



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

**Μελέτη φυσικού στρώματος και στρατηγικές
μετάβασης προς δυναμικά επαναδιαρθρώσιμα
μητροπολιτικά δίκτυα υπερ-υψηλής
χωρητικότητας**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΣΥΓΓΡΑΕΤΟΣ Β. ΣΤΥΛΙΑΝΟΣ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005

Στους γονείς μου.....

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1	5
1.1 Σκοπός.....	5
1.2 Οπτική μεταγωγή και κριτήρια μετάβασης προς ένα δυναμικά επαναδιαρθρώσιμο δίκτυο	6
1.3 Δομή της παρούσας διατριβής	12
Κεφάλαιο 2	15
2.1 Σκοπός.....	15
2.2 Σύγκριση τεχνολογικών χαρακτηριστικών	15
2.2.1 Οπτοηλεκτρονική μετατροπή	15
2.2.2 Μετατροπή μήκους κύματος με οπτική πύλη	18
2.2.2.1 Ετεροδιαμόρφωση κέρδους	19
2.2.2.2 Ετεροδιαμόρφωση φάσης	21
2.2.2.3 Μη γραμμικοί οπτικοί καθρέπτες βρόχου	23
2.2.3 Μετατροπή μήκους κύματος με ανάμιξη κυμάτων	25
2.2.3.1 Μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four-Wave-Mixing)	26
2.2.3.2 Διαφορική γένεση συχνοτήτων (Difference Frequency Generation, DFG) 27	
2.3 Συμπεράσματα	28
Κεφάλαιο 3	30
3.1 Σκοπός.....	30
3.2 Βασική θεωρία μοντελοποίησης ενισχυτή ημιαγωγού SOA	31
3.3 Δυναμική ανάκτηση κέρδους (dynamic gain recovery)	37
3.4 Μετατροπέας ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (XGM-converter)	41
3.4.1 Ανάλυση στατικής συμπεριφοράς	42
3.4.2 Ανάλυση δυναμικής συμπεριφοράς.....	48
3.5 Μετατροπέας ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM -converter).....	54
3.5.1 Ανάπτυξη αναλυτικού μοντέλου στατικής συμπεριφοράς	55
3.6 Συμπεράσματα	61
Κεφάλαιο 4	63
4.1 Σκοπός.....	63
4.2 Σχεδιαστικά θέματα οπτικού μητροπολιτικού δικτύου	64
4.2.1 Θέματα τοπολογίας.....	64
4.2.2 Θέματα οπτικής τεχνολογίας	69
4.3 Προτεινόμενη λύση.....	70
4.3.1 Επισκόπηση της αρχιτεκτονικής ενός δικτύου	70
4.3.2 Σενάριο μετάβασης προς ένα δίκτυο δυναμικής κατάστασης.....	73
4.4 Αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων δρομολόγησης	75
4.4.1 Αρχιτεκτονική Class-0	76
4.4.2 Αρχιτεκτονική Class -I.....	80
4.4.3 Αρχιτεκτονική Class -II	82
4.4.4 Αρχιτεκτονική Class -III.....	84
4.5 Συμπεράσματα	85
Κεφάλαιο 5	86
5.1 Σκοπός.....	86
5.2 Τεχνολογικά χαρακτηριστικά μετατροπέων μήκους κύματος.....	88

5.3	Ανάλυση φυσικού στρώματος σε ομοιόμορφη 2R αναγεννητική αλυσίδα	94
5.3.1	Ανάλυση και αξιολόγηση επίδρασης ντετερμινιστικού jitter	96
5.3.2	Μελέτη και ανάλυση επίδρασης τυχαίου jitter	106
5.4	Φυσικό στρώμα τύπου –I τοπολογίας MAN δικτύων	119
5.4.1	Βασικές παραδοχές μοντελοποίησης	119
5.4.2	Παρουσίαση και ανάλυση αποτελεσμάτων	123
5.5	Φυσικό στρώμα τύπου –II τοπολογίας MAN δικτύων	133
5.5.1	Αξιολόγηση της επίδρασης του ντετερμινιστικού jitter	134
5.5.2	Αναλυτική μοντελοποίηση και αξιολόγηση επίδρασης θορυβικού παράγοντα	142
5.5.3	Προσομοίωση συνολικού φυσικού στρώματος προτεινόμενων αρχιτεκτονικών	158
5.6	Συμπεράσματα	170
Κεφάλαιο 6		174
6.1	Σκοπός	174
6.2	Πρώτη φάση ανάπτυξης μοντέλου	176
6.2.1	Γενικές θεωρήσεις μοντελοποίησης και περιγραφή συστήματος	176
6.2.2	Μαθηματική ανάπτυξη μοντέλου	178
6.3	Δεύτερη φάση ανάπτυξης μοντέλου	185
6.3.1	Γενική περιγραφή συστήματος και παραδοχές μοντελοποίησης	185
6.3.2	Μαθηματική ανάπτυξη μοντέλου	188
6.3.3	Μελέτη αλυσίδας 2R αναγεννητικής αλυσίδας	199
6.3.4	Αξιολόγηση των ορίων ακριβείας της αναλυτικής προσέγγισης	204
6.4	Συμπεράσματα	212
Κεφάλαιο 7		214
7.1	Συμπεράσματα και αποτίμηση στόχων διατριβής	214
7.2	Θέματα προς μελλοντική έρευνα	217

Κεφάλαιο 1

ΕΞΕΛΙΞΗ ΚΑΙ ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΠΡΟΣ ΔΙΚΤΥΑ ΔΥΝΑΜΙΚΗΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ

1.1 Σκοπός

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να σκιαγραφήσει το γενικό πλαίσιο προβληματισμού στο χώρο των οπτικών δικτύων γύρω από το οποίο θα κινηθεί η παρούσα διατριβή. Πιο συγκεκριμένα εισάγονται οι έννοιες της οπτικής προσπέρασης (optical-bypassing) και της οπτικής μεταγωγής (optical switching), ενώ επίσης αναλύεται η ανάγκη ύπαρξης καθώς και τα κριτήρια που πρέπει να πληρεί ένα σενάριο μετάβασης στο σχεδιασμό και την υλοποίηση ενός δυναμικά επαναδιαρθρώσιμου δικτύου (dynamic-reconfigurable-network). Τέλος περιγράφονται οι στόχοι αυτής της διατριβής και γίνεται συνοπτική παρουσίαση του περιεχομένου του κάθε κεφαλαίου της.

1.2 Οπτική μεταγωγή και κριτήρια μετάβασης προς ένα δυναμικά επαναδιαρθρώσιμο δίκτυο

Εδώ και πολλά χρόνια είχε γίνει φανερό ότι οι τηλεπικοινωνίες θα αποτελούσαν τον ακρογωνιαίο λίθο στην ανάπτυξη μιας σύγχρονης κοινωνίας [1],[2]. Παρόλο που τον τελευταίο καιρό έχει υπάρξει αγοραστική ύφεση στην βιομηχανία των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων κανείς δε μπορεί να πει ότι ο παραπάνω ισχυρισμός περιορίζεται στα πλαίσια μιας απλής ένδειξης. Η απαίτηση τόσο για υπάρχοντες όσο και για νέες υπηρεσίες συνεχίζει να μεγαλώνει με έντονο ρυθμό, ενώ παράλληλα γίνονται συντονισμένες επιστημονικές προσπάθειες στην ανατολική Ασία, στην βόρειο Αμερική και στην Ευρώπη προκειμένου να ξεπεραστεί το «μπλοκάρισμα» διάθεσης του εύρους ζώνης που εμφανίζεται στο τμήμα πρόσβασης του δικτύου. Στη πραγματικότητα δεν υπάρχει η παραμικρή ένδειξη ότι θα υπάρξει μείωση των απαιτήσεων τόσο στο υψηλό εύρος ζώνης, όσο και στη διαθεσιμότητα δικτύου ή στην ποιότητα υπηρεσιών.

Αυτή η συνεχιζόμενη ανάπτυξη ευροζωνικών υπηρεσιών στα πλαίσια χωρητικότητας αλλά και πρόσβασης εξαρτάται στενά από την ύπαρξη αξιόπιστων και ευέλικτων δικτύων τόσο σε μητροπολιτικό επίπεδο όσο και σε επίπεδο κορμού. Τα εν λόγω δίκτυα πρέπει να πληρούν συγκεκριμένα χαρακτηριστικά όπως διαφάνεια υπηρεσιών, αλλά και επεκτασιμότητα ως προς το συνολικά μεταδιδόμενο φορτίο καθώς επίσης και χαμηλό συντελεστή κόστους. Πιο συγκεκριμένα το βασικό ερώτημα που εγείρεται είναι το κατά πόσο μπορεί να αυξηθεί μια η δύο τάξεις μεγέθους τη συνολική τους χωρητικότητα κατά έναν οικονομικά αποδεκτό τρόπο.

Απάντηση σε αυτό το ερώτημα επιχειρεί να δώσει η οπτική τεχνολογία, η οποία τα τελευταία χρόνια εισήγαγε μια τρομακτική επανάσταση στον τηλεπικοινωνιακό χώρο. Αυτή βασίστηκε στη διαφάνεια σε επίπεδο πρωτοκόλλου, ρυθμού μετάδοσης αλλά και ψηφιακής

διαμόρφωσης που προσφέρει η τεχνολογία στενής πολυπλεξίας μήκους κύματος (DWDM, Dense Wavelength Division Multiplexing) σε συνδυασμό με συγκεκριμένες διαδικασίες ενσωματωμένες στο SONET/SDH, όπως η συγχώνευση της κίνησης, η ομοιοκαταχώρηση συνδέσεων και η επαρκής διαχείριση υπηρεσιών και προστασίας. Παράλληλα, η εμφάνιση του ενισχυτή ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA), επιτρέποντας την ταυτόχρονη και μαζική ενίσχυση ενός συνόλου WDM καναλιών, συντέλεσε τρομακτικά στον τρόπο που τα δίκτυα αυτά εξελίχθηκαν και οδήγησαν στην έννοια της δρομολόγησης μήκους κύματος. Σε ένα τέτοιο δίκτυο, η διερχόμενη κίνηση θα πρέπει να προσπερνά τον κόμβο, δηλαδή να υπάρχει άμεση διασύνδεση του αντίστοιχου μήκους κύματος από την ένα εισόδου στην ένα εξόδου χωρίς να υπάρχει οποιαδήποτε επεξεργασία του περιεχομένου της πληροφορίας. Αυτή η διαδικασία «οπτικής προσπέρασης» συνεπάγεται ταυτόχρονα την μείωση ενός σημαντικού όγκου ακριβών και υψηλής ταχύτητας ηλεκτρονικών συστημάτων (SONET/SDH) τα οποία θα ήταν σε διαφορετική περίπτωση αναγκαία για τον έλεγχο αλλά και την ψηφιακή επεξεργασία σε επίπεδο διφύου της πληροφορίας.

Στο σημείο αυτό εισάγεται όρος της οπτικής μεταγωγής (Optical-Switching). Υπάρχουν πολλοί τρόποι εννοιολογικής αντίληψης αυτής της διαδικασίας. Στο πλαίσιο ενός γενικότερου βροχωτού (mesh) δικτύου η οπτική μεταγωγή συνδέεται με το μονοπάτι δρομολόγησης από τον αρχικό κόμβο στον κόμβο προορισμού. Από την άλλη πλευρά στο εσωτερικό του κόμβου ο ίδιος όρος αφορά την διαδικασία δρομολόγησης που λαμβάνει χώρα στον πίνακα μεταγωγής και παραπέμπει στην συσχέτιση της αρχιτεκτονικής οπτικού μεταγωγέα με την αντίστοιχη οπτική τεχνολογία. Σκοπός της αρχιτεκτονικής είναι να ορίσει ξεκάθαρα λειτουργικότητα αλλά και τη διασυνδεσιμότητα μέσα στον κόμβο. Από την άλλη πλευρά αναφερόμενοι στην οπτική τεχνολογία ουσιαστικά εννοούμε τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται για την εσωτερική δρομολόγηση του οπτικού σήματος μέσα στον μεταγωγέα. Ωστόσο, ένα βασικό ερώτημα που προκύπτει είναι το πως μπορεί να εισαχθεί η

τεχνολογία οπτικής μεταγωγής στον κάθε κόμβο για τη δρομολόγηση και προώθηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης; Το πρόβλημα αυτό δεν έχει επαρκώς αντιμετωπιστεί έως και στις μέρες μας, ενώ γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι βασικό ρόλο σε αυτό έχει το προφίλ της τηλεπικοινωνιακής κίνησης την οποία καλείται να εξυπηρετήσει ο κάθε κόμβος.

Σε ότι αφορά τα μεγάλα δίκτυα ευρείας περιοχής (WAN, Wide-Area-Networks) με πολλούς κόμβους η οπτική μεταγωγή ως διαδικασία δυναμικής εξεύρεσης και εγκατάστασης οπτικών μονοπατιών κρίνεται ιδιαίτερα χρονοβόρα και πολύπλοκη, συνεπώς δεν ωφελεί να πραγματοποιείται σε μικρή κλίμακα χρόνου. Στη περίπτωση αυτή μια DWDM ζεύξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποδοτικά μόνο σε ημιμόνιμες συνδέσεις και δεδομένου ότι το προφίλ της τηλεπικοινωνιακής κίνησης είναι στατικό ή αργά μεταβαλλόμενο. Αυτό με τη σειρά του προαπαιτεί εκτεταμένες διαδικασίες ομαδοποίησης της κίνησης, οι οποίες λαμβάνουν χώρα στο ηλεκτρονικό επίπεδο (π.χ. IP/ATM –over-SDH) στα άκρα της κάθε ζεύξης.

Η κατάσταση στα μητροπολιτικά δίκτυα (MAN, Metropolitan-Area-Network) είναι εντελώς διαφορετική. Το βασικό στοιχείο είναι η σποραδικότητα και η ειρηνικότητα της κίνησης σε συνδυασμό με ανομοιογένεια πρωτοκόλλων και ρυθμών μετάδοσης. Ένας στατικός σχεδιασμός του δικτύου οδηγεί σε σπατάλη πόρων αναφορικά με τα διαθέσιμα μήκη κύματος δεδομένου ότι η πρόβλεψη θα πρέπει να γίνει για την ικανοποίηση του μέγιστου ρυθμού κίνησης. Αυτή η υπέρ-παροχή πόρων υποσιγάπτει όλα τα θετικά στοιχεία που επιφέρει η δρομολόγηση μήκους κύματος στα δίκτυα. Εξαιρώντας, λοιπόν αυτήν την επιλογή η μόνη διαθέσιμη λύση είναι η ύπαρξη ενός δυναμικά επαναδιαρθρώσιμου οπτικού στρώματος, το οποίο μπορεί επιπλέον να προσφέρει κάποιες από τις λειτουργίες που έως τώρα ικανοποιούσε το κατεστημένο του SONET/SDH. Δηλαδή αυτή η νέα προσέγγιση επιβάλλει στο οπτικό στρώμα πέρα του να είναι ένας ευέλικτος μηχανισμός μετάδοσης, να προσφέρει επιπλέον διαφάνεια μετάδοσης των υπηρεσιών, στατιστική πολυπλεξία καθώς και

μηχανισμούς προφύλαξης της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση κατάλληλων αρχιτεκτονικών οπτικής μεταγωγής στους κόμβους, οι οποίες θα επιτρέπουν τη δυναμική ανάθεση/ακύρωση μηκών κύματος όποτε χρειάζεται.

Γίνεται λοιπόν φανερό ότι η αρχή της «οπτικής προσπέρασης», η ικανότητα δυναμικής αναδιάρθρωσης του οπτικού στρώματος σε συνδυασμό με το σκεπτικό της διαφάνειας υπηρεσιών και της ανάγκης για συνεχή αύξηση της συνολικής χωρητικότητας αποτελούν τους βασικούς λόγους από τους οποίους απορρέει η πεποίθηση ότι η οπτική μεταγωγή έχει τη δυνατότητα να αποτελέσει την εναλλακτική λύση στους ψηφιακούς ηλεκτρονικούς δρομολογητές στα μελλοντικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας. Σε ένα τέτοιο δυναμικό περιβάλλον όλες οι προτεινόμενες λύσεις πρέπει να λαμβάνουν υπόψη την αλληλεπίδραση της οπτικής τεχνολογίας με την ικανότητα των IP-δρομολογητών να χειρίζονται τη μεταδιδόμενη κίνηση καθώς επίσης και την συνολική αρχιτεκτονική του δικτύου. Η άμεση υιοθέτηση μιας αμιγούς οπτικής τεχνολογίας που χαρακτηρίζεται από γρήγορους οπτικούς διακόπτες θα έχει ως βασικό μειονέκτημα το πολύ μεγάλο κόστος, γεγονός που θέτει φραγμούς στην περαιτέρω ανάπτυξη και εγκατάσταση ενός τέτοιου δικτύου. Είναι συνεπώς απαραίτητο να υπάρξει μία στρατηγική με την οποία να επιτυγχάνεται μια ομαλή μετάβαση με έναν αντίστοιχα οικονομικά αποδεκτό τρόπο. Μέσα σε αυτό, ένας από τους σιοπούς της παρούσας εργασίας είναι να προτείνει ένα σενάριο εξέλιξης για τη σταδιακή μετάβαση από τα δίκτυα φωνής σε δίκτυα μεταγωγής δεδομένων, από τα στατικά σε δυναμικά αναδιαρθρώσιμα δίκτυα, από τα δίκτυα μέσης ή χαμηλής χωρητικότητας στα δίκτυα υψηλής χωρητικότητας, από την υπάρχουσα στη μελλοντική τεχνολογία, και όλα αυτά λαμβάνοντας υπόψη τον παράγοντα του κόστους. Ένα ανάλογο σχέδιο οπτικής μεταγωγής παρουσιάζει ενδιαφέρον μόνο όταν ικανοποιεί μια σειρά κριτηρίων, τα οποία αναλύονται ενδελεχώς παρακάτω.

1. Πρώτο κριτήριο: Δομοστοιχείωση

Η δομοστοιχείωση (modularity) θα πρέπει να αποτελεί τον ακρογωνιαίο λίθο κάθε προτεινόμενης λύσης δεδομένου ότι είναι ο μοναδικός τρόπος προκειμένου να υπάρξει αποδεκτός συντελεστής κόστους. Ο συγκεκριμένος όρος χρησιμοποιείται εδώ ώστε να χαρακτηρίζει όχι μόνο τον αρχιτεκτονικό σχεδιασμό σε επίπεδο συστήματος και υποσυστήματος αλλά και την ζητούμενη λειτουργικότητα. Και για τις δύο περιπτώσεις, σχεδιαστικά ή λειτουργικά, το ζητούμενο σε κάθε σενάριο μετάβασης είναι ότι το κάθε υψηλότερου επιπέδου αρχιτεκτονικό σύστημα θα πρέπει να προκύπτει ως συνταίριασμα χαμηλότερου επιπέδου αρχιτεκτονικών συστημάτων. Η χρήση υψηλού επιπέδου υποσυστημάτων, που αντιστοιχεί σε ακριβό τεχνολογικά εξοπλισμό θα πρέπει να εισάγεται μόνο όταν είναι απαραίτητο.

2. Δεύτερο Κριτήριο: Διαφάνεια Υπηρεσιών

Αναγνωρίζεται ευρέως ότι η διαφάνεια αποτελεί βασική προϋπόθεση για κάθε τεχνολογικά ανεπτυγμένη τηλεπικοινωνιακή υποδομή. Αυτό περισσότερο από οπουδήποτε αλλού ισχύει για τον χώρο των οπτικών δικτύων. Γενικότερα μπορεί να οριστεί μια σειρά επιπέδων διαφάνειας, για παράδειγμα στο φυσικό στρώμα έχουμε τη διαφάνεια στο ρυθμό διάδοσης αλλά και στον τρόπο διαμόρφωσης της πληροφορίας, ενώ στα ανώτερα στρώματα όπως στο Στρώμα-2 μπορούμε να ορίσουμε τη διαφάνεια πρωτοκόλλου. Ωστόσο, αυτό που κυρίαρχα γίνεται ζητούμενο το τελευταίο καιρό χωρίς να έχει πλήρως αποσαφηνίσει είναι η διαφάνεια υπηρεσιών.

Σύμφωνα με μία προσέγγιση «διαφάνεια υπηρεσιών» σημαίνει ότι μια σειρά υπηρεσιών όπως μεταγωγή, δρομολόγηση αλλά και ψηφιακή επεξεργασία της πληροφορίας θα έπρεπε αυθαίρετα να μεταφερθούν στο οπτικό στρώμα παραγωνίζοντας το σκεπτικό της «οπτικής

προσπέρασης» και προτείνοντας ένα πολύπλοκο αμιγώς οπτικό φυσικό στρώμα. Μια δεύτερη άποψη θέλει τη «διαφάνεια υπηρεσιών» να επιτυγχάνεται από μια διαστρωματωμένη στοιβία πρωτοκόλλων, η οποία ωστόσο απαιτεί μεγάλο όγκο επεξεργασίας σε επίπεδο διφύου. Στη περίπτωση αυτή μιλάμε για ένα αμιγώς ηλεκτρονικό σύστημα μεταγωγής. Η θέση, η οποία υποστηρίζεται εδώ είναι ότι το μέλλον δε μπορεί να είναι ούτε αμιγώς οπτικό ούτε πλήρως ηλεκτρονικό. Το βασικό αντεπιχείρημα απέναντι σε μια πλήρως ηλεκτρονική λύση είναι ότι δεν υπάρχει κανένας λόγος ο κάθε κόμβος να πρέπει να επεξεργάζεται εξολοκλήρου όλη τη διερχόμενη πληροφορία προκειμένου να ανιχνεύσει το τμήμα που του αντιστοιχεί. Από την άλλη πλευρά το αντεπιχείρημα σε μια αμιγώς οπτική λύση είναι το ότι αφού έτσι και αλλιώς πραγματοποιείται επεξεργασία της πληροφορίας σε επίπεδο διφύου γιατί αυτό να μην γίνει χρησιμοποιώντας την ηλεκτρονική τεχνολογία η οποία είναι ήδη πολύ πιο ώριμη. Και στις δύο περιπτώσεις αν υιοθετηθεί η διαδικασία της ψηφιακής επεξεργασίας σε επίπεδο διφύου, τότε ένας μεγάλος αριθμός πολύπλοκων κυκλωμάτων (hardware) απαιτείται προκειμένου να επιτελέσει αυτή τη διαδικασία καθώς επίσης και όσες άλλες συνεπάγονται, όπως συγχρονισμός, πλαισίωση, αποθήκευση κ.τ.λ.

Για το σκοπό αυτό βασική προτεραιότητα αποτελεί η ελαχιστοποίηση αυτών των διαδικασιών επεξεργασίας διφύου ανεξάρτητα από όποια τεχνολογική πλατφόρμα εν τέλει χρησιμοποιηθεί. Αυτό ακριβώς το στοιχείο χαρακτηρίζει το δίκτυο που παρέχει διαφάνεια υπηρεσιών. Έπειτα από αυτήν την αποσαφήνιση το κέντρο βάρους δε βρίσκεται στο στην επιλογή της κατάλληλης τεχνολογίας αλλά στην λειτουργική τους συμπεριφορά. Έτσι, το ενδιαφέρον μετατοπίζεται από το τεχνολογικό επίπεδο στο λειτουργικό επίπεδο.

3. Τρίτο κριτήριο: Μεταδιδόμενη χωρητικότητα, τεχνολογία και κόστος

Υπάρχουν δύο βασικά μεγέθη τα οποία να χαρακτηρίζουν την επεκτασιμότητα των οπτικών δικτύων όπου δεν λαμβάνει χώρα 3R-αναγέννηση. Το πρώτο είναι η μέγιστη

απόσταση που μπορούν να φθάσουν, για παράδειγμα το συνολικό μήκος της ίνας ή ο συνολικός αριθμός από διαδοχικά επανατοποθετημένους κόμβους. Το δεύτερο μέγεθος σχετίζεται με το μέγιστη χωρητικότητα ανά κόμβο αφού για πολλές περιπτώσεις, όπως στις αρχιτεκτονικές πολυειπομπής και επιλογής (broadcast and select), η συνολική υποβάθμιση φυσικού στρώματος είναι ανάλογη της. Τα δύο αυτά μεγέθη μπορούν να συγχωνευτούν σε μία οντότητα, η οποία είναι η συνολική μεταδιδόμενη χωρητικότητα του δικτύου, δηλαδή το γινόμενο της χωρητικότητας ανά κόμβο με το πλήθος των κόμβων.

Κεντρικό ζήτημα για αυτή την περίπτωση αποτελεί η αξιολόγηση της επίδρασης που έχουν οι διαφορετικές τεχνολογίες οπτικής μεταγωγής στη συνολικά μεταδιδόμενη χωρητικότητα. Για παράδειγμα όταν αυτή αλλάζει από «αργή» σε «γρήγορη» πια είναι η αντίστοιχη επίπτωση στη συνολική χωρητικότητα του δικτύου. Επιπλέον τι γίνεται στη περίπτωση που υιοθετηθεί τεχνολογία χαμηλότερου κόστους, η αντίστοιχη μείωση στο φυσικό στρώμα πόσο πολύ επηρεάζει τη συνολική χωρητικότητα

1.3 Δομή της παρούσας διατριβής

Στο παραπάνω πλαίσιο γενικότερου προβληματισμού που επικρατεί στις μέρες μας σκοπός της παρούσας διατριβής είναι να προτείνει και να μελετήσει συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές φυσικού στρώματος και αντίστοιχα σενάρια, τα οποία θα δείχνουν πως είναι δυνατό με κατάλληλη οπτική ή ηλεκτρονική τεχνολογία μεταγωγής να έχουμε σταδιακή μετάβαση προς ένα δίκτυο δυναμικής κατάστασης. Σε αρχική φάση θα γίνει χρήση πιο αργών και χαμηλού κόστους οπτικών διακοπών για την επίτευξη ενός δικτύου με χαμηλή ταχύτητα επαναρυθμίσης. Σε επόμενο στάδιο οι συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές θα επιτρέπουν την αντικατάσταση αυτών των διακοπών με πιο γρήγορους και εξελιγμένους και συνεπώς την επίτευξη ενός δικτύου με υψηλή ταχύτητα επαναρυθμίσης.

Στο **δεύτερο κεφάλαιο** παρουσιάζονται όλες οι τεχνικές μετατροπής μήκους κύματος καθώς και τα αντίστοιχα υποσυστήματα που έχουν αναπτυχθεί ερευνητικά τα τελευταία χρόνια. Αυτή η διαδικασία θα αποτελέσει αναπόσπαστο τμήμα των δικτύων δρομολόγησης μήκους κύματος. Ωστόσο, το ποια είναι η κατάλληλη τεχνική σχετίζεται με ένα πλήθος παραμέτρων όπως το κόστος, η τεχνολογική της ωριμάνσης, η ικανότητα για μονολιθική ολοκλήρωση κ.α. Για τον λόγο αυτό ιδιαίτερο βάρος εδώ δίνεται στην ανάλυση των αρχών λειτουργίας τους καθώς και των ιδιαίτερων τεχνολογικών τους χαρακτηριστικών, ενώ φωτίζονται τόσο τα πλεονεκτήματα όσο και τα μειονεκτήματα που αυτές παρουσιάζουν.

Στο **τρίτο κεφάλαιο** ερευνώνται ξεχωριστά οι περιπτώσεις δύο αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων μετατροπής μήκους κύματος που βασίζονται στην τεχνολογία ενισχυτών ημιαγωγού(SOA), του μετατροπέα που βασίζεται στο φαινόμενο ετεροδιαμόρφωσης κέρδους και του μετατροπέα που βασίζεται στο φαινόμενο ετεροδιαμόρφωσης φάσης. Και τα δύο αυτά υποσυστήματα θεωρούνται οι κυρίαρχοι υποψήφιοι για χρήση στα μελλοντικά αμιγώς οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας. Η συγκεκριμένη μελέτη περιλαμβάνει αναλυτική μοντελοποίησή τους και χαρακτηρισμό τόσο της στατικής όσο και της δυναμικής τους συμπεριφοράς σε συνάρτηση των επιμέρους δομικών παραμέτρων του κάθε υποσυστήματος

Στο **τέταρτο κεφάλαιο** πραγματοποιείται λεπτομερής παρουσίαση των βασικών τεχνολογικών παραμέτρων γύρω από το σχεδιασμό και την ανάπτυξη ενός μητροπολιτικού οπτικού δικτύου. Λαμβάνοντας υπόψη δύο διαφορετικές τοπολογίες MAN συστήματος προτείνονται συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές οπτικού μεταγωγέα και παρουσιάζεται σχετικό σενάριο ομαλής μετάβασης προς ένα δυναμικά επαναδιαρθρώσιμο δίκτυο. Ιδιαίτερο βάρος δίδεται στο συσχετισμό της οπτικής τεχνολογία με το προτεινόμενο σενάριο μετάβασης ώστε αυτή να γίνεται εφικτή με οικονομικά αποδεκτό τρόπο.

Στο **πέμπτο κεφάλαιο** πραγματοποιείται μελέτη φυσικού στρώματος των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών και για τις δύο τοπολογίες μητροπολιτικού συστήματος που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Βασικός στόχος είναι η ανίχνευση των ορίων μέγιστης χωρητικότητάς τους καθώς και η διερεύνηση των διαφόρων μηχανισμών που μειώνουν την επίδοση των αντίστοιχων συστημάτων. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται στη συσχέτιση αυτών των μηχανισμών υποβάθμισης με την επιλογή της κατάλληλης τεχνολογίας οπτικής μεταγωγής. Αυτό αφορά είτε τα στοιχεία οπτικής φραγής, είτε τα υποσυστήματα των μετατροπών μήκους κύματος. Ειδικότερα για τη δεύτερη περίπτωση η σύγκριση φυσικού στρώματος ανάμεσα στην οπτοηλεκτρονική και την αμιγώς οπτική τεχνολογία μετατροπών αποτελεί βασική πτυχή αυτής της μελέτης.

Στο **έκτο κεφάλαιο** αναπτύσσεται ένα αναλυτικό μοντέλο με τη βοήθεια του οποίου μελετώνται όλοι οι φυσικοί μηχανισμοί που προκύπτουν από την αλληλεπίδραση των διαδικασιών φιλτραρίσματος και 2R αναγέννησης πάνω στη διερχόμενη παλμοσειρά. Σε ένα ρεαλιστικό σύστημα η 2R τύπου αναγέννηση αποδίδεται στους μετατροπείς μήκους κύματος οι διαδικασίες φιλτραρίσματος ανάγονται στην βαθυπερατή τους συμπεριφορά καθώς και στη ύπαρξη πολυπλεκτών/αποπολυπλεκτών. Επιπλέον αναπτύσσεται ένας σχεδιαστικός κανόνας για την ανίχνευση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας του όλου συστήματος καθώς και για τον υπολογισμό του μέγιστου μήκους που προκύπτει στη περίπτωση αυτή, πάντα βέβαια σε συνάρτηση του φασματικού εύρους των ηλεκτρικών/οπτικών φίλτρων.

Και τέλος στο **έβδομο κεφάλαιο** συνοψίζονται οι στόχοι, τα συμπεράσματα και τα σημεία που καινοτομεί η παρούσα διατριβή ενώ προτείνονται θέματα για μελλοντική εργασία.

Κεφάλαιο 2

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΗΚΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ

2.1 Σκοπός

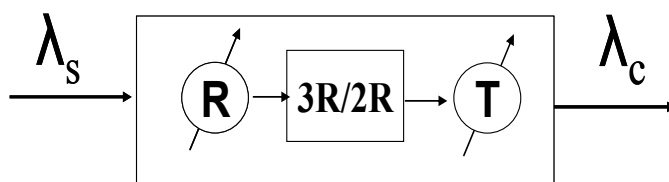
Σε αυτό το κεφάλαιο πραγματοποιείται παρουσίαση των διαφόρων υποσυστημάτων μετατροπής μήκους κύματος, τα οποία έχουν αναπτυχθεί ερευνητικά τα τελευταία χρόνια. Ιδιαίτερο βάρος δίδεται στην ανάλυση των αρχών λειτουργίας πάνω στις οποίες βασίζονται όσο και των ιδιαίτερων τεχνολογικών τους χαρακτηριστικών, ενώ φωτίζονται τόσο τα πλεονεκτήματα όσο και τα σημεία στα οποία αυτά μειονεκτούν.

2.2 Σύγκριση τεχνολογικών χαρακτηριστικών

2.2.1 Οπτοηλεκτρονική μετατροπή

Η τεχνική αυτή είναι η πιο άμεση για μετατροπή του μήκους κύματος και πραγματοποιείται μέσω της ανίχνευσης του σήματος και της αναμετάδοσης του [3]. Η

βασική αρχή αυτής της μεθόδου είναι ότι το σήμα μετατρέπεται από την οπτική μορφή που βρίσκεται αρχικά σε συγκεκριμένο μήκος κύματος λ_s , σε ηλεκτρονική και κατόπιν πάλι σε οπτική, αλλά σ' ένα νέο μήκος κύματος λ_c [4],[5]. Στο σχήμα 2-1 φαίνεται καθαρά ο μηχανισμός αυτός. Αρχικά το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρονική μορφή αφού περάσει μέσα από κάποιον φωτοανιχνευτή, ο οποίος συμβολίζεται με R. Έπειτα, η ηλεκτρονική παλμοσειρά μπορεί να εφοδιάσει την είσοδο ενός συντονιζόμενου laser, το οποίο εκπέμπει στο επιθυμητό μήκος κύματος.



Σχήμα 2-1 : Οπτοηλεκτρονικός μετατροπέας μήκους κύματος

Στα θετικά της συγκεκριμένης τεχνικής συγκαταλέγεται το γεγονός ότι η παραπάνω διαδικασία μπορεί να παρέχει επιπλέον τη δυνατότητα αναγέννησης με έναν από τους δύο τρόπους 2R ή 3R. Η 2R τύπου αναγέννηση σε ψηφιακή κωδικοποίηση αντιπροσωπεύει διαδικασίες καταπίεσης της διαταραχής πλάτους των διαδιδόμενων παλμών (Reamplification, Reshaping), ενώ η 3R τύπου περιλαμβάνει επιπλέον και χρονική αναγέννηση των παλμών για εξισορρόπηση του jitter (Retiming). Επίσης η τεχνική της οπτοηλεκτρονικής μετατροπής είναι ανεπτυγμένη, τεχνολογικά ώριμη και εφαρμόσιμη στην πράξη περισσότερο σε σχέση με οποιαδήποτε άλλη. Ακόμα δεν απαιτεί κάποιου είδους φιλτραρίσματος ή ελέγχου της διεύθυνσης της πόλωσης. Ένα σύστημα βασισμένο σε O/E-E/O μετατροπή χαρακτηρίζεται από πολύ μεγάλη επάρκεια (conversion efficiency). Δηλαδή επιτυγχάνεται το σήμα στην έξοδο του μετατροπέα να έχει πολύ υψηλή τιμή ισχύος παράλληλα με πολύ μικρό σηματοθορυβικό λόγο ($\leq 40dB$) ακόμα και όταν στην είσοδό του η ισχύς του αντίστοιχου σήματος είναι σε πολύ χαμηλά επίπεδα

Από την άλλη πλευρά όμως οι μετατροπείς που βασίζονται στην εν λόγω μέθοδο έρχονται αντιμέτωποι με μία σειρά από περιορισμούς. Ο πρώτος έχει να κάνει με την περιορισμένη διαφάνεια (transparency) σε επίπεδο φυσικού στρώματος. Ο μεγαλύτερος βαθμός διαφάνειας που επιτρέπουν αυτά τα συστήματα, ως επί το πλείστον, είναι η ψηφιακή διαφάνεια, δηλαδή κάθε πληροφορία που είναι σε μορφή φάσης, συχνότητας και αναλογικής φάσης χάνεται κατά τη διάρκεια της διαδικασίας μετατροπής. Ωστόσο, και πάλι αυτή η δυνατότητα δεν είναι απεριόριστη, αλλά θα πρέπει να βρίσκεται μέχρι ένα ανώτατο όριο ρυθμών διαμόρφωσης. Ο ρυθμός αυτός σήμερα είναι της τάξης των 10Gb/s . Είναι φανερό ότι το εύρος λειτουργίας των μετατροπέων αυτών δεν επαρκεί σε ικανοποιητικό βαθμό για να ικανοποιηθούν οι ανάγκες που αναμένεται να παρουσιαστούν στο κοντινό μέλλον. Ένα δεύτερο μειονέκτημα αφορά την υψηλή κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος. Τα ηλεκτρονικά υψηλών ταχυτήτων απαιτούν μία διαρκή παροχή μεγάλης ισχύος ρεύματος, ώστε να πετύχουν μεγάλες ταχύτητες και μεγάλο κέρδος. Για παράδειγμα αξίζει να αναφερθεί ότι η ισχύς ρεύματος που απαιτείται από ένα τέτοιο σύστημα στα 2.5Gb/s , ο οποίος αποτελείται από ένα δέκτη, ένα RF ενισχυτή και έναν πομπό, είναι περίπου 2W και είναι τουλάχιστον το διπλάσιο για ρυθμούς της τάξης των 10Gb/s . Οι απαιτήσεις στην ισχύ γίνονται μάλιστα ακόμα μεγαλύτερες για ένα σύστημα που περιλαμβάνει έναν εξωτερικό διαμορφωτή. Το πρόβλημα αυτό δεν το συναντάμε στα αντίστοιχα κυλώματα αμιγούς οπτικής μετατροπής μήκους κύματος. Ο τρίτος μειονεκτικός παράγοντας ενός οπτοηλεκτρονικού μετατροπέα αφορά το υψηλό κόστος. Ένα τέτοιο σύστημα στα 2.5Gb/s , που υλοποιείται από ένα δέκτη και ένα πομπό κοστίζει όσο ένας ενισχυτή ημιαγωγού (SOA) ικανός να πραγματοποιήσει μετατροπή μήκους κύματος στα 10Gb/s . Παρόλο που το κόστος των μονάδων είναι περίπου το ίδιο και στις δύο περιπτώσεις, τελικά υπάρχουν δύο παράγοντες που καθιστούν τους οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς περισσότερο ακριβούς. Ο πρώτος παράγοντας είναι η υπάρχουσα αγορά. Βασισμένοι στο γεγονός ότι τα οπτοηλεκτρονικά συστήματα μετατροπής είναι περισσότερο διαδεδομένα από τα αντίστοιχα αμιγώς οπτικά

αλλά κοστίζουν εξίσου, μπορούμε με ασφάλεια να προβλέψουμε ότι όταν και η δεύτερη κατηγορία θα βρεθεί σε τροχιά ίδιας ανάπτυξης θα είναι οικονομικά και εμπορικά πιο συμφέρουσα. Ο δεύτερος παράγοντας σχετίζεται με το «πακετάρισμα» του υποσυστήματος. Για την υλοποίηση μιας αρχιτεκτονικής μεταγωγέα μήκους κύματος θα απαιτούνταν πολλαπλά υποσυστήματα μετατροπών και η διαδικασία πακεταρίσματος στη περίπτωση αυτή θα μείωνε σημαντικά το απαιτούμενο κόστος. Το γεγονός αυτό, ωστόσο, δεν είναι εύκολα εφικτό για τα οπτοηλεκτρονικά υποσυστήματα, εξαιτίας της ισχυρής RF σύζευξης που λαμβάνει χώρα προκαλώντας με τη σειρά της φαινόμενα διαφωνίας.

2.2.2 Μετατροπή μήκους κύματος με οπτική πύλη

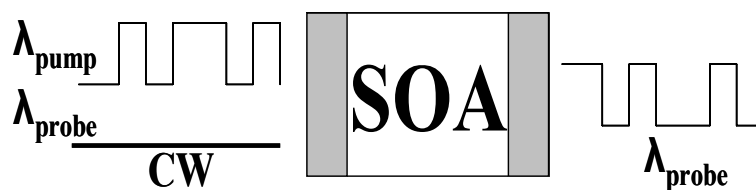
Η κατηγορία αυτή περιλαμβάνει υποσυστήματα αμιγώς οπτικών μετατροπών μήκους κύματος, τα οποία ωστόσο είναι λιγότερο ανεπτυγμένα εν συγκρίσει με τα αντίστοιχα οπτοηλεκτρονικά. Η ανταγωνιστικότητά τους οφείλεται στο χαμηλό κόστος και στη μεγαλύτερη δυνατότητα πακεταρίσματος που μπορούν να επιτύχουν. Η λειτουργία τους γενικά βασίζεται σε μη-γραμμικότητα τρίτης τάξης του υλικού που τα αποτελεί, γνωστό και ως φαινόμενο Kerr. Γενικά, η μέθοδος σε όλες αυτές τις περιπτώσεις αφορά την χρήση μιας διάταξης, της οποίας τα χαρακτηριστικά αλλάζουν σύμφωνα με την ένταση ενός κύματος εισόδου, γνωστό και ως σήμα άντλησης (pump signal). Η εν λόγω αλλαγή αποτυπώνεται σε ένα δεύτερο σήμα φορέα (probe signal), το οποίο διέρχεται και αυτό μέσα από τη διάταξη και βρίσκεται σε διαφορετικό μήκος κύματος. Στην έξοδο ο φορέας εμπεριέχει όλη τη πληροφορία που υπάρχει στο σήμα εισόδου. Στη συγκεκριμένη κατηγορία μετατροπής μήκους κύματος διακρίνονται τρεις τεχνικές: η ετεροδιαμόρφωση κέρδους (cross-gain modulation, XGM), η ετεροδιαμόρφωση φάσης (cross-phase modulation, XPM), που χρησιμοποιείται κυρίως σε συμβολομετρικές διατάξεις, και ο μη-γραμμικός οπτικός καθρέπτης σε βρόχο (nonlinear-optical-loop mirror, NOLM).

2.2.2.1 Ετεροδιαμόρφωση κέρδους

Η ετεροδιαμόρφωση κέρδους ως τεχνική αμιγούς οπτικής μετατροπής μήκους κύματος κάνει χρήση των ιδιοτήτων του οπτικού ενισχυτή ημιαγωγού (semiconductor optical amplifier, SOA), και πιο συγκεκριμένα της εξάρτησης του κέρδους του από την εισερχόμενη σε αυτόν ισχύ [6],[7],[8]. Είναι γενικότερα γνωστό ότι υπό συνθήκες υψηλής οπτικής έγχυσης, η συγκέντρωση των φορέων στην ενεργό περιοχή ενός ενισχυτή ημιαγωγού μειώνεται μέσω της εξαναγκασμένης εκπομπής με αποτέλεσμα την αντίστοιχη ελάττωση και του κέρδους του. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως κορεσμός κέρδους (gain saturation). Η ισχύς που μπορεί να προκαλέσει κορεσμό σε έναν SOA δίνεται από τη σχέση

$$P_{sat} = \frac{E_{sat}}{\tau_c},$$
 όπου τ_c ο χρόνος ζωής των φορέων αυθόρμητης εκπομπής και E_{sat} η

ενέργεια κορεσμού. Οι τιμές της είναι της τάξης των $100\mu W$ ή και περισσότερες.



Σχήμα 2-2 : Μετατροπέας ετεροδιαμόρφωσης κέρδους

Ο σχετικός μηχανισμός μετατροπής της πληροφορίας από το ένα μήκος κύματος σε ένα άλλο απεικονίζεται στο σχήμα 2-2. Τα δύο οπτικά σήματα εισέρχονται σε έναν απλό SOA. Το κανάλι άντλησης φέρει τη πληροφορία διαμορφωμένη κατά ένταση, ενώ ο φορέας είναι ένα σήμα συνεχούς ισχύος (CW). Αν η μέγιστη ισχύς του οπτικά διαμορφωμένου σήματος είναι κοντά στην ισχύ κορεσμού του SOA, το κέρδος θα διαμορφωθεί κατά τέτοιο τρόπο, ώστε όταν η πληροφορία βρίσκεται σε υψηλό επίπεδο να έχουμε μείωσή του ενώ αντίστροφα στο δυαδικό 0, να πραγματοποιείται ανάκτησή του. Αυτή η μεταβολή του

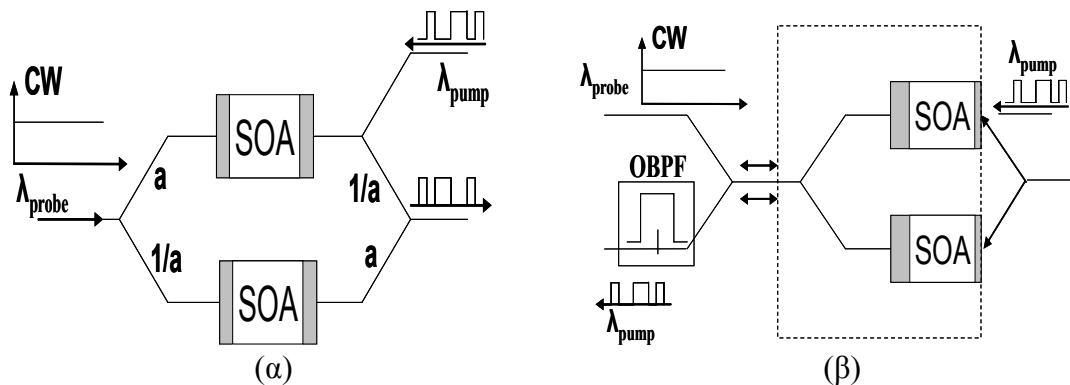
κέρδους επιβάλλεται στην αδιαμόρφωτη ακτίνα εισόδου, με τελικό αποτέλεσμα η δυαδική πληροφορία να αποτυπώνεται ανεστραμμένη αλλά στο επιθυμητό μήκος κύματος.

Στα πλεονεκτήματα των μετατροπών που βασίζονται στην τεχνική της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους συγκαταλέγονται η υψηλή επάρκεια μετατροπής, η σχετική τους ανεξαρτησία από την κατάσταση πόλωσης και η δυνατότητά τους να δέχονται το σήμα εισόδου σε οποιοδήποτε μήκος κύματος αρκεί αυτό να βρίσκεται στο φασματικό εύρος ζώνης κέρδους του SOA. Επιπλέον υπάρχει η δυνατότητα πολλαπλής μετατροπής μήκους κύματος κάτι το οποίο είναι ιδιαίτερα χρήσιμο σε εφαρμογές πολυεκπομπής σε δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος [9].

Το κύριο μειονέκτημα των μετατροπών που χρησιμοποιούν την τεχνική της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους είναι ο σχετικά μικρός λόγος σβέσης (extinction ratio, ER) που προσδίδουν στην εξερχόμενη παλμοσειρά.[10] Το γεγονός αυτό θέτει σοβαρούς περιορισμούς στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης αυτών των διατάξεων. Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι αυτή η μείωση του ER εξαρτάται από τη φασματική απόσταση ανάμεσα στα κύματα άντλησης και φορέα [11], εξαιτίας της αντίστοιχης εξάρτησης που παρουσιάζει η καμπύλη κέρδους του ενισχυτή. Τέλος, σε δίκτυα μετάδοσης που χρησιμοποιούν τυποποιημένες ίνες διασποράς, ένα άλλο σημαντικό μειονέκτημα των XGM μετατροπών είναι η διαμόρφωση φάσης που επιβάλλει στο σήμα εξόδου εξαιτίας της ταυτόχρονης διαμόρφωσης του δείκτη διάθλασης του SOA [12]. Αυτή λόγω της διασποράς της ίνας μετατρέπεται σε αντίστοιχη διαταραχή ισχύος, γεγονός το οποίο μπορεί σημαντικά να μειώσει τη μέγιστη απόσταση διάδοσης.

2.2.2.2 Ετεροδιαμόρφωση φάσης

Σε αντίθεση με την παραπάνω τεχνική, η οποία βασιζόταν στην εξάρτηση του κέρδους του ενισχυτή ημιαγωγού από τη μεταβολή της ισχύος, στην προκειμένη περίπτωση η μετάδοση πληροφορίας πραγματοποιείται μέσω διαμόρφωσης της φάσης του φέροντος (CW) πεδίου. Για τον λόγο αυτό εφαρμόζεται σε συμβολομετρικές διατάξεις όπως είναι τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder και Michelson (σχήμα 2-3)[13],[14]. Η περιοδική παλμοσειρά που φέρει τη πληροφορία και βρίσκεται στο μήκος κύματος εισόδου διοχετεύεται στον ένα από τους δύο κλάδους του συμβολόμετρου προκαλώντας διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του μέσου που βρίσκεται σε αυτόν. Στη προκειμένη περίπτωση είναι ο ενισχυτής ημιαγωγού SOA. Η μεταβολή αυτή αποτυπώνεται σε αντίστοιχη μεταβολή φάσης στη πεδιακή συνιστώσα του φέροντος CW σήματος που διέρχεται τον κλάδο στο επιθυμητό μήκος κύματος και συμβάλει με την άλλη συνιστώσα του άλλου κλάδου στον συζεύκτη εξόδου. Με τον τρόπο αυτό η διαμόρφωση φάσης μετατρέπεται σε αντίστοιχη διαμόρφωση έντασης.[15],[16],[17].



Σχήμα 2-3 : α) Συμβολόμετρο τύπου Mach-Zehnder. β) Συμβολόμετρο τύπου Michelson

Ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα που προκύπτουν μέσα από τη χρήση ενός συμβολόμετρου, είναι ότι αυτό μπορεί να λειτουργήσει με δύο διαφορετικούς τρόπους τον «εν φάση» (in-phase) και τον «εκτός φάσης» (out-phase) τρόπο. Στη πρώτη περίπτωση η εξερχόμενη παλμοσειρά διατηρεί ακριβώς την ίδια δυαδική ταυτότητα ενώ στη δεύτερη

περίπτωση έχουμε λογική αντίστροφη αυτής. Επιπλέον σε σύγκριση με την τεχνική της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους η χρήση του συμβολόμετρου βελτιώνει ουσιαστικά την ποιότητα του παραγόμενου σήματος σε ότι αφορά το τρεμούλιασμα συχνότητας (frequency chirping) και τον λόγο σβέσης των παλμών. Επιπλέον η συγκεκριμένη τεχνική παρουσιάζει μεγαλύτερη επάρκεια μετατροπής σε σχέση με την αντίστοιχη της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους. Η διαφορά των π rad που είναι απαραίτητη ώστε να πραγματοποιηθεί η μεταγωγή παλμού στο συμβολόμετρο μπορεί να επιτευχθεί με μία μεταβολή του κέρδους της τάξης των $4-5dB$, σε αντίθεση με τους μετατροπείς που βασίζονται στο XGM οι οποίοι απαιτούν μία μεταβολή του κέρδους περίπου $10dB$ [18].

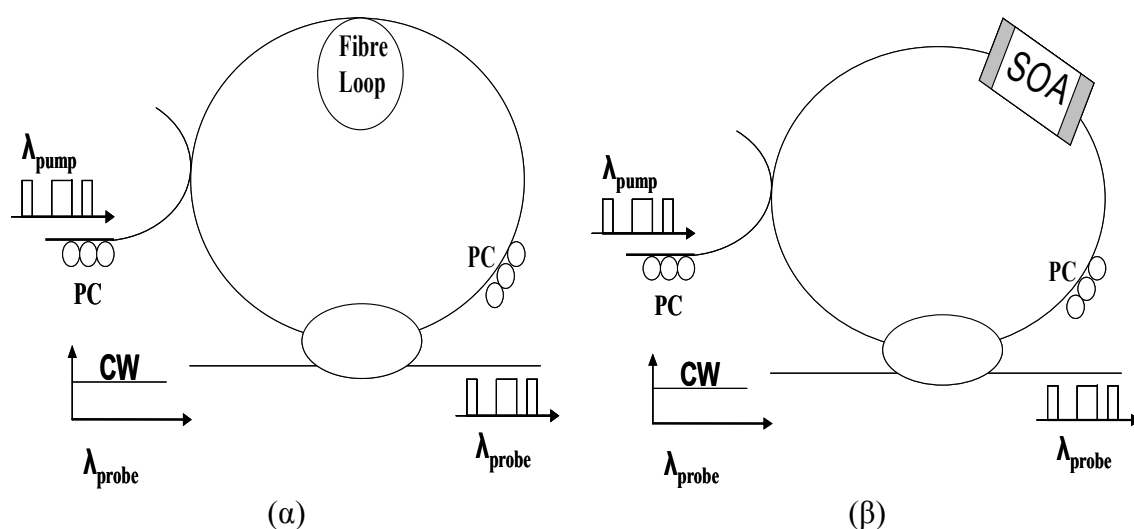
Γενικά παρατηρούμε σημαντική ομοιότητα του συμβολόμετρου Michelson με το αντίστοιχο Mach-Zehnder. Μία διαφορά τους είναι όμως ότι το τελευταίο επιτρέπει τη διέλευση μέσα από τους ενισχυτές ημιαγωγού των σημάτων άντλησης και φέροντος τόσο στην ίδια όσο και στην αντίθετη κατεύθυνση, ενώ στο Michelson ένα τμήμα του αρχικού σήματος θα περάσει μέσα από τον μετατροπέα και θα μεταδοθεί στην ίδια διεύθυνση με το μετατρεπόμενο σήμα. Αυτό δεν επιτρέπει στα σήματα εισόδου και εξόδου να είναι πανομοιότυπα μεταξύ τους εξαιτίας της διαφωνίας που θα παρουσιαζόταν. Ως θετικό στοιχείο όμως του συμβολόμετρου Michelson θα πρέπει να αναφερθεί το γεγονός ότι το σήμα εισόδου μπορεί να εφαρμοστεί απ' ευθείας σε έναν SOA δίχως να χρειαστεί να περάσει από συζεύκτες που εμφανίζουν απώλειες. Αυτό επιτρέπει μεγάλα επίπεδα οπτικής ισχύος να εφαρμοστούν άμεσα στο SOA και να προκύψουν μεγαλύτερες ταχύτητες μετατροπής.

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε ότι οι συμβολομετρικοί μετατροπείς μήκους κύματος παρουσιάζουν μία σειρά από πλεονεκτήματα που περιλαμβάνουν ανεξαρτησία από την κατάσταση πόλωσης και το μήκος κύματος, χαμηλό τρεμούλιασμα συχνότητας,

αναγέννηση του σήματος και μεγάλο λόγο σβέσης. Από την άλλη πλευρά όμως περιορίζονται σε ένα τρόπο διαμόρφωσης μόνο κατ'ένταση και απαιτούν ακριβή έλεγχο της πόλωσης στις εισόδους των SOA.

2.2.2.3 Μη γραμμικοί οπτικοί καθρέπτες βρόχου

Ένας μη γραμμικός οπτικός καθρέπτης βρόχου (Nonlinear Optical Loop Mirror, NOLM) ουσιαστικά είναι ένα συμβολόμετρο τύπου Sagnac. Η υλοποίησή της πραγματοποιείται είτε με τη βοήθεια οπτικής ίνας είτε με τη χρησιμοποίηση ενός SOA [19],[20],[21],[22]. Οι δύο αυτές δυνατές διατάξεις απεικονίζονται στο σχήμα 2-4.



Σχήμα 2-4 : Μη γραμμικός οπτικός καθρέπτης βρόχου δομημένος κάνοντας χρήση α) οπτικής ίνας β) ενισχυτή ημιαγωγού SOA

Για την πρώτη περίπτωση όπου χρησιμοποιούμε οπτική ίνα, ένα συνεχές (CW) φέρον σήμα, το οποίο ανήκει στο επιθυμητό μήκος κύματος, χωρίζεται ομοιόμορφα από έναν συζεύκτη ισχύος και οι δύο συνιστώσες του διαδίδονται ομοιόμορφα μέσα στο βρόχο κατά την ωρολογιακή και αντιωρολογιακή φορά. Το δεύτερο σήμα που φέρει την πληροφορία εισέρχεται κατά την ωρολογιακή φορά μέσα στον βρόχο και διαμορφώνει λόγω φαινομένου Kerr το δείκτη διάθλασης της ίνας. Αυτό αναγκάζει τη φάση της συνιστώσας του φέροντος

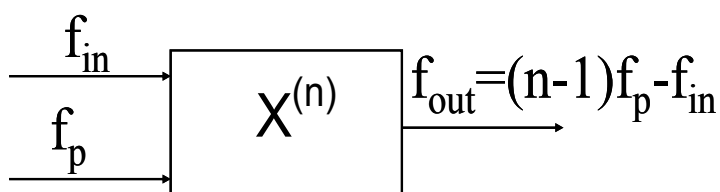
σήματος που διαδίδεται αντιωρολογιακά να μεταβληθεί εν συγκρίσει με τη φάση της άλλης συνιστώσας που διαδίδεται κατά την ωρολογιακή φορά με αποτέλεσμα την εμφάνιση αντίστοιχου παλμού στην έξοδο του συμβολόμετρου. Όταν δεν υπάρχει η μη-γραμμική αλληλεπίδραση ο παλμός αυτός θα επιστρέφει στην είσοδο της διάταξης.

Μία εναλλακτική υλοποίηση κάνει χρήση της μη-γραμμικότητας, η οποία εισάγεται εδώ από έναν ενισχυτή ημιαγωγού. Στη συγκεκριμένη διάταξη ο SOA τοποθετείται ασύμμετρα ως προς το κέντρο του βρόγχου. Όπως παραπάνω, έτσι και εδώ, ο φέρον παλμός στο επιθυμητό μήκος κύματος χωρίζεται σε δύο ίσα μέρη από τον συζεύκτη ισχύος και αυτά διαδίδονται κατά την ωρολογιακή και αντιωρολογιακή φορά μέσα στον βρόχο. Παράλληλα, η παλμοσειρά που φέρει την πληροφορία στο κανάλι άντλησης διαμορφώνει το κέρδος του ενισχυτή μέσα στο βρόχο. Οι δύο παλμικές συνιστώσες του φέροντος καναλιού συμβάλουν με διαφορετικές φάσεις ξανά στον συζεύκτη εφόσον η μία από τις δύο έχει υποστεί τη διαφορετικότητα στον δείκτη διάθλασης του κορεσμένου SOA. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο παλμός να βγαίνει από τη θύρα εξόδου του συζεύκτη ενώ σε διαφορετική περίπτωση να επιστρέφει στην θύρα εισόδου.

Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της μεθόδου αυτής είναι αντίστοιχα με αυτά που εμφανίζουν οι μετατροπείς μήκους κύματος σε συμβολομετρικές διατάξεις. Στα θετικά αναφέρουμε την ανεξαρτησία από την κατάσταση πόλωσης και από το μήκος κύματος που γίνεται χρήση, το χαμηλό τρεμούλιασμα συχνότητας και ο μεγάλος λόγος σβέσης. Στα αρνητικά συγκαταλέγεται ο περιορισμός που επιβάλλεται ως προς τον τρόπο διαμόρφωσης, ο οποίος είναι μόνο ψηφιακός (μόνο κατ' ένταση), και η μειωμένη ικανότητα ολοκλήρωσης.

2.2.3 Μετατροπή μήκους κύματος με ανάμιξη κυμάτων

Στην κατηγορία αυτή ανήκουν οι τεχνικές οι οποίες πραγματοποιούν τη διαδικασία της μετατροπής με ανάμιξη κυμάτων (wave-mixing). Αυτή μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε σε παθητικούς κυματοδηγούς [23],[24],[25], είτε σε ενεργά στοιχεία όπως οι ενισχυτές ημιαγωγού[26],[27]. Ιδιαίτερες περιπτώσεις του συγκεκριμένου φαινομένου που παρουσιάζουν ενδιαφέρον είναι : η τεχνική της μίξης τεσσάρων φωτονίων (four-wave-mixing, FWM) και η τεχνική της διαφορικής δημιουργίας συχνοτήτων (Differential Frequency Generation, DFG).



Σχήμα 2-5 : Φαινόμενο μίξης μηκών κύματος βασισμένο στη μη γραμμικότητα του μέσου

Γενικά όλες οι αναφορές γύρω από την τεχνική ανάμιξης κυμάτων βασίζονται σε έναν κοινό άξονα, ότι πάντα χρησιμοποιείται ένα μη γραμμικό μέσο, στο οποίο αλληλεπιδρούν περισσότερο από ένα πεδία (σχήμα 2-5). Το κύμα που προκύπτει έχει ένταση ανάλογη του γινομένου των εντάσεων των κυμάτων που αλληλεπιδρούν, ενώ η φάση και η συχνότητά του προκύπτει από ένα γραμμικό συνδυασμό των αντίστοιχων φάσεων και συχνοτήτων των αλληλεπιδρώντων κυμάτων. Ταυτόχρονα διατηρείται η διαμόρφωση της φάσης της εισερχόμενης πληροφορίας, το οποίο είναι ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα, ενώ παράλληλα μπορεί να υποστηρίξει ρυθμούς διάδοσης που ξεπερνούν τα $100Gb/s$. Το όνομα της τεχνικής εξαρτάται από τον αριθμό των κυμάτων που χρησιμοποιούνται για την μετατροπή μήκους κύματος σε κάθε περίπτωση. Έτσι έχουμε τη μίξη τριών φωτονίων (three-wave-mixing), η οποία προέρχεται από την ανάμιξη τριών κυμάτων, δύο εισόδου και ένα εξόδου, και κάνει χρήση μιας μη γραμμικότητας δεύτερης τάξης, ενώ η μίξη τεσσάρων

φωτονίων (four- wave- mixing) προέρχεται κατ' αντιστοιχία από ανάμιξη τεσσάρων κυμάτων, τρία κύματα εισόδου και ένα κύμα εξόδου, και κάνει χρήση μιας μη γραμμικότητας τρίτης τάξης.

2.2.3.1 Μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four-Wave-Mixing)

Η τεχνική αυτή βασίζεται στην μίξη τριών κυμάτων που βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες f_1, f_2, f_3 και στη γένεση ενός τέταρτου σε συχνότητα $f_1 + f_2 - f_3$. Αυτή η αλληλεπίδραση αποδίδεται στη τρίτης τάξης μη γραμμικότητα του μέσου. Επίσης είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί ακόμα και όταν η συχνότητα δύο εκ των τριών κυμάτων ταυτίζεται, δηλαδή $f_1 = f_2$, οπότε η καινούργια συνιστώσα βρίσκεται σε συχνότητα $2f_1 - f_3$.

Ειδικότερα για τους ενισχυτές ημιαγωγού (SOA) οι νέες συχνότητες έχουν εμφανίζονται μόνο όταν αυτές βρίσκονται στο εύρος ζώνης κέρδους του ενισχυτή. Επιπλέον όταν θέλουμε να επιτύχουμε μετατροπή και σε αντίθεση με ότι ισχυε στις προηγούμενες περιπτώσεις εδώ το υψηλής ισχύος σήμα προέρχεται από την CW πηγή ενώ η πληροφορία εμπεριέχεται σε σήμα χαμηλής ισχύος. Με τον τρόπο αυτό ο ενισχυτής ημιαγωγού διατηρείται σε κατάσταση υψηλού κορεσμού, ενώ παράλληλα το χαμηλής ισχύος σήμα που φέρει τη πληροφορία δε δύναται να προκαλέσει επιπλέον ανεπιθύμητη διαμόρφωση του κέρδους. Σε αντίθεση με το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους η μίξη τεσσάρων φωτονίων είναι ένα μη γραμμικό σύμφωνο φαινόμενο. Παράλληλα εφόσον οι δύο δέσμες που εισέρχονται μέσα στο SOA έχουν την ίδια κατεύθυνση, κρίνεται αναγκαία η χρησιμοποίηση οπτικών φίλτρων, ώστε να διαχωρίσουν το μετατρεπόμενο κύμα από το αρχικό και από αυτό που χρησιμοποιήσαμε για άντληση.

Οι μετατροπείς που βασίζονται στο φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων έχουν να παρουσιάσουν μία σειρά από πλεονεκτήματα. Το πρώτο είναι ότι εφόσον χρησιμοποιείται μία σύμφωνη τεχνική, τόσο η ένταση όσο και η φάση διατηρούνται και μετά τη διαδικασία ανάμιξης. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με τις τεχνικές XGM και XPM όπου η πληροφορία φάσης χάνεται. Δεύτερον, εφόσον το μετατρεπόμενο σήμα είναι κατά φάση συζευγμένο του αρχικού σήματος μπορεί να πραγματοποιηθεί εξισορρόπηση της χρωματικής διασποράς (chromatic dispersion) που επιβάλλει η διάδοση του σήματος μέσα από την ίνα. Το τρίτο πλεονέκτημα των εν λόγω μετατροπέων είναι ότι μπορούν να λειτουργήσουν σε μεγάλες ταχύτητες με μικρή επίδραση στον λόγο σβέσης της διερχόμενης παλμοσειράς, ενώ τέλος μια τέτοια διάταξη είναι πολύ εύκολο να υλοποιηθεί.

Στα αρνητικά συγκαταλέγεται ότι η απόδοση (conversion efficiency) της τεχνικής του FWM μειώνεται καθώς η φασματική απόσταση των εισερχόμενων κυμάτων γίνεται μικρότερη. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι γρήγορες διαδικασίες μεταξύ των ζωνών που κυριαρχούν σε μεγάλες διαφορές συχνοτήτων είναι γενικά ασθενέστερες από τις ενδοζωνικές διαδικασίες που κυριαρχούν σε μικρές διαφορές συχνοτήτων [28]. Τέλος, άλλο σημαντικό πρόβλημα με το οποίο έρχονται αντιμέτωποι οι εν λόγω μετατροπείς είναι η ευαισθησία τους απέναντι στην κατάσταση πόλωσης. Αυτό απορρέει από την απαίτηση τόσο η δέσμη που φέρει την πληροφορία όσο και η δέσμη που χρησιμοποιείται για άντληση να είναι ομοίως πολωμένες. Υπάρχουν τρόποι που καταφέρνουν να ξεπερνούν το συγκεκριμένο πρόβλημα, έχοντας όμως σαν κόστος μία μείωση στην απόδοσή τους περί τα $6dB$.

2.2.3.2 Διαφορική γένεση συχνοτήτων (Difference Frequency Generation, DFG)

Η διαφορική γένεση συχνοτήτων (Difference Frequency Generation, DFG) είναι μία μέθοδος για μετατροπή μήκους κύματος σε παθητικούς κυματοδηγούς (π.χ. LiNbO₃), κατά

την οποία πραγματοποιείται μια μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ δύο κυμάτων: ενός κύματος άντλησης και ενός κύματος πληροφορίας [29],[30]. Η τεχνική αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ώστε να γίνει ταυτόχρονη μετατροπή ενός συνόλου WDM κυμάτων από ένα κεντρικό μήκος κύματος σε ένα άλλο, χωρίς να χρειαστεί διαδικασία αποπολυπλεξίας ξεχωριστά για το κάθε κανάλι. Παρόλο που η τεχνική FWM μπορεί να κάνει το ίδιο, η διαφορά μεταξύ αυτών των δύο έγκειται στο γεγονός ότι η DFG τεχνική δε δημιουργεί επιπλέον ανώτερης τάξης παράγωγα μήκη κύματος, «δορυφόροι», περιορίζοντας έτσι πιθανά φαινόμενα διαφωνίας. Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι κατά τη FWM μετατροπή είναι δυνατό να μη μπορούν να χρησιμοποιηθούν οπτικά φίλτρα ώστε να απομακρυνθούν τα δορυφορικά σήματα, κυρίως όταν η συχνότητά τους ταυτίζεται με εκείνη του παραγόμενου σήματος.

Στα θετικά αυτής της μεθόδου αναφέρουμε τη δυνατότητα για ταυτόχρονη μετατροπή πολλών μηκών κύματος εισόδου, το μεγάλο εύρος ζώνης διαθέσιμο για μετατροπή (περί τα 90 nm) και επειδή γίνονται σε παθητικό μέσο δεν έχουμε τη γέννηση ASE θορύβου.

Τέλος στα αρνητικά συγκαταλέγονται τόσο η σχετική δυσκολία που συναντάται για απόλυτη ταύτιση των φάσεων των κυμάτων εισόδου που αλληλεπιδρούν, όσο και η κατασκευή κυματοδηγών με χαμηλές απώλειες, η οποία κρίνεται απαραίτητη για την επίτευξη μεγάλης απόδοσης.

2.3 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν συγκριτικά όλες οι δυνατές τεχνικές μετατροπής μήκους κύματος που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα. Σε γενικές γραμμές αυτές μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρεις ομάδες.

- Η πρώτη βασίζεται στην οπτοηλεκτρονική τεχνολογία, η οποία έχει ως βασικό θετικό στοιχείο το γεγονός ότι είναι η πιο ώριμη από όλες τις υπόλοιπες. Στα αρνητικά, ωστόσο, συγκαταλέγονται το ότι προσφέρει μειωμένο επίπεδο διαφάνειας, ενώ θέτει περιορισμούς στον μέγιστο ρυθμό ψηφιακής διαμόρφωσης ($\sim 100\text{GHz}$) που μέχρι σήμερα μπορεί να υποστηρίξει καθώς επίσης και στην ικανότητα πακεταρίσματος που μπορεί να έχει λόγω φαινομένων RF σύζευξης.
- Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν όλα εκείνα τα συστήματα, τα οποία λειτουργούν ως οπτικές πύλες. Είναι αμιγώς οπτικά συστήματα η αρχή λειτουργίας των οποίων βασίζεται στο φαινόμενο Kerr και η ανταγωνιστικότητά τους οφείλεται στο χαμηλό κόστος και στη μεγαλύτερη δυνατότητα πακεταρίσματος που μπορούν να επιτύχουν. Εδώ συγκαταλέγονται οι μετατροπείς ετεροδιαμόρφωσης κέρδους, οι μετατροπείς ετεροδιαμόρφωσης φάσης και οι οπτικοί καθρέπτες βρόχου. Από αυτούς οι δεύτεροι, δηλαδή οι συμβολομετρικές διατάξεις Mach-Zehnder και Michelson είναι οι πιο ανταγωνιστικοί εξαιτίας του μεγάλου λόγου σβέσης που προσφέρουν καθώς και της αυξημένης τους δυνατότητας για ολοκλήρωση.
- Τέλος, στην τρίτη κατηγορία ανήκουν οι μετατροπείς, οι οποίοι πραγματοποιούν τη διαδικασία μετατροπής με ανάμιξη κυμάτων. Εδώ ανήκουν οι τεχνική μίξης τεσσάρων φωτονίων καθώς και η τεχνική της διαφορικής γέννησης συχνοτήτων. Στα θετικά τους συγκαταλέγονται η ικανότητα για μετατροπή της εισερχόμενης πληροφορίας σε μεγάλο αριθμό μηκών κύματος καθώς και σε υπερύψηλους ρυθμούς διαμόρφωσης. Αρνητικά ωστόσο σημεία τους είναι ο χαμηλός λόγος σβέσης της εξερχόμενης παλμοσειράς καθώς και οι μειωμένες αναγεννητικές τους ικανότητες.

Κεφάλαιο 3

ΑΝΑΛΥΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΜΕΤΑΡΟΠΕΩΝ ΕΤΕΡΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΕΡΔΟΥΣ ΚΑΙ ΦΑΣΗΣ

3.1 Σκοπός

Στο παρόν κεφάλαιο θα πραγματοποιηθεί μοντελοποίηση δύο διαφορετικών υποσυστημάτων μετατροπής μήκους κύματος, του μετατροπέα που βασίζεται στο φαινόμενο ετεροδιαμόρφωσης κέρδους και του μετατροπέα που βασίζεται στο φαινόμενο ετεροδιαμόρφωσης φάσης. Και τα δύο αυτά υποσυστήματα στηρίζονται στη τεχνολογία ενισχυτών ημιαγωγού SOA, οπότε η μοντελοποίηση αρχικά αναπτύσσεται για το συγκεκριμένο στοιχείο. Έπειτα η μελέτη επεκτείνεται και στη μοντελοποίηση των υποσυστημάτων των μετατροπέων όπου πραγματοποιείται χαρακτηρισμός τόσο της στατικής όσο και της δυναμικής τους συμπεριφοράς. Η ανάλυση αυτή γίνεται πάντα σε συνάρτηση των επιμέρους δομικών παραμέτρων του κάθε υποσυστήματος, είτε αυτές αφορούν τον ενισχυτή ημιαγωγού για την περίπτωση του μετατροπέα ετεροδιαμόρφωσης κέρδους, είτε τις παραμέτρους της συμβολομετρικής διάταξης στον XPM μετατροπέα.

3.2 Βασική θεωρία μοντελοποίησης ενισχυτή ημιαγωγού SOA

Η θεωρία διάδοσης παλμών μέσα από έναν οπτικό ενισχυτή [31],[32],[33] αντιμετωπίζει το στοιχείο αυτό ως ένα σύστημα δύο επιπέδων, μια προσέγγιση κατάλληλη για τους ενισχυτές στερεάς κατάστασης και αερίων. Σημαντική απλοποίηση αυτών μπορεί ωστόσο να προκύψει στην περίπτωση που το εύρος του παλμού τ_p υποτεθεί ότι είναι κατά πολύ μεγαλύτερο από τον ενδογενή χρόνο χαλάρωσης (intraband relaxation time) τ_{in} που κυβερνά τη δυναμική κατάσταση του ενεργού μέσου όταν επιβάλλεται σε αυτό διάνυσμα πόλωσης. Εφόσον το τ_{in} είναι $0.1ps$ ή και λιγότερο, η υπόθεση που έγινε ισχύει για την περίπτωση κατά την οποία $\tau_p \geq 1ps$. Στην προσέγγιση της εξίσωσης ροής (rate equation), η απόκριση του μέσου στην οπτική διέγερση του πεδίου E περιγράφεται από μια αντίστοιχη εξίσωση ροής πυκνότητας των φορέων (carrier-density rate equation) :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\nabla^2 N + \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_0)}{\hbar\omega_0} |E|^2 \quad (3.1)$$

όπου N είναι η πυκνότητα των φορέων (τόσο για ηλεκτρόνια όσο και για οπές), D ο συντελεστής διάχυσης, I το ρεύμα έγχυσης, q το φορτίο του ηλεκτρονίου, V ο ενεργός όγκος, τ_c ο χρόνος ζωής των φορέων αυθόρμητης εκπομπής, $\hbar\omega_0$ η ενέργεια ενός φωτονίου, a ο συντελεστής κέρδους και N_0 η συγκέντρωση των φορέων που απαιτείται για διαφάνεια (transparency).

Η διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου μέσα σε έναν ενισχυτή δίνεται από τη γνωστή κυματική εξίσωση :

$$\nabla^2 E - \frac{\epsilon}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad (3.2)$$

όπου c η ταχύτητα του φωτός. Η διηλεκτρική σταθερά ϵ δίνεται από τη σχέση

$$\epsilon = n_b^2 + \chi \quad (3.3)$$

όπου ο δείκτης διάθλασης n_b είναι γενικά μία συνάρτηση των καθέτων συνιστωσών x και y στις οποίες αποδίδεται η διηλεκτρική κυματοδήγηση στους οπτικούς ενισχυτές. Η επιτρεψιμότητα (susceptibility) χ αναπαριστά τη συνεισφορά των φορέων φορτίων μέσα στην ενεργό περιοχή του ενισχυτή και είναι μια συνάρτηση της πυκνότητας φορέων N . Η ακριβής σχέση αυτής της εξάρτησης στη γενικότερή της μορφή είναι αρκετά περίπλοκη διότι περιγράφονται λεπτομέρειες που αφορούν τη δομή της ζώνης αγωγιμότητας του υλικού [34]. Ωστόσο μπορεί να προκύψει μια γραμμικοποιημένη έκφραση, μέσα από την εξίσωση :

$$\chi(N) = -\frac{\bar{n}c}{\omega_0} (a + i)(N - N_0) \quad (3.4)$$

όπου το \bar{n} είναι ο ενεργός δείκτης διάθλασης (effective mode index). Από την εξίσωση (3.4) φαίνεται καθαρά η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την επιτρεψιμότητα. Η αλλαγή του δείκτη διάθλασης που επιβάλλεται από τους φορείς εισάγεται μέσω της παραμέτρου a που ονομάζεται παράγοντας διεύρυνσης της φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor). Ο παράγοντας αυτός ουσιαστικά εκφράζει τη διεύρυνση του φασματικού εύρους ενός διαμήκους ρυθμού και για τους οπτικούς ενισχυτές ημιαγωγών παίρνει τις τιμές από 3–8. Θα πρέπει να τονιστεί ότι η παράμετρος a αναμένεται να διαφέρει από ενισχυτή σε ενισχυτή.

