυτήν την περίπτωση παρατηρούμε ότι για τιμές της ισχύος γύρω στα 0 dBm μπορούμε να πετύχουμε διαδοχική παράταξη μέχρι και σχεδόν 15 κόμβων.

3.3.1.1.1.2 Scenario II : N=4, M=16

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=4 ίνες και M=32 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο Σχ. 3.26

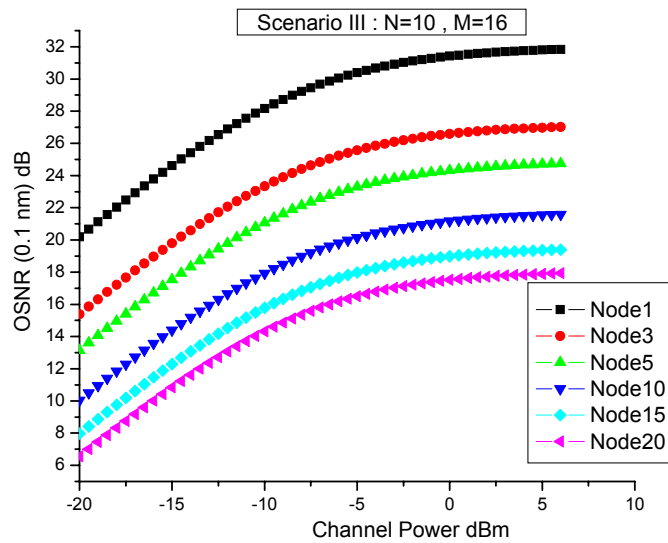


Σχ. 3.26 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=4 και M=32

Από το Σχ. 3.26 παρατηρούμε ότι για N=4 ίνες και για M=32 μήκη κύματος και ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για διαδοχική παράταξη 5 κόμβων.

3.3.1.1.1.3 Scenario III: N=10, M=16

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=10 ίνες και M=16 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και το 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο Σχ. 3.27

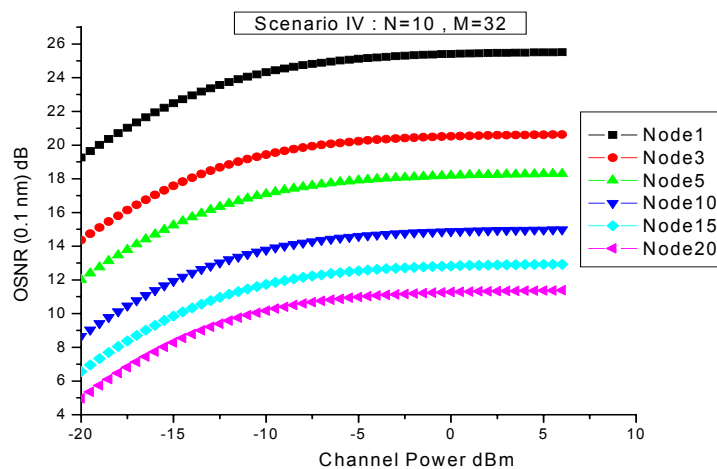


Σχ. 3.27 OSNR συναρτήσαι της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=10 και M=16

Από το Σχ. 3.27 παρατηρούμε ότι για N=10 ίνες και για M=16 μήκη κύματος και ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για διαδοχική παράταξη 10 περίπου κόμβων

3.3.1.1.1.4 Scenario IV: N=10, M=32

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε N=10 ίνες και M=32 κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1^ο, τον 3^ο, τον 5^ο, τον 10^ο, τον 15^ο και τον 20^ο διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

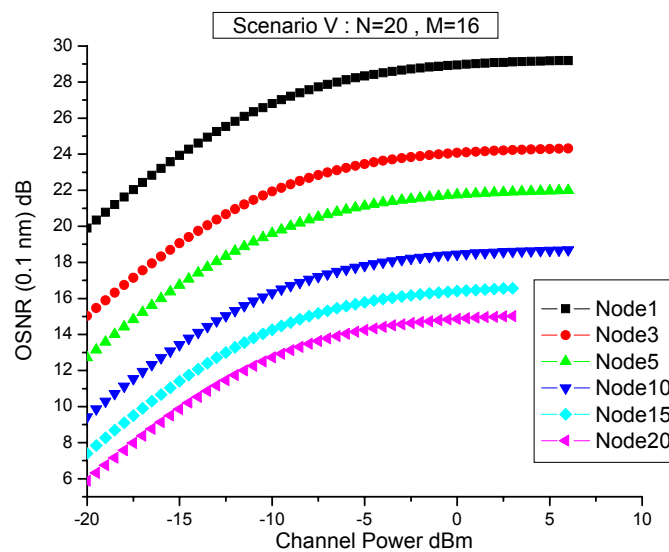


Σχ. 3.28 OSNR συναρτήσαι της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=10 και M=32

Από το Σχ. 3.28 παρατηρούμε ότι για $N=10$ ίνες και για $M=32$ μήκη κύματος και ισχύ καναλιού περίπου 0 dBm μπορούμε να εξασφαλίσουμε αξιόπιστη λειτουργία για διαδοχική παράταξη 2 κόμβων

3.3.1.1.1.5 Scenario V: $N=20, M=16$

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε $N=10$ ίνες και $M=32$ κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1° , τον 3° , τον 5° , τον 10° , τον 15° και τον 20° διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα

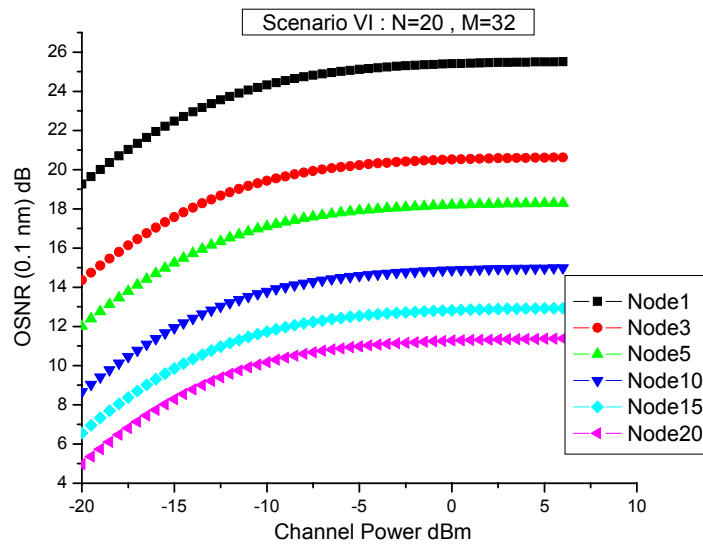


Σχ. 3.29 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με $N=20$ και $M=16$

Παρατηρώντας το Σχ. 3.29, συμπεραίνουμε ότι για $N=20$ ίνες και $M=16$ μήκη κύματος, μπορούμε να εξασφαλίσουμε διαδοχική παράταξη 5 κόμβων για μέση ισχύ ανά κανάλι 1 mW ενώ για μέση ισχύ της τάξης των -10 dBm εξασφαλίζουμε διαδοχική παράταξη 4 περίπου κόμβων

3.3.1.1.1.6 Scenario VI: $N=20, M=32$

Στην περίπτωση που στο σύστημά μας έχουμε $N=10$ ίνες και $M=32$ κανάλια ανά ίνα, η εξάρτηση του OSNR μετά τον 1° , τον 3° , τον 5° , τον 10° , τον 15° και τον 20° διαδοχικό κόμβο, αντίστοιχα, από την αρχική ισχύ του κάθε καναλιού φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα



Σχ. 3.30 OSNR συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 1, 3, 5, 10, 15 και 20 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για συστήματα με N=20 και M=32

Παρατηρώντας το Σχ. 3.30, συμπεραίνουμε ότι για N=20 ίνες και M=32 μήκη κύματος, μπορούμε να εξασφαλίσουμε διαδοχική παράταξη 3 κόμβων για μέση ισχύ ανά κανάλι 1 mW ενώ για μέση ισχύ της τάξης των -10 dBm εξασφαλίζουμε διαδοχική παράταξη 2 περίπου κόμβων

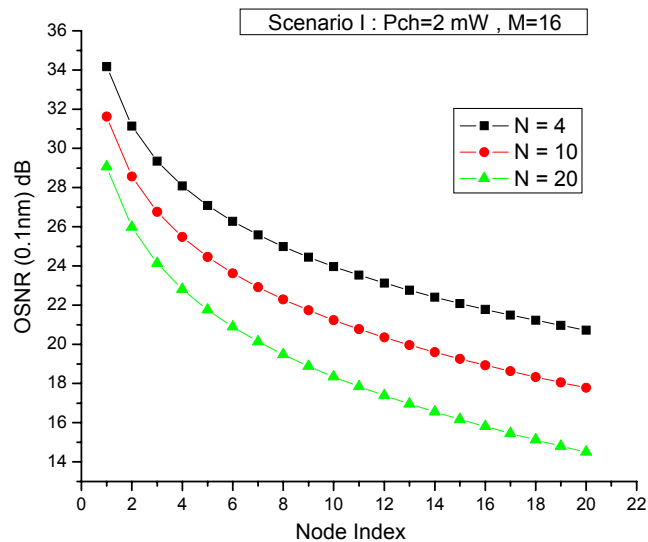
3.3.1.1.2 Ακριβής προσδιορισμός της διαδεξιμότητας της 3^{ης} αρχιτεκτονικής

Στην περίπτωση που έχουμε συγκεκριμένα χαρακτηριστικά για ένα δίκτυο (ισχύ ανά κανάλι, πλήθος καναλιών ανά ίνα, πλήθος ινών που φτάνουν στο μεταγωγέα) είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε πιο είναι τη διαδεξιμότητα αυτού του δικτύου. Για το λόγο αυτό, παρακάτω, για συγκεκριμένα σενάρια (P_{ch} , N, M) προσδιορίζουμε ακριβώς ποιος είναι ο σηματοθορυβικός λόγος του οπτικού μας σήματος. Ο μέγιστος αριθμός κόμβων που μπορούν να διαταχθούν ο ένας μετά τον άλλο είναι ο αύξων αριθμός ενός κόμβου μετά τον οποίο ο σηματοθορυβικός λόγος ανά κανάλι πέφτει κάτω από το όριο που έχουμε θέσει (20 dB)

Ακολουθούν τα αποτελέσματα της εξομοίωσης που πήραμε για τα διάφορα σενάρια

3.3.1.1.2.1 Scenario I: $P_{ch} = 2 \text{ mW}$, $M=16$ και $N=4$ ή $N=10$ ή $N=20$

Στο 1^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 16 μήκη κύματος ανά ίνα, 2 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 4, 10 και 20 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

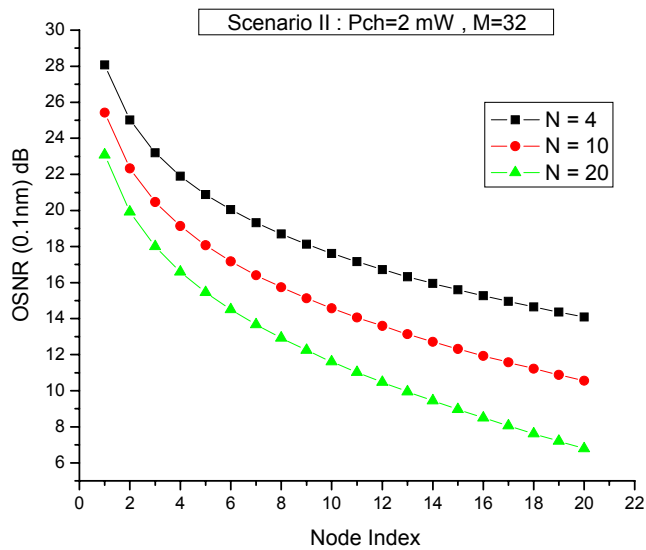


Σχ. 3.31 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=2\text{mW}$ και $M=16$

Όπως παρατηρούμε, στην περίπτωση που έχουμε $N=4$ το OSNR διατηρείται πάνω από τα 20dB για τους πρώτους 20 διαδοχικούς κόμβους, στην περίπτωση που $N=10$ το OSNR διατηρείται πάνω από τα 20dB για του πρώτους 14 διαδοχικούς κόμβους, στην περίπτωση που $N=20$ για του πρώτους 7 κόμβους.

3.3.1.1.2.2 Scenario II: $P_{ch} = 2 \text{ mW}$, $M=32$ και $N=4$ ή $N=10$ ή $N=20$

Στο 2^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 32 μήκη κύματος ανά ίνα, 2 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 4, 10 και 20 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



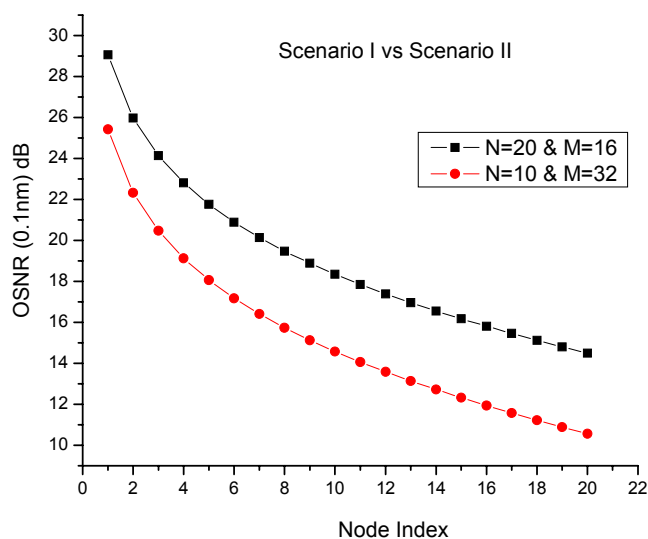
Σχ. 3.32 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=2mW$ και $M=32$

Στην περίπτωση αυτή τα αποτελέσματα είναι πολύ χειρότερα αφού το μέγιστη διαδεξιμότητα είναι 6 , 4 και 2 αντίστοιχα.

3.3.1.1.2.3 Scenario I vs Scenario II

Αξίζει τον κόπο να συγκρίνουμε τα δυο παραπάνω σενάρια , για την περίπτωση που επιτυγχάνουμε κοινή χωρητικότητα για το σύστημά μας , δηλαδή όταν $M \times N = \text{const}$. Έτσι, στο παρακάτω διάγραμμα συγκρίνουμε τα δύο διαφορετικά σενάρια, προκειμένου να πετύχουμε συνολική χωρητικότητα 3,2 Tbps.

Παρατηρούμε ότι έχουμε καλύτερη συμπεριφορά ως προς τη διαδεξιμότητα στην περίπτωση που παραπάνω χωρητικότητα επιτυγχάνεται με τον μεγαλύτερο αριθμό ινών και τον μικρότερο αριθμό καναλιών ανά ίνα.



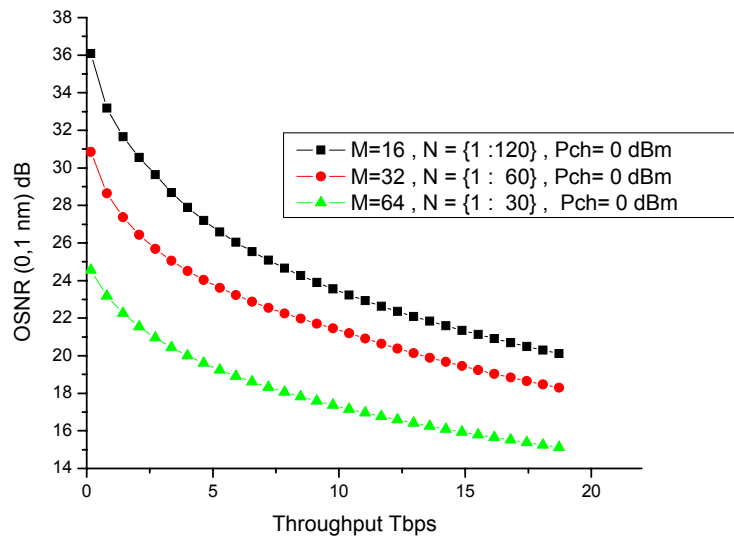
Σχ. 3.33 OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με την ίδια συνολική χωρητικότητα (12,8 Tbps)

3.3.1.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας της 3^{ης} αρχιτεκτονικής

Για να μελετήσουμε της εξάρτηση της επεκτασιμότητας ενός οπτικού μεταγωγέα από τις παραμέτρους N και M , εξομοιώνουμε την αρχιτεκτονική κρατώντας σταθερές τιμές για τη μία μεταβλητή και δίνοντας σε αυτήν που εξετάζουμε όλες τις δυνατές τιμές σε ένα συγκεκριμένο διάστημα

3.3.1.2.1 Μελέτη της επεκτασιμότητας για σταθερό M και μεταβλητό N

Στην 1^η περίπτωση, θεωρούμε το πλήθος των καναλιών ανά ίνα σταθερό και υπολογίζουμε τον σηματοθορυβικό λόγο του σήματός μας συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του μεταγωγέα , για τιμές του πλήθους ινών που μεταβάλλονται σε τέτοιο διάστημα , ώστε για τρεις διαφορετικές τιμές του M να επιτυγχάνουμε την ίδια μέγιστη χωρητικότητα . Τα αποτελέσματα που παίρνουμε φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα



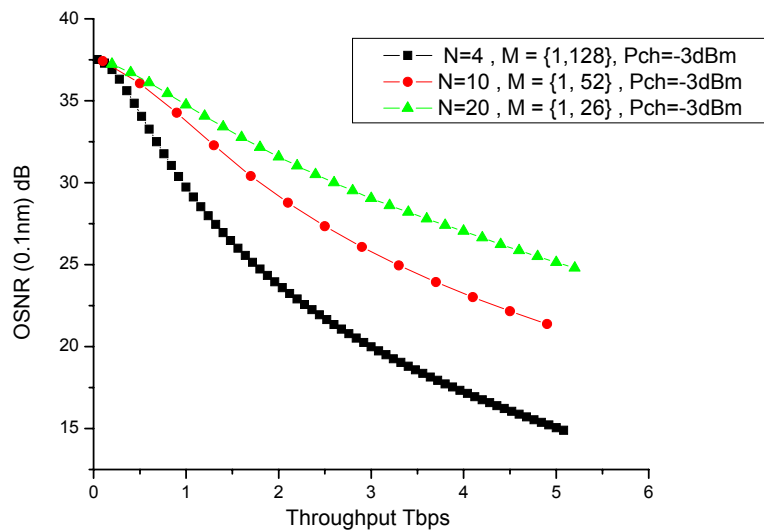
Σχ. 3.34 OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με $M=16$, $M=32$ και $M=64$ μήκη κύματος

Έτσι στην περίπτωση που θεωρούμε ότι έχουμε $M=64$ μήκη κύματος, το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα $(1, \dots, 30)$, στην περίπτωση που έχουμε $M=32$, το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα $(1, \dots, 60)$ και στην περίπτωση που $M=16$ το N θα παίρνει τιμές στο διάστημα $(1, \dots, 120)$.

Όπως παρατηρούμε από τα αποτελέσματα τις εξομοίωσης, μπορούμε να πετύχουμε για την ίδια συνολική χωρητικότητα μεγαλύτερο OSNR στην περίπτωση που έχουμε την μικρότερη τιμή για το M και την μεγαλύτερη τιμή για το N . Αυτό το γεγονός μας δείχνει ότι το πλήθος των καναλιών ανά ίνα παίζει μεγαλύτερο ρόλο στα χαρακτηριστικά του μεταγωγέα από το πλήθος των ινών που φτάνουν στον κόμβο.

3.3.1.2.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας για σταθερό N και μεταβλητό M

Στην 2^η περίπτωση, θεωρούμε ότι στον κόμβο θεωρούμε ότι στον κόμβο φτάνει ένα σταθερό πλήθος ινών και προσπαθούμε να πετύχουμε συγκεκριμένη χωρητικότητα μεταβάλλοντας τα μήκη κύματος της ίνας. Η εξομοίωση γίνεται για $N=4$, $N=10$ και $N=20$. Τα αποτελέσματα που παίρνουμε φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ. 3.35 OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με $N=4$, $N=10$ και $N=20$ ίνες

Στην περίπτωση που θεωρούμε το $N=4$, μελετούμε την συνολική χωρητικότητα με M να παίρνει τιμές από $(1, \dots, 128)$, στην περίπτωση που το $N=10$ μελετούμε την συνολική χωρητικότητα με M να παίρνει τιμές από $(1, \dots, 52)$ ενώ στην περίπτωση που $N=20$, προκειμένου να πετύχουμε ίδια μέγιστη χωρητικότητα θέλουμε το M να παίρνει τιμές στο διάστημα από $(1, \dots, 26)$. Ως μέση ισχύ ανά κανάλι τα -3 dBm.

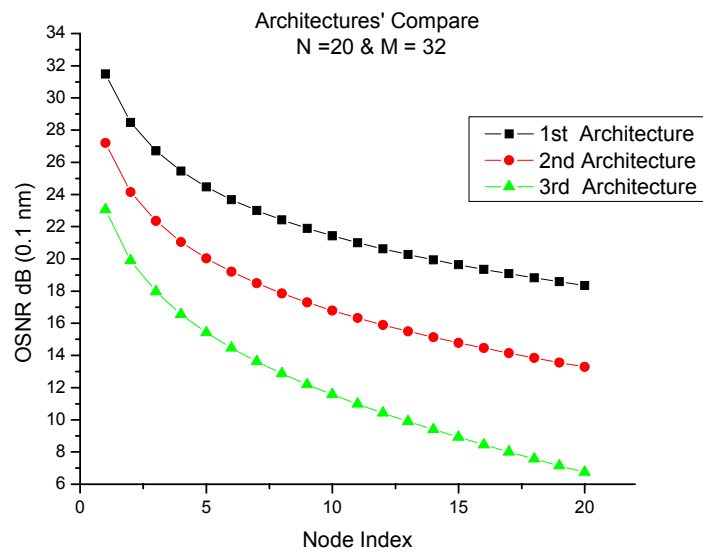
Από τα αποτελέσματα της εξομοίωσης επιβεβαιώνεται για άλλη μια φορά ότι η αρχιτεκτονική συμπεριφέρεται καλύτερα για μεγαλύτερες τιμές του πλήθους των ινών που φτάνουν στον κόμβο και για μικρότερο πλήθος καναλιών ανά ίνα.

3.4 Σύγκριση των τριών Αρχιτεκτονικών

Αφού μελετήσαμε την κάθε μια από τις 3 αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων WP τεχνολογίας χωριστά, εδώ παραθέτουμε κάποια συγκριτικά διαγράμματα ώστε να είναι ευκολότερη η σύγκριση των τριών διαφορετικών αρχιτεκτονικών.

3.4.1 Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την διαδεξιμότητα

Στο Σχ. 3.36 συγκρίνουμε τις καμπύλες της μεταβολής του OSNR συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων των τριών αρχιτεκτονικών, για ένα συγκεκριμένο σύστημα με $N=20$ ίνες και $M=32$ κανάλια.