Οι εξισώσεις (3.1-3.4) παρέχουν ένα γενικό θεωρητικό πλαίσιο για τη διάδοση των οπτικών παλμών σε ένα ενισχυτικό μέσο ημιαγωγού με άπειρες διαστάσεις. Ωστόσο για τη περιγραφή ενός ρεαλιστικού συστήματος θα χρειαστεί να γίνουν επιπλέον απλοποιήσεις ώστε να προκύψει ένα εύχρηστο μοντέλο. Έτσι αρχικά υποθέτουμε ότι έχουμε ένα ιδανικό ενισχυτή διάδοσης του κύματος και ότι οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής είναι τέτοιες ώστε αυτός να υποστηρίζει ένα μόνο ρυθμό κυματοδότησης. Επιπλέον, το φως είναι γραμμικά πολωμένο κατά τη διάρκεια της διάδοσης και επομένως το ηλεκτρικό πεδίο μέσα σε έναν ενισχυτή μπορεί να γραφεί ως εξής :

$$E(x, y, z, t) = \hat{x} \frac{1}{2} \{F(x, y)A(z, t)e^{i(k_0 z - \omega_0 t)}\} \quad (3.5)$$

όπου \hat{x} είναι το μοναδιαίο διάνυσμα πόλωσης του ορθοκανονικού συστήματος, $F(x, y)$ είναι η κατανομή του κυματοδηγούμενου ρυθμού στους άξονες x και y , $k_0 = \frac{\bar{n}\omega_0}{c}$ και $A(z, t)$ είναι η περιβάλλουσα του οπτικού παλμού. Με αντικατάσταση της (3.5) στη (3.2), αγνοώντας τα διαφορικά δεύτερης τάξης του $A(z, t)$ για τα z και t , και ολοκληρώνοντας στις κάθετες συνιστώσες, προκύπτει :

$$\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} + (n_b^2 - \bar{n}^2) \frac{\omega_0^2}{c^2} F = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{1}{u_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{i\omega_0 \Gamma}{2nc} \chi A - \frac{1}{2} a_{\text{int}} A \quad (3.7)$$

όπου $u_g = \frac{c}{n_g}$ η ταχύτητα ομάδας, $n_g = \bar{n} + \omega_0 \left(\frac{\partial \bar{n}}{\partial \omega} \right)$ ο δείκτης διάθλασης ομάδας

(group index), και Γ ο παράγοντας σύμπτυξης (confinement factor). Ο τελευταίος ορίζεται από τη σχέση :

$$\Gamma = \frac{\int_0^w \int_0^d |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int |F(x, y)|^2 dx dy} \quad (3.8)$$

Το μέγεθος αυτό δηλώνει τι ποσοστό της συνολικής ισχύος που διέρχεται μέσα από τη διάταξη καθορίζει την ενεργό περιοχή του κυματοδηγού. Η λύση της (3.6) παρέχει την κάθετη κατανομή $F(x, y)$ σε συνδυασμό με τον ενεργό δείκτη διάθλασης \bar{n} . Η εξίσωση (3.7) περιγράφει την χρονική εξέλιξη της διαμήκους συνιστώσας του κυματοδηγούμενου ρυθμού. Ο τελευταίος όρος της σχέσης (3.7) λαμβάνει υπ' όψη την εσωτερική απώλεια στην οποία υπόκειται ο ρυθμός όταν $\chi = 0$. Η διασπορά ταχύτητας ομάδας (group-velocity dispersion) που σχετίζεται με το $\frac{\partial^2 \bar{n}}{\partial \omega^2}$ δε λαμβάνεται υπ' όψη, εφόσον η επίδρασή του στη διάδοση του παλμού είναι αμελητέα για τυπικά μήκη ενισχυτή ($L = 0.2$ έως 0.5 mm) και εύρη παλμών ($\tau_p \geq 1$ ps). Μπορεί να συμπεριληφθεί προσθέτοντας έναν όρο που να περιέχει το $\frac{\partial^2 A}{\partial t^2}$ από το αριστερό μέλος της (3.7).

Παράλληλα με την εξίσωση κυματοδηγησης, και η εξίσωση ροής της πυκνότητας των φορέων (3.1) μπορεί να απλουστευθεί, υπό την προϋπόθεση ότι το πλάτος w και το πάχος d της ενεργού περιοχής είναι γενικά μικρότερα από το μήκος διάχυσης, ενώ το μήκος του ενισχυτή είναι σημαντικά μεγαλύτερο από αυτό. Εφόσον η πυκνότητα φορέων είναι περίπου ομοιόμορφη κατά μήκος των εγκάρσιων διαστάσεων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια μέση τιμή με πολύ καλή προσέγγιση παραβλέποντας τη διάχυση των φορέων. Παίρνοντας μια μέση τιμή για την (3.1) για τις διαστάσεις της ενεργού περιοχής προκύπτει τελικά ότι :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar \omega_0} |A|^2 \quad (3.9)$$

ενώ, το κέρδος ορίζεται από τη σχέση :

$$g(N) = \Gamma a(N - N_0) \quad (3.10)$$

Από το συνδυασμό της (3.9) και της (3.10) ισχύει :

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g|A|^2}{E_{sat}} \quad (3.11)$$

όπου E_{sat} είναι η ενέργεια κορεσμού του ενισχυτή :

$$E_{sat} = \frac{\hbar \omega_0 \sigma}{a} \quad (3.12)$$

και σ είναι η ενεργός τομή του ρυθμού (mode cross section) ($\sigma = wd/\Gamma$). Η ενίσχυση ασθενούς σήματος (small-signal gain) ορίζεται από τη σχέση :

$$g_0 = \Gamma a N_0 \left(\frac{I}{I_0} - 1 \right) \quad (3.13)$$

όπου το $I_0 = qVN_0/\tau_c$ είναι το ρεύμα που απαιτείται για διαφάνεια (transparency).

Η σχέση (3.11) είναι κανονικοποιημένη ώστε το μέγεθος $|A|^2$ να παριστάνει την ισχύ.

Επιπλέον η ενέργεια E_{sat} ορίζει ένα κατώφλι πέρα του οποίου ο ενισχυτής βρίσκεται σε βαθύ κορεσμό και τυπικές τις τιμές είναι $5 - 10 pJ$ [35].

Οι εξισώσεις (3.7) και (3.11) μπορούν να απλοποιηθούν ακόμα περισσότερο κάνοντας το μετασχηματισμό :

$$\tau = t - \frac{z}{v_g} \quad (3.14)$$

όπου η χρονική παράμετρος τ μετριέται μέσα σε πλαίσιο αναφοράς που κινείται με την ταχύτητα παράλληλα με το ρυθμό σε ταχύτητα v_g . Επίσης είναι χρήσιμο να διαχωρίσουμε την ένταση και τη φάση του παλμού χρησιμοποιώντας τη σχέση :

$$A = \sqrt{P} \exp(i\phi) \quad (3.15)$$

όπου $P(z,t)$ και $\phi(z,t)$ είναι η ισχύς και η φάση του παλμού. Οι εξισώσεις (3.7) και (3.11) μαζί με τις (3.4) και (3.10) οδηγούν στο τελικό σύστημα πλήρους μοντελοποίησης του ενισχυτή το οποίο συνοψίζεται από τις ακόλουθε τρεις εξισώσεις :

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - a_{\text{int}})P \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2}a_2 g \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{\text{sat}}} \quad (3.18)$$

Η χρονική εξάρτηση του κορεσμένου κέρδους $g(z,t)$ οδηγεί σε μια προσωρινή διαμόρφωση της φάσης, που σημαίνει ότι ο παλμός διαμορφώνει τη δική του φάση ως αποτέλεσμα του κορεσμού του κέρδους.

Είναι φανερή η απλότητα του παραπάνω μοντέλου γεγονός το οποίο το καθιστά και ιδιαίτερα εύχρηστο. Θα πρέπει όμως να τονιστούν οι ακόλουθε απλοποιήσεις οι οποίες έλαβαν χώρα κατά τη διαδικασία ανάπτυξης του. Πιο συγκεκριμένα αγνοήθηκαν :

- Οι ανακλάσεις στα πλευρικά άκρα του κυματοδηγού και στη κοιλότητα και συνεπώς τα αντίθετα διαδιδόμενα πεδία και στάσιμα κύματα που ακολουθώς αναπτύσσονται.
- Οι μηχανισμοί παραγωγής θορύβου στην ενεργό κοιλότητα.

- Η εξάρτηση κέρδους του ενισχυτή από το μήκος κύματος
- Τα υπερύψηλης ταχύτητας φαινόμενα τάξης μεγέθους μικρότερη από 1 ps, όπως είναι το carrier heating και το spectral hole burning

3.3 Δυναμική ανάκτηση κέρδους (dynamic gain recovery)

Σε αυτή τη παράγραφο πραγματοποιείται μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή ημιαγωγού. Βασικός στόχος αποτελεί η αναγνώριση και η αξιολόγηση της σχετικής επίδρασης των παραμέτρων εκείνων που καθορίζουν τη χρονική του απόκριση σε μια αντίστοιχη μεταβολή της εισερχόμενης ισχύος.

Η εξίσωση ρυθμών όπως δίνεται από την εξίσωση (3.18), περιγράφει τη μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή μόνο σε ένα πολύ μικρό κομμάτι dz της ενεργούς κοιλότητας, όπου η παράμετρος P παριστάνει τη συνολική ισχύ εισόδου σε αυτή. Η λύση αυτής της εξίσωσης υπάρχει σε κλειστή μορφή και δίνεται από τη σχέση :

$$g(t) = (C_0 + \frac{g_0}{tc} \int_0^t \exp(\frac{u}{tc} + \frac{\int P(t')dt'}{E_{sat}}) du) \exp(-\frac{t}{tc} - \frac{\int_0^t P(t')dt'}{E_{sat}}), t \geq 0 \quad (3.19)$$

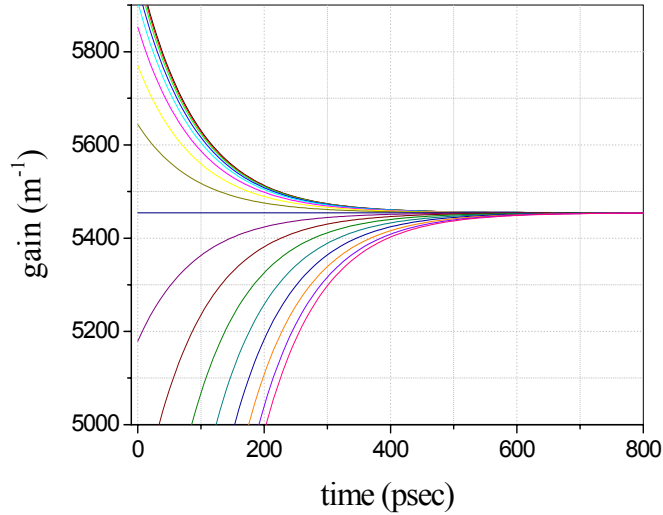
όπου η σταθερά C_0 αντιπροσωπεύει την αρχική τιμή του διαφορικού κέρδους στο χρόνο $t = 0$. Το αν υπάρχει αναλυτική λύση στην προηγούμενη εξίσωση εξαρτάται από το αν αντίστοιχα ο όρος $\int P(t')dt'$, που εκφράζει την ενέργεια του σήματος εισόδου μπορεί επίσης να εκφραστεί σε αναλυτική μορφή. Στην ειδική περίπτωση κατά την οποία σήμα συνεχής ισχύος P εισέρχεται στην ενεργό περιοχή του απειροστού τμήματος dz , η εξίσωση (3.19) έχει μια απλή αναλυτική μορφή η οποία είναι η εξής :

$$g(t) = \frac{g_0}{1 + \frac{P\tau_c}{E_{sat}}} + C_0 \exp\left(-\left(1 + \frac{P\tau_c}{E_{sat}}\right)\frac{t}{\tau_c}\right), \quad t \geq 0 \quad (3.20)$$

Ο πρώτος όρος στο δεξιό μέλος της εξίσωσης (3.20) είναι η λύση σταθερής κατάστασης (steady state solution) της εξίσωσης τιμών, ενώ ο τελευταίος όρος περιγράφει τη μετάβαση σε αυτή την κατάσταση και συγκλίνει στο μηδέν μετά από πεπερασμένη χρονική διάρκεια. Γενικά, η εξίσωση που περιγράφει τη χρονική απόκριση κέρδους σε μια βηματική μεταβολή της εισερχόμενης ισχύος $P_1 \rightarrow P$ η οποία πραγματοποιείται τη χρονική στιγμή $t = 0$ δίδεται από :

$$g(t) = \frac{g_0}{1 + \frac{P\tau_c}{E_{sat}}} + \left(\frac{g_0}{1 + \frac{P_1\tau_c}{E_{sat}}} - \frac{g_0}{1 + \frac{P\tau_c}{E_{sat}}}\right) \exp\left(-\left(1 + \frac{P\tau_c}{E_{sat}}\right)\frac{t}{\tau_c}\right), \quad t \geq 0 \quad (3.21)$$

Η παραπάνω σχέση είναι ιδιαίτερα χρήσιμη στο να παρουσιάσει μια πλήρη εικόνα αυτού του φαινομένου. Αρχικά λοιπόν παρατηρούμε ότι η διαδικασία επαναφοράς κέρδους είναι εκθετικής φύσης, ενώ δεν υπάρχουν καθόλου φαινόμενα ταλάντωσης. Αυτό απεικονίζεται και στο σχήμα 3-1, όπου έχουν παρθεί καμπύλες χρονικής επαναφοράς κέρδους για διαφορετικές αρχικές συνθήκες κορεσμού. Αυτές προέκυψαν παραμετρικά για αντίστοιχες τιμές αρχικής ισχύος που κυμαίνονται από $P_1 = -16dBm \dots 16dBm$ με βήμα $2dB$. Το μη-κορεσμένο κέρδος ήταν $g_o = 6 \cdot 10^3$, η ενέργεια κορεσμού $E_{sat} = 1 pJ$ και ο χρόνος ζωής φορέων $\tau_c = 100 psec$. Επίσης, η ισχύ τελικής κατάστασης ήταν σταθερή για όλες τις περιπτώσεις και ίση με $P = 1 mW$.



Σχήμα 3-1 : Καμπύλες χρονικής επαναφοράς κέρδους για διαφορετικές αρχικές συνθήκες κορεσμού

Η ταχύτητα της διαδικασίας επαναφοράς κέρδους περιγράφεται από τη σταθερά χρόνου $\tau_m = \left(\frac{1}{\tau_c} + \frac{P}{E_{sat}}\right)^{-1}$, η οποία ονομάζεται ενεργός χρόνος ζωής φορέων.

Γρηγορότερη μετάβαση κέρδους μπορεί να επιτευχθεί είτε μειώνοντας την ενέργεια κορεσμού $E_{sat} = \hbar\omega_0\sigma/a$ ή το χρόνο ζωής τ_c των φορέων αυθόρμητης εκπομπής.

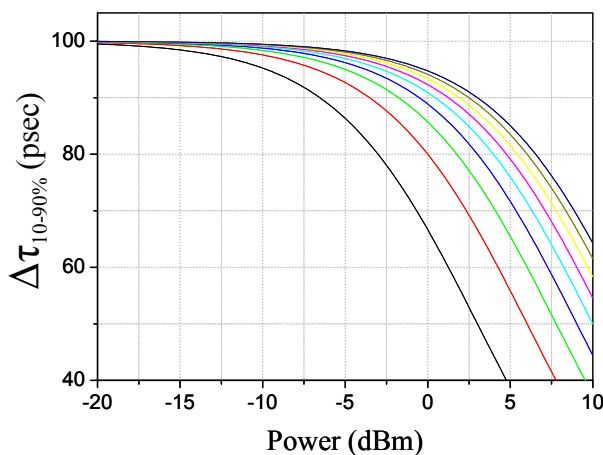
Πρακτικά αυτό αντιστοιχεί στην υιοθέτηση συγκεκριμένων τεχνικών κατασκευής που έχουν να κάνουν είτε με αύξηση του συντελεστή σύμπτυξης της ενεργού κοιλότητας, είτε με μείωση των εγκάρσιων διαστάσεών της, είτε με βελτίωση του διαφορικού κέρδους ή μείωση του χρόνου τυχαίας επανασύνδεσης φορέων. Οι δύο τελευταίες αφορούν τη χρήση διαφορετικής τεχνολογίας ενισχυτών SOA [36]. Επίσης, γρηγορότερη απόκριση μπορεί να επιτευχθεί αυξάνοντας το επίπεδο της εισερχόμενης ισχύος P . Θα πρέπει στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι η μείωση του ενεργού χρόνου ζωής των φορέων συνεπάγεται με ταυτόχρονη μετατόπιση των ορίων της περιοχής κορεσμού σε επίπεδα χαμηλότερης ισχύος. Δηλαδή προκαλείται πολύ πιο εύκολα κορεσμός στον ενισχυτή και άρα αντίστοιχη μείωση του κέρδους που αυτός δίδει. Ως αντιστάθμιση αυτού θα πρέπει να υπάρχει αύξηση του μη κορεσμένου

κέρδους g_o , δηλαδή να μπορεί ο ενισχυτής να υποστηρίξει κατασκευαστικά υψηλές τιμές ρεύματος τροφοδότησης.

Ένα χρήσιμο μέγεθος αξιολόγησης της ταχύτητας ανάκαμψης κέρδους, είναι ο απαιτούμενος χρόνος μετάβασης μεταξύ 10%–90% του τελικού κορεσμένου κέρδους. Μπορεί να αποδειχθεί ότι αυτό προκύπτει από τη σχέση :

$$\Delta\tau_{10-90\%} = 2.2\tau_m \quad (3.22)$$

Η συγκεκριμένη παράμετρος είναι ανεξάρτητη από το μη κορεσμένο κέρδος του ενεργού μέσου. Στις καμπύλες του παρακάτω έχουμε αριθμητική απεικόνιση αυτής σε συνάρτηση της οπτικής ισχύος και παραμετρικά για διαφορετικές τιμές της ενέργειας κορεσμού $E_{sat} = 0.2pJ$ έως $1.8pJ$ με βήμα $0.2pJ$. Η χρονική σταθερά τυχαίας επανασύνδεσης φορέων είναι $\tau_c = 100psec$.



Σχήμα 3-2 : Καμπύλες χρονικής επαναφοράς (10-90%) κέρδους συναρτήσει της συνολικής ισχύος εισόδου για διαφορετικές συνθήκες κορεσμού

Θα πρέπει να τονιστεί ότι η συγκεκριμένη δυναμική μελέτη αφορούσε μόνο ένα στοιχειώδες τμήμα dz του ενεργού μέσου του ενισχυτή και το γεγονός αυτό συνέβαλε στην

ύπαρξη αναλυτικότητας. Από την άλλη πλευρά μια χρονική έκφραση του συνολικού κέρδους κατά μήκος της κοιλότητας δε μπορεί γενικά να είναι εφικτή από το σύστημα εξισώσεων (3.16-3.18) παρά μόνο υπό πολύ συγκεκριμένες προϋποθέσεις, όπως για παράδειγμα αν αγνοήσουμε τις απώλειες του κυματοδηγού [37]. Αντιθέτως, είναι δυνατό με κατάλληλη διαδικασία μοντελοποίησης στο χώρο των συχνοτήτων, γνωστή και ως ανάλυση ασθενούς σήματος, να προκύψει αναλυτική περιγραφή της φασματικής απόκρισης του ενισχυτή. Αυτό εξετάζεται στις επόμενες παραγράφους στα πλαίσια της μελέτης που αφορά τη δυναμική συμπεριφορά των διαδικασιών μετατροπής μήκους κύματος που βασίζονται στις τεχνικές ετεροδιαμόρφωσης κέρδους και φάσης.

3.4 Μετατροπείας ετεροδιαμόρφωσης κέρδους (XGM-converter)

Στη παράγραφο αυτή παρουσιάζεται λεπτομερής μελέτη της τεχνικής ετεροδιαμόρφωσης κέρδους ως διαδικασία μετατροπής μήκους κύματος. Η ανάλυση πραγματοποιείται σε δύο στάδια, ένα στατικό στάδιο και ένα δυναμικό στάδιο μελέτης. Στην πρώτη περίπτωση με κατάλληλη μοντελοποίηση προκύπτει μια συναρτησιακή έκφραση εισόδου/εξόδου, $ER_{out} = f(ER_{in})$, σε ότι αφορά τους λόγους σβέσης των οπτικών παλμών. Η επίδραση των δομικών παραμέτρων του ενισχυτή στη μεταβολή αυτού του μεγέθους αποτελεί το σημείο βαρύτητας για αυτή την περίπτωση. Η στατική ανάλυση του φαινομένου είναι αξιόπιστη και ακριβής όταν η περίοδος διαμόρφωσης της εισερχόμενης παλμοσειράς είναι πολύ μεγαλύτερη από τον ενεργό χρόνο επανασύνδεσης φορέων του ημιαγωγικού στοιχείου. Από την άλλη πλευρά αναλυτικότητα σε μια δυναμικού χαρακτήρα μοντελοποίηση επιτυγχάνεται μόνο στο χώρο των συχνοτήτων, όπου γίνεται ο χαρακτηρισμός της ταχύτητας της διαδικασίας μετατροπής στα πλαίσια της φασματικής

απόκρισης. Η εξάρτηση του μεγέθους αυτού από τις δομικές παραμέτρους του ενισχυτή αποτελεί επίσης αντικείμενο μελέτης.

3.4.1 Ανάλυση στατικής συμπεριφοράς

Γενικά, όταν γίνεται αναφορά για στατική συμπεριφορά ενός δυναμικού συστήματος ουσιαστικά θεωρούμε ότι η χρονική του απόκριση είναι ακαριαία και αγνοούμε την ύπαρξη μεταβατικών φαινομένων. Ειδικότερα για τη περίπτωση όπου το υπό μελέτη σύστημα είναι ο ενισχυτής ημιαγωγού αυτό επιτυγχάνεται μηδενίζοντας στην διαφορική εξίσωση φορέων (3.18) τον όρο της μεταβολής του κέρδους $\frac{dg}{dt}$. Έτσι, πολύ εύκολα μπορεί να προκύψει ότι η στατική τιμή του κέρδους σε κάθε στοιχειώδες τμήμα $z, z + dz$ της ενεργού κοιλότητας του ενισχυτή δίδεται από τη σχέση :

$$g = \frac{g_0 E_{sat}}{E_{sat} + \tau_c P_T(z)} \quad (3.23)$$

όπου $P_T(z)$ αντιπροσωπεύει τη συνολική ισχύ και εκφράζεται ως άθροισμα της μέσης ισχύος των καναλιών άντλησης και φέροντος. Η κυματοδότηση αυτής της ποσότητας μέσα στο ενεργό περιγράφεται βάσει της (3.16), την οποία αντικαθιστούμε στην (3.23) και παίρνουμε :

$$\frac{dP_T}{dz} = g_0 \left(\frac{1}{1 + \frac{P_T \tau_c}{E_{sat}}} - \xi \right) P_T \quad (3.24)$$

όπου $\xi = a_{int}/g_0$ είναι η κανονικοποιημένη τιμή του μεγέθους των εσωτερικών απωλειών του κυματοδηγού. Λύνοντας την (3.24) ως προς dz προκύπτει :

$$g_0 dz = \frac{1 + \frac{P_T \tau_c}{E_{sat}}}{1 - \xi \left(1 + \frac{P_T \tau_c}{E_{sat}} \right)} \frac{dP_T}{P_T} \quad (3.25)$$

Οπότε με ολοκλήρωση κατά μήκος της ενεργού κοιλότητας, μήκους L παίρνουμε :

$$\ln \frac{1 - \xi \left[1 + \frac{P_T(0) \tau_c}{E_{sat}} \right]}{1 - \xi \left[1 + \frac{GP_T(0) \tau_c}{E_{sat}} \right]} = \xi \ln \frac{G_0}{G} \quad (3.26)$$

όπου $G = P_T(L)/P_T(0)$ είναι το συνολικό κέρδος του ενισχυτή, ενώ G_0 η μη κορεσμένη τιμή του, η οποία δίδεται από τη σχέση :

$$G_0 = \exp[g_0(1 - \xi)L] \quad (3.27)$$

Σε ότι αφορά τη σχέση (3.26) θα αρκестούμε ότι είναι «κλειστής μορφής» ως προς τη μεταβλητή του κέρδους G , χωρίς ωστόσο να επιτυγχάνεται και αναλυτική λύση ως προς αυτή. Με αριθμητική επίλυσή της εύκολα υπολογίζεται το κέρδος καθώς και οι τελικές τιμές μέσης ισχύος τόσο για το φέρον κανάλι όσο και για το κανάλι άντλησης στην έξοδο του ενισχυτή :

$$\begin{bmatrix} P_s(L) \\ P_p(L) \end{bmatrix} = G(P_T) \cdot \begin{bmatrix} P_s(0) \\ P_p(0) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Το βασικότερο μέγεθος που χαρακτηρίζει τη στατική συμπεριφορά των μετατροπέων είναι ο λόγος σβέσης (extinction ratio) που προσδίδεται στους παλμούς εξόδου. Γνωρίζοντας ότι έχουμε λογική αντιστροφή της πληροφορίας το μέγεθος αυτό ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση :

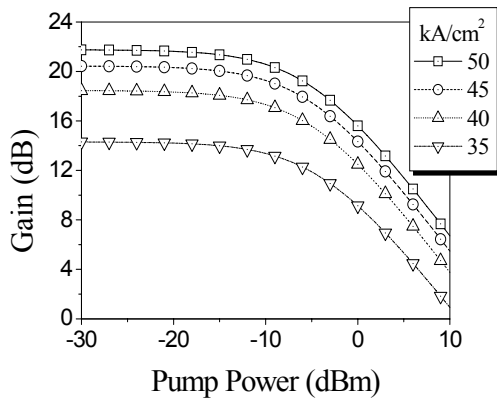
$$ExtinctioRatio (dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{G[P_s^0(0) + P_p(0)]}{G[P_s^1(0) + P_p(0)]} \right) \quad (3.29)$$

όπου $P_s^0(0), P_s^1(0)$ είναι τα επίπεδα ισχύος που αντιστοιχούν στον λογικό «άσσο» και «μηδέν» της εισερχόμενης παλμοσειράς.

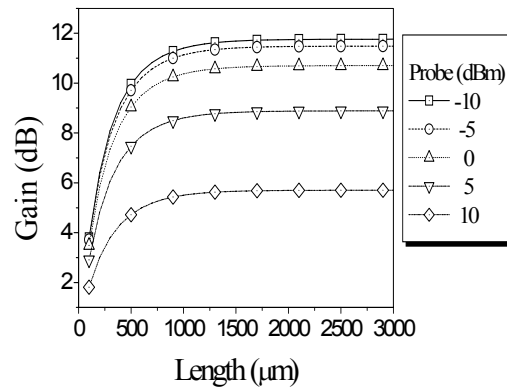
Πίνακας 3-1

Παράμετρος	Τιμή
Διαφορικό κέρδος (a)	$2.78 \cdot 10^{-20}$
Απώλειες κυματοδηγού (a_{int})	$40 \cdot 10^2 \text{ cm}^{-1}$
Συντελεστής σύμπτυξης (Γ)	0.5
Μήκος (L)	1.5 mm
Πλάτος (w)	1.2 μm
Ύψος (d)	0.2 μm
Χρόνος επανασύνδεσης φορέων (τ_c)	150 psec
Παράγοντας φασματικής διεύρυνσης	5

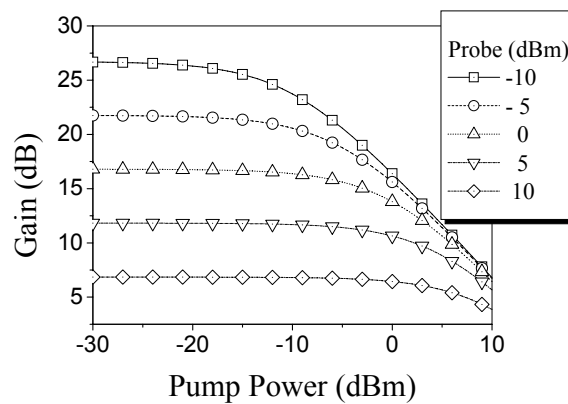
Εν συνεχεία ακολουθεί ο στατικός χαρακτηρισμός του μετατροπέα μήκους κύματος που βασίζεται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους. Αυτός αρχικά πραγματοποιείται με μελέτη της καμπύλης κέρδους του ενισχυτή σε συνάρτηση είτε της ισχύος του καναλιού άντλησης ή του μήκους του κυματοδηγού. Παραμετρικά στις περιπτώσεις που εξετάζουμε έχουμε μεταβολή της πυκνότητας ρεύματος του ενισχυτή, ή της ισχύος του φέροντος καναλιού. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 3-3 (α-γ). Ως προς τις ίδιες παραμέτρους εξετάζεται η συμπεριφορά του λόγου σβέσης των παλμών στην έξοδο του υποσυστήματος και τα αποτελέσματα αυτής της ανάλυσης παρουσιάζονται στα σχήματα 3-4 (α-γ). Σε όλες αυτές τις περιπτώσεις οι τιμές των παραμέτρων για τον ενισχυτή ημιαγωγού απεικονίζονται στον πίνακα 3.1. Βάσει αυτών και σύμφωνα με τις σχέσεις (3.12), (3.13) και (3.27) υπολογίστηκαν οι τιμές των μεγεθών E_{sat} , G_o και ζ του στατικού μοντέλου.



(α)



(β)



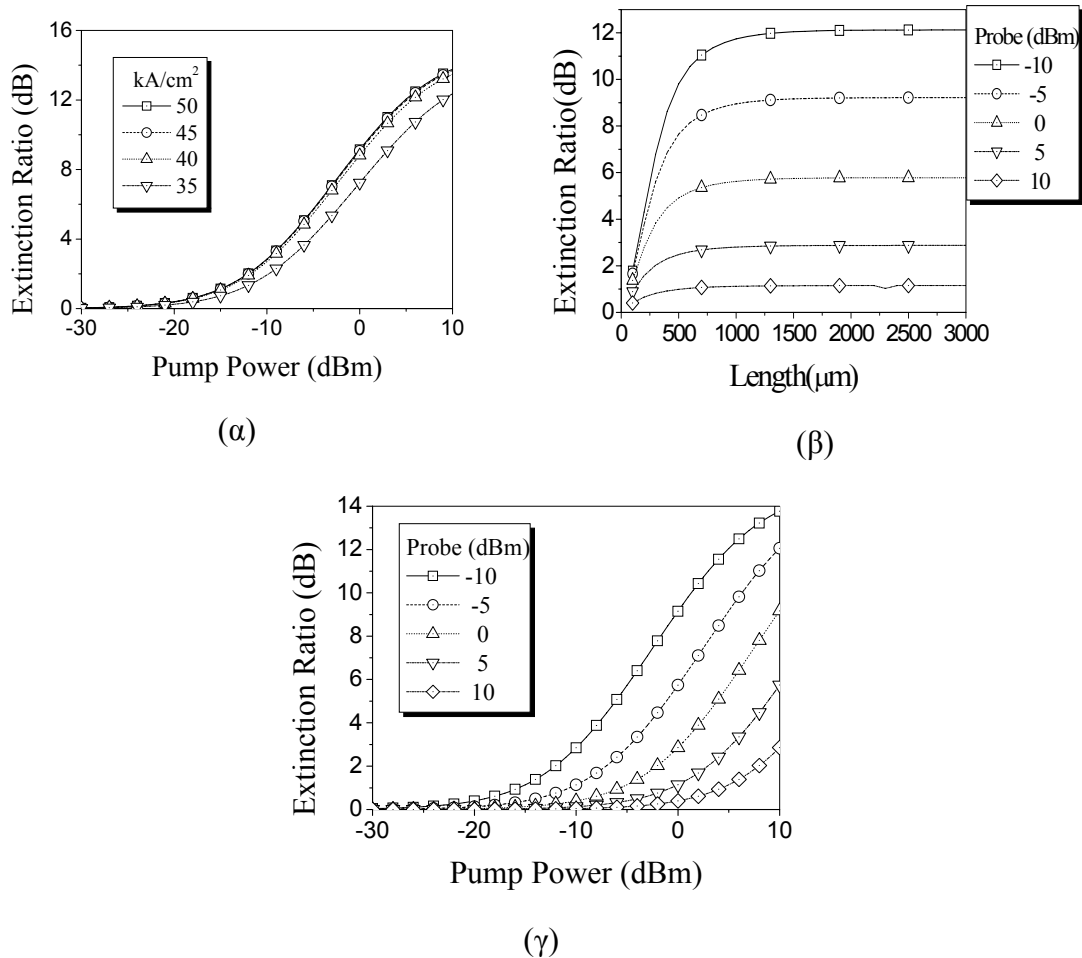
(γ)

Σχήμα 3-3 : Καμπύλες κέρδους του ενισχυτή σε συνάρτηση α) της ισχύος του καναλιού άντλησης και παραμετρικά για διαφορετικές τιμές επιφανειακού ρεύματος. β) του μήκους του κυματοδηγού αλλά παραμετρικά για διαφορετικές τιμές ισχύος του καναλιού άντλησης γ) και πάλι της ισχύος του καναλιού άντλησης αλλά για διαφορετικές μέσες τιμές ισχύος του φέροντος καναλιού.

Στο σχήμα 3-3 α) απεικονίζονται καμπύλες κέρδους παραμετρικά για διαφορετικές τιμές επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος του ενισχυτή σε συνάρτηση της ισχύος του καναλιού άντλησης. Η μέση ισχύ για το φέρον κανάλι είναι $-5dBm$. Είναι προφανές ότι υψηλότερες τιμές ρεύματος οδηγούν σε αντίστοιχη αύξηση του κέρδους του ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα, όταν η πυκνότητα ρεύματος αυξάνει από τα $35kA/cm^2$ στα $50kA/cm^2$ το κέρδος «ασθενούς σήματος» του ενισχυτή από $14dB$ αυξάνει στα $22dB$ αντίστοιχα. Ωστόσο αυτό δεν αντιπροσωπεύει την εικόνα ενός ρεαλιστικού συστήματος δεδομένου δε λαμβάνονται υπόψη μια σειρά φαινομένων όπως αυτό της διαρροής φορέων ρεύματος από

την ενεργό επιφάνεια τροφοδότησης [38]. Επιπλέον θα πρέπει να σημειωθεί ότι δεν είναι δυνατό να δεχόμαστε αυθαίρετα οποιαδήποτε μέγιστη τιμή ρεύματος, ενώ τα όριά της καθορίζονται από τη γενικότερη τεχνολογία κατασκευής του ενισχυτή [13]. Στη παρούσα εργασία δεχθήκαμε ένα αντιπροσωπευτικό μέγιστο όριο πυκνότητας ρεύματος στα $50kA/cm^2$ [39].

Στο σχήμα 3-3 β) απεικονίζονται καμπύλες κέρδους, οι οποίες πάρθηκαν σε συνάρτηση του μήκους του ενισχυτή ημιαγωγού παραμετρικά για διαφορετικές τιμές ισχύος του καναλιού άντλησης. Η επιφανειακή πυκνότητα ρεύματος ήταν $50kA/cm^2$ ενώ η ισχύς του καναλιού άντλησης ήταν $5dBm$. Εδώ παρατηρείται ότι καθώς αυξάνει το μήκος του SOA έχουμε αύξηση και του συνολικού κέρδους δεδομένου ότι το κάθε πεδίο διανύει μεγαλύτερο μήκος ενεργού περιοχής. Ωστόσο, υπάρχει ένα άνω όριο κέρδους το οποίο γενικά εμφανίζεται μετά τα πρώτα $1200\mu m$. Αυτό αποδίδεται στο γεγονός ότι η τιμή της συνολικής κυματοδηγούμενη ισχύος βρίσκεται σε τόσο υψηλά επίπεδα που δημιουργεί έντονο κορεσμό στην υπόλοιπη ενεργό περιοχή του ενισχυτή με αποτέλεσμα αυτή να μην προσφέρει επιπλέον ενίσχυση. Ταυτόχρονα θα πρέπει να σημειωθεί ότι για μεγαλύτερες τιμές εισερχόμενης ισχύος του φέροντος καναλιού ο ρυθμός κορεσμού γίνεται πολύ μεγαλύτερος με αποτέλεσμα το συνολικό κέρδος να μειώνεται σημαντικά. Αυτό φαίνεται και στο σχήμα 3-3 γ) όπου καθώς η ισχύς του φέροντος καναλιού κυμαίνεται μεταξύ $-10dB$ και $10dB$ το συνολικό κέρδος του ενισχυτή μήκους $L = 1500\mu m$ πέφτει από τα $11dB$ στα $5dB$.



Σχήμα 3-4 : Καμπύλες μεταβολής του λόγου σβέσης σε συνάρτηση της μέγιστης ισχύος P_1 των παλμών του καναλιού άντλησης και παραμετρικά α) για διαφορετικές τιμές επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος β) για διαφορετικές τιμές μήκους του κυματοδηγού γ) για διαφορετικές τιμές μέσης ισχύος του φέροντος καναλιού

Η μελέτη του λόγου σβέσης που επιβάλλει ο μετατροπέας μήκους κύματος είναι σημαντική διότι αυτή καθορίζει και τις αναγεννητικές του ικανότητες[40]. Αυτή πραγματοποιήθηκε κατά αντιστοιχία με την προηγούμενη περίπτωση και τα αποτελέσματά της παρουσιάζονται στα σχήματα (α-γ). Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 3-4 α) παρουσιάζεται η μεταβολή του λόγου σβέσης σε συνάρτηση της μέγιστης ισχύος P_1 των παλμών του καναλιού άντλησης.. Αυτή απεικονίζεται παραμετρικά για διαφορετικές τιμές επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος θεωρώντας ότι ο λόγος σβέσης για τους εισερχόμενους παλμούς ήταν $15dB$. Η μέση τιμή ισχύος του φέροντος καναλιού είναι $-10dBm$ και το μήκος του ενισχυτή βρίσκεται στα $L = 1500\mu m$. Παρατηρείται ότι αυξανόμενης της ισχύος P_1 μεταξύ

ενός εύρους τιμών $-30dB$ και $10dB$ ο λόγος σβέσης από μηδενικός λαμβάνει τη μέγιστη τιμή των $14dB$. Ουσιαστικά εδώ η τιμή της P_1 καθορίζει το επίπεδο ισχύος του 'μηδέν' στην παλμοσειρά εξόδου μιας και το αντίστοιχο επίπεδο του 'άσσου' ρυθμίζεται από την ισχύ του φέροντος καναλιού. Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός ότι δε παρατηρείται βελτίωση του λόγου σβέσης για τιμές της επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος που ξεπερνούν τα $40kA/cm^2$.

Στο σχήμα 3-4 β) οι καμπύλες του λόγου σβέσης παίρνονται παραμετρικά ως προς το μήκος του ενισχυτή. Και εδώ όπως και στην παραπάνω περίπτωση παρατηρείται ότι αυξανόμενου του μήκους του κυματοδηγού υπάρχει αντίστοιχη αύξηση της τιμής του λόγου σβέσης. Ωστόσο και εδώ υπάρχει ένα όριο μέγιστου μήκους, γύρω στα $L = 1500\mu m$ πέρα του οποίου καμία βελτίωση δε παρατηρείται.

Στο σχήμα 3-4 γ) η παράμετρος ως προς την οποία παίρνονται οι καμπύλες ήταν η μέση ισχύς του φέροντος καναλιού. Εδώ είναι αξιοσημείωτο το γεγονός ότι όσο μικρότερη είναι η τιμή αυτής της ισχύος τόσο μεγαλύτερος λόγος σβέσης επιτυγχάνεται. Έτσι για $-10dBm$ έχουμε έναν λόγο σβέσης στα $14dB$, ωστόσο η μέση ισχύς της εξερχόμενης παλμοσειράς είναι σαφώς μικρότερη.

3.4.2 Ανάλυση δυναμικής συμπεριφοράς

Στις προηγούμενες παραγράφους μελετήθηκε η στατική συμπεριφορά του μετατροπέα μήκους κύματος. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι το υποσύστημα αντιδρά ακαριαία σε οποιαδήποτε μεταβολή της εισερχόμενης ισχύος προσδίδοντας στο κάθε κυματοδηγούμενο πεδίο κέρδος όπως αυτό προκύπτει από τις στατικές καμπύλες των σχημάτων 3-3 (α-γ). Κάτι τέτοιο ωστόσο δε συμβαίνει σε ένα ρεαλιστικό σύστημα εξαιτίας του πεπερασμένου χρόνου

με τον οποίο γίνεται ανάκτηση των ενεργών φορέων στον ενισχυτή ημιαγωγού. Αντικείμενο της παρούσας παραγράφου είναι η διερεύνηση των χαρακτηριστικών αυτής της απόκρισης. Στα πλαίσια αυτά ακολουθείται μια συγκεκριμένη μαθηματική προσέγγιση, γνωστή και ως ανάλυση ασθενούς σήματος (small signal analysis)[41][42]. Αυτή έχει τον χαρακτήρα της γραμμικοποίησης στον χώρο των συχνοτήτων καταλήγοντας στο να δίδει τη φασματική απόκριση που χαρακτηρίζει την διαδικασία μετατροπής μήκους κύματος. Η συσχέτιση του εύρους ζώνης αυτής της απόκρισης με τις επιμέρους κατασκευαστικές παραμέτρους του ενισχυτή θα αποτελέσει βασικό κριτήριο σχεδιασμού τέτοιων υποσυστημάτων.

Η ανάλυση ξεκινάει από τις βασικές εξισώσεις κυματοδότησης ισχύος (3.16) και δυναμικού κέρδους (3.18) του ενισχυτή ημιαγωγού όπου θεωρούμε ημιτονική μεταβολή των αντίστοιχων μεγεθών. Δηλαδή πραγματοποιούνται οι ακόλουθες αντικαταστάσεις :

$$P_k = \bar{P}_k + \Delta P_k e^{-j\omega t} + \Delta P_k^* e^{j\omega t} \quad (3.30)$$

$$g = \bar{g} + \Delta g e^{-j\omega t} + \Delta g^* e^{j\omega t} \quad (3.31)$$

όπου $k = p, s$, για το φέρον και το κανάλι άντλησης αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα από τη δυναμική εξίσωση κέρδους (3.18), με αντικατάσταση των παραπάνω προκύπτει :

$$\bar{g} = \frac{g_0}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} \quad (3.32) \quad \Delta g = - \frac{\frac{\bar{g}}{P_{sat}}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \quad (3.33)$$

ενώ από την εξίσωση κυματοδότησης (3.16) με επιπλέον αντικατάσταση των (3.32) μπορούν να προκύψουν αντίστοιχες σχέσεις που περιγράφουν τη διάδοση των P_k και ΔP_k :

$$\frac{d\bar{P}_k}{dz} = \left(\frac{\bar{g}_0}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} - a_{\text{int}} \right) P_k \quad (3.34)$$

$$\frac{d\Delta P_k}{dz} = \left(\frac{\bar{g}_0}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} - a_{\text{int}} \right) \Delta P_k - \frac{\frac{\bar{g}}{P_{sat}} P_k}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \Delta P_T \quad (3.35)$$

όπου $P_{sat} = \frac{E_{sat}}{\tau_c}$ είναι η ενέργεια κορεσμού του ενισχυτή, ίδια τόσο για το σήμα

άντλησης όσο και για το φέρον. Αντίστοιχες σχέσεις ισχύουν και για τη συνολική ισχύ

$P_T = P_s + P_p$ που εισέρχεται μέσα στον ενισχυτή, δηλαδή :

$$\frac{d\bar{P}_k}{dz} = \left(\frac{\bar{g}_0}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} - a_{\text{int}} \right) P_k \quad (3.36)$$

$$\frac{d\Delta P_k}{dz} = \left(\frac{\bar{g}_0}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} - a_{\text{int}} \right) \Delta P_k - \frac{\frac{\bar{g}}{P_{sat}} P_k}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \Delta P_T \quad (3.37)$$

Η λύση των εξισώσεων (3.34) και (3.37) είναι αντίστοιχα :

$$P_k(z) = P_k(0) \exp\left[\int_0^z (g - a_{\text{int}}) dz'\right] \quad (3.38)$$

$$\Delta P_T(z) = \Delta P_T(0) \exp\left[\int_0^z (g - a_{\text{int}}) dz' - \int_0^z \frac{\bar{g}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_T}{P_{sat}} dz'\right] \quad (3.39)$$

Για τον υπολογισμό του όρου ασθενούς σήματος ΔP_k για το κάθε κανάλι ολοκληρώνουμε την (3.37) σε όλο το μήκος του κυματοδηγού, και παίρνουμε :

$$\Delta P_k(L) = G \left\{ \Delta P_k(0) - \int_0^L \frac{\bar{g}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_k}{P_{sat}} * \Delta P_T(0) \exp[-K(z)] dz \right\} \quad (3.40)$$

όπου η μεταβλητή G είναι το κορεσμένο κέρδος του ενισχυτή που ορίζεται από τη σχέση :

$$G = \exp\left[\int_0^L (g - a_{\text{int}}) dz\right] \quad (3.41)$$

ενώ θεωρήσαμε ότι :

$$K(z) = \int_0^z \frac{\bar{g}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_T}{P_{sat}} dz' \quad (3.42)$$

Από την (3.38) βρίσκουμε ότι το πηλίκο $\frac{P_k(z)}{P_T(z)}$ είναι ανεξάρτητο του z . Επομένως αν

γίνει αντικατάσταση $P_k = P_T \frac{P_k(0)}{P_T(0)}$ στη (3.40), προκύπτει η πιο κάτω εξίσωση:

$$\Delta P_k(L) = G \left\{ \Delta P_k(0) - \frac{P_k(0)\Delta P_T(0)}{P_T(0)} * \int_0^L \frac{dK(z)}{dz} \exp[-K(z)] dz \right\} = G \left[\Delta P_k(0) - \frac{P_k(0)\Delta P_T(0)}{P_T(0)} F(L) \right] \quad (3.43)$$

όπου

$$F(L) = 1 - \exp[-K(L)] \quad (3.44)$$

Αν μάλιστα γίνει η υπόθεση ότι $\Delta P_p(0) = 0$, που σημαίνει ότι $\Delta P_T(0) = \Delta P_s(0)$ και θεωρώντας ότι $P(L) = GP(0)$, βρίσκουμε την ακόλουθη έκφραση για την απόδοση της μετατροπής:

$$n = \frac{\left| \frac{\Delta P_p(L)}{P_p(L)} \right|}{\left| \frac{\Delta P_s(0)}{P_s(0)} \right|} = \left| \frac{P_p(0)}{P_T(0)} F(L) \right| \quad (3.45)$$

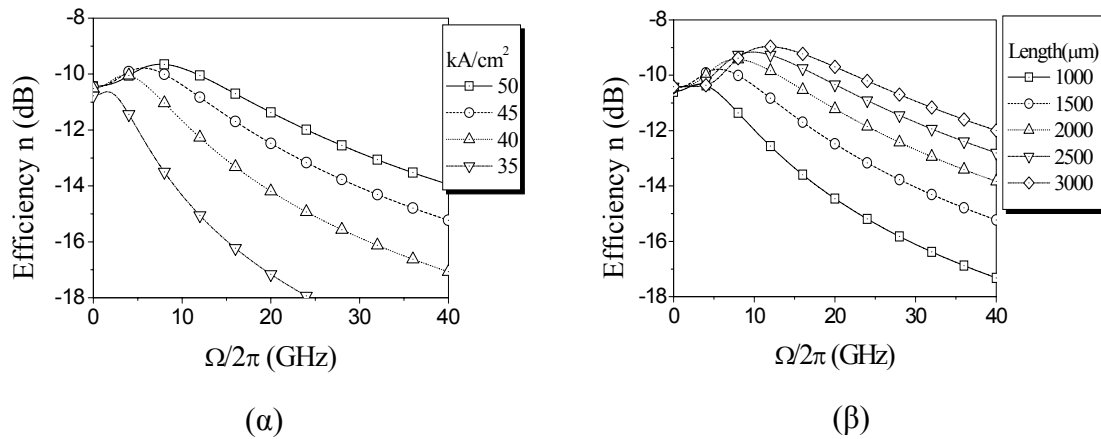
Για τον υπολογισμό της απόδοσης είναι αναγκαίο να υπολογιστεί πρώτα το ολοκλήρωμα της παραμέτρου $K(L)$. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί εύκολα με τη βοήθεια των σχέσεων (3.25),(3.26), όπου μετά από πράξεις παίρνουμε :

$$K(L) = \frac{1}{1 - j\Omega\tau_c\zeta} * \left\{ \zeta \ln \frac{G_0}{G} - \ln \left[1 - \frac{\frac{(G-1)P_T(0)}{P_{sat}}}{1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} - j\Omega\tau_c} \right] \right\} \quad (3.46)$$

Οι τελευταίες τρεις σχέσεις (3.44), (3.45) και (3.46) σε συνδυασμό επίσης με την (3.26) ουσιαστικά αποτελούν ένα μαθηματικό σύστημα που προσδιορίζει πλήρως τη δυναμική συμπεριφορά του ενισχυτή ημιαγωγού. Λεπτομερής ανάλυση αυτής της συμπεριφοράς παρουσιάζεται στα διαγράμματα των σχημάτων 3-5 (α, β)

Στο σχήμα 3-5 (α) παρουσιάζονται καμπύλες της δυναμικής απόδοσης (efficiency) της μετατροπής ως προς τη συχνότητα $\Omega/2\pi$ και παραμετρικά για τιμές της επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος να κυμαίνονται από $35kA/cm^2$ έως $50kA/cm^2$. Από την άλλη πλευρά αντίστοιχες καμπύλες του ίδιου μεγέθους παρουσιάζονται παραμετρικά στο σχήμα 3-5 (β) όταν το συνολικό μήκος του κυματοδηγού κυμαίνεται από $1000\mu m$ έως $3000\mu m$. Και για τις δύο περιπτώσεις η ισχύς του φέροντος καναλιού ήταν στα $-5dBm$ ενώ το

επίπεδο ισχύος του καναλιού άντλησης ήταν στα $5dBm$, ενώ για τη δεύτερη περίπτωση η επιφανειακή πυκνότητα ρεύματος ήταν $45kA/cm^2$.



Σχήμα 3-5 Καμπύλες δυναμικής απόδοσης (efficiency) της διαδικασίας μετατροπής ως προς τη συχνότητα $\Omega/2\pi$ και παραμετρικά α) για διαφορετικές τιμές ρεύματος άντλησης β) για διαφορετικό μήκος κυματοδηγού

Η πρώτη βασική παρατήρηση που προκύπτει από τα παραπάνω διαγράμματα είναι η βαθυπερατή φύση της διαδικασίας μετατροπής. Το γεγονός αυτό αποδίδεται στον πεπερασμένο χρόνο ανάκτησης του κέρδους του ενισχυτή. Πραγματικά αυτή η καθυστέρηση απόκρισης δεν επιτρέπει στις απότομες μεταβολές ισχύος που εισάγονται από τη κυματομορφή του καναλιού άντλησης να διαμορφώσουν το ίδιο απότομα και το κέρδος του ενισχυτή και άρα να οριστεί αντίστοιχου υψηλού συχνοτικού περιεχομένου παλμοσειρά στο μήκος κύματος του φέροντος καναλιού. Συνεπώς, το συχνοτικό εύρος αυτής της δυναμικής διαδικασίας εξαρτάται από τους ίδιους παράγοντες που καθορίζουν και την ταχύτητα με την οποία ο ενισχυτής ανακτά το κέρδος, και έχουν εκτενώς αναλυθεί στην παράγραφο 3.3. Ενδεικτικά στα παραπάνω σχήματα παρουσιάζονται καμπύλες της συχνοτικής απόκρισης αυξάνοντας το ρεύμα άντλησης ή το μήκος του κυματοδηγού. Και στις δύο περιπτώσεις η αύξηση των δύο αυτών μεγεθών οδηγούν σε αντίστοιχη αύξηση του φασματικού εύρους. Πιο συγκεκριμένα καθώς η πυκνότητα ρεύματος αυξάνει από τα $35kA/cm^2$ έως τα $50kA/cm^2$ το εύρος ζώνης που αντιστοιχεί σε μείωση $1dB$ πάνω στην

καμπύλη δυναμικής επάρκειας από 5GHz γίνεται 25GHz . Αντίστοιχα, όταν το μήκος του κυματοδηγού αυξάνει από τα $1000\mu\text{m}$ στα $3000\mu\text{m}$ η αντίστοιχη τιμή του εύρους ζώνης από 10GHz γίνεται 40GHz .

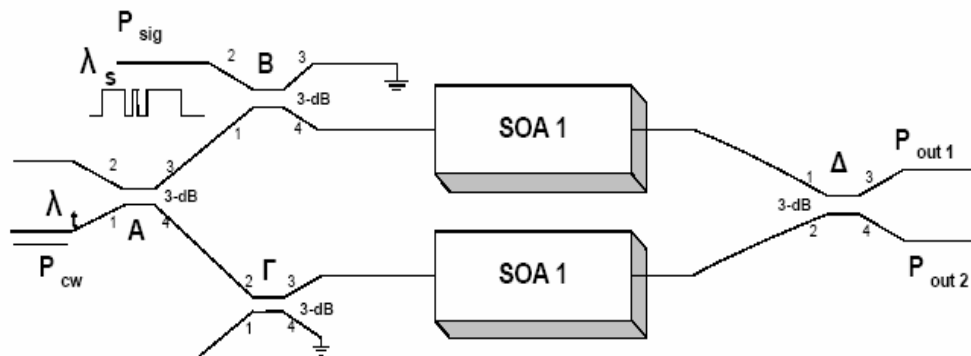
3.5 Μετατροπείας ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM - converter)

Η μετατροπή μήκους κύματος που βασίζεται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους έχει ως πλεονέκτημα το ότι απαιτεί μόνο ένα στοιχείο ενισχυτή ημιαγωγού. Ωστόσο, όπως έχει γίνει είδη φανερό από τη στατική ανάλυση της συμπεριφοράς του, η συγκεκριμένη τεχνική προσδίδει περιορισμένο λόγο σβέσης των παλμών, γεγονός το οποίο θέτει σοβαρούς περιορισμούς στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησής τους μέσα στο δίκτυο.

Το πρόβλημα αυτό μπορεί να ξεπεραστεί με τη χρήση συμβολομετρικών διατάξεων που βασίζονται στη τεχνική της ετεροδιαμόρφωσης φάσης. Ο κυριότερος υποψήφιος όλων αυτών των διατάξεων είναι το συμβολόμετρο Mach-Zehnder με χρήση ενισχυτών ημιαγωγού (SOA), κυρίως λόγω της δυνατότητάς για μονολιθική ολοκλήρωση. Για τον σκοπό αυτό στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται αναλυτικό μοντέλο για τη μελέτη της στατικής συμπεριφοράς του. Η ανάλυση αυτή πραγματοποιείται σε συνάρτηση των επιμέρους σχεδιαστικών παραμέτρων του ενισχυτή. Η χρήση του ενισχυτή ημιαγωγού στα πλαίσια μιας κατά τα άλλα παθητικής συμβολομετρικής διάταξης δε διαφοροποιεί την ταχύτητα ανάκτησης του κέρδους του. Συνεπώς εδώ δε θα μας απασχολήσει περαιτέρω η δυναμική φύση του προβλήματος, δεδομένου ότι είναι ποιοτικά ανάλογη με ότι παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο

3.5.1 Ανάπτυξη αναλυτικού μοντέλου στατικής συμπεριφοράς

Στο σχήμα 3-6 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα μιας συμμετρικής διάταξης συμβολομέτρου Mach-Zehnder που βασίζεται στην τεχνολογία ενισχυτών ημιαγωγού SOA. Το εν λόγω υποσύστημα έχει ευρέως χρησιμοποιηθεί ως αμιγώς οπτικός μετατροπέας μήκους κύματος σε αρχιτεκτονικές οπτικής μεταγωγής πακέτου [43].



Σχήμα 3-6 : Συμμετρική διάταξη συμβολομέτρου Mach-Zehnder, με χρήση ενισχυτών SOA

Εδώ το σήμα P_{sig} είναι αυτό που φέρει τη πληροφορία σε μήκος κύματος λ_s και διαμορφώνει το κέρδος του ενισχυτή ημιαγωγού στον ένα από τους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου. Η ένταση του πεδίου αυτού στην είσοδο 2 του συζεύκτη B δίδεται από τη σχέση :

$$E_{sig} = \sqrt{P_{sig}} e^{j0} \quad (3.47)$$

Από την άλλη πλευρά στη θύρα 1 του συζεύκτη A εισέρχεται η CW δέσμη μήκους κύματος λ_t , στην οποία θέλουμε να αποτυπωθεί η πληροφορία που φέρει το σήμα εισόδου.

Αυτή έχει ένταση ηλεκτρικού πεδίου :

$$E_{cw} = \sqrt{P_{cw}} e^{j0} \quad (3.48)$$

Το σήμα E_{sig} περνώντας μέσα από το συζεύκτη B στην έξοδο του στη θύρα 4 θα είναι:

$$E_{sig,B4} = E_{sig} \sqrt{ae} e^{j\frac{\pi}{2}} = \sqrt{P_{sig}} \sqrt{ae} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (3.49)$$

Το πεδίο του αδιαμόρφωτου σήματος (CW) μετά την έξοδό του από τον συζεύκτη A θα είναι στις θύρες 3 και 4 αντιστοίχως :

$$E_{cw,A3} = E_{cw} \sqrt{ae} e^{j\frac{\pi}{2}} = \sqrt{P_{cw}} \sqrt{ae} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (3.50)$$

$$E_{cw,A4} = E_{cw} \sqrt{1-ae} e^{j0} = \sqrt{P_{cw}} \sqrt{1-a} \quad (3.51)$$

Τα πεδία $E_{cw,A3}$ και $E_{sig,B1}$ μετά τη διέλευσή τους από το συζεύκτη B, συμβάλλουν και σχηματίζουν το εξής πεδίο στη θύρα 4 :

$$E_{total,B4} = \sqrt{P_{cw}} \sqrt{a} \sqrt{1-ae} e^{j\frac{\pi}{2}} + \sqrt{P_{sig}} \sqrt{ae} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (3.52)$$

Το πεδίο αυτό είναι που θα περάσει μέσα από το SOA1. Ομοίως η θύρα 4 του συζεύκτη Γ είναι γειωμένη. Το πεδίο $E_{cw,A4}$ εξερχόμενο από αυτόν στη θύρα 3 διαμορφώνεται ως εξής και είναι αυτό που θα περάσει μέσα από το SOA2 :

$$E_{cw,\Gamma3} = \sqrt{1-a} E_{cw,A4} = \sqrt{1-a} \sqrt{1-a} E_{cw} = (1-a) \sqrt{P_{cw}} \quad (3.53)$$

Τελικά η ισχύς που εισέρχεται στο SOA1 και στο SOA2 είναι αντίστοιχα :

$$P_{total,SOA1} = |E_{total,B4}|^2 = P_{cw} a(1-a) + P_{sig} a \quad (3.54)$$

$$P_{total,SOA2} = |E_{total,\Gamma3}|^2 = (1-a)^2 P_{cw} \quad (3.55)$$

Από τις εξισώσεις (3.54) και (3.55) φαίνεται καθαρά ότι η ισχύς που εισέρχεται σε κάθε SOA είναι διαφορετική. Επομένως καθένας από αυτούς θα δώσει διαφορετικό κέρδος G , δηλαδή διαφορετική οπτική ενίσχυση. Επειδή όμως το κέρδος επηρεάζει και τη φάση, είναι επόμενο να προκύψει μια διαφορά φάσης $\Delta\phi$ μεταξύ των δύο πεδίων. Ας υποθέσουμε G_{SOA1} το κέρδος του SOA1, G_{SOA2} το κέρδος του SOA2, ϕ_1 τη φάση που εισάγει ο SOA1 και ϕ_2 τη φάση που εισάγει ο SOA2. Επίσης στη μελέτη που θα ακολουθήσει για την τελική εξαγωγή των ισχύων εξόδου, αγνοούμε από τις παραπάνω σχέσεις τους όρους εκείνους που περιλαμβάνουν τον παράγοντα P_{sig} . Αυτό γίνεται γιατί μας ενδιαφέρει να εξετάσουμε τον τρόπο με τον οποίο συμβάλλουν τα πεδία που περιέχουν τον παράγοντα E_{cw} , δηλαδή το αδιαμόρφωτο πεδίο στο οποίο θέλουμε να μεταφερθεί η πληροφορία. Το πεδίο που φέρει την πληροφορία θα απομονωθεί με κατάλληλα οπτικά φίλτρα στο τέλος της διάταξης. Επομένως τα πεδία μετά την έξοδό τους από τους SOAs θα είναι :

$$E_{cw,SOA1} = \sqrt{G_{SOA1}} \sqrt{P_{cw}} \sqrt{a} \sqrt{1-a} e^{j(\phi_1 + \frac{\pi}{2})} \quad (3.56)$$

$$E_{cw,SOA2} = \sqrt{G_{SOA2}} \sqrt{P_{cw}} (1-a) e^{j\phi_2} \quad (3.57)$$

Τα δύο πεδία φτάνουν στο συζεύκτη Δ και κατά την έξοδό τους από αυτόν προκύπτει :

$$E_{out,1} = \sqrt{a} (1-a) \sqrt{P_{cw}} \left\{ \sqrt{G_{SOA,1}} e^{j(\phi_1 + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{G_{SOA,2}} e^{j(\phi_2 + \frac{\pi}{2})} \right\} \quad (3.58)$$

και

$$E_{out,2} = \sqrt{1-a} \sqrt{P_{cw}} \left\{ \alpha \sqrt{G_{SOA1}} e^{j(\varphi_1 + \pi)} + (1-\alpha) \sqrt{G_{SOA2}} e^{j\varphi_2} \right\} \quad (3.59)$$

Έχοντας υπολογίσει το H/M πεδίο στις θύρες εξόδου 3 και 4 του συζεύκτη Δ του μετατροπέα μπορούμε να υπολογίσουμε την ισχύ του. Αυτή είναι :

$$P_{out,1} = a(1-a)^2 P_{cw} \left\{ G_{SOA1} + G_{SOA2} + 2\sqrt{G_{SOA1}} \sqrt{G_{SOA2}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \right\} \quad (3.60)$$

και

$$P_{out,2} = (1-a) P_{cw} \left\{ \alpha^2 G_{SOA1} + (1-\alpha)^2 G_{SOA2} + 2\alpha(1-\alpha) \sqrt{G_{SOA1}} \sqrt{G_{SOA2}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \pi) \right\} \quad (3.61)$$

Έχοντας καταλήξει στις σχέσεις (3.60) και (3.61) και προκειμένου να ολοκληρωθεί η μοντελοποίηση του οπτικού μετατροπέα θα πρέπει να προσδιοριστούν οι ποσότητες $G_{SOA,1}$, ϕ_1 , $G_{SOA,2}$, ϕ_2 . Σε ότι αφορά το κέρδος του κάθε ενισχυτή αυτό υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (3.26) λαμβάνοντας υπόψη την ισχύ εισόδου στον αντίστοιχο SOA του κάθε βραχίονα του συμβολόμετρου σύμφωνα με τις σχέσεις (3.54) και (3.55). Έχοντας προσδιορίσει το κέρδος, μπορεί εν συνεχεία να γίνει υπολογισμός της φάσης που εισάγει ο κάθε SOA σύμφωνα με τον ακόλουθο τύπο :

$$\phi = -\frac{1}{2} a_2 \text{Log}[G_{SOA}] \quad (3.62)$$

όπου a_2 είναι ο παράγοντας διεύρυνσης της φασματικής γραμμής. (*linewidth enhancement factor*).

Η διάταξη του υπό μελέτη Mach-Zehnder συμβολόμετρου για τη παρούσα μελέτη είναι συμμετρική, δηλαδή χρησιμοποιούνται 3dB συζεύκτες ισχύος. Για την περίπτωση αυτή οι εξισώσεις (3.60) και (3.61) τροποποιούνται ως ακολούθως :

$$P_{out,1} = \frac{1}{8} P_{cw} \left\{ G_{SOA1} + G_{SOA2} + 2\sqrt{G_{SOA1}} \sqrt{G_{SOA2}} \cos(\phi_1 - \phi_2) \right\} \quad (3.63)$$

και

$$P_{out,2} = \frac{1}{8} P_{cw} \left\{ G_{SOA1} + G_{SOA2} + 2\sqrt{G_{SOA1}} \sqrt{G_{SOA2}} \cos(\phi_1 - \phi_2 + \pi) \right\} \quad (3.64)$$

Οι εξισώσεις (3.63) και (3.64) είναι όμοιες με μόνη τη διαφορά εκείνη του παράγοντα της φάσης κατά π rad. Το γεγονός αυτό υποδηλώνει ότι τα δύο σήματα εξόδου θα έχουν μεταξύ τους αντίστροφη πόλωση. Συνηθίζεται η $P_{out,1}$ να ονομάζεται “out-of-phase” έξοδος (ή inverse P_{out}) και η $P_{out,2}$ “in-phase” έξοδος (non-inverse P_{out}), διότι στην μεν πρώτη έξοδο η παλμοσειρά εισόδου καθώς εξέρχεται από τον μετατροπέα αντιστρέφεται, ενώ αντίθετα στη δεύτερη έξοδο η διατηρεί τη μορφή της αναλλοίωτη. Ωστόσο γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι μια παλμοσειρά η οποία εξέρχεται από την “out-of-phase” έξοδο μετά από ένα δεύτερο μετατροπέα και γενικεύοντας μετά από $2k$ μετατροπείς, όπου $k \geq 1$, θα επανακτήσει την αρχική της μορφή. Από την άλλη πλευρά είναι ευκολότερο να συμπεράνει κανείς ότι για την « in-phase” περίπτωση η παλμοσειρά διατηρεί αναλλοίωτη τη μορφή της μετά από οποιονδήποτε αριθμό μετατροπέων.

Στην περίπτωση ακόμα κατά την οποία η διαφορά φάσης $\phi_1 - \phi_2 = 2k\pi$, τότε η μεν $P_{out,1}$ γίνεται μέγιστη ίση προς :

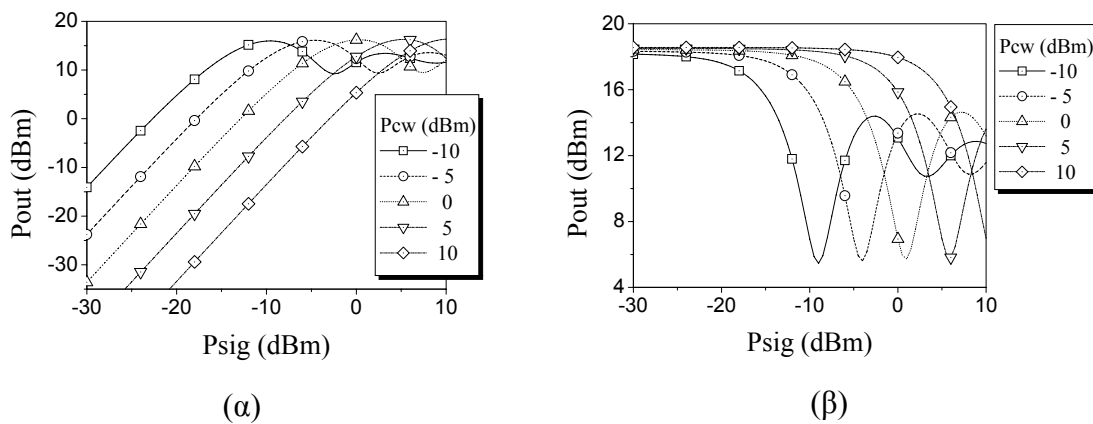
$$P_{max} = P_{out,1} = \frac{1}{8} P_{cw} \{ G_{SOA1} + G_{SOA2} \}^2 \quad (3.65)$$

η δε $P_{out,2}$ γίνεται ελάχιστη ίση προς :

$$P_{\min} = P_{out,2} = \frac{1}{8} P_{cw} \{G_{SOA1} - G_{SOA2}\}^2 \quad (3.66)$$

επιβεβαιώνοντας έτσι τον ισχυρισμό ότι τα δύο σήματα εξόδου έχουν μεταξύ τους αντίστροφη πόλωση.

Στη συνέχεια ακολουθεί η μελέτη της στατικής συμπεριφορά του εν λόγω υποσυστήματος, η οποία πραγματοποιείται με τη βοήθεια καμπύλων μεταφοράς ισχύος του εισερχόμενου (P_{sig}) και του εξερχόμενου (P_{out}) καναλιού.



Σχήμα 3-7 : Συναρτησεις μεταφοράς ισχύος του συμμετρικού συμβολομέτρου Mach-Zehnder παραμετρικά για διαφορετικές τιμές ισχύος του φέροντος καναλιού. α) Η inphase έξοδος και β) Η out of phase έξοδος

Αρχικά η συμπεριφορά του μετατροπέα εξετάζεται παραμετρικά για διαφορετικές τιμές ισχύος του φέροντος καναλιού. Πάντως σε όλες αυτές τις περιπτώσεις θεωρήσαμε ενισχυτές SOA μήκους $L = 1500 \mu\text{m}$ στους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου ενώ η επιφανειακή πυκνότητα ρεύματός τους ήταν $45 \text{kA}/\text{cm}^2$. Το σημείο στο οποίο η καμπύλες εμφανίζουν ένα σημείο καμπής, είναι αυτό στο οποίο η ισχύς εξόδου γίνεται μέγιστη για την non-inverse και ελάχιστη για την inverse έξοδο και αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης π . Όσο μικρότερη είναι η ισχύς του φέροντος καναλιού που εισέρχεται στον μετατροπέα τόσο μειώνεται και η ισχύς του σήματος εισόδου που απαιτείται για να πραγματοποιηθεί η

μεταγωγή. Για παράδειγμα στην καμπύλη όπου $P_{cw} = -10dBm$ υπάρχει διαφορά φάσης- π στα $-8dBm$ εισόδου, ενώ η καμπύλη που αντιστοιχεί $P_{cw} = 0dBm$, παρουσιάζει ελάχιστο στα $+2dBm$ εισόδου για την out-of-phase έξοδο. Πέρα από αυτό, φαίνεται ξεκάθαρα, χωρίς να χρειαστεί να προβούμε σε ξεχωριστό υπολογισμό, ο λόγος σβέσης των συναρτήσεων μεταφοράς ισχύος για την κάθε τιμή ισχύος στο φέρον κανάλι δε μεταβάλλεται σημαντικά. Από την άλλη πλευρά η επιλογή του σημείου λειτουργίας του μετατροπέα πρέπει να γίνει κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να βελτιστοποιείται ο λόγος σβέσης του εξερχόμενου παλμού. Για παράδειγμα στην αναστρέφουσα έξοδο το σημείο λειτουργίας του υποσυστήματος είναι το ελάχιστο της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος, στο οποίο πρέπει να αντιστοιχεί η κορυφή πλάτους των εισερχόμενων παλμών.

3.6 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο αναπτύχθηκαν αναλυτικά μοντέλα τα οποία επιτρέπουν το στατικό και δυναμικό χαρακτηρισμό του ενισχυτή ημιαγωγού (SOA) καθώς και των αντίστοιχων υποσυστημάτων μετατροπής μήκους κύματος που βασίζονται στα φαινόμενα ετεροδιαμόρφωσης κέρδους και φάσης. Επιπλέον πραγματοποιήθηκε μελέτη της συμπεριφοράς αυτών των υποσυστημάτων σε συνάρτηση τόσο των διαφορετικών συνθηκών λειτουργίας όσο και των επιμέρους δομικών παραμέτρων του ενισχυτή. Τα βασικά συμπεράσματα που προέκυψαν είναι τα ακόλουθα :

- Για τον ενισχυτή ημιαγωγού SOA μείωση του χρόνου δυναμικής ανάκτησης του κέρδους του αντιστοιχεί σε αύξηση είτε του επιπέδου εισερχόμενης ισχύος είτε του ρεύματος τροφοδοσίας ή του μήκους του κυματοδηγού. Ανάλογο αποτέλεσμα προκύπτει κατασκευάζοντας ενισχυτές με μικρότερη ενέργεια κορεσμού, δηλαδή με μικρότερες διαστάσεις ενεργού περιοχής ή με αυξημένο διαφορικό κέρδος.

Αντίστοιχοι κανόνες διέπουν και τη δυναμική συμπεριφορά των μετατροπών μήκους κύματος

- Σε ότι αφορά τους μετατροπείς μήκους κύματος που βασίζονται στο φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης κέρδους ο λόγος σβέσης που δίδουν κυρίως εξαρτάται από τον συσχετισμό ισχύος των εισερχόμενων καναλιών άντλησης και φέροντος. Πιο συγκεκριμένα για λογικά επίπεδα ρεύματος τροφοδοσίας του ενισχυτή ($45kA/cm^2$) η μέση ισχύ του καναλιού άντλησης πρέπει να κυμαίνεται σε επίπεδα υψηλότερα από $3dBm$ και παράλληλα η αντίστοιχη ισχύς για το φέρον κανάλι να είναι μικρότερη από $-5dBm$ ώστε να επιτυγχάνεται ένας λόγος σβέσης μεγαλύτερος από $8dB$.
- Σε ότι αφορά τους μετατροπείς Mach-Zehnder η συμβολομετρική τους φύση επιτρέπει μεγαλύτερους λόγους σβέσης ($\sim 12dB$) ακόμα και για μικρότερους λόγους ισχύος καναλιών άντλησης/φέροντος, οι οποίοι είναι της τάξεως των $2dB$.

Κεφάλαιο 4

ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΕΣ, ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΣΕΝΑΡΙΑ ΟΜΑΛΗΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΠΡΟΣ ΔΙΚΤΥΑ ΟΠΤΙΚΗΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΠΑΚΕΤΟΥ

4.1 Σκοπός

Βασικός στόχος αυτού του κεφαλαίου είναι η λεπτομερής παρουσίαση των επιμέρους τεχνολογικών παραμέτρων γύρω από τον σχεδιασμό και την ανάπτυξη ενός μητροπολιτικού οπτικού δικτύου. Μέσα σε αυτό το πλαίσιο δύο φυσικές τοπολογίες θα ληφθούν υπόψη και θα γίνει παρουσίαση συγκεκριμένων αρχιτεκτονικών οπτικών μεταγωγέων. Συμπληρωματικά, θα προταθεί σενάριο μετάβασης από ένα στατικό οπτικό δίκτυο σε αυτό που ονομάζουμε δυναμικό οπτικό δίκτυο ή δίκτυο μεταγωγής πακέτου. Ιδιαίτερο βάρος δίδεται στο συσχετισμό της οπτικής τεχνολογία με το προτεινόμενο σενάριο μετάβασης ώστε αυτή να γίνεται εφικτή με οικονομικά αποδεκτό τρόπο.

4.2 Σχεδιαστικά θέματα οπτικού μητροπολιτικού δικτύου

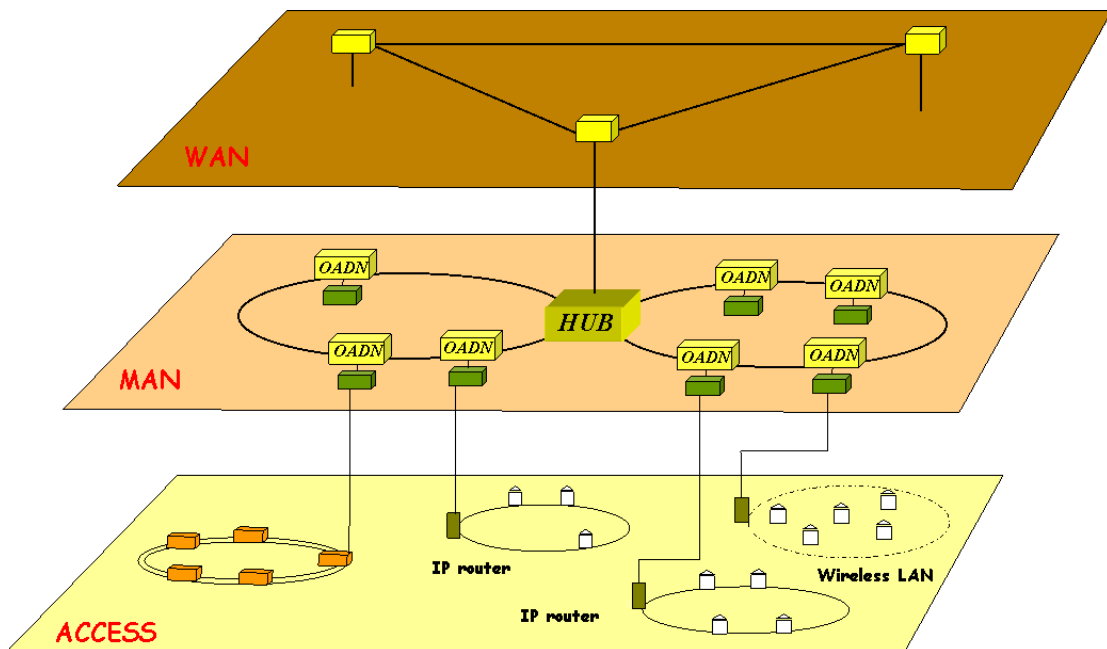
4.2.1 Θέματα τοπολογίας

Οι βασικοί σχεδιαστικοί παράμετροι που καθορίζουν την αρχιτεκτονική ενός δικτύου είναι η φυσική τοπολογία του, ο βαθμός ενοποίησης κόμβων μέσα σε αυτό, καθώς επίσης και η μηχανίκευση κίνησης που λαμβάνει χώρα στην περιφέρειά του. Με τον όρο μηχανίκευση κίνησης εννοούμε ένα σύνολο τεχνικών διαδικασιών επεξεργασίας της τηλεπικοινωνιακής κίνησης όπως, συνάθροιση, ομοιοκαταχώρηση, ταξινόμηση με βάση την ποιότητα υπηρεσιών και το προφίλ, με σκοπό να εξομαλύνουν την και ειρημικότητά της και να βελτιώσουν την χρήση διαθέσιμων πόρων στο ηλεκτρονικό επίπεδο. Ο όρος της ενοποίησης κόμβων, από την άλλη πλευρά, εκφράζει τη δυνατότητα της συγχώνευσης ενός ή περισσότερων κόμβων με ταυτόχρονη αύξηση της χωρητικότητας του καθενός, ώστε η συνολική χωρητικότητα στο δακτύλιο να παραμένει η ίδια.

Δύο φυσικές τοπολογίες, τύπου –I και τύπου –II, λαμβάνονται εδώ υπόψη. Στην τοπολογία τύπου –I υπάρχει ένας κεντρικός οπτικός κόμβος, μια αρχιτεκτονική μεταγωγής πακέτου στον οποίο συνδέονται περισσότεροι του ενός δακτύλιοι. Αυτή απεικονίζεται στο σχήμα 4-1. Σε κάθε έναν από αυτούς υπάρχουν περισσότεροι του ενός κόμβοι προσθήκης αφαίρεσης πακέτων (Optical Packet Add-Drop Multiplexing, OPADM). Η τοπολογία τύπου -II αποτελείται από ένα δακτύλιο πολλαπλής ίνας όπου κάθε κόμβος είναι μια αρχιτεκτονική μεταγωγής πακέτου και μπορεί να έχει ταυτόχρονη πρόσβαση σε περισσότερες από μία ίνες. Αυτή απεικονίζεται στο σχήμα 4-2.

Αρκετές διαφορές υπάρχουν μεταξύ αυτών των δύο τύπων δικτύων. Προφανώς το δίκτυο τύπου –I είναι μια τοπολογία μονού άλματος (single-hop), δεδομένου ότι το κάθε πακέτο δρομολογείται από τον κάθε κόμβο του ενός δακτυλίου προς έναν οποιοδήποτε

κόμβο ενός άλλου δακτυλίου περνώντας μόνο μια φορά από τον οπτικό δρομολογητή πακέτων (Optical Packet Router, OPR). Η συγκεκριμένη τοπολογία έχει ένα σοβαρό πλεονέκτημα, ότι επιτρέπει την εφαρμογή απλών και γρήγορων μηχανισμών ελέγχου της κίνησης προς αποφυγή των συγκρούσεων των πακέτων. Ένα παράδειγμα μιας τέτοιας αρχιτεκτονικής είναι το μητροπολιτικό δίκτυο του DAVID[43][44] όπου τα πακέτα που εισάγονται από τους κόμβους των δακτυλίων δρομολογούνται χωρίς κανένα ενδιάμεσο στάδιο αποθήκευσης. Μηχανίευση κίνησης και αποθήκευση μπορεί να λάβει χώρα μόνον στην περιφέρεια του δικτύου. Επιπλέον, προκειμένου να γίνει εξάλειψη των συγκρούσεων των πακέτων, χρησιμοποιείται ένα MAC πρωτόκολλο, το οποίο ανιχνεύει το μήκος κύματος και τη χρονική-θυρίδα που πρέπει να μεταδοθεί το πακέτο. Ένα επιπρόσθετο πλεονέκτημα είναι ότι απλοποιείται σημαντικά η πολυπλοκότητα συγχρονισμού, δεδομένου ότι ο συντονισμός των χρονικών-θυρίδων ελέγχεται από τον κεντρικό μεταγωγέα πακέτων, ώστε αυτές να συμπίπτουν επακριβώς κατά την εισαγωγή τους μέσα σε αυτόν.



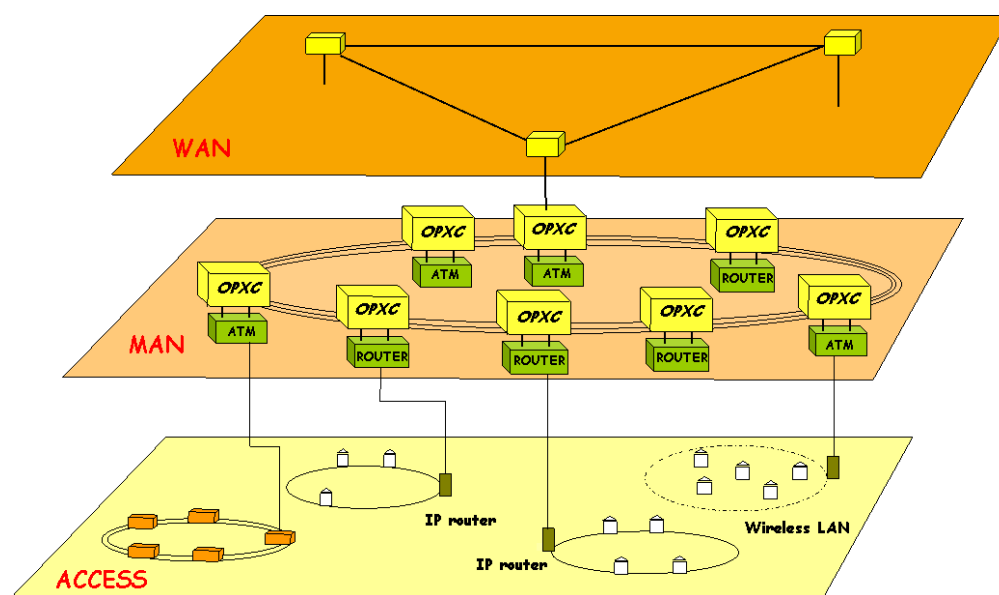
Σχήμα 4-1 : Απεικόνιση ενός δικτύου τύπου -I που περιλαμβάνει MAN δακτυλίου διασυνδεδεμένους σε έναν κεντρικό κόμβο

Από την άλλη πλευρά, το τύπου –II δίκτυο κάνει χρήση μιας τοπολογίας πολλαπλών αλμάτων (multi-hop). Ωστόσο, δεν είναι απαραίτητο για τον κάθε μεταγωγέα πακέτου να συνδέεται με όλες τις ίνες μέσα στον δακτύλιο, γεγονός το οποίο έχει άμεση επίδραση στο συνολικό όγκο των εξαρτημάτων.

Η επίδοση σε επίπεδο φυσικού στρώματος που χαρακτηρίζει τις δύο αυτές τοπολογίες, σχετίζεται άμεσα με την αρχιτεκτονική δομή του οπτικού μεταγωγέα καθώς επίσης και με τη τεχνολογική ωριμότητα των επιμέρους οπτικών κυκλωμάτων που αυτό φέρει, όπως διακόπτες, ενισχυτές, μετατροπείς μήκους κύματος, κτλ. Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι ο οπτικός μεταγωγέας που θα προτιμηθεί στην τοπολογία τύπου –I θα πρέπει να χαρακτηρίζεται από την ικανότητα να φέρει πολύ υψηλή χωρητικότητα, γεγονός το οποίο θα επιτρέψει τη διασύνδεσή του με όσο το δυνατό περισσότερους δακτυλίους. Από την άλλη πλευρά αυτό δεν είναι απαραίτητο για τον μεταγωγέα που θα χρησιμοποιηθεί στην τύπου – II τοπολογία. Εδώ το ζητούμενο δεν είναι η υψηλή χωρητικότητα αλλά η ικανότητα μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησης. Ένα σημαντικό θέμα μελέτης είναι να βρεθεί πως αυτή εξαρτάται από την αρχιτεκτονική δομή του καθώς επίσης και από τις τεχνολογικές παραμέτρους των οπτικών στοιχείων που φέρει. Εκτεταμένη μελέτη σε επίπεδο φυσικού στρώματος πραγματοποιείται στο επόμενο κεφάλαιο.

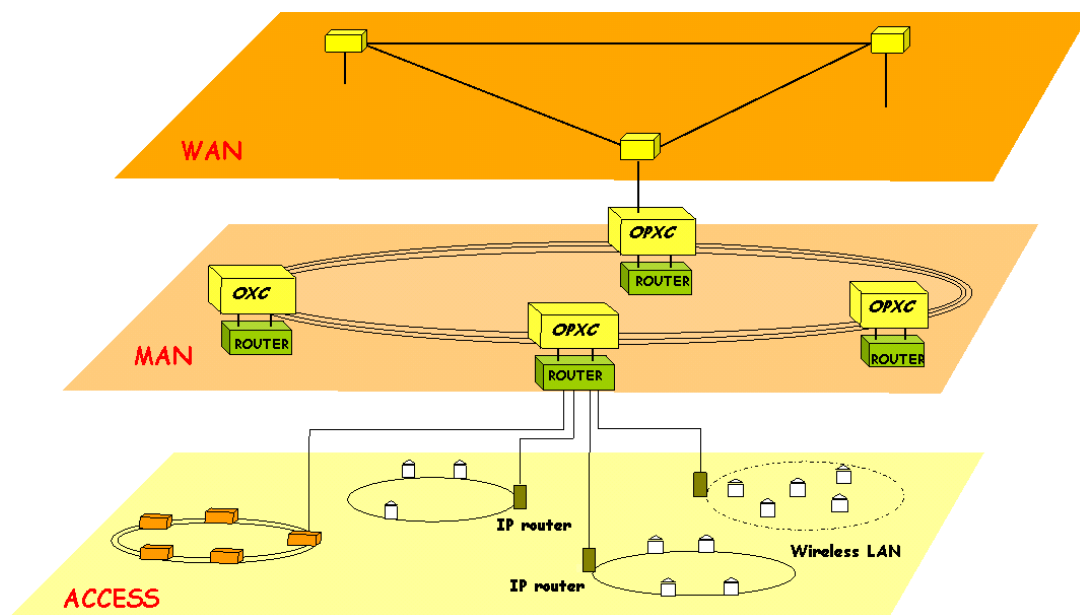
Στο σημείο αυτό έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον να γίνει εκτενέστερη ανάλυση της έννοιας του βαθμού ενοποίησης κόμβων σε ένα μητροπολιτικό δίκτυο. Για κάθε συγκεκριμένη τοπολογία δικτύου και συνολικό όγκο κίνησης η χωρητικότητα με την οποία ο κάθε κόμβος θα έχει πρόσβαση στο δίκτυο είναι ένα ουσιώδες σημείο. Για την εξεύρεση της βέλτιστης τιμής θα πρέπει δύο βασικοί παράγοντες να ληφθούν υπόψη. Ο πρώτος αφορά το κόστος και τη διαθεσιμότητα της οπτικής τεχνολογίας καθώς επίσης και το κόστος ανά διψύο (bit) που αποδίδεται στους IP δρομολογητές. Ο δεύτερος έχει είδη αναφερθεί αμέσως παραπάνω και σχετίζεται με τους περιορισμούς στην απόδοση που θέτει το ίδιο το φυσικό στρώμα. Για

να γίνει καλύτερα αντιληπτή η έννοια του βαθμού ενοποίησης κόμβων σε ένα μητροπολιτικό δίκτυο ως θεωρήσουμε τη φυσική τοπολογία τύπου -Π, όπου στον δακτύλιο η κάθε αρχιτεκτονική μεταγωγής πακέτου περιλαμβάνει έναν IP δρομολογητή χωρητικότητας $10Gb/s$ και το φυσικό στρώμα έχει ένα μόνο μήκος κύματος στον ίδιο ρυθμό μετάδοσης. Προκειμένου να ικανοποιηθεί η χωρητικότητα όλου του δακτυλίου θα απαιτούνταν 70 με 150 κόμβοι. Η υπόθεση αυτή θα οδηγούσε σε δύο πιθανές λύσεις. Αν ο αριθμός των καναλιών είναι μικρός τότε ο ρόλος του να θέτεται προτεραιότητα στην κίνηση (traffic prioritization) θα υποβαθμιζόταν αρκετά και η καθυστέρηση (latency) του συστήματος θα αυξανόταν εξαιτίας του συνωστισμού (contention) αφού ένας μεγάλος αριθμός κόμβων θα επιζητούσε πρόσβαση σε έναν μικρό αριθμό από μήκη κύματος. Η δεύτερη εναλλακτική λύση θα ήταν να είχαμε έναν μεγάλο αριθμό από μήκη κύματος ώστε να υπάρχει μια επαρκής δια-συνδεσιμότητα μεταξύ των κόμβων, ένα σενάριο το οποίο όμως απαιτεί υψηλό κόστος. Επίσης, ένα επιπρόσθετο στοιχείο που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι η σοβαρή μείωση της απόδοσης σε φυσικό στρώμα με τη διαδοχική τοποθέτηση κόμβων



Σχήμα 4-2 : Τύπου -Π δίκτυο αποτελούμενο από δακτύλιο πολλαπλής ίνας

Αυτή η διαδικασία ενοποίησης κόμβων απεικονίζεται στο σχήμα 4-3. Συγκρίνοντας με την αντίστοιχη κατάσταση στο σχήμα 4-2 βλέπουμε ότι χαμηλότερου επιπέδου διακόπτες/δρομολογητές συνδέονται άμεσα έναν πολύ μεγαλύτερης χωρητικότητας IP-δρομολογητή. Μετά τη διαδικασία αυτή ο συνολικός κόμβων θα κυμαίνεται μεταξύ 20 και 40, θεωρώντας ότι ο καθένας από αυτούς έχει χωρητικότητα $40Gb/s$, ή 10 και 20 για αντίστοιχη χωρητικότητα των $80Gb/s$. Σε αυτή τη νέα κατάσταση, υπάρχει η δυνατότητα πιο αποδοτικής εκμετάλλευσης των διαθέσιμων καναλιών μήκους κύματος. Διότι, στους μεγάλης χωρητικότητας IP-δρομολογητές έχουμε καλύτερη εφαρμογή μιας σειράς από τεχνικές διαχείρισης της κίνησης όπως ομαδοποίηση, ομοιοκαταχώρηση, ταξινόμησή της ανάλογα με την ποιότητα υπηρεσίας που φέρει, εξομάλυνσή της κ.α. Οι τεχνικές αυτές επιτρέπουν αποδοτικότερη αξιοποίηση των πόρων τόσο σε ηλεκτρονικό επίπεδο, αλλά και στον οπτικό εξοπλισμό του δικτύου, καθώς επίσης και στη γενικότερη διαχείριση του συστήματος.



Σχήμα 4-3 : Δίκτυο όπως προκύπτει μετά τη διαδικασία ενοποίησης κόμβων. Εδώ, ο μητροπολιτικός δακτύλιος αποτελείται από λιγότερους αλλά μεγαλύτερης χωρητικότητας OPADNs. Στον κάθε OPADN υπάρχει επίσης υψηλότερης χωρητικότητας IP-δρομολογητής.

4.2.2 Θέματα οπτικής τεχνολογίας

Μετά από την επιλογή του βέλτιστου τύπου μητροπολιτικού δικτύου, η επόμενη προτεραιότητα είναι η επιλογή της κατάλληλης οπτικής τεχνολογίας η οποία θα εγγυάται βιωσιμότητα και χαμηλό κόστος. Σήμερα το μεγαλύτερο μέρος του κόστους σε ένα δίκτυο αποδίδεται στον οπτικό του εξοπλισμό. Συνεπώς, κατά τη διαδικασία σχεδιασμού θα πρέπει να καταβληθεί προσπάθεια όχι μόνο για την επιλογή φτηνότερων οπτικών εξαρτημάτων αλλά και για μείωση του αριθμού τους.

Αποτελεί γενικότερο κανόνα ότι τα οπτικά στοιχεία που διαθέτουν μεγάλη επάρκεια σε επιμέρους λειτουργικά χαρακτηριστικά (on/off χρόνος μεταγωγής, ενισχυτική ικανότητα, δυναμικό εύρος συντονισμού) έχουν και πολύ υψηλότερο κόστος. Για παράδειγμα, οπτικά στοιχεία με υψηλή ταχύτητα μεταγωγής έχουν και μεγάλο κόστος, σε σύγκριση με τα αντίστοιχα μικρότερης ταχύτητας, διότι τα πρώτα απαιτούν πολύ τεχνολογικά εξελιγμένες διαδικασίες συναρμολόγησης/συσκευασίας. Αν και στις μέρες μας γίνονται έντονες προσπάθειες για αυτοματοποίηση των παραπάνω λειτουργιών έτσι, ώστε να ελαττωθεί το κόστος παραγωγής, συνολικά η τεχνολογία αυτή δεν έχει ολοκληρώσει τον κύκλο ωρίμανσής της. Για το λόγω αυτό, τα προτεινόμενα σενάρια μετάβασης πρέπει να λαμβάνουν υπόψη την σταδιακή εξέλιξη της τεχνολογίας σε πιο «γρήγορη», ώστε να προτείνουν τις βέλτιστες και με μικρότερο κόστος αναπροσαρμογές στο δίκτυο.

Η ταχύτητα μεταγωγής ως παράμετρος εξαρτάται από το μήκος του πακέτου, δεδομένου ότι ο απαιτούμενος «νεκρός» χρόνος μεταγωγής πρέπει να είναι κλάσμα της συνολικής διάρκειάς του. Αν το μήκος του πακέτου είναι μικρό η απαίτηση για υψηλή ταχύτητα μεταγωγής θα έθετε αντίστοιχα υψηλά τον πήχη και στην επιλογή της τεχνολογίας. Από την άλλη, ένας μειωμένος χρόνος μετάβασης των διακοπών συνεπάγεται με δίκτυο χαμηλότερης κοκκοότητας (granularity). Επίσης, σε έναν IP-δρομολογητή όσο μικρότερο

είναι το χρονικό μήκος των πακέτων που επεξεργάζεται τόσο υψηλότερος είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του κάθε καναλιού μήκους κύματος. Συνεπώς ένα σχέδιο που να εναρμονίζει όλες τις παραπάνω αντιρρούμενες απαιτήσεις κρίνεται απαραίτητο. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο όταν μικρότερου μήκους οπτικά πακέτα εσωκλείονται σε έναν μεγαλύτερο πλαίσιο οπτικού πακέτου.

4.3 Προτεινόμενη λύση

4.3.1 Επισκόπηση της αρχιτεκτονικής ενός δικτύου

Σε αυτή την παράγραφο θα δειχθεί πως είναι δυνατό με κατάλληλο σχεδιασμό του δικτύου να υλοποιηθεί ένα δυναμικά επαναδιαρθρώσιμο οπτικό δίκτυο από χαμηλής ταχύτητας οπτικά στοιχεία διακοπών.

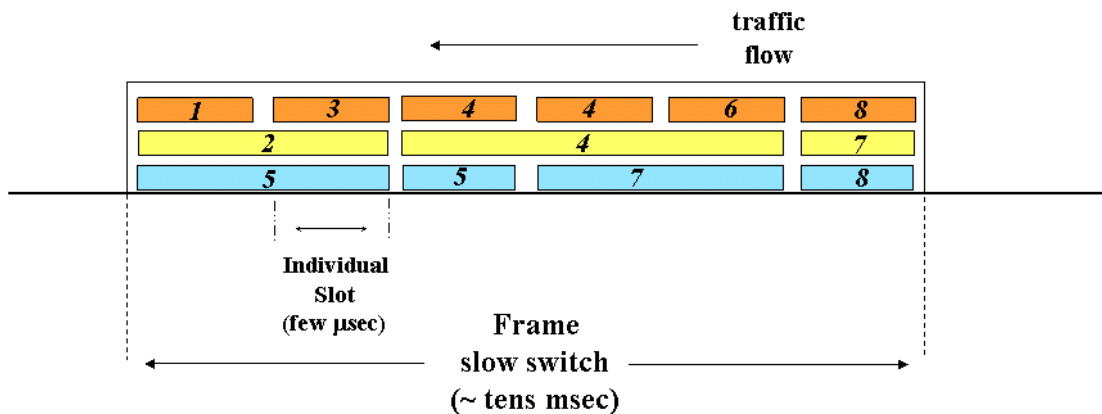
Ένας βασικός προβληματισμός που προκύπτει δεδομένου του εκρηκτικού προφίλ της τηλεπικοινωνιακής κίνησης σε ένα μητροπολιτικό δίκτυο αφορά στο πως μπορεί να υπάρξει ένας βέλτιστος καταμερισμός των διαθέσιμων σε εύρος ζώνης πόρων του συστήματος. Η ορολογία που χρησιμοποιείται προκειμένου να περιγράψει αυτή τη διαδικασία ονομάζεται επιμερισμός δικτύου (network partitioning). Για να γίνει καλύτερα αντιληπτός ο ρόλος του ας θεωρήσουμε ένα δίκτυο φυσικής τοπολογίας τύπου $-I$ που αποτελείται από MAN δακτυλίους με καλά ορισμένη φυσική τοπολογία και κίνηση της πληροφορίας. Επιπλέον ας δεχτούμε ότι μια ομάδα μηκών κύματος χρησιμοποιείται για τη μετάδοση της κίνησης μεταξύ δύο δακτυλίων. Για R δακτυλίους τότε πλήρης διασυνδεσιμότητα μεταξύ τους επιτυγχάνεται με $(R-1)R/2$ ομάδες μηκών κύματος. Τα κανάλια αυτά διασταυρώνονται μέσα από το HUB. Αν τα μήκη κύματος έχουν τοποθετηθεί στατικά μέσα στο δίκτυο και το προφίλ κίνησης μεταβάλλεται μέσα σε μια χρονική περίοδο, τότε μπορεί για τη δεδομένη περίοδο να υπάρξει πλεονασμός μηκών κύματος στον ένα δακτύλιο ενώ στον γειτονικό του

έλλειψη. Αντίστοιχα, τα υπάρχοντα μήκη κύματος σε έναν δακτύλιο μπορεί να μην χρησιμοποιούνται αποδοτικά, αν το προφίλ της κίνησης είναι πολύ εκρηκτικό και δεν υπάρχει συντονισμός στον τρόπο με τον οποίο οι κόμβοι έχουν πρόσβαση στο διαθέσιμο εύρος ζώνης.

Είναι προφανές ότι μόνο ένας δυναμικός καταμερισμός των διαθέσιμων πόρων αποτελεί τη λύση σε αυτό το πρόβλημα. Ανάλογα με την εκρηκτικότητα του τηλεπικοινωνιακού προφίλ αντίστοιχη υψηλή ταχύτητα ανακαταμερισμού του συνολικού εύρους ζώνης απαιτείται προκειμένου να είναι αποδοτική η διαχείριση των διαθέσιμων πόρων. Ο υψηλός ρυθμός επαναρύθμισης του δικτύου έχει αντίστοιχες τεχνολογικές απαιτήσεις σε επίπεδο φυσικού στρώματος. Οι τεχνολογικοί περιορισμοί στην ανάπτυξη των ανάλογων εξαρτημάτων καθώς και το υψηλό τους κόστος θέτει αντίστοιχους φραγμούς στο πόσο εφικτή είναι μια τέτοια αμιγώς οπτική αντιμετώπιση του προβλήματος σε ένα MAN δίκτυο με πολύ έντονα εκρηκτικό προφίλ κίνησης. Μια πιο υβριδική λύση προτείνεται στο σημείο αυτό, η οποία βασίζεται σε μια στενή συνεργασία οπτικών και ηλεκτρονικών στη διαχείριση της κίνησης, θέτοντας κατά κάποιο τρόπο δύο επίπεδα, διαφορετικών ταχυτήτων, δυναμικής επαναδιαρθρωσιμότητας μέσα στο δίκτυο. Ένα πιο γρήγορο επίπεδο μεταγωγής που θα λαμβάνει χώρα στους ηλεκτρονικούς δρομολογητές και ένα πιο αργό που θα αντιστοιχεί στο κατώτερο φυσικό στρώμα του δικτύου. Πιο συγκεκριμένα η συγκεκριμένη λύση επιτυγχάνεται ως εξής.

Αρχικά και κατά τον σχεδιασμό του δικτύου, επιλέγεται ο συνδυασμός μιας σωστής διαδικασίας συγχώνευσης κόμβων με μια αντίστοιχη μελέτη μηχανίκευσης κίνησης, γεγονός που επιφέρει μια αποδοτικότερη επεξεργασία των πακέτων κίνησης στο ηλεκτρονικό επίπεδο, ώστε η εκρηκτικότητα της κίνησης που συνεισφέρει ο κάθε κόμβος μέσα σε έναν MAN δακτύλιο να ελαττωθεί. Έπειτα, λόγω της δεδομένης φυσικής τοπολογίας του δικτύου, τα μήκη κύματος μοιράζονται μεταξύ των κόμβων με τον ίδιο προκαθορισμένο τρόπο.

Έτσι, μπορεί να εισαχθεί μεταξύ των κόμβων του δικτύου διαδικασία δυναμικής πρόσβασης για εκείνο το μήκος κύματος που συνδέει τον έναν δακτύλιο με έναν άλλο. Μια ομάδα από διαδοχικά μικρότερα πακέτα, μπορεί να θεωρηθεί ότι συνιστά μια μεγαλύτερη οντότητα μεταγωγής την οποία μπορούμε να ονομάσουμε Υπερπακέτο ή Πλαίσιο πληροφορίας. Η οντότητα αυτή απεικονίζεται στο σχήμα 4-4, όπου βλέπουμε ότι τα μικρότερα πακέτα ίδιου χρώματος καθορίζουν τον δακτύλιο προορισμού ενώ ο αριθμός σε κάθε πακέτο δείχνει τον αρχικό κόμβο εκπομπής τους. Μόλις, η υψηλότερης προτεραιότητας κίνηση εισέλθει στον κόμβο εκπομπής, αυτός στέλνει στον κεντρικό ελεγκτή μια κλήση για χρονικό παράθυρο συγκεκριμένης διάρκειας και το MAC πρωτόκολλο υποδεικνύει με τη σειρά του το κατάλληλο Πλαίσιο. Η χαμηλότερης προτεραιότητας κίνηση μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για να γεμίσει τα κενά που αφήνει η υψηλότερης προτεραιότητας κίνηση. Βασιζόμενοι στα παραπάνω επιχειρήματα ο χρόνος εγκατάστασης μιας σύνδεσης σε ένα MAN δακτύλιο μπορεί να γίνει και σε επίπεδο πλαισίου αντί σε επίπεδο πακέτου. Με τον τρόπο αυτό επιτρέπεται η εγκατάσταση διακοπών χαμηλότερης ταχύτητας στην αρχιτεκτονική του μεταγωγέα.



Σχήμα 4-4 : Απεικόνιση Υπερπακέτου/Πλαισίου πληροφορίας. Τα διαφορετικά χρώματα σε κάθε χρονική θυρίδα δείχνουν το μήκος κύματος που υπηρετεί τη σύνδεση μεταξύ δύο υπό-δικτύων, ενώ ο αριθμός καταδεικνύει τον πηγαίο κόμβο

Η συγκεκριμένη πρόταση αποτελεί τη βάση εφαρμογής ενός σεναρίου ομαλής μετάβασης από ένα στατικό δίκτυο προς σε ένα δίκτυο δυναμικής κατάστασης. Αυτό περιγράφεται με λεπτομέρεια στην επόμενη παράγραφο.

4.3.2 Σενάριο μετάβασης προς ένα δίκτυο δυναμικής κατάστασης

Η μετάβαση από τα στατικά δίκτυα σε αντίστοιχα δίκτυα δυναμικού χαρακτήρα μπορεί να ολοκληρωθεί σε τρεις φάσεις.

Σε πρώτη φάση και για τις συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές που θα προταθούν παρακάτω, θα υπάρχει εφαρμογή ενός MAC πρωτοκόλλου, το οποίο κάνει χρήση της υπάρχουσας τεχνολογίας. Ο μεταγωγέας χώρου (space-switch) της αντίστοιχης αρχιτεκτονικής θα αποτελείται από χαμηλής ταχύτητας/κόστους διακόπτες μεταγωγής αλλά και συντονιζόμενα στοιχεία. Αυτά θα μπορούσαν να είναι είτε συστήματα πομπού/δέκτη σε άμεση διασύνδεση είτε μετατροπείς μήκους κύματος. Η ταχύτητα μεταγωγής όλων αυτών των ενεργών στοιχείων είναι της τάξεως του χιλιοστού δευτερολέπτου (~msec) και για τον λόγω αυτό ολόκληρος ο μεταγωγέας μπορεί να αναδιαρθρώνεται ανά 20-30 msec. Το χρονικό αυτό παράθυρο συμπίπτει με τη διάρκεια του Πλαισίου. Ο αριθμός των συστημάτων πομπού/δέκτη σε κάθε κόμβο θα είναι τουλάχιστον ίσος με τον αριθμό των MAN δακτυλίων ώστε να διασφαλίζεται η διασύνδεση κάθε κόμβου μέσα σε ένα δακτύλιο με οποιονδήποτε άλλο κόμβο σε κάποιον άλλο δακτύλιο. Η εγκατάσταση των μηνών κύματος θα γίνεται σε χρονική βάση καθοριζόμενη από ένα ή περισσότερα Πλαίσια, προκειμένου να ικανοποιείται αποδοτικά η εκρηκτική φύση της κίνησης μέσα στο MAN. Αφού έχει επιτευχθεί η διασύνδεση, η μοναδική δυναμική λειτουργία σε χρονικό επίπεδο μικρότερο του Πλαισίου θα αποδίδεται μόνο στο MAC πρωτόκολλο.

Στην περιφέρεια του συστήματος, οι ηλεκτρονικές μνήμες στους κόμβους θα μπορούν να αποθηκεύουν την εισερχόμενη κίνηση καθ' όλη τη διάρκεια αναδιάρθρωσης όλου του μεταγωγέα. Δεδομένου ότι αυτός ο χρόνος είναι διάρκειας χιλιοστού δευτερολέπτου, η αντίστοιχη χωρητικότητα μνήμης της τάξεως των μερικών δεκάδων Mbits είναι αρκετή. Παρόλα αυτά, δε μπορεί κανείς να ισχυριστεί ότι κατά τη διάρκεια ολοκλήρωσης της πρώτης φάσης θα υπάρξει πλήρης και αποδοτική εκμετάλλευση των πόρων του συστήματος. Για παράδειγμα, το κάθε πλαίσιο δε θα είναι τόσο επαρκώς συμπληρωμένο με πακέτα πληροφορίας, έτσι όπως απεικονίζεται στο σχήμα 4-4. Πιο συγκεκριμένα εκρήξεις κίνησης μεταξύ MAN δακτυλίων με διάρκεια μικρότερη αυτής του πλαισίου δε θα τυγχάνουν αποδοτικής μετάδοσης από το σύστημα. Ωστόσο, θα είναι εφικτή η αποδοτική αντιμετώπιση κίνησης χαρακτηριζόμενη από εκρηκτικότητα μεγαλύτερης χρονικής κλίμακας.

Σε δεύτερη φάση, θα γίνει επιλογή πιο γρήγορων συντονιζόμενων πομπών/δεκτών μέσα σε κάθε οπτικό μεταγωγέα αλλά και κόμβο με ταχύτητα συντονισμού της τάξεως του ενός μικρού του δευτερολέπτου ($\sim \mu\text{sec}$). Μικρότερης ταχύτητας οπτικοί φραγείς θα συνεχίσουν να λειτουργούν μέσα στην αρχιτεκτονική. Έτσι, συγκεκριμένες ομάδες μηκών κύματος θα χρησιμοποιούνται για διασύνδεση των διαφορετικών MAN-δακτυλίων χωρίς να υπάρχει αναδιάρθρωση του οπτικού μεταγωγέα σε χρονική κλίμακα μικρότερης αυτής του Πλαισίου. Ωστόσο, η ύπαρξη των συντονιζόμενων στοιχείων θα επιτρέπει την μεταγωγή και μετάδοση υψηλότερης προτεραιότητας κίνησης, πλέον, σε επίπεδο βασικού πακέτου.

Στην τρίτη και τελική φάση τα αμιγώς οπτικά στοιχεία θα αντικαταστήσουν εξολοκλήρου την πιο «αργή» τεχνολογία. Έτσι, οι χωρικοί φραγείς θα αποτελούνται πλέον από ενισχυτές ημιαγωγού (SOAs), οι συντονιζόμενοι πομποί/δέκτες από αντίστοιχους συντονιζόμενους μετατροπείς μήκους κύματος, καθώς επίσης και ο συγχρονιστής πακέτων

από ένα αντίστοιχο αμιγώς οπτικό σύστημα. Με τον τρόπο αυτό, θα επιτυγχάνεται δυναμική αναδιάρθρωση με καθολικό τρόπο, σε οποιαδήποτε χρονική βάση.

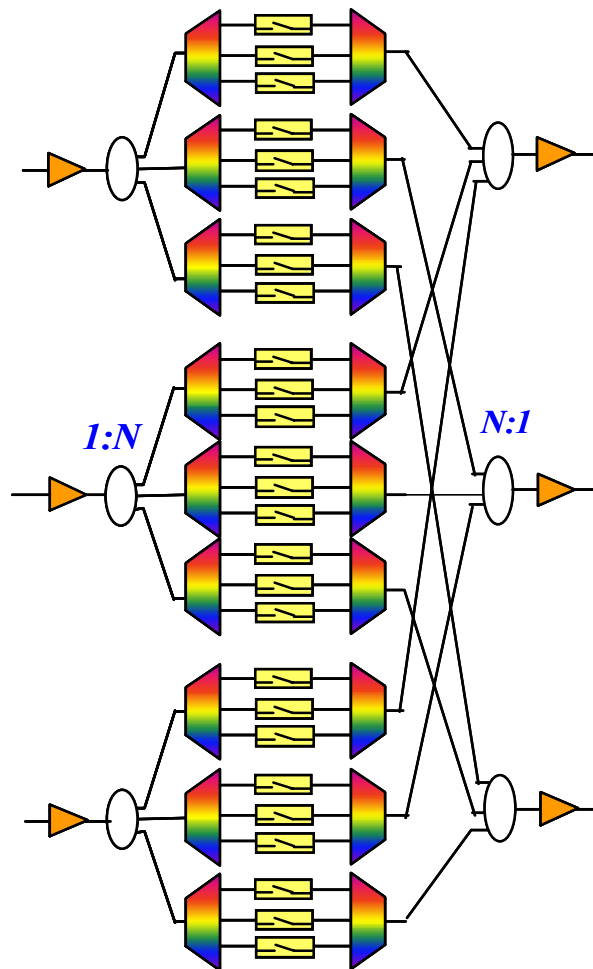
Το επόμενο στάδιο μελέτης είναι η παρουσίαση των κατάλληλων αρχιτεκτονικών οπτικής μεταγωγής, οι οποίοι θα είναι κατάλληλα σχεδιασμένοι ώστε να επιτρέπουν την εφαρμογή του παραπάνω σεναρίου για την ομαλή μετάβαση από ένα στατικό δίκτυο σε ένα δυναμικό δίκτυο μεταγωγής πακέτου.

4.4 Αρχιτεκτονικές οπτικών μεταγωγέων δρομολόγησης

Βασικό επιθυμητό χαρακτηριστικό των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών για την εφαρμογή σεναρίου μετάβασης προς ένα δυναμικό δίκτυο είναι να επιτρέπουν την αναβάθμιση της τεχνολογίας τους με την ελάχιστη επιμέρους δομική αλλαγή. Όλες οι αρχιτεκτονικές που θα προταθούν στη συνέχεια είναι τύπου ευρείας εκπομπής και επιλογής (broadcast-and-select). Αυτό αποτελεί ένα ιδιαίτερα σημαντικό χαρακτηριστικό σε δίκτυα μεταγωγής πακέτου με χωρητικότητα της τάξης των Tb/s διότι τους επιτρέπει να υποστηρίξουν διαδικασία πολυεκπομπής (multicasting), γεγονός το οποίο οδηγεί σε μείωση της συνολικής κίνησης στο δίκτυο [45]. Πολλές αρχιτεκτονικές τέτοιου τύπου έχουν προταθεί στο. Ωστόσο αυτές αφορούσαν είτε ημιστατικού χαρακτήρα δίκτυα, είτε χαμηλής χωρητικότητας δίκτυα μεταγωγής πακέτου [46]. Στις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές η μεταγωγή πραγματοποιείται με φραγή του μη επιθυμητού μήκους κύματος από την ίνα εισόδου σε ίνα εξόδου. Αυτές διαφέρουν στο πλήθος των στοιχείων που απαιτούνται για την κατασκευή τους, καθώς επίσης και στην φυσικού στρώματος λειτουργική τους απόδοση.

4.4.1 Αρχιτεκτονική Class-0

Η φυσική της δομή παρουσιάζεται στο σχήμα 4-5 . Ο κάθε κόμβος αποτελείται από N ίνες εισόδου/εξόδου όπου η κάθε μια από αυτές φέρει M μήκη κύματος. Μετά το στάδιο ενίσχυσης στην είσοδο του κόμβου υπάρχει ένας συζεύκτης ισχύος ο οποίος αναπαράγει N φορές όλο το διερχόμενο φάσμα των καναλιών. Οι παραγόμενες ρέπλιες κατευθύνονται έπειτα σε ένα σύνολο N επιλογέων μήκους κύματος (Wavelength Selectors, WS). Ο κάθε επιλογέας αποτελείται από έναν πολυπλέκτη και έναν αποπολυπλέκτη μεταξύ των οποίων υπάρχει ένα οπτικό στοιχείο που λειτουργεί ως πύλη φραγής. Στην έξοδο του μεταγωγέα οι επιλογείς μήκους κύματος διασυνδέονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε μόνο ένας από κάθε γκρουπ να ενώνεται στον ίδιο συζεύκτη.



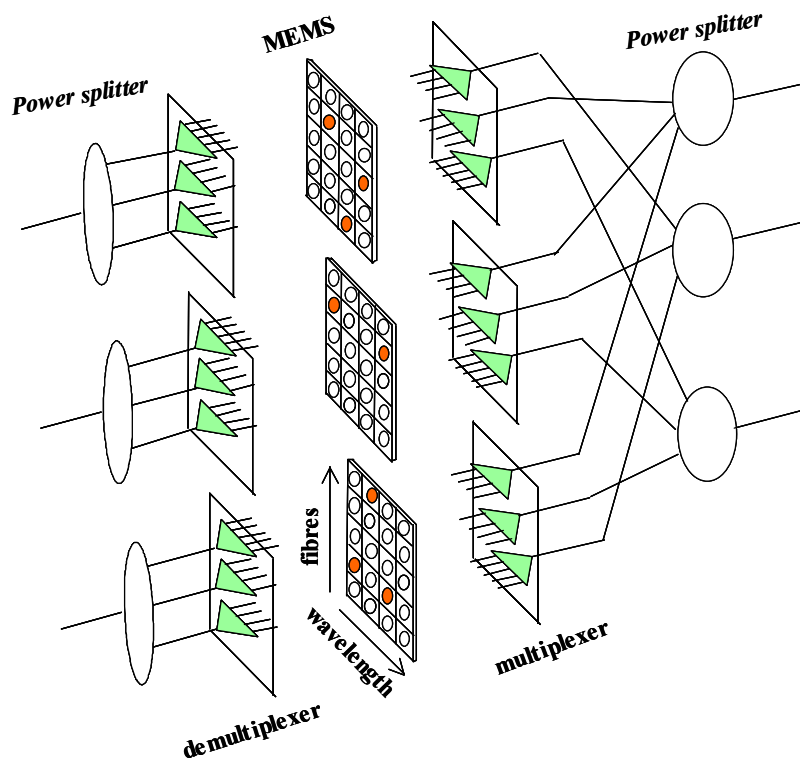
Σχήμα 4-5 : Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής Class -0

Η μεταγωγή επιτυγχάνεται όταν η οπτική πύλη βρίσκεται σε ON-κατάσταση, επιτρέποντας το αντίστοιχο μήκος κύματος να διέλθει. Αντιθέτως, όταν ένα μήκος κύματος δεν πρέπει να εμφανιστεί σε συγκεκριμένη ίνα εξόδου τότε η αντίστοιχη πύλη τίθεται σε OFF-κατάσταση. Ένας σχεδιαστικός κανόνας για τον ON/OFF λόγος αντίθεσης στη φραγή προκειμένου να περιοριστεί η επίπτωση λόγω φαινομένων διαφωνίας είναι ότι αυτός θα πρέπει να είναι μεγαλύτερος από $45dB$ [47]. Περισσότερες τεχνολογικές λεπτομέρειες για τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική υπάρχουν στην αναφορά [48]. Η αρχιτεκτονική αυτή είναι ισοδύναμη με M μεταγωγείς φραγής-διασταύρωσης (crossbars) σε στοίβα.

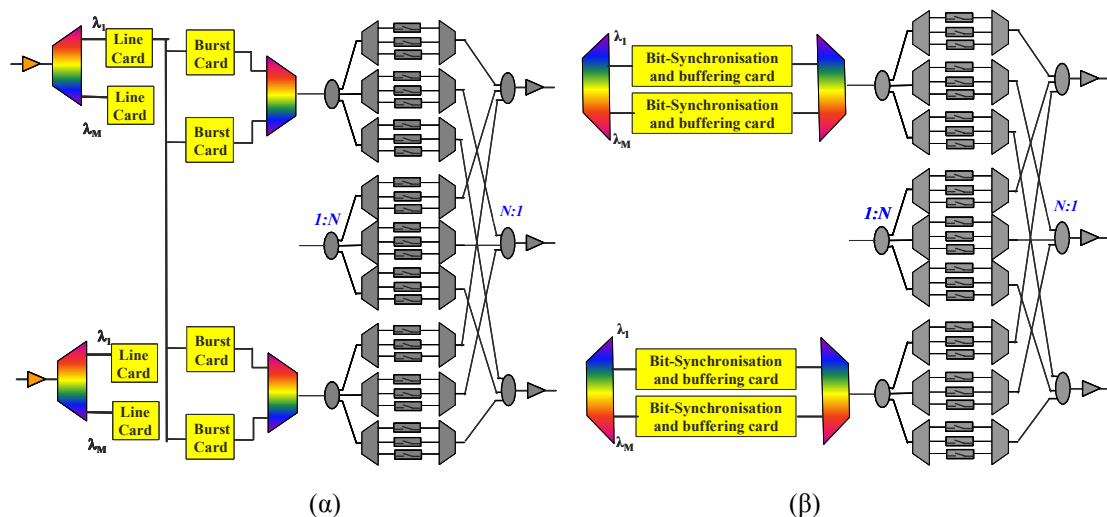
Ο συνολικός αριθμός των διακοπών μεταγωγής είναι MN^2 . Ένα βασικό ερώτημα που προκύπτει αφορά το πως η επίδοση του συστήματος σε επίπεδο φυσικού στρώματος επηρεάζεται καθώς η τεχνολογία αυτών των στοιχείων αναβαθμίζεται σε πιο γρήγορη. Για παράδειγμα τι επίπτωση θα υπάρχει όταν οι διακόπτες μεταγωγής βασιζόμενοι στην τεχνολογία των MEMS αντικατασταθούν από ενισχυτές ημιαγωγού (SOA). Ενώ το σχήμα 4-5 απεικονίζει τη δομή της αρχιτεκτονικής σε ολοκληρώσιμη μορφή στο σχήμα 4-6 παρουσιάζεται η αντίστοιχη τρισδιάστατη μορφή της όπου έχει χρησιμοποιηθεί οπτική τεχνολογία ελευθέρου χώρου για τους πολυπλέκτες και τα MEMS.

Ένα βασικό θέμα που αναδεικνύεται αφορά την υψηλή πιθανότητα μπλοκαρίσματος της τηλεπικοινωνιακής κίνησης που εμφανίζεται σε περίπτωση διαδοχικής τοποθέτησης των κόμβων. Αυτό αποδίδεται στο γεγονός ότι δεν υπάρχει διαδικασία μετατροπής μήκους κύματος, η οποία να διοχετεύει τη διερχόμενη κυκλοφορία σε εναλλακτικά μονοπάτια σε περίπτωση που δύο κόμβοι εκπέμπουν στο ίδιο {μήκος κύματος, ίνα}. Η φυσική τοπολογία του δικτύου εδώ παίζει ιδιαίτερο ρόλο. Για παράδειγμα μεγάλη πιθανότητα μπλοκαρίσματος αναμένεται να εμφανιστεί για την τύπου –II MAN τοπολογία ενώ για την τύπου –I περίπτωση το αντίστοιχο ποσοστό είναι πολύ μικρότερο. Πέρα από την χρήση

μετατροπών μήκους κύματος μια εναλλακτική λύση προκειμένου να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα είναι η πρόσθεση επιπλέον καναλιών μήκους κύματος, ακόμα και με χρήση των περιοχών C και L του φάσματος συχνοτήτων. Ωστόσο αυτό θα πρέπει να γίνει με ταυτόχρονη εφαρμογή κατάλληλων αλγορίθμων δρομολόγησης, οι οποίοι θα εφαρμόζουν διαδικασίες επαναχρησιμοποίησης μήκους κύματος για την αποφυγή εγκατάστασης αλληλεπικαλυπτόμενων μονοπατιών.



Σχήμα 4-6 : Σχηματικό διάγραμμα αρχιτεκτονικής Class-0 με MEMS



Σχήμα 4-7 : Σχηματικό διάγραμμα α) μη-διαφανούς και β) διαφανούς Class-0 αρχιτεκτονικής, προσαρμοσμένη να λειτουργήσει ως μέρος μιας οπτοηλεκτρονικής λύσης

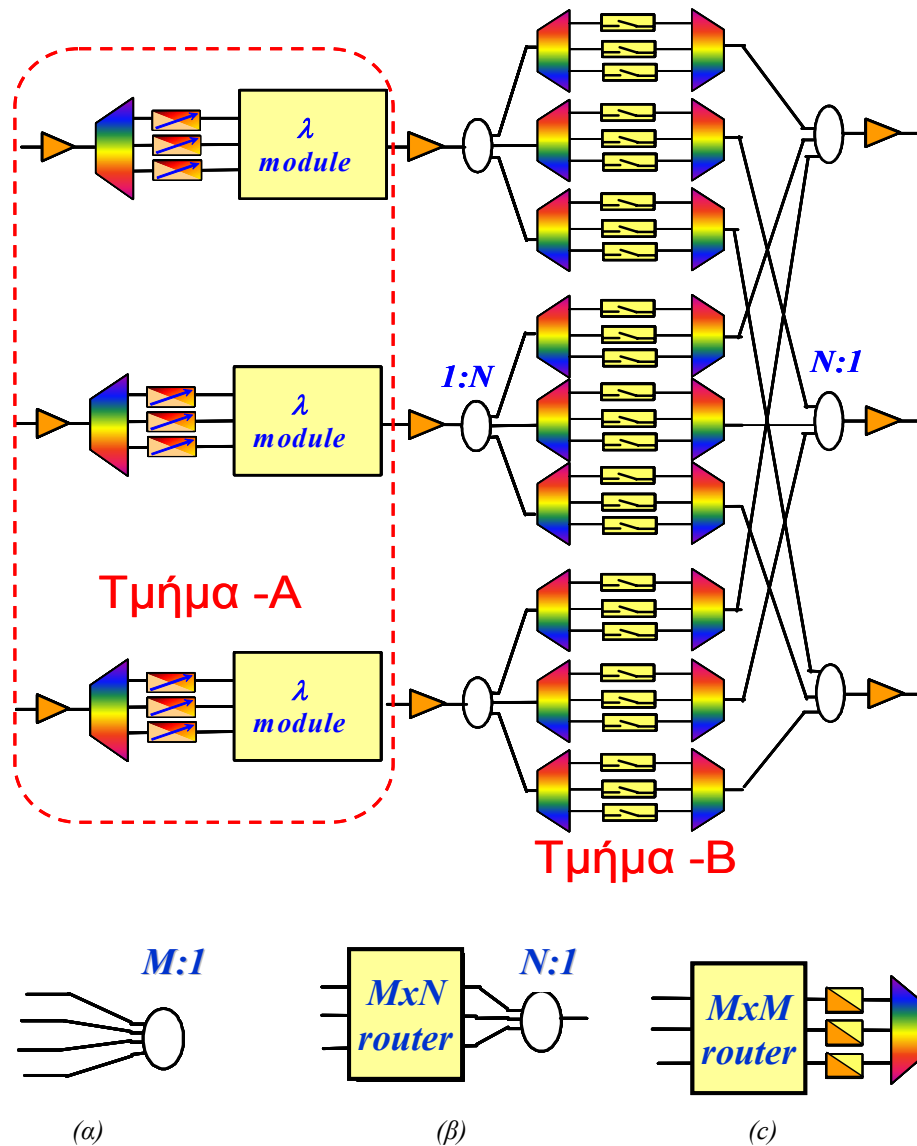
Η χρήση της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής επιτρέπει την οπτική παράκαμψη της πληροφορίας στα πλαίσια τόσο ενός αμιγώς οπτικού όσο και ενός υβριδικού οπτοηλεκτρονικού δικτύου. Η πρώτη περίπτωση έχει ειδη αναφερθεί παραπάνω, ενώ η δεύτερη παρουσιάζεται στα μπλοκ διαγράμματα του επομένου σχήματος. Όπως έχει ειδη αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, δεν παρέχουν όλες οι οπτοηλεκτρονικές λύσεις διαφάνεια υπηρεσιών. Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 4-7(α) ψηφιακή επεξεργασία της πληροφορίας λαμβάνει χώρα προκειμένου να πραγματοποιηθούν οι διαδικασίες συνάθροισης και ομαδοποίησης. Από την άλλη πλευρά στη λύση που προτείνεται στο σχήμα 4-7 (β) όλα τα εισερχόμενα μήκη κύματος τυγχάνουν οπτοηλεκτρονικής μετατροπής, αναγέννησης και συγχρονισμού χωρίς να υφίστανται «λογική επεξεργασία». Έτσι ο ηλεκτρονικός μεταγωγέας αποσυμφορίζεται από τη διερχόμενη κίνηση ενώ η τοπική κίνηση προστίθεται/αφαιρείται κάνοντας χρήση της οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας όπως απεικονίζεται στο σχήμα. Όμως για αυτή τη διαδικασία πέρα από MN^2 οπτικούς διακόπτες απαιτούνται επιπλέον $2MN$ πομποί/δέκτες.

4.4.2 Αρχιτεκτονική Class -I

Έχει είδη αναφερθεί προηγουμένως ότι στην αρχιτεκτονική Class -0 μπορεί να υπάρξει φραγή ακόμα και σε λειτουργία μεταγωγής κυκλώματος. Προκειμένου να αποφευχθεί αυτό εισάγεται μια τροποποίηση στην αρχική της δομή με τη προσθήκη του τμήματος A. Το μπλοκ διάγραμμα της νέας αρχιτεκτονικής, η οποία ονομάζεται Class -I παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8 Για κάθε ένα εισόδου αντιστοιχεί επιπλέον ένας αποπολυπλέκτης και M συντονιζόμενοι μετατροπείς μήκους κύματος (Tuneable Wavelength Converters, TWC), οι οποίοι μπορεί να είναι οπτοηλεκτρονικής ή αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Οι έξοδοι των μετατροπέων μήκους κύματος συνδέονται με ένα υποσύστημα, που ονομάζουμε λ -στοιχείο, και το οποίο μπορεί να είναι είτε α) ένας $M : 1$ συζεύκτης ισχύος, β) είτε ένας $M \times N$ παθητικός AWG δρομολογητής και ένας $N : 1$ συζεύκτης, γ) είτε ένας $M \times M$ παθητικός δρομολογητής στην έξοδο του οποίου υπάρχει μια συστοιχία από M στατικούς μετατροπείς μήκους κύματος και ένας πολυπλέκτης φράγματος περιθλασης. Στο ίδιο σχήμα παρουσιάζονται τα μπλοκ διαγράμματα αυτών των παραλλαγών του λ -στοιχείου, ο σκοπός του οποίου είναι να ομαδοποιεί τα M μήκη κύματος σε κοινή ένα εξόδο.

Οι τρεις αυτές παραλλαγές σε λογικό επίπεδο είναι ισοδύναμες, ωστόσο είναι προφανής η τεράστια διαφορά που υπάρχει σε επίπεδο φυσικού στρώματος καθώς και σε επίπεδο συνολικού αριθμού και τεχνολογικής βαρύτητας των στοιχείων σε καθεμιά από αυτές τις περιπτώσεις. Για παράδειγμα η επιλογή της πρώτης λύσης, δηλαδή του συζεύκτη ισχύος, είναι απεριγράπτα φτηνότερη εν συγκρίσει με τη τρίτη, ωστόσο, πρέπει να διερευνηθεί και από πλευρά φυσικής επίδοσης πια από όλες αυτές υπερτερεί. Αυτό αποτελεί αντικείμενο του επόμενου κεφαλαίου, όπου με ιδιαίτερη λεπτομέρεια αναλύονται όλοι οι

μηχανισμοί μείωσης της επίδοσης φυσικού στρώματος και εξετάζεται η σχετική τους επίδραση στη συνολική χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής.



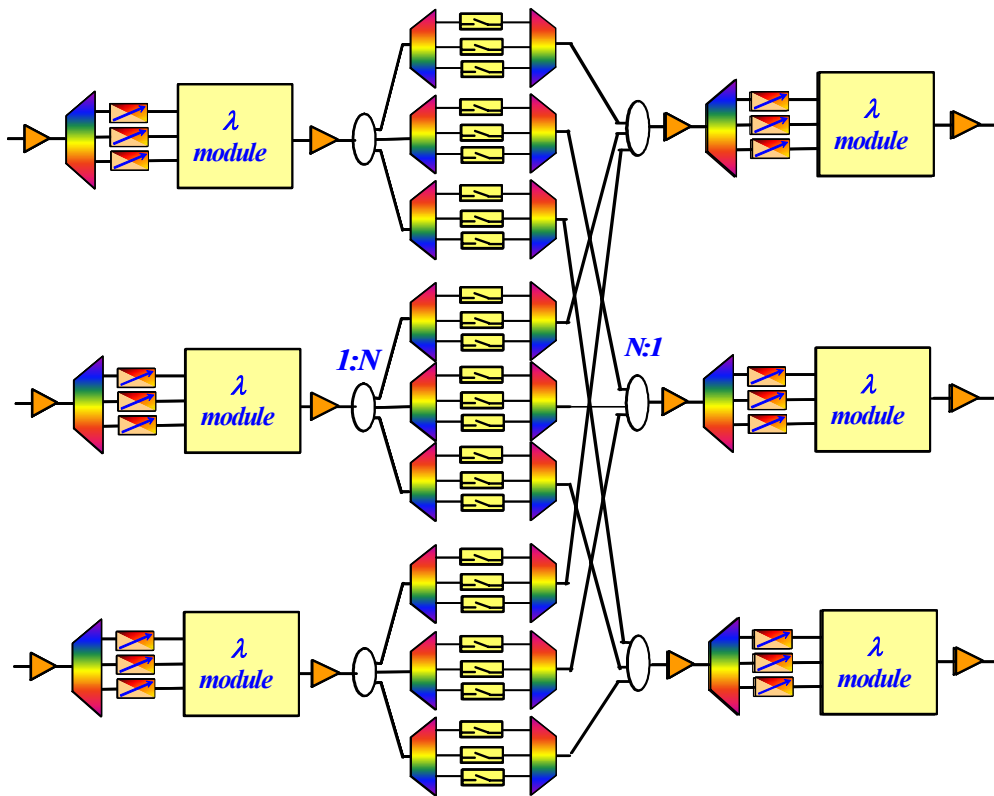
Σχήμα 4-8: Μπλοκ διάγραμμα Class –I αρχιτεκτονικής. Το λ -στοιχείο μπορεί να είναι
 α) συζεύκτης ισχύος β) παθητικός δρομολογητής και συζεύκτης γ) παθητικός
 δρομολογητής, στατικοί μετατροπείς μήκους κύματος και πολυπλέκτης.

Μειονέκτημά αυτής συνεχίζει να αποτελεί το γεγονός ότι δε μπορεί να γίνει ελεύθερη επιλογή του μήκους κύματος εξόδου για κάθε εισερχόμενο ζεύγος {μήκους κύματος, ίνας}. Για παράδειγμα δύο μετατροπείς από την ίδια ίνα εισόδου δε μπορούν να εκπέμψουν στο ίδιο μήκος κύματος ακόμα και αν η πληροφορία τους κατευθύνεται σε διαφορετικές ίνες

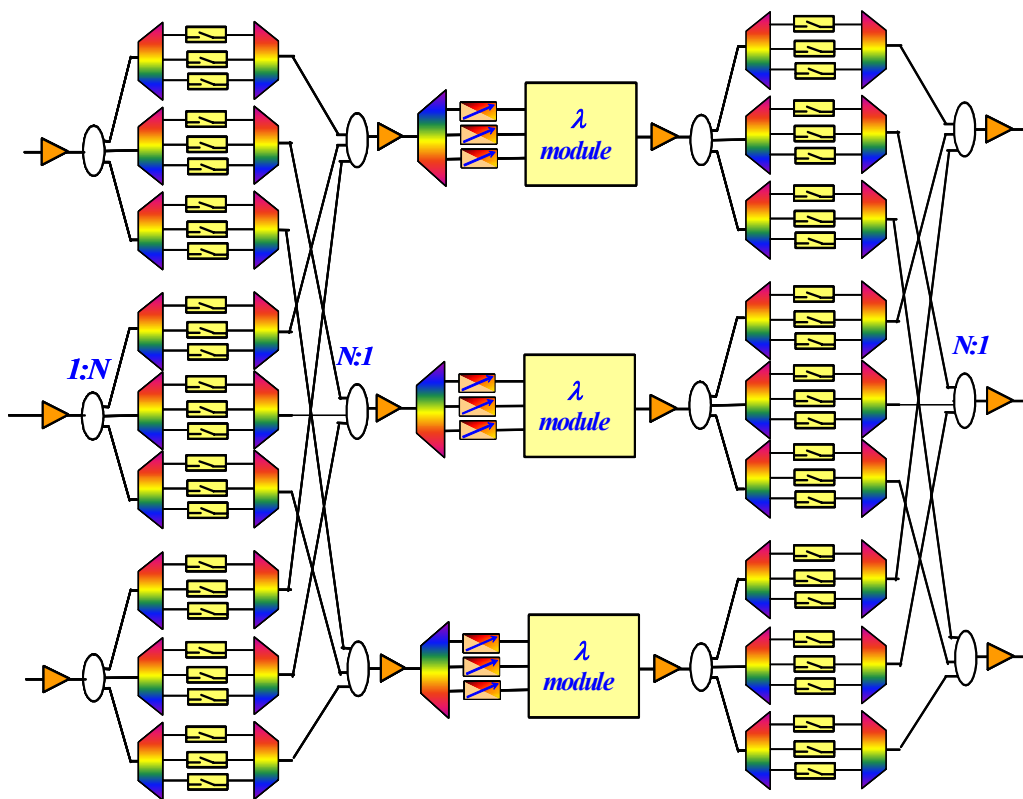
εξόδου. Εναλλακτικά, ένα επιπρόσθετο στάδιο μετατροπής μήκους κύματος είναι απαραίτητο να τοποθετηθεί τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο του κάθε κόμβου. Η εισαγωγή του τμήματος-Α μετατρέπει τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική σε μεταγωγέα οπτικών πακέτων και επιπλέον επιτρέπει την ομαλότερη δυνατή μετάβαση από την ημιστατική στην δυναμική κατάσταση μεταγωγής πακέτου.

4.4.3 Αρχιτεκτονική Class -II

Το μειονέκτημα της παραπάνω αρχιτεκτονικής να υπάρχει έλεγχος στο μήκος κύματος εξόδου μπορεί να ξεπεραστεί με μία τριών σταδίων αρχιτεκτονική δομή, την οποία ονομάζουμε Class -II. Αυτή μπορεί να εμφανιστεί με είτε με τη μορφή (λ -S- λ , wavelength-space-wavelength), δηλαδή να υπάρχει στην είσοδο και στην έξοδο της αρχιτεκτονικής στάδια μετατροπής μήκους κύματος και στο ενδιάμεσο τμήμα ένας μεταγωγέας χώρου, είτε με την αντίστροφη μορφή (S- λ -S, space-wavelength-space). Οι δύο αυτές αρχιτεκτονικές απεικονίζονται στα σχήματα 4-9 και 4-10 και ονοματίζονται αντίστοιχα ως Class -IIα και Class -IIβ. Η πρώτη απαιτεί MN^2 φραγείς, $2MN$ συντονιζόμενους μετατροπείς μήκους κύματος. Αντίστοιχα η Class -IIβ περιλαμβάνει $2MN^2$ φραγείς και MN συντονιζόμενους μετατροπείς. Και στις δυο ωστόσο περιπτώσεις το συνολικό πλήθος των εξαρτημάτων (components) θα εξαρτηθεί από την παραλλαγή του λ -στοιχείου.

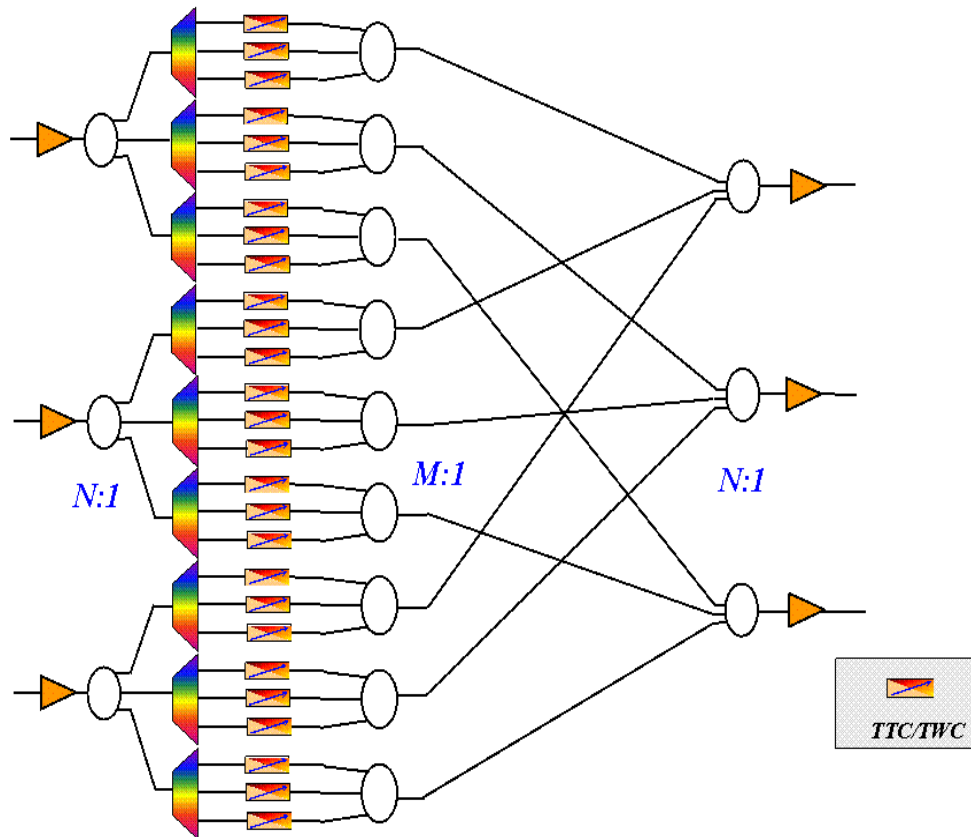


Σχήμα 4-9 Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής Class -IIa



Σχήμα 4-10 : Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής Class -IIβ (S-λ-S)

4.4.4 Αρχιτεκτονική Class -III



Σχήμα 4-11 : Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής Class -III

Η αρχιτεκτονική Class -III απεικονίζεται στο σχήμα 4-11. Σε αυτήν, οι συντονιζόμενοι μετατροπείς επιλέγουν άμεσα το μήκος κύματος εξόδου. Έτσι, οι πολυπλέκτες και οι στατικοί μετατροπείς μήκους κύματος δε χρειάζονται πλέον. Στην έξοδο ενός συντονιζόμενου μετατροπέα δεν είναι γνωστό το μήκος κύματος εξόδου, οπότε ο πολυπλέκτης εξόδου έχει δώσει την θέση του σε έναν $M : 1$ συζεύκτη ισχύος. Εναλλακτικά υπάρχουν MN^2 συντονιζόμενοι μετατροπείς και ο λόγος διαμοιρασμού ισχύος στην έξοδο της αρχιτεκτονικής είναι $MN : 1$. Ωστόσο, η ικανότητα της αρχιτεκτονικής στην αύξηση της χωρητικότητάς της καθορίζεται από τον συνολικό λόγο διαμοιρασμού ισχύος, ο οποίος είναι $N^2M : 1$. Όπως προηγουμένως έτσι και εδώ, κάθε ζεύγος εισόδου {μήκος κύματος, ίνα} μπορεί να συνδεθεί με οποιοδήποτε αντίστοιχο ζεύγος στην έξοδο του συστήματος.

Ένα βασικότατο πλεονέκτημα της συγκεκριμένης αρχιτεκτονικής είναι ότι για την μεταγωγή απαιτείται μοναδικό συντονιζόμενο ενεργό στοιχείο (μετατροπέας/λέηζερ) ανά μήκος κύματος.

4.5 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε μια λεπτομερής παρουσίαση των βασικών τεχνολογικών παραμέτρων που σχετίζονται με τον σχεδιασμό και την ανάπτυξη ενός μητροπολιτικού δικτύου. Πιο συγκεκριμένα :

- Προτάθηκαν δύο φυσικές τοπολογίες δικτύου, μία αποτελούμενη από έναν κεντρικό μεταγωγέα στον οποίο ενώνονται περισσότεροι του ενός κόμβοι (τύπου -I), και μια όπου έχουμε ένα πλήθος μεταγωγέων συνδεδεμένων διαδοχικά με πολλαπλούς δακτύλιους. Και για τις δύο αυτές τοπολογίες θίχθηκαν θέματα τόσο σε λειτουργικό όσο και σε φυσικό επίπεδο που αφορούσαν τη διαδικασία βέλτιστου σχεδιασμού και πώς αυτή σχετίζεται με την επιλογή της κατάλληλης οπτικής τεχνολογίας ώστε να επιτυγχάνεται βιωσιμότητα και χαμηλό κόστος.
- Προτάθηκε σχετικό σενάριο μετάβασης από ένα στατικής φύσης δίκτυο προς αυτό που ονομάζουμε δυναμικό δίκτυο ενώ δείχθηκε πως είναι δυνατό με κατάλληλο σχεδιασμό του δικτύου να υλοποιηθεί ένα δυναμικά επαναδιαρθρώσιμο οπτικό δίκτυο από χαμηλής ταχύτητας οπτικά στοιχεία διακοπών.
- Παρουσιάστηκαν κατάλληλες αρχιτεκτονικές τύπου «πολυεξπομπής και επιλογής» κοινό χαρακτηριστικό των οποίων είναι να επιτρέπουν την εφαρμογή του παραπάνω σεναρίου μετάβασης με την ελάχιστη επιμέρους δομική αλλαγή και άρα κατά ένα οικονομικά αποδεκτό τρόπο.

Κεφάλαιο 5

ΑΝΑΛΥΣΗ ΦΥΣΙΚΟΥ ΣΤΡΩΜΑΤΟΣ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΩΝ ΟΠΤΙΚΗΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ

5.1 Σκοπός

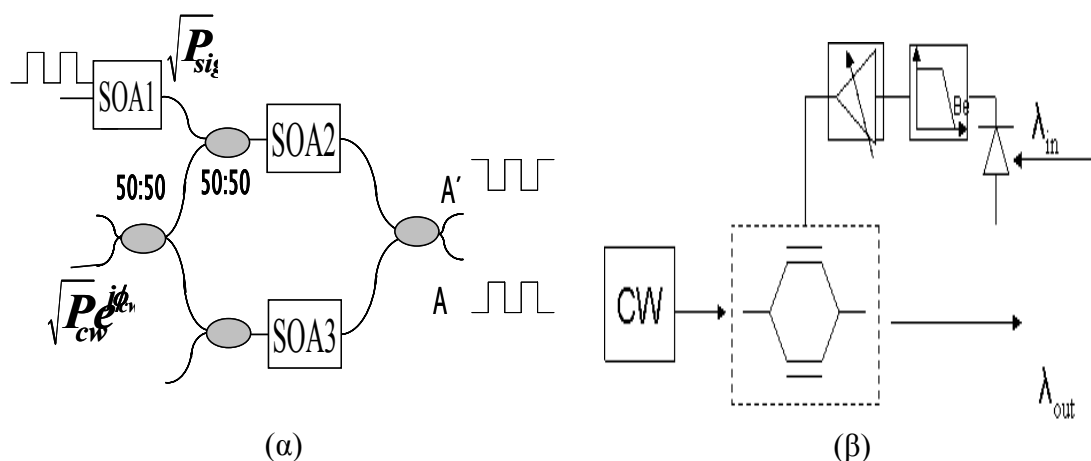
Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται παρουσίαση της μελέτης φυσικού στρώματος για τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές οπτικού μεταγωγέα, είτε αυτές αποτελούν κεντρικούς μεταγωγικούς κόμβους σε τοπολογία τύπου –I MAN δικτύων, είτε εξυπηρετούν ως κόμβοι προσθήκης αφαιρέσης πακέτων στα τύπου –II μητροπολιτικά συστήματα. Βασικός στόχος είναι η ανίχνευση των ορίων μέγιστης χωρητικότητάς τους.. Στη πρώτη περίπτωση αυτό το μέγεθος ορίζεται από τον αριθμό των μηκών κύματος που φέρει ο κάθε δακτύλιος επί το πλήθος των δακτυλίων που διασυνδέονται με τον κεντρικό κόμβο της αρχιτεκτονικής, ενώ, για την τύπου –II τοπολογία από τη χωρητικότητα της κάθε αρχιτεκτονικής επί το πλήθος των κόμβων που ανήκουν στον κεντρικό δακτύλιο. Οι αντίστοιχες απαιτήσεις που θα καθορίσουν τη βέλτιστη λύση είναι διαφορετικές για αυτές τις δύο τοπολογίες. Για την τύπου –I το ζητούμενο είναι η μέγιστη χωρητικότητα του αρχιτεκτονικού μεταγωγέα, ενώ για την

τύπου –II απαιτείται επιπλέον ικανότητα μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησης των κόμβων. Η παρούσα ανάλυση στοχεύει στη διερεύνηση των διαφόρων μηχανισμών που μειώνουν την επίδοση των αντίστοιχων συστημάτων. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται στη συσχέτιση αυτών των μηχανισμών υποβάθμισης με την επιλογή της κατάλληλης τεχνολογίας οπτικής μεταγωγής. Αυτό αφορά είτε τα στοιχεία οπτικής φραγής, είτε τα υποσυστήματα των μετατροπέων μήκους κύματος. Ειδικότερα για τη δεύτερη περίπτωση η σύγκριση φυσικού στρώματος ανάμεσα στην οπτοηλεκτρονική και την αμιγώς οπτική τεχνολογία μετατροπέων αποτελεί βασική πτυχή αυτής της μελέτης.

Η δομή του κεφαλαίου είναι η εξής. Αρχικά γίνεται παρουσίαση των λειτουργικών χαρακτηριστικών των δύο διαφορετικών τεχνολογιών μετατροπής μήκους κύματος. Σκοπός είναι να καθοριστούν οι βασικοί άξονες σύγκρισης ως προς τους οποίους θα μελετηθεί η αναγεννητική τους επίδραση στο φυσικό στρώμα του κάθε αρχιτεκτονικού συστήματος. Επειδή θεωρούμε ότι η φύση της αναγέννησης που προσφέρουν είναι μόνο 2R τύπου, σε ακόλουθη παράγραφο διερευνώνται οι μηχανισμοί γέννησης jitter και προτείνεται αναλυτική μοντελοποίηση της πιθανότητας σφάλματος, η οποία αρχικά εδώ έχει αναπτυχθεί σε ένα αντιπροσωπευτικό σύστημα αλυσίδας αναγεννητών. Έπειτα παρουσιάζεται μια εκτενής ανάλυση όλων των παραδοχών φυσικού στρώματος που λήφθηκαν υπόψη για τη μοντελοποίηση της κάθε αρχιτεκτονικής. Η διερεύνηση των ορίων μέγιστης χωρητικότητας για κάθε μια από αυτές αποτελεί το βασικό στοιχείο της μελέτης σε ότι αφορά την τύπου –I τοπολογία μητροπολιτικού δικτύου. Σε ότι αφορά την τύπου –II τοπολογία η μοντελοποίησή της πραγματοποιείται μεθοδικά και συνίσταται από συγκεκριμένα βήματα μελέτης που έχουν ως σκοπό την ξεχωριστή αξιολόγηση της επίδρασης των μηχανισμών ποιοτικής υποβάθμισης του διαδιδόμενου σήματος..

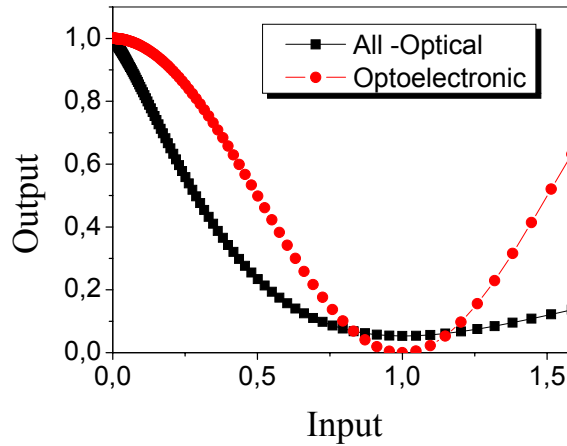
5.2 Τεχνολογικά χαρακτηριστικά μετατροπών μήκους κύματος

Στα σχήματα 5.1 α) και β) απεικονίζονται τα υποσυστήματα του αμιγώς οπτικού και οπτοηλεκτρονικού μετατροπέα μήκους κύματος, αντίστοιχα. Αυτά διαφέρουν ριζικά ως προς τη τεχνολογία υλοποίησής τους, ωστόσο για τη παρούσα μελέτη θεωρήσαμε ότι ο χαρακτήρας και των δύο είναι συμβολομετρικός. Ο αμιγώς οπτικός μετατροπέας είναι μια ενεργή διάταξη τύπου Mach-Zehnder που βασίζεται στη τεχνολογία ημιαγωγικών ενισχυτών SOA. Αντίστοιχου τύπου παθητικό στοιχείο διαμορφωτή περιλαμβάνει ο οπτοηλεκτρονικός μετατροπέας, το οποίο ωστόσο βασίζεται σε τεχνολογία λιθίου-νικελίου (LiNbO_3).



Σχήμα 5-1 : Υποσυστήματα μετατροπής μήκους κύματος α) αμιγούς οπτικής τεχνολογίας β) οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας

Σκοπός του παρόντος κεφαλαίου η συγκριτική διερεύνηση των αναγεννητικών τους χαρακτηριστικών, όταν αυτά αποτελούν δομικά στοιχεία αρχιτεκτονικών οπτικού μεταγωγέα. Η ανάλυση ειδικεύεται ως προς εκείνα τα χαρακτηριστικά τα οποία επιδρούν πάνω στο διερχόμενο σήμα και καθορίζουν την ποιότητά του στην έξοδο του κάθε υποσυστήματος. Αυτά είναι η *καμπύλη μη γραμμικής συμπεριφοράς*, η *χρονική απόκριση του υποσυστήματος* καθώς και η *ισχύς του θορύβου* που εκλύεται από αυτό.