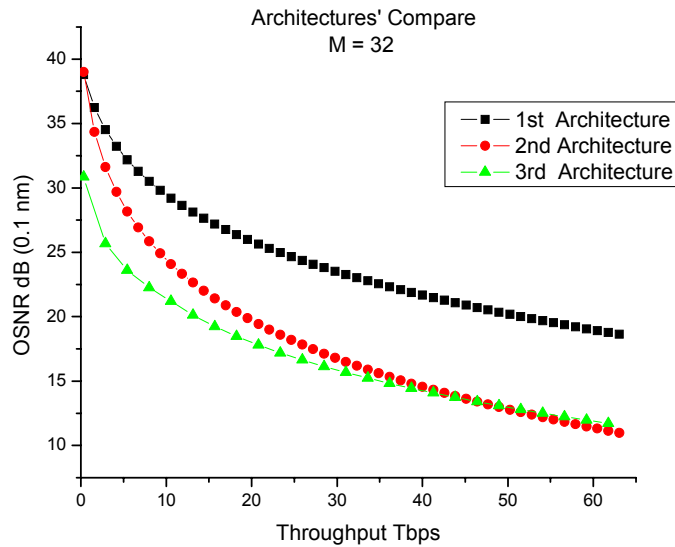


Σχ. 3.36 Σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων με βάση τη διαδεξιμότητα για σύστημα με $N=20$ ίνες και $M=32$ μήκη κύματος

Όπως παρατηρούμε από το παραπάνω διάγραμμα, η 1^η αρχιτεκτονική έχει πολύ καλύτερη διαδεξιμότητα, ενώ ακολουθεί η 2^η και τελευταία είναι η 3^η. Τα αποτελέσματα είναι ανάλογα για κάθε άλλο σύστημα (κάθε ζεύγος M και N)

3.4.2 Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την επεκτασιμότητα

Στο Σχ. 3.37 συγκρίνουμε τις καμπύλες της μεταβολής του OSNR συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας των τριών αρχιτεκτονικών, για ένα συγκεκριμένο σύστημα με $M=32$ κανάλια.



Σχ. 3.37 Σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων με βάση την επεκτασιμότητα, για σύστημα με $M=32$ μήκη κύματος

Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι, γενικά, η 1^η αρχιτεκτονική εμφανίζει καλύτερη συμπεριφορά από την 2^η και αυτή καλύτερη από την 3^η, εκτός από την περίπτωση που η συνολική χωρητικότητα είναι πολύ μικρή (μικρότερη από 1 Tbps), οπότε η 2^η αρχιτεκτονική παρουσιάζει ελαφρώς καλύτερη συμπεριφορά από την 2^η και από την περίπτωση που η συνολική χωρητικότητα είναι πολύ μεγάλη (μεγαλύτερη των 45 Tbps) οπότε η 3^η αρχιτεκτονική παρουσιάζει ελαφρώς καλύτερη συμπεριφορά από τη 2^η αρχιτεκτονική.

3.5 Αναφορές 3^{ου} κεφαλαίου

[1.] A. Stavdas, Architectures, Technology and Strategies for a Gracefully Evolving Optical Packet Switching Networks.

[2.] A.Stavdas, H. Avramopoulos, E. N. Protonotarios, J. E. Midwinter, An OXC architecture Suitable for High Density WDM Wavelength Routed Networks , Photonic Network Communications , Vol 1 (1), pp 77-88, 1999

[3.] Arthur Lowery, Olaf Lenzmann, Igor Koltchanov, Rudi Moosburger, Ronald Freund, Andre Richter, Stefan Georgi, Dirk Breuer and Harald Hamster, Multiple Signal Representation Simulations of Photonic Devices, Systems and Networks, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 6, No. 2, March/April 2000

[4.] Ioannis Roudas, Neophytos Antiniades, Dwight H. Richards, Richards E. Wagner, Jahet Lehr, Sarry F. Habiby, Thomas E. Stern, and Aly F. Elrefaie, Wavelength-Domain Simulation of Multiwavelength Optical Networks, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 6, No. 2, March/April 2000.

4 Κεφάλαιο 4^ο

Στο 4^ο αυτό κεφάλαιο μοντελοποιούμε τους αμιγώς οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος, οι οποίοι είναι πολύ σημαντικό στοιχείο στις αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων VWP τεχνολογίας.

4.1 Εισαγωγή στους αμιγώς οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος

Οι αμιγώς οπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος (all optical wavelength converters) αναμένεται να παίξουν σημαντικό ρόλο στο φυσικό επίπεδο των μελλοντικών οπτικών δικτύων. Η πιο σημαντική τους εφαρμογή αναμένεται να είναι η χρησιμοποίησή τους σε αμιγώς οπτικούς μεταγωγείς WDM δικτύων για την αποφυγή συγκρούσεων διαφορετικών μηκών κύματος, δηλαδή σε οπτικούς μεταγωγείς που υποστηρίζουν την τεχνολογία του Εικονικού Μονοπατιού Μήκους Κύματος (Virtual Wavelength Path, VWP). Όπως έχει ήδη αναφερθεί τα δίκτυα VWP τεχνολογίας χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερη χωρητικότητα και ευελιξία σε σχέση με τα αντίστοιχα WP τεχνολογίας. Επίσης, με την βοήθεια των αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος μπορούμε να επιτύχουμε αποκεντρωμένο έλεγχο του δικτύου και προστασία στην μεταγωγή.

Γενικά, οι απαιτήσεις που πρέπει να πληρούνται από έναν αμιγώς οπτικό μετατροπέα μήκους κύματος εξαρτώνται κάθε φορά από τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Ωστόσο, υπάρχουν κάποιες απαιτήσεις που είναι πολύ σημαντικές και πρέπει να πληρούνται από οποιονδήποτε μετατροπέα. Αυτές είναι οι παρακάτω

- Διαφάνεια σε οποιονδήποτε ρυθμό μετάδοσης (σε οπτικά δίκτυα τέτοιοι ρυθμοί ξεκινούν από τα 2,5 Gbps και μπορεί να φτάνουν μέχρι και τα 100Gbps)
- Αύξηση του λόγου των επιπέδων ισχύος των δύο λογικών καταστάσεων (extinction ratio)
- Υψηλός οπτικός σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο του οπτικού μετατροπέα
- Διατήρηση του σχήματος των παλμών εισόδου
- Μεγάλο εύρος ισχύων εισόδου
- Μεγάλο εύρος μηκών κύματος τόσο για το σήμα εισόδου όσο και το σήμα εξόδου
- Δυνατότητα μη μετατροπής του μήκους κύματος

- Χαμηλή ολίσθηση φάσης
- Αναισθησία στην πόλωση του σήματος εισόδου
- Απλή υλοποίηση

Μέχρι σήμερα έχουν προταθεί πολλές τεχνικές υλοποίησης μετατροπών μήκους κύματος. Αρχικά, είχαν προταθεί οι ηλεκτροπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος, στους οποίους βασικό στοιχείο ήταν ένας φωρατής οπτικής ισχύος. Η ηλεκτρική έξοδος του φωρατή διαμόρφωνε πηγή laser, η οποία εξέπεμπε στο επιθυμητό μήκος κύματος. Τα βασικά μειονεκτήματα των ηλεκτροπτικών μετατροπών μήκους κύματος είναι η μεγάλη πολυπλοκότητα στην υλοποίησή τους, η μεγάλη κατανάλωση ισχύος και η αδυναμία τους να υποστηρίξουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Για τους λόγους αυτούς ήταν επιτακτική η ανάγκη υλοποίησης αμιγώς οπτικών μετατροπών μήκους κύματος.

Από τις προτεινόμενες τεχνικές υλοποίησης των αμιγώς οπτικών μετατροπών μήκους κύματος οι πιο δημοφιλείς, και ταυτόχρονα επαρκείς, είναι αυτές που χρησιμοποιούν ενισχυτή ημιαγωγού και εκμεταλλεύονται την ετεροδιαμόρφωση του κέρδους του (XGM) και αυτές που χρησιμοποιούν ενισχυτές ημιαγωγού σε συμβολομετρικές διατάξεις και εκμεταλλεύονται το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης της φάσης (XPM) ([2],[7]). Ακολουθεί η γενική παρουσίαση κάθε μεθόδου.

4.1.1 Μετατροπή μήκους κύματος βασιζόμενη στην ετεροδιαμόρφωση κέρδους ενισχυτή ημιαγωγού

Η κατηγορία αυτή αμιγώς οπτικών μετατροπών μήκους κύματος είναι ίσως η περισσότερο διαδεδομένη και μελετημένη τεχνική. Ο λόγος είναι η απλότητα που χαρακτηρίζει τον μετατροπέα που βασίζεται σε αυτήν την τεχνική. Η μορφή που έχει ένας τέτοιος μετατροπέας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

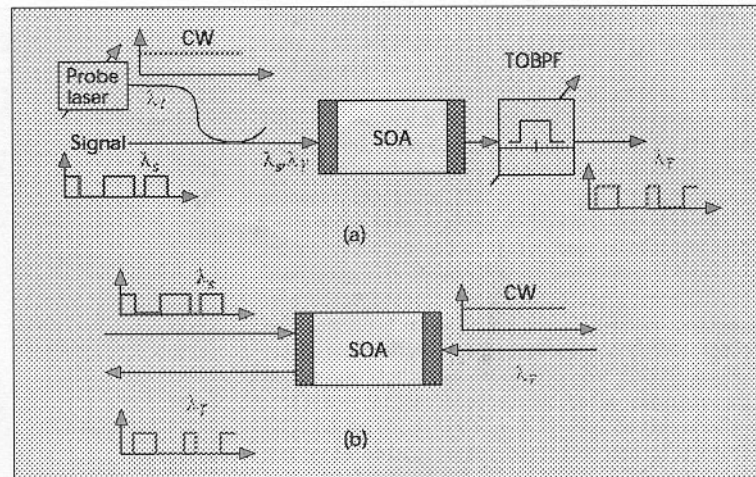


Figure 1. Wavelength conversion using XGM in SOAs: a) co-propagation; b) counter-propagation configurations.

Σχ. 4.1 Τρόπος λειτουργίας οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος βασισμένων στο XGM

Στην τεχνική αυτή ο ενισχυτής ημιαγωγού ουσιαστικά λειτουργεί ως μια οπτική πύλη. Το σήμα πληροφορίας (με μήκος κύματος λ_s) διαμορφώνει το κέρδος του ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα, για οπτική ισχύ του σήματος πληροφορίας που αντιστοιχεί στο λογικό '1' το κέρδος του ενισχυτή κορένεται λόγω ισχυρής απορρόφησης φορέων. Έτσι, το συνεχές, αδιαμόρφωτο σήμα (σε μήκος κύματος λ_t) δεν ενισχύεται. Αντίθετα, για οπτική ισχύ του σήματος πληροφορίας που αντιστοιχεί στο λογικό '0' το κέρδος του ενισχυτή είναι υψηλό με αποτέλεσμα το χρονικό αυτό διάστημα το μέχρι τότε αδιαμόρφωτο σήμα μήκους κύματος λ_t να ενισχύεται σημαντικά. Τελικά το σήμα στο μήκος κύματος λ_t διαμορφώνεται και μάλιστα έτσι ώστε να ταυτίζεται με το αντίστροφο (inverse) του αρχικό σήματος εισόδου. Επομένως, ως είσοδο στον μετατροπέα έχουμε μια αλληλουχία bits στο φέρον λ_s και στην έξοδο του μετατροπέα έχουμε την αντεστραμμένη ακολουθία bits, στο φέρον λ_t .

Το βασικό μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι οι ισχυροί περιορισμοί που έχουμε στους ρυθμούς μετάδοσης που μπορούν να εξυπηρετηθούν. Λόγω του τρόπου λειτουργίας του μετατροπέα, ο ρυθμός πληροφορίας που μπορεί να υποστηριχθεί εξαρτάται από τα μεταβατικά χαρακτηριστικά των φορέων του ενισχυτή ημιαγωγού. Τυπικές τιμές του χρόνου ζωής των φορέων στη διεγερμένη κατάσταση για έναν τυπικό ενισχυτή είναι της τάξης των 200 ps, οπότε εύκολα προκύπτει ότι οι μέγιστοι ρυθμοί που μπορούν να εξυπηρετηθούν είναι της τάξης των 5 Gbps. Περαιτέρω έρευνα στο συγκεκριμένο πρόβλημα έχει δείξει ότι οι υποστηριζόμενοι ρυθμοί μπορούν να αυξηθούν σημαντικά με την αύξηση της ισχύος τροφοδοσίας του ενισχυτή (pumping) καθώς και του μήκους της ενεργούς περιοχής του ενισχυτή. Ωστόσο τέτοιοι μέθοδοι

βελτίωσης του μετατροπέα συντελούν στην αύξηση κατανάλωσης ισχύος και στον περιορισμό του εύρους ζώνης μηκών κύματος που υποστηρίζει ο μετατροπέας, θέτοντας έτσι σοβαρούς περιορισμούς στην σχέση του λ_s και του λ_t (έχει αποδειχθεί ότι μεγαλώνοντας το μήκος του ενισχυτή από τα 450 στα 1250 nm) αυξάνουμε το εύρος των υποστηριζόμενων ρυθμών από τα 15 στα 20 Gbps ενώ ταυτόχρονα μειώνουμε το εύρος των υποστηριζόμενων μηκών κύματος από τα 50 στα 30 nm ([1]-[2]).

Άλλα μειονεκτήματα της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η εξάρτηση της μετατροπής από τις πτώσεις των δύο σημάτων (αφού η λειτουργία του ενισχυτή ημιαγωγού εξαρτάται από την πόλωση των οπτικών σημάτων), η μείωση του σηματοθορυβικού λόγου του σήματος εξόδου σε σχέση με το σήμα εισόδου και η μείωση του λόγου της οπτικής ισχύος που αντιστοιχεί στο λογικό '1' προς την ισχύ που αντιστοιχεί στο λογικό '0' (extinction ratio) η οποία είναι πολύ μεγάλη στην περίπτωση που μετατρέπουμε το φέρον από ένα μικρό μήκος κύματος σε ένα μεγαλύτερο.

4.1.2 Μετατροπή μήκους κύματος βασιζόμενη στην ετεροδιαμόρφωση φάσης

Προκειμένου να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματα των αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος που βασίζονται στην τεχνική της ετεροδιαμόρφωσης του κέρδους ενισχυτή ημιαγωγού, έχουν προταθεί οι μετατροπείς που βασίζονται στην ετεροδιαμόρφωση της φάσης XPM σε έναν ενισχυτή ημιαγωγού. Η τεχνική αυτή βασίζεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης της ενεργής περιοχής του ενισχυτή από την πυκνότητα των φορέων. Επομένως ένας οπτικός παλμός στην είσοδο ενός ενισχυτή ημιαγωγού διαμορφώνει τον δείκτη διάθλασης του μέσου και επομένως και τη φάση σε κάποιο δεύτερο σήμα που ταξιδεύει μέσα στο ενεργό μέσο. Η διαμόρφωση αυτή της φάσης μπορεί να μετατραπεί σε διαμόρφωση πλάτους με τη βοήθεια συμβολομετρικών διατάξεων, στις οποίες θα συμβάλουν το σήμα με τη διαμορφωμένη φάση και το αρχικό του πρότυπο με αδιαμόρφωτη φάση.

Χαρακτηριστικές συμβολομετρικές διατάξεις που υλοποιούν αμιγώς οπτική μετατροπή μήκους κύματος είναι αυτές που φαίνονται στο παρακάτω σχήμα. Σε αυτές χρησιμοποιούνται ενισχυτές

ημιαγωγού προκειμένου να διαμορφώσουμε την φάση οπτικού σήματος σύμφωνα με την ισχύ κάποιου άλλου.

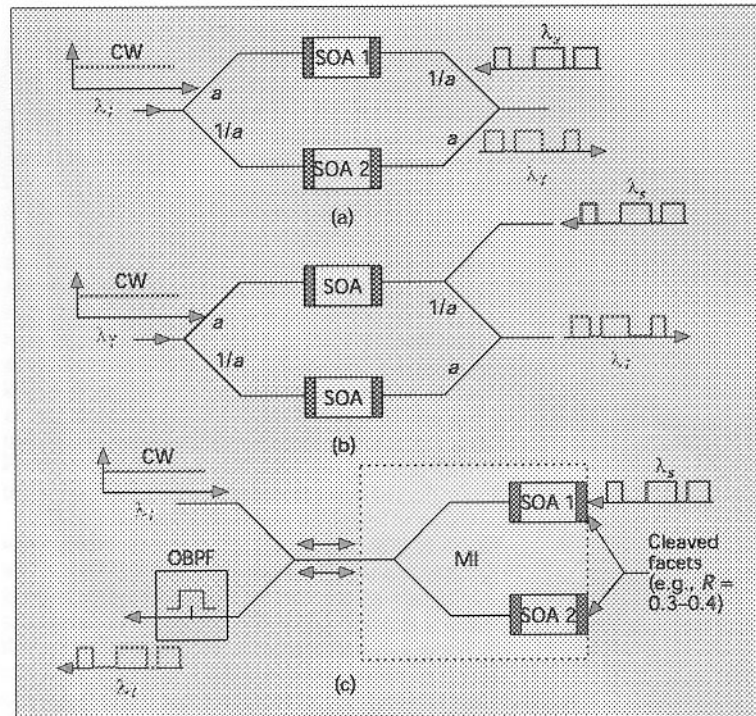


Figure 2. Interferometric wavelength converters employing: a) an asymmetric Mach-Zehnder arrangement; b) a symmetric Mach-Zehnder with asymmetric coupling; c) a Michelson interferometer.

Σχ. 4.2 Συμβολομετρικές διατάξεις που υλοποιούν οπτική μετατροπή μήκους κύματος, εκμεταλλεζόμενοι το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης.

Στο παραπάνω σχήμα, οι πρώτες δυο διατάξεις είναι συμβολόμετρα Mach-Zehnder (μη συμμετρικής και συμμετρικής, αντίστοιχα, διάταξης) και η τρίτη είναι συμβολόμετρο Michelson.

Θα προχωρήσουμε στην ποιοτική ανάλυση της λειτουργίας μιας από αυτές τις διατάξεις (του συμμετρικού συμβολόμετρου Mach-Zehnder) για να αντιληφθούμε πως γίνεται η μετατροπή μήκους κύματος σε τέτοιες διατάξεις.

Το διαμορφωμένο από την πληροφορία μας σήμα είναι αυτό μήκους κύματος λ_s . Λόγω της δομής του συμβολομέτρου, το σήμα αυτό φτάνει μόνο στον SOA του άνω βραχίονα του συμβολομέτρου, του οποίου και διαμορφώνει τον δείκτη διάθλασης απορροφώντας φορείς από την ενεργό του περιοχή. Το αδιαμόρφωτο σήμα (CW) μήκους κύματος λ_i , πάλι λόγω της δομής του συμβολομέτρου φτάνει στους ενισχυτές και των δύο βραχιόνων (όμοιοι ενισχυτές) οι οποίοι ωστόσο παρουσιάζουν διαφορετικό δείκτη διάθλασης, λόγω της διαμόρφωσης του ενός από την

ισχύ του διαμορφωμένου σήματος. Έτσι η ισχύς του μήκους κύματος λ_i που περνάει από τον SOA του άνω βραχίονα διαμορφώνεται κατά φάση ανάλογα με το σήμα εισόδου, ενώ το ποσοστό της ισχύος που περνάει από τον κάτω βραχίονα δεν υπόκειται σε καμία διαμόρφωση. Η συμβολή των δύο αυτών συνιστωσών της ισχύος στο μήκος κύματος λ_i στην έξοδο του συμβολομέτρου θα μας δώσει ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος οπτικό σήμα, σε μήκος κύματος λ_i , του οποίου η διαμόρφωση είναι όμοια με του αρχικού σήματος εισόδου.

Σε γενικές γραμμές, οι μετατροπείς μήκους κύματος που βασίζονται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερη αποτελεσματικότητα σε σχέση με αυτούς που βασίζονται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης του κέρδους ενισχυτή.

Η πειραματική μελέτη τέτοιων αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος έχει δείξει ότι παρουσιάζουν σοβαρά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις υπόλοιπες τεχνικές αφού μπορούν να δώσουν στην έξοδο τους τόσο το ακριβές αντίσγραφο του εισερχομένου σήματος όσο και την αντεστραμμένη μορφή του, δεν παρουσιάζουν εξάρτηση ούτε από την πόλωση ούτε και από το μήκος κύματος των δύο σημάτων που εισέρχονται στο συμβολόμετρο, δημιουργούν μικρό τρύλισμα (chirping), παρουσιάζουν αναγεννητικές ικανότητες και μεγάλο λόγο ισχύος μεταξύ των λογικών '1' και '0'. Ωστόσο παρουσιάζουν και μειονεκτήματα αφού επιτρέπουν την μετατροπή μήκους κύματος σε σήματα που είναι διαμορφωμένα μόνο κατά πλάτος [2]

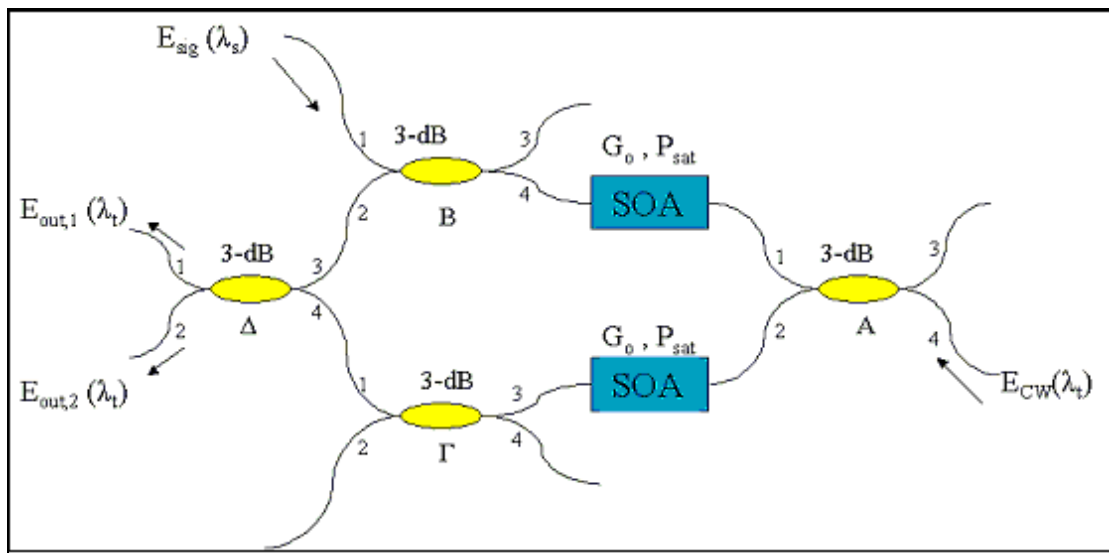
4.2 Αναλυτικό μοντέλο λειτουργίας αμιγώς οπτικού μετατροπέα βασισμένου στην ετεροδιαμόρφωση φάσης

Από την παραπάνω παρουσίαση των επικρατέστερων τεχνολογιών οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος, προκύπτει ότι αυτή που βασίζεται σε συμβολομετρικές διατάξεις και εκμεταλλεύεται το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης είναι ίσως η καταλληλότερη για εφαρμογές σαν την δικές μας, στις οποίες χρειαζόμαστε τον WC για να μετατρέψουμε το φέρον μήκος κύματος ενός κατά πλάτος διαμορφωμένου οπτικού σήματος, στα πλαίσια ενός οπτικού μεταγωγέα, δίδοντας ιδιαίτερη σημασία κυρίως στα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του σήματος μας.

Επομένως προχωράμε στην περαιτέρω ανάλυση τέτοιων αμιγώς οπτικών μετατροπέων, με σκοπό να καταλήξουμε σε ένα μοντέλο το οποίο θα συσχετίζει το σήμα εισόδου του μετατροπέα

με το σήμα εξόδου καθώς και τα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά τους. Η ανάπτυξη ενός τέτοιου μοντέλου θα μας επιτρέψει να εξομοιώσουμε και να μελετήσουμε τη συμπεριφορά τέτοιων οπτικών μεταγωγέων στα πλαίσια οπτικών μεταγωγέων που χρησιμοποιούνται σε δίκτυα VWP τεχνολογίας.