Σχήμα 5-2: Στατικές καμπύλες ισχύος εισόδου/εξόδου μετατροπέων μήκους κύματος οπτοηλεκτρονικής και αμιγώς οπτικής τεχνολογίας

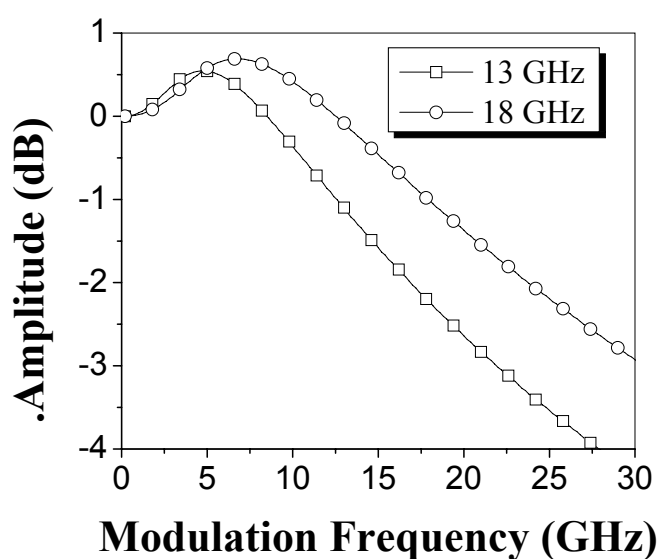
Στο σχήμα 5-2 παρουσιάζονται σε κανονικοποιημένη μορφή οι στατικές καμπύλες μεταφοράς ισχύος των δύο υποσυστημάτων, στην «εκτός φάση» λειτουργία. Για το οπτοηλεκτρονικό υποσύστημα η αντίστοιχη καμπύλη έχει συμμετρικό χαρακτήρα και μορφή ανάλογη του $\sim \text{Sin}^2$, δεδομένου ότι έχουμε υποθέσει ότι είναι ιδανική η συμβολομετρική διάταξη Mach-Zehnder του ηλεκτροπτικού διαμορφωτή που αυτό περιλαμβάνει. Είναι, ωστόσο, δυνατό να προκύψουν διαφορετικής μορφής καμπύλες αν οι αντίστοιχοι διαμορφωτές είναι στοιχεία διαφορετικής τεχνολογίας, για παράδειγμα να βασίζονται στο φαινόμενο της ηλεκτροαπορρόφησης. Στον αμιγώς οπτικό μετατροπέα η συνάρτηση μεταφοράς έχει μη συμμετρικό χαρακτήρα. Για τους εισερχόμενους άσους είναι πιο πεπλατυσμένη ενώ δεν συμβαίνει το ίδιο για τα εισερχόμενα μηδενικά. Επίσης ο λόγος σβέσης που επιβάλλουν στην παλμοσειρά εισόδου είναι πεπερασμένος. Όλα αυτά τα χαρακτηριστικά αποδίδονται στον κορεσμό του κέρδους που υφίστανται ο ενισχυτής ημιαγωγού στον ένα από τους δύο κλάδους του συμβολόμετρου με αποτέλεσμα οι δύο συνιστώσες πεδίου του CW κύματος να συμβάλλουν με άνισα πλάτη στον τελικό συζεύκτη. Η διαφορετικότητα στη μορφή που χαρακτηρίζει τις συναρτήσεις μεταφοράς ισχύος των δύο υποσυστημάτων διαφοροποιεί αντίστοιχα την αναγεννητική τους επίδραση πάνω στη διερχόμενη παλμοσειρά. Αλλά και αντίστροφα ένα κρίσιμο ερώτημα που προκύπτει και

αναμένεται να διερευνηθεί στο υπόλοιπο της μελέτης αφορά το πόσο επαρκής μπορεί να είναι ο αναγεννητικός σχηματισμός του παλμού που αυτά τα δύο υποσυστήματα προσφέρουν ως αντιστάθμιση της παραμόρφωσης που αυτός υφίσταται κατά τη διάδοσή του μέσα στο φωτονικό δίκτυο. Κατ' επέκταση και πως συμπεριφέρονται αυτά στα πλαίσια της κάθε προτεινόμενης αρχιτεκτονικής δομής.

Ένα δεύτερο κριτήριο αξιολόγησης των αναγεννητικών ικανοτήτων των μετατροπέων μήκους κύματος αποτελεί η χρονική τους απόκριση. Στα εξεταζόμενα συστήματα αυτή έχει βαθυπερατό χαρακτήρα και λειτουργεί ως μηχανισμός παραμόρφωσης, ο οποίος σε ένα 2R αναγεννητικό σύστημα οδηγεί στη συσσώρευση jitter πάνω στη διαδιδόμενη παλμοσειρά. Το φασματικό της εύρος εξαρτάται άμεσα με την τεχνολογική ωρίμανση και τη σχεδιαστική επάρκεια του αναγεννητικού υποσυστήματος. Σε έναν οπτοηλεκτρονικό μετατροπέα, για παράδειγμα, δε καθορίζεται μόνο από το εύρος του σχεδιασμένου ηλεκτρικού φίλτρου αλλά και από τη χρονική απόκριση των επιμέρους στοιχείων που το αποτελούν όπως των κυκλωμάτων εξισορρόπησης ρεύματος, ηλεκτρονικών ενισχυτών κ.α.. Εδώ μοντελοποιείται συνολικά με ανώτερης τάξης γκαουσιανό φίλτρο εύρους Βε. Όσο πιο τεχνολογικά επαρκή είναι αυτά τα υποσυστήματα τόσο πιο γρήγορη είναι η χρονική τους απόκριση και άρα τόσο μεγαλύτερη τιμή εύρους δύναται να λάβει το ηλεκτρικό φίλτρο.

Αλλά και στους αμιγώς οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος που βασίζονται στη τεχνολογία ενισχυτών ημιαγωγού (SOA), η ταχύτητα της διαδικασίας μετατροπής εξαρτάται από τα επιμέρους τεχνολογικά χαρακτηριστικά υλοποίησής τους. Έτσι, σε ενισχυτές που έχουν μεγάλο μήκος και τιμή διαφορικού κέρδους, με υψηλό συντελεστή περιορισμού (confinement factor), και οι οποίοι λειτουργούν σε συνθήκες υψηλού ρεύματος τροφοδότησης και εισερχόμενης οπτικής ισχύος η διαδικασία μετατροπής μήκους κύματος χαρακτηρίζεται από αντίστοιχα υψηλή απόκριση [49]. Ο ακριβής προσδιορισμός της βαθυπερατής συμπεριφοράς που χαρακτηρίζει αυτή τη διαδικασία έχει εκτεταμένα

μελετηθεί για τη περίπτωση μετατροπών ετεροδιαμόρφωσης κέρδους στο κεφάλαιο 3. Εξεί αναπτύχθηκε αναλυτική μοντελοποίηση ασθενούς σήματος με την οποία προσδιορίστηκε η φασματική απόκριση της όλης διαδικασίας. Στη προκειμένη περίπτωση όπου έχουμε συμβολόμετρα τύπου Mach-Zehnder αναμένουμε οι μετατροπείς μήκους κύματος να παρουσιάζουν ανάλογη δυναμική συμπεριφορά. Εδώ, ο ακριβής χαρακτηρισμός αυτής της συμπεριφοράς πραγματοποιήθηκε αριθμητικά.



Σχήμα 5-3 : Κανονικοποιημένες καμπύλες συχνοτικής απόκρισης πλάτους σε συμβολομετρικό Mach-Zehnder μετατροπέα μήκους κύματος

Γενικότερα, μεγάλο εύρος διαμόρφωσης αντιστοιχεί σε γρήγορη διαδικασία μετατροπής, και άρα σε ελαχιστοποίηση της παραμόρφωσης που θα υφίσταται εξαιτίας της διερχόμενης παλμοσειράς. Βασικός στόχος της παρούσας εργασίας αποτελεί η μελέτη της επίδρασης που προκύπτει από τη μη «στιγματρία» συμπεριφορά των αμιγώς οπτικών μετατροπών στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών κόμβων. Κατ' επέκταση και ο καθορισμός των τεχνολογικών κριτηρίων για τους ενισχυτές ημιαγωγού ώστε να επιτυγχάνεται το επιθυμητό μήκος αυτών των μητροπολιτικών συστημάτων. Σε αυτό συμβάλει το γεγονός ότι ο χαρακτηρισμός της

δυναμικής συμπεριφοράς του κάθε υποσυστήματος πραγματοποιείται με μέτρηση της απόκρισης πλάτους σε κάθε συχνότητα διαμόρφωσης Έτσι, υιοθετώντας αυτή την τεχνική μπορούμε να θεωρήσουμε τον μετατροπέα ως ένα «μαύρο κουτί», όπου μια σειρά επιμέρους σχεδιαστικών του παραμέτρων θα αντιπροσωπεύονται από μια γενικότερη παράμετρο, αυτή του εύρους ζώνης. Η συγκεκριμένη θα συνιστά και το βασικότερο κριτήριο αξιολόγησης της ταχύτητας με την οποία γίνεται η διαδικασία μετατροπής της δυαδικής πληροφορίας από το ένα μήκος κύματος σε ένα άλλο.

Στο σχήμα 5-3 παρουσιάζονται σε κανονικοποιημένη ως προς το πλάτος μορφή οι βαθυπερατές καμπύλες απόκρισης δύο MZI μετατροπέων, στις οποίες το -1dB εύρος είναι αντίστοιχα 13GHz και 18GHz. Αυτή η διαφοροποίηση στο εύρος ζώνης του κάθε μετατροπέα αντικατοπτρίζει αντίστοιχα την υιοθέτηση διαφορετικής τεχνολογίας ενισχυτών ημιαγωγού, μιας «αργού» τύπου και μιας «γρήγορου» τύπου. Με τη σειρά τους αυτές προκύπτουν με κατάλληλο σχεδιασμό των παραμέτρων τους όπως, το μήκος, οι διαστάσεις της ενεργού περιοχής αλλά και ο τύπος του ενεργού υλικού που αυτή εμπεριέχει. Στη προκειμένη περίπτωση και εντελώς ισοδύναμα οι παραπάνω καμπύλες πάρθηκαν για διαφορετικές τιμές του ρεύματος άντλησης (επιφανειακή πυκνότητα), οι οποίες είναι $45kA/cm^2$ και $50kA/cm^2$ για το «αργό» και «γρήγορο» υποσύστημα αντίστοιχα. Οι υπόλοιπες τιμές των παραμέτρων των ενισχυτών έχουν είδη παρουσιαστεί στον πίνακα 3-1. Η λειτουργία των δύο ενισχυτών ημιαγωγού στους δύο κλάδους του κάθε συμβολομέτρου περιγράφεται βάσει ενός κλασσικού αριθμητικού μοντέλου, η ανάπτυξη του οποίου παρουσιάστηκε διεξοδικά στην παράγραφο 3.2, και δίδεται από τις εξισώσεις (3.16-3.18). Σε αυτή τη διαδικασία δε λαμβάνεται υπόψη ο παραγόμενος θόρυβος παρά εισέρχεται στους υπολογισμούς με μια ισοδύναμη πηγή στην έξοδο του μετατροπέα.

Η τρίτη παράμετρος ως προς την οποία χαρακτηρίζεται η επίδοση του κάθε αναγεννητικού υποσυστήματος είναι ο εκλυόμενος θόρυβος. Σε ένα οπτοηλεκτρονικό σύστημα αυτός αποδίδεται στη δίοδο που παράγει το οπτικό CW σήμα, ενώ για τον αμιγώς οπτικό μετατροπέα στους ενισχυτές ημιαγωγού. Είναι γενικά γνωστό ότι στη δεύτερη περίπτωση ο παραγόμενος θόρυβος βρίσκεται σε πολύ υψηλότερες τιμές ισχύος, δίδοντας στην έξοδο του μετατροπέα έναν οπτικό σηματοθορυβικό λόγο γύρω στα $35dB$. Η αντίστοιχη τιμή αυτού του μεγέθους στην έξοδο του οπτοηλεκτρονικού υποσυστήματος είναι αρκετά μικρότερη από $45dB$. Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό είναι ότι στα αμιγώς οπτικά υποσυστήματα ο εκλυόμενος θόρυβος εκτείνεται σε ένα εύρος φάσματος μεγαλύτερο από $30nm$, ενώ στους οπτοηλεκτρονικούς μετατροπέες το αντίστοιχο εύρος είναι της τάξεως του $1nm$. Η διαφοροποίηση της δεύτερης περίπτωσης αποδίδεται στο γεγονός ότι η ενεργός πηγή θορύβου είναι λέιζερ, τύπου DFB ή DBR, η αρχή λειτουργίας του οποίου αυτονόητα συνεπάγεται την ύπαρξη ανακλαστών να περιβάλλουν το ενεργό μέσο. Αυτοί δρουν ως Fabry-Perot οπτικό φίλτρο [36] περιορίζοντας με τον τρόπο αυτό το φασματικό εύρος του εκλυόμενου θορύβου.

Είναι σχεδόν προφανές ότι η θορυβική ποσότητα που εκλύεται πάνω στο φάσμα του ίδιου καναλιού δε συνιστά ουσιαστικό παράγοντα υποβάθμισης της ποιότητας του διαδιδόμενου σήματος, εν συγκρίσει με το θόρυβο που εκλύουν οι υπόλοιποι υψηλού κέρδους ενισχυτές της αρχιτεκτονικής. Αντιθέτως εμφανίζεται πρόβλημα από τον ευρέως φάσματος θόρυβο που εκλύεται στην περίπτωση των αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων όταν αυτά λειτουργούν ως συντονιζόμενα στοιχεία σε συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές δομές οπτικού μεταγωγέα. Για τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές τέτοιο φαινόμενο παρουσιάζεται στις περιπτώσεις των Class -I και Class -II (α , β), όταν σε αυτές το λ -στοιχείο είναι είτε απλός συζεύκτης ισχύος (A), είτε παθητικός δρομολογητής και συζεύκτης ισχύος (B), καθώς επίσης και για τη περίπτωση της αρχιτεκτονικής Class -III. Σε όλες αυτές η ύπαρξη

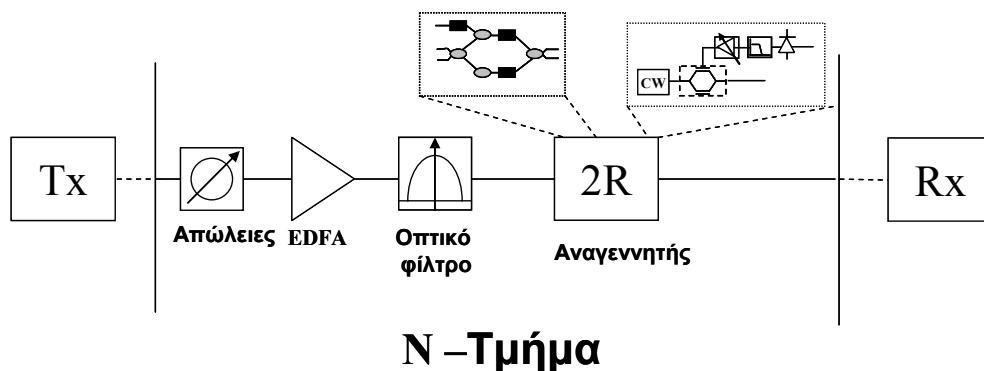
συζεύκτη στην έξοδο των συντονιζόμενων στοιχείων έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία φαινομένων θορυβικής διαφωνίας (noise-crosstalk) καθώς στη φασματική περιοχή του κάθε καναλιού προστίθεται θορυβικής ισχύς από τους μετατροπείς των γειτονικών μηκών κύματος. Ο μηχανισμός αυτός οδηγεί σε σημαντική υποβάθμιση της ποιότητας διαδιδόμενου σήματος με άμεσο αντίκτυπο στη συνολική χωρητικότητα των εν λόγω αρχιτεκτονικών συστημάτων.

Το γεγονός ότι αυτό φαινόμενο λαμβάνει χώρα μόνο για τα αμιγώς οπτικά υποσυστήματα αποτελεί μόνο μία από τις παραμέτρους του προβλήματος που θα καθορίσουν πια θα συνιστά τη βέλτιστη τεχνολογία μετατροπών μήκους κύματος. Σε ακριβή συμπεράσματα μπορεί να καταλήξει κανείς μόνο έπειτα από μια πιο συνολική μελέτη του φυσικού στρώματος όπου θα αξιολογείται η σχετική επίδραση και των υπολοίπων χαρακτηριστικών στη ποιότητα του σήματος όπως της συνάρτησης μεταφοράς τους και της χρονικής τους απόκρισης. Έχει γίνει είδη φανερό ότι ιδιαίτερο ρόλο σε αυτή τη διαδικασία έχει και η φυσική δομή της κάθε αρχιτεκτονικής, δεδομένου ότι κάθε μια από αυτές θέτει τα δικά της όρια σε απαιτούμενη ποιότητα αναγέννησης. Στις ακόλουθες παραγράφους πραγματοποιείται διερεύνηση αυτών των ορίων σε συνδυασμό με τα αναγεννητικά χαρακτηριστικά που παρέχουν οι δύο προτεινόμενες τεχνολογίες. Στόχος μέσα από μια λεπτομερή μελέτη της αλληλεπίδρασής τους, αποτελεί η ανίχνευση για το ποια είναι κάθε φορά η βέλτιστη λύση.

5.3 Ανάλυση φυσικού στρώματος σε ομοιόμορφη 2R αναγεννητική αλυσίδα

Σε αυτή τη παράγραφο θα γίνει ανάλυση των βασικών φυσικών μηχανισμών που υποβαθμίζουν την ποιότητα του διαδιδόμενου σήματος σε ένα 2R αναγεννητικό σύστημα. Η μελέτη πραγματοποιείται σε ένα αντιπροσωπευτικό σύστημα ομοιόμορφης αναγεννητικής

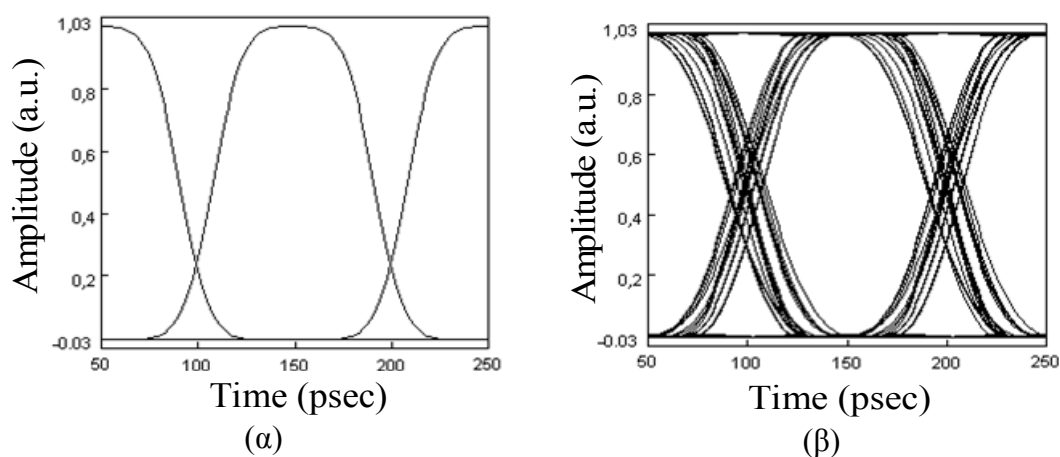
αλυσίδας (σχήμα 5-4) όπου μεταξύ δύο διαδοχικών μετατροπών μήκους κύματος υπάρχει παθητικό στοιχείο που αντιπροσωπεύει τις απώλειες διάδοσης καθώς και ένας ενισχυτής ερβίου για την εξισορρόπησή τους. Η αρχή λειτουργίας του μετατροπέα, τόσο για το υποσύστημα αμιγούς οπτικής όσο και οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας περιγράφεται με λεπτομέρεια στις προηγούμενες παραγράφους. Στο υπό μελέτη σύστημα αναπτύσσονται μηχανισμοί υποβάθμισης της φυσικής του επίδρασης, οι οποίοι δημιουργούν παραμόρφωση στο πλάτος και στη χρονική διάρκεια της διαδιδόμενης παλμοσειράς. Ανάλογα με τη φύση του κάθε μηχανισμού τα φαινόμενα αυτά ομαδοποιούνται σε επιμέρους κατηγορίες. Έτσι έχουμε το *ντετερμινιστικό jitter* το οποίο αποδίδεται στην επίδραση των οπτικών/ηλεκτρικών φίλτρων αλλά και στη συμπεριφορά των αναγεννητικών μετατροπών. Ενώ, στην επίδραση του θορύβου που εκπέμπεται από τους οπτικούς ενισχυτές αποδίδεται το *τυχαίο jitter* αλλά και η *θορυβική διαταραχή πλάτους*. Στις επόμενες παραγράφους αναλύονται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια οι μηχανισμοί που δημιουργούν τα συγκεκριμένα φαινόμενα και γίνεται επίσης αξιολόγηση της σχετικής τους επίδρασης στο υπό μελέτη σύστημα. Η ανάλυση του ντετερμινιστικού jitter πραγματοποιείται με τη βοήθεια αριθμητικού μοντέλου ενώ αναπτύσσεται αναλυτικό μοντέλο για τη μελέτη της επίδρασης που έχουν το τυχαίο jitter και η θορυβική διαταραχή πλάτους στη πιθανότητα σφάλματος του συστήματος.



Σχήμα 5-4 : Ομοιόμορφο 2R αναγεννητικό σύστημα αλυσίδας

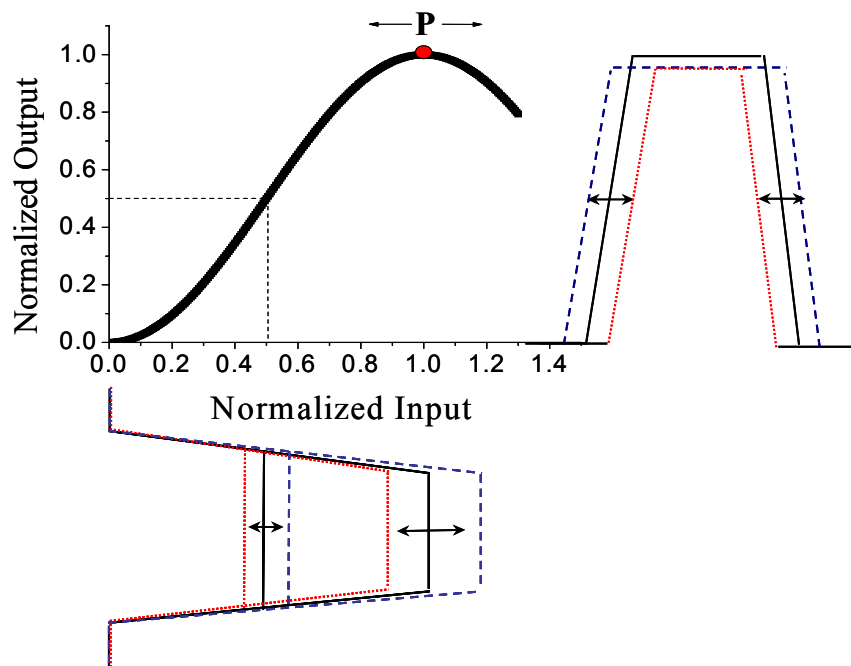
5.3.1 Ανάλυση και αξιολόγηση επίδρασης ντετερμινιστικού jitter

Αν και υπάρχουν αρκετοί διαφορετικοί τύποι ντετερμινιστικού jitter, στο παρόν σύστημα εμφανίζεται με τις μορφές της παραμόρφωσης του παράγοντα δράσης (*duty cycle*) του παλμού και του διασυμβολικού jitter. Στα διαγράμματα ματιού του επομένου σχήματος απεικονίζονται οι δύο αυτές κατηγορίες.



Σχήμα 5-5 : α) Παλμοσειρά που απεικονίζει τη παραμόρφωση του παράγοντα δράσης του παλμού ως μορφή jitter β) Παλμοσειρά με διασυμβολικό jitter

Η παραμόρφωση του παράγοντα δράσης του παλμού ως μορφή jitter σχετίζεται με τη διαφορετική χρονική διάρκεια που εμφανίζει ο παλμός του άσσου με το μηδέν σε ένα NRZ (Non-Return-to-Zero) σύστημα. Επιπλέον εμφανίζεται ανεξάρτητα με το προφίλ της διαδοχικής ακολουθίας ψηφίων. Ο μηχανισμός που το δημιουργεί αποδίδεται στην επίδραση που έχει ο αναγεννητής και πιο συγκεκριμένα το μη γραμμικό του στοιχείο πάνω στη κυματομορφή του σήματος. Αυτό όχι μόνο καταπιέζει τη διαταραχή πλάτους αλλά επιπλέον και ανάλογα με τη σχετική του κάθε παλμού στην είσοδό του μπορεί να προκαλέσει επανασχηματοποίησή του καθορίζοντας σε αυτόν μια νέα χρονική διάρκεια. Η διαδικασία αυτή απεικονίζεται με λεπτομέρεια στο σχήμα 5-6

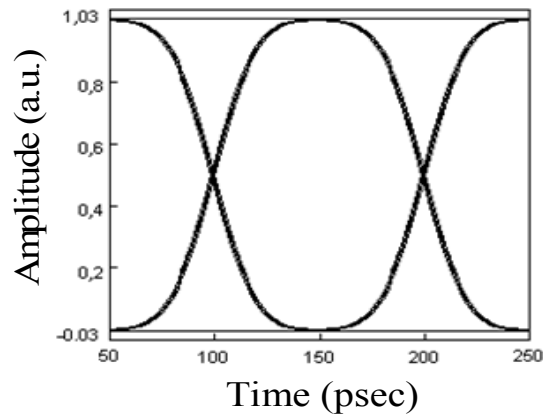


Σχήμα 5-6 : Η στατική συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του αναγεννητή ανασηματίζει τη χρονική διάρκεια των παλμών ανάλογα με το πώς αυτοί εισέρχονται στο μη-γραμμικό στοιχείο του

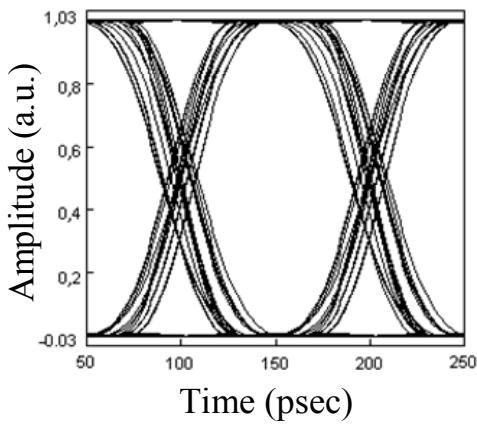
Στη συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του μη γραμμικού στοιχείου υπάρχει ένα συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας P στο οποίο ο παλμός κατά την έξοδό του διατηρεί το χρονικό του εύρος. Στην περίπτωση ενός ιδανικού οπτοηλεκτρονικού μετατροπέα σαν αυτόν που περιγράφεται στις προηγούμενες παραγράφους το σημείο αυτό αντιστοιχεί στο μέγιστο της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος. Αν ο παλμός εισέρχεται σε χαμηλότερο σημείο λειτουργίας τότε η χρονική του διάρκεια, η οποία ορίζεται από τα σημεία ημίσειας ισχύος, θα μειωθεί. Αντίστοιχα αν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται υψηλότερα του P πάνω στη καμπύλη τότε ο παλμός κατά την έξοδό του θα έχει μεγαλύτερο εύρος. Το ποσοστό μεταβολής του παράγοντα δράσης του παλμού καθορίζεται τόσο από την απόκλιση του πραγματικού σημείου λειτουργίας από το βέλτιστο σημείο όσο και από την κλίση των πλευρικών του άκρων. Η μεταβολή της χρονικής διάρκειας σε έναν εκτεταμένο τραπεζοειδή παλμό είναι πολύ έντονη, ενώ σε ένα απόλυτα τετραγωνικό παλμό το φαινόμενο αυτό είναι αμελητέο. Συνεπώς είναι προφανής η συνεισφορά οποιασδήποτε βαθυπερατής διαδικασίας φιλτραρίσματος πάνω στο σήμα, είτε αυτή προέρχεται από τα οπτικά φίλτρα, είτε από τα

ηλεκτρικά φίλτρα των αναγεννητών είτε ακόμα αποδίδεται και στη πεπερασμένη απόκριση των ενισχυτών ημιαγωγού στους αμιγώς οπτικούς αναγεννητές.

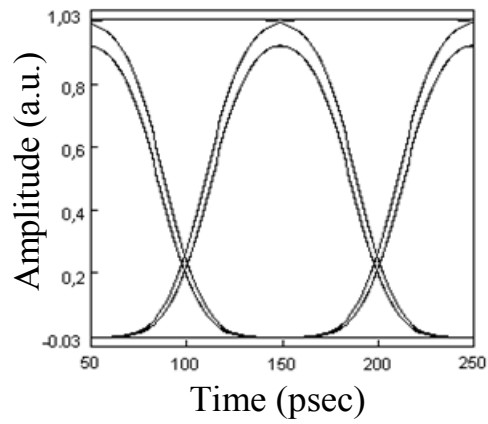
Επέκταση του παραπάνω φαινομένου αποτελεί το διασυμβολικό jitter. Στη περίπτωση αυτή οι μεταβάσεις 01 και 10 σε μια παλμοσειρά τυχαίων ψηφίων διαφέρουν χρονικά πάνω στο διάγραμμα ματιού ανάλογα με το προφίλ της ακολουθίας διφύων τα οποία προηγούνται ή έπονται τον αντίστοιχο παλμό. Οι μηχανισμοί που το δημιουργούν σχετίζονται με την αλληλεπίδραση των βαθυπερατών διαδικασιών φιλτραρίσματος και μη-γραμμικότητας πάνω στο κάθε διαφορετικό προφίλ διαδοχικών διφύων της παλμοσειράς. Θα πρέπει ωστόσο να τονιστεί ότι το συχνοτικό εύρος της κάθε διαδικασίας φιλτραρίσματος δε μπορεί να θεωρηθεί ως η μοναδική παράμετρος, που μονοδιάστατα θα χαρακτήριζε την έκταση του jitter. Σημαντικό ρόλο έχει και η ακριβής συνάρτηση φασματικής απόκρισης καθώς επίσης και αν αυτή λαμβάνει χώρα στην πεδιακή κυματομορφή ή στην κυματομορφή ισχύος του σήματος. Για παράδειγμα, ας θεωρήσουμε το υπό μελέτη αναγεννητικό σύστημα του σχήματος 5-4 όπου αρχικά έχουμε αγνοήσει την ύπαρξη οπτικών φίλτρων, ενώ ο κάθε αναγεννητής είναι οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας και το φίλτρο του έχει πρώτης τάξης γκαουσιανή απόκριση. Δεδομένου ότι το σύστημα λειτουργεί υπό βέλτιστες συνθήκες και το φασματικό εύρος του φίλτρου είναι ίσο ή μεγαλύτερο από το εύρος του κεντρικού λοβού του παλμού δεν πρόκειται να παρατηρήσουμε την ανάπτυξη διασυμβολικού jitter. Στο σχήμα 5-7 παρουσιάζεται το διάγραμμα ματιού στην έξοδο του 20 αναγεννητή σε ένα τέτοιο σύστημα αλυσίδας. Η ταχύτητα διαμόρφωσης με NRZ παλμούς είναι στα $10Gb/s$, ενώ το 3dB φασματικό εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου είναι $7GHz$.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 5-7 : α) Διάγραμμα ματιού όταν μόνο ηλεκτρικό φιλτράρισμα από 1^{ης} τάξης γκαουσιανό φίλτρο εύρους 7GHz λαμβάνει χώρα στον κάθε αναγεννητή. β) Αντίστοιχο διάγραμμα ματιού με 5^{ης} τάξης γκαουσιανό ηλεκτρικό φίλτρο ίδιου εύρους. γ) Διάγραμμα ματιού με 1^{ης} τάξης γκαουσιανό οπτικό φίλτρο εύρους 40GHz και αντίστοιχης τάξης ηλεκτρικό φίλτρο εύρους 7GHz

Η κατάσταση είναι εντελώς διαφορετική για τις υπόλοιπες δύο περιπτώσεις. Στη μια από αυτές το ηλεκτρικό φίλτρο έχει πιο «τετραγωνισμένη» απόκριση, η οποία εδώ μοντελοποιείται από 5^{ης} τάξης γκαουσιανή συνάρτηση, με το ίδιο 3dB φασματικό εύρος. Στην άλλη περίπτωση επαναφέρουμε την 1^{ης} τάξεως γκαουσιανή απόκριση του ηλεκτρικού φίλτρου, ενώ μεταξύ των δύο διαδοχικών αναγεννητών έχει τοποθετηθεί οπτικό φίλτρο 3dB εύρους 40GHz, με αποτέλεσμα το φιλτράρισμα να λαμβάνει εδώ χώρα πάνω στην πεδιακή κυματομορφή του σήματος. Τα διαγράμματα ματιού, μετρημένα στην έξοδο του δέκατου τρίτου αναγεννητή της αλυσίδας παρουσιάζονται για αυτές τις δύο περιπτώσεις στα

αντίστοιχα σχήματα 5-7 (β , γ). Και στα δύο είναι εμφανής η ανάπτυξη του διασυμβολικού jitter, ενώ στη δεύτερη υπάρχει και jitter του παράγοντα δράσης του παλμού. Η αιτία και στις δύο τελευταίες περιπτώσεις αποδίδεται στην ιδιαίτερη απόκριση της βαθυπερατής διαδικασίας φιλτραρίσματος, η οποία είναι τέτοια ώστε να μειώνει το ημίσιο χρονικό εύρος των διερχόμενων παλμών. Η μείωση αυτή διαφέρει ανάλογα με το προφίλ της αλληλουχίας των διφύων στη παλμοσειρά και συνεπώς δε μπορεί να οριστεί ένα συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας πάνω στη μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς, έτσι ώστε να είναι δυνατή συνολικά η αναίρεσή της σύμφωνα με τον προαναφερθέντα μηχανισμό.

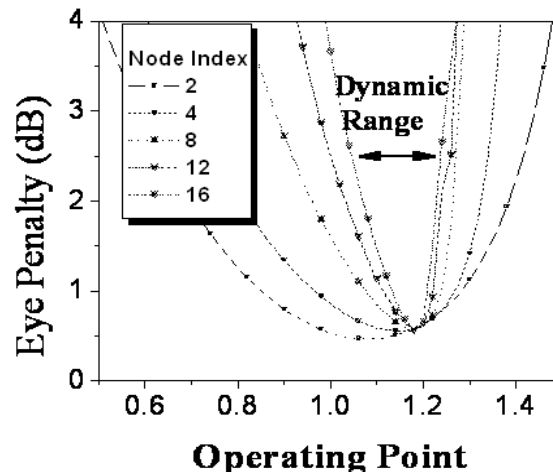
Είναι εμφανές από τα παραπάνω σχήματα ότι το διασυμβολικό jitter οδηγεί μόνο σε οριζόντια σμίκρυνση του διαγράμματος ματιού, δεδομένου ότι η αναγεννητική φύση του συστήματος διορθώνει κατά κάποιο τρόπο την παραμόρφωση πλάτους που υφίστανται οι διερχόμενοι παλμοί. Παρόλα αυτά δε παύει να αποτελεί παράγοντα δημιουργίας σφαλμάτων, αφού στον τελικό δέκτη οι σχετικές κυματομορφές θα υποστούν βαθυπερατό φιλτράρισμα με αποτέλεσμα η οριζόντια χρονική παραμόρφωση να οδηγήσει σε κατακόρυφη μείωση του πλάτους στο τελικό διάγραμμα ματιού. Το ποσοστό αυτού του κλεισίματος ορίζει και το μέγεθος που θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια της μελέτης για την αξιολόγηση της επίδρασης του ντετερμινιστικού jitter στην επίδοση του συστήματος.

$$EOP_n(dB) = -10 \log \left(\frac{I_{1,n} - I_{0,n}}{I_1 - I_0} \right) \quad (5.1)$$

όπου $I_{1,n}, I_{0,n}$ οι τιμές ρεύματος για τον άσσο και το μηδέν στο n-οστό στάδιο της αλυσίδας και I_1, I_0 οι αντίστοιχες τιμές στο αρχικό στάδιο του συστήματος. Σε όλες τις περιπτώσεις το ηλεκτρικό φίλτρο του τελικού δέκτη θεωρήσαμε ότι ήταν ολοκληρωτής ισχύος με χρονική σταθερά την περίοδο T του ρυθμού διαμόρφωσης.

Η εκδήλωση του ντετερμινιστικού jitter ως φαινόμενο εξαρτάται τόσο από τις διαδικασίες οπτικού ή ηλεκτρικού φιλτραρίσματος καθώς επίσης και από τη συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητή. Στις παραγράφους που ακολουθούν αναδεικνύεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια αυτός ο αλληλοσυσχετισμός της επίδρασης των διαδικασιών φιλτραρίσματος και της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς ισχύος.

Αρχικά θεωρούμε το αναγεννητικό σύστημα με οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς μήκους κύματος χωρίς την ύπαρξη ηλεκτρικών φίλτρων και όπου το μη-γραμμικό του στοιχείο βρίσκεται σε «εν φάση» λειτουργία. Επιπλέον στο κάθε τμήμα το ενδιάμεσο οπτικό φίλτρο έχει φασματικό εύρος 40GHz . Σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας πάνω στην κανονικοποιημένη καμπύλη του μη-γραμμικού στοιχείου του κάθε αναγεννητή στην αλυσίδα υπολογίζουμε το μέγιστο κλείσιμο ματιού που εμφανίζει η διερχόμενη τυχαία παλμοσειρά. Στο σχήμα 5-8 απεικονίζονται τα αποτελέσματα των υπολογισμών όπου παραμετρικά η κάθε καμπύλη αντιστοιχεί σε διαφορετικό στάδιο της αλυσίδας.

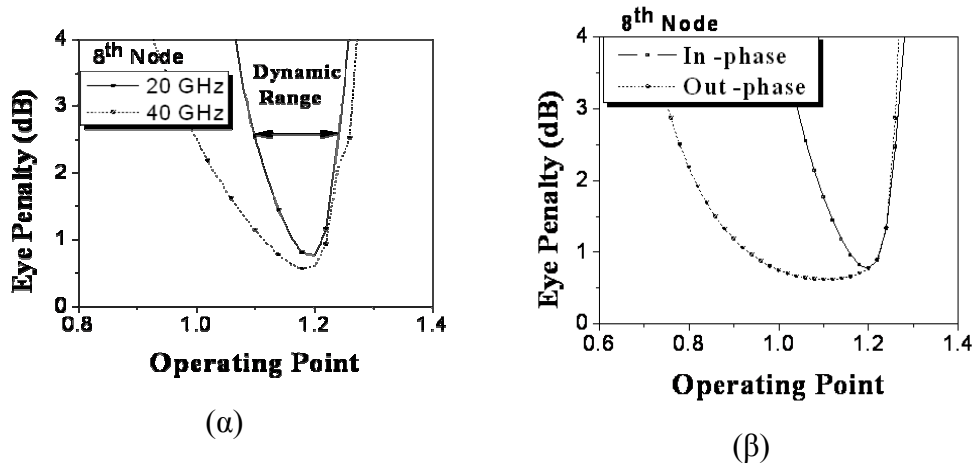


Σχήμα 5-8 : Καμπύλες κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας του αναγεννητή. Κάθε μια από αυτές αντιστοιχεί σε διαφορετικό πλήθος κόμβων της αναγεννητικής αλυσίδας

Αρχικά αυτό που παρατηρούμε είναι ότι το βέλτιστο σημείο δεν αντιστοιχεί στο μέγιστο της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος, αλλά είναι ελαφρά εκτοπισμένο σε υψηλότερες τιμές. Όπως έχει είδη αναλυθεί προηγουμένως, αυτό αποδίδεται στη απαιτούμενη μορφοποίηση των παλμών του σήματος από το μη γραμμικό στοιχείο προκειμένου να αναιρεθεί η μείωση του ημίσιου χρονικού τους εύρους λόγω του οπτικού φιλτραρίσματος. Ο καθορισμός του σημείου λειτουργίας πάνω στη συνάρτηση μεταφοράς πραγματοποιείται με τη βοήθεια κατάλληλου κυκλώματος εξισορρόπησης ισχύος, το οποίο υπάρχει σε κάθε αναγεννητικό υποσύστημα. Από τις παραπάνω καμπύλες προκύπτει ότι οι απαιτήσεις να λειτουργεί το κάθε υποσύστημα σε στενότερη περιοχή αυξάνονται καθώς μεγαλώνει το μήκος της αλυσίδας. Το εύρος αυτής της περιοχής λειτουργίας ορίζει και το δυναμικό εύρος λειτουργίας (dynamic range) του υποσυστήματος. Σε ένα ρεαλιστικό υποσύστημα το κύκλωμα εξισορρόπησης δεν έχει την ικανότητα να καθορίζει με απόλυτη ακρίβεια το σημείο λειτουργίας χωρίς την ύπαρξη κάποιας σχετικής απόκλισης. Οι καμπύλες του παραπάνω σχήματος απεικονίζουν την χειρότερη περίπτωση μείωσης του δυναμικού εύρους, δεδομένου ότι όλοι οι αναγεννητές κατά μήκος της αλυσίδας δουλεύουν κάθε φορά στο ίδιο σημείο. Ωστόσο, είναι προφανές ότι όποια απόκλιση χαρακτηρίζει τη λειτουργία τους σε ένα πραγματικό σύστημα αυτή θα καθορίσει και το μέγιστο μήκος της αλυσίδας.

Η μείωση του δυναμικού εύρους λειτουργίας ως αποτέλεσμα συσσώρευσης ντετερμινιστικού jitter εξαρτάται από το ισοδύναμο φασματικό εύρος του συνολικού φιλτραρίσματος που λαμβάνει χώρα σε κάθε αναγεννητικό στάδιο της αλυσίδας. Αυτό φαίνεται ξεκάθαρα και στις καμπύλες του σχήματος 5-9. Η κάθε μια από αυτές απεικονίζει το σχετικό κλείσιμο ματιού στην έξοδο του 8^{ου} σταδίου της αλυσίδας σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας, για τις δύο περιπτώσεις όπου το φασματικό εύρος του οπτικού φίλτρου ήταν 20GHz και 40GHz. Είναι προφανές ότι οι τεχνολογικές απαιτήσεις των

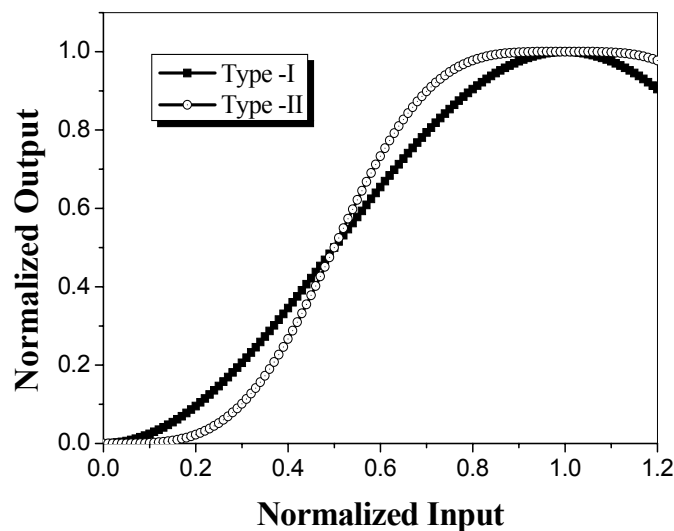
αναγεννητικών υποσυστημάτων αναφορικά με την ικανότητά τους να έχουν μικρή απόκλιση από τη βέλτιστη λειτουργία είναι υψηλότερες σε συστήματα στενότερου εύρους ζώνης.



Σχήμα 5-9 : α) Σχετικό κλείσιμο ματιού στην έξοδο του 8^{ου} σταδίου της αλυσίδας σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας, για τιμές εύρους οπτικού φίλτρου 20GHz και 40GHz β) Σχετικό κλείσιμο ματιού για «εν-φάση» και «εκτός φάση» λειτουργία του αναγεννητή

Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις είχαμε θεωρήσει ότι το αναγεννητικό υποσύστημα βρίσκεται σε «εν φάση» (in-phase) λειτουργία, δηλαδή δεν υπάρχει λογική αντιστροφή της διερχόμενης δυαδικής πληροφορίας. Η κατάσταση είναι διαφορετική όταν οι αναγεννητές λειτουργούν «εκτός φάσης» (out-of-phase). Η περίπτωση αυτή συγκριτικά με την προηγούμενη παρουσιάζεται στο σχήμα 5-9 β). Και εδώ οι μετρήσεις αφορούσαν το σχετικό κλείσιμο ματιού στην έξοδο του 8^{ου} σταδίου σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας τους θεωρώντας ότι το φασματικό εύρος των ενδιάμεσων οπτικών φίλτρων ήταν 40GHz. Από τις καμπύλες του σχήματος είναι προφανές ότι το σύστημα αποκτά συντριπτικά μεγαλύτερο δυναμικό εύρος όταν η αναγεννητική λειτουργία βρίσκεται σε «εκτός φάσης» τρόπο εν συγκρίσει με τον «εν φάση». Το γεγονός αυτό εξηγείται ως εξής. Σε κάθε στάδιο του συστήματος και ανάλογα με την απόκλιση του πραγματικού λειτουργικού σημείου από το βέλτιστο πάνω στη μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς έχουμε αντίστοιχα μείωση της χρονικής διάρκειας είτε του άσσου είτε του μηδενός στην παλμική κυματομορφή του σήματος. Στη περίπτωση όπου οι αναγεννητές βρίσκονται «εν φάση», με κοινό σημείο

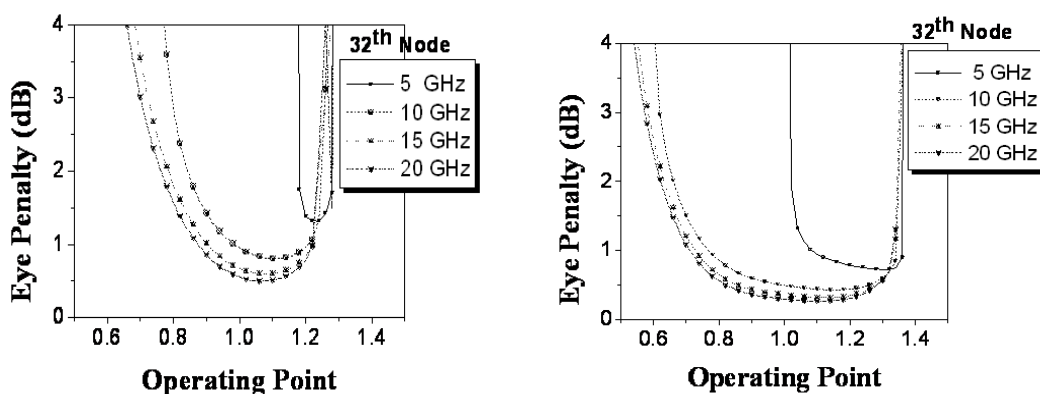
λειτουργίας, τότε η συγκεκριμένη παραμόρφωση δρα προσθετικά είτε μόνο στον άσο είτε μόνο στο μηδέν, με αποτέλεσμα την ταχύτερη συσσώρευσή της και την γρήγορη κατάρρευση του συστήματος. Στην αντίθετη περίπτωση, όπου έχουμε «εκτός φάσης» τρόπο λειτουργίας και άρα παλμικό μετασχηματισμό του κάθε διφύου από '1' σε '0' και αντίστροφα, η συσσώρευση της παραμόρφωσης δε είναι μόνο προσθετική αλλά εναλλάξ αναιρετική. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα την πιο αργή συρρίκνωση του δυναμικού εύρους λειτουργίας κατά μήκος της αλυσίδας και άρα τη βελτίωση της μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος.



Σχήμα 5-10 : Καμπύλες μεταφορά ισχύος μετατροπέων. Η τύπου -I αντιστοιχεί σε ιδανικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder, ενώ η τύπου -II προκύπτει από τη διαδοχική τοποθέτηση δύο ιδανικών Mach-Zehnder.

Στη συνέχεια θα μελετηθεί η επίδραση που έχει η μορφή της αναγεννητικής συνάρτησης μεταφοράς του μετατροπέα στη διαδικασία ανασχηματισμού της παλμοσειράς και άρα στη συσσώρευση ντετερμινιστικού jitter κατά μήκος της αλυσίδας. Δυο περιπτώσεις θα τύχουν συγκριτικής μελέτης εδώ. Στην πρώτη θεωρούμε τη κλασική συνάρτηση μεταφοράς που αντιστοιχεί σε ιδανικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder, ενώ στη δεύτερη περίπτωση η μη-γραμμική συνάρτηση προκύπτει από την εν σειρά διαδοχική τοποθέτηση

των δύο αυτών διατάξεων. Στο σχήμα 5-10 απεικονίζονται σε κανονικοποιημένη μορφή οι αντίστοιχες καμπύλες, ονομαστικά ως τύπου –I και τύπου –II. Είναι φανερό ότι η τύπου –II καμπύλη είναι περισσότερο πεπλατυσμένη εν συγκρίσει με την τύπου –I. Σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας των αναγεννητών πάνω στη συνάρτηση μεταφοράς ισχύος λάβαμε μετρήσεις του σχετικού κλεισίματος ματιού, στην έξοδο του 32^{ου} τμήματος. Τα αποτελέσματα για τις δύο αυτές περιπτώσεις παρουσιάζονται στα αντίστοιχα σχήματα 5-11 (α, β). Ο τρόπος λειτουργίας των αναγεννητικών στοιχείων ήταν «εκτός φάσης», ενώ η κάθε καμπύλη αντιστοιχούσε σε διαφορετικό φασματικό εύρος ηλεκτρικού φίλτρου. Το εύρος ζώνης του οπτικού φίλτρου στο κάθε στάδιο της αλυσίδας παρέμενε σταθερό, ίσο με 40GHz.



Σχήμα 5-11 Μετρήσεις σχετικού κλεισίματος ματιού στην έξοδο του 32ου αναγεννητή της αλυσίδας για διαφορετικές τιμές εύρους ηλεκτρικού φίλτρου α) για την τύπου-I συνάρτηση μεταφοράς β) για την τύπου –II συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητή.

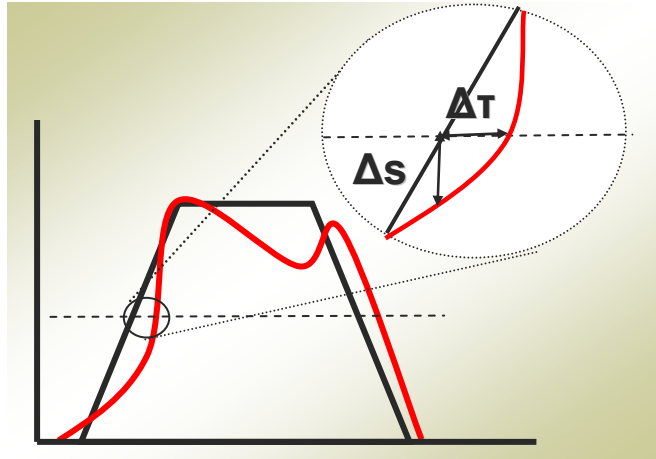
Η πρώτη παρατήρηση που μπορούμε να κάνουμε συγκρίνοντας τα παραπάνω διαγράμματα είναι ότι με την τύπου-II καμπύλη οδηγούμαστε σε σημαντική βελτίωση του εύρους λειτουργίας κατά μήκος του συστήματος. Το γεγονός αυτό αποδίδεται στον πιο πεπλατυσμένο χαρακτήρα της τύπου-II συνάρτησης μεταφοράς. Έτσι, οι παλμοί που δημιουργούνται στην έξοδο του κάθε αναγεννητή είναι πιο τετραγωνισμένοι και αυτό κάνει το σύστημα πιο ανθεκτικό στη δημιουργία και συσσώρευση του ντετερμινιστικού jitter. Η

δεύτερη παρατήρηση αφορά την επίδραση που έχει το ηλεκτρικό φίλτράρισμα στη μέγιστη διαδοχική επανατοποθέτηση της αλυσίδας. Είναι εμφανές ότι όταν το εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου είναι πάνω από 10GHz τότε το μήκος του συστήματος φθάνει και στις δύο περιπτώσεις τα 32 στάδια. Γενικότερα όμως θα μπορούσαμε να πούμε ότι η επίδραση του ηλεκτρικού φίλτρου είναι αμελητέα στη συσσώρευση ντετερμινιστικού jitter, σε ένα σύστημα των 10GHz , μόνο όταν το εύρος του ξεπερνά τα 15GHz . Όπως έχει είδη τονιστεί προηγουμένως σε έναν ρεαλιστικό μετατροπέα μήκους κύματος το μέγιστο εύρος της βαθυπερατής του απόκρισης συνδέεται στενά με την τεχνολογική του επάρκεια.

Σε ένα οπτοηλεκτρονικό αναγεννητή, για παράδειγμα, αυτό καθορίζεται όχι μόνο από το σχεδιασμένο ηλεκτρικό φίλτρο αλλά και από την ταχύτητα των επιμέρους ηλεκτρονικών του υποσυστημάτων. Αντίστοιχα, σε έναν αμιγώς οπτικό αναγεννητή, βασισμένο στη τεχνολογία των ενισχυτών ημιαγωγού SOA, ο ενεργός χρόνος επανασύνδεσης των φορέων τους θα καθορίσει το εύρος της ισοδύναμης βαθυπερατής απόκρισης.

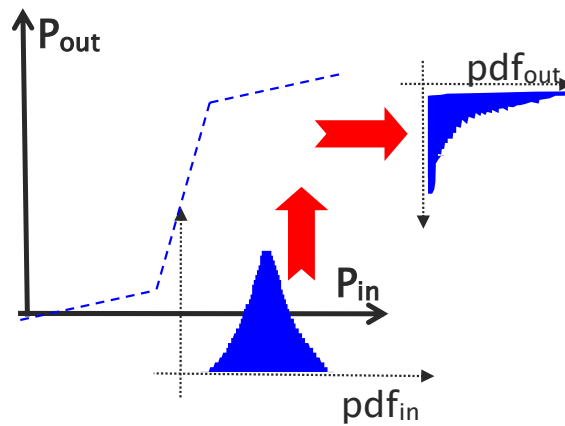
5.3.2 Μελέτη και ανάλυση επίδρασης τυχαίου jitter

Σε αυτή την ενότητα μελετάται η επίδραση του θορυβικού παράγοντα στην επίδοση ενός 2R αναγεννητικού συστήματος. Βασικός στόχος αποτελεί η ανάλυση των σχετικών μηχανισμών μείωσης της ποιότητας του διαδιδόμενου σήματος καθώς και η αναλυτική μοντελοποίηση τους για τον υπολογισμό της συνολικής πιθανότητας σφάλματος.



Σχήμα 5-12 : Ο θόρυβος που εισάγουν οι οπτικοί ενισχυτές δημιουργεί παραμόρφωση τόσο στο πλάτος όσο και στα πλευρικά άκρα του κάθε παλμού.

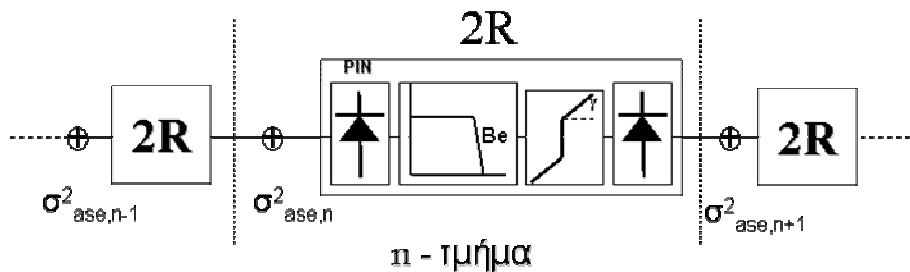
Γενικότερα ένας παράγοντας δρα παραμορφωτικά σε έναν παλμό όταν μειώνει είτε το πλάτος του είτε τη χρονική του διάρκεια. Ο θόρυβος που εισάγεται από τους οπτικούς ενισχυτές δημιουργεί παραμόρφωση και στις δύο αυτές συντεταγμένες του σήματος, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 5-12. Η θορυβική διαταραχή πλάτους είναι εμφανής στον παλμό, ενώ, ο θόρυβος που εμφανίζεται στα πλευρικά του άκρα δημιουργεί μια αντίστοιχη τυχαιότητα στην χρονική του διάρκεια ορίζοντας το φαινόμενο του τυχαίου jitter. Σε ένα σύστημα το οποίο δεν υφίσταται αναγέννηση η αξιολόγησή του λόγω θορύβου γίνεται λαμβάνοντας υπόψη μόνο τη διαταραχή πλάτους και αγνοώντας το jitter. Αυτό αποδίδεται στο ότι ο πρώτος παράγοντας είναι και ο καθοριστικός στην επίδοσή του. Οπότε, πριν φτάσουμε στο σημείο να παρατηρούμε την επίδραση του τυχαίου jitter ουσιαστικά το σύστημα βρίσκεται εκτός των ανεκτών ορίων λειτουργίας. Η ανάλυση σε αυτή τη περίπτωση βασίζεται στο θεωρητικό υπόβαθρο των [50][51]. Εκεί, αφενός αποδεικνύεται η ακρίβεια της γκαουσιανής προσέγγισης των στατιστικών ιδιοτήτων της διαταραχής, αφετέρου επιτυγχάνεται και συσχετισμός της πιθανότητας σφάλματος με τον οπτικό και ηλεκτρικό σηματοθορυβικό λόγο.



Σχήμα 5-13 Η μη-γραμμική συνάρτηση μεταφοράς του αναγεννητικού στοιχείου μετασχηματίζει τις

Η ύπαρξη μετατροπών μήκους κύματος σε κάποιες από τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές πολυπλέκει το πρόβλημα για το πώς πρέπει να αξιολογείται η επίδοσή τους στο φυσικό στρώμα. Αυτό αποδίδεται στις αναγεννητικές ικανότητες των συγκεκριμένων στοιχείων. Η μη γραμμική τους συμπεριφορά καταπιέζει τη θορυβική διαταραχή των εισερχόμενων παλμών ενώ παράλληλα μετασχηματίζει και τις στατιστικές της ιδιότητες [5]. Υπολογίζοντας τη πιθανότητα σφάλματος με βάσει τη γνωστή μεθοδολογία [50], όπου θεωρούμε ότι η θορυβική διαταραχή διατηρεί την γκαουσιανή της φύση, μπορεί να οδηγήσει σε υποτίμηση της πραγματικής επίδοσης του συστήματος, ειδικότερα αν ο υπολογισμός αυτός γίνει ακριβώς στην έξοδο του αναγεννητικού στοιχείου. Μια πιο ακριβής ανάλυση έχει παρουσιαστεί στην [52], όπου υπολογίζεται η πυκνότητα πιθανότητας της θορυβικής διαταραχής στην έξοδο του μετατροπέα μήκους κύματος προσεγγίζοντας τη συνάρτηση μεταφοράς του με μια αντίστοιχη τμηματικώς γραμμική συνάρτηση. Μια διαφορετική προσέγγιση έχει δοθεί από τους [54], η οποία βασίζεται στον απευθείας υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος, καταλήγοντας στο συμπέρασμα ότι σε ένα σύστημα αναγεννητικής αλυσίδας η συνολική πιθανότητα σφάλματος μπορεί να εκφραστεί ως άθροισμα των αντίστοιχων πιθανοτήτων που εισάγουν τα επιμέρους τμήματά της. Θα πρέπει να σημειωθεί, ωστόσο, ότι στη συγκεκριμένη ανάλυση αγνοείται η επίδραση του

jitter. Αν το αναγεννητικό σύστημα δεν παρέχει χρονική επαναδιευθέτηση των εισερχόμενων παλμών, όπως στη περίπτωση που μελετάμε, τότε η συσσώρευση του παράγοντα jitter κυριαρχεί μετά από ένα πλήθος σταδίων δημιουργώντας έναν διαφορετικό κανόνα μείωσης της πιθανότητας σφάλματος. Η ανάπτυξη μιας πλήρους αναλυτικής μοντελοποίησης για αυτά τα συστήματα παρουσιάζεται στη συνέχεια. Το αντίστοιχο μαθηματικό μοντέλο για τον υπολογισμό της συνολικής πιθανότητας σφάλματος πραγματοποιείται θεωρώντας ένα ομοιόμορφο σύστημα 2R αναγεννητικής αλυσίδας, το μπλοκ διάγραμμα της οποίας παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5-14 : Μπλοκ διάγραμμα 2R συστήματος αναγεννητικής αλυσίδας

Αυτό αποτελείται από μια αλυσίδα αναγεννητών όπου σε κάθε ενδιάμεσο στάδιο προστίθεται οπτικός θόρυβος. Το κάθε αναγεννητικό υποσύστημα μοντελοποιείται από έναν τετραγωνιστή, ένα βαθυπερατό ηλεκτρικό φίλτρο εύρους Be, και ένα μη γραμμικό-στοιχείο. Η συνάρτηση μεταφοράς του μη γραμμικού στοιχείου θεωρούμε ότι έχει βηματικό χαρακτήρα και σε κανονικοποιημένο σύστημα δίδεται από :

$$f(x) = \begin{cases} \gamma \cdot x & , x < 1/2 \\ \gamma \cdot (x-1) + 1 & , x > 1/2 \end{cases} \quad (5.2)$$

όπου γ η κλίση των γραμμικών της τμημάτων. Στη συνολική πιθανότητα σφάλματος συνεισφέρουν τόσο η διαταραχή πλάτους όσο και η συσσώρευση τυχαίου jitter στον κάθε παλμό του σήματος. Στην ανάλυση που ακολουθεί η βασική παραδοχή που γίνεται θεωρεί τα δύο αυτά φαινόμενα είναι στατιστικώς ανεξάρτητα.

Η ισχύς του θορύβου που προστίθεται σε κάθε i -στάδιο καθορίζεται από την αντίστοιχη παράμετρο οπτικού σηματοθορυβικού λόγου $OSNR_i$

$$OSNR_i = \frac{P_{aver}}{2S_{ASE}B_o} \quad (5.3)$$

όπου P_{aver} η μέση ισχύς του διαμορφωμένου μήκους κύματος και S_{ASE} η φασματική ποσότητα ισχύος του προστιθέμενου θορύβου. Ο παράγοντας διπλασιασμού στον παρανομαστή της σχέσης χρησιμεύει στο να λαμβάνονται υπόψη και οι δύο ορθογώνιες θορυβικές πολώσεις. Η μέτρηση του σηματοθορυβικού λόγου πραγματοποιείται στην έξοδο οπτικού φίλτρου εύρους B_o , το οποίο έχει τιμή $12.5GHz$ σε ένα σύστημα των $10Gb/s$. Η αντίστοιχη διασπορά $\sigma_{ase,i}^2$ της θορυβική διαταραχή ισχύος στην κορυφή του κάθε παλμού, μετά την έξοδό του από το ηλεκτρικό φίλτρο δίδεται προσεγγιστικά από:

$$\sigma_{ase,n}^2 = 4 \frac{P_{ave}^2}{OSNR_n} \frac{Be}{Bo} \quad (5.4)$$

όπου μόνο η κρουστικός όρος σήματος-θορύβου έχει ληφθεί υπόψη. Η ποσότητα αυτή εισάγεται από το κάθε τμήμα της αλυσίδας επιπρόσθετα στην παραμένουσα ισχύ από προηγούμενα στάδια, η οποία έχει υποστεί καταπίεση από το μη-γραμμικό στοιχείο του αντίστοιχου αναγεννητή. Η γενικότερη αναδρομική σχέση που ορίζει το μέγεθος αυτό στο υπό μελέτη σύστημα είναι η ακόλουθη:

$$\sigma_{ase}^2(n) = \gamma^2 \sigma_{ase}^2(n-1) + \sigma_{ase,n}^2 \quad (5.5)$$

Στην ειδική περίπτωση ενός ομοιόμορφου συστήματος, η ίδια ποσότητα θορύβου προστίθεται σε κάθε n -στάδιο της αλυσίδας ($OSNR_n = OSNR$), οπότε η (5.5) έχει αναγωγική λύση της μορφής :

$$\sigma_{ase}^2(n) = 4 \frac{\gamma^{2n} - 1}{\gamma^2 - 1} \frac{P_{ave}^2}{OSNR} \frac{Be}{Bo} \quad (5.6)$$

Με βάση την παραπάνω σχέση ο αντίστοιχος ηλεκτρικός σηματοθορυβικός λόγος, γνωστός και ως Q-παράγοντας (Q-factor) γίνεται :

$$Q_{ampl}(n) = \frac{2P_{aver}}{\sigma_{ase}(n)} = \sqrt{\frac{\gamma^2 - 1}{\gamma^{2n} - 1}} OSNR \frac{Bo}{Be} \quad (5.7)$$

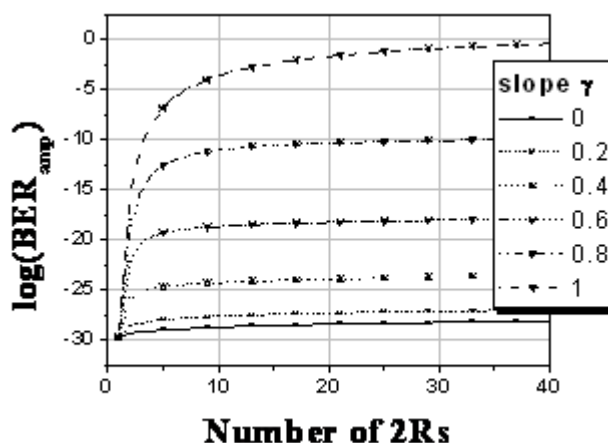
Η παραπάνω σχέση του Q-παράγοντα δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αξιολόγηση της επίδοσης του συστήματος, με τον ίδιο τρόπο που θα συνέβαινε σε ένα γραμμικό σύστημα, δηλαδή $BER = 10^{-9}$ να ισοδυναμεί με $Q = 6$. Ένας ακριβής υπολογισμός της πιθανότητας σφάλματος που οφείλεται αποκλειστικά στο θόρυβο πλάτους των διαδιδόμενων παλμών προϋποθέτει αντίστοιχη γνώση της πυκνότητας πιθανότητας αυτής της διαταραχής. Μια διαδικασία αναλυτικού προσδιορισμού της, παρόμοια με την [53], είναι αρκετά πολύπλοκη προκειμένου να χρησιμοποιηθεί σε ένα γενικότερο αναγεννητικό σύστημα. Αντιθέτως, είναι δυνατό με συγκεκριμένες παραδοχές να απλουστευθεί σημαντικά η ανάλυση υπολογισμού της πιθανότητας σφάλματος [54]. Ειδικότερα, το κατώφλι που χαρακτηρίζει το μη-γραμμικό στοιχείο μπορεί να θεωρηθεί ότι του προσδίδει συμπεριφορά ανάλογη με αυτή ενός συστήματος απόφασης σε έναν πλήρες δέκτη. Οπότε κατά την διόδο της παλμοσειράς στο μη-γραμμικό στοιχείο και εξαιτίας της θορυβικής της διαταραχής δημιουργούνται λογικά σφάλματα, τα οποία μεταφέρονται και στα επόμενα στάδια. Επαναλαμβάνοντας την ίδια διαδικασία στο κάθε στάδιο δημιουργείται μια συσσώρευση σφαλμάτων. Έτσι, η συνολική επίδοση του συστήματος μπορεί να καθοριστεί από το άθροισμα των πιθανοτήτων σφάλματος των επιμέρους σταδίων της αλυσίδας.

$$BER_{amp,N} = \sum_{n=1}^N BER(n) \quad (5.8)$$

Για τη θορυβική διαταραχή στην είσοδο του κάθε αναγεννητή μπορεί κανείς να κάνει τη παραδοχή ότι έχει γκαουσιανή στατιστική, δεδομένου ότι σε αυτή υπερισχύει συντριπτικά ο θόρυβος που προστίθεται από τους ενισχυτές του αντίστοιχου σταδίου. Επιπλέον εξετάζοντας την ειδική περίπτωση όπου έχουμε ομοιόμορφο σύστημα αλυσίδας η σχέση (5.8) καταλήγει σε :

$$BER_{amp,N} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \text{Erfc} \left(\frac{Q_{amp}(n)}{\sqrt{2}} \right) \quad (5.9)$$

Από τις δύο παραπάνω σχέσεις προκύπτει ένας σχεδιαστικός κανόνας, ο οποίος ορίζει ότι η πιθανότητα σφάλματος, που αποδίδεται αποκλειστικά στη διαταραχή πλάτους των διαδιδόμενων παλμών, αυξάνει γραμμικά με το πλήθος των σταδίων του αναγεννητικού συστήματος. Στο σχήμα 5-15 απεικονίζονται σχετικές καμπύλες μείωσης της πιθανότητας σφάλματος σε συνάρτηση των αναγεννητικών σταδίων σε ένα ομοιόμορφο σύστημα αλυσίδας. Οι καμπύλες πάρθηκαν παραμετρικά για διαφορετικές τιμές της κλίσης του μη-γραμμικού στοιχείου. Ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος στο κάθε τμήμα του συστήματος ήταν $20dB/0.1nm$, ενώ το εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου του αναγεννητή επιλέχθηκε στα $10GHz$.



Σχήμα 5-15 : Καμπύλες BER για διαφορετικές τιμές της γ παραμέτρου κλίσης

Η κλίση γ του μη-γραμμικού στοιχείου χαρακτηρίζει την ποιότητα της αναγέννησης. Για $\gamma=1$ το σύστημά μας είναι γραμμικό χωρίς αναγεννητικές ιδιότητες οπότε μέσα στα πρώτα 5 στάδια η επίδοσή του έχει πέσει πολύ κάτω από τα επιτρεπτά όρια. Για όλες τις υπόλοιπες περιπτώσεις υπάρχει μια αρχική τάση αύξησης των σφαλμάτων. Αυτή συνδέεται με την ανάπτυξη της παραμένουσας θορυβικής ποσότητας που συσσωρεύεται μεταξύ των διαδοχικών σταδίων της αλυσίδας. Έπειτα η πιθανότητα σφάλματος σταθεροποιείται σε μια συγκεκριμένη περιοχή, η οποία καθορίζεται από τη τιμή της κλίσης γ . Γενικότερα παρατηρούμε ότι αρκεί η ύπαρξη μιας «ελαφριάς» μη- γραμμικότητας ώστε να επιτευχθεί υψηλή ποιότητα στην αναγέννηση των παλμών.

Στην παραπάνω ανάλυση η πιθανότητα σφάλματος αφορούσε μόνο την επίδραση της θορυβικής διαταραχής πλάτους στους διερχόμενους παλμούς. Επιπλέον προκύπτει ότι το συγκεκριμένο φαινόμενο δε μπορεί να αποτελεί ουσιαστικό παράγοντα μείωσης της διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος. Τον ρόλο αυτό τον έχει στη συγκεκριμένη περίπτωση η επίδραση του jitter εξαιτίας της συσσωρευτικής του φύσης. Εν συνεχεία ακολουθεί αναλυτική μοντελοποίηση του φαινομένου και ο υπολογισμός της αντίστοιχης πιθανότητας σφάλματος στο υπό μελέτη 2R σύστημα.

Η διαταραχή πλάτους Δs στο σημείο ημίσιας ισχύος του κάθε πλευρικού άκρου του παλμού μετασχηματίζεται σε χρονική ασάφεια $\Delta \tau$ κατά την διέλευση του από το μη-γραμμικό στοιχείο (σχήμα 5-12). Η σχέση η οποία ορίζει αυτό το μετασχηματισμό είναι :

$$\Delta \tau = \Delta s \frac{1}{ds/dt|_{P/2}} = \Delta s \frac{T}{kP} \quad (5.10)$$

όπου P είναι η ισχύ κορυφής του παλμού, T είναι η χρονική διάρκεια διφύου, k η κανονικοποιημένη παράγωγος του παλμού στο σημείο ημίσιας ισχύος. Κατά μήκος της αλυσίδας ο υπολογισμός της θορυβικής διασποράς πλάτους στην κορυφή του παλμού γίνεται σύμφωνα με τις σχέσεις (5.5) και (5.6). Ανάλογες σχέσεις ισχύουν και για τα σημεία ημίσιας ισχύος των πλευρικών άκρων του παλμού. Βάσει αυτών και με τη βοήθεια της (5.10) προκύπτει ότι η χρονική διασπορά του jitter, η οποία αναπτύσσεται στο n -τμήμα μιας ομοιόμορφης αλυσίδας για το κάθε πλευρικό άκρο του παλμού δίδεται από :

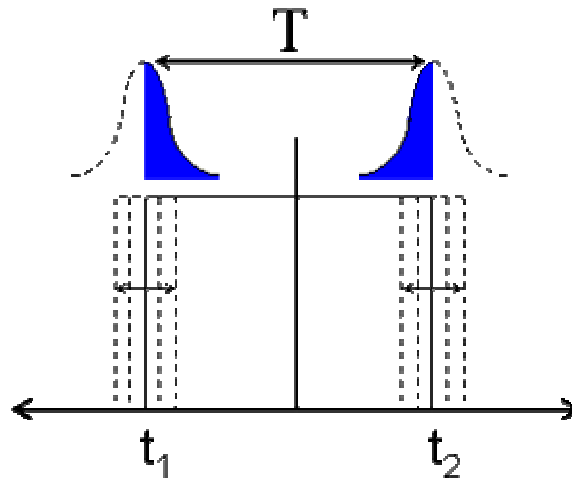
$$\langle \Delta \tau_n^2 \rangle = \frac{\gamma^{2n} - 1}{\gamma^2 - 1} \frac{T^2}{k^2 OSNR} \frac{Be}{4Bo} \quad (5.11)$$

Οι ποσότητες jitter που συσσωρεύονται στο κάθε τμήμα της αλυσίδας είναι μεταξύ τους στατιστικά ανεξάρτητες. Οπότε σε ένα σύστημα N σταδίων η συνολική χρονική διασπορά είναι :

$$\langle \Delta \tau_{total,N}^2 \rangle = \sum_{n=1}^N \langle \Delta \tau_n^2 \rangle = \sum_{n=1}^N \frac{\gamma^{2n} - 1}{\gamma^2 - 1} \frac{T^2}{k^2 OSNR} \frac{Be}{4Bo} \quad (5.12)$$

Το επόμενο βήμα στην ανάλυση είναι ο υπολογισμός της επίδρασης του συγκεκριμένου φαινομένου στη πιθανότητα σφάλματος του συστήματος. Αγνοώντας τον θόρυβο πλάτους και λαμβάνοντας μόνο το jitter υπόψη, ο παλμός στην έξοδο του τελικού αναγεννητή σε ένα σύστημα N σταδίων απεικονίζεται στο σχήμα 5-16. Επειδή η χρονική ασάφεια των πλευρικών άκρων του παλμού είναι βάσει της (5.10) γραμμικός μετασχηματισμός της

θορυβικής διαταραχής πλάτους θεωρούμε ότι διατηρεί τις ίδιες στατιστικές ιδιότητες. Έτσι οι χρονικές στιγμές t_1, t_2 αποτελούν τυχαίες μεταβλητές με γκαουσιανής μορφής πυκνότητα πιθανότητας.



Σχήμα 5-16 : Παλμός με τυχαίο jitter

Εν συνεχεία αυτός εισέρχεται στον τελικό δέκτη όπου συνελίσσεται με το βαθυπερατό ηλεκτρικό φίλτρο και η χρονική διαταραχή των πλευρών του μετατρέπεται σε διαταραχή πλάτους. Για λόγους απλοποίησης της ανάλυσή μας θεωρούμε ότι το συγκεκριμένο φίλτρο είναι ένας ολοκληρωτής χρονικής σταθεράς ίσης με τη διάρκεια ενός διφύου T . Η δειγματοληφθείσα τιμή, που εισάγεται στο σύστημα απόφασης του δέκτη ουσιαστικά αντιπροσωπεύει τη μέση ισχύ του παλμού στη χρονική διάρκεια του διφύου. Έτσι, εύκολα υπολογίζεται ότι η θορυβική της διασπορά δίδεται από :

$$\sigma_{jitter,N}^2 = 2 \left(\frac{P}{T} \right)^2 \langle \Delta \tau_{total,N}^2 \rangle \quad (5.13)$$

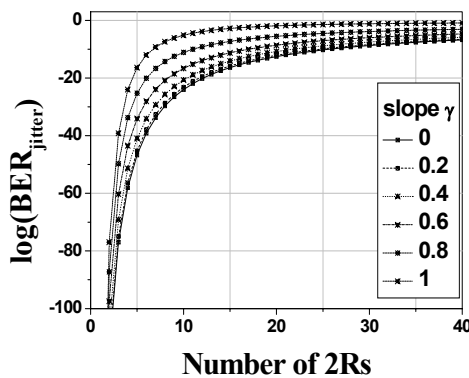
Μπορούμε να ορίσουμε έναν ηλεκτρικό σηματοθορυβικό λόγο, δηλαδή έναν Q-παράγοντα οπού μόνο η διαταραχή λόγω jitter λαμβάνεται υπόψη:

$$Q_{jitter}(N) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{\gamma^{2n} - 1}{\gamma^2 - 1} \frac{2}{k^2 OSNR} \frac{Be}{4Bo}}} \quad (5.14)$$

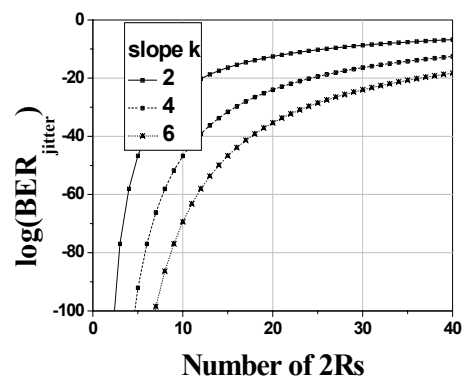
Με απλή αντικατάσταση η αντίστοιχη σχέση της πιθανότητας σφάλματος δίδεται από :

$$BER_{jitter,N} = \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \frac{1}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{\gamma^{2n} - 1}{\gamma^2 - 1} \frac{4}{k^2 OSNR} \frac{Be}{4Bo}}} \quad (5.15)$$

Η παραπάνω σχέση αποκαλύπτει και τους παράγοντες από τους οποίους εξαρτάται το φαινόμενο. Καταρχάς είναι η ποσότητα του θορύβου που γεννάται από τους οπτικούς ενισχυτές σε κάθε τμήμα της αλυσίδας καθώς επίσης και η ποσότητα του παραμένουστος θορύβου που συσσωρεύεται μεταξύ διαδοχικών σταδίων. Δεύτερος εξίσου σημαντικός παράγοντας είναι η κλίση k των πλευρικών άκρων του παλμού, η οποία κυρίως καθορίζεται από το συχνοτικό εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου του αναγεννητή. Στις περιπτώσεις ηλεκτρικών φίλτρων με εύρος ζώνης 10GHz , 20GHz και 30GHz οι αντίστοιχες τιμές της κλίσης k είναι 2, 4 και 6. Στην ιδανική περίπτωση όπου δεν υπάρχει φιλτράρισμα και έχουμε τετραγωνικό παλμό τότε δεν υπάρχει ανάπτυξη τυχαίου jitter.