Αν και στην πραγματικότητα τέτοιοι μετατροπέες αναπτύσσονται μονολιθικά πάνω σε κατάλληλο υλικό, εμείς υλοποιούμε τον μετατροπέα με διακριτά στοιχεία (ενισχυτές ημιαγωγού και συζεύκτες) προκειμένου να διευκολυνθούμε στην μοντελοποίησή μας. Έτσι, το κυκλωματικό ισοδύναμο ενός τέτοιου μετατροπέα είναι αυτό που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Σχ. 4.3 Κυκλωματικό ισοδύναμο αμιγώς οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος που βασίζεται στην τεχνική της ετεροδιαμόρφωσης της φάσης

Το σήμα εισόδου μας, σήμα πληροφορίας, μήκους κύματος λ_s εισέρχεται στον μετατροπέα από την είσοδο 1 του συζεύκτη B. Μάλιστα το H/M πεδίο του σήματος αυτού είναι

$$E_{sig} = \sqrt{P_{sig}} e^{j0} \quad (4.1)$$

όπου P_{sig} η διαμορφωμένη κατά πλάτος ισχύ του σήματος εισόδου

Στην θύρα 4 του συζεύκτη B, σύμφωνα με την ανάλυση του 2⁰⁰ κεφαλαίου, το σήμα θα έχει μετατραπεί στο

$$E_{sig,B4} = \sqrt{(1-a)} \sqrt{P_{sig}} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (4.2)$$

Επομένως, η ισχύς του σήματος εισόδου που εισέρχεται στον SOA του πάνω βραχίονα είναι

$$P_{sig,SOA} = |E_{sig,B4}|^2 = E_{sig,B4} \times E_{sig,B4}^* = (1-a)P_{sig} \quad (4.3)$$

Αντίστοιχη ισχύ στον SOA του κάτω βραχίονα του συμβολόμετρου δεν υπάρχει αφού λόγω της δομής του το σήμα εισόδου δεν φτάνει σε αυτόν.

Το αδιαμόρφωτο σήμα (CW) με μήκος κύματος λ_t (είναι αυτό πάνω στο οποίο θέλουμε να μεταφέρουμε την πληροφορία του σήματος εισόδου) εισέρχεται στον μετατροπέα μας από τη θύρα 4 του συζεύκτη A. Το Η/Μ πεδίο του σήματος αυτού είναι

$$E_{CW} = \sqrt{P_{CW}} e^{j0} \quad (4.4)$$

όπου P_{CW} είναι η αδιαμόρφωτη ισχύς του σήματος.

Το αντίστοιχο πεδίο στις θύρες 1 και 2 του συζεύκτη A είναι

$$E_{CW,A1} = \sqrt{1-a} \sqrt{P_{CW}} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (4.5)$$

και

$$E_{CW,A2} = \sqrt{a} \sqrt{P_{CW}} e^{j0} \quad (4.6)$$

Όμως το πεδίο της θύρας 1 είναι αυτό που εισέρχεται στον SOA του πάνω βραχίονα του συμβολόμετρου και αυτό της θύρας 2 είναι αυτό που εισέρχεται στον SOA του κάτω βραχίονα. Αρά η ισχύς που εισέρχεται στον κάθε SOA λόγω του αδιαμόρφωτου σήματος είναι

$$P_{CW,SOA\alpha\nu\omega} = |E_{CW,A1}|^2 = E_{CW,A1} \times E_{CW,A1}^* = (1-a)P_{CW} \quad (4.7)$$

και

$$P_{CW,SOA\kappa\alpha\tau\omega} = |E_{CW,A2}|^2 = E_{CW,A2} \times E_{CW,A2}^* = aP_{CW} \quad (4.8)$$

Τελικά, η συνολική ισχύς που εισέρχεται στους δύο ενισχυτές του συμβολόμετρου είναι

$$P_{total,SOA\alpha\nu\omega} = P_{CW,SOA\alpha\nu\omega} + P_{sig,SOA} = (1-a)P_{CW} + (1-a)P_{sig} = (1-a)(P_{CW} + P_{sig}) \quad (4.9)$$

και

$$P_{total,SOA\kappa\alpha\tau\omega} = P_{CW,SOA\kappa\alpha\tau\omega} = aP_{CW} \quad (4.10)$$

Όπως αποδεικνύεται από τις παραπάνω σχέσεις στον κάθε ενισχυτή εισέρχεται διαφορετική ποσότητα ισχύος , οπότε αναμένουμε να αποδώσει και διαφορετικό κέρδος και φάση στο σήματα που εισέρχονται από αυτόν . Έστω ότι ο ενισχυτή του πάνω βραχίονα δίδει κέρδος ισχύος $G_{SOA,άνω}$ και εισάγει φάση $\phi_{άνω}$ στα σήματα που εισέρχονται σε αυτόν και αντίστοιχα ο ενισχυτή του κάτω βραχίονα δίδει κέρδος $G_{SOA,κάτω}$ και εισάγει φάση $\phi_{κάτω}$. Οι τιμές αυτές θα προσδιοριστούν αργότερα με βάση το μοντέλο που έχουμε αναπτύξει σε προηγούμενο κεφάλαιο για τον ενισχυτή ημιαγωγού.

Με βάση τα παραπάνω, μπορούμε να υποθέσουμε ότι οι συνιστώσες του συνεχούς-αδιαμόρφωτου σήματος που είχαν εισέλθει στους ενισχυτές θα εξέλθουν έχοντας υποστεί κάποια διαμόρφωση, τόσο στο πλάτος τους όσο και στη φάση τους (ετεροδιαμόρφωση φάσης). Έτσι το πεδίο εξέρχεται από τον ενισχυτή του άνω βραχίονα του συμβολομέτρου και εισέρχεται στη θύρα 4 του συζεύκτη B είναι

$$E_{CW,B4} = \sqrt{G_{SOA,άνω}} e^{j\phi_{άνω}} E_{CW,A1} \quad (4.11)$$

και

$$E_{CW,\Gamma3} = \sqrt{G_{SOA,κάτω}} e^{j\phi_{κάτω}} E_{CW,A2} \quad (4.12)$$

Τα αντίστοιχα πεδία που εξέρχονται από τις θύρες B2 και Γ1 και εισέρχονται στις θύρες 3 και 4 του συζεύκτη Δ , αντίστοιχα, είναι

$$E_{CW,\Delta3} = \sqrt{a} E_{CW,B4} \quad (4.13)$$

και

$$E_{CW,\Delta4} = \sqrt{a} E_{CW,\Gamma3} \quad (4.14)$$

Ως εξόδους στον μετατροπέα θεωρούμε τις θύρες 1 και 2 του συζεύκτη Δ. Τελικά τα πεδία που παίρνουμε στις δύο αυτές εξόδους είναι

$$E_{out1} = \sqrt{a} E_{CW,\Delta3} + \sqrt{1-a} e^{j\frac{\pi}{2}} E_{CW,\Delta4} \quad (4.15)$$

και

$$E_{out2} = \sqrt{1-a}e^{j\frac{\pi}{2}}E_{CW,\Delta3} + \sqrt{a}E_{CW,\Delta4} \quad (4.16)$$

ή αναλυτικότερα, αντικαθιστώντας αναδρομικά όλες τις προηγούμενες σχέσεις

$$\begin{aligned} E_{out1} &= \sqrt{a}\sqrt{a}\sqrt{1-a}\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega}}\sqrt{P_{CW}}e^{j(\frac{\pi}{2}+\phi_{\acute{\alpha}v\omega})} + \sqrt{1-a}\sqrt{a}\sqrt{a}\sqrt{G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}}\sqrt{P_{CW}}e^{j(\frac{\pi}{2}+\phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega})} \Rightarrow \\ E_{out1} &= \alpha\sqrt{1-a}\sqrt{P_{CW}}\{\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega}}e^{j(\frac{\pi}{2}+\phi_{\acute{\alpha}v\omega})} + \sqrt{G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}}e^{j(\frac{\pi}{2}+\phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega})}\} \end{aligned} \quad (4.17)$$

και

$$\begin{aligned} E_{out2} &= \sqrt{a}\sqrt{1-a}\sqrt{1-a}\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega}}\sqrt{P_{CW}}e^{j(\phi_{\acute{\alpha}v\omega}+\pi)} + \sqrt{a}\sqrt{a}\sqrt{a}\sqrt{G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}}\sqrt{P_{CW}}e^{j\phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}} \Rightarrow \\ E_{out2} &= \sqrt{a}\sqrt{P_{CW}}\{(1-\alpha)\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega}}e^{j(\phi_{\acute{\alpha}v\omega}+\pi)} + \alpha\sqrt{G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}}e^{j(\phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega})}\} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Έχοντας υπολογίσει το Η/Μ πεδίο στην έξοδο του μετατροπέα μπορούμε να υπολογίσουμε και την ισχύ του. Πιο συγκεκριμένα θα είναι

$$\begin{aligned} P_{out1} &= |E_{out1}|^2 = E_{out1} \times E_{out1}^* = \\ &= \alpha^2(1-a)P_{CW}\{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega} + G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega} + 2\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega}G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}}\cos(\phi_{\acute{\alpha}v\omega} - \phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega})\} \end{aligned} \quad (4.19)$$

και

$$\begin{aligned} P_{out2} &= |E_{out2}|^2 = E_{out2} \times E_{out2}^* = \\ &= \alpha P_{CW}\{(1-\alpha)^2G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega} + \alpha^2G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega} + 2\alpha(1-\alpha)\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}v\omega}G_{SOA,\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}}\cos(\phi_{\acute{\alpha}v\omega} - \phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega} + \pi)\} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Έχοντας καταλήξει στις σχέσεις (4.19) και (4.20), για να ολοκληρώσουμε την μοντελοποίηση του WC θα πρέπει να προσδιορίσουμε τις ποσότητες $G_{SOA, \acute{\alpha}\nu\omega}$, $\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega}$, $G_{SOA, \kappa\acute{\alpha}\tau\omega}$ και $\phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}$ οι οποίες σχετίζονται με την λειτουργία των ενισχυτών ημιαγωγού του μετατροπέα.

Για τον προσδιορισμό αυτών των ποσοτήτων θα χρησιμοποιήσουμε το απλό μοντέλο που περιγράφει την ενίσχυση παλμών από ενισχυτή ημιαγωγού, το οποίο παρουσιάστηκε στην αντίστοιχη παράγραφο προηγούμενου κεφαλαίου. Αναφέρουμε τις σχέσεις του μοντέλου που περιγράφουν την χωρική εξέλιξη της ισχύος και την φάσης του σήματος μέσα στον ενισχυτή ημιαγωγού

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_o P}{1 + \frac{P}{P_{sat}}} \quad (4.21)$$

και

$$\frac{d\phi}{dz} = -\frac{\alpha_2 g}{2} \quad (4.22)$$

Με βάση τις σχέσεις (4.21) και (4.22) το συνολικό κέρδος του ενισχυτή και η φάση που προσθέτει στο σήμα εισόδου του βρίσκεται

$$G = \frac{P_{sat} \text{ProductLog} \left[\frac{G_o P_{in} e^{\frac{P_{in}}{P_{sat}}}}{P_{sat}} \right]}{P_{in}} \quad (4.23)$$

και

$$\phi = -\frac{\alpha_2}{2} \ln(G) \quad (4.24)$$

Με βάση τις (4.23), (4.24) και την παραπάνω ανάλυση οι ζητούμενες ποσότητες $G_{SOA, \acute{\alpha}\nu\omega}$, $\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega}$, $G_{SOA, \kappa\acute{\alpha}\tau\omega}$ και $\phi_{\kappa\acute{\alpha}\tau\omega}$ θα παίρνουν τις παρακάτω τιμές

$$G_{SOA, \acute{\alpha}\nu\omega} = \frac{P_{sat} \text{ProductLog} \left[\frac{G_o \{(1-a)(P_{CW} + P_{sig})\} e^{\frac{\{(1-a)(P_{CW} + P_{sig})\}}{P_{sat}}}}{P_{sat}} \right]}{\{(1-a)(P_{CW} + P_{sig})\}} \quad (4.25)$$

$$\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} = -\frac{\alpha_2}{2} \ln(G_{SOA,\acute{\alpha}\nu\omega}) \quad (4.26)$$

$$G_{SOA,\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} = \frac{P_{sat} \text{ProductLog} \left[\frac{G_o \{aP_{CW}\} e^{\frac{\{aP_{CW}\}}{P_{sat}}}}{P_{sat}} \right]}{aP_{CW}} \quad (4.27)$$

$$\phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} = -\frac{\alpha_2}{2} \ln(G_{SOA,\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega}) \quad (4.28)$$

Οι εξισώσεις (4.25)-(4.28) μαζί με τις (4.19)-(4.20) που περιγράφουν την εξερχόμενη από τον μετατροπέα ισχύ συναρτήση με τις ισχύς εισόδου σε αυτόν και αποτελούν ένα κλειστό σύστημα εξισώσεων, οι οποίες περιγράφουν με επαρκή τρόπο την λειτουργία του αμιγώς οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος που βασίζεται σε συμβολομετρικές διατάξεις οι οποίες εκμεταλλεύονται το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης της φάσης (XPM) μέσα σε ενισχυτή ημιαγωγού.

4.3 Μελέτη μοντέλου

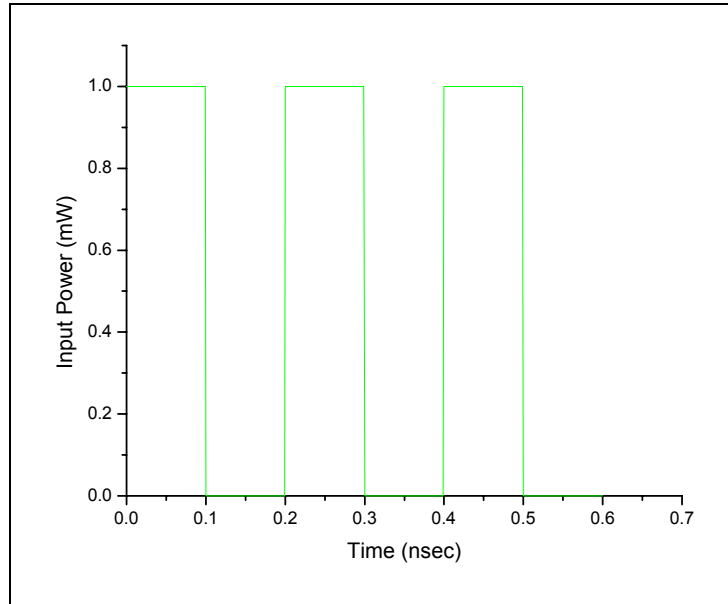
Στην περίπτωση που θεωρήσουμε ότι οι συζεύκτες του μοντέλου είναι όλοι 3-dB ($a = 0.5$), τότε οι σχέσεις που περιγράφουν την ισχύς στις 2 εξόδους του μετατροπέα είναι

$$P_{out1} = \frac{1}{8} P_{CW} \{G_{SOA,\acute{\alpha}\nu\omega} + G_{SOA,\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + 2\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}\nu\omega} G_{SOA,\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega}} \cos(\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega})\} \quad (4.29)$$

και

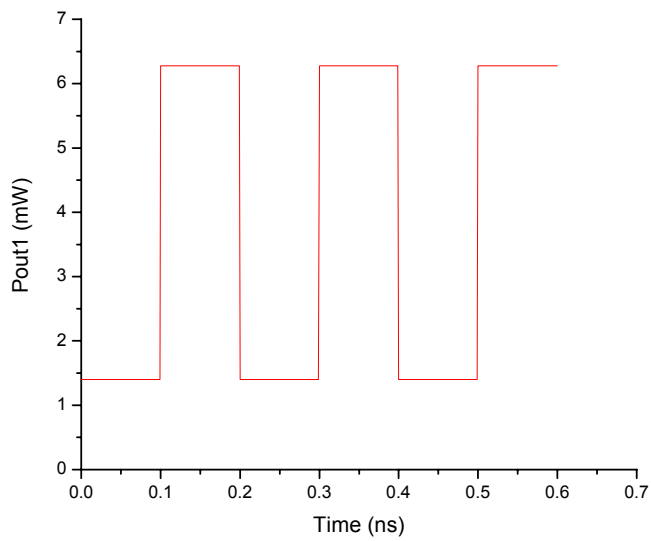
$$P_{out2} = \frac{1}{8} P_{CW} \{G_{SOA,\acute{\alpha}\nu\omega} + G_{SOA,\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + 2\sqrt{G_{SOA,\acute{\alpha}\nu\omega} G_{SOA,\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega}} \cos(\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + \pi)\} \quad (4.30)$$

Όπως παρατηρούμε η ισχύς εξόδου διαφοροποιείται στις δύο θύρες εξόδου κατά τον παράγοντα φάσης π . Το γεγονός αυτό υποδηλώνει ότι τα δύο σήματα εξόδου θα είναι μεταξύ του αντίστροφα. Παρακάτω, θεωρούμε ότι στον WC εισέρχεται μια διαμορφωμένη κατά πλάτος παλμοσειρά ισχύος, όπως αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

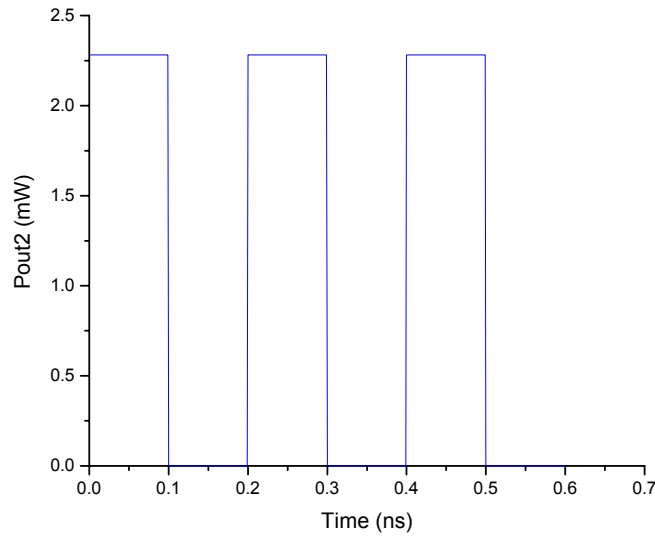


Σχ. 4.4 Παλμοσειρά εισόδου στον μετατροπέα

Στην περίπτωση που έχουμε μια τέτοια ισχύ εισόδου, οι παλμοσειρές ισχύος στις δύο εξόδους του μετατροπέα θα είναι οι παρακάτω



Σχ. 4.5 Παλμοσειρά εξόδου του μετατροπέα από την έξοδο 1



Σχ. 4.6 Παλμοσειρά εξόδου του μετατροπέα από την έξοδο 2

Βέβαια, οι τελευταίες δύο παλμοσειρές ισχύος εξόδου θα έχουν διαφορετικό φέρον μήκος κύματος σε σχέση με την αρχική παλμοσειρά εισόδου, γεγονός που ωστόσο δεν μπορεί να προβλέψει το στατικό μας μοντέλο αφού δεν μπορεί να αντιληφθεί συχνότητες της τάξης των THz.

Το πρώτο συμπέρασμα που μπορούμε να βγάλουμε από τα παραπάνω σχήματα είναι ότι η έξοδος 1 του μετατροπέα είναι η αναστρέφουσα έξοδος και η έξοδος 2 η μη αναστρέφουσα. Επειδή στις κοινές εφαρμογές του μετατροπέα ενδιαφερόμαστε για την μη αναστρέφουσα έξοδο, από εδώ και στο εξής θα θεωρούμε ως έξοδο του μετατροπέα την έξοδο 2, δηλαδή τη μη αναστρέφουσα έξοδο. Άρα

$$P_{out} = \frac{1}{8} P_{CW} \{G_{SOA, \acute{\alpha}\nu\omega} + G_{SOA, \acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + 2\sqrt{G_{SOA, \acute{\alpha}\nu\omega} G_{SOA, \acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega}} \cos(\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + \pi)\} \quad (4.31)$$

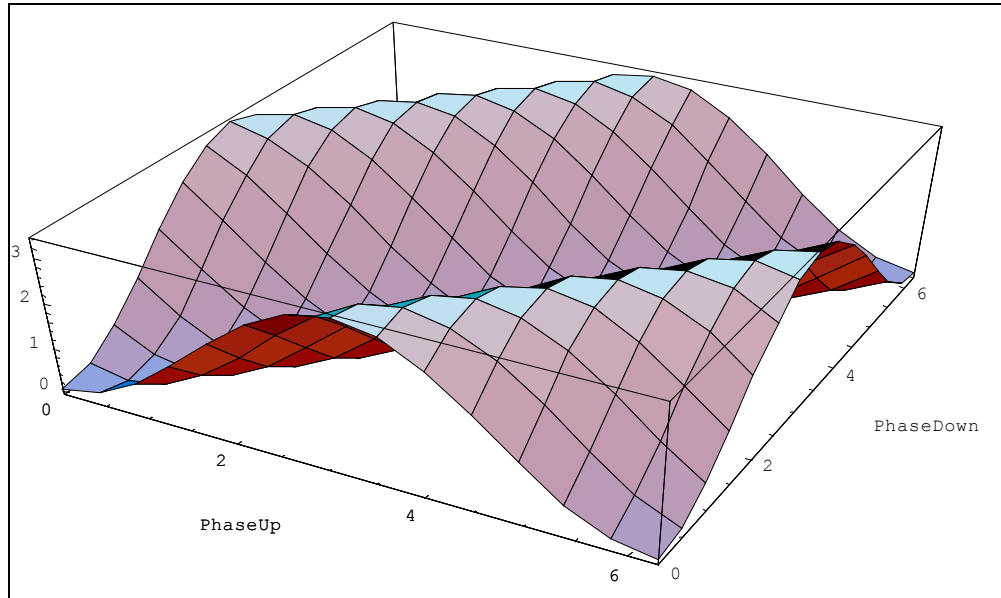
Από την (4.31) παρατηρούμε ότι η ισχύς εξόδου του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος εξαρτάται και από έναν συνημιτονικό παράγοντα ο οποίος με τη σειρά του εξαρτάται από τις διαφορετικές φάσεις που εισάγονται από τον SOA του άνω και του κάτω βραχίονα. Μάλιστα, η ισχύς εξόδου μεγιστοποιείται όταν

$$\cos(\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + \pi) = 1 \Rightarrow \phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} = (2k+1)\pi \quad (4.32)$$

και ελαχιστοποιείται όταν

$$\cos(\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} + \pi) = -1 \Rightarrow \phi_{\acute{\alpha}\nu\omega} - \phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega} = 2k\pi \quad (4.33)$$

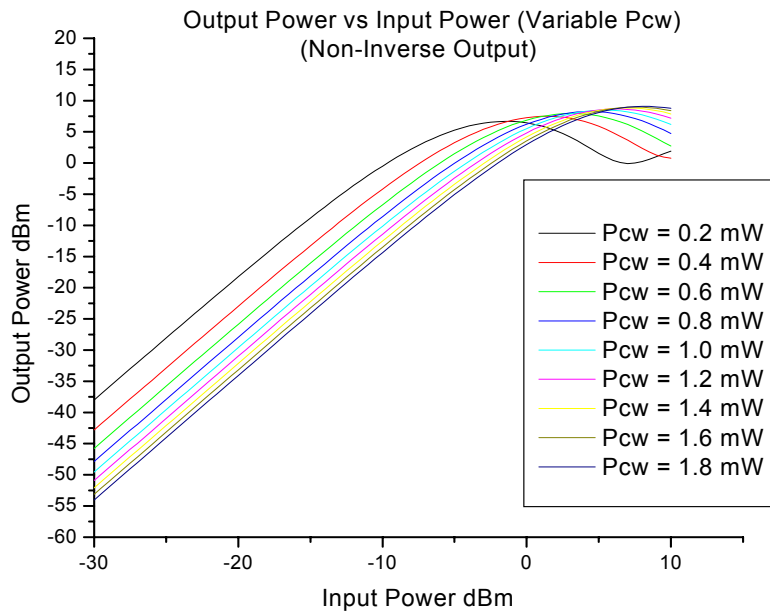
Τα παραπάνω φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα όπου φαίνονται οι τιμές που παίρνει το Συνημίτινο όταν τα $\phi_{\acute{\alpha}\nu\omega}$ και $\phi_{\acute{\kappa}\acute{\alpha}\tau\omega}$ μεταβάλλονται στο διάστημα $[0, 2\pi]$ ($k=0$).