(α)



(β)

Σχήμα 5-17 : Πιθανότητα σφάλματος λόγω Jitter κατά μήκος της αλυσίδας για διαφορετικές τιμές α) της κλίσης γ του μη γραμμικού τμήματος και β) της κανονικοποιημένης παραμέτρου κλίσης k των πλευρικών άκρων του παλμού.

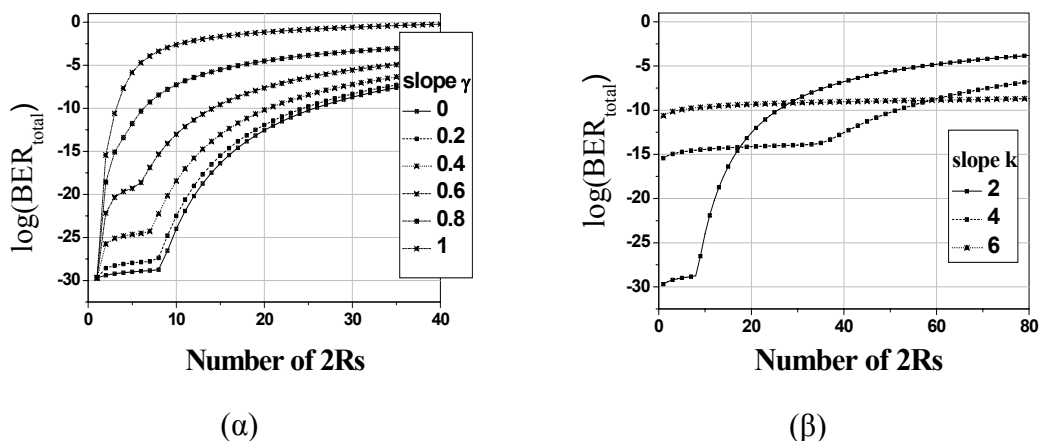
Αριθμητική εφαρμογή της σχέσης (5.15) κατά μήκος της αλυσίδας παρουσιάζεται στα σχήματα 5-17 (α, β). Στο πρώτο η πιθανότητα σφάλματος λόγω jitter μετράται παραμετρικά για διαφορετικές τιμές της κλίσης γ του μη γραμμικού τμήματος. Ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος στο κάθε τμήμα του συστήματος ήταν $20dB/0.1nm$, ενώ το εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου του αναγεννητή επιλέχθηκε στα $10GHz$. Συγκρίνοντας αυτές τις καμπύλες με τις αντίστοιχες του σχήματος 5-15 παρατηρούμε πόσο καθοριστικό ρόλο έχει η επίδραση του jitter στην μείωση της επίδοσης του συστήματος. Εδώ, ουσιαστικά η γραμμικότητα ισχύει στη συσσώρευση της θορυβικής ισχύος, και όχι στη μεταβολή της πιθανότητας. Έτσι το σύστημα, ανεξάρτητα από την τιμή της κλίσης γ , μέσα στα πρώτα 20 στάδια έχει οδηγηθεί έξω από τα ανεκτά όρια λειτουργίας. Ωστόσο, στα πρώτα 5 στάδια η επίδραση του jitter είναι πολύ λιγότερη σε σύγκριση με αυτή που δημιουργεί η διαταραχή πλάτους. Σημαντικά συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν από τις καμπύλες του σχήματος 5-17 β) αναφορικά με την ισχύ του φαινομένου για διαφορετικές εύρους ζώνης του συστήματος. Αυξάνοντας το φασματικό εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου του αναγεννητή οι διαδιδόμενοι παλμοί αποκτούν πιο κάθετα πλευρικά άκρα με αποτέλεσμα η ποσότητα του jitter που αναπτύσσεται σε κάθε αναγεννητικό στάδιο να μειώνεται σημαντικά. Αν και αυτό θα μπορούσε να οδηγήσει σε βελτίωση του μέγιστου μήκους του συστήματος ακριβή συμπεράσματα θα μπορούσαν να εξαχθούν μόνο με παράλληλη μέτρηση της πιθανότητας σφάλματος εξαιτίας της διαταραχής πλάτους των παλμών. Ένα ενοποιημένο μοντέλο μελέτης και των δύο φαινομένων παρουσιάζεται εν συνεχεία.

Το πώς η επίδραση του jitter και της διαταραχής πλάτους μπορούν να παντρευτούν σε μια συνολική έκφραση πιθανότητας σφάλματος συνδέεται άμεσα με το σημείο του συστήματος όπου γίνεται ο σχετικός υπολογισμός. Γενικότερα όμως η πιθανότητα σφάλματος μπορεί να γραφτεί ως άθροισμα δύο όρων. Ο πρώτος όρος αντιπροσωπεύει τα λογικά σφάλματα που δημιουργούνται στη δυαδική πληροφορία κατά τη διέλευση της

κυματομορφής από τα μη γραμμικά στοιχεία των αναγεννητών και αποδίδεται αποκλειστικά στη θορυβική διαταραχή πλάτους. Ο δεύτερος όρος σχετίζεται με την ποιότητα του σήματος στο σημείο μέτρησης, όπου τα δύο αυτά φαινόμενα εισάγονται ως στατιστικά ανεξάρτητες θορυβικές διαταραχές γκαουσιανής φύσης. Έτσι, στην ειδική περίπτωση όπου ο υπολογισμός πραγματοποιείται στην έξοδο του N-οστού αναγεννητή της αλυσίδας, η συνολική πιθανότητα σφάλματος δίδεται από :

$$BER_{TOTAL,N} = BER_{ampl,N} + \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left(\frac{P}{\sqrt{2(\sigma_{y,N}^2 + \gamma^2 \sigma_{ase}^2 (n-1))}} \right) \quad (5.16)$$

όπου ο όρος $BER_{ampl,N}$ δίδεται από τη σχέση (5.9) και αντιπροσωπεύει τη πιθανότητα των λογικών σφαλμάτων της ακολουθίας. Ο δεύτερος όρος στο δεξί μέρος της (5.16) αντιπροσωπεύει την πιθανότητα σφαλμάτων που προκύπτουν από τις θορυβικές διαταραχές του συσσωρευμένου jitter, ο οποίος εισάγεται από τον όρο $\sigma_{y,N}^2$, καθώς και του υπολειπόμενου θορύβου πλάτους, αντίστοιχα μέσω του όρου $\gamma^2 \sigma_{ase}^2 (n-1)$.



Σχήμα 5-18 : Καμπύλες συνολικής πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει του πλήθους των αναγεννητικών σταδίων α) για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου γ και β) για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου κλίσης k

Στα διαγράμματα των σχημάτων 5-18 (α, β) παρουσιάζεται η συνολική πιθανότητα σφάλματος σε συνάρτηση του πλήθους των αναγεννητικών σταδίων ενός ομοιόμορφου συστήματος. Στο πρώτο οι καμπύλες πάρθηκαν παραμετρικά για διαφορετικές τιμές της κλίσης γ του μη γραμμικού στοιχείου, έχοντας επιλέξει το εύρος ζώνης του ηλεκτρικού φίλτρου να είναι $10GHz$. Ενώ, στο δεύτερο σχήμα οι καμπύλες αφορούσαν τρεις διαφορετικές τιμές κλίσης των πλευρικών άκρων του παλμού που προέκυπταν για αντίστοιχα για αντίστοιχο ηλεκτρικό φίλτρο εύρους $10GHz$, $20GHz$ και $30GHz$. Σε όλες τις περιπτώσεις ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος για το κάθε τμήμα του συστήματος ήταν $20dB/0.1nm$. Κοινό συμπέρασμα που προκύπτει από όλες τις παραπάνω καμπύλες είναι ότι σε ένα αλυσιδωτό σύστημα η επίδοσή του στα πρώτα στάδια καθορίζεται από την πιθανότητα σφάλματος λόγω της διαταραχής πλάτους. Ωστόσο, το μέγιστο μήκος του καθορίζεται από τη πιθανότητα σφάλματος λόγω της συσσώρευσης jitter.

5.4 Φυσικό στρώμα τύπου –I τοπολογίας MAN δικτύων

5.4.1 Βασικές παραδοχές μοντελοποίησης

Σε ότι αφορά την τοπολογία τύπου –I, η συνολική πιθανότητα σφάλματος μετάδοσης καθορίζεται από την υποβάθμιση του σήματος στην αρχιτεκτονική του κεντρικού μεταγωγέα αλλά κατά μήκος του καθενός δακτυλίου. Στην πρώτη περίπτωση αυτή προκαλείται, ως επί το πλείστον, από το θόρυβο που εκπέμπουν οι οπτικοί ενισχυτές και τα υπόλοιπα ενεργά στοιχεία όπως οι μετατροπείς μήκους κύματος. Δεδομένου ότι όλες οι αρχιτεκτονικές είναι τύπου «πολυεικομπής και επιλογής», οι εσωτερικές απώλειες αυξάνουν με τη συνολική χωρητικότητα και συνεπώς υψηλού κέρδους ενισχυτές είναι απαραίτητοι για να τις εξισορροπήσουν. Αυτό με τη σειρά του οδηγεί σε αντίστοιχη υψηλή εκπομπή θορύβου, και άρα σε μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου. Μέσα στο δακτύλιο οι παράγοντες

υποβάθμισης προκύπτουν από τη διάδοση του σήματος μέσα από την οπτική ίνα καθώς επίσης και από τους υπόλοιπους κόμβους προσθήκης/αφαίρεσης πακέτων.

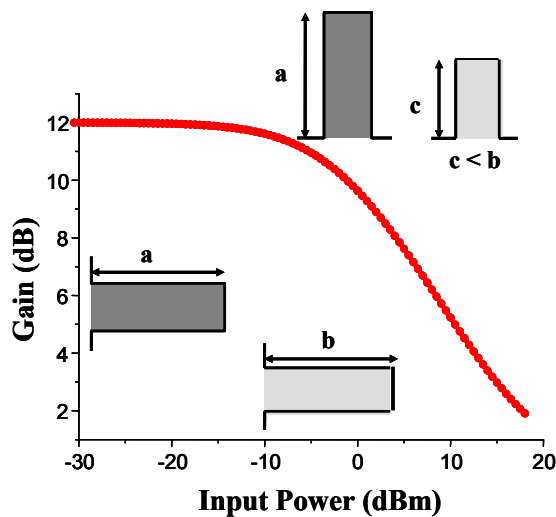
Σε αυτή την παράγραφο μας ενδιαφέρει η μελέτη του φυσικού στρώματος για τον κεντρικό μεταγωγέα, και όχι για το τι συμβαίνει μέσα στους δακτύλιους. Για τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές βλέπουμε ότι αυτός αποτελείται λίγα αναγεννητικά στάδια συνεπώς η ποσότητα του τυχαίου jitter που συσσωρεύεται είναι αμελητέα και μπορεί να αγνοηθεί. Στη περίπτωση αυτή η συνολική πιθανότητα σφάλματος της κάθε αρχιτεκτονικής προσεγγίζεται από το άθροισμα των αντίστοιχων πιθανοτήτων των επιμέρους αναγεννητικών της σταδίων. Ο όρος που αντιστοιχεί στο τμήμα της αρχιτεκτονικής με το μεγαλύτερο λόγο απωλειών (splitting ratio), είναι αυτός ο οποίος κυριαρχεί στη συνολική πιθανότητα σφάλματος. Για λόγους απλότητας στον χαρακτηρισμό της επίδοσης φυσικού στρώματος θα απομονωθεί το συγκεκριμένο τμήμα της κάθε αρχιτεκτονικής και η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί με υπολογισμό του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου. Έχει βρεθεί ότι το μέγεθος αυτό συσχετίζεται με τον Q-παράγοντα δηλαδή τον αντίστοιχο ηλεκτρικό σηματοθορυβικό λόγο σύμφωνα με τη σχέση[50] :

$$Q = \frac{2\sqrt{2}OSNR}{1 + \sqrt{1 + 4OSNR}} \quad (5.17)$$

Στη περίπτωση όπου η εν λόγω διαταραχή ακολουθεί γκαουσιανή στατιστική, οπότε ισχύει η ισοδυναμία $BER = 10^{-9} \Leftrightarrow Q = 6$, τότε από την παραπάνω εξίσωση επίσης προκύπτει $BER = 10^{-9} \Leftrightarrow OSNR = +13.5dB$. Θα πρέπει να ωστόσο να τονιστεί ότι η τελευταία ισοδυναμία ισχύει μόνο στη περίπτωση όπου ο μοναδικός παράγοντας υποβάθμισης της ποιότητας του σήματος αποδίδεται στη διαταραχή πλάτους εξαιτίας του οπτικού θορύβου.

Σε αυτό το στάδιο μελέτης οι οπτικοί ενισχυτές στην κάθε αρχιτεκτονική έχουν προσομοιωθεί με στατικά μοντέλα κέρδους, αγνοώντας τη δυναμική τους συμπεριφορά και λαμβάνοντας υπόψη μόνο το θόρυβο που εκπέμπουν. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι το κέρδος τους παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο από τις χρονικές μεταβολές ισχύος του σήματος στην είσοδό τους. Σε ότι αφορά τους ενισχυτές ερβίου η συγκεκριμένη προσέγγιση είναι αρκετά ακριβής δεδομένου ότι η διαδικασία επανεκπομπής φωτονίων στο ενεργό μέσο χαρακτηρίζεται από μεγάλη περίοδο ($\sim 50nsec$). Για τους ημιαγωγικούς ενισχυτές τα πράγματα είναι διαφορετικά διότι ο ρυθμός επανασύνδεσης φορέων είναι της τάξεως του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ($\sim 10GHz$). Για τη περίπτωση αυτή η εκδήλωση του μεταβατικού φαινομένου είναι αμελητέα και επικρατεί μόνο η στατική λύση όταν η εισερχόμενη ισχύς του σήματος βρίσκεται σε πολύ χαμηλά επίπεδα.

Ένας πρακτικός κανόνας για τον προσδιορισμό του επιτρεπτού εύρους λειτουργίας σε ότι αφορά την εισερχόμενη ισχύ για έναν ενισχυτή ημιαγωγού προκύπτει από τη στατική καμπύλη του κέρδους του σε συνάρτηση της ισχύος εισόδου. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5-19 η εισερχόμενη παλμοσειρά δε θα υφίσταται καμία μείωση του λόγου σβέσης όταν τα επίπεδα ισχύος τόσο του άσσου όσο και του μηδενός ενισχύονται με την ίδια τιμή κέρδους. Η συγκεκριμένη καμπύλη κέρδους αντιστοιχεί στον ενισχυτή που χρησιμοποιήσαμε στη παρούσα μοντελοποίηση. Από αυτή προκύπτει ότι το κατώφλι μέγιστης επιτρεπτής ισχύος στην είσοδο του ενισχυτή ημιαγωγού θα πρέπει να βρίσκεται κάτω από $-7dBm$, προκειμένου να αποφευχθούν επιπρόσθετα φαινόμενα που μειώνουν την ποιότητα του σήματος.



Σχήμα 5-19 : Στατική καμπύλη κέρδους του ενισχυτή ημιαγωγού Η εισερχόμενη παλμοσειρά πρέπει να βρίσκεται στην περιοχή ασθενούς σήματος προκειμένου να αποφευχθεί η διασυμβολική παραμόρφωσή της.

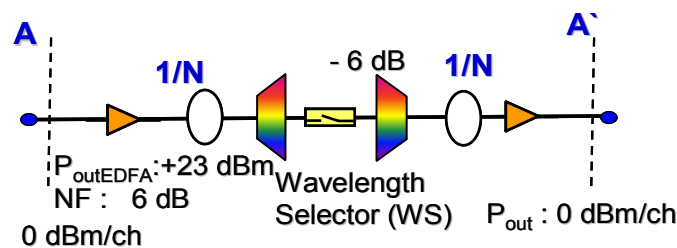
Εν συνεχεία ακολουθεί για την κάθε αρχιτεκτονική η ανάλυση των επιμέρους παραδοχών μοντελοποίησης καθώς και του ισοζυγίου ισχύος. Επίσης παρουσιάζονται αντίστοιχες αναλυτικές εκφράσεις μείωσης του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου και εξετάζεται συγκριτικά η ικανότητα αύξησης της συνολικής τους χωρητικότητας. Μια πλήρης παράθεση των παραμέτρων των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτή τη μελέτη εμφανίζεται στον πίνακα 5-1.

Πίνακας 5-1

Πολυπλέκτης/ Αποπολυπλέκτης	Απώλειες : -6dB	Απόκριση Φίλτρου : 1 ^{ης} τάξης Gaussian	3dB- Φασματικό εύρος 40GHz
Ενισχυτής Ερβίου	Μέγιστη Ισχύ: 23dBm	Παράγοντας θορύβου : 6dB	
Παθητικός Δρομολογητής	Απώλειες : -6dB	Απόκριση Φίλτρου : 1 ^{ης} τάξης Gaussian	3dB- Φασματικό εύρος 40GHz
Ενισχυτής ημιαγωγού (SOA)	Κέρδος ασθενούς σήματος 12 dB	Παράγοντας θορύβου : 11 dB	

5.4.2 Παρουσίαση και ανάλυση αποτελεσμάτων

Ξεκινώντας από την αρχιτεκτονική Class-0 ο υπολογισμός του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου πραγματοποιείται μεταξύ των σημείων AA', όπου θεωρούμε ότι η ισχύς ανά κανάλι στην είσοδο της αρχιτεκτονικής είναι 0dBm . Ο ρόλος του πρώτου EDFA είναι να προσφέρει το μέγιστο δυνατό κέρδος, ώστε να εξισορροπηθούν κατά το δυνατό περισσότερο οι απώλειες των ακόλουθων συζευκτών ισχύος. Για το λόγω αυτό λειτουργεί υπό συνθήκες πλήρους τροφοδότησης παρέχοντας τη μέγιστη ισχύ στην έξοδο του. Παράλληλα είναι επιθυμητό η ισχύς που αναλογεί στο κάθε μήκος κύματος να βρίσκεται σε τέτοια επίπεδα ώστε να μη δημιουργείται κορεσμός στον αντίστοιχο SOA του επιλογέα. Άρα η επιλογή του ενισχυτή γίνεται σε συνάρτηση με τη χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής. Επειδή αντικείμενο της συγκεκριμένης μελέτης είναι η ανίχνευση αυτών των ορίων χωρητικότητας θεωρούμε ότι ο συγκεκριμένος ενισχυτής χαρακτηρίζεται από $+23\text{dBm}$ τιμή ισχύος, η οποία είναι από τις υψηλότερες δυνατές που συναντά κανείς σε ένα εμπορικά διαθέσιμο μοντέλο. Μια επιπλέον παραδοχή που έχει γίνει είναι ότι ο επιλογέας μήκους κύματος ως στοιχείο δεν εισάγει απώλειες. Δηλαδή ο ενισχυτής ημιαγωγού εξισορροπεί πλήρως τις εκατέρωθεν -6dB απώλειες που εισαγάγουν ο πολυπλέκτης και ο αποπολυπλέκτης. Τέλος, ο ενισχυτής ερβίου στην έξοδο της αρχιτεκτονικής θέτει την οπτική ισχύ ανά κανάλι στα 0dBm εξισορροπώντας με αυτόν τον τρόπο τις υπολειπόμενες απώλειες των δύο συζευκτών.



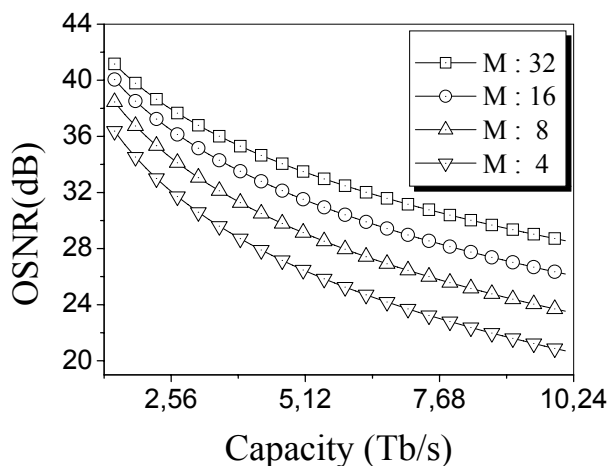
Σχήμα 5-20 : Μπλοκ διάγραμμα μοντελοποίησης αρχιτεκτονικής Class -0

Ακολουθώντας όλες τις παραπάνω θεωρήσεις ισοζυγίου ισχύος μπορεί εύκολα να προκύψει μια αναλυτική έκφραση της μείωσης του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου μεταξύ των σημείων AA' σε συνάρτηση των παραμέτρων N, M , της μέγιστης ισχύος εξόδου του ενισχυτή ερβίου $P_{outEDFA}$ καθώς και της μέσης ισχύος εξόδου ανά κανάλι στην έξοδο της αρχιτεκτονικής P_{out} . Αυτή δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$OSNR_{class-0} = \frac{P_{out}}{\left(\frac{P_{outEDFA} - 1}{MP_{out}} \right) \frac{P_{n,edfa} M P_{out}}{P_{outEDFA}} + (G_{soa} - 1) \frac{P_{n,soa} L_{mux} NM}{P_{outEDFA}} + \left(\frac{N^2 M P_{out}}{P_{outEDFA}} - 1 \right) P_{n,edfa}}$$

(5.18)

Όπου G_{soa} το κέρδος του ενισχυτή ημιαγωγού, L_{mux} οι απώλειες του πολυπλέκτη και $P_{n,edfa/soa} = NF_{edfa/soa} h\nu B_o$. Η παραπάνω σχέση μας επιτρέπει όχι μόνο να ανιχνευτούν τα όρια μέγιστης χωρητικότητας της αρχιτεκτονικής αλλά επίσης και να διερευνηθεί και πώς είναι προτιμότερο να γίνεται η αύξησή της, με προσθήκη περισσότερων μηκών κύματος ή με προσθήκη ινών. Απάντηση σε αυτό το ερώτημα δίδουν οι καμπύλες του παρακάτω σχήματος, οι οποίες απεικονίζουν τον σηματοθορυβικό λόγο σε συνάρτηση της συνολικής χωρητικότητας της αρχιτεκτονικής αλλά παραμετρικά για διαφορετικές τιμές του πλήθους M των καναλιών.

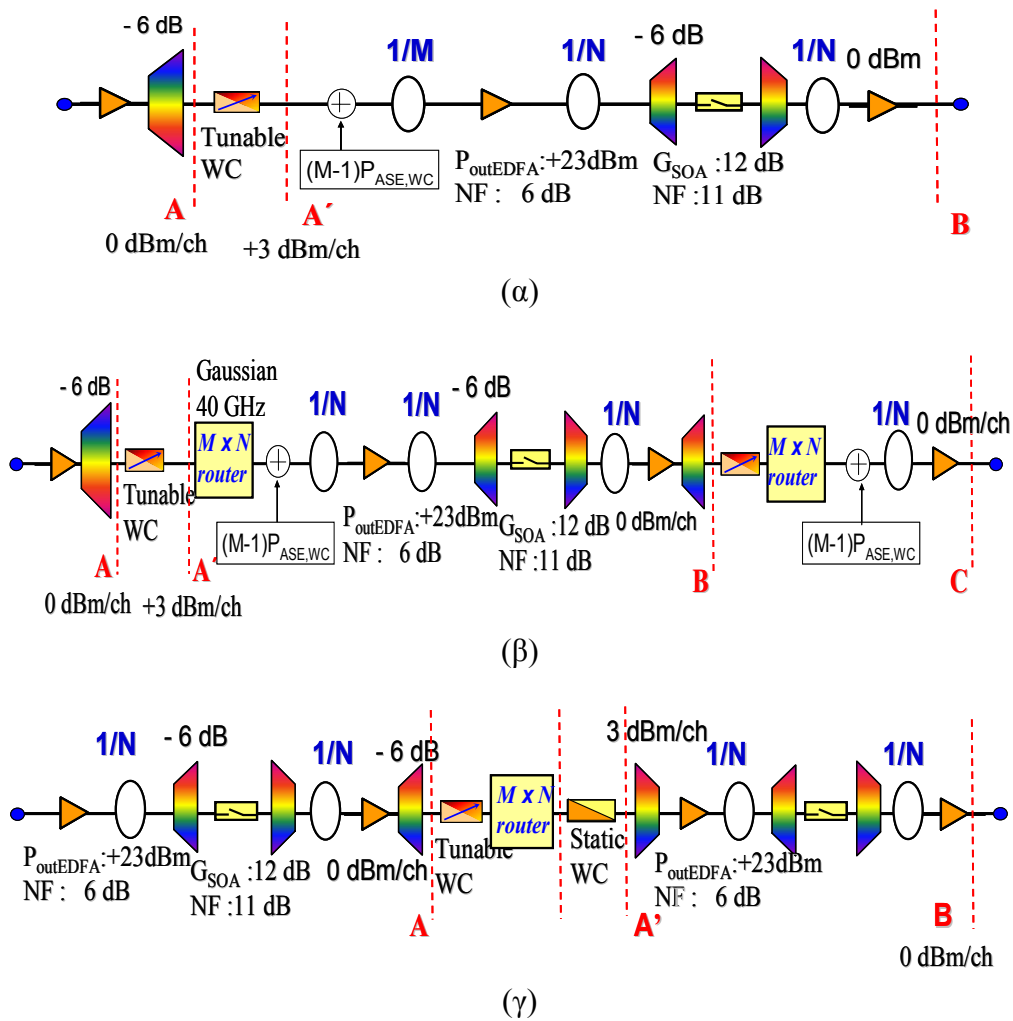


Σχήμα 5-21 Καμπύλες οπτικού σηματοθορυβικού λόγου σε συνάρτηση της συνολικής χωρητικότητας της αρχιτεκτονικής Class -0

Ένα πρώτο συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι η βέλτιστη επίδοση επιτυγχάνεται διατηρώντας μέγιστο τον αριθμό των μηκών κύματος, εδώ $M:32$, και άρα ελαχιστοποιώντας το πλήθος N των θυρών της αρχιτεκτονικής. Αυτό έρχεται σε πλήρη ταύτιση με το γεγονός ότι οι απώλειες της αρχιτεκτονικής αυξάνουν ανάλογα του N^2 . Το δεύτερο συμπέρασμα αφορά τα όρια χωρητικότητας της αρχιτεκτονικής. Ακόμα και για τη χειρότερη περίπτωση, η οποία προκύπτει για $M:4$, παρατηρούμε ότι όταν η συνολική χωρητικότητα φτάνει στα $10Tb/s$ ο σηματοθορυβικός λόγος είναι μεγαλύτερος από $20dB/0.1nm$. Η τιμή αυτή αν και αντιστοιχεί σε πιθανότητα σφάλματος της τάξεως 10^{-40} θα θεωρήσουμε ότι είναι το κατώτερο όριο λειτουργίας από πλευράς φυσικής επίδοσης. Και αυτό διότι θα πρέπει επίσης να προβλεφθούν τα σφάλματα που το σήμα θα αποκτήσει κατά τη διάδοσή του στους δακτυλίους του μητροπολιτικού δικτύου. Η εν λόγω σύμβαση θα διατηρηθεί και για τις υπόλοιπες αρχιτεκτονικές στην αξιολόγηση των αντίστοιχων ορίων χωρητικότητας.

Σε ότι αφορά τις αρχιτεκτονικές Class -I και Class II (a, b), όπως έχει είδη προαναφερθεί υπάρχουν τρία διαφορετικά εναλλακτικά σενάρια παραλλαγής στη συνολική

δομή τους ανάλογα με το τι αντιπροσωπεύει το λ-στοιχείο. Το σενάριο –Α αντιστοιχεί στην περίπτωση όπου το λ-στοιχείο είναι ο $M : 1$ παθητικός συζεύκτης ισχύος, το σενάριο –B όταν το ίδιο στοιχείο αντιπροσωπεύεται από τον παθητικό δρομολογητή και τον $N : 1$ συζεύκτη, ενώ το σενάριο –C αντιστοιχεί στη περίπτωση του παθητικού δρομολογητή εν σειρά με έναν στατικό μετατροπέα μήκους κύματος και έναν πολυπλέκτη. Μπλοκ διαγράμματα μοντελοποίησης των τριών αυτών αρχιτεκτονικών κλάσεων, παρουσιάζονται στα σχήματα 5-22 (α-γ). Η Class –I, ενδεικτικά απεικονίζεται για τη περίπτωση του σεναρίου –Α, η Class –IIa στη παραλλαγή του σεναρίου –B και η Class –IIb για την παραλλαγή του σεναρίου –C.



Σχήμα 5-22 : Μπλοκ διαγράμματα μοντελοποίησης α) Class –I αρχιτεκτονικής με σεναριακή παραλλαγή –Α β) Class –IIa αρχιτεκτονικής σεναρίου –B γ) Class –IIb αρχιτεκτονικής σεναρίου –C.

Επειδή το κύριο δομικό τμήμα όλων αυτών είναι η Class -0 αρχιτεκτονική διατηρούνται και εδώ οι βασικές θεωρήσεις μοντελοποίησης. Έτσι οι κεντρικοί ενισχυτές ερβίου, οι οποίοι βρίσκονται πριν από τον κάθε $N:1$ συζεύκτη ισχύος έχουν υψηλό κέρδος δίδοντας συνολική μέση ισχύ $+23dBm$, ενώ οι υπόλοιποι ανεβάζουν απλώς το επίπεδο ισχύος στα $0dBm$ ανά κανάλι. Για τη περίπτωση των σεναρίων $-A,B$ απεικονίζεται στα μπλοκ διαγράμματα και η παρεμβάουσα θορυβική ισχύς που εκλύεται από τους αμιγώς οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος των γειτονικών καναλιών. Εδώ, θεωρείται ότι η πυκνότητα του θορύβου που εκλύεται από το κάθε τέτοιο υποσύστημα είναι ομοιόμορφη σε όλο το φάσμα του πολυκαναλικού συστήματος και συνεπώς η παρεμβάουσα ισχύς είναι ανάλογη του συνολικού αριθμού των μηκών κύματος. Ο υπολογισμός της πραγματοποιείται θεωρώντας ότι η τιμή του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου στην έξοδο του μεμονωμένου συστήματος είναι $35dB$. Για την περίπτωση οπτοηλεκτρονικού μετατροπέα και για λόγους που έχουν είδη προαναφερθεί δεν παρουσιάζονται φαινόμενα θορυβικής παρεμβολής. Οπότε, χωρίς βλάβη της γενικότητας μπορούμε να θεωρήσουμε ότι αυτά δεν εκλύουν θόρυβο.

Η αξιολόγηση της φυσικής επίδοσης των παραπάνω αρχιτεκτονικών πραγματοποιείται με υπολογισμό του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου μεταξύ των σημείων $A'B$. Ακολουθώντας όλες τις παραπάνω παραδοχές ισοζυγίου ισχύος εύκολα μπορούν να προκύψουν αναλυτικές εκφράσεις του μεγέθους αυτού, όπως ακριβώς έγινε και για την αρχιτεκτονική Class-0. Ενδεικτικά και εδώ παρατίθενται κάποιες αναλυτικές εκφράσεις, μία για κάθε σεναριακή παραλλαγή των παραπάνω αρχιτεκτονικών κλάσεων. Έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον να παρατηρήσει κανείς ότι για την ίδια παραλλαγή του λ-στοιχείου η τιμή του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου μεταξύ των σημείων $A'B$ είναι η ίδια για κάθε μια από τις παραπάνω αρχιτεκτονικές κλάσεις. Οπότε σε όλες τις περιπτώσεις η σχέση (5.19) περιγράφει

τη μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου για την παραλλαγή του σεναρίου –Α, η σχέση (5.20) αντιστοιχεί στο σενάριο –Β, και η σχέση (5.21) για το σενάριο –C.

$$OSNR_{Class-I(A)} = \frac{P_{out}}{\frac{P_{out}M}{OSNR_A} + \left(\frac{P_{outEDFA}}{P_A} - 1\right) \frac{P_{n,edfa}MP_{out}}{P_{outEDFA}} + (G_{soa} - 1) \frac{P_{n,soa}L_{mux}NM}{P_{outEDFA}} + \left(\frac{N^2MP_{out}}{P_{outEDFA}} - 1\right) P_{n,edfa}}$$

(5.19)

$$OSNR_{Class-II(A)} = \frac{P_{out}}{\frac{P_{out}M}{OSNR_A} + \left(\frac{NP_{outEDFA}}{MP_A L_{rout}} - 1\right) \frac{P_{n,edfa}MP_{out}}{P_{outEDFA}} + (G_{soa} - 1) \frac{P_{n,soa}L_{mux}NM}{P_{outEDFA}} + \left(\frac{N^2MP_{out}}{P_{outEDFA}} - 1\right) P_{n,edfa}}$$

(5.20)

$$OSNR_{Class-III(C)} = \frac{P_{out}}{\frac{P_{out}}{OSNR_A} + \left(\frac{P_{outEDFA}}{MP_A L_{mux}} - 1\right) \frac{P_{n,edfa}MP_{out}}{P_{outEDFA}} + (G_{soa} - 1) \frac{P_{n,soa}L_{mux}NM}{P_{outEDFA}} + \left(\frac{N^2MP_{out}}{P_{outEDFA}} - 1\right) P_{n,edfa}}$$

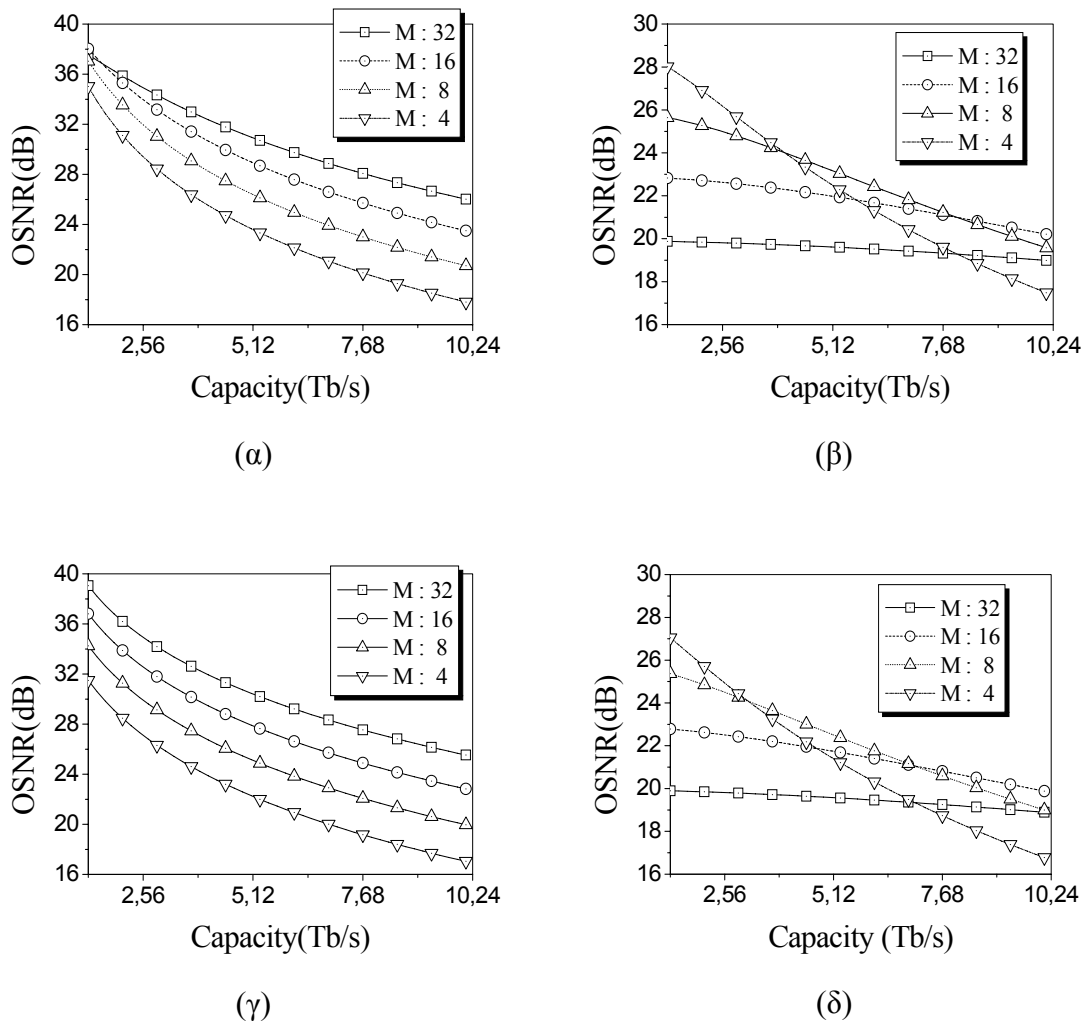
(5.21)

Όπου οι μεταβλητές $L_{rout / mux}$ είναι οι απώλειες του παθητικού δρομολογητή και του πολυπλέκτη οι οποίες εδώ θεωρούνται $-6dB$. Το $OSNR_A$ αντιπροσωπεύει την τιμή του οπτικού σηματοθορυβικού στην έξοδο ενός μεμονωμένου συστήματος αμιγώς οπτικού μετατροπέα που όπως έχουμε είδη προαναφέρει θεωρούμε ότι είναι ίση με $35dB/0.1nm$.

Όταν έχουμε οπτοηλεκτρονικό σύστημα μετατροπής ο όρος $\frac{P_{out}M}{OSNR_A}$ αγνοείται.

Και εδώ ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η διερεύνηση του τρόπου με τον οποίο είναι προτιμότερο να αυξάνει η χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής. Το συμπέρασμα που προέκυψε για την Class -0 εδώ ίσως να μην είναι πάντοτε αληθές, και αυτό διότι για κάποιες σεναριακές περιπτώσεις εμφανίζεται ο προαναφερθέν μηχανισμός της θορυβικής

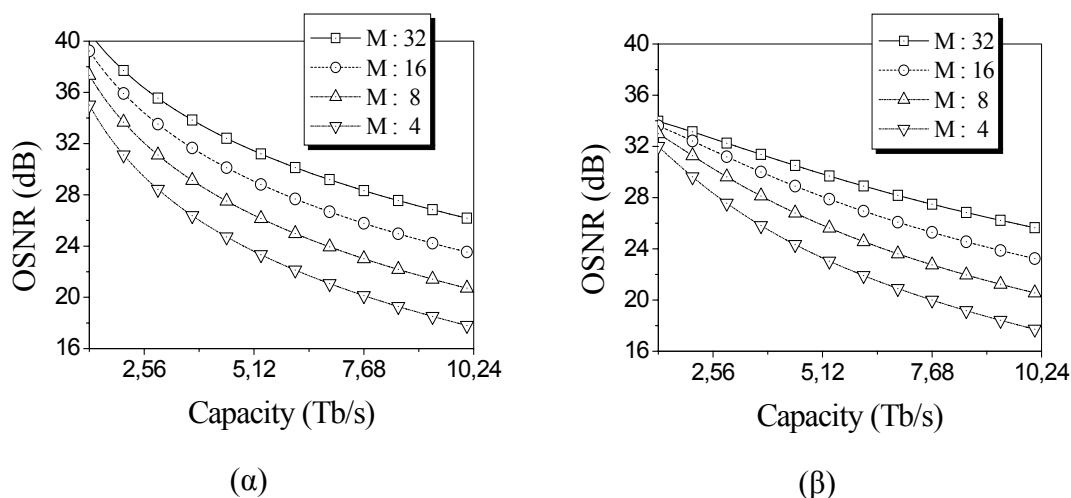
παρεμβολής, η επίπτωση του οποίου είναι ανάλογη του πλήθους των μηκών κύματος. Για τον λόγο αυτό έγιναν υπολογισμοί του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου σε συνάρτηση της συνολικής χωρητικότητας της κάθε αρχιτεκτονικής παραλλαγής και παραμετρικά για διαφορετικές τιμές του πλήθους των μηκών κύματος.



Σχήμα 5-23 : Καμπύλες οπτικού σηματοθορυβικού λόγου αρχιτεκτονικών α, β) σεναρίου – A, για οπτοηλεκτρονικούς και αμιγώς οπτικού μετατροπείς αντίστοιχα και γ, δ) ομοίως στη παραλλαγή του σεναρίου -B

Στα σχήματα 5-23 (α, β) απεικονίζεται η επίδοση των αρχιτεκτονικών στην παραλλαγή του σεναρίου-A για δύο τις περιπτώσεις όπου το σύστημα περιλαμβάνει μετατροπείς μήκους κύματος οπτοηλεκτρονικής και αμιγώς οπτικής τεχνολογίας, αντίστοιχα. Η επίδοση των

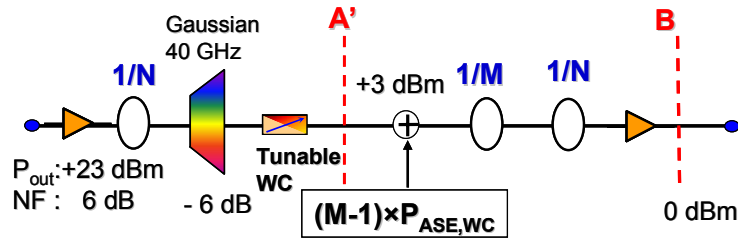
αρχιτεκτονικών για την περίπτωση του σεναρίου –B παρουσιάζεται στα σχήματα 5.23 (γ, δ). Ειδικότερα όταν έχουμε οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς και για τις δύο παραλλαγές A,B του σεναρίου το σύστημα με τα 32 κανάλια εμφανίζει τις υψηλότερες τιμές οπτικού σηματοθορυβικού λόγου, οι οποίες κυμαίνονται μεταξύ $38dB/0.1nm$ και $18dB/0.1nm$, καθώς η χωρητικότητα αυξάνει στα $10Tb/s$. Αντιθέτως όταν το σύστημα περιλαμβάνει αμιγώς οπτική τεχνολογία μετατροπών η σηματοθορυβική του καμπύλη για το ίδιο πλήθος καναλιών σταθεροποιείται στο όριο λειτουργίας των $20dB/0.1nm$. Αυτό αποδίδεται στο ότι ο θόρυβος που εκλύουν συνολικά τα συστήματα των μετατροπών κυριαρχεί έναντι της αντίστοιχης ποσότητας των υπολοίπων ενισχυτών της αρχιτεκτονικής. Μόνο το σύστημα τεσσάρων καναλιών, για την ίδια τεχνολογία μετατροπών εμφανίζει χειρότερη επίδοση, και αυτό για τιμές χωρητικότητας οι οποίες πλησιάζουν τα $10Tb/s$.



Σχήμα 5-24 : Σηματοθορυβική επίδοση αρχιτεκτονικών σεναρίου –C α) για οπτοηλεκτρονικούς και β) για αμιγώς οπτικούς μετατροπείς αντίστοιχα

Το σενάριο -C διαφοροποιείται σε ότι αφορά την χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπών. Μιας και αυτά δεν είναι συντονιζόμενα αλλά εκπέμπουν πάντοτε σε σταθερό μήκος κύματος το λ-στοιχείο περιλαμβάνει πολυπλέκτη στην έξοδό τους, το οποίο «κόβει» το συχνοτικό εύρος του θορύβου που εκλύεται από αυτά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μη εκδήλωση του μηχανισμού της θορυβικής παρεμβολής πάνα στο καθένα κανάλι από όλα τα γειτονικά του.

Έτσι είτε γίνεται χρήση οπτοηλεκτρονικών είτε αμιγώς οπτικών μετατροπέων η βέλτιστη επίδοση παρατηρείται κρατώντας ως μέγιστο τον αριθμό των μηκών κύματος. Ο θόρυβος, που ο ίδιος ο αμιγώς οπτικός μετατροπέας διοχετεύει στο κανάλι του κάνει φανερή την επίδρασή του σε χαμηλές τιμές χωρητικότητας εν συγκρίσει με το οπτοηλεκτρονικό υποσύστημα. Καθώς όμως προσεγγίζουμε τα $10Tb/s$ υπάρχει ταύτιση της φυσικής επίδοσης για τις δύο αυτές περιπτώσεις. Τέλος να σημειωθεί ότι παρουσιάζονται ίδιες περίπου καμπύλες σηματοθορυβικού λόγου και για τα τρία σενάρια $-A,-B,-C$ όταν έχουμε οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς στην κάθε αρχιτεκτονική.



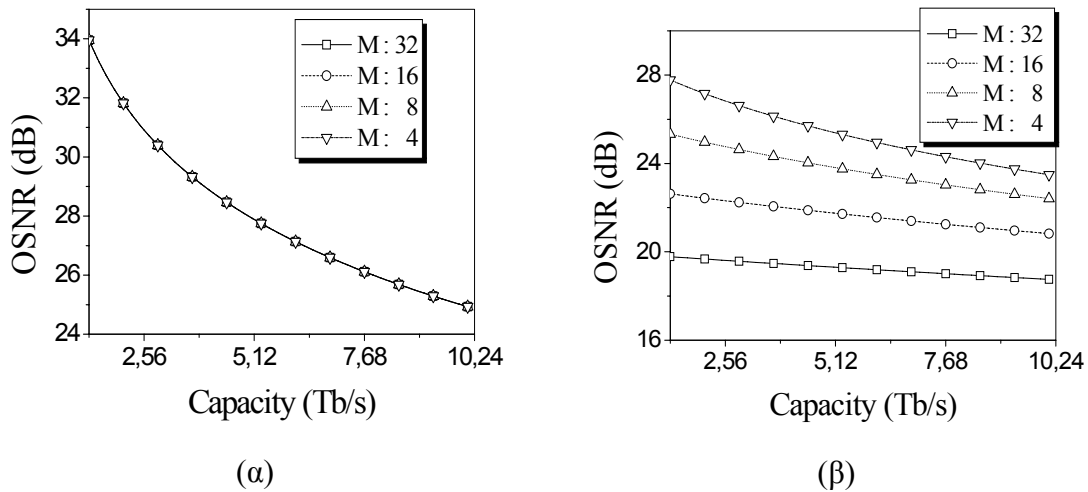
Σχήμα 5-25 : Μπλοκ διάγραμμα μοντελοποίησης αρχιτεκτονικής Class –III.

Το διάγραμμα μοντελοποίησης για την αρχιτεκτονική Class –III παρουσιάζεται στο σχήμα 5-25. Ανάλογες παραδοχές με τις προηγούμενες περιπτώσεις σε ότι αφορά τη μοντελοποίηση των στοιχείων της αλλά και στο ισοζύγιο ισχύος έχουν γίνει και εδώ. Ο ενισχυτής ερβίου στην είσοδό της λειτουργεί υπό πλήρη άντληση εκπέμποντας μέγιστη ισχύ $+23dBm$ προκειμένου να εξισορροπεί μέρος των απωλειών του ακόλουθου συζεύκτη. Στην έξοδο της αρχιτεκτονικής ο αντίστοιχος ενισχυτής χρησιμοποιείται ώστε να θέτει το επίπεδο ισχύος του κάθε μήκους κύματος στα $0dBm$. Ο θορυβικός παράγοντας και των δύο είναι $6dB$. Η επίδοσή της καθορίζεται από τη μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου μεταξύ των σημείων $A'B$. Και σε αυτή την περίπτωση όταν έχουμε αμιγώς οπτικούς συντονιζόμενους μετατροπείς η ισχύς του οπτικού ευροζωνικού θορύβου που εκλύεται από αυτούς αναμένεται να αποτελέσει σημαντικό παράγοντα μείωσης της φυσικής της επίδοσης. Αναλυτική έκφραση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου σε συνάρτηση των παραμέτρων

N, M και της ισχύος εξόδου $P_{A'}$ και του σηματοθορυβικού λόγου $OSNR_A$ στην έξοδο του μετατροπέα μήκους κύματος, σύμφωνα με τη σχέση :

$$OSNR_{Class-III} = \frac{P_{out}}{\frac{MP_{out}}{OSNR_{A'}} + \left(\frac{NM P_{out}}{P_{A'}} - 1\right) P_{n,edfa}} \quad (5.22)$$

Τα αποτελέσματα της μελέτης φυσικού στρώματος τόσο για τη περίπτωση όπου γίνεται χρήση μετατροπέων οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας όσο και για τους αμιγώς οπτικού μετατροπείς παρουσιάζονται στα σχήματα 5-26 (α, β).



Σχήμα 5-26 : Σηματοθορυβικές καμπύλες Class-III αρχιτεκτονικής κάνοντας χρήση μετατροπέων α) οπτοηλεκτρονικής και β) αμιγώς οπτικής τεχνολογίας

Ειδικότερα για τη πρώτη περίπτωση είναι αξιοσημείωτο ότι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος είναι ανεξάρτητος του πλήθους των καναλιών και συναρτάτε μόνο με η συνολική χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής. Έτσι οι τιμές του κυμαίνονται μεταξύ $34dB/0.1nm$ και $25dB/0.1nm$ καθώς η χωρητικότητα αυξάνει από τα $1.28Tb/s$ στα $10.24Tb/s$. Από την άλλη πλευρά με τη χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων επαναλαμβάνεται το ίδιο σενάριο που θέλει βέλτιστη επίδοση να επιτυγχάνεται κρατώντας ελάχιστο τον αριθμό των μηκών κύματος. Έτσι με $M:4$ ο οπτικός σηματοθορυβικός

λόγος κυμαίνεται μεταξύ $34dB/0.1nm$ και $25dB/0.1nm$ καθώς η χωρητικότητα αυξάνει από τα $1.28Tb/s$ στα $10.24Tb/s$. Για $M:32$ το σύστημα λειτουργεί οριακά με τιμή οπτικού σηματοθορυβικού λόγου στα $20dB/0.1nm$ για το ίδιο εύρος χωρητικότητας.

5.5 Φυσικό στρώμα τύπου –II τοπολογίας MAN δικτύων

Σε αυτή τη παράγραφο αξιολογείται η επίδοση φυσικού στρώματος των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών όταν αυτές βρίσκονται διαδοχικά τοποθετημένες συνιστώντας MAN δίκτυο τύπου –II τοπολογίας. Είδη από τη θεωρητική ανάλυση των παραγράφων 5.3.1 και 5.3.2 είχε γίνει φανερή η ανάγκη για μια διαφορετική προσέγγιση στην αξιολόγηση της επίδοσής τους πέρα από έναν απλό υπολογισμό του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου. Αυτό βέβαια δεν αφορά την Class -0 αλλά όλες τις υπόλοιπες αρχιτεκτονικές, οι οποίες περιλαμβάνουν μετατροπείς μήκους κύματος με 2R αναγεννητικές ικανότητες. Ακόμα και αν για προσεγγιστικούς λόγους το φυσικό τους στρώμα χαρακτηρίζεται με βάση τον οπτικό σηματοθορυβικό τους λόγο, η μέθοδος αυτή σε κάθε περίπτωση θα στερείται ακριβείας. Και αυτό διότι δε μπορεί να αξιολογηθεί η επίδραση του βασικότερου μηχανισμού που εν τέλει θα καθορίσει και το μήκος του MAN δικτύου, του jitter, είτε αυτός είναι ντετερμινιστικού είτε τυχαίου χαρακτήρα. Αλλά και για τα αρχικά στάδια της αλυσίδας, στα οποία ο μηχανισμός αυτός δεν έχει ακόμα εκδηλωθεί δε μπορεί να εφαρμοστεί η παραπάνω μέθοδος. Και εδώ η απόκλιση από τη γκαουσιανή κατανομή του θορύβου, που στη πράξη συμβαίνει, μπορεί να οδηγήσει σε παραπλανητικά συμπεράσματα.

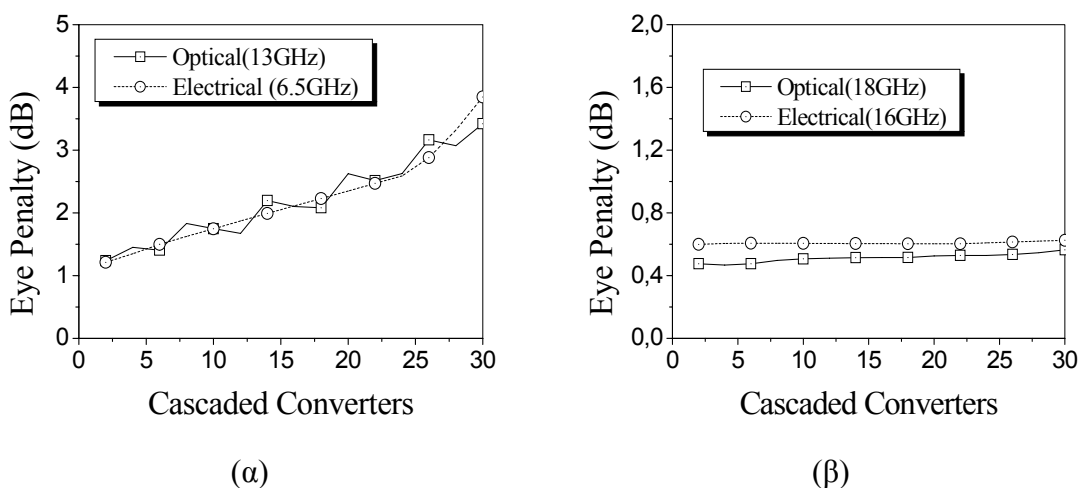
Για τους παραπάνω λόγους η μελέτη φυσικού στρώματος για τα μητροπολιτικά δίκτυα αυτής της τοπολογίας θα αποτελέσει μια διαδικασία τριών βημάτων. Αρχικά θα πραγματοποιηθούν προσομοιώσεις για την κάθε αρχιτεκτονική αγνοώντας την επίδραση οποιασδήποτε θορυβικής διαταραχής. Σύμφωνα με τη παράγραφο 5.3.1, ο μηχανισμός που υποβαθμίζει την ποιότητα της διερχόμενης παλμοσειράς στη περίπτωση αυτή είναι, το

ντετερμινιστικό jitter που αποδίδεται στην αλληλεπίδραση οπτικών φίλτρων και μετατροπών μήκους κύματος. Η σύγκριση των δύο τεχνολογιών μετατροπής μήκους κύματος, της οπτοηλεκτρονικής ή της αμιγώς οπτικής ως προς τη συσσώρευση αυτού του φαινομένου αποτελεί βασικό στόχο της παρούσας φάσης. Έπειτα μελετάται η επίδραση του θορύβου που εισάγουν οι οπτικοί ενισχυτές. Σε αυτό το βήμα εφαρμόζεται η ανάλυση της παραγράφου 5.3.2, η οποία προσαρμόζεται στη δομή της κάθε αρχιτεκτονικής, δίδοντας αναλυτικές εκφράσεις της συνολικής πιθανότητας σφάλματος εξαιτίας των μηχανισμών του τυχαίου jitter και της παραμόρφωσης πλάτους που εγείρονται. Και εδώ η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί και για τις δύο τεχνολογίες μετατροπών μήκους κύματος. Εξαιρεση θα αποτελέσει η περίπτωση της Class -0, η οποία επειδή δε περιλαμβάνει μετατροπές μήκους κύματος αξιολογείται με αναλυτικό υπολογισμό του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου Στο τελικό στάδιο της μελέτης προσομοιώνεται το πλήρες μητροπολιτικό σύστημα για την κάθε αρχιτεκτονική λαμβάνοντας υπόψη όλους του παραπάνω μηχανισμούς υποβάθμισης του φυσικού στρώματος. Εδώ, με μετρήσεις της συνολικής πιθανότητας σφάλματος συγκρίνεται η επίδοση της κάθε αρχιτεκτονικής αναφορικά με την ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησής της στην εν λόγω μητροπολιτική τοπολογία.

5.5.1 Αξιολόγηση της επίδρασης του ντετερμινιστικού jitter

Τα δύο υποσυστήματα μετατροπής μήκους κύματος, οπτοηλεκτρονικής και αμιγώς οπτικής τεχνολογίας είναι τελείως διαφορετικά, τόσο ως προς την ισχύ του θορύβου που εκλύουν όσο και ως προς την ικανότητα επανασχηματοποίησης των εισερχόμενων παλμών καθώς επίσης και ως προς τη μορφή της συχνοτικής τους απόκρισης. Από την άλλη πλευρά έχει νόημα η σύγκρισή τους στο φυσικό στρώμα μόνο όταν αυτή γίνεται σε ένα πλαίσιο συσχετισμού τους με την εκάστωτε αρχιτεκτονική δομή. Είναι αναγκαίο λοιπόν να υπάρξει μια βάση αρχικής ισοδυναμίας φυσικής επίδοσης, η οποία ταυτόχρονα να αντικατοπτρίζει

και μιαν αντίστοιχη ισοδυναμία σε επίπεδο τεχνολογικής ωρίμανσης. Η παράμετρος η οποία χρησιμοποιείται για το σκοπό αυτό είναι η συχνοτική ή χρονική τους απόκριση. Δηλαδή θεωρούμε ότι τα εν λόγω συστήματα είναι τεχνολογικά ισοδύναμα όταν χαρακτηρίζονται από κοινή ταχύτητα απόκρισης στη διαδικασία μετατροπής μήκους κύματος.



Σχήμα 5-27 : Καμπύλες σχετικού κλεισίματος ματιού λόγω συσσώρευσης ντετερμινιστικού jitter κατά μήκος αλυσίδας οπτοηλεκτρονικών ή αμιγώς οπτικών μετατροπέων α) «αργής» τεχνολογίας και β) «γρήγορης» τεχνολογίας.

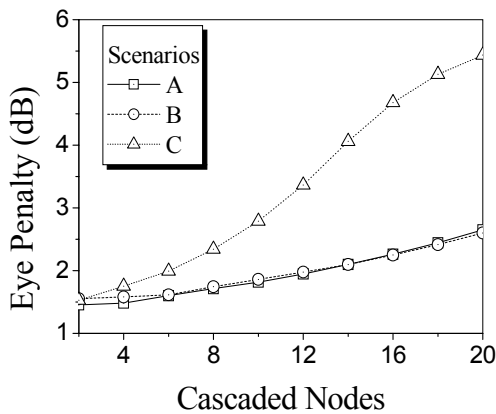
Εκ των πραγμάτων όμως η ακριβής καμπύλη συχνοτικής απόκρισης είναι διαφορετική για τις δύο αυτές περιπτώσεις. Στους μεν αμιγώς οπτικούς μετατροπέες αυτή δίδεται από τις καμπύλες του σχήματος 5-3, ενώ για τους οπτοηλεκτρονικούς μετατροπέες μήκους κύματος καθορίζεται από ένα 5^{75} τάξης γκαουσιανό ηλεκτρικό φίλτρο που θεωρούμε πριν το μη – γραμμικό στοιχείο. Ο μόνος τρόπος με τον οποίο μπορεί να οριστεί μια ισοδυναμία είναι με προσαρμογή του συχνοτικού τους εύρους ώστε η ποσότητα ντετερμινιστικού jitter που συσσωρεύεται κατά μήκος αντίστοιχων αλυσίδων να είναι κοινή. Έτσι για τις κανονικοποιημένες καμπύλες του σχήματος 5-3, στις οποίες το -1dB εύρος ζώνης βρίσκεται στα 13GHz και στα 18GHz το ισοδύναμο εύρος ζώνης των 5^{75} τάξης γκαουσιανών ηλεκτρικών φίτρων των οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων βρέθηκε ότι πρέπει να είναι

αντίστοιχα $6.5GHz$ και $16GHz$. Η ποσότητα του ντετερμινιστικού jitter που συσσωρεύεται κατά μήκος της αλυσίδας υπολογίστηκε μέσω του σχετικού κλεισίματος ματιού στον τελικό δέκτη κατά τρόπο ανάλογο με αυτόν που περιγράφεται στην παράγραφο 5.3.1. Οι αντίστοιχες καμπύλες απεικονίζονται στα σχήματα 5-27 (α, β).

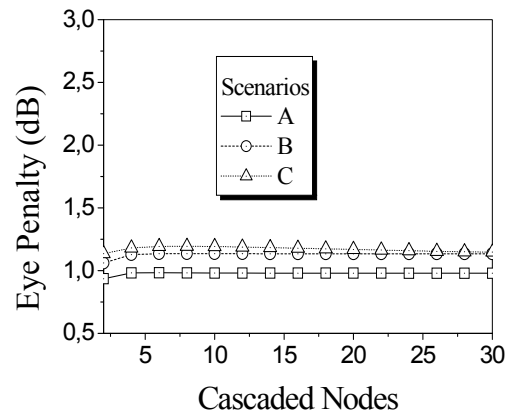
Χρησιμοποιώντας μετατροπείς «αργής» τεχνολογίας, δηλαδή μικρού εύρους συχνοτικής απόκρισης, βλέπουμε ότι υπάρχει η δυνατότητα για διαδοχική τοποθέτηση μέχρι και 30 υποσυστημάτων προτού το σχετικό κλείσιμο ματιού φτάσει τα $4dB$, τιμή όριο για την ανεκτή λειτουργία του συστήματος. Η ταύτιση της επίδοσης οπτοηλεκτρονικών και αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων είναι πολύ ικανοποιητική. Για την περίπτωση «γρήγορων» μετατροπέων βλέπουμε ότι το αντίστοιχο κλείσιμο ματιού είναι γύρω στα $0.5dB$ και για τις δύο υπό μελέτη τεχνολογίες, ενώ και πάλι το επίπεδο ταύτισης είναι πολύ ικανοποιητικό. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονιστεί ότι η χρήση ακόμα γρηγορότερων υποσυστημάτων μετατροπής δε πρόκειται να βελτιώσει την επίδοση της αλυσίδας. Άρα οι παραπάνω τιμές συχνοτικού εύρους μπορούν να θεωρηθούν και ως άνω τεχνολογικά όρια κατά τη διαδικασία σχεδιασμού τους, τουλάχιστον για ρυθμούς διαμόρφωσης της τάξεως των ($\sim 10Gb/s$).

Στα παραπάνω θεωρήσαμε ότι μεταξύ δύο διαδοχικών μετατροπέων δεν υπάρχουν οπτικά φίλτρα, τα οποία αναμένεται επίσης να συμβάλλουν στη συσσώρευση jitter. Η περίπτωση αυτή, ωστόσο, ανάγεται στην μελέτη της αλληλεπίδρασης των δύο τεχνολογιών μετατροπής μήκους κύματος με την εικάστωτη αρχιτεκτονική δομή του κάθε κόμβου. Για τον σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκαν αντίστοιχες μετρήσεις σχετικού κλεισίματος ματιού για κάθε μια από τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές τόσο για οπτοηλεκτρονικούς όσο και για μετατροπείς αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Και σε αυτή την περίπτωση η απόκριση των υποσυστημάτων αποτέλεσε επιπλέον παράμετρο μελέτης.

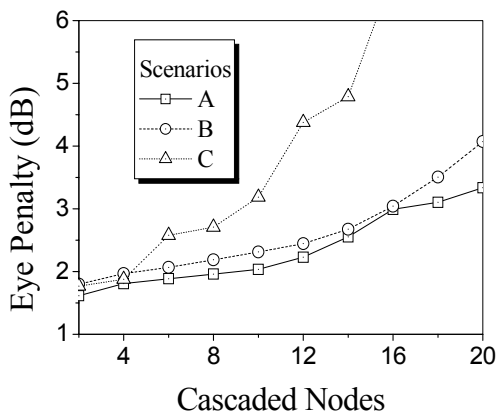
Τα σχήματα 5-28 (α, β) παρουσιάζουν το σχετικό κλείσιμο ματιού για τις τρεις σεναριακές παραλλαγές της αρχιτεκτονικής Class –I όταν γίνεται χρήση μετατροπών οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας «αργής» και «γρήγορης» τεχνολογίας αντίστοιχα. Ενώ, οι αντίστοιχες καμπύλες για την περίπτωση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων παρουσιάζονται στα διαγράμματα των σχημάτων 5-28 (γ, δ).



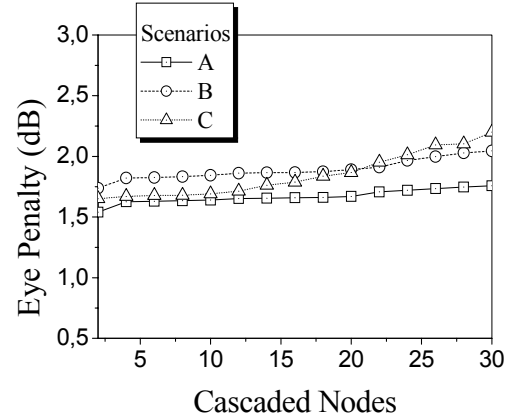
(α)



(β)



(γ)



(δ)

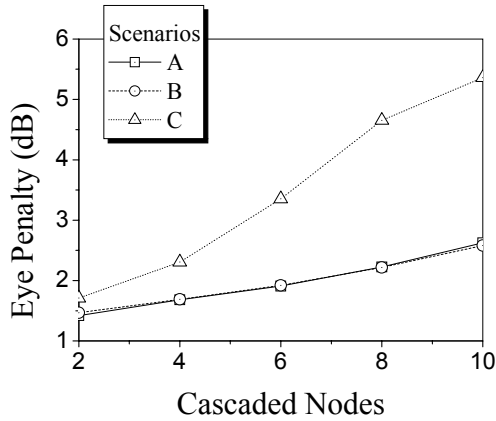
Σχήμα 5-28: Υπολογισμός σχετικού κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση του πλήθους των διαδοχικών κόμβων της Class –I αρχιτεκτονικής με χρήση α,β) οπτοηλεκτρονικών μετατροπών «αργής» και «γρήγορης» τεχνολογίας αντίστοιχα. γ,δ) αμιγώς οπτικών μετατροπών μήκους κύματος

Τα αποτελέσματα αυτών των σχημάτων δίδουν μια πληθώρα συμπερασμάτων. Καταρχάς ότι η συσσώρευση του ντετερμινιστικού jitter κυμαίνεται σε σταθερά επίπεδα κατά μήκος ενός μεγάλου αριθμού διαδοχικών κόμβων όταν γίνεται χρήση μετατροπών

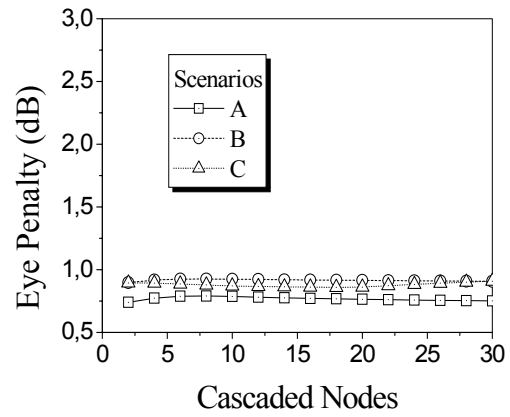
μεγάλου συχνοτικού εύρους. Όταν χρησιμοποιούνται υποσυστήματα «αργού» τύπου είναι φανερή η γρηγορότερη συσσώρευση jitter που λαμβάνει χώρα. Αυτό φαίνεται εντονότερα στη παραλλαγή του σεναρίου -C, η οποία περιλαμβάνει διπλάσιο αριθμό μετατροπών. Θεωρώντας τα $3dB$ ως την ανώτερη αποδεκτή τιμή σχετικού κλεισίματος ματιού το σύστημα αλυσίδας βρίσκεται ουσιαστικά εκτός ορίων λειτουργίας στους δέκα πρώτους κόμβους. Για τις υπόλοιπες σεναριακές παραλλαγές ο αριθμός αυτός ξεπερνά τους δεκαπέντε. Βέβαια αν λάβουμε υπόψη και την επίδραση του θορύβου το ακριβές πλήθος των διαδοχικών κόμβων είναι πολύ μικρότερο. Αυτό ωστόσο θα προσδιοριστεί με προσωμοιώσεις του συνολικού συστήματος στο τελικό στάδιο μελέτης.

Ένα επιπλέον στοιχείο που προκύπτει από τα παραπάνω αποτελέσματα είναι η καλύτερη επίδοση των οπτοηλεκτρονικών μετατροπών εν συγκρίσει με τους αμιγώς οπτικούς, γεγονός το οποίο αποδίδεται στη συνάρτηση μεταφορά τους. Στους μεν πρώτους έχει συμμετρικό χαρακτήρα ενώ στους δεύτερους είναι είναι πιο απότομη πιο ασύμμετρη και με πεπερασμένο λόγο σβέσης ($\sim 12dB$). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μέσα από τη διαδικασία επανασχηματοποίησης των παλμών οι οπτοηλεκτρονικοί μετατροπείς να προσφέρουν καλύτερη εξισορρόπηση της παραμόρφωσης που εισάγουν τα οπτικά φίλτρα σε σχέση με τους αμιγώς οπτικούς. Στη προκειμένη περίπτωση και μέσα στα όρια ανεκτής λειτουργίας του συστήματος η διαφορά στο σχετικό κλείσιμο ματιού δεν ξεπερνά τα $0.5dB$.

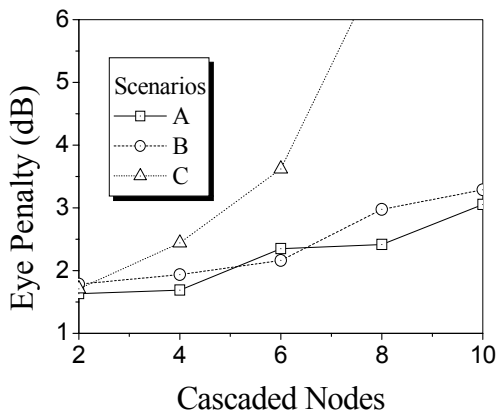
Σε ότι αφορά την αρχιτεκτονική Class -IIa, μελετήθηκαν αντίστοιχα σενάρια συστημάτων επανατοποθέτησης και οι σχετικές καμπύλες κλεισίματος ματιού εξαιτίας της συσσώρευσης jitter παρουσιάζονται στα σχήματα 5-29 (α-δ).



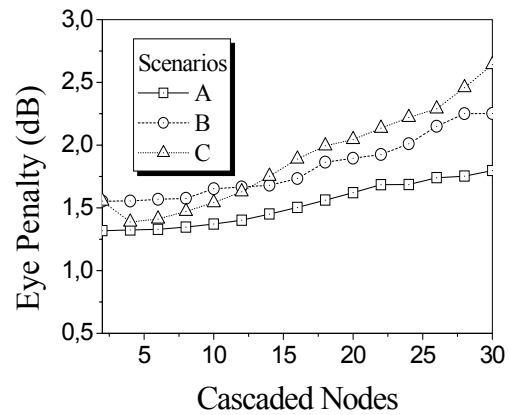
(α)



(β)



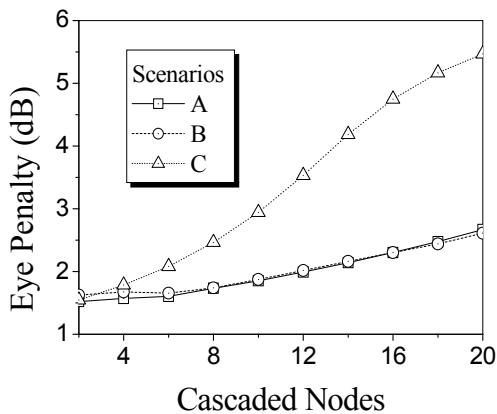
(γ)



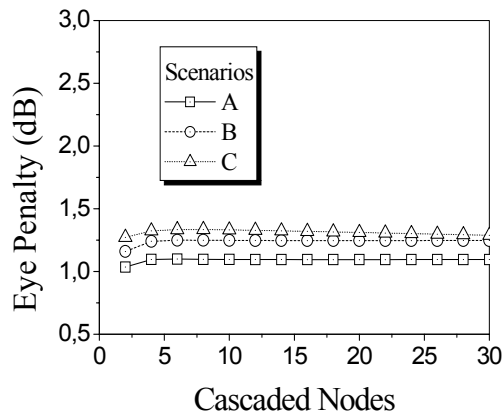
(δ)

Σχήμα 5-29 : Υπολογισμός σχετικού κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση του πλήθους των διαδοχικών κόμβων της Class -IIa αρχιτεκτονικής με χρήση α,β) οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων «αργής» και «γρήγορης» τεχνολογίας αντίστοιχα. γ,δ) αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος

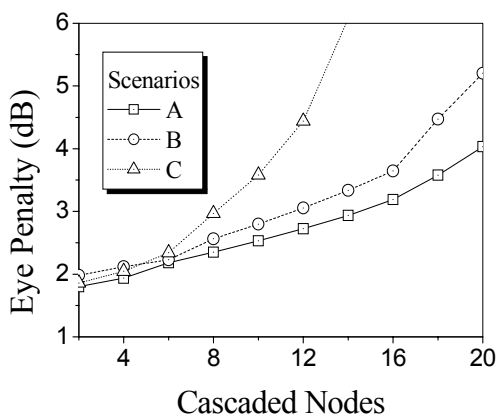
Τα συμπεράσματα εδώ δε διαφέρουν και πολύ με ότι παρατηρήθηκε στην περίπτωση της αρχιτεκτονικής Class -IIa. Και εδώ οι αμιγώς οπτικοί μετατροπείς δίνουν χειρότερα αποτελέσματα στη συσσώρευση jitter εν συγκρίσει με τους οπτοηλεκτρονικούς. Ωστόσο και για τις δύο αυτές τεχνολογίες η χρήση «γρήγορων» υποσυστημάτων επιτρέπει την διαδοχική επανατοποθέτηση περισσότερων από τριάντα κόμβους. Από την άλλη πλευρά όταν χρησιμοποιηθούν υποσυστήματα «αργού» χαρακτήρα ο αριθμός αυτός δεν ξεπερνά τους δέκα για τα σενάρια -A,-B ή ακόμα τους πέντε για το σενάριο -C. Τα όρια αυτά βρίσκονται στο μισό επίπεδο εν συγκρίσει με τα αντίστοιχα της Class -I εξαιτίας του διπλάσιου πλήθους μετατροπέων που περιλαμβάνει ο συγκεκριμένος αρχιτεκτονικός κόμβος.



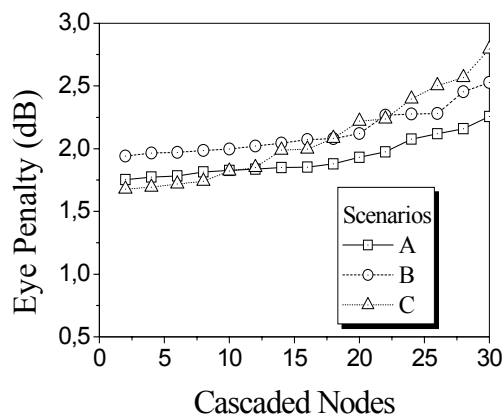
(α)



(β)



(γ)



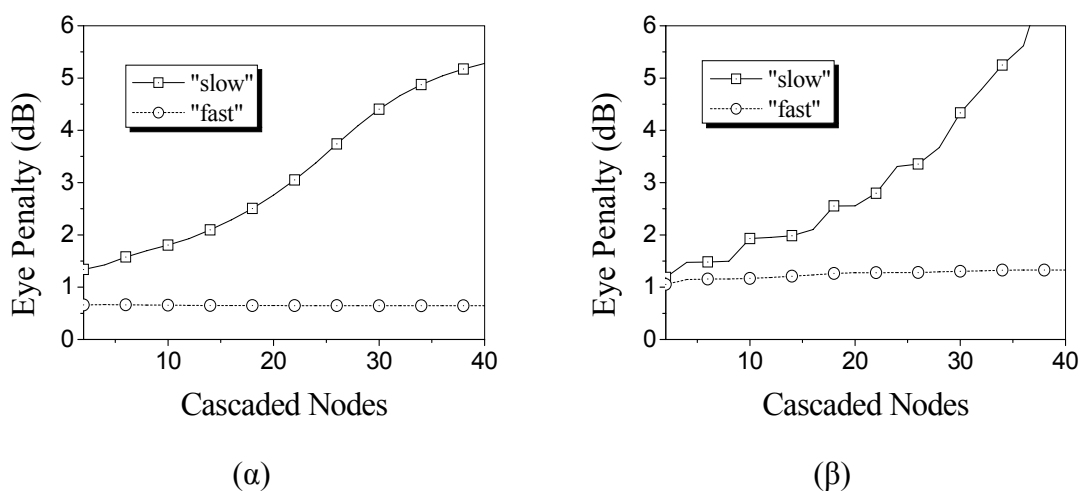
(δ)

Σχήμα 5-30 : Υπολογισμός σχετικού κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση του πλήθους των διαδοχικών κόμβων της Class –IIβ αρχιτεκτονικής με χρήση α,β) οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων «αργής» και «γρήγορης» τεχνολογίας αντίστοιχα. γ,δ) αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος

Η αρχιτεκτονική Class –IIβ εξετάζεται εν συνεχεία. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 5-30 (α, δ). Και σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιώντας μετατροπείς «γρήγορης» τεχνολογίας δεν παρουσιάζεται πρόβλημα στη διαδοχικότητα των κόμβων αφού το πλήθος τους μπορεί να ξεπεράσει τους τριάντα ανεξάρτητα αν είναι οπτοηλεκτρονικής ή αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Στη δεύτερη περίπτωση το σχετικό κλείσιμο ματιού είναι κατά 1dB υψηλότερο. Χρησιμοποιώντας μετατροπείς με στενό εύρος σπυρνοτικής απόκρισης τότε ο επιτρεπτός αριθμός διαδοχικών κόμβων διαφέρει. Για το σενάριο -C έχουμε ένα μέγιστο πλήθος οκτώ και δέκα κόμβων για τις αντίστοιχες

περιπτώσεις αμιγώς οπτικών και οπτοηλεκτρονικών υποσυστημάτων. Για τις υπόλοιπες σεναριακές παραλλαγές το πλήθος τους είναι αντίστοιχα δέκαέξι και είκοσι.

Τέλος εξετάζουμε και την περίπτωση της αρχιτεκτονικής Class –III. Τα αποτελέσματα εδώ απεικονίζονται κατά ανάλογο τρόπο στα σχήματα 5-31 (α, β). Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 5-31 α) απεικονίζονται οι καμπύλες του σχετικού κλεισίματος ματιού για την περίπτωση οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων «αργού» και «γρήγορου» τύπου, ενώ, στο σχήμα 5-31 β) έχουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα όταν χρησιμοποιούνται μετατροπείς αμιγώς οπτικής τεχνολογίας.



Σχήμα 5-31: Υπολογισμός σχετικού κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση του πλήθους των διαδοχικών κόμβων της Class –III αρχιτεκτονικής με χρήση α) οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων και β) αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος

Και εδώ χρησιμοποιώντας μετατροπείς με μεγάλο συχνοτικό εύρος δεν υπάρχουν όρια στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος αφού περισσότεροι από σαράντα κόμβοι μπορεί να μπουν σε σειρά με λιγότερο από 1dB σχετικό κλείσιμο ματιού. Αλλά και με μετατροπείς αργής τεχνολογίας το όριο αυτό είναι επίσης σε υψηλά επίπεδα, μιας και το σύστημα της αλυσίδας βρίσκεται σε ανεκτή περιοχή λειτουργίας μέχρι και τους πρώτους τριάντα κόμβους.

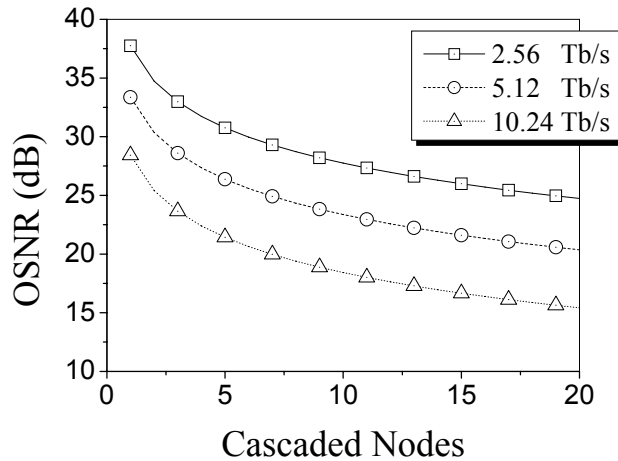
5.5.2 Αναλυτική μοντελοποίηση και αξιολόγηση επίδρασης θορυβικού παράγοντα

Εδώ θα πρέπει να διαχωριστεί η περίπτωση της Class -0 αρχιτεκτονικής, η οποία δεν περιλαμβάνει αναγεννητικούς μετατροπείς μήκους κύματος, από όλες τις υπόλοιπες. Όπως έχει προαναφερθεί αυτή αξιολογείται με υπολογισμό του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου, η αναλυτική έκφραση του οποίου τροποποιείται από τη σχέση (5.18), στα πλαίσια της παρούσας τοπολογίας πολλαπλασιάζοντας τον παρονομαστή με τον αριθμό *Nodes* των διαδοχικά τοποθετημένων κόμβων και εισάγοντας επίσης και τις απώλειες διάδοσης $L_{fib} : 3.3dB$ μεταξύ δύο διαδοχικών κόμβων που αντιστοιχούν σε τμήμα ίνας $10km$. Έτσι προκύπτει η σχέση (5.23).

$$OSNR = \frac{P_{out}}{Nodes \left(\left(\frac{P_{outEDFA}}{MP_{out}L_{fib}} - 1 \right) \frac{P_{n,edfa} M P_{out}}{P_{outEDFA}} + (G_{soa} - 1) \frac{P_{n,soa} L_{mux} NM}{P_{outEDFA}} + \left(\frac{N^2 M P_{out}}{P_{outEDFA}} - 1 \right) P_{n,edfa} \right)}$$

(5.23)

Η μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου κατά μήκος της αλυσίδας για διαφορετικές χωρητικότητες $2.56Tb/s$, $5.12Tb/s$ και $10Tb/s$ του κάθε αρχιτεκτονικού κόμβου παρουσιάζεται από τις αντίστοιχες καμπύλες του σχήματος 5-32. Το πλήθος των καναλιών σε όλες αυτές τις περιπτώσεις ήταν ίσο με $M : 32$. Θεωρώντας και εδώ ότι το κάτω όριο ανεκτής λειτουργίας του συστήματος είναι τα $20dB/0.1nm$ προκύπτει ότι το πλήθος των διαδοχικών κόμβων μπορεί να ξεπεράσει τους είκοσι όταν η συνολική χωρητικότητα είναι μικρότερη από $5.12Tb/s$. Αντιθέτως όταν η χωρητικότητα αυξάνει στα $10Tb/s$ είναι αρκετά πιο περιορισμένος ο αριθμός των διαδοχικών κόμβων, ο οποίος δε ξεπερνά τους έξι.



Σχήμα 5-32 : Καμπύλες μείωσης του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου της Class -0 αρχιτεκτονικής για διαφορετικές συνολικές τιμές χωρητικότητας

Σε ότι αφορά τις υπόλοιπες αρχιτεκτονικές ακολουθείται η μαθηματική μοντελοποίηση της παραγράφου 5.3.2 για τον υπολογισμό της συνολικής πιθανότητας σφάλματος. Αυτή, ωστόσο, ήταν ένα ομοιόμορφο αναγεννητικό σύστημα αλυσίδας. Για τον λόγω αυτό θα παρουσιάζεται ξανά εδώ προσαρμοσμένη ενδεικτικά για μια από τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές, και πιο συγκεκριμένα για την Β-σεναριακή παραλλαγή της Class –IIa. Πιο συγκεκριμένα αναπτύσσονται αναγωγικές εκφράσεις της θορυβικής διασποράς στην είσοδο του κάθε μετατροπέα μήκους κύματος αλλά και στην έξοδο του κάθε αρχιτεκτονικού κόμβου. Με τη βοήθεια αυτών εύκολα υπολογίζονται τόσο οι πιθανότητες λογικών σφαλμάτων που δημιουργούνται λόγω της διαταραχής πλάτους σε αυτά τα σημεία όσο και οι αντίστοιχες χρονικές διασπορές τυχαίου jitter. Η σύγκριση της φυσικής επίδοσης για όλες τις αρχιτεκτονικές όταν χρησιμοποιούνται οι δύο διαφορετικές τεχνολογίες μετατροπών μήκους κύματος αποτελεί σημαντικό σκοπό σε αυτό το βήμα της μελέτης.

Η μοντελοποίηση των δύο αυτών υποσυστημάτων υπαγορεύεται σε γενικές γραμμές από το μπλοκ διάγραμμα του σχήματος 5-1, ενώ η διαφοροποίησή τους πραγματοποιείται σε δύο σημεία. Πρώτον, στους αμιγώς οπτικούς μετατροπείς υπάρχει ενισχυτής ημιαγωγού, ο ρόλος του οποίου είναι να εξισορροπεί το επίπεδο της εισερχόμενης ισχύος στο σημείο

λειτουργίας του υποσυστήματος που είναι τα $0dBm$. Η παραμόρφωση που εισάγει αυτό το στοιχείο είναι μόνο θορυβικού χαρακτήρα με συντελεστή $1dB$. Από την άλλη πλευρά για τον δέκτη του οπτοηλεκτρονικού υποσυστήματος θεωρούμε ότι έχει ευαισθησία (sensitivity) $-16dBm$, ενώ ο καθορισμός του σημείου λειτουργία του γίνεται με τη βοήθεια ηλεκτρονικού ενισχυτή, ο οποίος εισάγει αμελητέο θόρυβο. Η ισχύς εξόδου και των δύο υποσυστημάτων είναι κοινή και ίση με $0dBm$. Το δεύτερο σημείο που τα διαφοροποιεί βρίσκεται στην θόρυβο που αυτά εκλύουν. Για τους μεν οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς θεωρούμε τη ποσότητα αυτή ως αμελητέα ενώ για τη περίπτωση των αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων αυτή καθορίζεται από τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο των $35dB$ συν τη παρεμβάλλουσα θορυβική ισχύ, η οποία εμφανίζεται μόνο για τις σεναριακές παραλλαγές A,-B και είναι ανάλογη του συνολικού αριθμού των M μηκών κύματος.

Στο σχήμα 5-22 (β) απεικονίζεται το μπλοκ διάγραμμα αυτής της αρχιτεκτονικής ενώ στην αντίστοιχη παράγραφο παρουσιάζεται λεπτομερής ανάλυση σχετικά με της παραδοχές του ισοζυγίου ισχύος. Βάση αυτής της ανάλυσης πολύ εύκολα υπολογίζεται το κέρδος του κάθε ενισχυτή, και κατ' επέκταση η μέση ισχύς του σήματος αλλά και η ισχύς θορύβου σε οποιοδήποτε σημείο μέσα στην αρχιτεκτονική. Αυτό βέβαια αφορά τη περίπτωση όπου εξετάζεται μεμονωμένα ο αρχιτεκτονικός κόμβος. Όταν έχουμε μητροπολιτικό δίκτυο, όπου υπάρχει εν σειρά τοποθέτηση κόμβων, όπως στην τύπου -Π MAN τοπολογία, τότε η ατελής καταπίεση της θορυβικής ισχύος δημιουργεί τη συσσώρευση μιας αντίστοιχης υπολειπόμενη ποσότητας. Το γεγονός ότι η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του αναγεννητή προσεγγίζεται από μια τμηματικά γραμμική καμπύλη επιτρέπει μια αντίστοιχα γραμμική προσέγγιση αυτής της διαδικασίας. Έτσι, εύκολα μπορεί να προκύψει μια αναγωγική έκφραση της ισχύος του θορύβου, υπολογισμένη σε οποιοδήποτε σημείο του κάθε αρχιτεκτονικού κόμβου μέσα στο δίκτυο. Για την συγκεκριμένη περίπτωση και θεωρώντας

ότι έχουμε δέκτη στην έξοδο του κάθε κόμβου η διασπορά του ηλεκτρικού θορύβου μετά τη διαδικασία της φώρασης δίδεται από :

$$\sigma_{node}^2(Node) = \frac{\gamma^{4Node} - 1}{\gamma^2 - 1} \left\{ \gamma^4 \left(\frac{P_{out}}{P_A} \right)^2 VarA + \gamma^2 \left(\frac{P_{out}}{P_B} \right)^2 VarB + VarC \right\} \quad (5.24)$$

Όπου P_A, P_B και P_{out} είναι οι μέσες τιμές ισχύος του σήματος στα σημεία A, B και στην έξοδο της αρχιτεκτονικής αντίστοιχα, ενώ $VarA, VarB, VarC$ οι διασπορές της παραμόρφωσης στην κυματομορφή ισχύος του σήματος στα τμήματα AB, BC, CA της αρχιτεκτονικής. Κατά αναλογία με την (5.24) μπορεί να προκύψουν αναδρομικές σχέσεις για τη διασπορά της ηλεκτρικής παραμόρφωσης πλάτους στα σημεία A, B του Node-οστού αρχιτεκτονικού κόμβου, οι οποίες είναι :

$$\sigma_A^2(Node) = \sigma_{node}^2(Node - 1) \left(\frac{P_A}{P_{out}} \right)^2 + VarA \quad (5.25)$$

$$\sigma_B^2(Node) = \sigma_{node}^2(Node - 1) \gamma^2 \left(\frac{P_B}{P_{out}} \right)^2 + VarA \gamma^2 \left(\frac{P_B}{P_A} \right)^2 + VarB \quad (5.26)$$

Στην έξοδο του κάθε κόμβου η δυαδική ακολουθία του σήματος φέρει λογικά σφάλματα τα οποία αποδίδονται στην παραμόρφωση πλάτους των παλμών και αναπτύσσονται κατά τη διέλευσή τους από το μη γραμμικό στοιχείο του αναγεννητή. Με βάση τις σχέσεις (5.25) και (5.26) εύκολα μπορεί να υπολογιστεί η ηλεκτρικός σηματοθορυβικός λόγος $Q(\sigma_i^2)$ στα αντίστοιχα σημεία $i = A, B$, οπότε και η πιθανότητα των αντίστοιχων λογικών σφαλμάτων που δημιουργούνται.

$$BER_{Node, ampl} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{Node} \left\{ Erfc \left(\frac{Q(\sigma_A^2(n))}{\sqrt{2}} \right) + Erfc \left(\frac{Q(\sigma_B^2(n))}{\sqrt{2}} \right) \right\} \quad (5.27)$$

Αντίστοιχα υπολογίζεται και η επίδραση του τυχαίου jitter, η οποία είναι γνωστό σύμφωνα με τα παραπάνω ότι αντιστοιχεί σε διασπορά ηλεκτρικής παραμόρφωσης πλάτους μετά το βαθυπερατό φιλτράρισμα στον τελικό δέκτη. Αυτή δίδεται από τη σχέση :

$$\sigma_{jitter, Node}^2 = \frac{P^2}{2} \sum_{n=1}^{Node} \left\{ \left(\frac{\sigma_A^2(n)}{2P_A} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_B^2(n)}{2P_B} \right)^2 \right\} \quad (5.28)$$

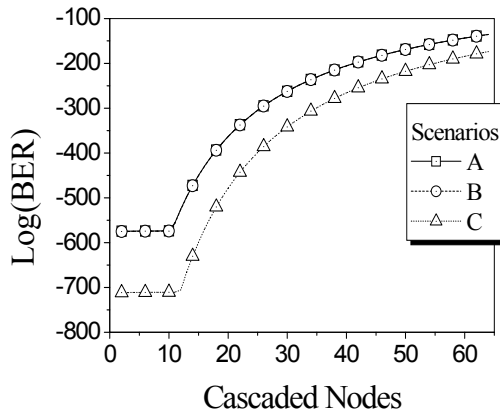
Η συνολική πιθανότητα σφάλματος στην έξοδο του Node-οστού κόμβου εκφράζεται ως άθροισμα των λογικών σφαλμάτων της παλμοσειράς, τα οποία έχουν συσσωρευθεί κατά μήκος της αλυσίδας, καθώς και των σφαλμάτων λόγω παραμόρφωσης του σήματος από τις διαταραχές στο πλάτος και στα άκρα του κάθε παλμού. Αυτό εκφράζεται από την ακόλουθη σχέση :

$$BER_{Total}(Node) = BER_{Node, ampl} + \frac{1}{2} Erfc \left(\frac{2P_{out}}{\sqrt{2(\sigma_{jitter, Node}^2 + \sigma_{node}^2(Node))}} \right) \quad (5.29)$$

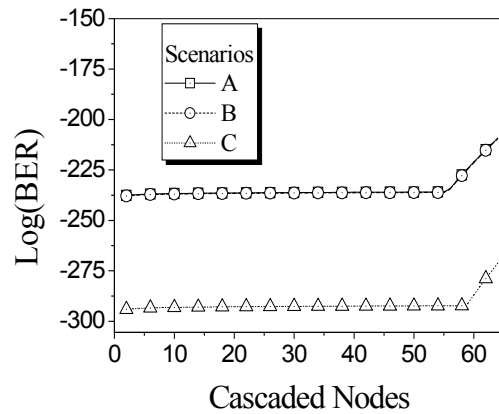
Μοντελοποίηση αντίστοιχη με τις παραπάνω σχέσεις εφαρμόστηκε για όλες τις σεναριακές παραλλαγές των αρχιτεκτονικών Class –I και Class –IIa, Class –IIb καθώς και για την αρχιτεκτονική Class –III. Για κάθε μια από αυτές μελετήθηκε η ικανότητα διαδοχικής τοποθέτησής της στα πλαίσια της τύπου –II MAN τοπολογίας, ενδεικτικά, για τιμές χωρητικότητας των $2.5Tb/s$ και $10Tb/s$, καθώς επίσης και όταν σε αυτές περιλαμβάνονται μετατροπές οπτοηλεκτρονικής ή αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Η επίδραση μιας επιπλέον παραμέτρου, της ταχύτητας απόκρισης, η οποία αντικατοπτρίζει το επίπεδο ωριμότητας των δύο αυτών τεχνολογιών εξετάστηκε σε αυτή την παράγραφο. Έτσι, η πιθανότητα σφάλματος του δικτύου μελετήθηκε για τις περιπτώσεις «αργών» και «γρήγορων» μετατροπών μήκους κύματος. Στους μεν πρώτους το εύρος ζώνης της

συχνοτικής τους απόκρισης θεωρήθηκε ίσο με $6.5GHz$, ενώ για τους «γρήγορους» μετατροπείς ίσο με $16.5GHz$. Στο σημείο αυτό θα πρέπει για άλλη μια φορά να τονιστεί ότι στόχος της παρούσας μοντελοποίησης δεν είναι ο ακριβής προσδιορισμός του μέγιστου αριθμού των αρχιτεκτονικών κόμβων που μπορεί το δίκτυο να αντέξει, μιας και δε λαμβάνεται υπόψη η επίδραση του ντετερμινιστικού jitter. Η παρούσα μελέτη δεδομένου ότι εξετάζει μόνο την επίδραση του θορύβου, προσανατολίζεται περισσότερο στο να συγκρίνει την ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησής τους, ως προς αυτό το χαρακτηριστικό.

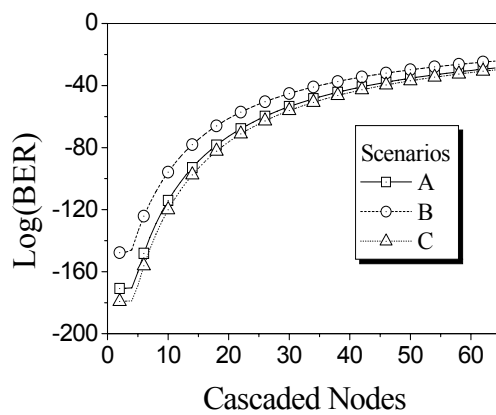
Σε όλες τις ακόλουθες περιπτώσεις που εξετάστηκαν θεωρήσαμε μέγιστο πλήθος, $M : 32$, μηκών κύματος για το κάθε MAN δίκτυο. Είδη από τη σηματοθορυβική ανάλυση της παραγράφου 5.4.1 είχε γίνει φανερό ότι αυτή δεν είναι η βέλτιστη λύση για τα σενάρια – A,B με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων. Το σκεπτικό για μια τέτοια επιλογή βασιζόταν στην απαίτηση για την ελάχιστη δυνατή τροποποίηση του κάθε αρχιτεκτονικού συστήματος στη σταδιακή εφαρμογή της στρατηγικής ομαλής μετάβασης προς ένα δυναμικά επαναδιαθρώσιμο MAN δίκτυο. Έτσι, μια πρώτη και άμεση υλοποίηση του δικτύου θα έκανε χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων για προφανείς λόγους φυσικής επίδοσης αλλά και κόστους οπότε θα έπρεπε για κάθε τιμή χωρητικότητας να διατηρούταν ελάχιστο το πλήθος N των εισόδων/εξόδων του κάθε κόμβου. Η ριζική αλλαγή του όλου συστήματος μετά από κάποια χρονική περίοδο λειτουργίας μειώνοντας το αρχικό πλήθος μηκών κύματος, σε καμία περίπτωση δε θα ήταν αποδεκτή λύση, ως επιλογή βελτιστοποίησης φυσικού στρώματος στην προοπτική εγκατάστασης αμιγώς οπτικών μετατροπέων.



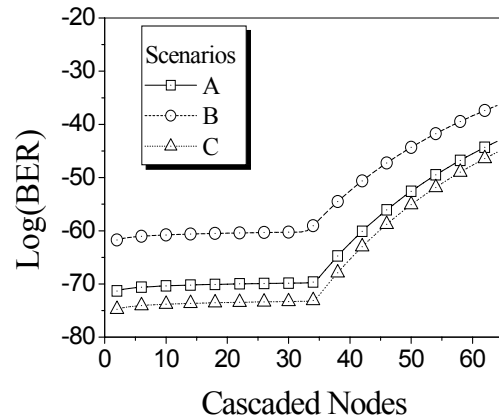
(α)



(β)



(γ)



(δ)

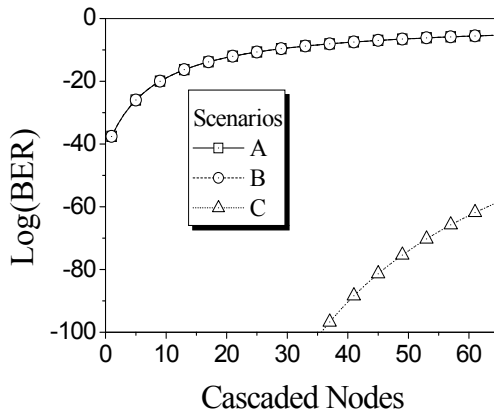
Σχήμα 5-33 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class -I αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές -A,-B,-C με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπών μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχες ταχύτητας μετατροπείς

Ξεκινώντας από την Class -I αρχιτεκτονική η φυσική της επίδοση, όταν περιλαμβάνει οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς μήκους κύματος και για όλες τις σεναριακές παραλλαγές - A,-B,-C, απεικονίζεται στα σχήματα 5-33 (α-δ). Πιο συγκεκριμένα τα δύο πρώτα σχήματα 5-33 (α, β) απεικονίζουν την επίδοση της αρχιτεκτονικής για «αργούς» και «γρήγορους» μετατροπείς ενώ η συνολική της χωρητικότητα είναι 2.56Tb/s. Στα υπόλοιπα δύο σχήματα 5-33 (γ, δ) η χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής είναι στα 10Tb/s. Ένα πρώτο γενικό συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι ακόμα και για υψηλές τιμές χωρητικότητας ο συνολικός θόρυβος που εκλύεται δε θέτει περιορισμούς στην ικανότητα διαδοχικής

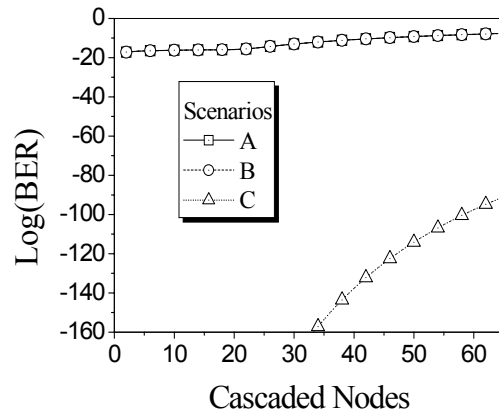
επανατοποθέτησης του δικτύου. Πράγματι οι τιμές της πιθανότητας σφάλματος είναι πολύ μικρότερες από το όριο των 10^{-20} , το οποίο θα θεωρήσουμε από εδώ και στο εξής ότι καθορίζει την περιοχή ανεκτής λειτουργίας του συστήματος.

Σε ότι αφορά τη μορφή τους και εδώ επαναλαμβάνονται τα συμπεράσματα της παραγράφου 5.3.2. Για έναν αρχικό αριθμό κόμβων συσσωρεύονται μόνο λογικά σφάλματα, οπότε η αντίστοιχη πιθανότητα σφάλματος αυξάνει γραμμικά με το πλήθος τους, ενώ αργότερα εμφανίζεται και η επίδραση του τυχαίου jitter εισάγοντας μια πολύ πιο έντονη υποβάθμιση στο φυσικό στρώμα. Ένα δεύτερο χαρακτηριστικό που παρατηρείται είναι ότι στη περίπτωση των «γρήγορων» μετατροπών το επίπεδο λογικών σφαλμάτων είναι πολύ μεγαλύτερο. Αυτό δικαιολογείται από το αυξημένο εύρος ζώνης τους το οποίο επιτρέπει την είσοδο μεγαλύτερης ισχύς θορύβου σε αυτά, μειώνοντας έτσι και την ευαισθησία τους (sensitivity). Ωστόσο, συγκριτικά με την περίπτωση των «αργών» υποσυστημάτων η ικανότητα διαδοχικής τοποθέτησής τους είναι πολύ μεγαλύτερη μιας και η ποσότητα jitter που συσσωρεύεται σε κάθε αναγεννητικό στάδιο είναι πολύ μικρότερη.

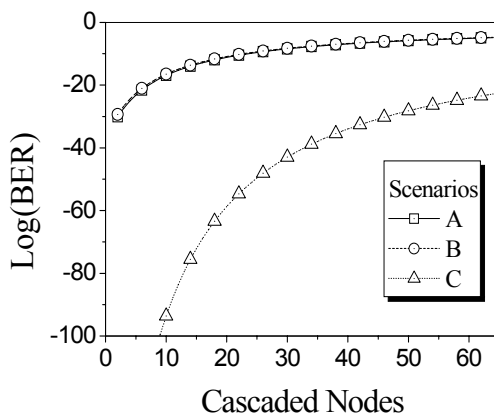
Εξετάζοντας τη φυσική επίδοση της αρχιτεκτονικής για διαφορετικές παραλλαγές του λ-στοιχείου παρατηρούμε ότι το σενάριο –C παρουσιάζει τη καλύτερη συμπεριφορά, εξαιτίας των μικρότερων απωλειών που εισάγει εν συγκρίσει με τις υπόλοιπες περιπτώσεις. Στα $2.5Tb/s$ οι απώλειες που εισάγονται από το λ-στοιχείο για τις παραλλαγές του -A,-B είναι κοινές, για το λόγω αυτό η επίδοση των δύο αρχιτεκτονικών συστημάτων ταυτίζεται κατά μήκος της αλυσίδας. Αντιθέτως καθώς η χωρητικότητα αυξάνει στα $10Tb/s$ η παραλλαγή του σεναρίου –B εισάγει τον μεγαλύτερο όγκο απωλειών με αποτέλεσμα ως προς τις υπόλοιπες αυτή να εμφανίζει τη χειρότερη επίδοση.



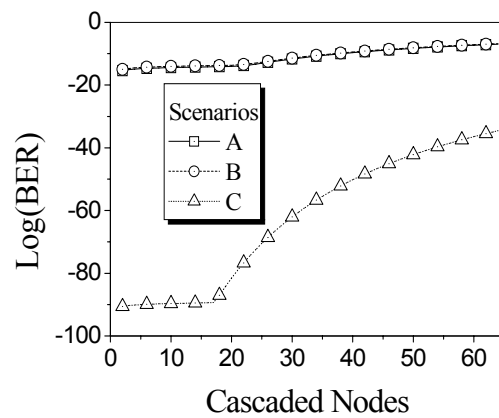
(α)



(β)



(γ)

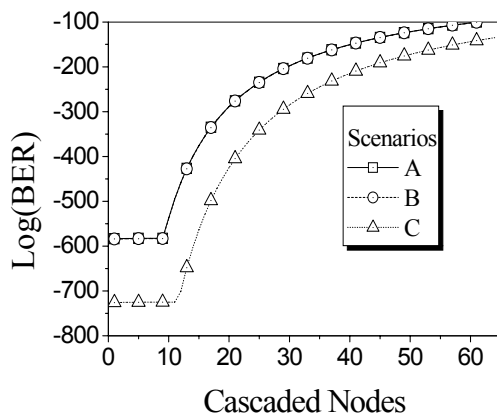


(δ)

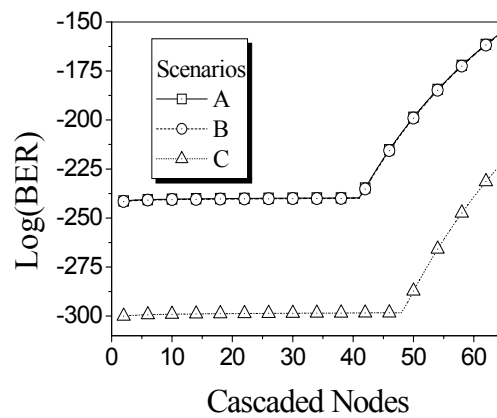
Σχήμα 5-34 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –I αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχης ταχύτητας μετατροπής

Τα σχήματα 5-34 (α-δ) παρουσιάζουν την επίδοση της Class –I για την περίπτωση που αυτή περιλαμβάνει μετατροπείς αμιγώς οπτική τεχνολογίας. Το πρώτο γενικό συμπέρασμα που προκύπτει από αυτά είναι ότι μόνο η παραλλαγή του σεναρίου –C παρουσιάζει αποδεκτή επίδοση και για τις δύο περιπτώσεις «αργών» και «γρήγορων» υποσυστημάτων στις χωρητικότητες των 2.5Tb/s και 10Tb/s. Για τις σεναριακές παραλλαγές –A, –B ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης εμφανίζεται μόνο για την περίπτωση «αργών» υποσυστημάτων μετατροπής, όπου προκύπτει ότι γύρω στους οχτώ με εννιά κόμβους μπορεί να υποστηριχθούν μέσα στο δίκτυο. Ο αριθμός αυτός αναμένεται να είναι ακόμα

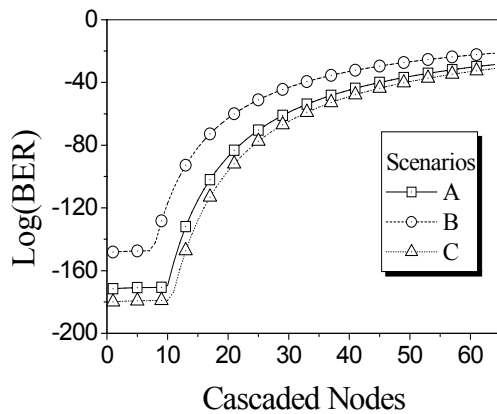
μικρότερος αν ληφθεί υπόψη και η επίδραση του ντετερμινιστικού jitter. Η αιτία για αυτή την «κακή» επίδοση των εν λόγω σεναρίων είναι ο μηχανισμός της θορυβικής παρεμβολής ο οποίος εκτενώς έχει αναλυθεί στην παράγραφο 5.4.2. Μάλιστα, είναι τόσο έντονη η επίδρασή του ώστε να μην παρατηρείται διαφοροποίηση στην επίδοση της αρχιτεκτονικής όταν η χωρητικότητα αυξάνει από τα 2.5Tb/s στα 10Tb/s .



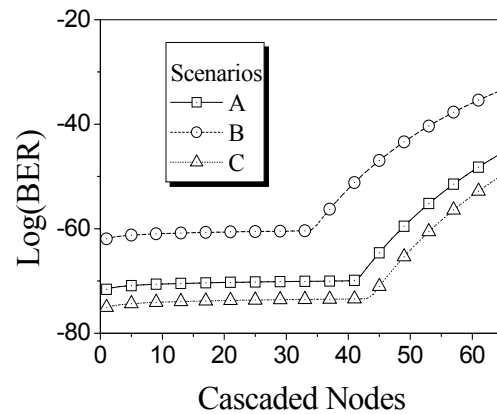
(α)



(β)



(γ)



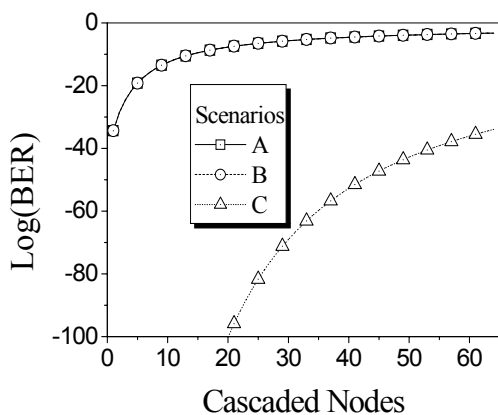
(δ)

Σχήμα 5-35 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –IIa αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπών μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχης ταχύτητας μετατροπής

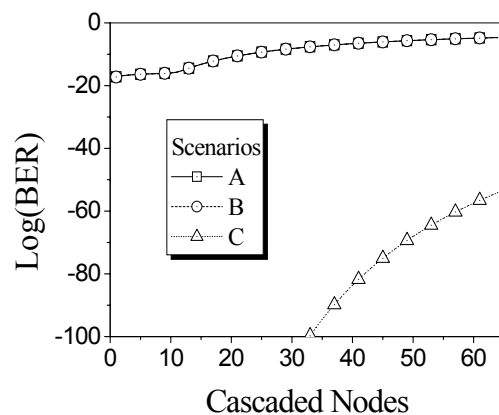
Εν συνεχεία εξετάζεται η φυσική επίδοση της αρχιτεκτονικής Class –IIa. Όπως έχει είδη προαναφερθεί αυτή εύκολα προκύπτει από την Class –I με την προσθήκη ενός επιπλέον τμήματος αποπολυπλέκτη και λ-στοιχείου στην έξοδο της. Τα σχήματα 5-35 (α, δ)

παρουσιάζουν τη φυσική της επίδοση, στα πλαίσια της τύπου -II τοπολογίας, όταν γίνεται χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπών μήκους κύματος.

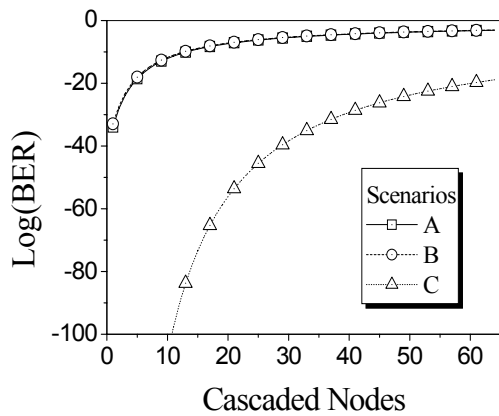
Και σε αυτή την περίπτωση διατηρούνται τα ίδια βασικά συμπεράσματα όπως στην αρχιτεκτονική Class -I. Έτσι και εδώ, παρατηρούμε ότι η επίδραση του θορύβου δεν μειώνει την ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης του MAN δικτύου για καμία σεναριακή παραλλαγή του αρχιτεκτονικού κόμβου. Επιπλέον, το σενάριο -C εμφανίζει για κάθε περίπτωση καλύτερη επίδοση εξαιτίας των μικρότερων απωλειών που εισάγει. Από την άλλη πλευρά τα σενάρια -A,-B παρουσιάζουν ισοδύναμη συμπεριφορά στα $2.56Tb/s$ επειδή ταυτίζονται οι απώλειες που εισαγάγουν στην αρχιτεκτονική. Στα $10Tb/s$ το σενάριο -B αντιστοιχεί σε μεγαλύτερο όγκο απωλειών με αποτέλεσμα η καμπύλη της πιθανότητας σφάλματος να βρίσκεται σε υψηλότερα επίπεδα εν συγκρίσει με τις άλλες. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονιστεί για άλλη μια φορά ότι ένα ρεαλιστικό σύστημα δε θα μπορούσε να παρουσιάσει τόσο χαμηλά επίπεδα πιθανότητας σφάλματος. Αυτό που απλώς δείχνεται εδώ είναι ότι ο θόρυβος που εκλύεται από τους ενισχυτές δεν είναι σημαντική αιτία σφαλμάτων. Όπως ωστόσο θα φανεί και στην επόμενη παράγραφο η επίδραση του νετερμινιστικού jitter θα αποτελέσει καθοριστικό παράγοντα μείωσης της επίδοσης φυσικού στρώματος.



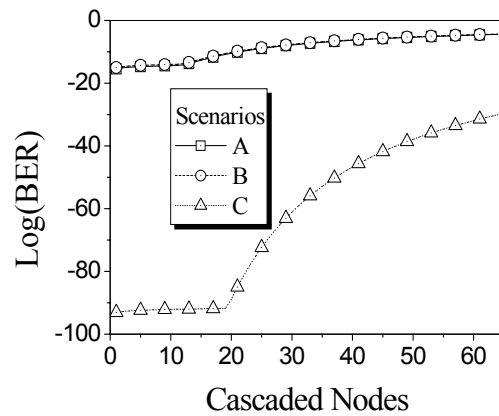
(α)



(β)



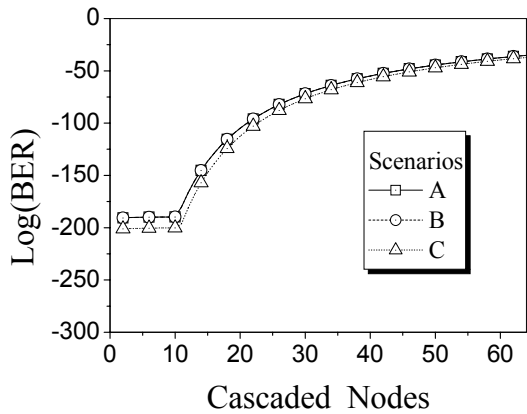
(γ)



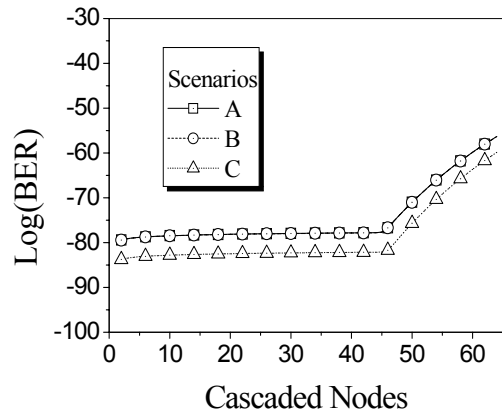
(δ)

Σχήμα 5-36 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –IIα αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχης ταχύτητας μετατροπής

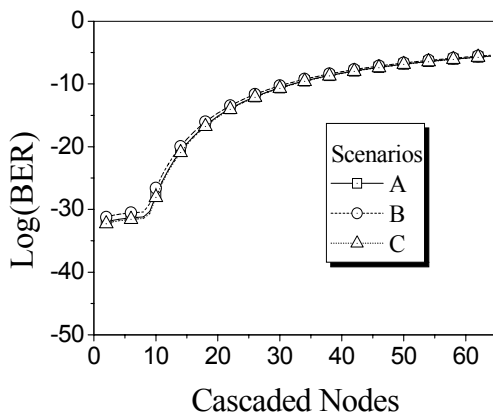
Σε ότι αφορά την περίπτωση των αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος για τη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική αυτή παρουσιάζεται στα σχήματα 5-36 (α-δ). Και εδώ ισχύουν τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη μελέτη της αρχιτεκτονικής Class –I. Δηλαδή ότι τα αρχιτεκτονικά σενάρια –A,-B δε προσφέρουν ρεαλιστική υλοποίηση αυτής της τοπολογίας του μητροπολιτικού συστήματος. Αντιθέτως, επειδή η παραλλαγή του σεναρίου –C δεν επιτρέπει την εκδήλωση του μηχανισμού της θορυβικής διαφωνίας, όπως αυτός έχει περιγραφεί σε προηγούμενη παράγραφο, το MAN δίκτυο μπορεί στην περίπτωση αυτή να παρουσιάσει υψηλή ικανότητα διαδοχικής τοποθέτησης..



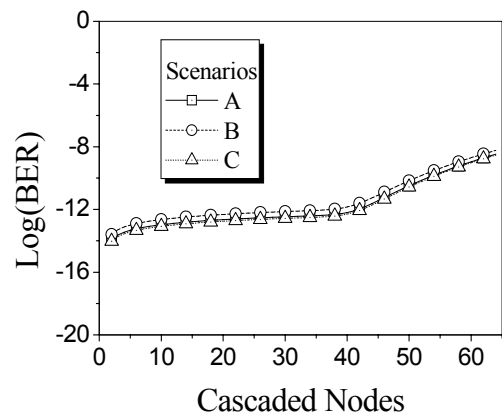
(α)



(β)



(γ)

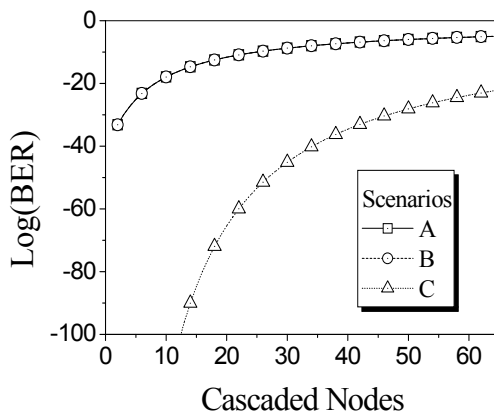


(δ)

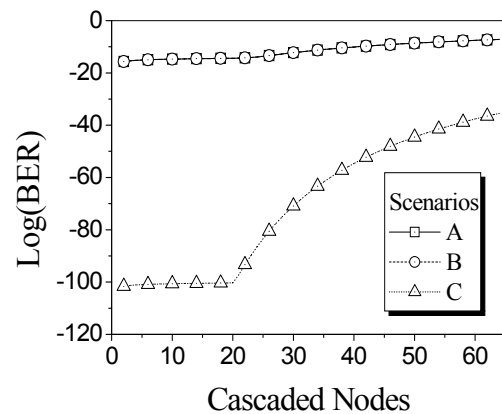
Σχήμα 5-37 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –Πβ αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –Α,-Β,-C με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχες ταχύτητας μετατροπής

Η επίδοση της αρχιτεκτονικής Class –Πβ παρουσιάζεται κατά αντίστοιχο τρόπο στα σχήματα 5-37 (α-δ) για οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς μήκους κύματος. Μια πρώτη παρατήρηση που προκύπτει είναι ότι σε σύγκριση με τις προηγούμενες δύο αρχιτεκτονικές το φυσικό της στρώμα κυμαίνεται σε υψηλότερα επίπεδα πιθανότητας σφάλματος. Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει αυτό είναι ότι οι απώλειες του αρχιτεκτονικού κόμβου, εξαιρώντας το λ-στοιχείο, είναι ανάλογες του $1/N^4$. Αν σε αυτό συνυπολογίσουμε και τον λόγο απωλειών του λ-στοιχείου τότε ο συνολικός λόγος μπορεί να γίνει ανάλογος του $1/MN^4$ ή $1/N^5$ για τα σενάρια –Α και –Β αντίστοιχα. Παρατηρώντας την εξέλιξη της πιθανότητας

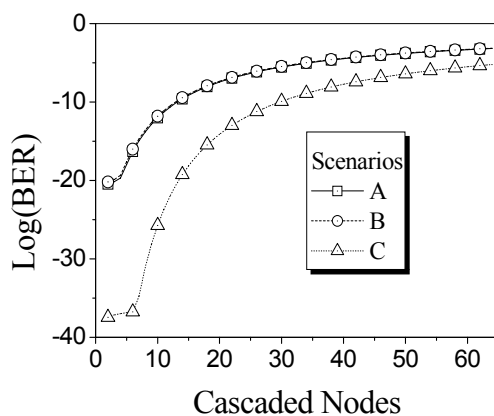
σφάλματος στα $2.56Tb/s$ προκύπτει ότι δεν υπάρχει περιορισμός στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος εξαιτίας του θορύβου. Η κατάσταση είναι τελείως διαφορετική όταν η χωρητικότητα αυξάνει στα $10Tb/s$. Για τη περίπτωση αυτή η χρήση «αργών» μετατροπέων στο δίκτυο δεν επιτρέπει την τοποθέτηση πάνω από 15 κόμβων στον κάθε μητροπολιτικό δακτύλιο. Από την άλλη πλευρά το σύστημα έχει εξαρχής καταρρεύσει, εμφανίζοντας πιθανότητα σφάλματος μικρότερη από 10^{-20} , όταν χρησιμοποιούνται «γρήγορης τεχνολογίας» συστήματα μετατροπέων, εξαιτίας του μεγάλου αριθμού λογικών σφαλμάτων που έχουν δημιουργηθεί.



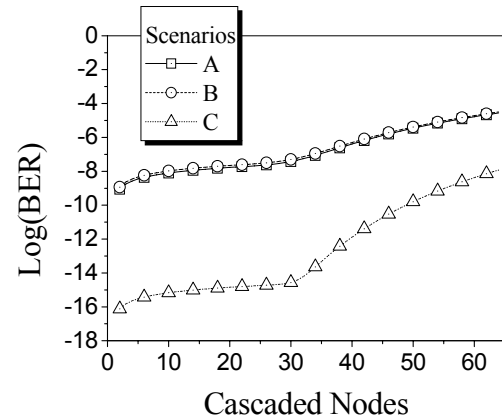
(α)



(β)



(γ)

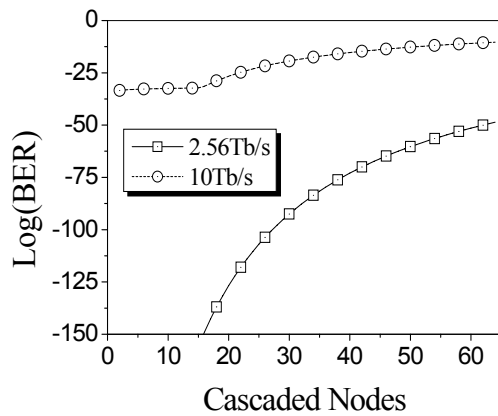


(δ)

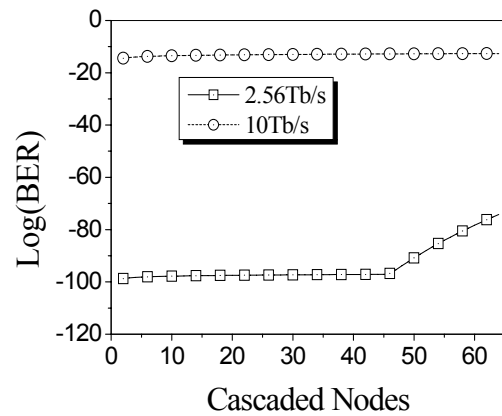
Σχήμα 5-38 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class-IIβ αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές -A,-B,-C με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα $2.56Tb/s$ αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα $10Tb/s$ με αντίστοιχης ταχύτητας μετατροπείς

Σε ότι αφορά τη περίπτωση που οι αρχιτεκτονικές παραλλαγές της Class –IIβ περιλαμβάνουν αμιγώς οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος, αυτή παρουσιάζεται στα σχήματα 5-38 (α-δ). Και εδώ ισχύουν τα ίδια συμπεράσματα φυσικού στρώματος που εμφανίστηκαν και στις προηγούμενες αρχιτεκτονικές. Τα σενάρια -Α,-Β σχεδόν ποτέ δεν επιτρέπουν τη πιθανότητα σφάλματος να κυμανθεί σε ανεκτά πλαίσια λειτουργίας, ανεξαρτήτως της χωρητικότητας του κόμβου. Το σενάριο -C, από την άλλη πλευρά, δεν εμφανίζει περιορισμό στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης όταν η χωρητικότητα βρίσκεται στα $2.56Tb/s$. Αντιθέτως, όταν η χωρητικότητα αυξάνει στα $10Tb/s$ η συγκεκριμένη δυνατότητα περιορίζεται στους 15 κόμβους, όταν χρησιμοποιείται «αργή» τεχνολογία μετατροπών. Η χρήση «γρήγορων» υποσυστημάτων μετατροπής, τέλος, δεν αφήνει καθόλου περιθώρια διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων στο MAN δίκτυο.

Εν συνεχεία εξετάζεται η επίδοση φυσικού στρώματος για την Class –III αρχιτεκτονική. Κατά τρόπο αντίστοιχο με τις προηγούμενες περιπτώσεις εξετάζεται αρχικά η περίπτωση όπου περιλαμβάνονται μετατροπείς οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας. Οι καμπύλες της πιθανότητας σφάλματος σε συνάρτηση του συνολικού αριθμού κόμβων και για τιμές χωρητικότητας των $2.56Tb/s$ και $10Tb/s$ παρουσιάζονται στα σχήματα 5-39. Πιο συγκεκριμένα το σχήμα 5-39 α) απεικονίζει τη περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται μετατροπείς «αργής» τεχνολογίας, ενώ, στο σχήμα 5-39 β) απεικονίζονται οι αντίστοιχες καμπύλες που προκύπτουν όταν περιλαμβάνονται «γρήγορα» υποσυστήματα μετατροπών.



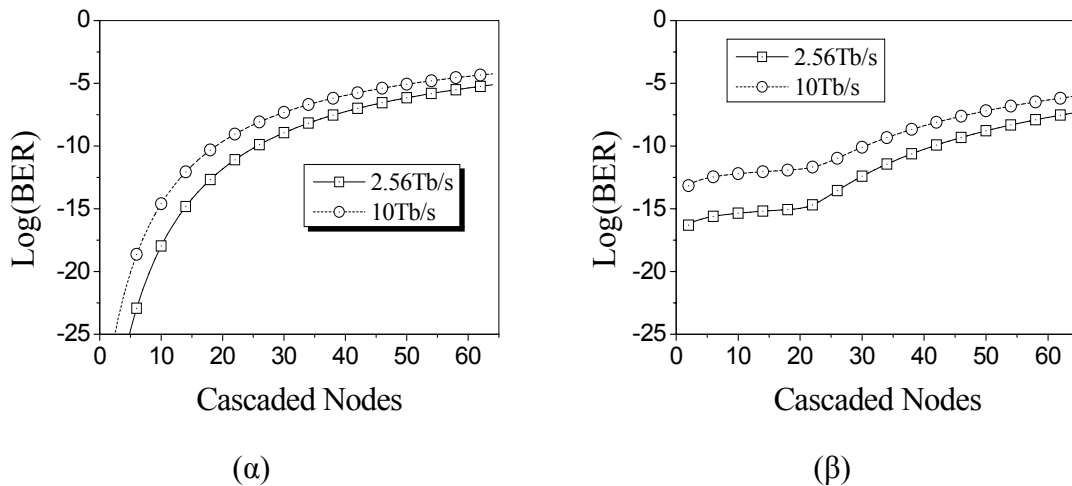
(α)



(β)

Σχήμα 5-39 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –III αρχιτεκτονικής για χωρητικότητες των 2.56Tb/s και 10Tb/s όταν χρησιμοποιούνται οπτοηλεκτρονικοί μετατροπείς μήκους κύματος α) «αργής» και β) «γρήγορης» τεχνολογίας

Η βασική παρατήρηση που προκύπτει είναι η σημαντική υποβάθμιση του φυσικού στρώματος της αρχιτεκτονικής καθώς η χωρητικότητα αυξάνεται από τα 2.56Tb/s στα 10Tb/s. Πραγματικά, για την πρώτη τιμή και ανεξάρτητα από την ταχύτητα απόκρισης του μετατροπέα δεν υπάρχει κανένας περιορισμός στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος. Ωστόσο στα 10Tb/s είναι εφικτό ένα ικανοποιητικό πλήθος διαδοχικών κόμβων μόνο για τους μετατροπείς στενού φασματικού εύρους. Για τα «γρήγορα» υποσυστήματα το αυξημένο πλήθος των λογικών σφαλμάτων που έχουν δημιουργηθεί είδη από τα πρώτα στάδια της αλυσίδας έχουν θέσει το δίκτυο εκτός ορίων ανεκτής λειτουργίας.



Σχήμα 5-40 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class -III αρχιτεκτονικής για χωρητικότητες των 2.56Tb/s και 10Tb/s όταν χρησιμοποιούνται αμιγώς οπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος α) «αργής» και β) «γρήγορης» τεχνολογίας

Τα σχήματα 5-40 (α, β) παρουσιάζουν την επίδοση φυσικού στρώματος της αρχιτεκτονικής Class -III όταν αυτή περιλαμβάνει αμιγώς οπτικούς μετατροπείς μήκους κύματος. Εδώ είναι εμφανές ότι τα όρια ανεκτής λειτουργίας στα πλαίσια της υπό μελέτη τοπολογίας είναι πολύ περιορισμένα. Πιο συγκεκριμένα, ο μηχανισμός της θορυβικής παρεμβολής που αναπτύσσεται στη παρούσα περίπτωση επιτρέπει μια ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων οριακά ίση με δέκα, και αυτό μόνο για τιμή χωρητικότητας στα 2.56Tb/s και κάνοντας χρήση «αργών» μετατροπέων. Βεβαίως σε ένα ρεαλιστικό σύστημα, το όριο θα είναι ακόμα μικρότερο αν λάβει κανείς υπόψη του και την επίδραση του ντετερμινιστικού jitter. Αλλά ακόμα και για τη περίπτωση των «γρήγορων» μετατροπέων, τα αποτελέσματα της οποίας απεικονίζονται στο σχήμα 5-40 (β), αρκεί η επίδραση και μόνο του θορυβικού παράγοντα για να θέσει εξαρχής το σύστημα εκτός ορίων λειτουργίας.

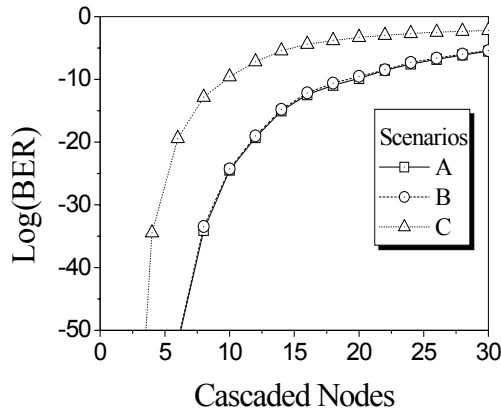
5.5.3 Προσομοίωση συνολικού φυσικού στρώματος προτεινόμενων αρχιτεκτονικών

Η αναλυτική μοντελοποίηση φυσικού στρώματος της προηγούμενης παραγράφου ελάμβανε υπόψη μόνο τον εκλυόμενο θόρυβο προκειμένου να ανιχνεύσει τα όρια

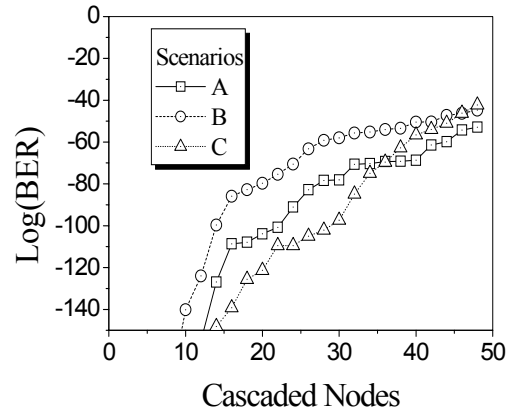
διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων για την κάθε προτεινόμενη αρχιτεκτονική. Η επίπτωση εξαιτίας της συσσώρευσης ντετερμινιστικού jitter είχε αγνοηθεί. Ωστόσο όπως έχει ειδη γίνει φανερό από τα αποτελέσματα της παραγράφου 5.5.1 η επίδραση αυτού του μηχανισμού κρίνεται σημαντική, ιδιαίτερα όταν χρησιμοποιούνται μετατροπείς με μικρό εύρος συχνοτικής απόκρισης, δηλαδή «αργής» τεχνολογίας. Μια αναλυτικού χαρακτήρα μελέτη αυτού του μηχανισμού ενοποιημένη με τη μοντελοποίηση της προηγούμενης παραγράφου βρίσκεται έξω από τα πλαίσια αυτής της διατριβής, αλλά μπορεί να αποτελέσει αντικείμενο μελλοντικής έρευνας. Για τη παρούσα φάση η συνολική εκτίμηση της συμπεριφοράς φυσικού στρώματος για τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές πραγματοποιήθηκε με αριθμητική προσομοίωση του εκάστοτε δικτύου. Οι βασικές παραδοχές που έγιναν στη μοντελοποίηση των επιμέρους στοιχείων, διατηρήθηκαν και σε αυτή την περίπτωση και σε γενικές γραμμές συνοψίζονται στον πίνακα 5-1. Ειδικότερα για τα υποσυστήματα μετατροπέων μήκους κύματος η μοντελοποίησή τους βασίστηκε στην περιγραφή που δόθηκε στην παράγραφο 5.2.

Η χαρακτηρισμός του φυσικού στρώματος πραγματοποιήθηκε με υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος στην έξοδο του κάθε αρχιτεκτονικού κόμβου κατά μήκος της αλυσίδας. Σε αυτή τη διαδικασία θεωρήθηκε ότι η μεταβλητή απόφασης (decision variable) στον τελικό δέκτη ακολουθεί την γκαουσιανή κατανομή. Όπως έχει ειδη αναλυθεί στην παράγραφο 5.3.2 με αυτή την παραδοχή δε λαμβάνονται υπόψη τα λογικά σφάλματα που δημιουργεί η διαταραχή πλάτους σε κάθε 2R στάδιο μετατροπής. Συνεπώς η εκτίμηση της πιθανότητας σφάλματος είναι αρκετά πιο αισιόδοξη από τη ρεαλιστική τιμή της, ιδιαίτερα όταν η μέτρηση πραγματοποιείται σχεδόν αμέσως μετά την έξοδο του μετατροπέα μήκους κύματος και στα πρώτα στάδια της αλυσίδας. Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος να μεταβάλλονται αναλογικά του πλήθους των διαδοχικών 2R είναι ένα φαινόμενο το οποίο σε

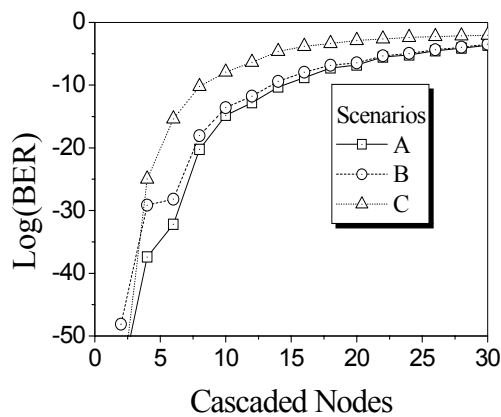
καμία περίπτωση δε πρόκειται να δώσει η συγκεκριμένη διαδικασία αριθμητικής προσομοίωσης.



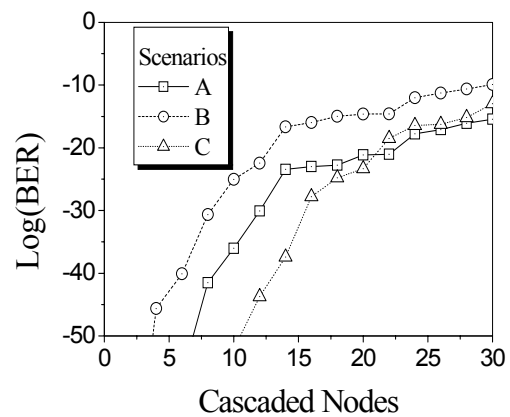
(α)



(β)



(γ)



(δ)

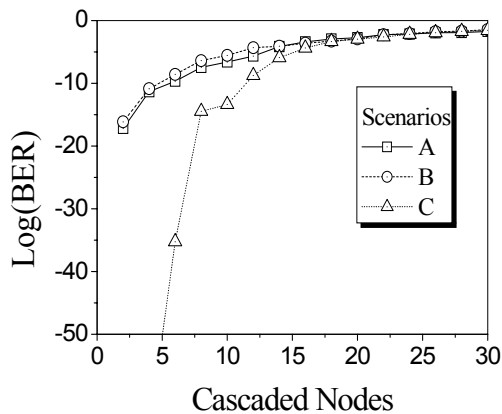
Σχήμα 5-41 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class -I αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές -A,-B,-C με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχες ταχύτητας μετατροπείς

Η παρουσίαση των αποτελεσμάτων ξεκινάει από τις σεναριακές παραλλαγές της αρχιτεκτονικής Class -I. Τα σχήματα 5-41 (α, δ) παρουσιάζουν την πιθανότητα σφάλματος υπολογισμένη κατά μήκος της αλυσίδας όταν χρησιμοποιούνται μετατροπείς οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας. Πιο συγκεκριμένα τα σχήματα 5-41 (α, β) απεικονίζουν τις τρεις σεναριακές παραλλαγές -A,-B,-C όταν το εύρος της συχνοτικής του απόκρισης είναι 7GHz και 17GHz αντίστοιχα, και η συνολική χωρητικότητα του αρχιτεκτονικού κόμβου

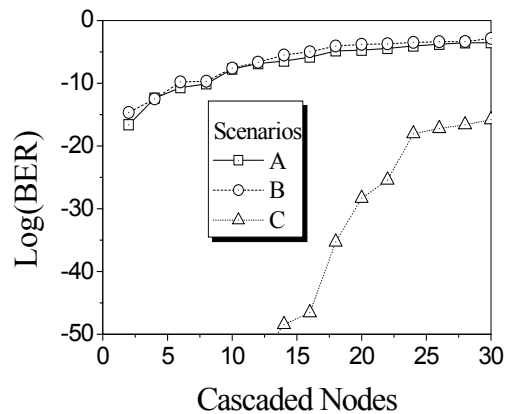
είναι $2.56Tb/s$. Οι αντίστοιχες επίδοσεις για τη χωρητικότητα των $10Tb/s$ παρουσιάζεται στα σχήματα 5-41 (γ, δ).

Η μαθηματική μοντελοποίηση της προηγούμενης παραγράφου κατάληγε στο συμπέρασμα ότι δεν υπάρχουν περιορισμοί στην ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων για αυτή την περίπτωση. Λαμβάνοντας, ωστόσο, υπόψη και την επίδραση του ντετερμινιστικού jitter τα πράγματα είναι διαφορετικά. Πιο συγκεκριμένα από τα παραπάνω αποτελέσματα προκύπτει ότι ανεξάρτητα από την τιμή χωρητικότητας, δηλαδή είτε στα $2.56Tb/s$ είτε στα $10Tb/s$ ο κάθε μητροπολιτικός δακτύλιος δε μπορεί να «αντέξει» πάνω από 10 διαδοχικούς κόμβους για μετατροπείς συχνοτικού εύρους $7GHz$. Προφανώς για μικρότερες τιμές εύρους ο αριθμός αυτός είναι ακόμα πιο περιορισμένος. Μεταξύ των τριών σεναριακών παραλλαγών η -C εμφανίζει τη χειρότερη συμπεριφορά επειδή σε αυτή ο αριθμός μετατροπέων μήκους κύματος είναι διπλάσιος.

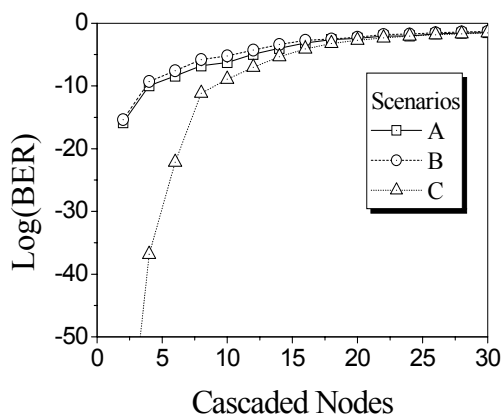
Τα πράγματα διαφέρουν στη περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται μετατροπείς «γρήγορης» τεχνολογίας, όπου το συχνοτικό τους εύρος είναι στα $17GHz$. Στα $2.56Tb/s$ δεν υπάρχει περιορισμός στην ικανότητα διαδοχικής τοποθέτησης κόμβων, αφού το πλήθος τους ξεπερνά τους πενήντα. Αντίθετα όταν η τιμή της χωρητικότητας φτάνει τα $10Tb/s$ τότε το αντίστοιχο όριο είναι οι δεκατρείς κόμβοι, για το σενάριο -B, ενώ για τα υπόλοιπα οι είκοσι κόμβοι. Το γεγονός ότι από όλες αυτές τις παραλλαγές το σενάριο -C διατηρεί την καλύτερη επίδοση, όπως ακριβώς προέκυψε από και από το αναλυτικό μοντέλο, φανερώνει ότι η απόκρισή των μετατροπέων είναι τόσο γρήγορη ώστε ακόμα και αν διπλασιαστεί ο αριθμός των μετατροπέων να υπάρχει αμελητέα συμβολή στη συσσώρευση ντετερμινιστικού jitter.



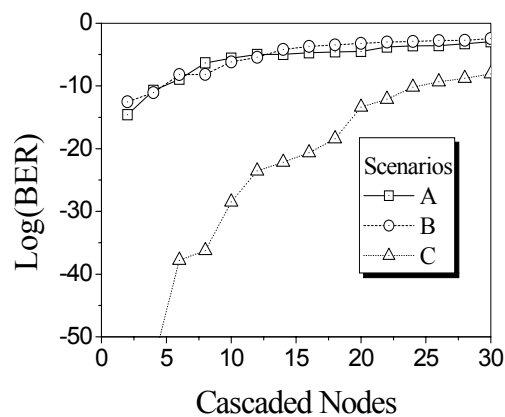
(α)



(β)



(γ)

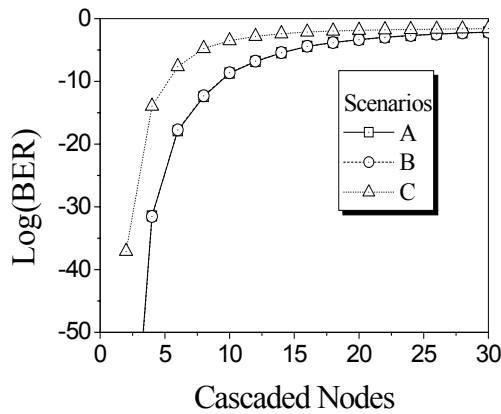


(δ)

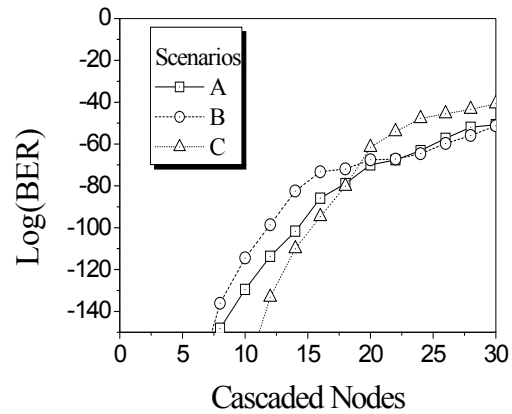
Σχήμα 5-42 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class-I αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές -A,-B,-C με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπών μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχης ταχύτητας μετατροπείς

Όταν η αρχιτεκτονική περιλαμβάνει αμιγώς οπτικούς μετατροπείς τα συμπεράσματα στις περισσότερες περιπτώσεις δε διαφέρουν πολύ από αυτά που έχει προβλέψει η αναλυτική μοντελοποίηση. Πραγματικά, είναι φανερό και εδώ ότι ο θόρυβος ευρείας ζώνης που ελλύεται από αυτά τα υποσυστήματα αποτελεί τη βασικότερη αιτία υποβάθμισης του φυσικού στρώματος. Έτσι, ανεξάρτητα από τη χωρητικότητα, 2.56Tb/s ή 10Tb/s της αρχιτεκτονικής είτε την ταχύτητα των μετατροπών, τα σενάρια -A,-B δεν επιτρέπουν δυνατότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων. Σε ότι αφορά το τρίτο σενάριο (-C) και δεδομένου ότι γίνεται χρήση μετατροπών «γρήγορης» τεχνολογίας, το αντίστοιχο πλήθος των εν σειρά κόμβων είναι εικοσι-πέντε και δεκαοχτώ για τις παραπάνω τιμές

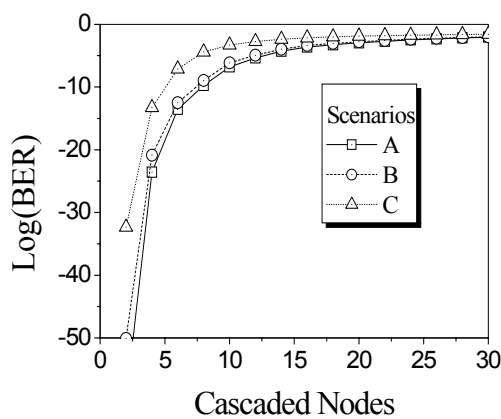
χωρητικότητας. Η χρήση μετατροπών «αργής» τεχνολογίας περιορίζει την ικανότητα διαδοχική τοποθέτησης κόμβων σε πλήθος μικρότερο των επτά.



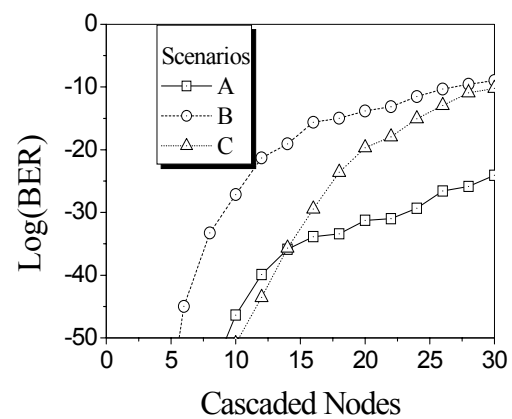
(α)



(β)



(γ)

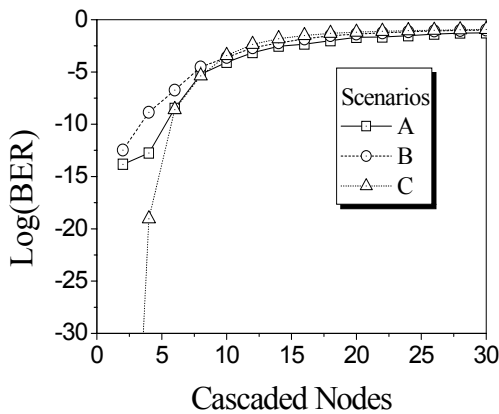


(δ)

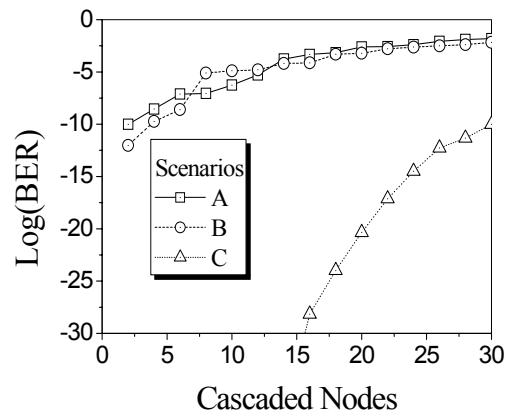
Σχήμα 5-43 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –IIa αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπών μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχες ταχύτητας μετατροπείς

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της αρχιτεκτονικής Class –IIa, για τη περίπτωση οπτοηλεκτρονικών μετατροπών μήκους κύματος παρουσιάζονται στα σχήματα 5-43. Σε γενικές γραμμές τα συμπεράσματα εδώ είναι λίγο πολύ κοινά με αυτά που προέκυψαν από την αντίστοιχη μελέτη της Class –I αρχιτεκτονικής. Για τη μεν περίπτωση «αργών» μετατροπών και ανεξάρτητα από τη συνολική χωρητικότητα ή τη σεναριακή παραλλαγή της αρχιτεκτονικής το πλήθος των διαδοχικών κόμβων δε ξεπερνά τους πέντε.

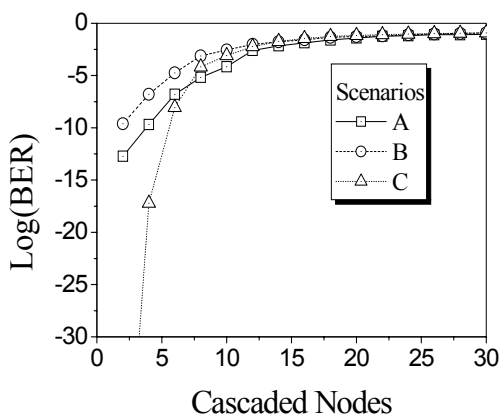
Δηλαδή έχουμε το μισό αριθμό από ότι στην Class –I, εξαιτίας του διπλάσιου πλήθους μετατροπέων. Από την άλλη πλευρά, όταν γίνεται χρήση μετατροπέων γρήγορης απόκρισης τότε στα $2.56Tb/s$ δεν υπάρχει θέμα μείωσης της ικανότητας διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων, αφού το πλήθος τους ξεπερνά τους 30. Τα αντίστοιχα όρια στα $10Tb/s$ είναι οι δεκαπέντε κόμβοι για τη περίπτωση του σεναρίου –B, και οι είκοσι κόμβοι για το σενάριο –C. Για το σενάριο –A το πλήθος των διαδοχικών κόμβων μπορεί να ξεπεράσει τους τριάντα.



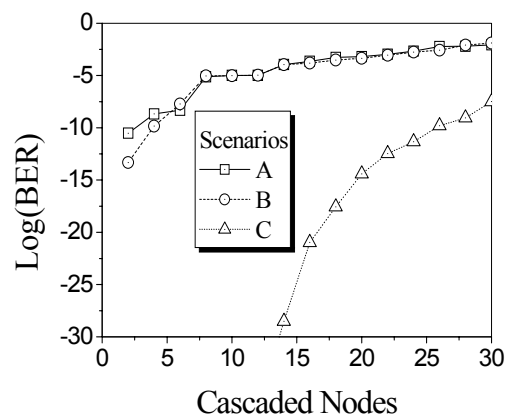
(α)



(β)



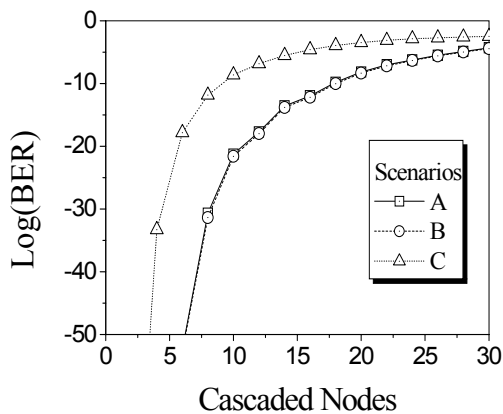
(γ)



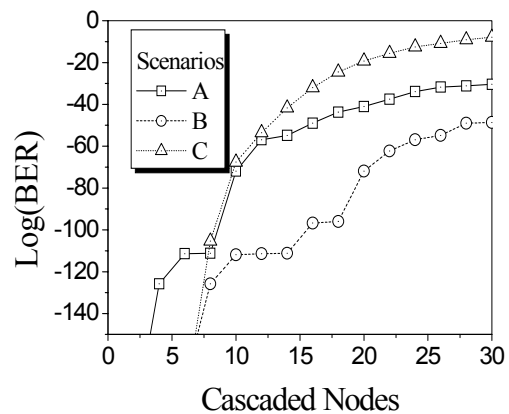
(δ)

Σχήμα 5-44 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –IIα αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα $2.56Tb/s$ αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα $10Tb/s$ με αντίστοιχης ταχύτητας μετατροπείς

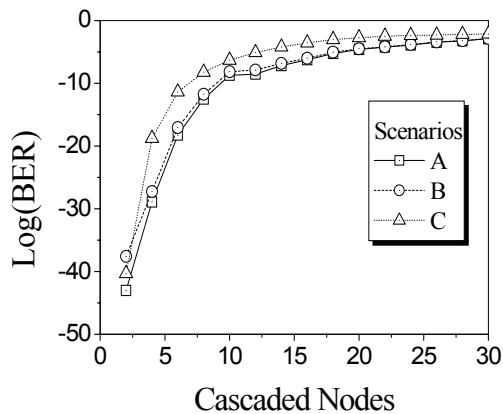
Στα σχήματα 5-44 απεικονίζονται τα αντίστοιχα διαγράμματα όταν τοποθετηθούν στην Class- Πα μετατροπείς αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Όπως σε όλες τις προηγούμενες ανάλογες περιπτώσεις έτσι και εδώ επαναλαμβάνονται τα ίδια συμπεράσματα. Τα σενάρια -Α, -Β δεν προσφέρουν καμία δυνατότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης μιας και εξ' αρχής η πιθανότητα σφάλματος είναι μικρότερη από το όριο των 10^{-20} . Η αναλυτική μοντελοποίηση της προηγούμενης παραγράφου απέδωσε το φαινόμενο αυτό στην παρεμβολή που δημιουργεί ο ευρείας ζώνης θόρυβος που εκλύουν τα οπτικά υποσυστήματα μετατροπής. Από την άλλη πλευρά επειδή στο σενάριο -C δεν εκδηλώνεται ανάλογος μηχανισμός καθίσταται δυνατή η διαδοχική επανατοποθέτηση κόμβων, δεδομένου ότι χρησιμοποιούνται μετατροπείς «γρήγορης» τεχνολογίας. Έτσι στα $2.56Tb/s$ το πλήθος των εν σειρά κόμβων είναι γύρω στους είκοσι, ενώ στα $10Tb/s$, ο αριθμός αυτός περιορίζεται στους δεκαπέντε.