Σχ. 4.7 Εξάρτηση του πλάτους του σήματος εξόδου από τις τιμές των φάσεων που εισάγουν οι ενισχυτές του άνω και κάτω βραχίονα του συμβολομέτρου

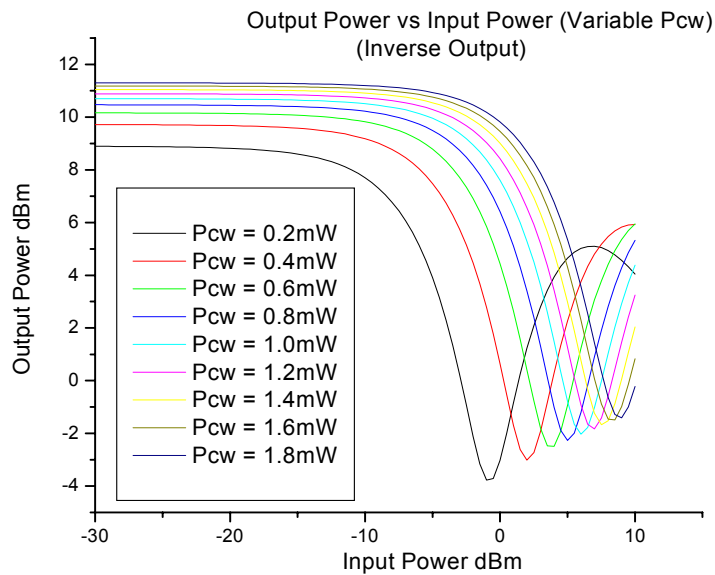
Η αναγωγή των σχέσεων (4.32)-(4.33) μεταξύ των φάσεων παραπέμπει σε εξάρτηση της ισχύος εξόδου από την ισχύ εισόδου του σήματος στον μετατροπέα και την ισχύ του αδιαμόρφωτου φέροντος στο νέο μήκος κύματος. Η εξάρτηση αυτή είναι αρκετά ισχυρή αφού για κάποιες τιμές των παραπάνω μεγεθών αναιρείται η σχέση αναλογίας μεταξύ ισχύος εξόδου και ισχύος του CW που υποδηλώνεται από την σχέση της ισχύος εξόδου.

Τα παραπάνω αποδεικνύονται από το παρακάτω γράφημα στο οποίο φαίνεται η ισχύς εξόδου του μετατροπέα συναρτήσει της ισχύος εισόδου, για διάφορες τιμές της ισχύος CW.



Σχ. 4.8 Ισχύς μη αναστρέφουσας εξόδου οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος συναρτήσεως της ισχύος του σήματος εισόδου, για διάφορες τιμές της ισχύος του αδιαμόρφωτου σήματος.

Για λόγους πληρότητας της εργασίας παραθέτουμε παρακάτω αντίστοιχο διάγραμμα που αφορά την ισχύ της αναστρέφουσας εξόδου του μετατροπέα.



Σχ. 4.9 Ισχύς αναστρέφουσας εξόδου οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος συναρτήσεως της ισχύος του σήματος εισόδου, για διάφορες τιμές της ισχύος του αδιαμόρφωτου σήματος.

4.3.1.1.1 Παρατήρηση

Οι παραπάνω καμπύλες ισχύουν για συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων των ενισχυτών, που επεισέρονται στο μοντέλο. Οι τιμές αυτές φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

$G_{o,SOA,άνω}$	30dB
$G_{o,SOA,κάτω}$	30 dB
$P_{sat, SOA,άνω}$	3 mW
$P_{sat, SOA,κάτω}$	3 mW
$\alpha_{2,SOA,άνω}$	5
$\alpha_{2,SOA,κάτω}$	5

4.3.2 Προσδιορισμός Σημείου Λειτουργίας Οπτικού Μετατροπέα Μήκους Κύματος

Αφού παρουσιάσαμε το μοντέλο που περιγράφει τη λειτουργία του μετατροπέα μήκους κύματος, πρέπει τώρα να δούμε πως θα πρέπει να λειτουργούμε τον μετατροπέα (προσδιορισμός του σημείου λειτουργίας του μετατροπέα) στα πλαίσια του οπτικού μας δικτύου ώστε να παίρνουμε τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Όπως είδαμε παραπάνω, διαφορετικές τιμές της ισχύος του αδιαμόρφωτου σήματος (CW) δίδουν διαφορετικές καμπύλες για την ισχύ εξόδου συναρτήσει της ισχύος εισόδου, ενώ πάνω σε κάθε καμπύλη, η ισχύς εξόδου μεταβάλλεται με συγκεκριμένο τρόπο συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Ένα πρώτο συμπέρασμα που μπορούμε να βγάλουμε παρατηρώντας τις καμπύλες της ισχύος εξόδου είναι ότι ανεξάρτητα από την ισχύ του CW αν το σήμα εισόδου χαρακτηρίζεται από πολύ μικρά επίπεδα ισχύος τότε ο μετατροπέας λειτουργεί εξασθενητικά μειώνοντας σοβαρά την ισχύ του εξερχόμενου σήματος πληροφορίας. Περαιτέρω έρευνα έχει δείξει ότι ο μετατροπέας δεν μπορεί να λειτουργήσει καθόλου για χαμηλές ισχύεις σήματος πληροφορίας αφού η ισχύεις αυτές δεν αρκούν για την διαμόρφωση της φάσης του ενισχυτή ημιαγωγού. Επομένως η πρώτη συνθήκη είναι ότι το σήμα πληροφορίας που εισέρχεται στον μετατροπέα θα πρέπει να

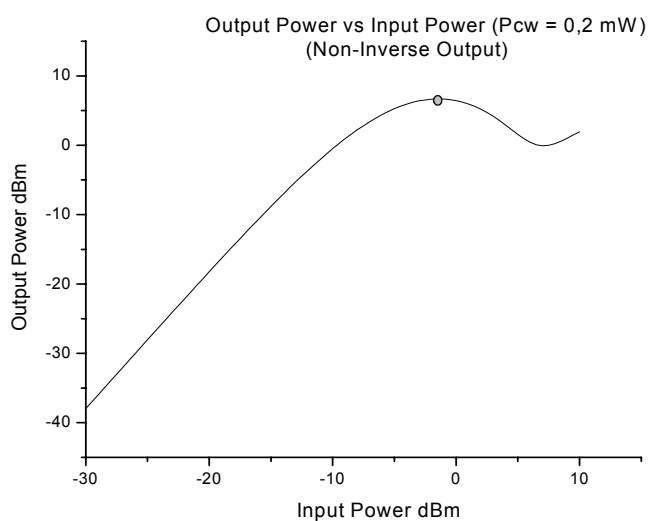
χαρακτηρίζεται από επίπεδα ισχύος αρκετά υψηλά ώστε να μπορεί να λειτουργήσει σωστά ο μετατροπέας και να μην εξασθενήσει το σήμα ακόμα περισσότερο.

Ωστόσο, αν ως μοναδικό κριτήριο για τον προσδιορισμό του σημείου λειτουργίας του μετατροπέα θέσουμε την μικρότερη δυνατή εξασθένιση του σήματος πληροφορίας (ή ισοδύναμα την μεγαλύτερη δυνατή ενίσχυση του σήματος πληροφορίας) οδηγούμαστε σε λάθος συμπεράσματα, όπως θα δείξουμε παρακάτω. Για να το αποδείξουμε αυτό προχωράμε σε ένα συγκεκριμένο παράδειγμα λειτουργίας ενός μετατροπέα μήκους κύματος .

Για το παράδειγμά μας, θεωρούμε ότι διαθέτουμε έναν συγκεκριμένο οπτικό μετατροπέα, ο οποίος χαρακτηρίζεται από τις εξής τιμές για τις παραμέτρους του

$G_{o,SOA,άνω}$	30dB
$G_{o,SOA,κάτω}$	30 dB
$P_{sat, SOA,άνω}$	3 mW
$P_{sat, SOA,κάτω}$	3 mW
$\alpha_{2,SOA,άνω}$	5
$\alpha_{2,SOA,κάτω}$	5
P_{CW}	0.2 mW

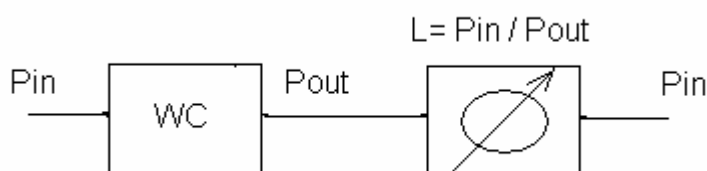
Η καμπύλη που συσχετίζει την ισχύ του εισερχόμενου σήματος πληροφορίας με την ισχύ του εξερχόμενου σήματος πληροφορίας για τον συγκεκριμένο μετατροπέα είναι η ακόλουθη



Σχ. 4.10 Σημείο λειτουργίας οπτικού μετατροπέα στο οποίο το σήμα εξόδου ενισχύεται κατά το μέγιστο δυνατόν

Όπως παρατηρούμε από την παραπάνω καμπύλη, η ισχύς εξόδου του σήματος πληροφορίας μεγιστοποιείται στο σημείο που η καμπύλη κάνει κορυφή, δηλαδή στο σημείο που αντιστοιχεί σε ισχύ εισόδου $P_{in} = -1,5 \text{ dBm}$ ισχύ εξόδου $P_{out} = 6,69 \text{ dBm}$. Σε μια τέτοια περίπτωση ο μετατροπέας όχι μόνο υλοποιεί την μετατροπή μήκους κύματος αλλά και δίδει στην έξοδό του ένα σήμα πληροφορίας ενισχυμένο κατά 8dB περίπου. Προκειμένου να ελέγξουμε την λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας σε ένα οπτικό δίκτυο, θεωρούμε κόμβους, που αποτελούνται από μετατροπείς και απώλειες ισχύος, διαδοχικά διατεταγμένους.

Ο κάθε κόμβος θα έχει την εξής μορφή



Σχ. 4.11 Block Διάγραμμα κόμβου με τη βοήθεια του οποίου μπορούμε να ελέγξουμε την λειτουργία των μετατροπέων

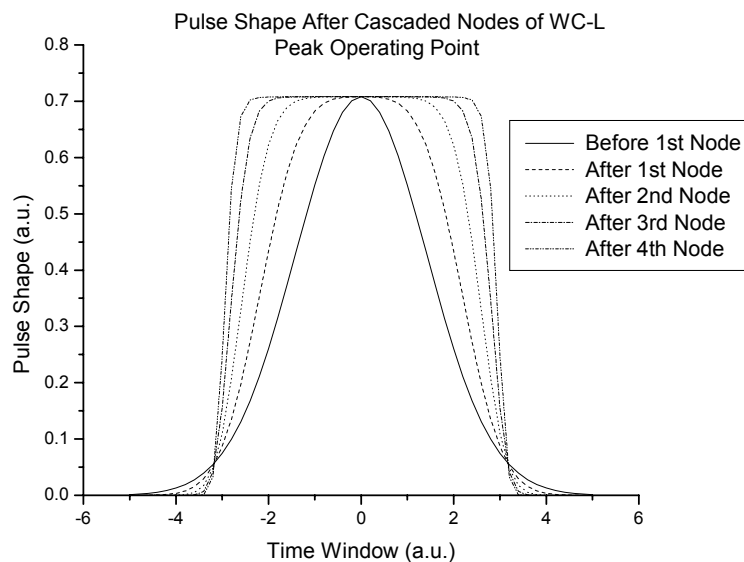
Οι απώλειες του κάθε κόμβου θα πρέπει να είναι τέτοιες ώστε να αντισταθμίζουν την ενίσχυση που συνεισφέρει ο μετατροπέας και τελικά στην έξοδο του κόμβου να έχουμε ισχύ ίση με την ισχύ στην έξοδο του κόμβου. Οι απώλειες του κόμβου αντιστοιχούν στις διαδοχικές απώλειες και ενισχύσεις στο σήμα που θα έχουμε σε ένα πραγματικό δίκτυο.

Στην εξομοίωση της λειτουργίας του μετατροπέα θεωρούμε ότι έχουμε πραγματικό οπτικό σήμα (πραγματικούς οπτικούς παλμούς) οι οποίοι μπορούν να εξομοιωθούν από παλμούς Gauss, οι οποίοι χαρακτηρίζονται από συγκεκριμένο χρόνο ανόδου, για μετάβαση από το επίπεδο ισχύος που αντιστοιχεί σε λογικό '0' σε επίπεδο ισχύος που αντιστοιχεί σε λογικό '1' και έναν αντίστοιχο χρόνο καθόδου, ενώ ως χρονικό εύρος του κάθε παλμού θεωρείται το FWHM δηλαδή η χρονική απόσταση των στιγμών στις οποίες εμφανίζεται το μισό της μέγιστης ισχύος του παλμού (peak power). Τέλος, αναφέρουμε ότι όλες οι ισχύεις αναφέρονται σε στιγμιαίες ισχύεις ενώ το σημείο λειτουργίας του μετατροπέα αναφέρεται στην ισχύ κορυφής του κάθε παλμού.

Ως κριτήριο για τη λειτουργία των διαδοχικά τοποθετημένων κόμβων και την ποιότητα του σήματος στην έξοδό τους, όπως ο παραπάνω, θεωρούμε τη μορφή των οπτικών παλμών στην έξοδο κάθε κόμβου.

Επιθυμώντας να λειτουργήσουμε τον μετατροπέα στο σημείο που προσδιορίσαμε παραπάνω, στο οποίο αποδίδει τη μέγιστη ενίσχυση στο σήμα πληροφορίας, θεωρούμε ότι η ισχύς κορυφής των οπτικών μας παλμών είναι $P_{in} = -1,5 \text{ dBm}$, αναμένουμε η ισχύς κορυφής του σήματος εξόδου του μετατροπέα να είναι $P_{out} = 6,69 \text{ dBm}$, ενώ οι απώλειες θα πρέπει να είναι $L = -(1,5 + 6,69) \text{ dB}$.

Τελικά, η μορφή του κάθε οπτικού παλμού πριν αλλά και μετά από κάθε έναν από τους πρώτους 4 κόμβους φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 4.12 Μορφή παλμών εξόδου διαδοχικά παρατεταγμένων οπτικών μετατροπέων για λειτουργία στο μέγιστο της συνάρτησης λειτουργίας τους

Όπως φαίνεται στα παραπάνω διαγράμματα, όταν λειτουργούμε τον μετατροπέα στο σημείο εκείνο που δίνει το μέγιστο κέρδος στο σήμα πληροφορίας, δημιουργούνται προβλήματα-παραμορφώσεις στο σχήμα ενός πραγματικού οπτικού παλμού. Πιο συγκεκριμένα όπως παρατηρούμε μεταβάλλεται σημαντικά το FWHM του παλμού με αποτέλεσμα να αναμένεται να παρατηρηθεί έντονη διασυμβολική παρεμβολή κατά την φάραση των παλμών.

Η μεταβολή αυτή του σχήματος του παλμού συμβαίνει γιατί σε κάθε έναν από τους διαδοχικούς μετατροπέες το σημείο που αντιστοιχεί στο μισό της ισχύος κορυφής αντιστοιχεί σε

διαφορετικό σημείο της συνάρτησης μεταφοράς του μετατροπέα, οπότε αμέσως μετά από τον κάθε μετατροπέα αλλάζει το σημείο που αντιστοιχεί στο μισό της ισχύος κορυφής.

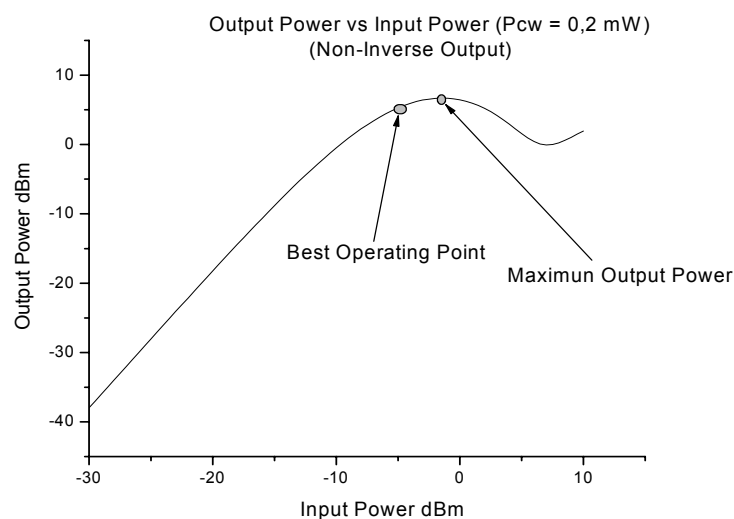
Ανάλογα αποτελέσματα αναμένουμε να παρατηρήσουμε και στην περίπτωση που η ισχύς κορυφής του μετατροπέα βρίσκεται σε διαφορετικό τυχαίο σημείο πάνω στην καμπύλη της συνάρτησης μεταφοράς του μετατροπέα.

Επομένως η επιλογή του σημείου λειτουργίας δεν μπορεί να γίνει με βάση τα ενισχυτικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα, αφού σε αυτήν την περίπτωση έχουμε πρόβλημα με τη διατήρηση της μορφής των οπτικών παλμών. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος θα πρέπει να επιλέξουμε ένα τέτοιο σημείο λειτουργίας ώστε το σημείο που αντιστοιχεί στο μισό της ισχύος κορυφής πριν τον μετατροπέα να είναι το ίδιο και σημείο μισής ισχύος κορυφής και μετά τον μετατροπέα.

Μαθηματικοποιώντας την παραπάνω συνθήκη, αν P_{in} είναι η ζητούμενη ισχύς κορυφής του εισερχόμενου στον μετατροπέα παλμό (δηλαδή το ζητούμενο σημείο λειτουργία) και $P_{out}(P_{in})$ η ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα για επίπεδο ισχύος P_{in} στην είσοδο, θα πρέπει να ισχύει

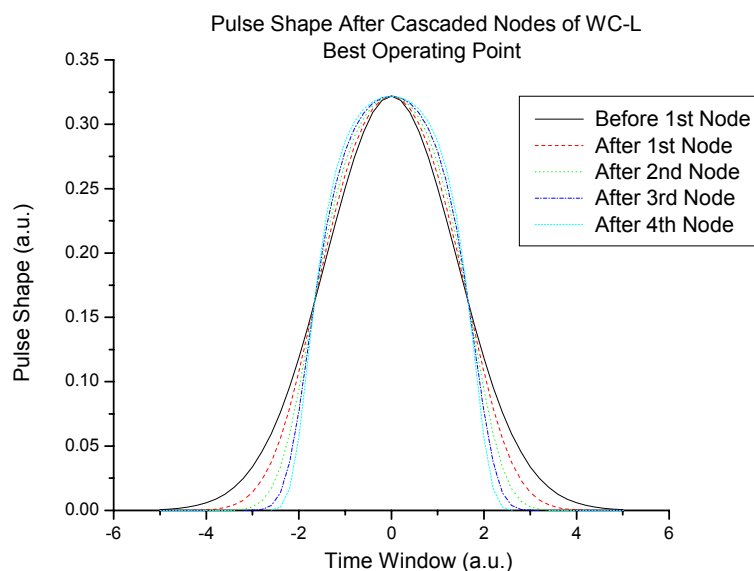
$$\frac{P_{out}(P_{in})}{2} = P_{out}\left(\frac{P_{in}}{2}\right) \quad (4.34)$$

Μετά την επίλυση της παραπάνω εξίσωσης για την συγκεκριμένη συνάρτηση μεταφοράς (συγκεκριμένη τιμή ισχύος για το CW), προσδιορίζεται ως ζητούμενο σημείο λειτουργίας το σημείο $P_{in} = -4,92 \text{ dBm}$ (ή $0,32 \text{ mW}$). Το σημείο αυτό λειτουργίας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ. 4.13 Σημείο λειτουργίας οπτικού μετατροπέα στο οποίο ελαχιστοποιείται η παραμόρφωση του σχήματος των οπτικών παλμών εισόδου

Θεωρώντας ότι λειτουργούμε τον μετατροπέα μας στο κατάλληλο σημείο λειτουργίας, στην περίπτωση που εισάγουμε σε μία διαδοχική παράταξη κόμβων όπως οι παραπάνω έναν Gauss παλμό, η μορφή του παλμού μετά από κάθε κόμβο φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 4.14 Μορφή παλμών εξόδου διαδοχικά παρατεταγμένων οπτικών μετατροπέων για λειτουργία στο βέλτιστο σημείο της συνάρτησης λειτουργίας τους

Όπως παρατηρούμε από το τελευταίο σχήμα, σε κάθε περίπτωση η μορφή του οπτικού παλμού δεν διατηρείται ακριβώς αναλλοίωτη, ωστόσο παραμένουν αναλλοίωτα κάποια βασικά χαρακτηριστικά της, όπως το χρονικό εύρος μισής ισχύος κορυφής (FWHM)

Επομένως, στις επόμενες εφαρμογές μας θα επιδιώκουμε να λειτουργούμε τον μετατροπέα στο συγκεκριμένο επίπεδο ισχύος κορυφής.

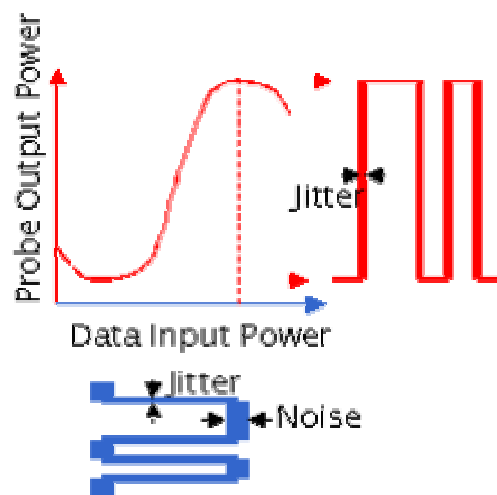
Βέβαια το σωστό σημείο λειτουργίας ενός μετατροπέα εξαρτάται έντονα από τις παραμέτρους λειτουργίας του, μεταξύ αυτών και η ισχύς του αδιαμόρφωτου σήματος CW. Επομένως, το κάθε σημείο λειτουργίας αναφέρεται σε μία συγκεκριμένη καμπύλη λειτουργίας του μετατροπέα.

4.4 Θόρυβος στους οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος

Στην μέχρι τώρα ανάλυση του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος δεν αναφερθήκαμε καθόλου σε θέματα θορύβου, δηλαδή τόσο στο θόρυβο που ίσως να παράγεται μέσα στον μετατροπέα (από τους ενισχυτές του μετατροπέα) όσο και στην συνάρτηση μεταφοράς που παρουσιάζει ο μετατροπέας στον εισερχόμενο σε αυτόν θόρυβο.

Όσον αφορά, πάντως, τον θόρυβο που παράγεται από τον μετατροπέα, αυτός είναι αμελητέος, αφού οι ενισχυτές που τον απαρτίζουν δουλεύουν πάντα στην γραμμική περιοχή, λόγω της ισχύος του αδιαμόρφωτου σήματος CW, και στην περίπτωση αυτή ο παραγόμενος από τους ενισχυτές θόρυβος είναι αμελητέος και δεν επηρεάζει ούτε τη λειτουργία του ενισχυτή (αυτοκορεσμός ενισχυτή) ούτε μπορεί να ληφθεί ως προστιθέμενος στον συνολικό θόρυβο.