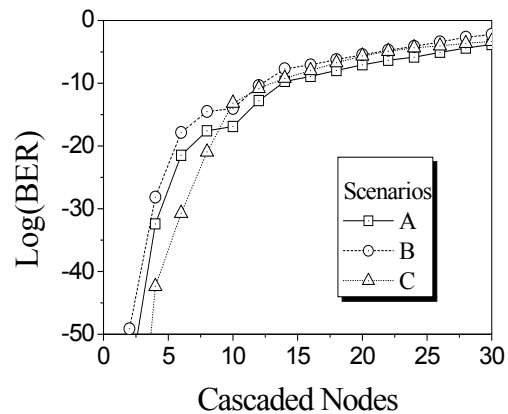
(α)



(β)



(γ)

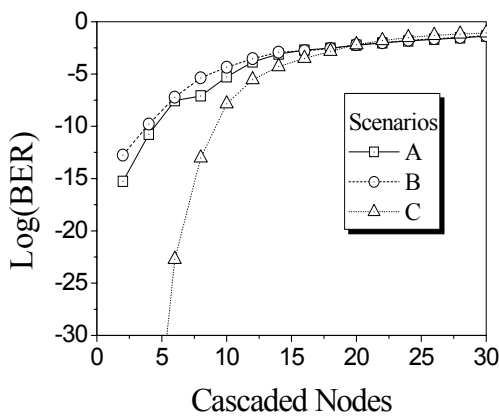


(δ)

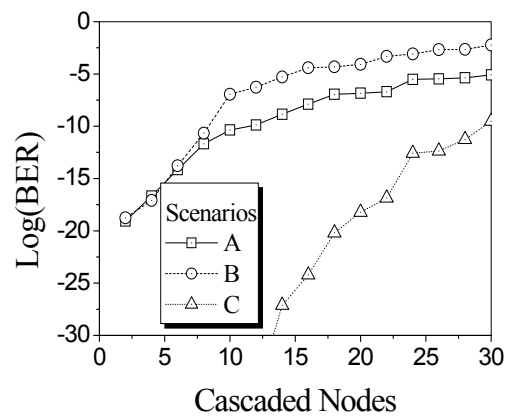
Σχήμα 5-45 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –IIb αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπών μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχες ταχύτητας μετατροπείς

Εν συνεχεία εξετάζεται το φυσικό στρώμα της αρχιτεκτονικής Class –IIb. Κατά αναλογία με τις προηγούμενες περιπτώσεις θεωρούμε αρχικά ότι οι κόμβοι περιλαμβάνουν μετατροπείς οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας. Τα αποτελέσματα αυτής της ανάλυσης παρουσιάζονται στα σχήματα 5-45 Είναι είδη γνωστό από τη μαθηματική μοντελοποίηση της προηγούμενης παραγράφου ότι η δεδομένη αρχιτεκτονική παρουσιάζει σοβαρή υποβάθμιση στο φυσικό της στρώμα καθώς αυξάνεται η χωρητικότητά της. Επίσης για τους λόγους που έχουν είδη αναφερθεί στην παράγραφο 5.5.1 προκύπτει ότι η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική είναι και πιο ευάλωτη στη συσσώρευση του ντετερμινιστικού jitter. Από τα παραπάνω αποτελέσματα συνάγεται ότι ανεξάρτητα από τη σεναριακή της παραλλαγή το πλήθος κόμβων που μπορεί διαδοχικά να επανατοποθετηθούν στα 10Tb/s πλησιάζει τους επτά, αρκεί βέβαια να υπάρχουν «γρήγορα» υποσυστήματα μετατροπών μήκους κύματος. Στην αντίστοιχη περίπτωση μετατροπών στενού συχνοτικού εύρους αυτός ο αριθμός δεν ξεπερνά τους πέντε. Η κατάσταση είναι πιο αισιόδοξη στη χωρητικότητα των 2.56Tb/s. Εκεί, ακόμα και με «αργούς» μετατροπείς αλλά για τις σεναριακές περιπτώσεις -A,-B υπάρχει η δυνατότητα για δέκα κόμβους εν σειρά τοποθετημένους. Για την ίδια τιμή χωρητικότητας και για τη «γρήγορη» περίπτωση μετατροπών το σενάριο -C εμφανίζει τη

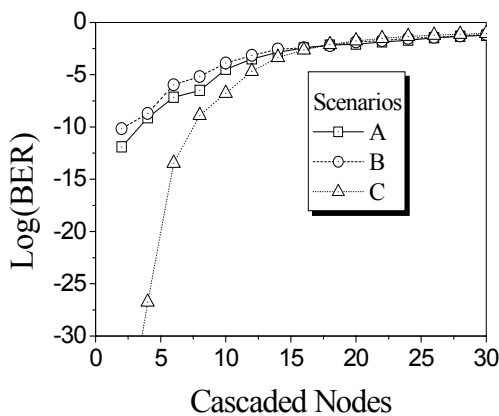
χειρότερη επίδοση δίδοντας ένα μέγιστο αριθμό είκοσι εν σειρά διαδοχικών κόμβων. Ο λόγος και εδώ αποδίδεται στο διπλάσιο πλήθος μετατροπέων που περιλαμβάνει η αλυσίδα, εν συγκρίσει με τις άλλες δύο σεναριακές παραλλαγές της αρχιτεκτονικής. Για αυτές τις περιπτώσεις η ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων ξεπερνά τους τριάντα. Τέλος να σημειωθεί ότι εν συγκρίσει με τις προηγούμενες αρχιτεκτονικές Class –I και Class –IIa η παρούσα εμφανίζει τη χειρότερη επίδοση, γεγονός το οποίο έχει είδη προκύψει και από την αναλυτική μοντελοποίηση της προηγούμενης παραγράφου.



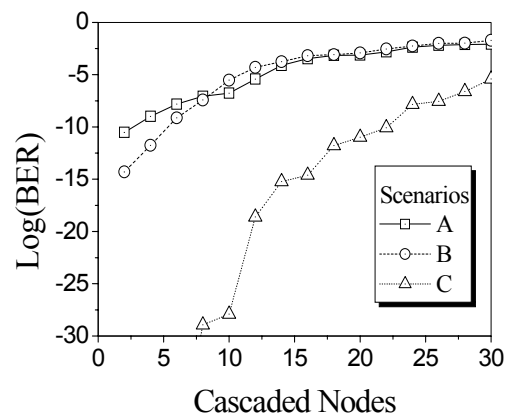
(α)



(β)



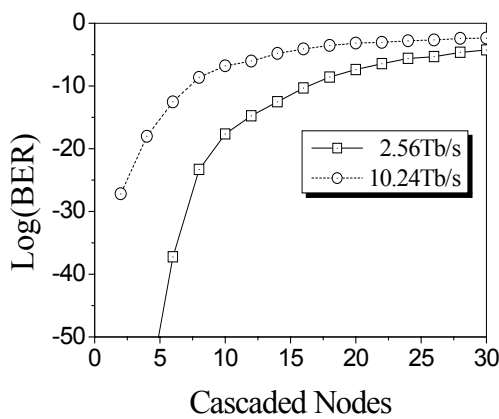
(γ)



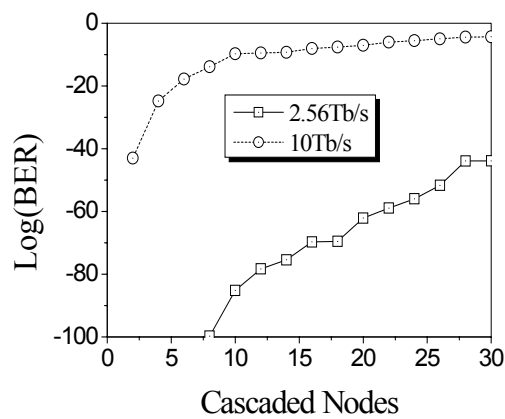
(δ)

Σχήμα 5-46 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –IIb αρχιτεκτονικής για τις σεναριακές παραλλαγές –A,-B,-C με χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων μήκους κύματος. α, β) στα 2.56Tb/s αντίστοιχα για «αργά» και «γρήγορα» υποσυστήματα γ, δ) στα 10Tb/s με αντίστοιχες ταχύτητας μετατροπείς

Τα σχήματα 5-46 απεικονίζουν την επίδοση φυσικού στρώματος όλων των σεναριακών παραλλαγών αρχιτεκτονικής Class –IIb όταν χρησιμοποιούνται μετατροπείς αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις αρχιτεκτονικών έτσι και εδώ επαναλαμβάνεται το ότι ο μηχανισμός της θορυβικής παρεμβολής οδηγεί σε σημαντική υποβάθμιση του φυσικού στρώματος. Αυτό εμφανίζεται στις παραλλαγές των σεναρίων –A,- B, οι οποίες επιτρέπουν το φαινόμενο αυτό να εκδηλωθεί. Σε όλες αυτές και ανεξάρτητα από τη τιμή χωρητικότητας της αρχιτεκτονικής ή την ταχύτητα απόκρισης των υποσυστημάτων μετατροπής προκύπτει ότι δεν υπάρχει δυνατότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων. Κάτι τέτοιο είναι επιτρεπτό μόνο για την παραλλαγή του σεναρίου –C, όπου για τη «γρήγορη» περίπτωση μετατροπών το μέγιστο πλήθος των εν σειρά κόμβων είναι δεκαεπτά και δέκα σε αντίστοιχες τιμές χωρητικότητας 2.56Tb/s και 10Tb/s . Όταν από την άλλη πλευρά χρησιμοποιούνται μετατροπείς στενού εύρους ζώνης, το πλήθος αυτό είναι μικρότερο των επτά κόμβων.



(α)

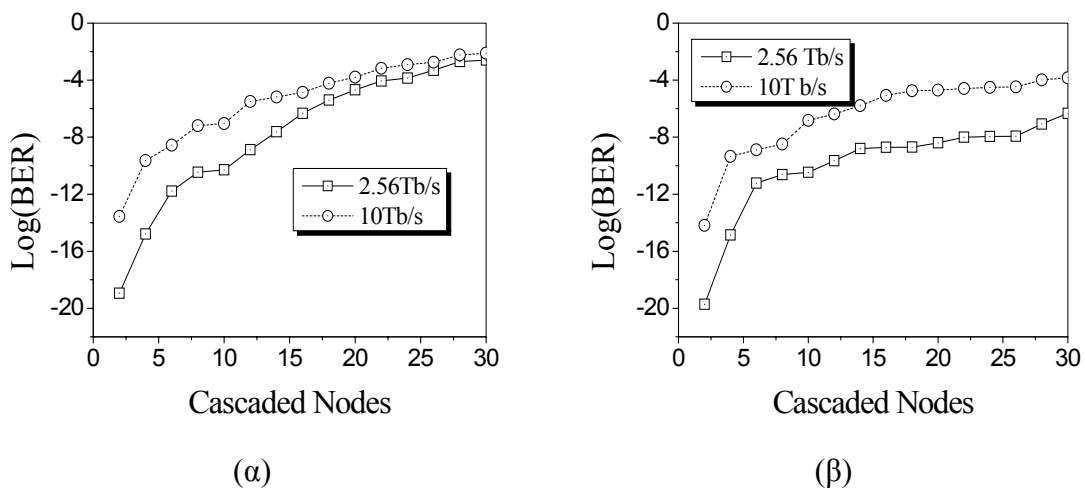


(β)

Σχήμα 5-47 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class –III αρχιτεκτονικής για χωρητικότητες των 2.56Tb/s και 10Tb/s όταν χρησιμοποιούνται οπτοηλεκτρονικοί μετατροπείς μήκους κύματος α) «αργής» και β) «γρήγορης» τεχνολογίας

Τέλος στα σχήματα 5-47 (α, β) εξετάζεται η αρχιτεκτονική Class –III, για την οποία δεν υπάρχουν αντίστοιχες σεναριακές παραλλαγές όπως στις προηγούμενες περιπτώσεις.

Αρχικά και εδώ, ερευνάται η περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται οπτοηλεκτρονικά υποσυστήματα μετατροπής μήκους κύματος, «αργής» και «γρήγορης» τεχνολογίας για τιμές χωρητικότητας 2.56Tb/s και 10Tb/s . Εδώ επαληθεύεται ό,τι έχει ήδη προκύψει από την ανάλυση της παραγράφου 5.5.2, δηλαδή ότι η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική υποφέρει από τη γρήγορη μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού της λόγου. Πραγματικά, μόνο όταν η χωρητικότητα είναι στα 2.56Tb/s προκύπτει ένας ικανοποιητικός αριθμός διαδοχικών κόμβων, ο οποίος για τα «αργά» υποσυστήματα μετατροπών ξεπερνά τους επτά ενώ με χρήση «γρήγορων» υποσυστημάτων ξεπερνά τους τριάντα. Από την άλλη πλευρά όταν η χωρητικότητα βρίσκεται στα 10Tb/s και ανεξάρτητα από την απόκριση των μετατροπών η ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων είναι μικρότερη από πέντε.



Σχήμα 5-48 : Καμπύλες πιθανότητας σφάλματος της Class-III αρχιτεκτονικής για χωρητικότητες των 2.56Tb/s και 10Tb/s όταν χρησιμοποιούνται αμιγώς οπτικοί μετατροπείς μήκους κύματος α) «αργής» και β) «γρήγορης» τεχνολογίας

Η αντίστοιχη περίπτωση αυτής της αρχιτεκτονικής όπου χρησιμοποιούνται μετατροπείς αμιγώς οπτικής τεχνολογίας παρουσιάζεται στα σχήματα 5-48 (α, β). Εδώ επαληθεύεται αυτό που είδη το αναλυτικό μοντέλο της προηγούμενης παραγράφου είχε προβλέψει, ότι δεν υπάρχει η δυνατότητα το αρχιτεκτονικό σύστημα να βρίσκεται εντός ορίων ομαλής λειτουργίας είδη από τα πρώτα στάδια της αλυσίδας. Η αιτία και εδώ η

γρήγορη μείωση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου, η οποία επιταχύνεται ένα παραπάνω από τη θορυβική ισχύ που εκλύουν οι γειτονικοί μετατροπείς μήκους κύματος. Δηλαδή συμπερασματικά, αυτή η αρχιτεκτονική εμφανίζει την χειρότερη επίδοση φυσικού στρώματος από όλες τις υπόλοιπες.

5.6 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε λεπτομερής ανάλυση φυσικού στρώματος των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών στα πλαίσια της τύπου –I και τύπου –II τοπολογίας μητροπολιτικών δικτύων. Πιο συγκεκριμένα η μελέτη περιλάμβανε τα εξής σημεία :

- Τη διερεύνηση και ανάλυση των σχετικών μηχανισμών που αναπτύσσονται και μειώνουν την ποιότητα του διαδιδόμενου σήματος, δηλαδή του ντετερμινιστικού και τυχαίου jitter καθώς επίσης και της θορυβικής παραμόρφωσης πλάτους. Ο πρώτος μηχανισμός μελετήθηκε αριθμητικά όπου βρέθηκε ότι όσο μεγαλύτερο είναι το ισοδύναμο συχνοτικό εύρος των διαδικασιών φιλτραρίσματος καθώς επίσης και όσο πιο πεπλατυσμένη συμπεριφορά χαρακτηρίζει τη συνάρτηση μεταφοράς του μη γραμμικού στοιχείου τόσο πιο ανθεκτικό είναι το σύστημα στη συσσώρευσή του. Σε ότι αφορά τους άλλους δύο αναπτύχθηκε πρωτότυπη αναλυτική μοντελοποίηση για την αξιολόγηση της επίδρασής τους κατά μήκος της αλυσίδας.. Αυτή έδειξε ότι σε αρχικά στάδια της αλυσίδας η πιθανότητα σφάλματος του συστήματος αυξάνει αναλογικά με το πλήθος των διαδοχικών αναγεννητικών τμημάτων. Στην περιοχή εκείνη δεν έχει ακόμα αναπτυχθεί η μηχανισμός του jitter, ο οποίος όταν αργότερα λάβει χώρα θα οδηγήσει σε μια πολύ πιο γρήγορη αύξηση του ρυθμού των σφαλμάτων.

- Τη συγκριτική παρουσίαση από πλευράς φυσικού στρώματος των δύο συστημάτων μετατροπής μήκους κύματος, που βασίζονται στην οπτοηλεκτρονική και στην αμιγώς οπτική τεχνολογία. Τονίστηκαν τα ιδιαίτερα αναγεννητικά τους χαρακτηριστικά, και πως αυτά αναμένεται να επηρεάσουν τη φυσική επίδοση των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών συστημάτων.
- Σε ότι αφορά τη φυσική μοντελοποίηση της τύπου –I μητροπολιτικής τοπολογίας δικτύων εκεί δείχθηκε ότι η αξιολόγηση της επίδοσης του κεντρικού μεταγωγέα μπορεί να πραγματοποιηθεί αναλυτικά με απλό υπολογισμό της μείωσης του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου στο κεντρικό τμήμα της κάθε αρχιτεκτονικής, το οποίο έχει και τις μεγαλύτερες απώλειες διαχωρισμού. Έτσι προέκυψε ότι η μείωση αυτού του μεγέθους είναι κοινή για τις αντίστοιχες παραλλαγές των αρχιτεκτονικών Class-I, Class-IIa και Class-IIb. Η επίδοση αυτών αξιολογήθηκε με ανίχνευση των ορίων μέγιστης χωρητικότητας, κάνοντας χρήση των δύο διαφορετικών τεχνολογιών μετατροπής μήκους κύματος καθώς επίσης και για διαφορετικούς συνδιασμούς του πλήθους των καναλιών M και των ινών N . Βρέθηκε ότι με χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων και οι τρεις σεναριακές παραλλαγές παρουσιάζουν παραπλήσια επίδοση, η οποία είναι σε ανεκτά πλαίσια λειτουργίας ακόμα όταν η χωρητικότητα φτάνει τα $10Tb/s$. Απαιτείται, ωστόσο, να είναι μέγιστος ο αριθμός των καναλιών. Από την άλλη πλευρά όταν γίνεται χρήση αμιγώς οπτικών υποσυστημάτων οι σεναριακές παραλλαγές -A,-B εμφανίζουν τη χειρότερη επίδοση επειδή επιτρέπουν την εμφάνιση μηχανισμών διαφωνίας από τον ευρέως φάσματος θόρυβο που αυτά εκλύουν. Ωστόσο και σε αυτή την περίπτωση μπορεί να επιτευχθεί, αν και οριακά, η χωρητικότητα των $10Tb/s$. Αντίστοιχα είναι τα συμπεράσματα που ισχύουν για την αρχιτεκτονική Class –III.

- Στην φυσική μοντελοποίηση της τύπου –II τοπολογίας προτάθηκε συγκεκριμένη μεθοδολογία ανάλυσης, η οποία βασιζόταν στην ξεχωριστή διερεύνηση της σχετικής επίδρασης που έχει ο καθένας από τους μηχανισμούς υποβάθμισης του φυσικού στρώματος στις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές. Έτσι αρχικά, και με τη βοήθεια αριθμητικών μοντέλων εξετάστηκε η συσσώρευση ντετερμινιστικού jitter, ενώ αναπτύχθηκε πρωτότυπη αναλυτική μοντελοποίηση για την αξιολόγηση της επίδρασης του τυχαίου jitter και της θορυβικής διαταραχής πλάτους. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία επέτρεψε να γίνει καλύτερα αντιληπτός ο συσχετισμός της επιλογής της κατάλληλης τεχνολογίας μεταγωγής με την αρχιτεκτονική δομή του κάθε μεταγωγέα γιατί και εδώ εξετάστηκαν οι περιπτώσεις που γίνεται χρήση μετατροπών οπτοηλεκτρονικής και αμιγώς οπτικής τεχνολογίας. Τέλος με αριθμητικές προσομοιώσεις του συνολικού συστήματος ανιχνεύτηκαν τα όρια χωρητικότητας καθώς και η ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης του κάθε υπό μελέτη αρχιτεκτονικού κόμβου.
- Τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παραπάνω μελέτη είναι τα ακόλουθα. Σε ότι αφορά την Class -0 ο αριθμός των διαδοχικά τοποθετημένων κόμβων μπορεί να φτάσει οριακά τους είκοσι, όταν η χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής είναι στα $5.12Tb/s$. Για τις αρχιτεκτονικές Class –I και Class –IIa και δεδομένου ότι χρησιμοποιούνται μετατροπείς οπτοηλεκτρονικής τεχνολογίας με εύρος συχνοτικής απόκρισης μεγαλύτερο από $15GHz$ δεν παρουσιάζεται πρόβλημα στην ικανότητα διαδοχικής τους επανατοποθέτησης. Ακόμα και όταν η χωρητικότητα φτάνει τα $10Tb/s$ ο αντίστοιχος αριθμός διαδοχικών κόμβων μπορεί να ξεπεράσει τους δώδεκα, που είναι πολύ ικανοποιητικό στα πλαίσια ενός μητροπολιτικού δικτύου. Ελαφρώς μικρότερο, γύρω στους οκτώ, είναι το συνολικό πλήθος κόμβων για την αντίστοιχη περίπτωση της αρχιτεκτονικής Class –IIb. Από την άλλη πλευρά, όταν

γίνεται χρήση αμιγώς οπτικών μετατροπέων αντίστοιχα συμπεράσματα ισχύουν μόνο για την περίπτωση του σεναρίου –C αφού μόνο αυτή δεν επιτρέπει την εκδήλωση των μηχανισμών θορυβικής διαφωνίας. Η παρουσία αυτών των μηχανισμών είναι τόσο καταλυτική ώστε για όλα τα υπόλοιπα σενάρια τα αντίστοιχα συστήματα να βρίσκονται εκτός περιοχής ανεκτής λειτουργίας ακόμα και από τον πρώτο κόμβο. Τέλος σε ότι αφορά την αρχιτεκτονική Class -III η φυσική της επίδοση βρίσκεται σε χειρότερα επίπεδα από τις προηγούμενες εξαιτίας της μεγαλύτερης μείωσης του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου που λαμβάνει χώρα στο εσωτερικό της. Εδώ, μόνο για τιμές χωρητικότητας στα $2.56Tb/s$ και με «γρήγορης» τεχνολογίας οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς επιτυγχάνεται διαδεξιμότητα μεγαλύτερη από δέκα κόμβους.

Κεφάλαιο 6

ΑΝΑΛΥΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΑΛΛΗΛΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΦΙΛΤΡΩΝ ΚΑΙ 2R ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗΣ

6.1 Σκοπός

Σκοπός του συγκεκριμένου κεφαλαίου είναι η παρουσίαση μιας αναλυτικής μελέτης για την αλληλεπίδραση των διαδικασιών φιλτραρίσματος και της 2R αναγέννησης πάνω στην ποιότητα του σήματος. Στα πλαίσια αυτά, θα γίνει λεπτομερής παρουσίαση και ανάλυση, σε επίπεδο φυσικού στρώματος, των μηχανισμών εκείνων που οδηγούν σε μειωμένη επίδοση του συστήματος και περιορίζουν την ικανότητα μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησής του. Η ανάπτυξη και παρουσίαση του μοντέλου θα πραγματοποιηθεί σε δύο βασικές ενότητες

Αρχικά θα μελετηθεί η περίπτωση ενός συστήματος χωρίς θόρυβο, αποτελούμενο από μια αλυσίδα διαδοχικά τοποθετημένων μη γραμμικών στοιχείων και ηλεκτρικών φίλτρων. Για λόγους απλοποίησης, σε αυτή την φάση, θα θεωρηθεί ότι η μη γραμμική συνάρτηση

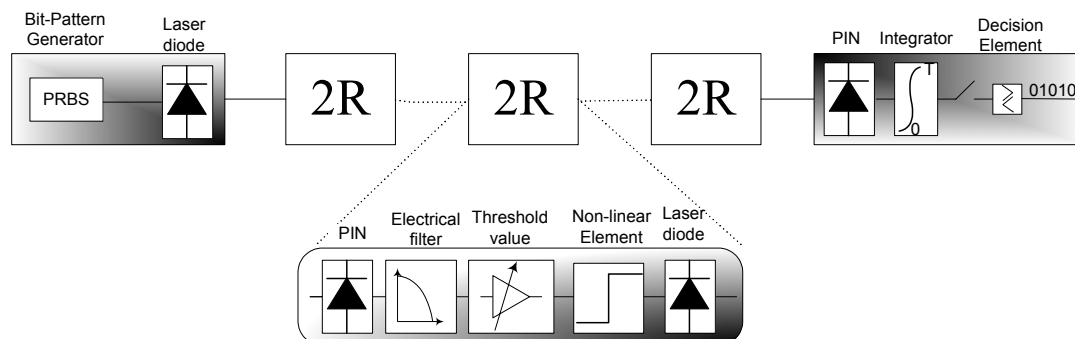
μεταφοράς των αναγεννητών είναι ιδανική βηματική συνάρτηση, ενώ τα ηλεκτρικά φίλτρα έχουν γκαουσιανή συχνотική απόκριση. Σκοπός της συγκεκριμένης ανάλυσης είναι η ανάδειξη του βασικού μηχανισμού που οδηγεί σε μείωση της επίδοσης, γενικότερα των 2R συστημάτων.

Σε δεύτερη φάση, θα πραγματοποιηθεί αναλυτική προσέγγιση σε ένα πιο ρεαλιστικό σύστημα, το οποίο πέρα από το μη γραμμικό στοιχείο και το ηλεκτρικό φίλτρο διαθέτει επιπλέον και ένα στάδιο φιλτραρίσματος του οπτικού πεδίου. Η συχνотική συνάρτηση μεταφοράς του οπτικού φίλτρου θεωρείται ότι έχει γκαουσιανή μορφή, συγκεκριμένου ενεργού εύρους ζώνης, και αντιπροσωπεύει τη φυσική διαδικασία διέλευσης του σήματος από έναν οπτικό πολυπλέκτη/αποπολυπλέκτη. Επίσης, μια γενικότερη περίπτωση μη γραμμικού στοιχείου λαμβάνεται υπόψη, του οποίου η συνάρτηση μεταφοράς δεν είναι μια απόλυτα βηματική συνάρτηση αλλά υπάρχει μια πεπερασμένη κλίση στο μεταβατικό της τμήμα. Στο συγκεκριμένο στάδιο πέρα από την ποιοτική ανάλυση, θα γίνει και μια επιπλέον ποσοτική ανάλυση του μηχανισμού μείωσης της επίδοσης του συστήματος. Επιπρόσθετα, θα διερευνηθούν πλήρως τα όρια της αναλυτικής προσέγγισης πραγματοποιώντας άμεση σύγκριση των αποτελεσμάτων με αυτά του αντίστοιχου αριθμητικού μοντέλου του συστήματος. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονιστεί ότι το πρότυπο σύστημα της τελικής φάσης αποτελεί ένα αντιπροσωπευτικό μοντέλο, για τη μελέτη συστημάτων που περιλαμβάνουν αρχιτεκτονικές μεταγωγής. Στην περίπτωση αυτή το μη γραμμικό στοιχείο αντιπροσωπεύει τον μετατροπέα μήκους κύματος, ενώ το οπτικό φίλτρο τον αντίστοιχο πολυπλέκτη/αποπολυπλέκτη του συστήματος

6.2 Πρώτη φάση ανάπτυξης μοντέλου

6.2.1 Γενικές θεωρήσεις μοντελοποίησης και περιγραφή συστήματος

Σε αυτή την ενότητα όπως και εξολοκλήρου σε αυτή την εργασία έχει γίνει μια βασική παραδοχή. Θεωρούμε στην ανάλυση για την αξιολόγηση της επίδοσης φυσικού στρώματος του κάθε συστήματος ότι το σήμα που εισέρχεται σε αυτό είναι ιδανικό, δηλαδή δεν εμπεριέχει παραμόρφωση ούτε στο πλάτος του αλλά ούτε και χρονική παραμόρφωση στα άκρα του κάθε παλμού. Συνεπώς όποια παραμόρφωση μελετάται εδώ αποδίδεται εξολοκλήρου στο ίδιο το σύστημα μετάδοσης. Η διαδικασία της σταδιακής μελέτης του προβλήματος ξεκινώντας από μια υπεραπλουστευμένη θεώρηση και καταλήγοντας σε πιο σύνθετα συστήματα θα μας επιτρέψει την απομόνωση και τη λεπτομερή μελέτη του κάθε επιμέρους μηχανισμού που προκαλεί μείωση της επίδοσης του συστήματος.



Σχήμα 6-1 : Μπλοκ διάγραμμα 2R αναγεννητικού συστήματος αλυσίδας στην παρούσα φάση ανάπτυξης του μοντέλου

Σε αυτή την αρχική φάση της ανάλυσης το υπό μελέτη σύστημα περιλαμβάνει μια αλυσίδα 2R αναγεννητών, ο καθένας από τους οποίους αποτελείται από ένα ηλεκτρικό φίλτρο γκαουσιανής απόκρισης και ένα μη γραμμικό στοιχείο με βηματική συνάρτηση μεταφοράς. Το κατώφλι της βηματικής συνάρτησης αποτελεί παράμετρο του συστήματος, η βέλτιστη τιμή της οποίας θα προκύψει από την ανάλυση που θα ακολουθήσει. Στο τέλος της

αλυσίδας θεωρούμε ένα κλασσικό σύστημα δέκτη, του οποίου το ηλεκτρικό φίλτρο είναι ένας ολοκληρωτής με χρονική απόκριση ίση με τη διάρκεια ενός διφύου. Μεταξύ δύο διαδοχικών αναγεννητών δεν υπάρχει κανενός είδους φίλτρου στο οπτικό πεδίο. Επίσης θεωρούμε ότι όλα τα ενεργά στοιχεία πηγές/φωρατές είναι ιδανικά και δεν εισαγάγουν καθόλου θόρυβο. Το μπλόκ διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος απεικονίζεται στο σχήμα 6-1

Το μοντέλο του παραπάνω σχήματος αντιπροσωπεύει με απλουστευμένο τρόπο ένα πολύ πιο σύνθετο φάσμα λειτουργιών που λαμβάνουν χώρα σε κάθε τέτοιο σύστημα. Για παράδειγμα, στην περίπτωση ενός οπτοηλεκτρονικού αναγεννητή υπάρχουν μικροκυματικά και ηλεκτρονικά συστήματα που σχετίζονται με λειτουργίες όπως η ηλεκτρονική ενίσχυση του σήματος, η εξισορρόπηση της ισχύος του, και τα οποία χαρακτηρίζονται από μία συγκεκριμένη χρονική απόκριση. Μέρος αυτής της απόκρισης μοντελοποιείται από το ηλεκτρικό φίλτρο του αναγεννητή στο παραπάνω διάγραμμα. Αντίστοιχα και για την περίπτωση ενός αμιγώς οπτικού αναγεννητή, για παράδειγμα ενός Mach-Zehnder συμβολομέτρου βασισμένου στην τεχνολογία των SOA, το ηλεκτρικό φίλτρο του παραπάνω μοντέλου μπορεί να αντιπροσωπεύσει κατά ισοδύναμο τρόπο την βαθυπερατή χρονική απόκριση που αποδίδεται στην καθυστέρηση ανάκτησης του κέρδους των ενισχυτών.

Παράλληλα, είναι προφανές ότι οποιοσδήποτε μηχανισμός μείωσης της επίδοσης ενός τέτοιου συστήματος θα πηγάζει από την αλληλεπίδραση της παλμικής παραμόρφωσης που εισαγάγει το ηλεκτρικό φίλτρο του κάθε αναγεννητή με το αντίστοιχο μη γραμμικό στοιχείο. Με τη βοήθεια του συγκεκριμένου μοντέλου επιτυγχάνεται η άμεση διασύνδεση του απαιτούμενου εύρους ζώνης του ηλεκτρικού φίλτρου με την επιθυμητή δυνατότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος. Συνεπώς, ακολουθώντας την αντίστροφη διαδικασία μπορεί να υπάρξει μια πρώτη εκτίμηση της απαιτούμενης χρονικής απόκρισης

του αναγεννητικού συστήματος, οπτοηλεκτρονικού ή αμιγώς οπτικού, ακόμα και αν και στις δύο περιπτώσεις η ακριβή της μορφή είναι διαφορετική από την γκαουσιανή.

Το υπό μελέτη σύστημα είναι μη γραμμικό και συνεπώς διαθέτει ένα βέλτιστο σημείο λειτουργίας, εννοώντας με αυτό το επίπεδο πλάτους των παλμών που εισέρχονται στο μη γραμμικό στοιχείο. Σε ένα πραγματικό σύστημα υπάρχουν διάφοροι απροσδιόριστοι παράγοντες (π.χ. πολωτικά φαινόμενα, απώλειες συνδέσεων ίνας κ.α.) που συνεισφέρουν στις απώλειες της ζεύξης εισάγοντας αποκλίσεις στον βασικό ισολογισμό ισχύος. Μέρος αυτού του προβλήματος έχει αντιμετωπιστεί τόσο στους οπτοηλεκτρονικούς όσο και στους αμιγώς οπτικούς αναγεννητές με κατάλληλα υποσυστήματα εξισορρόπησης της ισχύος. Ωστόσο, ακόμα και αυτά δε παύουν για κατασκευαστικούς λόγους να εισαγάγουν αποκλίσεις από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας, ανάγοντας την αντοχή του όλου συστήματος σε αυτές ως μία βασική παράμετρο στη διαδικασία σχεδιασμού του. Όπως θα γίνει αντιληπτό και στην ανάλυση που ακολουθεί υπάρχει μια αντίστροφη συσχέτιση μεταξύ του εύρους της επιτρεπτής απόκλισης από το σημείο λειτουργίας των υποσυστημάτων εξισορρόπησης, την οποία από εδώ και πέρα ορίζουμε και ως δυναμικό εύρος ισχύος (power dynamic range) και της δυνατότητας μέγιστης επανατοποθέτησης του συστήματος. Το γεγονός αυτό τονίζει την αξία του συγκεκριμένου μοντέλου δεδομένου ότι παρέχει μια εκτίμηση των απαιτούμενων προδιαγραφών σε δυναμικό εύρος που πρέπει να πληρούν τα υποσυστήματα εξισορρόπησης ισχύος για κάθε δίκτυο.

6.2.2 Μαθηματική ανάπτυξη μοντέλου

Στο υπό μελέτη σύστημα θεωρούμε ως είσοδο τετραγωνικό παλμό μοναδιαίου πλάτους και χρονικού εύρους T . Η κυματομορφή $p(t)$ της οπτικής ισχύος του δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$p(t) = u(t) - u(t - T) \quad (6.1)$$

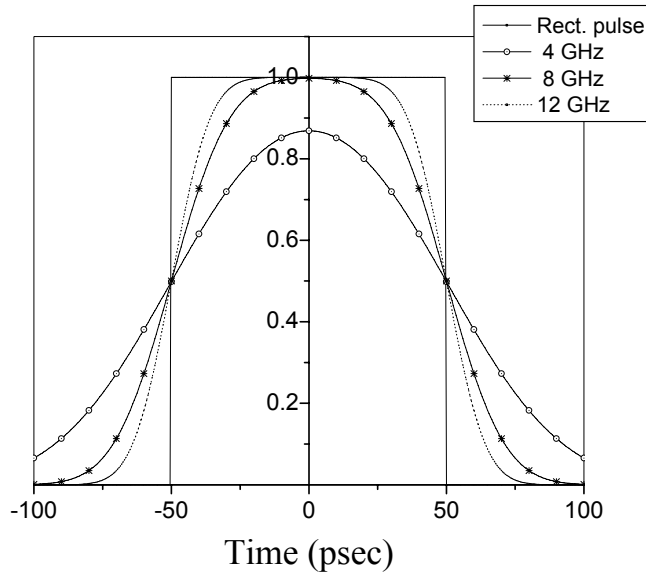
όπου $u(t)$ η γνωστή βηματική συνάρτηση. Αυτός εισέρχεται στο ηλεκτρικό φίλτρο γκαουσιανής μορφής, του οποίου η αντίστοιχη χρονική απόκριση δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$h(t) = \sqrt{\frac{f_{3dB}^2 2\pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{2f_{3dB}^2 \pi^2}{\ln 2} t^2\right) \quad (6.2)$$

όπου f_{3dB} αποτελεί το $3dB$ φασματικό εύρος του φίλτρου. Η συνέλιξη των δύο παραπάνω σχέσεων μας δίνει την κυματομορφή του σήματος στην είσοδο του μη γραμμικού στοιχείου, η οποία είναι :

$$g(t) = \frac{1}{2} \left(\operatorname{Erf}\left(\sqrt{\frac{2\pi^2 f_{3dB}^2}{\ln 2}} \cdot t\right) - \operatorname{Erf}\left(\sqrt{\frac{2\pi^2 f_{3dB}^2}{\ln 2}} \cdot (t - T)\right) \right) \quad (6.3)$$

Στο σχήμα 6-2 απεικονίζονται κυματομορφές παλμών όπως προκύπτουν στην έξοδο του ηλεκτρικού φίλτρου για διαφορετικές τιμές του φασματικού του εύρους ($f_{3dB} = 4GHz, 8GHz, 12GHz$), όταν στην είσοδό του θεωρούμε τετραγωνικό παλμό χρονικής διάρκειας $100 psec$.



Σχήμα 6-2 : Κυματομορφές παλμών στην έξοδο γκαουσιανού ηλεκτρικού φίλτρου (1^{ης} τάξεως) για διαφορετικές τιμές φασματικού εύρους. Στην είσοδο θεωρούμε τετραγωνικό παλμό διάρκειας 100psec.

Οι παραπάνω παλμοί εισέρχονται στο μη γραμμικό στοιχείο και μετατρέπονται και πάλι σε τετραγωνικούς, η χρονική διάρκεια των οποίων καθορίζεται από τη θέση του αντίστοιχου κατωφλίου. Είναι συνεπώς φανερή η αλληλεπίδραση μεταξύ της συγκεκριμένης παραμέτρου και του ηλεκτρικού φιλτραρίσματος που λαμβάνει χώρα στον αναγεννητή. Πιο συγκεκριμένα, η χρονική διάρκεια του παλμού στην έξοδο του βηματικού μη γραμμικού στοιχείου δίδεται από τη διαφορά $t_2 - t_1$ των χρονικών ριζών της ακόλουθης εξίσωσης :

$$\frac{1}{2} \left(\text{Erf} \left(\sqrt{\frac{2\pi^2 f_{3dB}^2}{\ln 2}} \cdot t \right) - \text{Erf} \left(\sqrt{\frac{2\pi^2 f_{3dB}^2}{\ln 2}} \cdot (t - T) \right) \right) = L \quad (6.4)$$

όπου L η αντίστοιχη τιμή του κατωφλίου. Οι ρίζες της παραπάνω εξίσωσης γενικά προκύπτουν με αριθμητικό τρόπο. Στο συγκεκριμένο πρόβλημα, ωστόσο, είναι δυνατή και μια αναλυτική προσέγγισή τους. Για την εύρεση της t_2 ισχύει η ακόλουθη προσέγγιση :

$$\text{Erf}\left(\sqrt{\frac{2\pi^2 f_{3dB}^2}{\ln 2}} \cdot t_2\right) \approx 1 \quad (6.5)$$

ενώ η αντίστοιχη προσέγγιση για την εύρεση της t_1 είναι :

$$\text{Erf}\left(\sqrt{\frac{2\pi^2 f_{3dB}^2}{\ln 2}} \cdot (t_1 - T)\right) \approx -1 \quad (6.6)$$

Αντικαθιστώντας διαδοχικά τις σχέσεις (6.5),(6.6) στην εξίσωση (6.4) προκύπτουν αναλυτικά οι χρονικές της ρίζες t_1, t_2 . Συνεπώς η νέα χρονική διάρκεια του τετραγωνικού παλμού στην έξοδο του αναγεννητή δίδεται από την ακόλουθη σχέση :

$$T' = t_2 - t_1 = T + a(L, f_{3dB}) \quad (6.7)$$

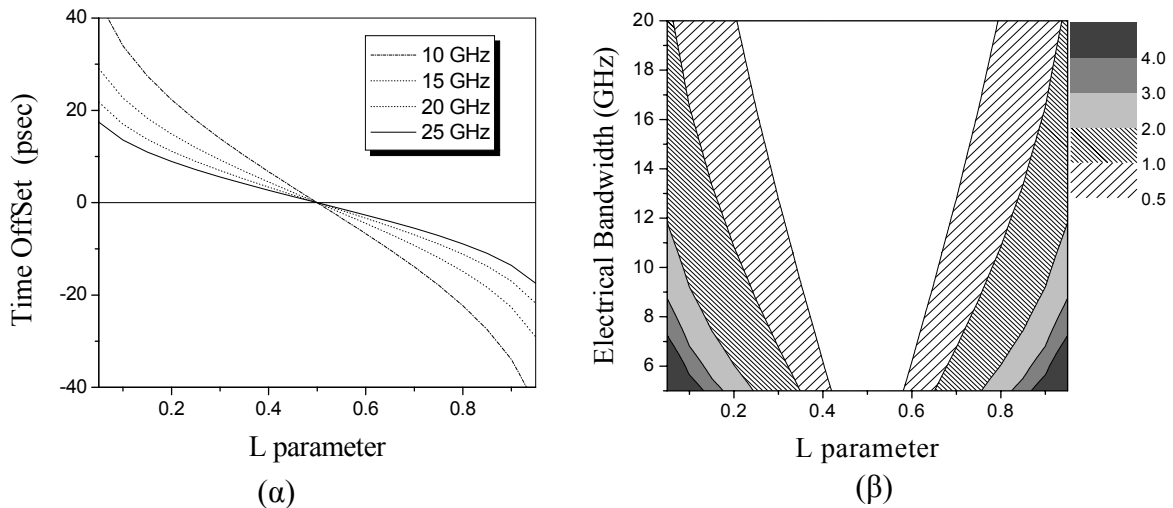
όπου $a(L, f_{3dB})$ αντιπροσωπεύει την αντίστοιχη χρονική μεταβολή, η οποία εξαρτάται τόσο από το εύρος της φασματικής απόκρισης του φίλτρου όσο και από το σημείο λειτουργίας L και δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$a(L, f_{3dB}) = \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{f_{3dB} \pi} \text{Erf}^{-1}(1 - 2L) \quad (6.8)$$

Ως μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης του συστήματος ορίζουμε το σχετικό κλείσιμο ματιού (eye closure penalty), το οποίο δίδεται από:

$$\text{Eye Penalty}(dB) = 10 \text{Log} \left[\frac{U_1 - U_0}{U_{1,o}} \right] \quad (6.9)$$

όπου U_1, U_0 οι ενέργειες του άσσου και του μηδενός στην παλμοσειρά εξόδου και $U_{1,o}$ η ενέργεια του άσσου στην είσοδο του συστήματος.



Σχήμα 6-3 : α) Καμπύλες μεταβολής της χρονικής διάρκειας του παλμού σε συνάρτηση του κατωφλίου L για διαφορετικές τιμές του φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου β) Επιφανειακό διάγραμμα σχετικής μείωσης ματιού σε συνάρτηση των παραμέτρων L και του εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου

Οι τελευταίες τρεις σχέσεις επιτρέπουν μια πρώτη αξιολόγηση του συστήματος η οποία παρουσιάζεται στα σχήματα 6.3 (α, β). Το σχήμα 6-3 (α) απεικονίζει τη μεταβολή $a(L, f_{3dB})$ της χρονικής διάρκειας του παλμού στην έξοδο του συστήματος σε συνάρτηση του κατωφλίου L , για διαφορετικές τιμές φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου. Για $L > 0.5$ προκύπτει παλμική συρρίνωση, η οποία είναι εντονότερη για μικρότερες τιμές του φασματικού εύρους του φίλτρου. Αντίθετα, για $L < 0.5$ ο παλμός εξόδου υφίσταται διεύρυνση, δημιουργώντας παρεμβολή στα γειτονικά ψηφία της παλμοσειράς. Για $L = 0.5$ καμία μεταβολή δε λαμβάνει χώρα. Στο σχήμα 6-3 (β) παρουσιάζονται οι αντίστοιχες καμπύλες μείωσης του ανοίγματος ματιού θεωρώντας ως είσοδο στο σύστημα μια NRZ παλμοσειρά αποτελούμενη από διαδοχικούς άσσους και μηδενικά (1010...).

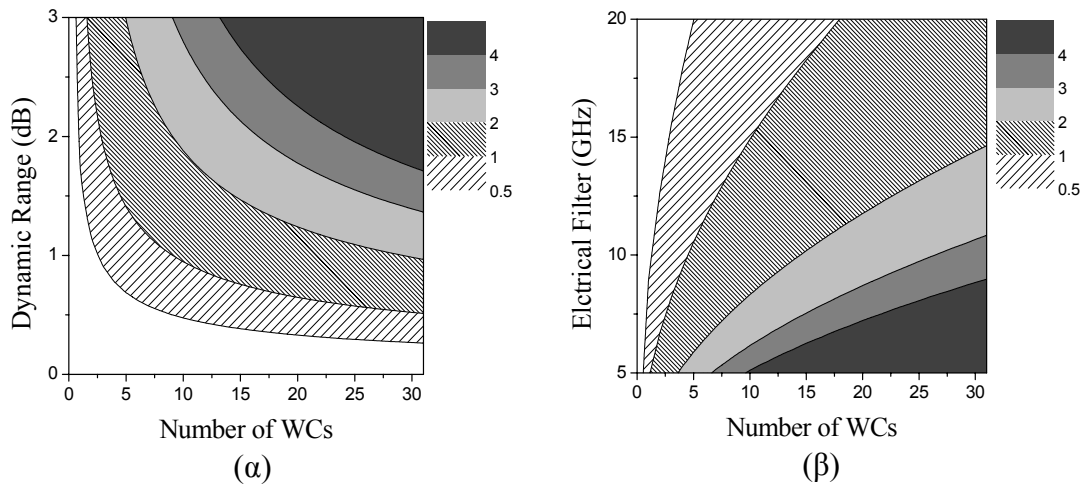
Πραγματοποιώντας μια αντίστοιχη ανάλυση για τη περίπτωση του συστήματος αλυσίδας των 2R αναγεννητών και υποθέτοντας αρχικά ότι όλοι τους έχουν κοινό σημείο L λειτουργίας, τότε η συνολική μεταβολή της χρονική διάρκειας του παλμού στην έξοδο του συστήματος είναι προφανώς ανάλογη του αριθμού των αναγεννητών. Αν όλα τα στοιχεία λειτουργούν ιδανικά στο σημείο όπου $L = 0.5$ τότε δεν υπάρχει μείωση στην επίδοση του

συστήματος. Στη πράξη, βέβαια, αυτό δεν είναι εφικτό διότι ότι τα υποσυστήματα εξισορρόπησης ισχύος του κάθε αναγεννητή χαρακτηρίζονται από μια απόκλιση στο να καθορίζουν το ακριβές σημείο λειτουργίας. Η τυπική απόκλιση του κάθε αναγεννητή καθορίζει και τη μέγιστη διαδοχική επανατοποθέτηση του όλου συστήματος. Αυτή η επίδραση θα εκφραστεί παρακάτω αναλυτικά, υπολογίζοντας με αντίστοιχο στατιστικό τρόπο το σχετικό κλείσιμο ματιού στην έξοδο της αλυσίδας.

Θεωρούμε ότι το κατώφλι L_i του κάθε αναγεννητή στο υπό μελέτη σύστημα ως ανεξάρτητη τυχαία μεταβλητή, ομοιόμορφα κατανοημένη σε περιοχή $\left(0.5 - \frac{1}{2}\sigma_{\Delta L}, 0.5 + \frac{1}{2}\sigma_{\Delta L}\right)$ γύρω από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας, την οποία ορίζουμε και ως δυναμικό εύρος ισχύος (dynamic power range) του αναγεννητή. Πραγματοποιώντας τη διαδικασία τυχαίου περιπάτου (random walk) πολύ εύκολα υπολογίζεται ότι το μέγιστο/ελάχιστο χρονικό εύρος του παλμού στην έξοδο αλυσίδας αποτελούμενη από N τον αριθμό $2R$ αναγεννητές δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$T(N) = T \pm \frac{\sqrt{N}}{2f_{3dB}} \sqrt{\frac{\ln 2}{2\pi}} \sigma_{\Delta L}, \quad \text{με } 0 \leq \sigma_{\Delta L} \leq 1 \quad (6.10)$$

Με αντικατάσταση της (6.10) στην (6.9) προκύπτει ένας πολύ σημαντικός σχεδιαστικός κανόνας για την αξιολόγηση της επίδοσης του υπό μελέτη συστήματος σε συνάρτηση των κατασκευαστικών παραμέτρων των επιμέρους στοιχείων του, δηλαδή του φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου και του δυναμικού εύρους ισχύος του κάθε αναγεννητή. Πράγματι οι αντίστοιχες καμπύλες σχετικού κλεισίματος ματιού παρουσιάζονται στα επόμενα δύο σχήματα 6-4 (α, β). Μιας και αναφερόμαστε σε κανονικοποιημένα μεγέθη βάσει της σχέσης $\sigma_{\Delta L} (dB) = 10 \log[1/(1 - \sigma_{\Delta L})]$ μετασχηματίζεται το δυναμικό εύρος λειτουργίας από τη γραμμική κλίμακα στη λογαριθμική.



Σχήμα 6-4 : Επιφανειακό διάγραμμα σχετικού κλεισίματος σε συνάρτηση του πλήθους των εν σειρά αναγεννητών α) και του δυναμικού εύρους ισχύος β) και του εύρους του ηλεκτρικού

Στο επιφανειακό διάγραμμα του σχήματος 6-4 α) απεικονίζεται το σχετικό κλείσιμο ματιού σε συνάρτηση του αριθμού των εν σειρά αναγεννητών αλλά και του δυναμικού εύρους ισχύος που τους χαρακτηρίζει. Θεωρώντας ως $1dB$ το μέγιστο ανεκτό όριο μείωσης της επίδοσης του συστήματος παρατηρούμε ότι πρέπει το δυναμικό εύρος λειτουργίας του κάθε αναγεννητή να είναι μικρότερο του $0.3dB$ ώστε να επιτυγχάνεται μεγάλο μήκος αλυσίδας. Στα αποτελέσματα αυτά το φασματικό εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου ήταν $10GHz$. Το επιφανειακό διάγραμμα του σχήματος 6-4 β) απεικονίζει τη μείωση της επίδοσης του συστήματος κατά μήκος της αλυσίδας αναγεννητών σε συνάρτηση του φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου του κάθε αναγεννητή. Προκειμένου η αλυσίδα να ξεπεράσει το μήκος των 10 αναγεννητών θα πρέπει το ηλεκτρικό φίλτρο να έχει εύρος μεγαλύτερο από $15GHz$. Στα παραπάνω αποτελέσματα θεωρήσαμε ότι το δυναμικό εύρος ισχύος του κάθε αναγεννητή ήταν $1.5dB$. Ωστόσο, για μικρότερες τιμές αυτού του μεγέθους το μέγιστο μήκος της αλυσίδας μπορεί να αυξηθεί σημαντικά.

Συνοψίζοντας, σε αυτή την παράγραφο έγινε μελέτη της διαδοχικής επαναδιαθεσιμότητας ενός απλοποιημένου συστήματος αλυσίδας 2R αναγεννητών. Στο σύστημα αυτό το μη γραμμικό στοιχείο του κάθε αναγεννητή χαρακτηριζόταν από

βηματική συνάρτηση μεταφοράς με μεταβλητό κατώφλι, ενώ, το ηλεκτρικό του φίλτρο είχε γκαουσιανή φασματική απόκριση. Η παραπάνω ανάλυση υπέδειξε το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του όλου συστήματος και κατέληξε σε έναν σχεδιαστικό κανόνα που συνδέει τη μείωση της επίδοσή του, κατά μήκος της αλυσίδας, σε συνάρτηση του φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου αλλά και του δυναμικού εύρους λειτουργίας του κάθε αναγεννητή. Στην ακόλουθη παράγραφο θα γίνει ανάλογη μελέτη για ένα πιο σύνθετο σύστημα που περιλαμβάνει επιπλέον οπτικό φιλτράρισμα σε κάθε ενδιάμεσο αναγεννητικό στάδιο, ενώ, η συνάρτηση μεταφοράς του μη γραμμικού στοιχείου δεν είναι πλέον βηματική αλλά διαθέτει ένα μεταβατικό τμήμα με πεπερασμένη κλίση στο σημείο του κατωφλίου.

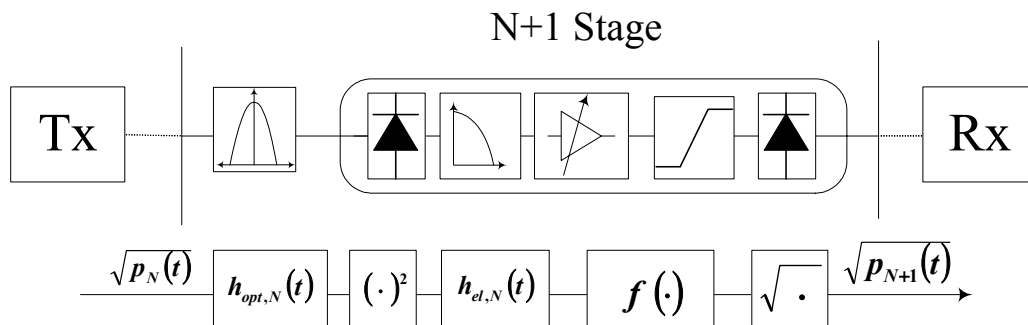
6.3 Δεύτερη φάση ανάπτυξης μοντέλου

6.3.1 Γενική περιγραφή συστήματος και παραδοχές μοντελοποίησης

Στις προηγούμενες παραγράφους, το μοντέλο που αναπτύχθηκε περιγράφει τη λειτουργία ενός πολύ απλοποιημένου συστήματος 2R αναγεννητών. Σκοπός αυτής της παρουσίασης ήταν να αναδειχθεί ο βασικός μηχανισμός που οδηγεί σε μείωση της επίδοσης της αλυσίδας και ο οποίος σχετίζεται με το εύρος ζώνης των ηλεκτρικών φίλτρων και το σημείο λειτουργίας του κάθε αναγεννητή. Ωστόσο, το συγκεκριμένο μοντέλο δε μπορεί να δώσει μια ακριβή εκτίμηση της επίδοσης ενός πιο σύνθετου 2R συστήματος δεδομένου ότι υπάρχει ένα πλήθος επιπρόσθετων παραγόντων που δραστηρικά συνεισφέρουν στη μείωση της φυσικής του απόδοσης. Η παραμόρφωση σήματος που εισάγεται από την ύπαρξη οπτικών φίλτρων ή από τις μη γραμμικότητες της ίνας, καθώς και θόρυβος των οπτικών ενισχυτών του συστήματος είναι κάποιοι εκ των πιο σημαντικών από αυτούς.

Στη παρούσα φάση θα μελετηθεί η επιπρόσθετη επίδραση των οπτικών φίλτρων και θα γίνει ανάλυση του νέου μηχανισμού υποβάθμισης του φυσικού στρώματος. Επιπλέον, θα

αναπτυχθεί αντίστοιχο αναλυτικό μοντέλο και θα αξιολογηθεί η ακριβειά του. Μια πιο ρεαλιστική συνάρτηση μεταφοράς του μη γραμμικού στοιχείου θα ληφθεί εδώ υπόψη, η οποία δεν είναι πλέον μια ιδανική βηματική συνάρτηση αλλά, διαθέτει πεπερασμένη κλίση στο μεταβατικό της τμήμα. Το όλο σύστημα καθώς και η γενική μαθηματική του μοντελοποίηση απεικονίζονται στο επόμενο σχήμα 6-5.



Σχήμα 6-5 : Μπλοκ διάγραμμα μοντελοποίησης 2R αναγεννητικής αλυσίδας, η οποία περιλαμβάνει και οπτικά φίλτρα

Έστω $p_N(t)$ η κυματομορφή ισχύος του οπτικού παλμού στην έξοδο του N-οστού 2R μετατροπέα μήκους κύματος/αναγεννητή της αλυσίδας. Αυτός εισέρχεται στο οπτικό φίλτρο το οποίο θεωρούμε ότι έχει γκαουσιανή φασματική απόκριση. Εν συνεχεία το οπτικό πεδίο στην έξοδο του φίλτρου, το οποίο είναι προϊόν της συνέλιξης της χρονικής του απόκρισης $h_{opt,N}(t)$ με την πεδιακή κυματομορφή του παλμού $\sqrt{p_N(t)}$ εισέρχεται στο τετραγωνικό φωρατή. Η κυματομορφή ρεύματος που προκύπτει συνελίσσεται με την χρονική απόκριση $h_{el,N}(t)$ του ηλεκτρικού φίλτρου και εν συνεχεία εισέρχεται στο μη γραμμικό στοιχείο με συνάρτηση μεταφοράς $f(x)$. Η έξοδος του μας δίνει τη κυματομορφή του παλμού $p_{N+1}(t)$ που αντιστοιχεί στο N+1 στάδιο της αλυσίδας του συστήματος. Η γενική μαθηματική περιγραφή αυτής της διαδικασίας συνοψίζεται και στις ακόλουθες σχέσεις (6.11) και (6.12)

$$y_N(t) = \left\{ \sqrt{p_N(t)} * h_{opt,N}(t) \right\}^2 * h_{el,N}(t) \quad (6.11)$$

$$p_{N+1}(t) = f(y_N(t)) \quad (6.12)$$

Είναι προφανές ότι μια γενική αναλυτική λύση του συγκεκριμένου προβλήματος δεν είναι εφικτή, παρά μόνο μετά από μια σειρά προσεγγίσεων ώστε να επιτευχθεί σημαντική απλοποίηση στην όλη μαθηματική του ανάλυση. Για το λόγο αυτό θα θεωρήσουμε ότι η κυματομορφή ισχύος του οπτικού παλμού στην είσοδο και στην έξοδο του οπτοηλεκτρονικού μετατροπέα προσεγγίζεται με τραπέζιο. Μια επιπλέον προσέγγιση αφορά τον προσδιορισμό του οπτικού πεδίου του παλμού. Όπως φαίνεται από την (6.11) αυτή προκύπτει λαμβάνοντας την τετραγωνική ρίζα της αντίστοιχης κυματομορφής ισχύος, γεγονός το οποίο δεν επιτρέπει την επίτευξη αναλυτικότητας στο αποτέλεσμα της ακόλουθης συνέλιξης. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίστηκε προσεγγίζοντας τα άκρα του με ανάπτυγμα Taylor. Η αξιολόγηση της ακρίβειας του συνολικού μοντέλου αποτέλεσε αντικείμενο μελέτης, το οποίο παρουσιάζεται στις επόμενες παραγράφους.

Βασικός στόχος στη μαθηματική ανάλυση που θα ακολουθήσει είναι να δοθούν οι αναδρομικές σχέσεις τόσο της κλίσης των άκρων του παλμού τραapeζίου όσο και της χρονικής του διάρκειάς του κατά μήκος της αλυσίδας. Έπειτα, το αντίστοιχο κλείσιμο ματιού στον τελικό δέκτη του συστήματος προκύπτει εύκολα υπολογίζοντας την ενέργεια διφύου που αντιστοιχεί στο λογικό «1» και «0» της παλμοσειράς. Θα ακολουθήσει λεπτομερή μελέτη της συμπεριφοράς του συστήματος σε συνάρτηση των επιμέρους παραμέτρων του όπως το εύρος ζώνης του οπτικού και του ηλεκτρικού φίλτρου, το σημείο λειτουργίας καθώς την κλίση της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του υποσυστήματος του αναγεννητή.

6.3.2 Μαθηματική ανάπτυξη μοντέλου

Ως είσοδο στο υπό μελέτη σύστημα θεωρούμε παλμό με κυματομορφή τραπεζίου, μέγιστης ισχύος P και αρχικού χρονικού εύρους T_o . Η μαθηματική του περιγραφή δίδεται από την παρακάτω εξίσωση :

$$p_o(t) = \left\{ \frac{P}{2} + a_o \left(t + \frac{T_o}{2} \right) \right\} \cdot U(t, t_A, t_B) + P \cdot U(t, t_B, t_C) + \left\{ \frac{P}{2} - a_o \left(t - \frac{T_o}{2} \right) \right\} \cdot U(t, t_C, t_D) \quad (6.13)$$

όπου $U(t, t_a, t_b) = u(t - t_a) - u(t - t_b)$ η εξίσωση μοναδιαίου τετραγωνικού παλμού με

χρονικά άκρα t_a, t_b . Επίσης τα ορίσματα $t_A = -\frac{P + a_o T}{2a_o}, t_B = -\frac{-P + a_o T}{2a_o},$

$t_C = -\frac{P - a_o T}{2a_o}, t_D = \frac{P + a_o T}{2a_o}$ αντιπροσωπεύουν τις χρονικές στιγμές των άκρων του

τραπεζίου, όπου a_o η κλίση των πλευρών του. Στην είσοδο του οπτικού φίλτρου η αντίστοιχη πεδιακή κυματομορφή του οπτικού παλμού δίδεται από :

$$e_o(t) = \sqrt{\frac{P}{2} + a_o \left(t + \frac{T_o}{2} \right)} \cdot U(t, t_A, t_B) + \sqrt{P} \cdot U(t, t_B, t_C) + \sqrt{\frac{P}{2} - a_o \left(t - \frac{T_o}{2} \right)} \cdot U(t, t_C, t_D) \quad (6.14)$$

Προκειμένου να υπάρξει αναλυτικότητα στην πράξη της συνέλιξης με τη χρονική απόκριση του οπτικού φίλτρου προσεγγίζουμε τις καμπύλες των άκρων του παλμού με $1^{ης}$

τάξης ανατύγματα Taylor γύρω από τα αντίστοιχα σημεία $\left(-\frac{T_o}{2}, \frac{P}{2} \right)$ και $\left(\frac{T_o}{2}, \frac{P}{2} \right)$. Η

επιλογή των συγκεκριμένων σημείων είναι καθοριστική για την ακρίβεια του συνολικού μοντέλου.

Η προσεγγιστική κυματομορφή που προκύπτει από την (6.14) συνελίσσεται με τη χρονική απόκριση του γκαουσιανού οπτικού φίλτρου και το αποτέλεσμα της τετραγωνίζεται από το φωρατή του αναγεννητή. Η ανάγκη ύπαρξης αναλυτικότητας και στη δεύτερη πράξη της συνέλιξης που προκύπτει από τη διέλευση του παλμού μέσα από το ηλεκτρικό φίλτρο, επιβάλλει την προσέγγιση της κυματομορφής στην έξοδο του φωρατή και πάλι με τραπέζιο. Η γενική του εξίσωση δίδεται από την (6.13), ωστόσο ο παλμός που προκύπτει χαρακτηρίζεται από καινούργια τιμή κλίσης και χρονικής διάρκειας. Έπειτα από απαλοιφή κάποιων όρων με αμελητέα επίδραση προκύπτει ότι τα μεγέθη αυτά δίδονται από τις παρακάτω σχέσεις (6.15) και (6.16).

$$a'_o = \left\{ 1 + (\sqrt{2} - 1) \operatorname{Erf}(q_o) \right\} \frac{a_o \operatorname{Erf}(q_o)}{\sqrt{2}} + \frac{P\sqrt{\pi}}{2k} \operatorname{Exp}(-q_o^2) \left\{ 2 - \sqrt{2} - (4 - 3\sqrt{2}) \operatorname{Erf}(q_o) \right\} \quad (6.15)$$

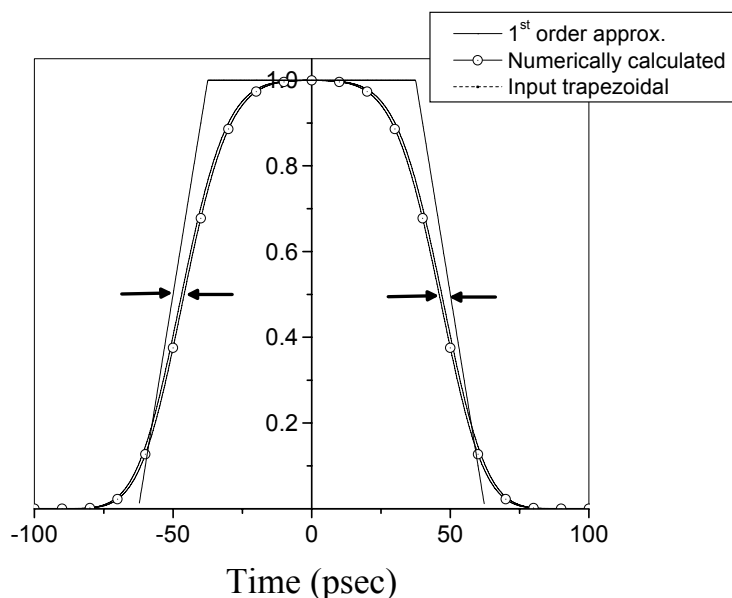
και

$$T'_o = T_o + \frac{-kP + kP \cdot \operatorname{Erf}(q_o) \left\{ -2 + 2\sqrt{2} + (3 - 2\sqrt{2}) \operatorname{Erf}(q_o) \right\}}{\sqrt{2} a_o k \operatorname{Erf}(q_o) \left\{ 1 + (\sqrt{2} - 1) \operatorname{Erf}(q_o) \right\} + P\sqrt{2\pi} \operatorname{Exp}(-q_o^2) \left\{ \sqrt{2} - 1 - (2\sqrt{2} - 3) \operatorname{Erf}(q_o) \right\}} \quad (6.16)$$

όπου $q_o = \frac{P\pi}{2a_o k}$ και $k = \frac{2\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B_o}$ με B_o να αντιπροσωπεύει το $3dB$ φασματικό

εύρος του οπτικού φίλτρου. Από την (6.16) παρατηρούμε ότι η χρονική διάρκεια του νέου παλμού μεταβάλλεται κατά μια συγκεκριμένη ποσότητα, η οποία εξαρτάται κυρίως από το φασματικό εύρος του οπτικού φίλτρου. Αυτό φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί, όπου παρουσιάζονται ο κανονικοποιημένος τραπεζοειδής παλμός στην είσοδο του συστήματος, η αριθμητικά υπολογισμένη κυματομορφή του στην έξοδο του φωρατή, μετά το στάδιο του οπτικού φιλτραρίσματος, καθώς και η αντίστοιχη κυματομορφή που προκύπτει από την

αναλυτική προσέγγιση. Ο αρχικός παλμός έχει χρονική διάρκεια 100 psec , ενώ μετά τη διέλευσή του από το οπτικό φίλτρο με ενεργό φασματικό εύρος 20GHz παρατηρούμε χρονική συρρίκνωση του παλμού συνολικά κατά 8 psec .



Σχήμα 6-6 : Κανονικοποιημένος τραπεζοειδής παλμός στην είσοδο του συστήματος, η αριθμητικά υπολογισμένη κυματομορφή του στην έξοδο του φωρατή, μετά το στάδιο του οπτικού φιλτραρίσματος, καθώς και η αντίστοιχη κυματομορφή που προκύπτει από την αναλυτική προσέγγιση.

Εν συνεχεία ακολουθεί το ηλεκτρικό φιλτράρισμα του παλμού, η οποία στο πεδίο του χρόνου περιγράφεται από τη συνέλιξη της χρονικής απόκρισης $h_{el}(t)$ του γκαουσιανού φίλτρου με την κυματομορφή του παλμού στην είσοδό του. Δεδομένου ότι για τον παλμό αυτό έχουμε πραγματοποιήσει την τραπεζοειδή προσέγγιση, το αποτέλεσμα της συνελικτικής πράξης έχει αναλυτική έκφραση. Στο σημείο αυτό, ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει να μελετηθεί η επίδραση του ηλεκτρικού φίλτρου τόσο στην κλίση όσο και στη χρονική διάρκεια του παλμού.

Ξεκινώντας την ανάλυση λαμβάνουμε το ανάπτυγμα Taylor 1^{ης} τάξης σε οποιαδήποτε από τις δύο πλευρές του παλμού. Χωρίς βλάβη της γενικότητας επιλέγουμε την αριστερή

πλευρά, όπου χρονικά η ανάπτυξη όρων γίνεται γύρω από το σημείο $-\frac{T'_o}{2}$ το οποίο αντιστοιχεί στο μέσο ισχύος του παλμού εισόδου. Η εξίσωση του αναπτύγματος είναι η ακόλουθη :

$$x(t) = w \cdot \left(t + \frac{T'_o}{2} \right) + b \quad (6.17)$$

όπου ο σταθερός όρος που εκφράζει το επίπεδο της ισχύος στο δεδομένο σημείο δίδεται από:

$$b = \frac{a'_o m}{2\pi^{3/2}} \{ \text{Exp}(-qa^2) + \text{Exp}(-qb^2) \} + \left(-\frac{P}{4} + \frac{a'_o T'_o}{2} \right) \text{Erf}(qa) + \left(\frac{P}{4} + \frac{a'_o T'_o}{2} \right) \text{Erf}(qb) \quad (6.18)$$

ενώ η κλίση του είναι :

$$w = a'_o \text{Erf} \left(\frac{P\pi}{2a'_o m} \right) - \frac{1}{2} \{ \text{Erf}(qa) + \text{Erf}(qb) \} \quad (6.19)$$

όπου $qa = \frac{P\pi}{2a'_o m} - \frac{T'_o}{m}$ και $qb = \frac{P\pi}{2a'_o m} + \frac{T'_o}{m}$ τα ορίσματα των παραπάνω

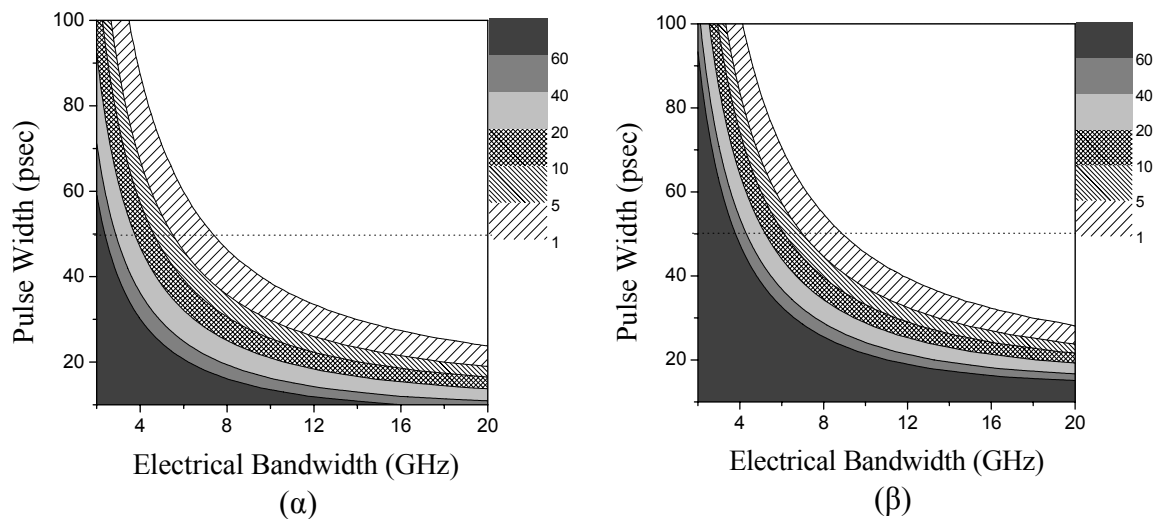
συναρτήσεων σφάλματος και των εκθετικών συναρτήσεων. Πραγματοποιώντας απλή αριθμητική αντικατάσταση στις μεταβλητές των σχέσεων (6.18),(6.19) με αντιπροσωπευτικές τιμές που συναντώνται σε ένα ρεαλιστικό σύστημα παρατηρούμε ότι οι εκθετικοί όροι μηδενίζονται ενώ για τις συναρτήσεις σφάλματος ισχύουν $\text{Erf}(qa) \rightarrow -1$ και $\text{Erf}(qb) \rightarrow 1$.

Με αυτές τις προσεγγίσεις προκύπτουν απλούστερες εκφράσεις των παραπάνω σχέσεων, οι οποίες είναι :

$$b = \frac{P}{2} \quad (6.20)$$

$$w = a'_o \operatorname{Erf} \left(\frac{P\pi}{2a'_o m} \right) \quad (6.21)$$

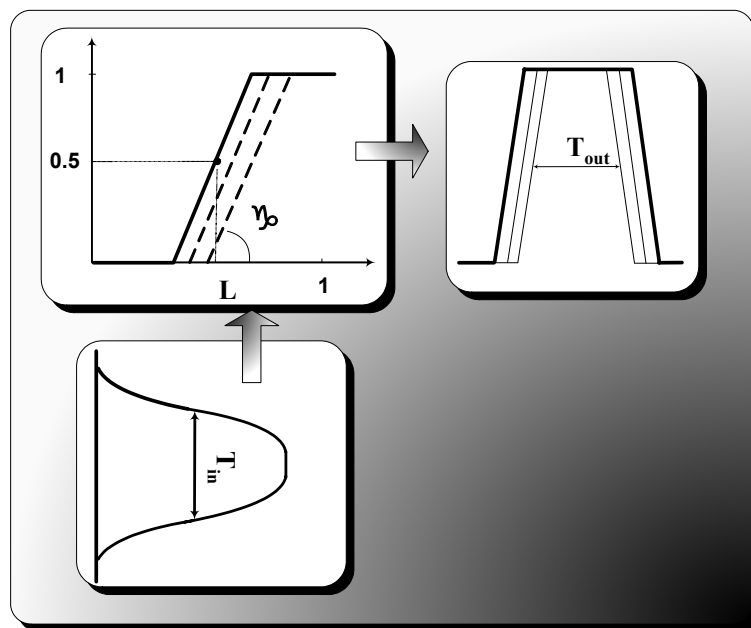
Στα σχήματα 6-7 (α, β) παρουσιάζονται τα σχετικά σφάλματα των μεγεθών, της ισχύος b και της κλίσης w , αντίστοιχα, που προκύπτουν λαμβάνοντας υπόψη τις παραπάνω προσεγγίσεις. Οι καμπύλες εμφανίζονται παραμετρικά για διαφορετικές τιμές φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου, σε συνάρτηση της χρονικής διάρκειας T'_o του παλμού.



Σχήμα 6-7 : Επιφανειακά διαγράμματα σχετικών σφαλμάτων των μεγεθών α) της ισχύος b και β) της κλίσης w , αντίστοιχα, που προκύπτουν σε συνάρτηση του φασματικού εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου και της χρονικής διάρκειας T'_o του παλμού

Είναι φανερό ότι για ένα μεγάλο εύρος τιμών, των παραμέτρων του συστήματος, που ξεπερνά ακόμα και τα όρια λειτουργίας του, ισχύουν οι προσεγγιστικές σχέσεις (6.20), (6.21) των μεγεθών b, w . Από αυτές συνάγεται ένα σημαντικό συμπέρασμα. Η επίδραση του ηλεκτρικού φίλτρου στον παλμό δε μειώνει το χρονικό του εύρος παρά μόνο μεταβάλλει την κλίση των άκρων του.