Επομένως αυτό που πρέπει να εξετάσουμε εκτενώς είναι το πως συμπεριφέρεται ο μετατροπέας στον εισερχόμενο σε αυτόν θόρυβο. Με μια πρώτη προσέγγιση, λαμβάνοντας υπ' όψιν τον τρόπο λειτουργίας του μετατροπέα και την αναγεννητική συμπεριφορά του, αναμένουμε σε αυτόν να βελτιώνονται τα σηματοθροβικά χαρακτηριστικά του σήματος που εισέρχεται σε αυτόν. Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνεται, κατ' αρχήν, και πειραματικά. Επομένως αυτό που περιμένουμε από τον μετατροπέα είναι μια συμπεριφορά όπως αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

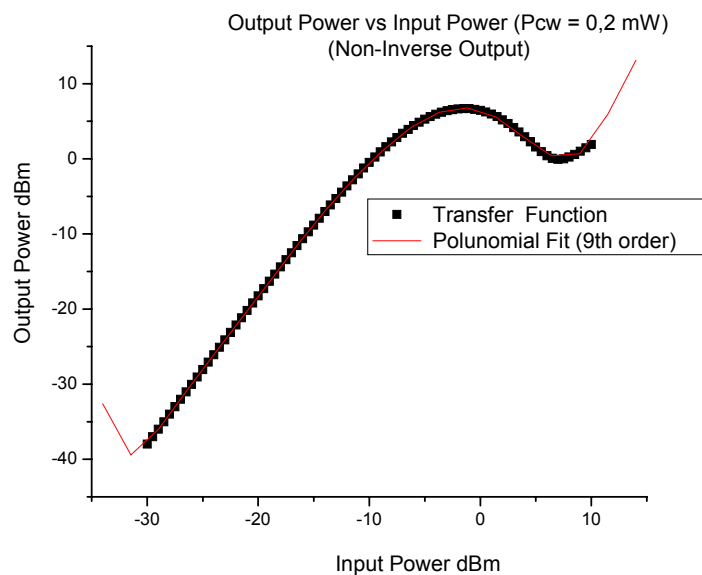


Σχ. 4.15 Σχηματικό αναγεννητικής συμπεριφοράς αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος

δηλαδή, καταπίεση του θορύβου που βρίσκεται πάνω στο οπτικό σήμα.

Από την ανάλυση που προηγήθηκε, καταλήξαμε σε μια συνάρτηση μεταφοράς που συνδέει επίπεδα ισχύος εισόδου και ισχύος εξόδου του μετατροπέα. Ωστόσο, οι ισχύεις στις οποίες αναφερόμαστε παραπάνω είναι πραγματικές ισχύεις ενώ ο θόρυβος που δημιουργείται στο οπτικό δίκτυο είναι στοχαστικό μέγεθος και χαρακτηρίζεται από τα στοχαστικά του χαρακτηριστικά. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να προσαρμόσουμε το μοντέλο του μετατροπέα ώστε αυτό να μπορεί να χρησιμοποιηθεί και με τα στατιστικά χαρακτηριστικά του θορύβου και κυρίως με τη μεταβλητότητα του θορύβου.

Τη συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα μπορούμε να την προσεγγίσουμε με ένα πολυώνυμο $p(x)$, του οποίου όσο μεγαλύτερος είναι ο βαθμός τόσο καλύτερη είναι η προσέγγιση και μικρότερο το σφάλμα. Για παράδειγμα, η προσέγγιση της συγκεκριμένης συνάρτησης μεταφοράς του μετατροπέα με ένα πολυώνυμο 9^{ου} βαθμού φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 4.16 Πολυωνυμική προσέγγιση της συνάρτησης λειτουργίας οπτικού μετατροπέα

Οι συντελεστές του πολυωνύμου $p(x)$ φαίνονται στον παρακάτω πίνακα

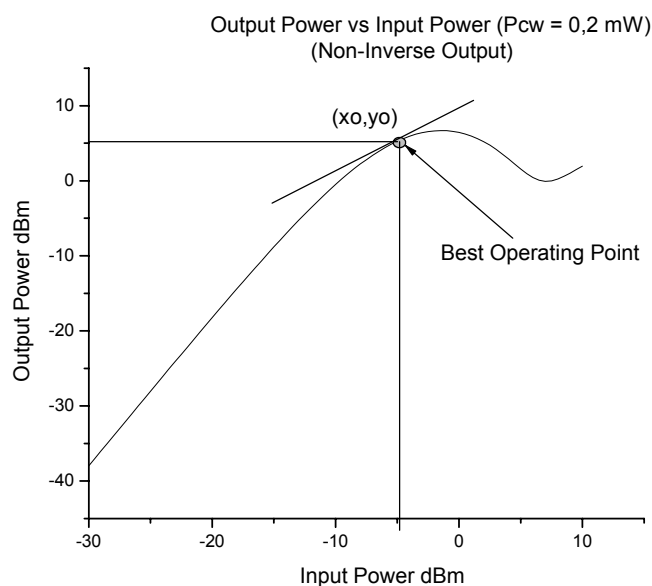
Parameter	Value	Error
A	6.45401	0.0366
B1	-0.44858	0.01115
B2	-0.14316	0.00289
B3	0.00226	3.17308E-4

B4	0.001	5.93236E-5
B5	5.31628E-5	3.55833E-6
B6	-7.70263E-7	3.1355E-7
B7	-1.63819E-7	2.79754E-8
B8	-5.43122E-9	8.8801E-10
B9	-5.86436E-11	9.8055E-12

Έχοντας μετατρέψει τη συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα σε μία πολυωνυμική συνάρτηση, μπορούμε, για λόγους περαιτέρω απλοποίησης, να προσεγγίσουμε κατά Taylor την πολυωνυμική συνάρτηση $p(x)$ του μετατροπέα γύρω από το σημείο (x_0, y_0) το οποίο είναι το σημείο λειτουργίας το οποίο προσδιορίσαμε παραπάνω, σύμφωνα με την εξίσωση

$$f(x) = p(x_0) + \frac{p'(x_0)}{1!}(x-x_0) + \frac{p''(x_0)}{2!}(x-x_0)^2 \quad (4.35)$$

όπου x τιμές της ισχύος εισόδου γύρω από το επιλεγθέν σημείο λειτουργίας x_0 , $f(x)$ οι τιμές της ισχύος εξόδου του μετατροπέα για είσοδο x , $p'(x_0)$ και $p''(x_0)$ οι τιμές της πρώτης και δεύτερης παραγώγου της πολυωνυμικής προσέγγισης στο σημείο λειτουργίας x_0 (το $p'(x_0)$ είναι και η κλίση της εφαπτομένης της συνάρτησης μεταφοράς στο σημείο x_0 , όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα)



Σχ. 4.17 Κλίση της συνάρτησης λειτουργίας οπτικού μετατροπέα στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας

Θέτοντας στην εξίσωση (4.35), $a=p'(x_0)$ και $b=p''(x_0)$, μπορούμε να προσδιορίσουμε την σχέση που θα δίνει την διαταραχή ισχύος Δy από το σημείο $p'(x_0)$ στην έξοδο του μετατροπέα για συγκεκριμένη διαταραχή ισχύος Δx στην είσοδο του μετατροπέα, λόγω της ισχύος του θορύβου. Έτσι βρίσκουμε ότι

$$\Delta y = a\Delta x + \frac{b}{2}\Delta x^2 \quad (4.36)$$

Υψώνοντας την τελευταία σχέση στο τετράγωνο και παίρνοντας μέσες τιμές, έχουμε

$$\begin{aligned} \Delta y^2 &= \left(a\Delta x + \frac{b}{2}\Delta x^2\right)^2 \Rightarrow \\ \Delta y^2 &= a^2\Delta x^2 + \frac{b^2}{4}\Delta x^4 + 2a\frac{b}{2}\Delta x^3 \Rightarrow \\ \langle \Delta y^2 \rangle &= a^2\langle \Delta x^2 \rangle + \frac{b^2}{4}\langle \Delta x^4 \rangle + 2a\frac{b}{2}\langle \Delta x^3 \rangle \end{aligned} \quad (4.37)$$

Θεωρώντας στην είσοδο του μετατροπέα λευκό, Gaussian θόρυβο, με μέση χρονική τιμή 0 ($\langle \Delta x \rangle = 0$), όπως άλλωστε έχουμε θεωρήσει στην μέχρι τώρα ανάλυσή μας, για τις ροπές της στοχαστικής διαδικασίας x , θα ισχύουν τα παρακάτω [6])

$\langle \Delta x^2 \rangle =$ μεταβλητότητα του θορύβου στην είσοδο του μετατροπέα (αφού $\langle \Delta x \rangle = 0$)

$\langle \Delta x^3 \rangle = 0$ (ιδιότητα Gaussian θορύβου)

$\langle \Delta x^4 \rangle = 3\langle \Delta x^2 \rangle^2$ (ιδιότητα Gaussian θορύβου)

Με βάση τις τελευταίες σχέσεις, θα έχουμε

$$\langle \Delta y^2 \rangle = a^2\langle \Delta x^2 \rangle + \frac{3b^2}{4}\langle \Delta x^2 \rangle^2 \quad (4.38)$$

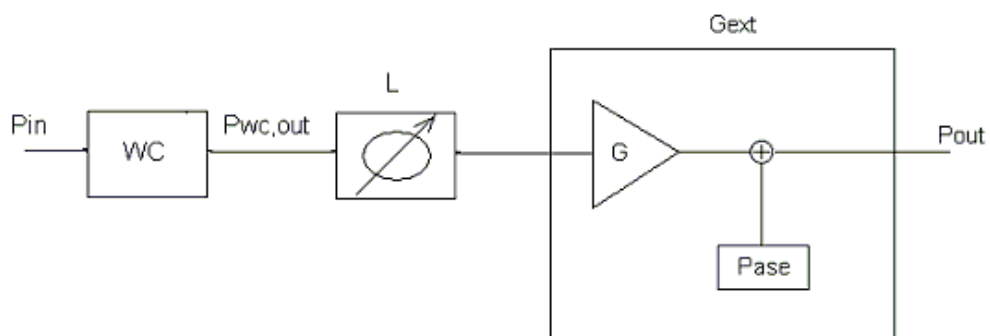
Η τελευταία σχέση είναι αυτή που θα μας δίνει την ισχύ θορύβου στην έξοδο του μετατροπέα για θόρυβο συγκεκριμένης μεταβλητότητας στην είσοδο του μετατροπέα. Οι τιμές των παραμέτρων a και b εξαρτώνται από τα επιμέρους χαρακτηριστικά του μετατροπέα και επομένως κάθε φορά θα υπολογίζονται από συγκεκριμένο τμήμα κώδικα, αφού πρώτα έχουμε προσδιορίζει πλήρως την αρχική συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα (συγκεκριμένη καμπύλη)

Η παραπάνω ανάλυση ισχύει υπό την βασική υπόθεση ότι ο μετατροπέα λειτουργεί στο σωστό σημείο λειτουργίας, που αναφέρεται στην ισχύ κορυφής του οπτικού μας σήματος

(παλμοσειράς). Για τον λόγο αυτό, η μεταβλητότητα του θορύβου στην είσοδο του μετατροπέα, αναφέρεται στον παράγωγο από την αλληλεπίδραση σήματος πληροφορίας και σήματος θορύβου θόρυβο (signal – spontaneous beating term). Για το λόγο αυτό, στην περαιτέρω ανάλυση μας, δεν μπορούμε να αναφερόμαστε και να χαρακτηρίζουμε τα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του σήματός μας γενικά με τον OSNR, αλλά πρέπει να χρησιμοποιούμε τον παράγοντα Q, ο οποίος διαφοροποιεί τα επίπεδα ισχύος σε ένα οπτικό σήμα και τον θόρυβο που παρατηρείται σε κάθε ένα από αυτά (επίπεδα ισχύος που αντιστοιχούν σε λογικό ‘1’ και λογικό ‘0’, αντίστοιχα).

4.5 Ανάλυση WC-L-G αλυσίδων

Αφού ολοκληρώσαμε την μοντελοποίηση του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος, μπορούμε τώρα να προχωρήσουμε στην ανάλυση κόμβων-αλυσίδων οπτικών μετατροπέων (WC) – απωλειών (L) και ενισχυτών (G), στις οποίες είναι δυνατόν να αναλυθούν οι αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων που περιλαμβάνουν και μετατροπείς μήκους κύματος. Ένας κόμβος αυτής της μορφής, είναι ο παρακάτω



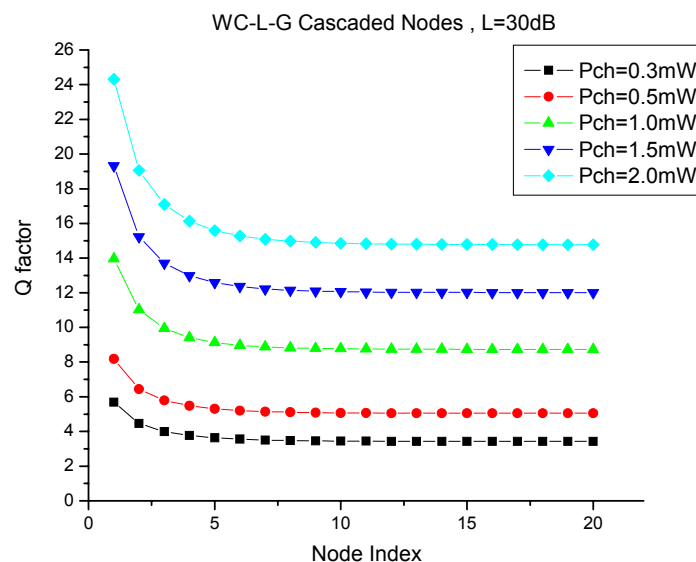
Σχ. 4.18 Block διάγραμμα WC-L-G κόμβων

Στην είσοδο του κόμβου εισέρχεται ισχύς P_{in} , η οποία συναντά αρχικά τον μετατροπέα μήκους κύματος WC. Η ισχύς εξόδου του WC (σε νέο μήκος κύματος) είναι $P_{WC,out}$, η οποία στη συνέχεια βλέπει απώλειες L. Τελικά, το σήμα εισέρχεται στον ενισχυτή, ο οποίος θεωρούμε ότι λειτουργεί με τέτοιο τρόπο ώστε στην έξοδό του να έχουμε σήματος $P_{out}=P_{in}$. Χρησιμοποιώντας

τα μοντέλα των παραπάνω στοιχείων, μπορούμε γράψουμε τις αναλυτικές σχέσεις που προσδιορίζουν τον παράγοντα Q στο τέλος κάθε τέτοιου κόμβου.

Θεωρούμε , τώρα ότι έχουμε διαδοχική παράταξη κόμβων όπως ο παραπάνω και θέλουμε να δούμε πως διαμορφώνεται ο παράγοντας Q με την αύξηση του πλήθους αυτών των κόμβων .

Σε μια πρώτη θεώρηση, ενδιαφερόμαστε να δούμε πως μεταβάλλεται ο παράγοντας Q για συγκεκριμένη τιμή των απωλειών L ($L=30\text{dB}$) και για διάφορες μέσες τιμές ισχύος εισόδου, δηλαδή για διάφορα σημεία λειτουργίας του μετατροπέα (αναφέρουμε εδώ ότι ως σημείο λειτουργίας του μετατροπέα θεωρούμε το διπλάσιο της μέσης ισχύος του καναλιού, ενώ η αδιαμόρφωτη ισχύς που εισέρχεται στον μετατροπέα είναι τέτοια ώστε να μας εξασφαλίζει λειτουργία στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας του μετατροπέα, όπως αυτό προσδιορίστηκε στην παραπάνω ανάλυση). Τα αποτελέσματα που παίρνουμε είναι τα ακόλουθα



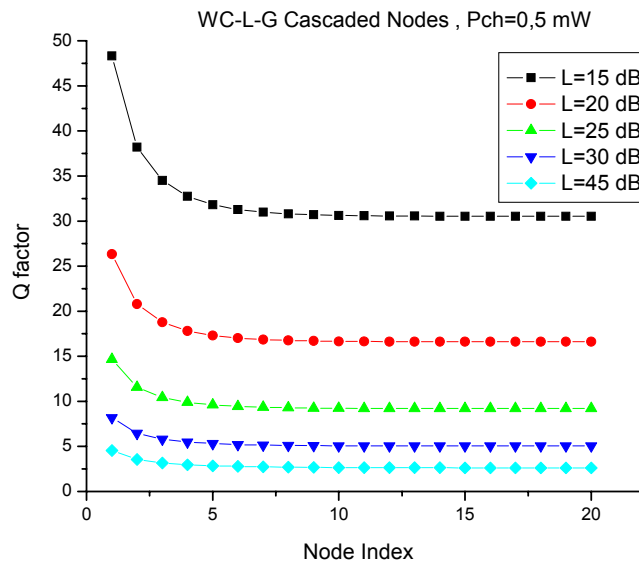
Σχ. 4.19 Μεταβολή του παράγοντα Q συναρτήσει των διαδοχικά παρατεταγμένων WC-L-G κόμβων , για διάφορες αρχικές τιμές ισχύος καναλιού και σταθερή τιμή απωλειών

Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω διάγραμμα , για όλες τις τιμές της ισχύος εισόδου, μετά από κάποιο πλήθος κόμβων η τιμή του παράγοντα Q σταθεροποιείται και δεν μειώνεται επιπλέον . Το γεγονός αυτό είναι ιδιαίτερα θετικό για τις εφαρμογές μας αφού μπορούμε να πιθανολογήσουμε ότι η παρουσία οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος σε κάποιο κόμβο μπορεί να μας εξασφαλίσει οσοδήποτε μεγάλο πλήθος διαδοχικά διατεταγμένων τέτοιων κόμβων, δηλαδή οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα.

Δεδομένου του αναγεννητικού χαρακτήρα των οπτικών μετατροπών, τα παραπάνω αποτελέσματα ήταν μάλλον αναμενόμενα, αφού αναμέναμε ο παραγόμενος από τους ενισχυτές θόρυβος να καταπιέζεται από τους μετατροπείς. Μάλιστα, παρατηρώντας προσεκτικά τα διαγράμματα μπορούμε να προσδιορίσουμε μετά από πόσους ακριβώς κόμβους καταπιέζεται πλήρως ο θόρυβος που παράγεται σε έναν κόμβο σαν τον παραπάνω. Το γεγονός ότι η καμπύλη του παράγοντα Q δεν σταθεροποιείται αμέσως μετά από τον πρώτο κόμβο αλλά σταδιακά τείνει προς μία τιμή στην οποία σταθεροποιείται μετά από κάποιο πλήθος κόμβων, οφείλεται στο ότι ο θόρυβος που παράγεται στον πρώτο κόμβο του δικτύου καταπιέζεται πλήρως μετά από το πλήθος κόμβων μετά από το οποίο σταθεροποιείται ο παράγοντας Q . Από εκεί και ύστερα, έχουμε μια σταθερή ποσότητα θορύβου στο δίκτυο αφού θόρυβος καταπιέζεται από του μετατροπείς και παράγεται από τους ενισχυτές με σταθερό ρυθμό, οπότε και ο παράγοντας Q παραμένει σταθερός.

Επίσης αξίζει να παρατηρήσουμε ότι το επίπεδο της εισερχόμενης τάσης στο κόμβο καθορίζει την τιμή στην οποία θα σταθεροποιηθεί ο παράγοντας Q . Έτσι, βλέπουμε ότι για εισερχόμενη μέση ισχύ 0.3mW (και για τις συγκεκριμένες απώλειες), ο παράγοντας Q σταθεροποιείται στην τιμή 3.43 η οποία δεν μας εξασφαλίζει την ζητούμενη αξιοπιστία για το συγκεκριμένο δίκτυο. Το ίδιο ισχύει και για μέση εισερχόμενη ισχύ της τάξης των 0.5mW . Το γεγονός ότι αυτό οφείλεται στο ότι για τέτοιες τιμές ισχύος εισόδου η λειτουργία του μετατροπέα είναι τέτοια ώστε μαζί με τις απώλειες του δικτύου ρίχνουν το επίπεδο της ισχύος που εισέρχεται στον ενισχυτή σε χαμηλά επίπεδα ώστε αυτός εν τέλει να λειτουργεί στην *unsaturated regime* στην οποία παράγεται σημαντική ποσότητα θορύβου, τέτοια ώστε ο παράγοντας Q να πέφτει σε χαμηλές τιμές.

Το παραπάνω συμπέρασμα μπορεί να επιβεβαιωθεί και με μια άλλη σειρά διαγραμμάτων, στα οποία θα θεωρήσουμε ότι στον κάθε μας κόμβο εισέρχεται μια σταθερή μέση ισχύς σήματος (έστω $0,5\text{ mW}$), ενώ το μέγεθος που μεταβάλλεται είναι οι απώλειες L του κάθε κόμβου. Τα αποτελέσματα μιας τέτοιας εξομοίωσης φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



Σχ. 4.20 Μεταβολή του παράγοντα Q συναρτήσει των διαδοχικά παρατεταγμένων WC-L-G κόμβων, για διαφορετικές τιμές των απωλειών του κάθε κόμβου

Και σε αυτήν την περίπτωση, όταν οι απώλειες του κόμβου είναι μεγάλες μειώνουν σημαντικά την ισχύ που εισέρχεται στον ενισχυτή, με αποτελέσματα να παράγεται σημαντική ποσότητα θορύβου στο δίκτυο και εν τέλει ο παράγοντας Q να σταθεροποιείται σε μη αποδεκτές τιμές.

4.5.1.1.1 Παρατήρηση

Σε ολόκληρη την παραπάνω ανάλυση μοντελοποιήσαμε και χρησιμοποιήσαμε σε εφαρμογές τους οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος λαμβάνοντας υπόψη, κυρίως, την επίδρασή τους στα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά των οπτικών σημάτων. Ωστόσο, οι οπτικοί μετατροπείς επιδρούν και με άλλους τρόπους στα οπτικά σήματα, μειώνοντας επιπλέον την ποιότητα τους (jitter, ετεροδιαμόρφωση φάσης κ.ά.) Επομένως, οι πραγματικές επιδόσεις ενός ανάλογου συστήματος θα είναι, σε κάθε περίπτωση, χειρότερες από αυτές που αναφέρονται παραπάνω.

4.6 Αναφορές 4^ο Κεφαλαίου

- [1] Terji Durrhus, Benny Mikkelsen, Soeren Lykke Danielsen and Kristian E. Stubkjaer, All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6, June 1996
- [2] Jaafar M. H. Elmirghani , Hussein T Mouftah , All-Optical Wavelength Conversion: Technologies and Applications in DWDM Networks, IEEE Communications Magazine 2000.
- [3] Kristian E. Stubkjaer, Semiconductor Optical Amplifier-Based All-Optical Gates for High-Speed Optical Processing, IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 6, No. 6, November/December 2000
- [4] Takahide Sakamoto and Kazuro Kikuchi, Analyses of All-Optically Regenerated Transmission System Using Nonlinear Interferometric Switches, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 13, No. 9, September 2001
- [5] X. Pan and T. L. Koch, Intensity Noise Characteristics of a Mach-Zehnder Wavelength Converter, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 7, No. 11, November 1995
- [6] Athanasios Papoulis , Probability, Random Variables and Stochastic Processes , Third Edition , McGraw-Hill International Editions, 1991
- [7] C. Joergensen et al. All-Optical Wavelength Conversion at Bit Rates Above 10 Gb/s Using Semiconductor Optical Amplifiers, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 3, No. 5, October 1997

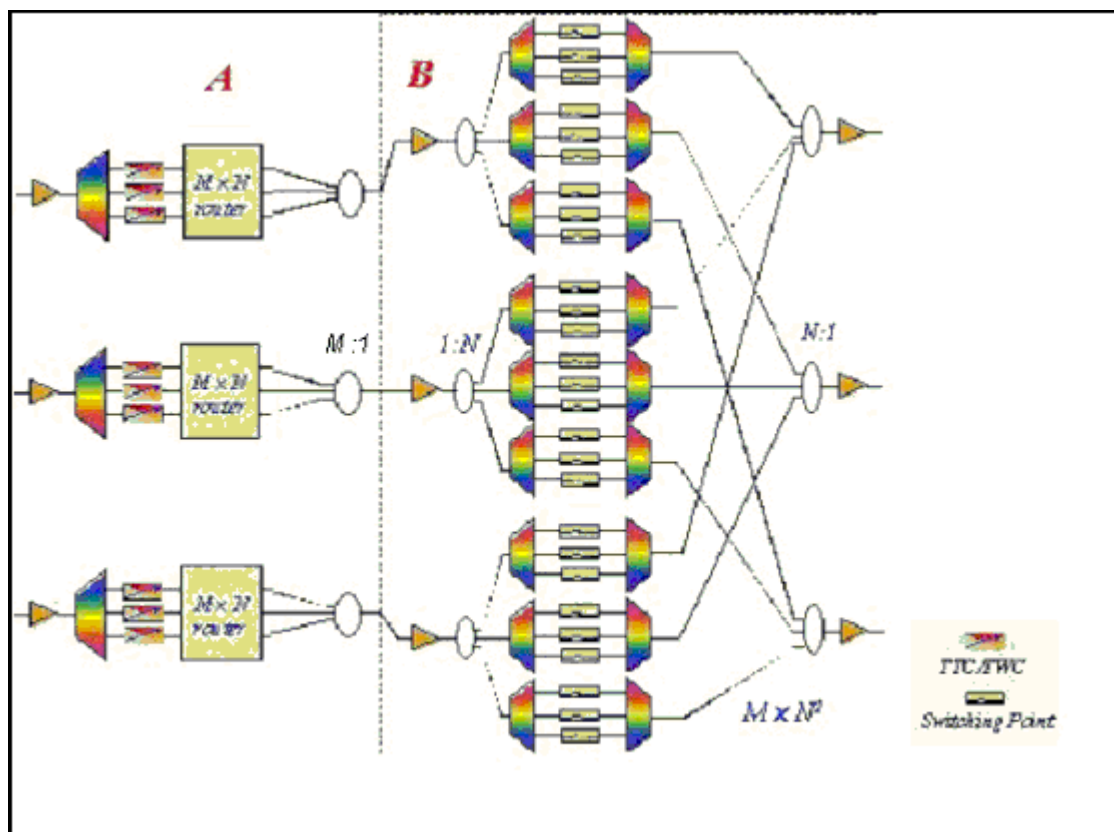
5 Κεφάλαιο 5^ο

Μετά την ανάλυση και μοντελοποίηση του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος είμαστε σε θέση να προχωρήσουμε στην ανάλυση και εξομοίωση αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγών που χρησιμοποιούνται σε οπτικά δίκτυα VWP τεχνολογίας, στη λειτουργία των οποίων πρωτεύοντα ρόλο έχουν οι οπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος.

Για λόγους που εξηγήσαμε στην ανάλυση του θορύβου στους οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος, ως κριτήριο, από εδώ και στο εξής, για τα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος θα χρησιμοποιούμε τον παράγοντα Q , όπως τον αναλύσαμε στο 2^ο κεφάλαιο, και πάλι αμελώντας τόσο τον θερμικό θόρυβο όσο και τον θόρυβο βολής.

5.1 1^η Αρχιτεκτονική Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

Η 1^η αρχιτεκτονική VWP τεχνολογίας που εξομοιώνουμε προτείνεται στις αναφορές [1] και [2] και είναι αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχ. 5.1 Block Διάγραμμα 1^{ης} Αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

5.1.1 Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 1^{ης}

Αρχιτεκτονικής

Παρατηρώντας τη δομή της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα, βλέπουμε ότι το δεύτερο τμήμα του μεταγωγέα είναι όμοιο με την 1^η αρχιτεκτονική τεχνολογίας WP που αναλύσαμε στο 3^ο κεφάλαιο . Πριν από αυτό το τμήμα υπάρχει ένα πρόσθετο στο οποίο ουσιαστικά υλοποιείται η μετατροπή του μήκους κύματος, αφού το πολυπλεγμένο οπτικό σήμα κάθε ίνας που φτάνει στον μεταγωγέα αποπολυπλέκεται και στη συνέχεια το κάθε κανάλι εισέρχεται σε έναν οπτικό μετατροπέα μήκους κύματος από τον οποίο εξέρχεται σε ένα διαφορετικό, συγκεκριμένα επιλεγμένο, μήκος κύματος. Η ύπαρξη του αρχικού αυτού σταδίου μεταβάλλει ολόκληρο τον τρόπο λειτουργίας του μεταγωγέα καθώς επίσης και τον έλεγχο όλων εκείνων στοιχείων μέσω τον οποίο καθορίζουμε την μεταγωγή και τη δρομολόγηση των οπτικών καναλιών (μετατροπείς, διακόπτες)

Στην ανάλυση του οπτικού μετατροπέα μήκους κύματος, ιδιαίτερη συζήτηση έγινε για το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του. Επομένως, κατά την χρησιμοποίηση μετατροπέων στα πλαίσια αρχιτεκτονικών όπως η παραπάνω, ένα σοβαρό ζήτημα είναι πως θα εξασφαλίσουμε την λειτουργία του μετατροπέα στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας, δηλαδή πως θα επιτύχουμε συγκεκριμένο επίπεδο ισχύος στην είσοδο του. Ο τρόπος που εμείς χρησιμοποιήσαμε προκειμένου να λειτουργούμε τους μετατροπείς στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας του, είναι να επιλέξουμε κατ' αρχάς αυτό το σημείο λειτουργίας (επιλέξαμε ο μετατροπέα να λειτουργεί σε ισχύ κορυφής 2 mW), να καθορίσουμε τις παραμέτρους του μετατροπέα ώστε το επίπεδο ισχύος των 2 mW να ανταποκρίνεται στο σημείο λειτουργίας που προβλέπει το μοντέλο που αναπτύξαμε και τέλος να χρησιμοποιούμε έναν ενισχυτή ημιαγωγού αμέσως πριν τον μετατροπέα [3], ο οποίος θα μας εξασφαλίζει ότι το σήμα εξόδου του (και επομένως και το σήμα εισόδου στον μετατροπέα) είναι πάντα στο ζητούμενο επίπεδο ισχύος. Επομένως, σε αυτήν την αρχιτεκτονική αλλά και σε αυτές που θα ακολουθήσουν, όπου έχουμε μετατροπέα θα θεωρούμε ότι αυτός συνοδεύεται από έναν ενισχυτή ημιαγωγού ο οποίος εξασφαλίζει την λειτουργία του στο βέλτιστο επιθυμητό σημείο.

Η θεώρηση αυτή, μεταξύ των άλλων πλεονεκτημάτων της , μας επιτρέπει να μειώσουμε σημαντικά τη μέση ισχύ ανά κανάλι στο σύστημα χωρίς να δημιουργούμε πρόβλημα στην λειτουργία του μεταγωγέα και του μετατροπέα [3], ο οποίος, όπως ήδη αναφέρθηκε, δεν λειτουργεί σωστά για μικρές τιμές της ισχύος εισόδου του.

5.1.2 Εξομοίωση 1^{ης} Αρχιτεκτονικής Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

Αφού παρουσιάσαμε την αρχιτεκτονική και αναλύσαμε τον τρόπο λειτουργίας της, προχωράμε στην εξομοίωση της για διάφορα σενάρια δικτύου προκειμένου να μελετήσουμε τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της.

5.1.2.1 Μελέτη της διαδεξιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

Όπως φάνηκε στο 4^ο κεφάλαιο κατά την ανάλυση των διαδοχικών κόμβων WC-L-G , η παρουσία των αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος σε ένα οπτικό δίκτυο βελτιώνει σημαντικά τη συμπεριφορά του δικτύου από την άποψη του διαδεξιμότητα αφού η αναγεννητική συμπεριφορά των αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος βελτιώνει σημαντικά τα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος .

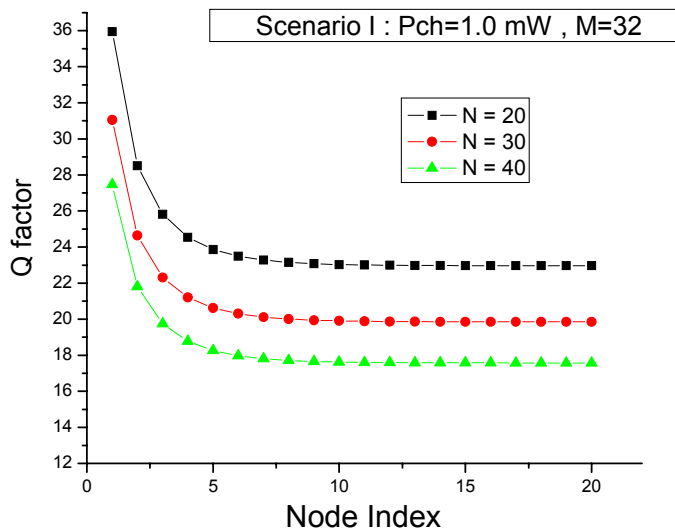
Επομένως, αναμένουμε η συμπεριφορά των οπτικών μεταγωγέων VWP τεχνολογίας, που αποτελούνται και από μετατροπείς μήκους κύματος, να είναι πολύ καλύτερη από αυτήν των αρχιτεκτονικών WP τεχνολογίας .

5.1.2.1.1 Ακριβής προσδιορισμός της διαδεξιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

Για τον προσδιορισμό της ακριβούς διαδεξιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής προχωράμε πάλι στη δημιουργία συγκεκριμένων σεναρίων δικτύων (όσον αφορά τη μέση ισχύ καναλιού P_{ch} στο δίκτυο, τα πολυπλεγμένα μήκη κύματος M σε κάθε ίνα και το πλήθος των ινών N που φτάνουν σε κάθε κόμβο) και στην εξομοίωση της λειτουργίας του μεταγωγέα στα πλαίσια ενός τέτοιων δικτύων.

5.1.2.1.1.1 Scenario I $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=32$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 1^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 32 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και 20, 30 και 40 ίνες, αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής παράγοντα Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



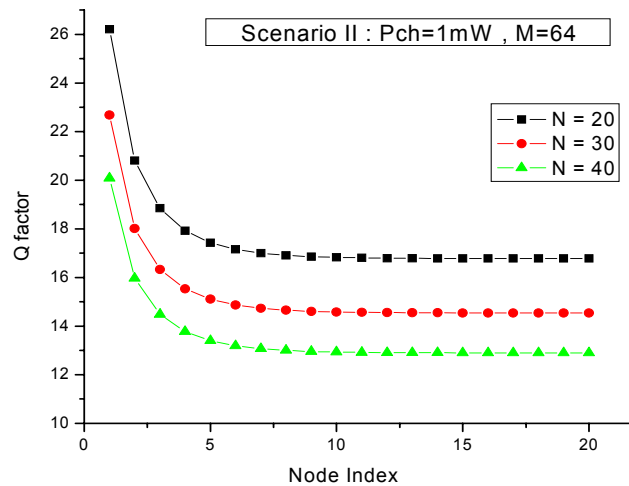
Σχ. 5.2 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1mW$ και $M=32$

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης είναι αυτά που αναμέναμε έχοντας υπ' όψιν την ανάλυση των WC-L-G κόμβων και την αναγεννητική συμπεριφορά των οπτικών μετατροπέων. Όπως παρατηρούμε, μετά τους πρώτους κόμβους ο συντελεστής Q μειώνεται σταδιακά, για να σταθεροποιηθεί τελικά μετά από κάποιο πλήθος κόμβων σε μια τιμή η οποία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του δικτύου μας (P_{ch} , M , N). Ο αύξων αριθμός του διαδοχικά παρατεταγμένου κόμβου μετά από τον οποίο ο συντελεστής Q παραμένει σταθερός, εκφράζει το πλήθος των κόμβων που απαιτούνται προκειμένου να καταπιεστεί πλήρως ο θόρυβος που παράγεται στον πρώτο κόμβο του δικτύου.

Τελικά, εμείς ενδιαφερόμαστε ο παράγοντας Q να σταθεροποιηθεί σε μια τιμή η οποία να μας εξασφαλίζει αποδεκτή λειτουργία του συστήματός μας με βάση τα κριτήρια αξιοπιστίας που έχουμε θέσει (π.χ. για $BER=10^{-9}$ ζητούμε ο παράγοντας Q να είναι συνεχώς μεγαλύτερος από 6). Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι, τελικά, ο συντελεστής Q σταθεροποιείται σε πολύ υψηλή τιμή για όλα τα σενάρια που εξομοιώσαμε, γεγονός που μας εξασφαλίζει οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα για τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική και τα συγκεκριμένα σενάρια.

5.1.2.1.1.2 Scenario II $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=64$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 2^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 64 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά κανάλι και 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του συντελεστή Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



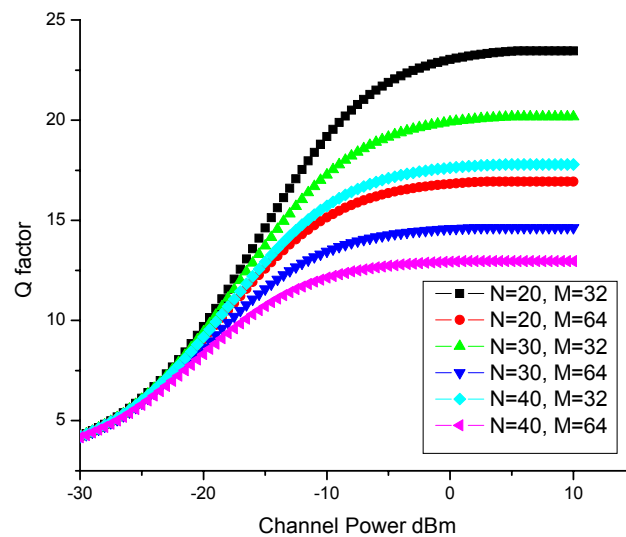
Σχ. 5.3 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{mW}$ και $M=64$

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης αυτών των σεναρίων μας δείχνουν ότι και σε αυτήν την περίπτωση η παρουσία των οπτικών μετατροπέων στην αρχιτεκτονική του οπτικού μεταγωγέα μας εξασφαλίζει οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα για τα συγκεκριμένα σενάρια.

5.1.2.1.2 Διαδεξιμότητα συναρτήσει της ισχύος καναλιού

Όπως παρατηρούμε στα παραπάνω διαγράμματα, σε όλα τα σενάρια, ο παράγοντας Q έχει σταθεροποιηθεί στην τελική τιμή του στον 10^ο κόμβο του δικτύου. Σε αυτήν την περίπτωση, ερώτημα αποτελεί το σε ποια τιμή θα έχει σταθεροποιηθεί ο παράγοντας Q. Όπως ήδη έχουμε αναφέρει η τιμή στην οποία θα σταθεροποιηθεί το Q εξαρτάται από τις χαρακτηριστικές παραμέτρους του συστήματός μας, δηλαδή από την ισχύ καναλιού P_{ch} , το M και το N . Υποθέτοντας ότι οι τιμές του N και M είναι αυτές που έχουμε θεωρήσει στα παραπάνω σενάρια

($M=32$ ή 64 και $N=20,30$ ή 40), ενδιαφέρον παρουσιάζει να εξετάσουμε για ποιες τιμές μέσης ισχύος καναλιού επιτυγχάνουμε η σταθεροποιημένη τιμή του παράγοντα Q να είναι τέτοια ώστε να εξασφαλίζονται οι προϋποθέσεις αξιοπιστίας του συστήματός μας. Για το σκοπό αυτό, εξομοιώνουμε το σύστημά μας για όλα τα δυνατά ζεύγη M και N και για τιμές ισχύος εισόδου ανά κανάλι να μεταβάλλονται στο διάστημα από τα -30 dBm μέχρι τα 10 dBm. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα



Σχ. 5.4 Παράγοντας Q συναρτήσει της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 10 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για διάφορα ζευγάρια τιμών N και M

Όπως παρατηρούμε από τα αποτελέσματα της εξομοίωσης για τιμές ισχύος ανά κανάλι ακόμα και της τάξης των -20 dBm ανά κανάλι η τιμή του παράγοντα Q σταθεροποιείται σε τιμές αποδεκτές για την αξιόπιστη λειτουργία του συστήματός μας ($Q \gg 6$). Επομένως, συμπεραίνουμε σε εφαρμογές με οπτικούς μεταγωγείς VWP τεχνολογίας μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αρκετά μικρή ισχύ ανά κανάλι και το σύστημά μας να συνεχίσει να λειτουργεί αξιόπιστα και μάλιστα για απεριόριστα μεγάλη διαδεξιμότητα. Ο λόγος έγκειται στον τρόπο που λειτουργούμε τους οπτικούς μετατροπείς (χρησιμοποιώντας έναν επιπλέον ενισχυτή SOA) και στις αναγεννητικές ιδιότητες του μετατροπέα.

5.1.2.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

Παρατηρώντας τα παραπάνω διαγράμματα που δίνουν την ακριβή διαδεξιμότητα της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής βλέπουμε ότι στα σενάρια στα οποία πετυχαίνουμε την ίδια συνολική χωρητικότητα ($M \times N = \text{σταθερό}$) ο παράγοντας Q σταθεροποιείται πάντα στην ίδια τιμή (ή καλύτερα σχεδόν στην ίδια τιμή), ανεξάρτητα με την ακριβή τιμή του M και του N αντίστοιχα. Το γεγονός αυτό μας προϊδεάζει ότι για τις αρχιτεκτονικές VWP τεχνολογίας δεν έχει νόημα να καταστρώσουμε διάφορα σενάρια για τις τιμές του N και M και να μελετήσουμε για αυτά τα σενάρια την ακριβή επεκτασιμότητα της κάθε αρχιτεκτονικής.

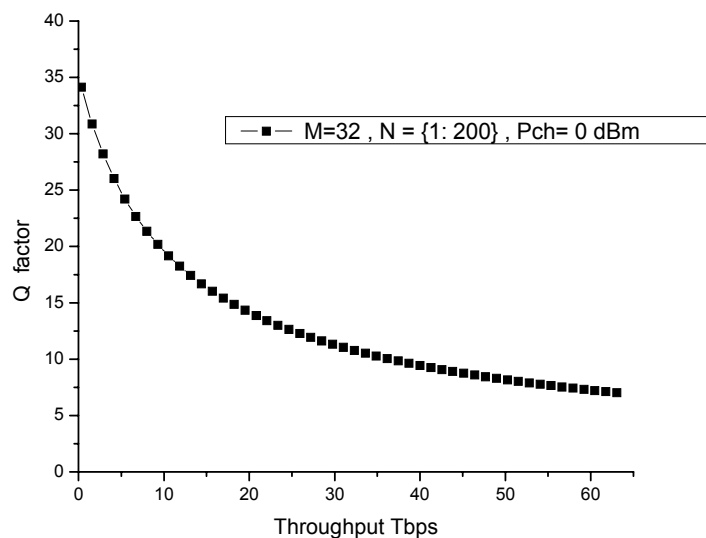
Μετά από διαδοχικές εξομοιώσεις όλων των αρχιτεκτονικών VWP τεχνολογίας επιβεβαιώνουμε το παραπάνω συμπέρασμα. Επίσης, μετά από αναλυτική παρατήρηση του συστήματός και μέτρηση συγκεκριμένων σηματοθορυβικών μεγεθών σε ενδιάμεσα σημεία της κάθε αρχιτεκτονικής συμπεραίνουμε τα ακόλουθα: οι ακριβείς τιμές του M και του N , ουσιαστικά, καθορίζουν στις αρχιτεκτονικές μας τις εσωτερικές απώλειες ισχύος και επομένως των ισχύ των καναλιών μας όταν αυτά εισέρχονται στους οπτικούς ενισχυτές. Η συνολική μέση ισχύς που εισέρχεται στους οπτικούς ενισχυτές καθορίζει το κέρδος του ενισχυτή και επομένως τον παραγόμενο από αυτούς θόρυβο. Στις αρχιτεκτονικές μεταγωγέων WP τεχνολογίας, θόρυβος που παράγεται από τους ενισχυτές υπάρχει αναλλοίωτος σε όλο το μετέπειτα δίκτυο και επομένως καθορίζει ουσιαστικά τις επιδόσεις μιας συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής. Επομένως, οι παράμετροι M και N , ξεχωριστά, έπαιζαν σημαντικό ρόλο στις επιδόσεις των αρχιτεκτονικών. Αντίθετα, όπως εξηγήσαμε παραπάνω, ο θόρυβος που παράγεται σε έναν ενισχυτή VWP τεχνολογίας καταπιέζεται σημαντικά από τους οπτικούς μετατροπείς που ακολουθούν στο ίδιο οπτικό μονοπάτι. Για το λόγο αυτό οι ακριβείς τιμές των M και N , ξεχωριστά, (που καθορίζουν των απώλειες ισχύος, την εισερχόμενη μέση ισχύ στον κάθε ενισχυτή και τον συνολικά παραγόμενο θόρυβο) δεν καθορίζουν ουσιαστικά τις επιδόσεις της κάθε συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής και τα σηματοθορυβικά χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος. Αντίθετα αυτό το μέγεθος που καθορίζει τις επιδόσεις της κάθε αρχιτεκτονικής είναι το γινόμενο $M \times N$, το οποίο καθορίζει την τιμή στην οποία θα σταθεροποιείται ο παράγοντας Q . Για τους λόγους αυτούς, στις αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων VWP τεχνολογίας δεν έχει νόημα να καταστρώνουμε και να εξομοιώνουμε σενάρια για διάφορες τιμές του M και N προκειμένου να μελετήσουμε την επεκτασιμότητα της κάθε αρχιτεκτονικής. Επομένως, στην μελέτη της επεκτασιμότητας των αρχιτεκτονικών VWP τεχνολογίας θα θεωρούμε ότι έχουμε ένα σταθερό πλήθος πολυπλεγμένων καναλιών (συγκεκριμένη τιμή για το M) και θα μεταβάλλουμε τις τιμές των N για να δούμε για

ποια τιμή συνολικής χωρητικότητας του μεταγωγέα ο παράγοντας Q σταθεροποιείται κάτω από το όριο αξιόπιστης λειτουργίας . Επίσης αναφέρουμε ότι στις εξομοιώσεις για την μελέτη της επεκτασιμότητας των αρχιτεκτονικών, οι τιμές του παράγοντα Q αναφέρονται πάντα στις σταθεροποιημένες τιμές του, δηλαδή έχουμε υποθέσει διαδοχική παράταξη 10 κόμβων.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω σχόλια, ακολουθούν δύο διαγράμματα που απεικονίζουν την εξάρτηση της τιμής στην οποία σταθεροποιείται ο παράγοντας Q από την συνολική χωρητικότητα του μεταγωγέα για τις περιπτώσεις που το σύστημά μας υποστηρίζει $M=32$ και $M=64$ πολυπλεγμένα μήκη κύματος.

5.1.2.2.1.1 Scenario I : $M=32$, $P_{ch}=1$ mW

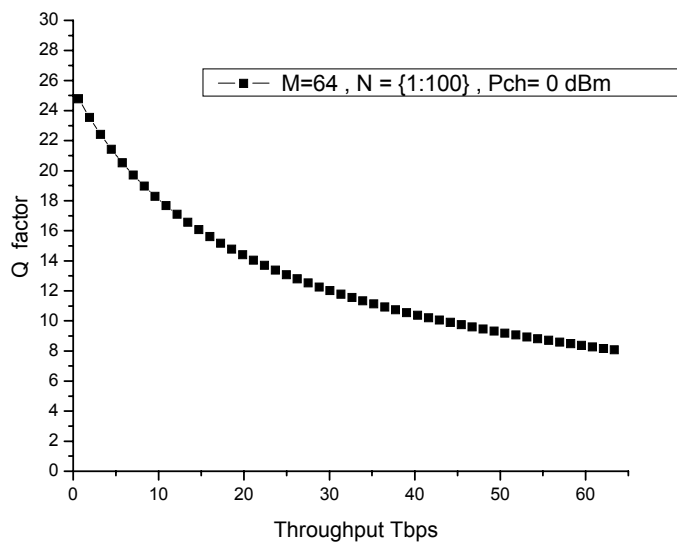
Στην περίπτωση που το $M=32$ και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω



Σχ. 5.5 Παράγοντας Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με $M=32$ μήκη κύματος

5.1.2.2.1.2 Scenario II : $M=64$, $P_{ch}=1$ mW

Στην περίπτωση που το $M=64$ και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW , η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω



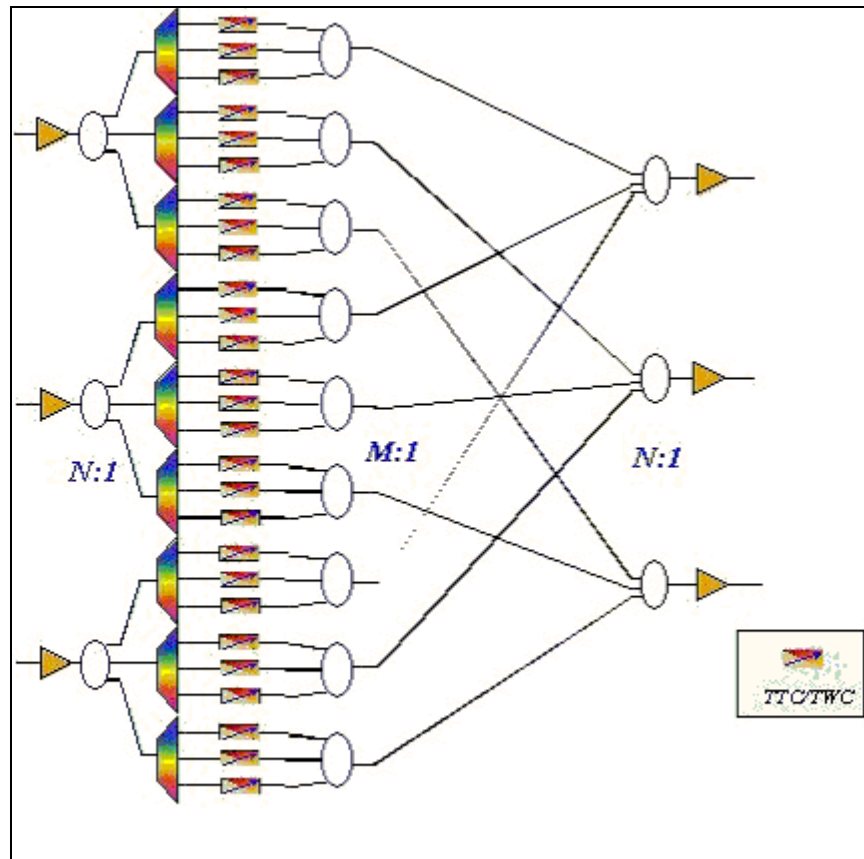
Σχ. 5.6 Παράγοντας Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=64 μήκη κύματος

Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω διαγράμματα, η 1^η αυτή αρχιτεκτονική μπορεί θεωρητικά να υποστηρίξει μέχρι και 60 Tbps συνολική χωρητικότητα αφού σε αυτήν την περίπτωση η τιμή της παραμέτρου Q είναι περίπου 7. Βέβαια, δεδομένου ότι στον υπολογισμό του παράγοντα Q δεν έχουμε λάβει υπ' όψιν μας όλα τα υπόλοιπα ηλεκτροπτικά φαινόμενα που συμβαίνουν και επιδεινώνουν την ποιότητα του σήματος μας, αναμένουμε η πραγματική συνολική χωρητικότητα να είναι λίγο μικρότερη.

Αυτό που αξίζει να σημειώσουμε, για άλλη μία φορά, είναι ότι αυτή η χωρητικότητα είναι πραγματική χωρητικότητα, δηλαδή αναφέρεται στην σταθεροποιημένη τιμή του παράγοντα Q και επομένως μπορεί να υλοποιηθεί για απεριόριστα μεγάλη διαδεξιμότητα. Αντίθετα, τα διαγράμματα της επεκτασιμότητας που υπολογίστηκαν για τις αρχιτεκτονικές WP τεχνολογίας (και σύμφωνα με τα οποία, η αντίστοιχη αρχιτεκτονική WP τεχνολογίας δείχνει να υποστηρίζει συνολική χωρητικότητα αντίστοιχης τάξης μεγέθους) αναφέρονταν στην υποστηριζόμενη χωρητικότητα του πρώτου κόμβου, η οποία βέβαια πέφτει σημαντικά για διαδοχική παράταξη κόμβων.

5.2 2^η Αρχιτεκτονική Οπτικού Μεταγωγέα VWP Τεχνολογίας

Η 2^η αρχιτεκτονική οπτικού μεταγωγέα VWP τεχνολογίας που μελετάμε και η οποία παρουσιάζει ομοιότητες με την αντίστοιχη 2^η αρχιτεκτονική WP τεχνολογίας που μελετήσαμε, φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ. 5.7 Block Διάγραμμα 2^{ης} Αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα1 VWP τεχνολογίας

Στο παραπάνω σχήμα έχουμε θεωρήσει ότι $N=3$ και $M=3$.

5.2.1 Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 2^{ης} Αρχιτεκτονικής

Στην αρχιτεκτονική αυτή δεν υπάρχει ξεχωριστός διακόπτης αλλά θεωρούμε ότι οι οπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος (μαζί με τους διακόπτες που τους συνοδεύουν) εκτός από την λειτουργία μετατροπής φέροντος μήκους κύματος υλοποιούν και λειτουργίες καταπίεσης των καναλιών τα οποία θέλουμε να καταπιέσουμε.

Στην αρχιτεκτονική αυτή μετά τον αποπολυπλέκτη το κάθε κανάλι κάθε ίνας συναντά έναν μετατροπέα μήκους κύματος. Υπάρχουν συνολικά $N^2 \times M$ μετατροπείς οι οποίοι είναι ομαδοποιημένοι σε N^2 ομάδες των M μετατροπέων. Από κάθε μία τέτοια ομάδα προσδιορίζονται τα κανάλια πληροφορίας και τα μήκη κύματος αυτών που έρχονται από μία συγκεκριμένη ίνα και προορίζονται πάλι για μία συγκεκριμένη ίνα εξόδου. Για παράδειγμα, αν η μεταγωγή και η δρομολόγηση του κόμβου απαιτεί το 2^ο κανάλι-μήκος κύματος της πρώτης ίνας που εισέρχεται στον κόμβο, να εξέλθει στο τρίτο μήκος κύματος της 3^{ης} ίνας εξόδου, θα πρέπει να λειτουργήσει ο 2^{ος} μετατροπέας της 3^{ης} ομάδας μετατροπέων που “βλέπουν” το σήμα της 1^{ης} ίνας και να μετατρέψει το φέρον σήμα του καναλιού στο 3^ο κατά σειρά μήκος κύματος της χρησιμοποιούμενης μπάντας. Παράλληλα δεν θα πρέπει να λειτουργήσουν όλοι οι υπόλοιποι μετατροπείς που βρίσκονται στην ίδια ομάδα με αυτόν που θα λειτουργήσει.

5.2.2 Εξομοίωση 2^{ης} Αρχιτεκτονικής Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

Αφού παρουσιάσαμε την αρχιτεκτονική και αναλύσαμε τον τρόπο λειτουργίας της, προχωράμε στην εξομοίωση της για διάφορα σενάρια δικτύου προκειμένου να μελετήσουμε τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της.

5.2.2.1 Μελέτη της διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής

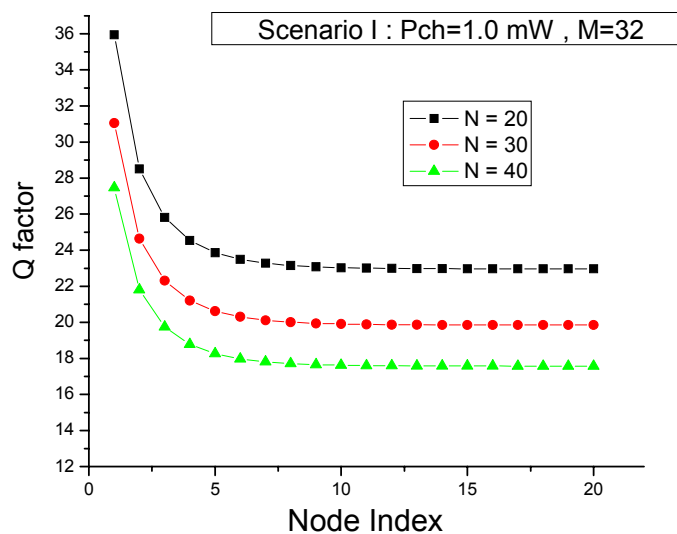
Και εδώ αναμένεται να ισχύουν όσα αναφέρθησαν για τη διαδεξιμότητα της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

5.2.2.1.1 Ακριβής προσδιορισμός της διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής

Για τον προσδιορισμό της ακριβούς διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής προχωράμε πάλι στη δημιουργία συγκεκριμένων σεναρίων (όσον αφορά στη μέση ισχύ καναλιού P_{ch} στο δίκτυο, τα πολυπλεγμένα μήκη κύματος M σε κάθε ίνα και το πλήθος των ινών N που φτάνουν σε κάθε κόμβο) και στην εξομοίωση της λειτουργίας του μεταγωγέα για τα διάφορα αυτά σενάρια.

5.2.2.1.1.1 Scenario I $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=32$ και $N=20$ ή $N=30$ ή $N=40$

Στο 1^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 32 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά κανάλι και 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του παράγοντα Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



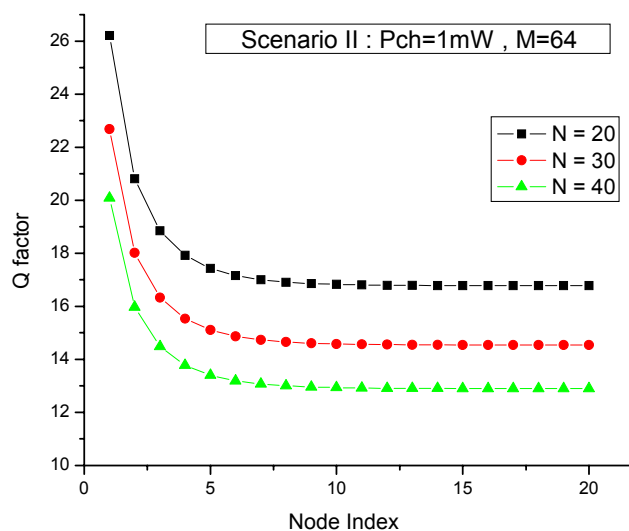
Σχ. 5.8 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{mW}$ και $M=32$

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης είναι ανάλογα με αυτά της 1^{ης} αρχιτεκτονικής και επιβεβαιώνουν για άλλη μια φορά την αναγεννητική συμπεριφορά των οπτικών μετατροπέων. Πάλι, μετά τους πρώτους κόμβους ο συντελεστής Q μειώνεται σταδιακά, για να σταθεροποιηθεί τελικά μετά από κάποιο πλήθος κόμβων σε μια τιμή η οποία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του δικτύου μας (P_{ch} , M , N).

Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι, τελικά, ο συντελεστής Q σταθεροποιείται σε πολύ υψηλή τιμή για όλα τα σενάρια που εξομοιώσαμε η μικρότερη τιμή του σταθεροποιημένου παράγοντα Q, γεγονός που μας εξασφαλίζει οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα για τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική και τα συγκεκριμένα σενάρια.

5.2.2.1.1.2 Scenario II $P_{ch}=1\text{ mW}$, $M=64$ και $N=20$ ή $N=30$ $N=40$

Στο 2^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με $M=64$ πολυπλεγμένα μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και 20, 30 και 40 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του συντελεστή Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

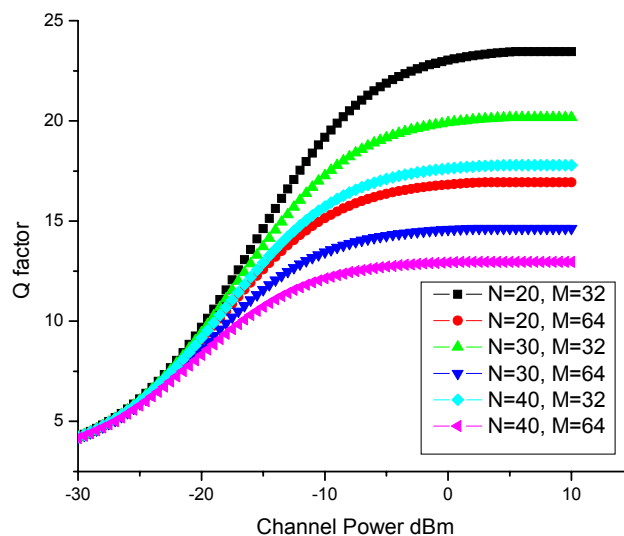


Σχ. 5.9 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{ mW}$ και $M=64$

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης και αυτών σεναρίων μας δείχνουν ότι και σε αυτήν την περίπτωση η παρουσία των οπτικών μετατροπέων στην αρχιτεκτονική του οπτικού μεταγωγέα μας εξασφαλίζει οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα για τα συγκεκριμένα σενάρια.

5.2.2.1.2 Διαδεξιμότητα συναρτήσεως της ισχύος καναλιού

Όπως παρατηρούμε στα παραπάνω διαγράμματα, και για αυτήν την αρχιτεκτονική, σε όλα τα σενάρια, ο παράγοντας Q έχει σταθεροποιηθεί στην τελική τιμή του στον 10° κόμβο του δικτύου. Σε αυτήν την περίπτωση, το ερώτημα είναι σε ποια τιμή θα έχει σταθεροποιηθεί ο παράγοντας Q . Όπως ήδη έχουμε αναφέρει η τιμή στην οποία θα σταθεροποιηθεί το Q εξαρτάται από τις χαρακτηριστικές παραμέτρους του συστήματός μας, δηλαδή την ισχύ καναλιού P_{ch} , το M και το N . Υποθέτοντας ότι οι τιμές του N και M είναι αυτές που έχουμε θεωρήσει στα παραπάνω σενάρια ($M=32$ ή 64 και $N=20$ ή 30 ή 40), ενδιαφέρον παρουσιάζει να εξετάσουμε για ποιες τιμές μέσης ισχύος καναλιού επιτυγχάνουμε η σταθεροποιημένη τιμή του παράγοντα Q να είναι τέτοια ώστε να εξασφαλίζονται οι προϋποθέσεις αξιοπιστίας του συστήματός μας. Για το σκοπό αυτό, εξομοιώνουμε το σύστημά μας για όλα τα δυνατά ζεύγη M και N και για τιμές ισχύος εισόδου να μεταβάλλονται στο διάστημα από -30 dBm μέχρι 10 dBm. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



Σχ. 5.10 Παράγοντας Q συναρτήσεως της μέσης ισχύος καναλιού μετά από 10 διαδοχικά παρατεταγμένους κόμβους, για διάφορα ζεύγρια τιμών N και M

Όπως παρατηρούμε από τα αποτελέσματα της εξομοίωσης για τιμές ισχύος ανά κανάλι ακόμα και της τάξης των -20 dBm ανά κανάλι η τιμή του παράγοντα Q σταθεροποιείται σε τιμές

αποδεκτές για την αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος μας ($Q \gg 6$). Επομένως, συμπεραίνουμε σε εφαρμογές με οπτικούς μεταγωγείς VWP τεχνολογίας μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αρκετά μικρή ισχύ ανά κανάλι και το σύστημά μας να συνεχίσει να λειτουργεί αξιόπιστα και μάλιστα για απεριόριστα μεγάλη διαδεξιμότητα. Ο λόγος έγκειται στον τρόπο που λειτουργούμε τους οπτικούς μετατροπείς (χρησιμοποιώντας έναν επιπλέον ενισχυτή SOA) και στις αναγεννητικές ιδιότητες του μετατροπέα.

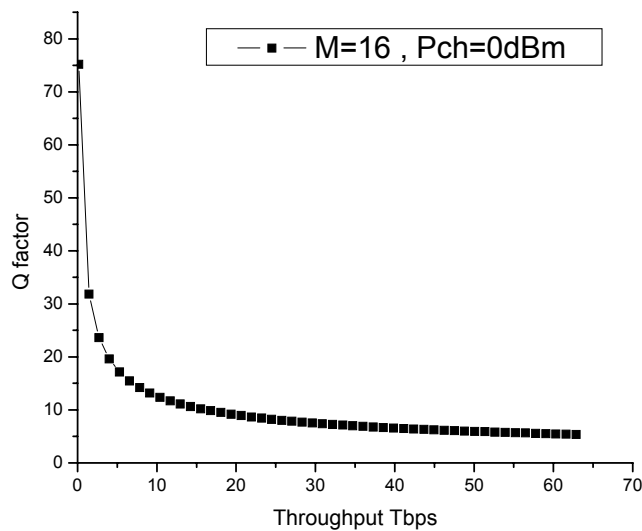
5.2.2.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής

Για την 2^η αρχιτεκτονική ισχύουν όλα αυτά που είπαμε για το θέμα της επεκτασιμότητας στην 1^η αρχιτεκτονική. Επομένως απλώς παραθέτουμε τα αποτελέσματα της εξομοίωσης για τρεις περιπτώσεις πλήθους μηκών κύματος

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω σχόλια, ακολουθούν δύο διαγράμματα που απεικονίζουν την εξάρτηση της τιμής στην οποία σταθεροποιείται ο παράγοντας Q από την συνολική χωρητικότητα του μεταγωγέα για τις περιπτώσεις που το σύστημά μας υποστηρίζει πολυπλεξία $M=16$, $M=32$ και $M=64$ μηκών κύματος.

5.2.2.2.1.1 Scenario I : $M=16$, $P_{ch}=1$ mW

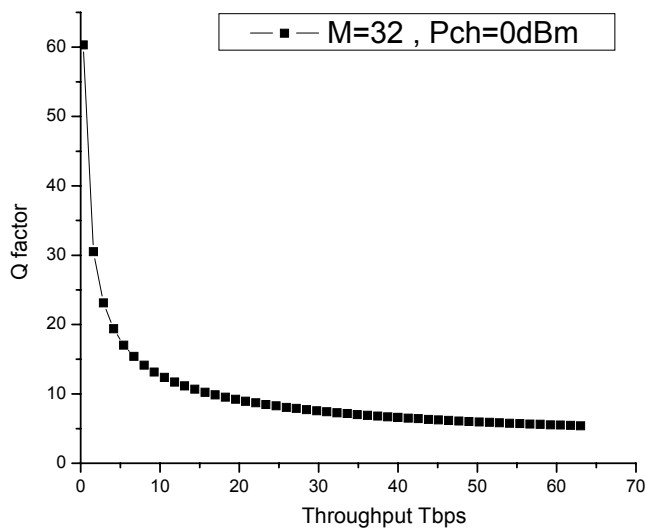
Στην περίπτωση που το $M=16$ και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω



Σχ. 5.11 Παράγοντας Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=16 μήκη κύματος

5.2.2.2.1.2 Scenario II : M=32 , P_{ch}=1 mW

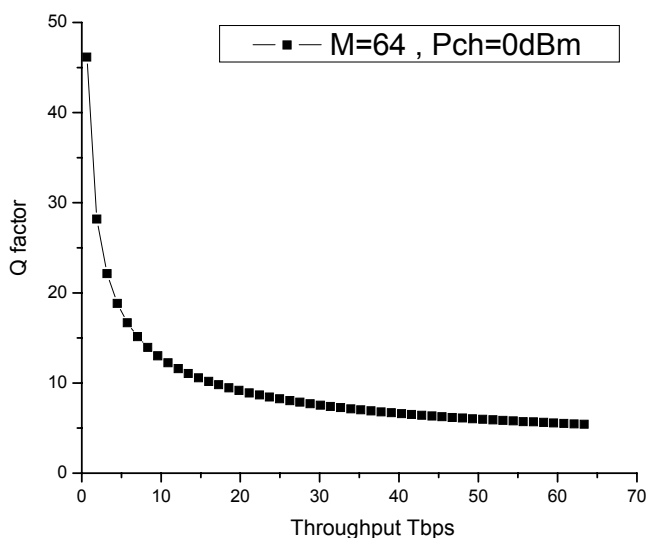
Στην περίπτωση που το M=32 και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω



Σχ. 5.12 Παράγοντας Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=32 μήκη κύματος

5.2.2.2.1.3 Scenario III : $M=64$, $P_{ch}=1$ mW

Στην περίπτωση που το $M=64$ και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω

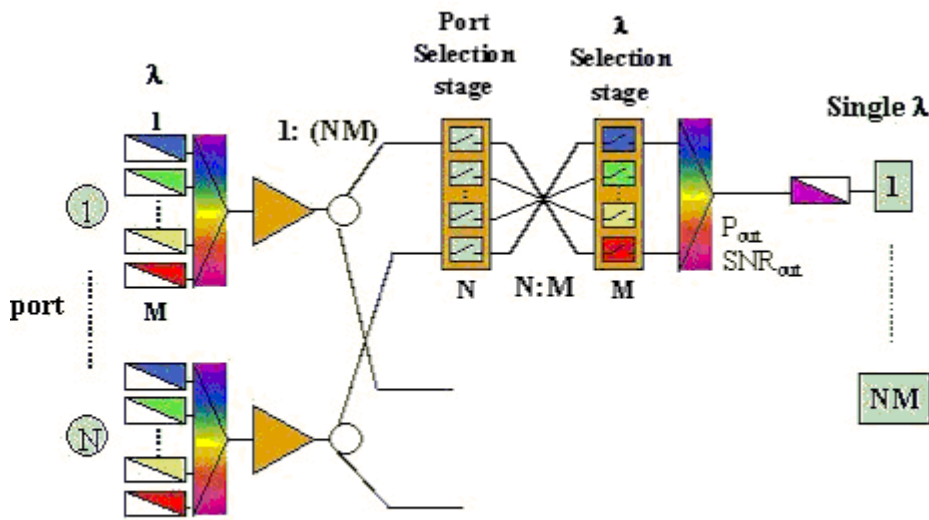


Σχ. 5.13 Παράγοντας Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με $M=64$ μήκη κύματος

Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω διαγράμματα, η 2^η αρχιτεκτονική μπορεί να υποστηρίξει συνολική χωρητικότητα το πολύ μέχρι 35 Tbps , αφού για τα 35 Tbps ο παράγοντας Q παίρνει την τιμή 7, η οποία είναι επίσης μια οριακή τιμή και δεν εγγυάται αξιόπιστη λειτουργία του συστήματός μας.

5.3 3^η Αρχιτεκτονική Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

Η 3^η αρχιτεκτονική που μελετάμε και εξομοιώνουμε είναι αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα και έχει χρησιμοποιηθεί στο IST-DAVID project για την υλοποίηση οπτικού Hub σε μητροπολιτικό δίκτυο.



Σχ. 5.14 Block Διάγραμμα 3^{ης} Αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

5.3.1 Ανάλυση Τρόπου Λειτουργίας Οπτικού Μεταγωγέα 3^{ης} Αρχιτεκτονικής

Ο τρόπος λειτουργίας της αρχιτεκτονικής έχει ενδελεχώς αναλυθεί στο 2^ο κεφάλαιο, όπου έχει τροποποιηθεί ώστε να αποτελεί οπτικό μεταγωγέα WP τεχνολογίας. Σε αυτήν την περίπτωση ο μεταγωγέας μπορεί να εξυπηρετήσει υπηρεσίες VWP τεχνολογίας χρησιμοποιώντας δύο οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος ανά κόμβο. Ο πρώτος από αυτούς βρίσκεται στην είσοδο του κόμβου και μετατρέπει το κάθε κανάλι σε τέτοιο μήκος κύματος ώστε να είναι ποιο εύκολη η δρομολόγηση και η μεταγωγή του (εντός του κόμβου) και ο δεύτερος βρίσκεται στην έξοδο του μεταγωγέα και μετατρέπει το φέρον του κάθε καναλιού σε συγκεκριμένο φέρον μήκος

κύματος, ώστε να αποφεύγονται οι συγκρούσεις μήκους κύματος μεταξύ των καναλιών που προορίζονται για την ίδια ίνα εξόδου.

Για την ολοκληρωμένη υλοποίηση του κόμβου στο παραπάνω σχήμα πρέπει να προσθέσουμε έναν αποπολυπλέκτη στην είσοδο του κόμβου και έναν πολυπλέκτη στην έξοδο.

5.3.2 Εξομοίωση 3^{ης} Αρχιτεκτονικής Οπτικού Μεταγωγέα VWP τεχνολογίας

Αφού παρουσιάσαμε την αρχιτεκτονική και αναλύσαμε τον τρόπο λειτουργίας της, προχωράμε στην εξομοίωση της για διάφορα σενάρια δικτύου προκειμένου να μελετήσουμε τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της.

5.3.2.1 Μελέτη της Διαδεξιμότητας της 3^{ης} αρχιτεκτονικής

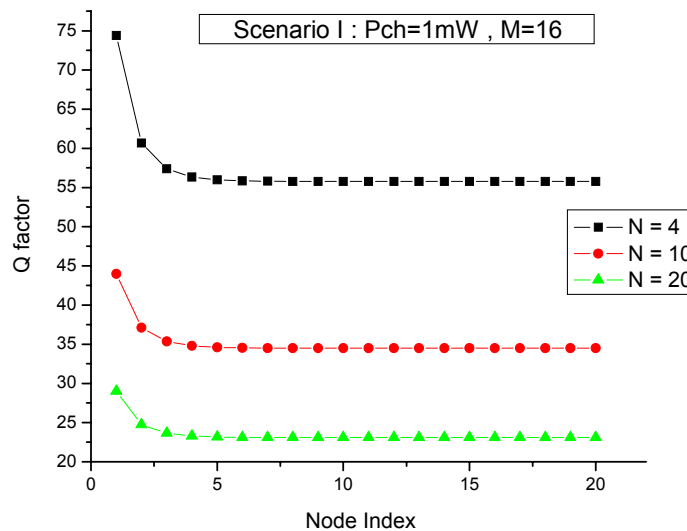
Και εδώ αναμένεται να ισχύουν όσα αναφέρθηκαν για τη διαδεξιμότητα της 1^{ης} αρχιτεκτονικής

5.3.2.1.1 Ακριβής προσδιορισμός της διαδεξιμότητας της 3^{ης} αρχιτεκτονικής

Για τον προσδιορισμό της ακριβούς διαδεξιμότητας της 2^{ης} αρχιτεκτονικής προχωράμε πάλι στη δημιουργία συγκεκριμένων σεναρίων δικτύων (όσον αφορά στη μέση ισχύ καναλιού P_{ch} στο δίκτυο, τα πολυπλεγμένα μήκη κύματος M σε κάθε ίνα και το πλήθος των ινών N που φτάνουν σε κάθε κόμβο) και στην εξομοίωση της λειτουργίας του μεταγωγέα στα πλαίσια ενός τέτοιου δικτύου. Βέβαια, γνωρίζοντας ότι η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική έχει περιορισμένες δυνατότητες από άποψη διαδεξιμότητας και επεκτασιμότητας, τα σενάρια που καταστρώνουμε εδώ είναι διαφορετικά σε σχέση με αυτά που θεωρήσαμε στις παραπάνω αρχιτεκτονικές.

5.3.2.1.1.1 Scenario I $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=16$ και $N=4$ ή $N=10$ ή $N=40$

Στο 1^ο σενάριο , εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 16 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά κανάλι και με 4, 10 και 20 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

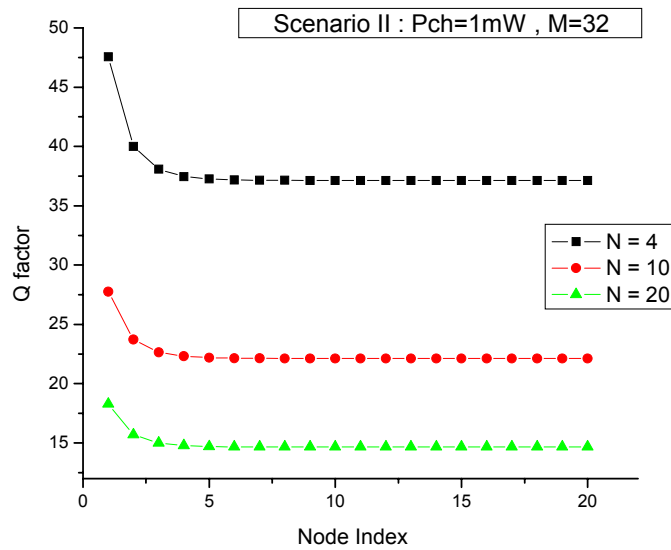


Σχ. 5.15 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1\text{mW}$ και $M=16$

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης είναι ανάλογα με αυτά της 1^{ης} και 2^{ης} αρχιτεκτονικής και επιβεβαιώνουν για άλλη μια φορά την αναγεννητική συμπεριφορά των οπτικών μετατροπέων. Πάλι, μετά τους πρώτους κόμβους ο συντελεστής Q μειώνεται σταδιακά, για να σταθεροποιηθεί τελικά μετά από κάποιο πλήθος κόμβων σε μια τιμή η οποία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του δικτύου μας (P_{ch} , M , N). Η διαφορά σε αυτήν την 3^η αρχιτεκτονική είναι ότι ακριβώς επειδή υπάρχουν 2 οπτικοί μετατροπείς ανά κόμβο η τιμή του Q σταθεροποιείται πολύ πιο γρήγορα σε σχέση με τις προηγούμενες αρχιτεκτονικές . Πιο συγκεκριμένα , παρατηρούμε ότι η τιμή του Q σταθεροποιείται μετά από τρεις περίπου κόμβους.

5.3.2.1.1.2 Scenario II $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=32$ και $N=4$ ή $N=10$ ή $N=20$

Στο 2^ο σενάριο , εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 32 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 4,10 και 20 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του συντελεστή Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

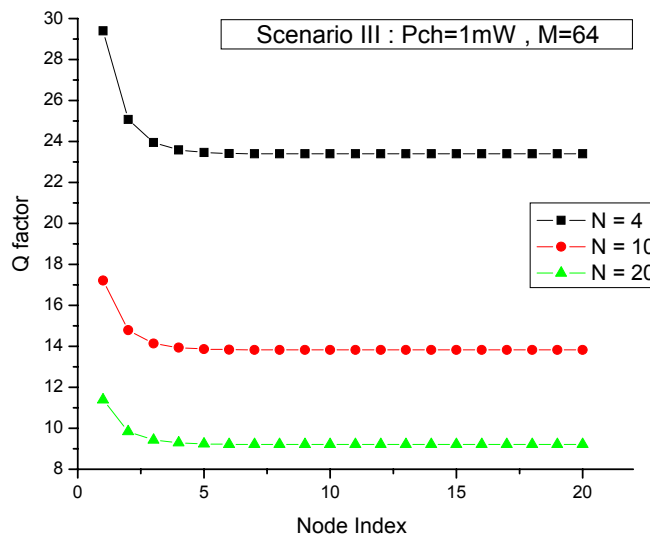


Σχ. 5.16 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με Pch=1mW και M=32

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης και αυτών περιπτώσεων μας δείχνουν ότι και σε αυτές η παρουσία των οπτικών μετατροπέων στην αρχιτεκτονική του οπτικού μεταγωγέα μας εξασφαλίζει οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα.

5.3.2.1.1.3 Scenario III $P_{ch} = 1 \text{ mW}$, $M=64$ και $N=4$ ή $N=10$ ή $N=20$

Στο 3^ο σενάριο, εξομοιώνουμε ένα σύστημα με 64 μήκη κύματος ανά ίνα, 1 mW μέση ισχύ ανά μήκος κύματος και με 4,10 και 20 ίνες αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του συντελεστή Q συναρτήσει των διαδοχικών κόμβων φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



Σχ. 5.17 Παράγοντας Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων, σε συστήματα με $P_{ch}=1mW$ και $M=64$

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης και αυτών περιπτώσεων μας δείχνουν ότι και σε αυτές η παρουσία των οπτικών μετατροπέων στην αρχιτεκτονική του οπτικού μεταγωγέα μας εξασφαλίζει οσοδήποτε μεγάλη διαδεξιμότητα. Ωστόσο για την περίπτωση που $N=20$ ο παράγοντας Q σταθεροποιείται σε πολύ μικρή τιμή ($Q=9$), γεγονός που καθιστά οριακή την αξιόπιστη λειτουργία του συστήματός μας.

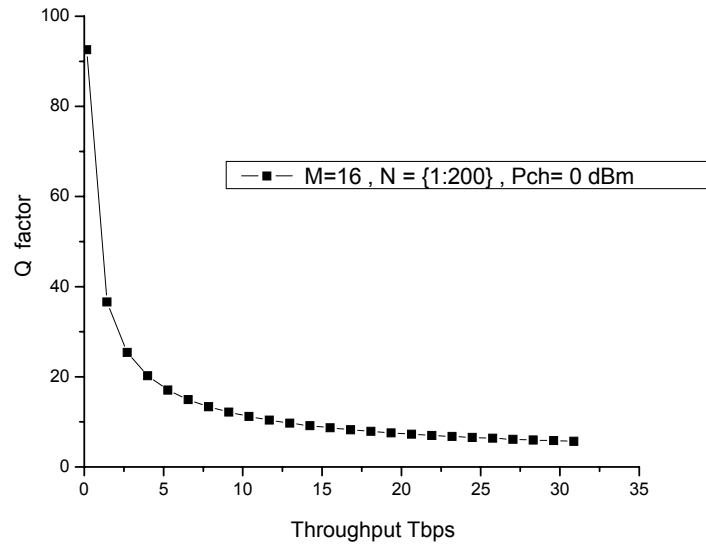
5.3.2.2 Μελέτη της επεκτασιμότητας της 3^{ης} αρχιτεκτονικής

Και για την 3^η αρχιτεκτονική ισχύουν όλα αυτά που είπαμε για το θέμα της επεκτασιμότητας στην 1^η αρχιτεκτονική. Επομένως απλώς παραθέτουμε τα αποτελέσματα της εξομοίωσης για τρεις περιπτώσεις πλήθους δικτύων

Λαμβάνοντας υπ' όψιν τα παραπάνω σχόλια, ακολουθούν δύο διαγράμματα που απεικονίζουν την εξάρτηση της τιμής στην οποία σταθεροποιείται ο παράγοντας Q από την συνολική χωρητικότητα του μεταγωγέα για τις περιπτώσεις που το σύστημά μας υποστηρίζει πολυπλεξία $M=32$ και $M=64$ μηκών κύματος.

5.3.2.2.1.1 Scenario I : $M=16$, $P_{ch}=1$ mW

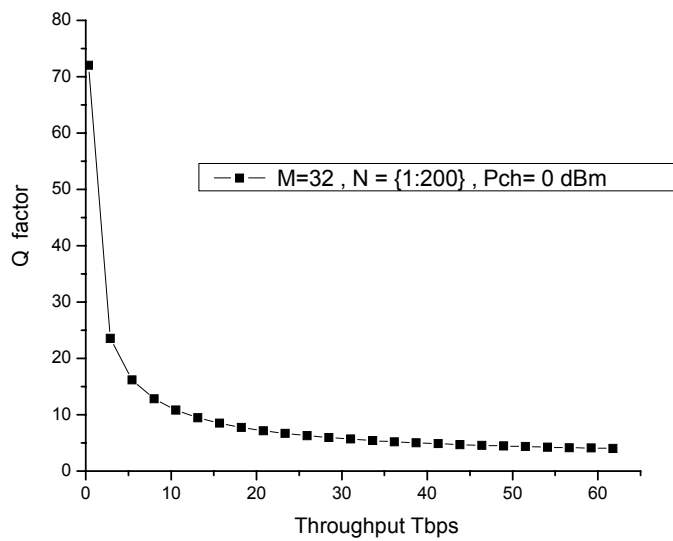
Στην περίπτωση που το $M=16$ και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του δικτύου, είναι το παρακάτω



Σχ. 5.18 Παράγοντας Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με $M=16$ μήκη κύματος

5.3.2.2.1.2 Scenario II : $M=32$, $P_{ch}=1$ mW

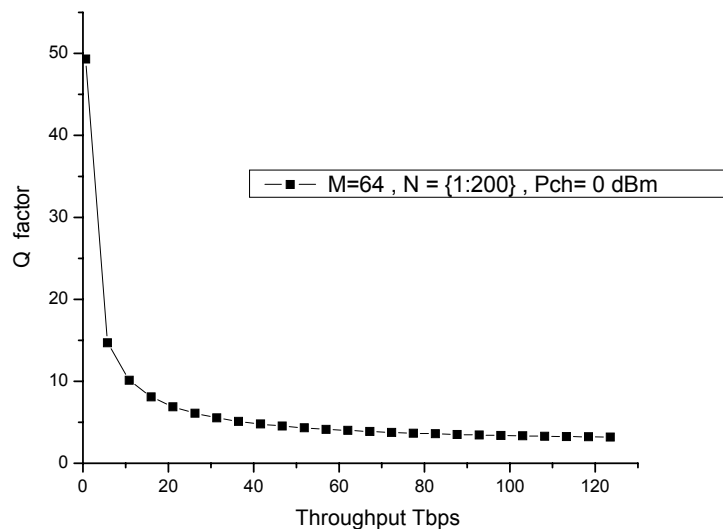
Στην περίπτωση που το $M=32$ και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω



Σχ. 5.19 Παράγοντας Q συναρτήσεως της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=32 μήκη κύματος

Scenario III : M=64 , P_{ch}=1 mW

Στην περίπτωση που το M=64 και η μέση ισχύ ανά κανάλι είναι 1 mW, η καμπύλη που δείχνει την μεταβολή του παράγοντα Q με τη συνολική χωρητικότητα του κάθε κόμβου, είναι το παρακάτω



Σχ. 5.20 Παράγοντας Q συναρτήσεως της συνολικής χωρητικότητας του οπτικού μεταγωγέα, σε συστήματα με M=32 μήκη κύματος

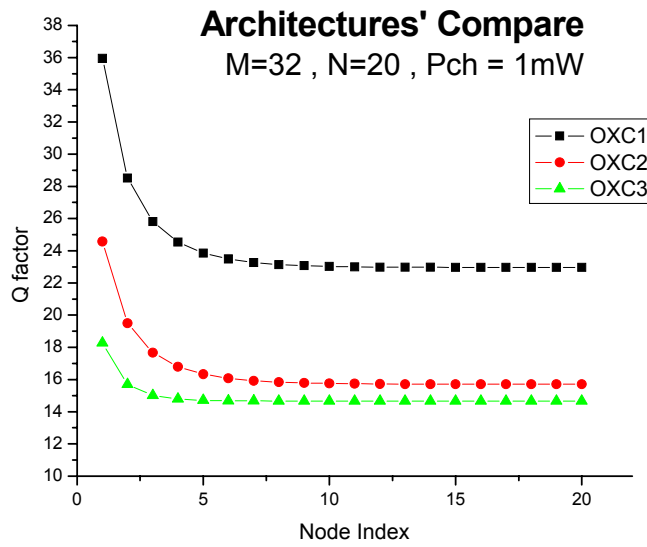
Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω διαγράμματα, η 3^η αρχιτεκτονική μπορεί να υποστηρίξει συνολική χωρητικότητα το πολύ μέχρι 30 Tbps , αφού για τα 30 Tbps ο παράγοντας Q παίρνει την τιμή 7, η οποία είναι επίσης μια οριακή τιμή και δεν εγγυάται αξιόπιστη λειτουργία του συστήματός μας.

5.4 Σύγκριση των τριών Αρχιτεκτονικών

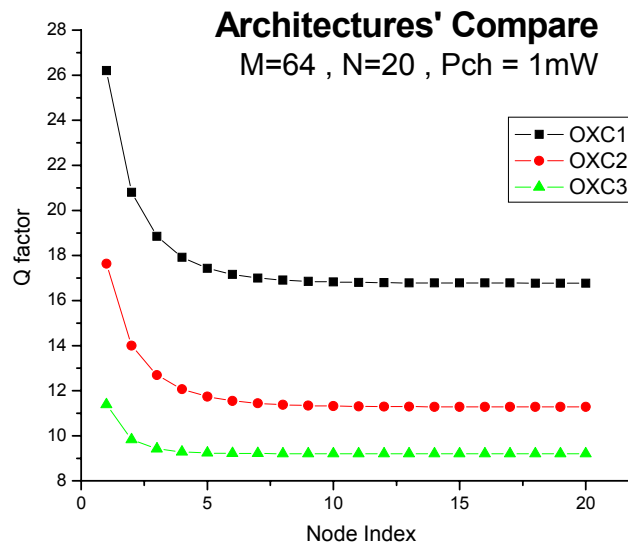
Αφού παρουσιάσαμε και αναλύσαμε την κάθε μία αρχιτεκτονική οπτικού μεταγωγέα τεχνολογίας VWP χωριστά, τώρα θα συγκρίνουμε τις αρχιτεκτονικές αυτές μεταξύ τους απλώς παρουσιάζοντας στο ίδιο γράφημα κάποια όμοια σενάρια για τα οποία εξομοιώσαμε τις παραπάνω αρχιτεκτονικές.

5.4.1 Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την διαδεξιμότητα

Στα Σχ. 5.21 και Σχ. 5.22 συγκρίνουμε τις καμπύλες της μεταβολής του παράγοντα Q συναρτήσει του αύξοντα αριθμού των διαδοχικά παρατεταγμένων κόμβων των τριών αρχιτεκτονικών, για συστήματα με $N=20$ ίνες και $M=32$ κανάλια (Σχ. 5.21) και με $N=20$ ίνες και $M=64$ κανάλια (Σχ. 5.22).



Σχ. 5.21 Σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων με βάση τη διαδεξιμότητα για σύστημα με N=20 ίνες και M=32 μήκη κύματος

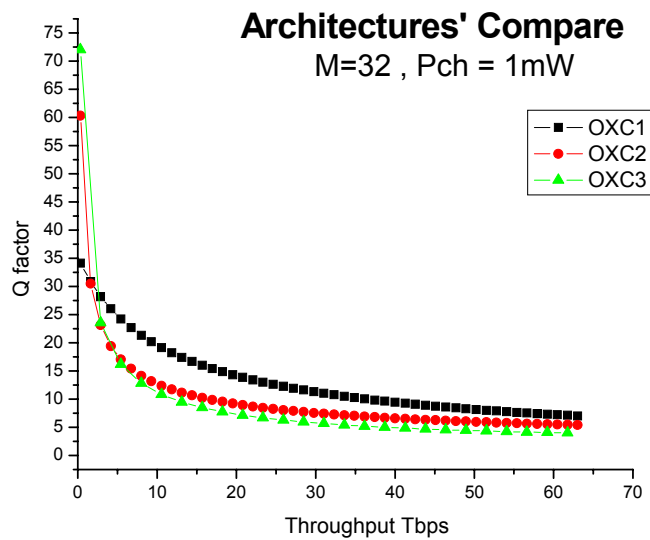


Σχ. 5.22 Σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων με βάση τη διαδεξιμότητα για σύστημα με N=20 ίνες και M=32 μήκη κύματος

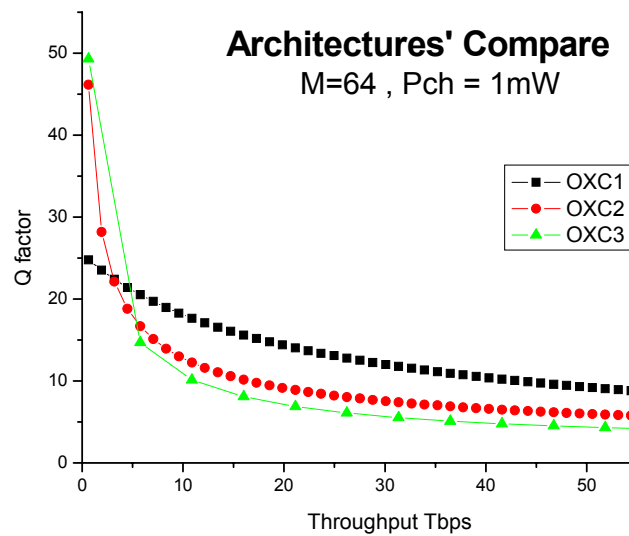
Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω σχήματα, η 1^η αρχιτεκτονική εμφανίζει σαφώς καλύτερη συμπεριφορά από τις υπόλοιπες, ενώ ακολουθεί η 2^η και στη συνέχεια η 3^η.

5.4.2 Σύγκριση αρχιτεκτονικών με βάση την επεκτασιμότητα

Στα Σχ. 5.23 και Σχ. 5.24 συγκρίνουμε τις καμπύλες της μεταβολής του παράγοντα Q συναρτήσει της συνολικής χωρητικότητας των τριών αρχιτεκτονικών, για συστήματα με $M=32$ κανάλια (Σχ. 5.23) και $M=64$ κανάλια (Σχ. 5.24).



Σχ. 5.23 Σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων με βάση την επεκτασιμότητα, για σύστημα με $M=32$ μήκη κύματος



Σχ. 5.24 Σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων με βάση την επεκτασιμότητα, για σύστημα με M=64 μήκη κύματος

Η σύγκριση των τριών αρχιτεκτονικών μας δείχνει ότι σε κάθε περίπτωση, η 3^η αρχιτεκτονική παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά από τις άλλες δύο για μικρές χωρητικότητες ($N \ll M$), ενώ για μεγαλύτερες χωρητικότητες καλύτερη συμπεριφορά παρουσιάζει η 1^η αρχιτεκτονική, ακολουθεί η 2^η και τελευταία είναι η 3^η.

5.5 Αναφορές 5^{ου} Κεφαλαίου

[1] A. Stavdas, Architectures, Technology and Strategies for a Gracefully Evolving Optical Packet Switching Networks.

[2] A.Stavdas , H. Avramopoulos, E. N. Protonotarios, J. E. Midwinter, An OXC architecture Suitable for High Density WDM Wavelength Routed Networks , Photonic Network Communications , Vol 1 (1), pp 77-88, 1999

[3] S.L Danielsen, P. B. Hansen, K.E Stubkjaer, M. Schilling, K. Wuenstel, W. Idler, P. Doussiere, and F. Pommerau , All Optical Wavelength Conversion Schemes for Increased Input Power Dynamic Range, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 10, No. 1, January 1998