Εν συνεχεία ο παλμός εισέρχεται στο μη γραμμικό στοιχείο. Η συνάρτηση μεταφοράς του παρουσιάζει μεταβατικό τμήμα πεπερασμένης κλίσης, σε αντίθεση με ανάλογη θεώρηση προηγούμενης ενότητας. Ωστόσο, το κατώφλι του στοιχείου είναι και εδώ μεταβλητή παράμετρος, το οποίο επιδέχεται βελτιστοποίηση, και άρα θα αποτελέσει αντικείμενο μελέτης στις επόμενες παραγράφους. Στο επόμενο σχήμα 6-8 παρουσιάζεται η συνάρτηση μεταφοράς του μη γραμμικού στοιχείου καθώς και η διαδικασία εισόδου/εξόδου του οπτικού παλμού από αυτό.



Σχήμα 6-8 : Διαδικασία εισόδου/εξόδου του οπτικού παλμού μέσα από τη συνάρτηση μεταφοράς του μη-γραμμικού στοιχείου

Είναι προφανές ότι η σχετική θέση του παλμού εισόδου με το κατώφλι του μη γραμμικού στοιχείου καθορίζει το χρονικό εύρος του παλμού στην έξοδο. Αυτή ρυθμίζεται από ανάλογο σύστημα εξισορρόπησης που μπορεί να διαθέτει ο αναγεννητής, ενώ στη συγκεκριμένη μοντελοποίηση αντιπροσωπεύεται από την κανονικοποιημένη παράμετρο L (με $0 \leq L \leq 1$). Εύκολα μπορεί να υπολογιστεί ότι η χρονική διάρκεια του παλμού εξόδου συναρτήσει αυτής της παραμέτρου δίδεται από :

$$T_1 = T'_o + \frac{P(1-2L)}{a'_o \operatorname{Erf}\left(\frac{P\pi}{2a'_o m}\right)} \quad (6.22)$$

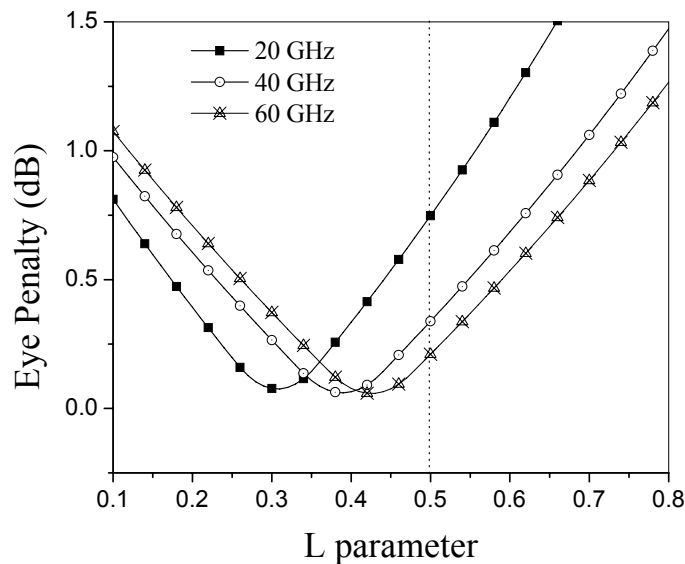
Όπου για $L = 0.5$ δεν υπάρχει επίδραση του μη γραμμικού στοιχείου στη χρονική διάρκεια του παλμού. Γενικότερα η κυματομορφή του παλμού στην έξοδο του αναγεννητή προσεγγίζεται και πάλι με τραπέζιο, του οποίου το χρονικό εύρος δίδεται από την (6.22) ενώ η κλίση του από την ακόλουθη σχέση :

$$a_1 = \gamma \cdot a'_o \operatorname{Erf}\left(\frac{P\pi}{2a'_o m}\right) \quad (6.23)$$

όπου γ η κλίση του μεταβατικού τμήματος του μη γραμμικού στοιχείου. Για μεθοδολογικούς λόγους, πριν προχωρήσουμε στη μελέτη του συνολικού συστήματος αλυσίδας καθώς και στην αξιολόγηση της ακρίβειας της αντίστοιχης αναλυτικής προσέγγισης, θα αναλυθεί με λεπτομέρεια η επίδραση που έχει ξεχωριστά το κάθε στάδιο αναγέννησης πάνω στον παλμό. Πιο συγκεκριμένα, θα διερευνηθεί πως οι επιμέρους παράμετροι του συστήματος, όπως το φασματικό εύρος του ηλεκτρικού και οπτικού φίλτρου, η κλίση του παλμού καθώς και η παράμετρος κατωφλείου L του μη γραμμικού στοιχείου επιδρούν στη χρονική διάρκεια του παλμού, και συνεπώς επηρεάζουν το βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Σε όλες τις περιπτώσεις η χρονική μεταβολή προκύπτει από τις σχέσεις (6.16) και (6.22) και αντιστοιχεί σε συγκεκριμένη ποσότητα ενέργειας που συμπίπτει στη χρονική θυρίδα του διφύου, «1» ή «0». Σύμφωνα με την (6.9) και θεωρώντας NRZ σύστημα υπολογίζεται το μέγιστο σχετικό κλείσιμο ματιού, το οποίο αντιστοιχεί στην παλμοσειρά 1010..., και θα αποτελέσει γενικότερο κριτήριο αξιολόγησης της επίδοσης του συστήματος.

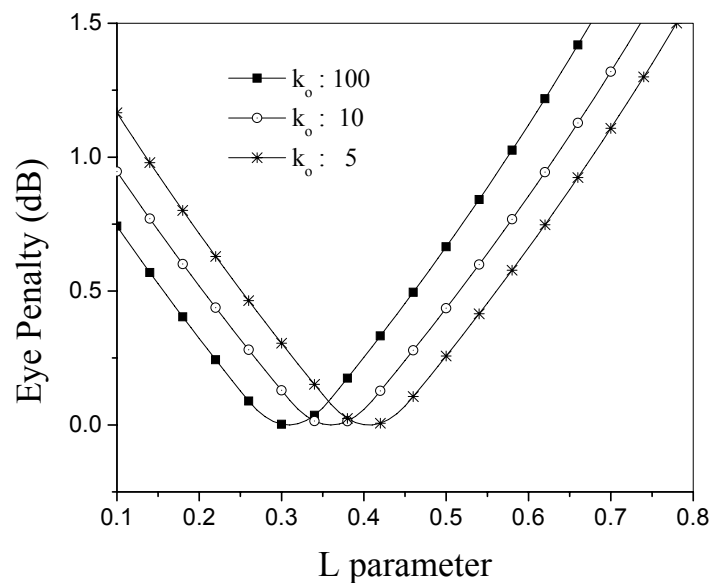
Όπως προκύπτει από την παραπάνω ανάλυση, μεταβολή στη χρονική διάρκεια του παλμού προκαλείται είτε από το οπτικό φιλτράρισμα είτε από το μη γραμμικό στοιχείο. Πιο συγκεκριμένα, η πρώτη διαδικασία οδηγεί αποκλειστικά σε χρονική συρίνωση του παλμού.

Ωστόσο κατά την είσοδό του στο μη γραμμικό στοιχείο, η σχετική του θέση με το αντίστοιχο κατώφλι μπορεί να προκαλέσει είτε αρνητική είτε όμως και θετική μεταβολή στη χρονική του διάρκεια, εξισώνοντας με αυτόν τον τρόπο την αρχική χρονική συρρίκνωση. Άρα το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του αναγεννητή αποτελεί συνάρτηση του ενεργού εύρους ζώνης του οπτικού φίλτρου σε κάθε στάδιο της αλυσίδας. Αυτό γίνεται φανερό και από το επόμενο σχήμα όπου μετράται το σχετικό κλείσιμο ματιού στην έξοδο του αναγεννητή, σε συνάρτηση της παραμέτρου L για διαφορετικές τιμές του φασματικού εύρους του οπτικού φίλτρου. Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση όπου το οπτικό φίλτρο έχει εύρος 20GHz , η παράμετρος του αναγεννητή πρέπει να είναι $L = 0.3$, ώστε ο παλμός στην έξοδό του να διατηρήσει την αρχική του χρονική διάρκεια. Οι τιμές αυτής της παραμέτρου για φασματικά εύρη των 40GHz και 60GHz είναι αντίστοιχα $L = 0.39$ και $L = 0.42$. Σε όλες τις περιπτώσεις το χρονικό εύρος του τετραγωνικού παλμού στην είσοδο ήταν 100psec .



Σχήμα 6-9 : σχετικό κλείσιμο ματιού στην έξοδο του αναγεννητή, σε συνάρτηση της παραμέτρου L για διαφορετικές τιμές του φασματικού εύρους του οπτικού φίλτρου

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η μελέτη της επίδρασης της κλίσης των πλευρικών άκρων του παλμού εισόδου στο σημείο λειτουργίας του κάθε αναγεννητικού σταδίου. Οι καμπύλες του παρακάτω σχήματος απεικονίζουν το σχετικό κλείσιμο ματιού ως συνάρτηση του κατώφλιου L και παραμετρικά για διαφορετικές τιμές της κανονικοποιημένης κλίσης $k_o = a_o T/P$ των πλευρικών άκρων του παλμού. Παρατηρούμε ότι όσο πιο απότομα είναι τα πλευρικά άκρα του παλμού τόσο σε χαμηλότερες τιμές πρέπει να τεθεί το κατώφλι του μη γραμμικού στοιχείου ώστε ο παλμός να διατηρήσει το χρονικό του εύρος στο επόμενο στάδιο. Πραγματικά, για $k_o = 5$ το βέλτιστο κατώφλι είναι $L = 0.4$, ενώ για $k_o = 10$ και $k_o = 100$ οι αντίστοιχες τιμές του γίνονται $L = 0.36$ και $L = 0.31$. Στις εν λόγω περιπτώσεις το φασματικό εύρος του οπτικού φίλτρου ήταν $20GHz$.



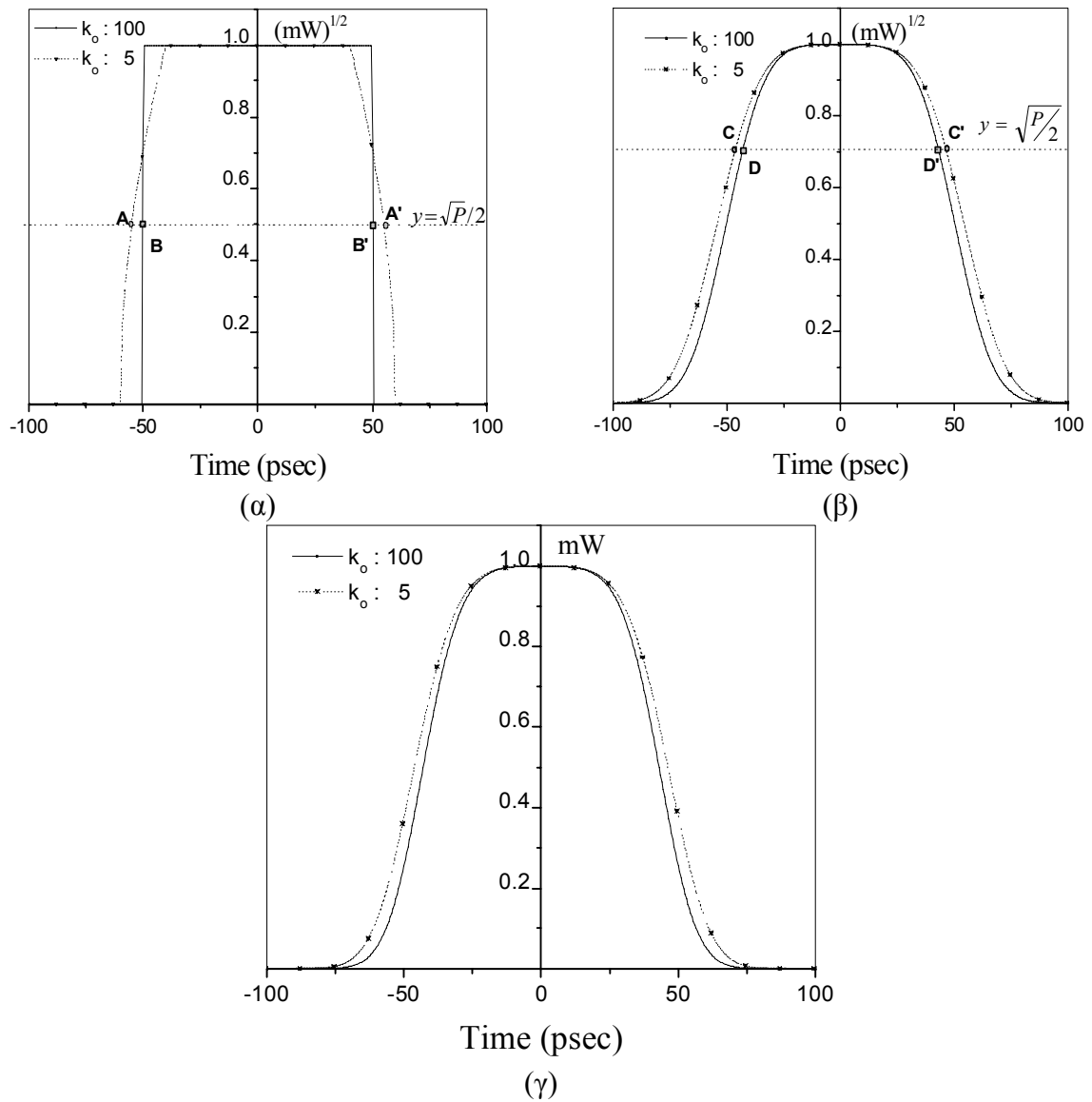
Σχήμα 6-10 : Σχετικό κλείσιμο ματιού της παλμοσειράς εξόδου σε συνάρτηση της παραμέτρου L για διαφορετικές τιμές κλίσης των πλευρικών άκρων των εισερχόμενων παλμών

Πρακτικά από τα παραπάνω αποτελέσματα βλέπουμε ότι οι παλμοί με μικρότερες τιμές κλίσης των πλευρικών τους άκρων υφίσταται λιγότερη συρρίκνωση από τη διαδικασία

οπτικού φιλτραρίσματος εν συγκρίσει με τους αντίστοιχους παλμούς του ίδιου χρονικού εύρους αλλά με πιο απότομα άκρα.

Μια πιο λεπτομερή εξήγηση του φαινομένου δίδεται εν συνεχεία με τη βοήθεια των σχημάτων 6-11 (α, β, γ). Στο σχήμα 6-11 α) παρουσιάζονται οι αντίστοιχες κυματομορφές οπτικού πεδίου που προκύπτουν από δύο ηλεκτρικούς παλμούς του ίδιου χρονικού εύρους $T_o = 100 \text{ psec}$, αλλά με διαφορετικές τιμές κανονικοποιημένης κλίσης $k_o = 5$ και $k_o = 100$ των πλευριών τους άκρων. Είναι προφανές ότι ο παλμός με τη μικρότερη κλίση χαρακτηρίζεται από αντίστοιχα μεγαλύτερο ημίσιο χρονικό εύρος στην πεδιακή κυματομορφή του. Το μέγεθος αυτό καθορίζεται από τη χρονική απόσταση των σημείων τομής Α με Α' και Β με Β' της ευθείας $y = \sqrt{P}/2$ με τα πλευρικά άκρα των αντίστοιχων παλμών. Το σχήμα 6-11 β) απεικονίζει πεδιακές κυματομορφές των οπτικών παλμών στην έξοδο του ακόλουθου οπτικού φίλτρου με φασματικό εύρος 20 GHz. Εδώ, η χρονική απόσταση των σημείων τομής C με C' και D με D' των πλευρών τους με την ευθεία $y = \sqrt{P}/2$ αντιστοιχεί στη νέα χρονική διάρκεια των ηλεκτρικών παλμών που θα προκύψουν από τον τετραγωνισμό της διόδου. Παρατηρούμε ότι και για τις δύο περιπτώσεις το οπτικό φίλτρο δε προκαλεί μεταβολή στο χρονικό εύρος της πεδιακής παλμομορφής παρά μόνο ελαττώνει τη κλίση των άκρων του. Η επίδραση αυτή είναι τέτοια ώστε ο αρχικός ηλεκτρικός παλμός με τιμή κλίσης $k_o = 100$ να υφίσταται και μεγαλύτερη χρονική συρρίκνωση. Το αποτέλεσμα αυτό απεικονίζεται και στο σχήμα 6-11 γ) όπου παρουσιάζονται οι ηλεκτρικοί παλμοί στην έξοδο της PIN διόδου στον ακόλουθο αναγεννητή. Προκειμένου, να αναιρεθεί η δεδομένη συρρίκνωση πρέπει το κατώφλι του μη γραμμικού στοιχείου να αντιστοιχεί σε χαμηλότερο επίπεδο του παλμού εισόδου. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να σημειωθεί ότι τόσο η επίδραση του ηλεκτρικού φίλτρου όσο και η κλίση του μεταβατικού τμήματος στο μη γραμμικό στοιχείο προκαλούν επίδραση στο

σημείο λειτουργίας του επομένου σταδίου αναγέννησης δεδομένου ότι στο εν λόγω μεταβάλλουν μόνο την κλίση του παλμού στην έξοδο.



Σχήμα 6-11 : α) Κυματομορφές οπτικού πεδίου από δύο ηλεκτρικούς παλμούς ίδιου εύρους $T_o = 100 \text{ p sec}$, αλλά διαφορετικών κλίσεων $k_o = 5$ και $k_o = 100$ β) π εδιακές κυματομορφές των προηγούμενων οπτικών παλμών στην έξοδο ακόλουθου οπτικού φίλτρου με εύρος 20 GHz γ) αντίστοιχες ηλεκτρικές κυματομορφές μετά από PIN δίοδο.

Συνοψίζοντας, στις παραπάνω παραγράφους έγινε ανάπτυξη ενός μαθηματικού μοντέλου για τη μελέτη ενός 2R αναγεννητικού συστήματος που περιλαμβάνει επιπλέον μια διαδικασία οπτικού φιλτραρίσματος. Πιο συγκεκριμένα, προέκυψαν αναλυτικές σχέσεις που εκφράζουν τόσο τη μεταβολή της χρονικής διάρκειας του διερχόμενου παλμού όσο και της

κλίσης του σε συνάρτηση των επιμέρους παραμέτρων του συστήματος. Έπειτα εξετάστηκε η επίδραση του οπτικού φίλτρου και αναζητήθηκε το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του. Στην παραπάνω μελέτη θεωρήθηκε η περίπτωση ενός μόνο αναγεννητικού σταδίου. Στις επόμενες παραγράφους θα ακολουθήσει ανάλογη μελέτη της συμπεριφοράς ενός αντίστοιχου συστήματος αλυσίδας των 2R αναγεννητών.

6.3.3 Μελέτη αλυσίδας 2R αναγεννητικής αλυσίδας

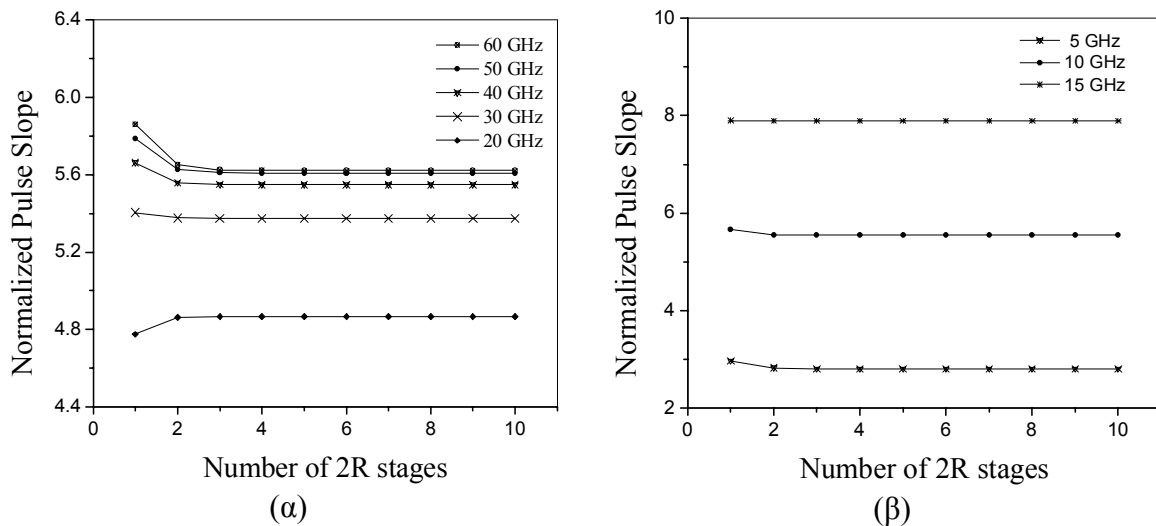
Σκοπός της συγκεκριμένης παραγράφου είναι να γίνει επέκταση της παραπάνω μαθηματικής ανάλυσης σε ένα πιο σύνθετο σύστημα αλυσίδας αναγεννητών όπως αυτό του σχήματος 6-5. Όπως και προηγουμένως θα εξετασθεί η συμπεριφορά του ως προς τις επιμέρους παραμέτρους του συστήματος, και θα αναζητηθεί το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του.

Για λόγους ευκολίας στην ανάλυση του ακολουθεί και χωρίς βλάβη της γενικότητας θα θεωρήσουμε ότι το σύστημα είναι ομοιογενές. Δηλαδή οι τιμές των επιμέρους παραμέτρων του, όπως το φασματικό εύρος του ηλεκτρικού αλλά και του οπτικού φίλτρου, καθώς επίσης και η κλίση στο μεταβατικό τμήμα του μη γραμμικού στοιχείου αλλά και το κατώφλι του παραμένουν ίδιες σε κάθε στάδιο. Η εξίσωση (6.22) σε συνδιασμό με την (6.16) ορίζουν τη μεταβολή της χρονικής διάρκειας του παλμού κατά τη διέλευσή του από το κάθε αναγεννητικό στάδιο. Ομοίως για το μέγεθος της κλίσης του παλμού οι σχέσεις (6.23) και (6.15) ορίζουν έναν αντίστοιχο συσχετισμό μεταξύ των τιμών εισόδου και εξόδου σε κάθε τέτοιο στάδιο. Γενικότερα, μεταξύ των δύο αυτών μεγεθών υπάρχει κατά μήκος της αλυσίδας ένας αναδρομικός αλληλοσυσχετισμός της μορφής :

$$a_{N+1} = F(a_N, B_o, \gamma, B_e) \quad (6.24)$$

$$T_{N+1} = W(a_N, T_N, B_o, L) \quad (6.25)$$

Στις παραπάνω αναδρομικές σχέσεις αξίζει να σημειωθεί η ανεξαρτησία της κλίσης των άκρων του παλμού από τη χρονική του διάρκεια. Αυτό ισχύει προσεγγιστικά και αποδίδεται στην περιορισμένη χρονική απόκριση ηλεκτρικού φίλτρου του συστήματος. Η αξιολόγηση της συγκεκριμένης προσέγγισης έχει είδη παρουσιαστεί από τα σχήματα 6-7 (α, β). Επιπλέον ανεξαρτησία της κλίσης υπάρχει και ως προς την παράμετρο κατωφλίου L και οφείλεται στη γραμμική προσέγγιση των άκρων του παλμού. Ακολούθως θα πραγματοποιηθεί μελέτη της μεταβολής αυτών των μεγεθών κατά μήκος της αλυσίδας.



Σχήμα 6-12 Καμπύλες μεταβολής της κανονικοποιημένης τιμής της κλίσης σε συνάρτηση του πλήθους των 2R αναγεννητών και παραμετρικά α) για διαφορετικές τιμές εύρους του οπτικού φίλτρου, β) για διαφορετικές τιμές εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου

Σε ότι αφορά την κλίση των πλευρικών άκρων του παλμού ο αναδρομικός υπολογισμός της (6.24), παραμετρικά για διαφορετικές τιμές φασματικού εύρους του οπτικού και ηλεκτρικού φίλτρου, δίνει τις καμπύλες των σχημάτων 6.12 (α, β) αντίστοιχα. Σε αυτά παρουσιάζονται οι κανονικοποιημένες τιμές ($k_o = a_o T/P$) της κλίσης. Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 6-12 α) οι καμπύλες που προκύπτουν αντιστοιχούν σε τιμές εύρους 20GHz,

40GHz και 60GHz του οπτικού φίλτρου, ενώ για το σχήμα 6-12 β) οι αντίστοιχες τιμές του ηλεκτρικού φίλτρου είναι 5GHz, 10GHz και 15GHz. Παρατηρούμε ότι και για τις δύο περιπτώσεις το μέγεθος αυτό συγκλίνει πολύ γρήγορα σε μια σταθερή τιμή και συνεπώς μπορεί να προκύψει πολύ εύκολα αναδρομικά από την (6.24) θέτοντα $a_{N+1} = a_N = a$.

Σε ότι αφορά τη χρονική διάρκεια του παλμού η αναδρομική σχέση (6.25) μπορεί να γραφεί και στην ακόλουθη μορφή :

$$T_{N+1} = T_o + \sum_N \Delta T(a_N, B_o, L) \quad (6.26)$$

Η παραπάνω προσεγγιστική σχέση ουσιαστικά δηλώνει ότι η χρονική μεταβολή $\Delta T(a_N, B_o, L)$ που υφίσταται ο παλμός σε κάθε αναγεννητικό στάδιο είναι ανεξάρτητη του χρονικού του εύρους κατά την είσοδό του σε αυτό. Αντιθέτως, όπως έχει είδη αναφερθεί και στην προηγούμενη παράγραφο, η μεταβολή αυτή αποτελεί συνάρτηση του φασματικού εύρους του οπτικού φίλτρου, του σημείου λειτουργίας L καθώς και της κλίσης των πλευρικών άκρων του παλμού εισόδου στο εν λόγω στάδιο. Περαιτέρω απλοποίηση στον υπολογισμό της (6.26) προκύπτει θέτοντας ως τιμή στην κλίση a_N αυτή που προκύπτει από την επίλυση της (6.24). Στην περίπτωση αυτή η χρονική μεταβολή του διερχόμενου παλμού είναι ανάλογη του αριθμού των αναγεννητικών σταδίων κατά μήκος της αλυσίδας.

$$T_{N+1} = T_o + N \cdot \Delta T(a, B_o, L) \quad (6.27)$$

Το σκεπτικό πίσω από μια τέτοια προσέγγιση βρίσκεται στον υψηλό ρυθμό με τον οποίο αναδρομική σχέση (6.24) συγκλίνει στη μόνιμη τιμή (steady state value) της κλίσης του παλμού. Πραγματικά, όπως είναι φανερό και από τα σχήματα 6.12 (α, β), για μια σειρά διαφορετικών τιμών των παραμέτρων του συστήματος, το μέγεθος αυτό συγκλίνει στη μόνιμη τιμή του μέσα στα πρώτα 3 αναγεννητικά στάδια. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα οι τιμές

της χρονικής διάρκειας του παλμού, όπως προκύπτουν από τη σχέση (6.27) να έχουν αμελητέα απόκλιση κατά μήκος της αλυσίδας εν συγκρίσει με τις αντιστοιχες, όπως δίδονται από τη σχέση (6.26). Γενιότερη και λεπτομερής αξιολόγηση της ακριβείας του μοντέλου για ένα μεγάλο φάσμα τιμών των επιμέρους παραμέτρων του συστήματος αποτελεί αντικείμενο της επόμενης παραγράφου.

Από τη σχέση (6.27) πολύ εύκολα γίνεται αντιληπτό ότι το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του όλου συστήματος αλυσίδας είναι ο κοινός τόπος των παραμέτρων a, B_o, L για τις οποίες η χρονική μεταβολή του παλμού $\Delta T(a, B_o, L)$ μηδενίζεται. Λεπτομερής ανάλυση για τη φυσική ερμηνεία αυτής της συνθήκης έχει είδη παρουσιαστεί παραπάνω. Ωστόσο υπό την οπτική γωνία του μηχανικού-σχεδιαστή ενός τέτοιου σύνθετου συστήματος, η πιο πιθανή ελεύθερη μεταβλητή-παραμέτρος για βελτιστοποίηση αποτελεί το κατώφλι L , η οποία ρυθμίζεται από το αντίστοιχο σύστημα εξισορρόπησης ισχύος του αναγεννητή. Η σημασία του συγκεκριμένου μοντέλου βρίσκεται στο ότι επιτρέπει τον άμεσο προσδιορισμό της βέλτιστης τιμής αυτής της παραμέτρου σε κάθε ξεχωριστή περίπτωση 2R αναγεννητικού συστήματος αλυσίδας. Επιπλέον, μπορεί να γίνει εκτίμηση της μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος σε συνάρτηση της απόκλισης $\sigma_{\Delta L}$ γύρω από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του κάθε αναγεννητή. Ο προσδιορισμός αυτός πραγματοποιείται με ανάλυση παρόμοια με αυτήν της παραγράφου 6.2.2.

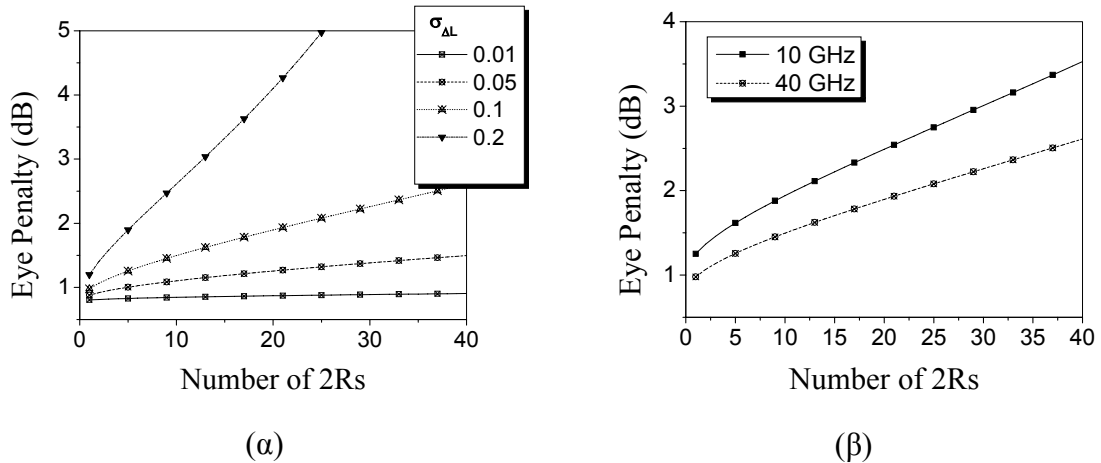
Θεωρούμε ότι το κατώφλι L_i του κάθε αναγεννητή στο υπό μελέτη σύστημα ως ανεξάρτητη τυχαία μεταβλητή, κατανομημένη στην περιοχή $\left(\mu_L - \frac{1}{2} \sigma_{\Delta L}, \mu_L + \frac{1}{2} \sigma_{\Delta L} \right)$ γύρω από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας μ_L . Πραγματοποιώντας τη διαδικασία τυχαίου περιπάτου (random walk) πολύ εύκολα υπολογίζεται ότι το μέγιστο/ελάχιστο χρονικό

εύρος του παλμού στην έξοδο αλυσίδας αποτελούμενη από N τον αριθμό $2R$ αναγεννητές δίδεται από την παρακάτω σχέση :

$$T(N) = T_o \pm \frac{\sqrt{N}}{2} \frac{2P}{a'_o \operatorname{Erf}\left(\frac{P}{2a'_o m}\right)} \sigma_{\Delta} \quad (6.28)$$

Όπου a'_o η κλίση του παλμού πριν την διαδικασία του ηλεκτρικού φιλτραρίσματος που λαμβάνει χώρα στον κάθε αναγεννητή και δίδεται από την εξίσωση (6.15). Το μέγεθος αυτό είναι συνάρτηση τόσο του φασματικού εύρους του οπτικού φίλτρου όσο και της αντίστοιχης κλίσης των πλευρικών άκρων του παλμού στην είσοδο του κάθε αναγεννητικού σταδίου.

Η σχέση (6.28) αποτελεί έναν σημαντικό σχεδιαστικό κανόνα για την εύρεση της μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησης της αλυσίδας των $2R$ αναγεννητών. Πράγματι, μέσω αυτής εύκολα μπορεί να υπολογιστεί η ενέργεια του παλμού που συμπίπτει στη χρονική διάρκεια ενός διφύου και κατά συνέπεια το σχετικό κλείσιμο ματιού, στο τέλος του συστήματος. Ωστόσο, θα πρέπει να τονιστεί σε κάθε περίπτωση προηγείται, μέσω της αναδρομικής επίλυσης της (6.24) ο προσδιορισμός της σταθερής τιμής της κλίσης που διατηρούν τα πλευρικά άκρα του παλμού στην είσοδο του κάθε αναγεννητικού σταδίου κατά μήκος της αλυσίδας. Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται διαγράμματα του σχετικού κλεισίματος ματιού κατά μήκος της αλυσίδας για διαφορετικές τιμές των επιμέρους παραμέτρων του συστήματος.



Σχήμα 6-13 : Καμπύλες σχετικού κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση του μήκους της αλυσίδας, οι οποίες πάρθηκαν παραμετρικά α) για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου $\sigma_{\Delta L}$ και β) για διαφορετικό εύρος ζώνης των οπτικών φίλτρων

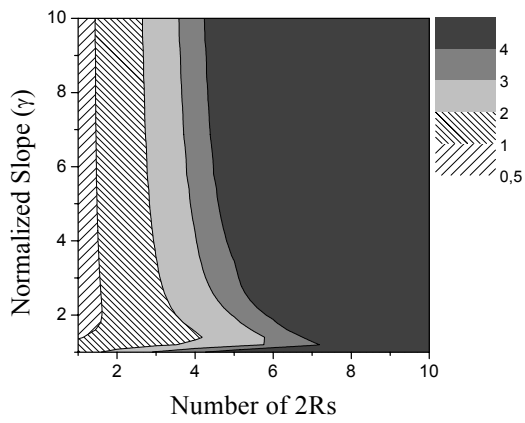
Το σχήμα 6-13 α) οι καμπύλες του σχετικού κλεισίματος ματιού πάρθηκαν παραμετρικά για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου $\sigma_{\Delta L}$. Στη περίπτωση αυτή έχει θεωρηθεί ότι το 3dB φασματικό εύρος του οπτικού φίλτρου ήταν 40GHz, ενώ το αντίστοιχο εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου ήταν 10GHz. Είναι προφανές ότι για μικρότερο δυναμικό εύρος λειτουργίας το σύστημα εμφανίζει μεγαλύτερη ικανότητα διαδοχικής τοποθέτησης αναγεννητικών συστημάτων. Στο σχήμα 6-13 β) θεωρήθηκε μια σταθερή τιμή της τυπικής απόκλισης $\sigma_{\Delta L} = 0.1$ και οι αντίστοιχες καμπύλες κλεισίματος ματιού πάρθηκαν για διαφορετικές τιμές φασματικού εύρους του οπτικού φίλτρου $B_o = 10, 40GHz$. Και εδώ είναι φανερό ότι όσο πιο περιορισμένο είναι το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος τόσο μικρότερη είναι η ικανότητά του για μέγιστη δυνατή επανατοποθέτηση.

6.3.4 Αξιολόγηση των ορίων ακριβείας της αναλυτικής προσέγγισης

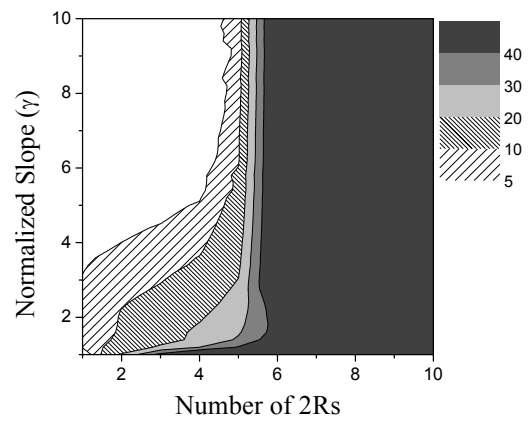
Σε αυτή τη παράγραφο θα πραγματοποιηθεί μια λεπτομερής ανάλυση της ακριβείας του αναλυτικού μοντέλου. Κρίσιμο μέγεθος αξιολόγησης θα αποτελέσει το σχετικό κλείσιμο ματιού, της διερχόμενης παλμοσειράς σε συνάρτηση τόσο του συνολικού μήκους της

αλυσίδας όσο και άλλων επιμέρους παραμέτρων των αναγεννητικών υποσυστημάτων. Διαγράμματα θα παρθούν επίσης και για διαφορετικές τιμές φασματικού εύρους των οπτικών φίλτρων.

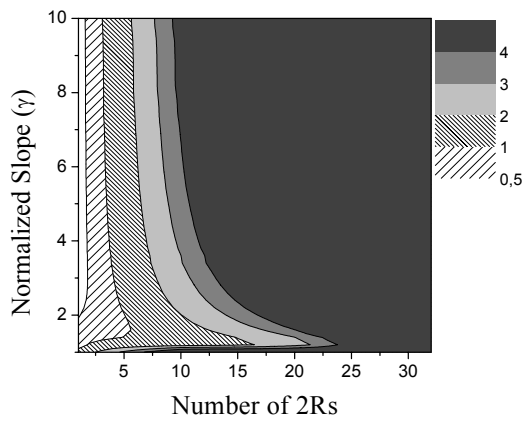
Αρχικά εξετάζουμε την περίπτωση όπου οι μεταβλητές ήταν ο αριθμός των εν σειρά αναγεννητών καθώς και η κλίση γ του μεταβατικού τμήματος στο κατώφλι του μη γραμμικού στοιχείου. Τα σχετικά αποτελέσματα απεικονίζονται στα επιφανειακά διαγράμματα των σχημάτων 6-14 (α-στ). Πιο συγκεκριμένα στην αριστερή στήλη παρουσιάζονται τα διαγράμματα σχετικού κλεισίματος ματιού όπως προέκυψαν από την αριθμητική μοντελοποίηση του συστήματος, ενώ στη δεξιά στήλη παρουσιάζονται τα αντίστοιχα σχετικά σφάλματα ως προς τα αντίστοιχα αποτελέσματα που δίδει το αναλυτικό μοντέλο. Επίσης τα σχήματα 6-14 (α,β) αντιστοιχούν στην περίπτωση όπου το φασματικό εύρος του οπτικού φίλτρου ήταν $20GHz$, τα σχήματα 6-14 (γ, δ) αντιστοιχούν σε εύρος $40GHz$ ενώ για τα σχήματα 6-14 (ε-στ) η τιμή ήταν $60GHz$. Σε όλες τις περιπτώσεις η τιμή της παραμέτρου L που καθορίζει τη σχετική θέση του κατωφλίου του μη γραμμικού στοιχείου είναι 0.5 , ενώ το $3dB$ φασματικό εύρος ζώνης του ηλεκτρικού φίλτρου του κάθε αναγεννητή είναι $10GHz$.



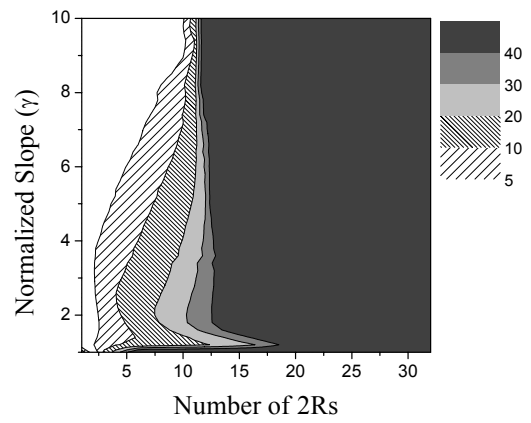
(α)



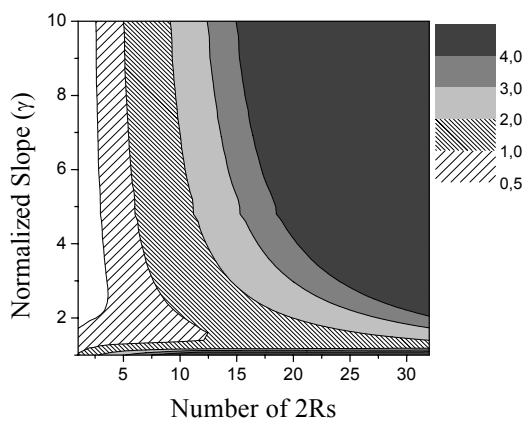
(β)



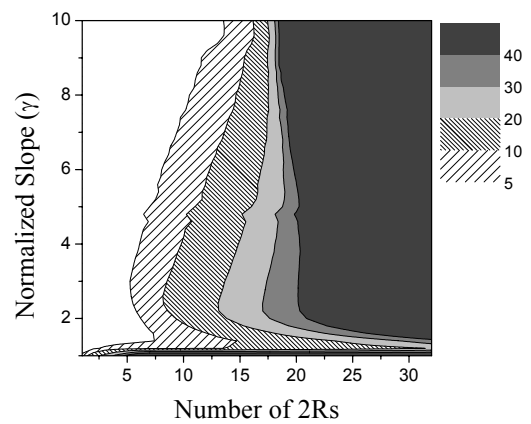
(γ)



(δ)



(ε)



(στ)

Σχήμα 6-14 : Επιφανειακά διαγράμματα σχετικού κλεισίματος ματιού(αριστερή στήλη) καθώς και αντίστοιχων σχετικών σφαλμάτων αναλυτικής προσέγγισης (δεξιά στήλη) σε συνάρτηση του μήκους της αναγεννητικής αλυσίδας και της παραμέτρου κλίσης γ . Το εύρος ζώνης του οπτικού φίλτρου είναι α,β) 20GHz γ,δ) 40GHz ε,στ) 60GHz

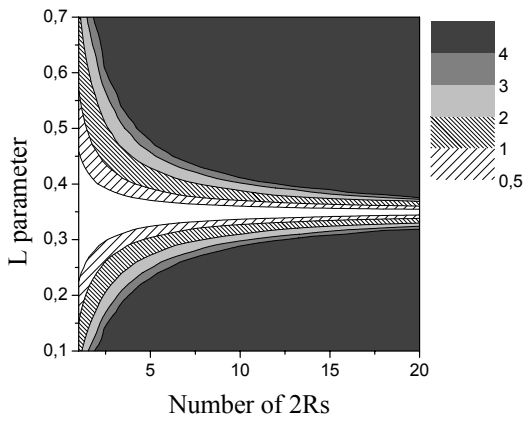
Τα παραπάνω διαγράμματα δίνουν σημαντική ποσότητα πληροφορίας σχετικά με την ικανότητα μέγιστης διαδοχικής επανατοποθέτησης του συστήματος αλλά και της ακρίβειας του αναλυτικού μοντέλου. Πιο συγκεκριμένα, σε ότι αφορά τη παράμετρο του σχετικού κλεισίματος ματιού, παρατηρούμε ότι αυτή εξαρτάται από την κανονικοποιημένη τιμή της κλίσης γ του μεταβατικού τμήματος στο κατώφλι του μη γραμμικού στοιχείου. Για ένα σύνολο τιμών γύρω από το 1.4 το σύστημα παρουσιάζει μια πολύ βελτιωμένη απόδοση, ενώ, για μεγαλύτερες τιμές της κλίσης η απόδοσή του σταθεροποιείται σε μια τιμή που εξαρτάται μόνο από το πλήθος των αναγεννητών στην αλυσίδα. Επιπλέον, η ικανότητα μέγιστης δυνατής επανατοποθέτησης του συστήματος ελαττώνεται σημαντικά όσο πιο στενό είναι το φασματικό εύρος ζώνης του οπτικού φίλτρου. Αυτό είναι σύμφωνο της προηγούμενης ανάλυσης. Το ηλεκτρικό φίλτρο δεν έχει καμία επιπλέον επίδραση στη χρονική του διάρκεια, ενώ, δεδομένου ότι έχουμε επιλέξει $L = 0.5$ ως τιμή για την κανονικοποιημένη παράμετρο του κατωφλίου ούτε το μη γραμμικό στοιχείο δεν έχει αντίστοιχη επίδραση. Δεχόμαστε την τιμή των 3 dB ως τη μέγιστη ανεκτή υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος, η οποία καθορίζει και το άνω όριο του αριθμού των εν σειρά αναγεννητών. Βάσει αυτής, παρατηρούμε ότι στην περίπτωση των 20GHz η μέγιστη δυνατή επανατοποθέτηση του συστήματος είναι 4 αναγεννητές, ενώ για μια πιο βέλτιστη τιμή της κλίσης το αντίστοιχο μέγεθος δε ξεπερνά τους 6 αναγεννητές. Σε υψηλότερες τιμές του φασματικού εύρους του οπτικού φίλτρου η διαδικασία βελτιστοποίησης στην κλίση του μη γραμμικού στοιχείου βελτιώνει σημαντικά το μήκος της αλυσίδας του συστήματος. Για παράδειγμα, με επιλογή οπτικού φίλτρου των 60 GHz το μήκος της αλυσίδας ξεπερνά του 32 αναγεννητές για τη βέλτιστη τιμή της κλίσης, ενώ, προσεγγίζοντας η συνάρτηση μεταφοράς του μη γραμμικού στοιχείου τη βηματική, το μέγιστο μήκος της αλυσίδας δε ξεπερνά τους 12 αναγεννητές.

Σε ότι αφορά την ακρίβεια της αναλυτικής προσέγγισης αυτή παρουσιάζεται από τα περιγράμματα της δεξιάς κλίσης των παραπάνω σχημάτων. Παρατηρούμε ότι ακόμα και

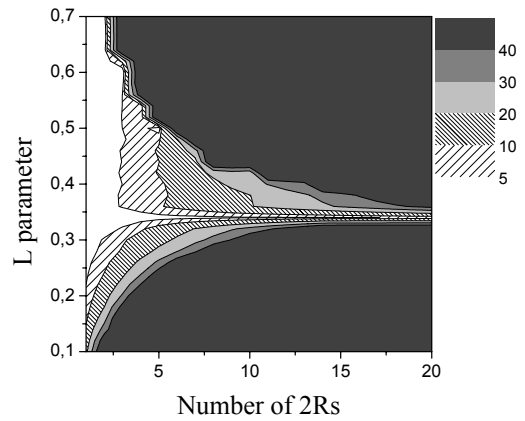
στα όρια λειτουργίας του συστήματος το μέγιστο σφάλμα δε ξεπερνά το **20%**. Αντίστοιχα, στον προσδιορισμό των **2dB** σχετικού κλεισίματος ματιού το σφάλμα είναι μικρότερο του 10%, ενώ ο προσδιορισμός του **1dB** γίνεται με σχετικό σφάλμα μικρότερο του **5%**.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον στην ανάλυση αυτή έχει η μελέτη της επίδρασης του μη γραμμικού στοιχείου στον καθορισμό του χρονικού εύρους του παλμού και συνεπώς του σχετικού κλεισίματος ματιού κατά μήκος της αλυσίδας. Όπως, αναφέρθηκε και προηγουμένως, το οπτικό φιλτράρισμα σε κάθε στάδιο του συστήματος, οδηγεί σε χρονική συρρίνωση του παλμού. Ωστόσο, η σχετική θέση της παλμικής κυματομορφής στην είσοδο του μη γραμμικού στοιχείου με το αντίστοιχο κατώφλι του θα καθορίσει το καινούργιο χρονικό εύρος του παλμού στην έξοδό του. Το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του αναγεννητή είναι συνάρτηση του ενεργού εύρους ζώνης του οπτικού φίλτρου σε κάθε στάδιο της αλυσίδας.

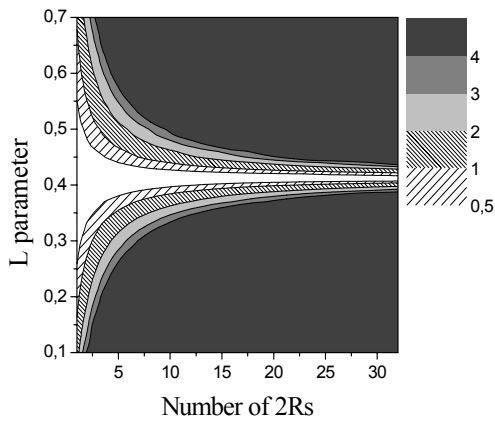
Η συμπεριφορά των αντίστοιχων συστημάτων αλυσίδας απεικονίζεται στα ακόλουθα επιφανειακά διαγράμματα του σχήματος 6-15 (α-στ). Η μελέτη γίνεται σε συνάρτηση τόσο του πλήθους των αναγεννητών της αλυσίδας όσο και του σημείου λειτουργίας τους, όπως εκφράζεται μέσα από την παράμετρο L . Επιπλέον μελετάται και η συμπεριφορά τους για διαφορετικές τιμές ενεργού φασματικού εύρους των οπτικών φίλτρων σε κάθε ενδιάμεσο στάδιο της αλυσίδας. Σε όλες τις περιπτώσεις η κανονικοποιημένη τιμή της κλίσης του μη γραμμικού στοιχείου ήταν $\gamma = 10$. Όπως και προηγουμένως έτσι και εδώ τα διαγράμματα της αριστερής στήλης απεικονίζουν το σχετικό κλείσιμο ματιού υπολογισμένο από το αριθμητικό μοντέλο του συστήματος ενώ στη δεξιά στήλη απεικονίζονται τα αντίστοιχα σχετικά σφάλματα που προκύπτουν με τη χρήση του αναλυτικού μοντέλου



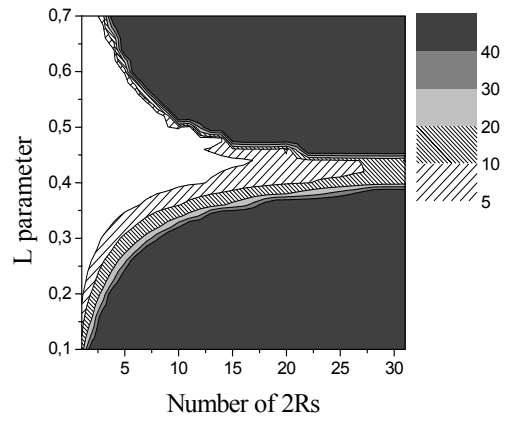
(α)



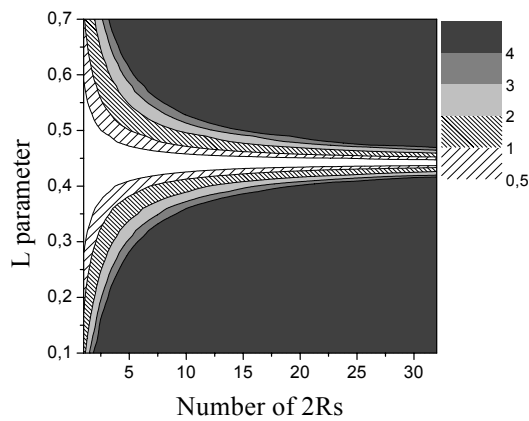
(β)



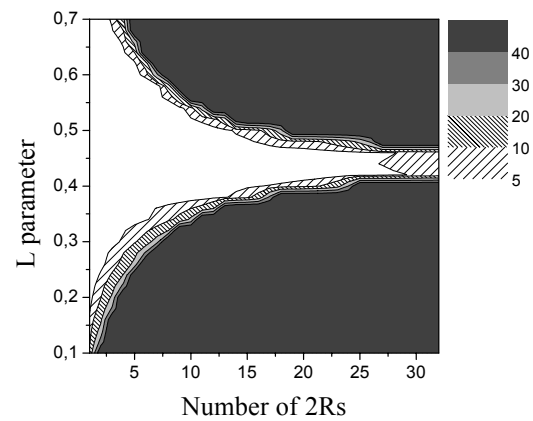
(γ)



(δ)



(ε)



(στ)

Σχήμα 6-15 : Επιφανειακά διαγράμματα σχετικού κλεισίματος ματιού(αριστερή στήλη) καθώς και αντίστοιχων σχετικών σφαλμάτων αναλυτικής προσέγγισης (δεξιά στήλη) σε συνάρτηση του μήκους της αναγεννητικής αλυσίδας και του σημείου λειτουργίας L. Το εύρος ζώνης του οπτικού φίλτρου είναι α,β) 20GHz γ,δ) 40GHz ε,στ) 60GHz

Σε ότι αφορά το σχετικό κλείσιμο ματιού είναι σημαντικό να παρατηρήσει κανείς, σε σύγκριση με τα αντίστοιχα περιγράμματα των αμέσως προηγούμενων σχημάτων τον μεγάλο αριθμό των αναγεννητικών στοιχείων που μπορεί να τοποθετηθεί εν σειρά με κατάλληλη βελτιστοποίηση του σημείου λειτουργίας τους για όλες τις περιπτώσεις τιμών του φασματικού εύρους ζώνης του ενδιάμεσου οπτικού φίλτρου. Πραγματικά, για κάθε μία από αυτές είναι δυνατόν το μήκος της αλυσίδας να ξεπεράσει τους 32 αναγεννητές ενώ το αντίστοιχο σχετικό κλείσιμο ματιού να μην υπερβαίνει τα 0.5dB. Παράλληλα δεν παρατηρείται σημαντική διαφορά στο δυναμικό εύρους λειτουργίας του συστήματος για τις διαφορετικές περιπτώσεις των 20,40 και 60GHz στο φασματικό πλάτος του οπτικού φίλτρου. Συγκρίνοντας τις βέλτιστες τιμές της παραμέτρου L που παρατηρείται στα συστήματα αλυσίδας, με αυτές που προέκυψαν από το σχήμα 6-9 και αφορούν την περίπτωση ενός μόνο αναγεννητή, θα πρέπει να εξηγηθεί η διαφοροποίηση που παρουσιάζεται. Ενώ, όπως προκύπτει από τις σχέσεις (6.16)-(6.22) η μεταβολή του χρονικού εύρους του παλμού είναι ανεξάρτητη από το αρχική του τιμή, ωστόσο συναρτάτε από την κλίση των πλευρών του. Δεδομένου ότι κατά μήκος της αλυσίδας, η κλίση των πλευρικών άκρων του παλμού μεταβάλλεται, η βέλτιστη τιμή της παραμέτρου L αποτελεί εξίσου συνάρτηση αυτής της μεταβολής. Έτσι, παρόλο που για τη λήψη των αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται στο σχήμα 6-9 θεωρήσαμε σχεδόν τετραγωνικό παλμό στην είσοδο του συστήματος, η κλίση αυτή μεταβάλλεται κατά μήκος της αλυσίδας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα για κάθε στάδιο αναγέννησης να υπάρχει διαφορετική βέλτιστη τιμή της παραμέτρου L , ενώ κατά μήκος της αλυσίδας οι τιμές αυτές συγκλίνουν προς το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του όλου συστήματος.

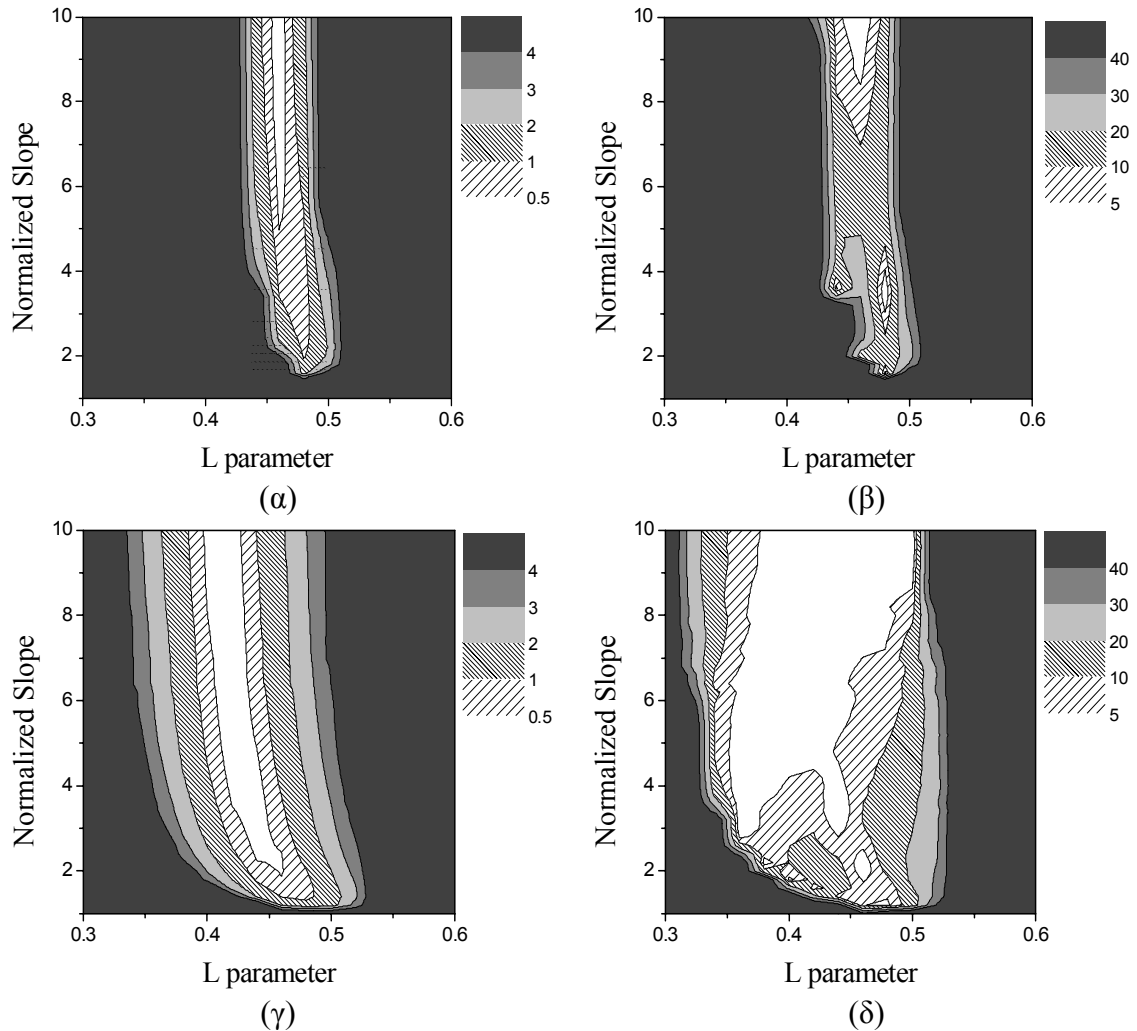
Στα περιγράμματα της δεξιάς στήλης των παραπάνω σχημάτων παρουσιάζεται και το σχετικό σφάλμα της αναλυτικής προσέγγισης του προβλήματος. Όπως και προηγουμένως έτσι και εδώ παρατηρούμε μια υψηλή ακρίβεια στον προσδιορισμό της επίδοσης του

συστήματος. Στη μεγαλύτερη περιοχή του εύρους λειτουργίας του, με σχετικό κλείσιμο ματιού μικρότερο από $3dB$ το σφάλμα είναι χαμηλότερο του 5% , ενώ στα όριά του το σφάλμα δε ξεπερνά το 15% . Το γεγονός αυτό αναδεικνύει την ορθότητα της προσέγγισης και τονίζει τη σημασία του συγκεκριμένου αναλυτικού μοντέλου για τη μελέτη των 2R συστημάτων.

Η τρίτη και τελική περίπτωση που εξετάζουμε είναι η μεταβολή του σχετικού κλεισίματος ματιού σε συνάρτηση της κανονικοποιημένης τιμής της κλίσης γ του μη γραμμικού στοιχείου καθώς και του σημείου λειτουργίας L . Όλες οι μετρήσεις έγιναν στην έξοδο του δέκατου αναγεννητή της αλυσίδας και πάρθηκαν παραμετρικά για δύο διαφορετικές τιμές $5GHz$ και $10GHz$ του φασματικού εύρους ηλεκτρικού φίλτρου. Το αντίστοιχο εύρος ζώνης του οπτικού φίλτρου ήταν $40GHz$. Η παρουσίαση των αποτελεσμάτων αυτής της μελέτης γίνεται στα σχήματα 6-16. Στην αριστερή στήλη βρίσκονται τα διαγράμματα του σχετικού κλεισίματος ματιού υπολογισμένα από το αριθμητικό μοντέλο του συστήματος ενώ στη δεξιά στήλη απεικονίζονται τα σχετικά σφάλματα των αντίστοιχων μετρήσεων που δίδει το αναλυτικό μοντέλο.

Σε ότι αφορά τα συμπεράσματα που προκύπτουν αυτά δεν είναι διαφορετικά από αυτά που η έως τώρα ανάλυση έχει σε γενικές γραμμές δείξει. Δηλαδή και σε αυτή τη περίπτωση η μείωση του εύρους του ηλεκτρικού φίλτρου οδηγεί σε μια αντίστοιχη ελάττωση των ορίων λειτουργίας του κάθε αναγεννητικού συστήματος. Αυτό που και πάλι εδώ είναι αξιοσημείωτο έχει να κάνει με την ακρίβεια της αναλυτικής προσέγγισης. Ειδικότερα για τη περίπτωση όπου το φασματικό εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου είναι στα $10GHz$ και για μία περιοχή λειτουργίας όπου το σχετικό κλείσιμο ματιού είναι μικρότερο από $3dB$, το σχετικό σφάλμα των αποτελεσμάτων που δίδει το αναλυτικό μοντέλο ως προς τις αντίστοιχες αριθμητικές μετρήσεις κυμαίνεται, ως επί το πλείστον κάτω του 5% . Αλλά και για την

ακραία περίπτωση όπου το φασματικό εύρος του ηλεκτρικού φίλτρου λαμβάνει τόσο μικρές τιμές όπως είναι τα 5GHz και πάλι εδώ το σφάλμα δε ξεπερνά το 20%.



Σχήμα 6-16 : Επιφανειακά διαγράμματα σχετικού κλεισίματος ματιού(αριστερή στήλη) καθώς και αντίστοιχων σχετικών σφαλμάτων αναλυτικής προσέγγισης (δεξιά στήλη) σε συνάρτηση του σημείου λειτουργίας L και της κανονικοποιημένης τιμής κλίσης κατωφλίου γ του μη γραμμικού στοιχείου. Οι μετρήσεις πάρθηκαν στην έξοδο του δέκατου τμήματος της αναγεννητικής αλυσίδας Το εύρος ζώνης του ηλεκτρικού φίλτρου είναι α,β) 5GHz γ,δ) 10GHz

6.4 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε μια αναλυτική μελέτη για την αλληλεπίδραση των διαδικασιών φιλτραρίσματος και 2R αναγέννησης στην ποιότητα του σήματος. Πιο συγκεκριμένα εξετάστηκαν οι μηχανισμοί μείωσης φυσικού στρώματος που προκύπτουν μέσα από μια τέτοια διαδικασία και περιορίζουν την ικανότητα μέγιστης διαδοχικής

τοποθέτησης αναγεννητικών τμημάτων. Τα βασικά συμπεράσματα που προέκυψαν είναι τα εξής :

- Η σχετική θέση της παλμοσειράς εισόδου μέσα στο μη-γραμμικό στοιχείο του κάθε αναγεννητή είναι σημαντικότερη παράμετρος σχεδιασμού μιας και αυτή συμβάλει στην χρονική διάρκεια που θα αποκτήσουν στην έξοδό του.
- Για κάθε σύστημα αλυσίδας αναγεννητών υπάρχει ένα βέλτιστο σημείο λειτουργίας που πρέπει να έχουν και το οποίο ρυθμίζεται από κατάλληλα κυκλώματα εξισορρόπησης. Γύρω από αυτό υπάρχει μια περιοχή «ανεκτή» λειτουργίας, το εύρος της οποίας καθορίζεται από το αντίστοιχο συχνοτικό εύρος των οπτικών και ηλεκτρικών φίλτρων καθώς επίσης και από το μήκος της αλυσίδας. Είναι συνεπώς προφανές ότι όποια απόκλιση παρουσιάζουν τα κυκλώματα εξισορρόπησης σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον, αυτή θα καθορίσει και το μέγιστο μήκος της αλυσίδας.
- Τέλος αναπτύχθηκε αναλυτική μοντελοποίηση, η οποία προβλέπει όχι μόνο το βέλτιστο σημείο λειτουργίας αυτών των αναγεννητών αλλά επίσης απεικονίζει και το εύρος της αντίστοιχης περιοχής «ανεκτή» λειτουργίας που αυτοί μπορεί να έχουν κατά μήκος της αλυσίδας. Τα σχετικά σφάλματα αυτής της αναλυτικής μοντελοποίησης κυμαίνονται γύρω στο 10%.

Κεφάλαιο 7

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΘΕΜΑΤΑ ΠΡΟΣ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ

7.1 Συμπεράσματα και αποτίμηση στόχων διατριβής

Η παρούσα διατριβή περιστρέφεται γύρω από το θέμα των οπτικά επαναδιαρθρώσιμων δικτύων πολυκυματικής τεχνολογίας. Πιο συγκεκριμένα, εξετάζοντας, ως επί το πλείστον το πρόβλημα από τη πλευρά του φυσικού στρώματος διερευνήθηκε το στάδιο μετάβασης από ένα δίκτυο στατικού χαρακτήρα προς ένα δυναμικό δίκτυο. Τα βασικά σημεία στα οποία υπήρξαν καινοτομίες ήταν τα εξής :

- Στον καθορισμό ενός σχετικού σεναρίου εξέλιξης το οποίο να δείχνει πως είναι δυνατό αυτή η μετάβαση να πραγματοποιηθεί ομαλά και με έναν οικονομικά αποδεκτό τρόπο. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση σε αρχικό στάδιο αργών και χαμηλού κόστους οπτικών διακοπών που θα επιτρέπουν τη δημιουργία ενός δυναμικού δικτύου με χαμηλή ταχύτητα επαναρύθμισης. Σε επόμενο στάδιο θα

έχουμε αντικατάσταση αυτών των διακοπών με πιο γρήγορους και πιο εξελιγμένους και άρα την επίτευξη ενός δικτύου με υψηλή ταχύτητα και βαθμό επαναρυθμίσιμης.

- Στο να προτείνει κατάλληλες αρχιτεκτονικές οπτικής μεταγωγής (Class -0, Class -I, Class -IIa, Class -IIb, Class -III), οι οποίες θα επιτρέπουν την εφαρμογή του παραπάνω σεναρίου μετάβασης. Εξαιρουμένης της τελευταίας βασικό στοιχείο που χαρακτηρίζει τις υπόλοιπες είναι η δομοστοιχείωση (modularity). Δηλαδή το ότι είναι κατά τέτοιο τρόπο δομημένες ώστε η κάθε υψηλότερου επιπέδου λειτουργικότητά τους να προκύπτει από τη συναρμολόγηση των επιμέρους χαμηλότερου επιπέδου αρχιτεκτονικών συστημάτων.
- Σημαντική καινοτομία υπήρχε στη μεθοδολογία φυσικής μοντελοποίησης των παραπάνω αρχιτεκτονικών συστημάτων. Εξαιρώντας την Class -0 όλες οι υπόλοιπες περιλαμβάνουν συστήματα μετατροπών μήκους κύματος που χαρακτηρίζονται από την 2R αναγεννητική τους ικανότητα. Δηλαδή στη περίπτωση αυτή το φυσικό μοντέλο του κάθε δικτύου δεν περιλαμβάνει μια γραμμική συσώρευση των μηχανισμών που μειώνουν την ποιότητα του σήματος. Μια εξαρχής πραγματοποίηση προσομοιώσεων του συνολικού συστήματος για το συνολικό σύστημα δε δίδει καθαρή εικόνα για τη σχετική τους επίδραση στο φυσικό στρώμα, μια πληροφορία η οποία πάντοτε μπορεί να οδηγήσει σε περαιτέρω βελτιστοποιήσεις. Για το σκοπό αυτό, αρχικά έγινε λεπτομερής παρουσίαση των βασικότερων μηχανισμών υποβάθμισης, δηλαδή του ντετερμινιστικού jitter, του τυχαίου jitter αλλά και της παραμόρφωσης πλάτους. Έπειτα ακολούθησε συγκεκριμένη μεθοδολογία μοντελοποίησης στην οποία μελετήθηκε η επίδραση του καθενός από αυτούς στα πλαίσια των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών. Στην ανάλυση αυτή η αξιολόγηση της επίδρασης του ντετερμινιστικού jitter έγινε με τη βοήθεια

αριθμητικών μοντέλων, ενώ αναπτύχθηκε πρωτότυπη αναλυτική μοντελοποίηση για την αξιολόγηση του τυχαίου jitter καθώς και της διαταραχής πλάτους. Τέλος με προσομοιώσεις του συνολικού συστήματος ανιχνεύτηκαν για την κάθε περίπτωση τα όρια χωρητικότητας του δικτύου.

- Τα αποτελέσματα που προέκυψαν είχαν ιδιαίτερο ενδιαφέρον και οδήγησαν σε σημαντικά συμπεράσματα σε ότι αφορά τη χρήση της οπτοηλεκτρονικής ή της αμιγώς οπτικής τεχνολογίας για τους μετατροπείς μήκους κύματος. Αυτό που έγινε φανερό είναι ότι οι αμιγώς οπτικοί συντονιζόμενοι μετατροπείς έχουν ένα βασικό σημείο στο οποίο μειονεκτούν εν συγκρίσει με τα οπτοηλεκτρονικά υποσυστήματα, και αυτό είναι ο ευρέως φάσματος εκλυόμενος θόρυβος, οποίος δημιουργεί φαινόμενα διαφωνίας. Κατ' επέκταση απαιτείται ειδική αρχιτεκτονική παραλλαγή, αυτή του σεναρίου –C, η οποία να τα περιορίζει. Η ανάλυση έδειξε ότι η συγκεκριμένη θορυβική ποσότητα, εκεί όπου δεν περιορίζεται, θέτει τα αντίστοιχα αρχιτεκτονικά συστήματα εκτός περιοχής ανεκτής λειτουργίας και όχι ο θόρυβος που εκλύεται από τους υπόλοιπους υψηλού κέρδους ενισχυτές. Πραγματικά, όπου γινόταν χρήση οπτοηλεκτρονικών μετατροπέων, ή μελετούσαμε το σενάριο –C, η ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης των κόμβων ξεπερνούσε τους δέκα, ακόμα και όταν η χωρητικότητα έφτανε τα $10Tb/s$, πλην της Class -III. Σοβαρή προϋπόθεση για αυτό ήταν το εύρος της συχνοτικής απόκρισης των συστημάτων μετατροπής να είναι μεγαλύτερο κατά μιαμιση φορά του ρυθμού διαμόρφωσης της πληροφορίας, $> 15GHz$. Εξετάζοντας συγκριτικά τις αρχιτεκτονικές σε γενικές γραμμές η Class –I και η Class –IIa παρουσιάζουν παραπλήσια σχεδόν επίδοση, η οποία υπερτερεί της Class –IIb. Η Class –III εμφανίζει τη χειρότερη επίδοση.

Ένα δεύτερο βασικό στοιχείο καινοτομίας που εισάγει η παρούσα διατριβή είναι η ανάπτυξη αναλυτικού μοντέλου για τη μελέτη της αλληλεπίδραση διαδικασιών φιλτραρίσματος (οπτικού/ηλεκτρικού) και 2R αναγέννησης στην ποιότητα του σήματος κατά μήκος ενός αλυσιδωτού συστήματος. Η συγκεκριμένη μελέτη είναι εξολοκλήρου πρωτότυπη διότι για πρώτη φορά αναδεικνύεται πόσο σημαντικό είναι να προσδιορίζεται το βέλτιστο σημείο λειτουργίας των αναγεννητών κατά μήκος της αλυσίδας και πως αυτό σχετίζεται με τις διαδικασίες φιλτραρίσματος που λαμβάνουν χώρα. Επίσης η ανάλυση αυτή καταλήγει σε έναν σχεδιαστικό κανόνα, ο οποίος συνδέει το μέγιστο μήκος της αλυσίδας με την ικανότητα που έχουν τα αναγεννητικά συστήματα να «συντηρούν» τη λειτουργία τους γύρω από το βέλτιστο σημείο. Η ακρίβεια αυτής της μοντελοποίησης είναι πολύ ικανοποιητική αφού τα αντίστοιχα σχετικά σφάλματα είναι της τάξεως του 10%.

7.2 Θέματα προς μελλοντική έρευνα

Τα θέματα που θα προταθούν προς μελλοντική μελέτη σε αυτή την παράγραφο σχετίζονται εξολοκλήρου με το φυσικό στρώμα.

Πιο συγκεκριμένα ένα πρώτο ερευνητικό θέμα που προκύπτει αφορά την επέκταση του αναλυτικού μοντέλου που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 5.3.2, έτσι ώστε, πέρα από τον υπολογισμό της επίδρασης του θορυβικού παράγοντα να λαμβάνει επιπλέον υπόψη και τη συσσώρευση του ντετερμινιστικού jitter. Ένα τέτοιο ολοκληρωμένο μοντέλο θα συμβάλλει σημαντικά στο σχεδιασμό ενός δικτύου επιτρέποντας τον βέλτιστο προσδιορισμό μιας σειράς παραμέτρων όπως :

- Της φασματικής απόκρισης των αναγεννητικών υποσυστημάτων. Είναι γνωστό ότι αναγεννητές με μεγάλο εύρος φασματικής απόκρισης δε συνεισφέρουν στη συσσώρευση του jitter αλλά είναι πιο ευπαθείς στα σφάλματα που προέρχονται από

τις διαταραχές πλάτους. Συνεπώς η ανίχνευση της βέλτιστης τιμής εύρους για το κάθε υποσύστημα είναι συνάρτηση τόσο της ποσότητας θορύβου που προστίθεται στο κάθε ενδιάμεσο αναγεννητικό τμήμα του δικτύου όσο και του συνολικού μήκους της αναγεννητικής αλυσίδας.

- Του σημείου λειτουργίας του κάθε αναγεννητή. Οι μελέτες των κεφαλαίων 5 και 6 έδειξαν ότι ο καθορισμός της σχετικής θέσης της εισερχόμενης παλμοσειράς στο μη- γραμμικό στοιχείο του αναγεννητή αποτελεί ένα μέσο εξισορρόπησης της παραμόρφωσης του παράγοντα δράσης (duty cycle jitter) που δημιουργούν οι διαδικασίες φιλτραρίσματος πάνω στο οπτικό πεδίο. Ωστόσο, η μετατόπιση σε ένα καινούργιο σημείο λειτουργίας δε συνεπάγεται ταυτόχρονα και την πλήρη καταπίεση της παραμόρφωσης πλάτους που εισάγεται από τον θόρυβο, ειδικότερα όταν η μη- γραμμική συνάρτηση μεταφοράς είναι της μορφής $\sim \text{Sin}^2$. Και σε αυτή την περίπτωση μια ταυτόχρονη αναλυτική μοντελοποίηση των συνολικών φαινομένων θα επιτρέψει κάθε φορά τον καθορισμό των βέλτιστων συνθηκών λειτουργίας του κάθε αναγεννητή, ώστε να μεγιστοποιείται η επίδοση φυσικού στρώματος και να επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ικανότητα διαδοχικής επανατοποθέτησης κόμβων.

Βιβλιογραφία

- [1] IST BREAD Consortium, “Deliverable D2.1-3.1” [Online]: www.ist-bread
- [2] IST OPTIMIST consortium: “EU Photonic Roadmap, Key Issues for Optical Networking”, January 2004, [Online] (available): www.ist-optimist.org
- [3] S.J.B. Yoo “Wavelength conversion Technologies for WDM Network Applications” J. Lightwave Technol., vol. 14, pp 955-966 June 1996.
- [4] G.Raybon, et. al. “ Investigation of Cascade Limits of Optoelectronic Wavelength converters in a Recirculating Loop Experiment” Dig. of LEOS’98, Paper Tu12, Florida,1998.
- [5] D.Wolfson et al., “Experimental and Theoretical Investigation of electro-optic and all-optical implementations of wavelength converting 2R-regenerators” OFC, WB3, pp. 103–105. 1998.
- [6] D. D. Marcenac, A. E. Kelly, D. Nettet, and D. A. O. Davies, “Bandwidth enhancement of wavelength conversion via cross-gain modulation by semiconductor optical amplifier cascade,” Electron. Lett., vol. 31, pp.1442–1443, 1995.
- [7] D. D. Marcenac, A. E. Kelly, and D. Nettet, “Nonlinear optical amplifiers for ultra-high speed all-optical wavelength conversion and switching,” in OSA TOPS on Optical Amplifiers and their Applications, OAA Program Committee, Eds., vol. 5, 1996.
- [8] K. E. Stubkjaer, T. Durrhus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, R. J.Pedersen, C. Bragaard, M. Vaa, S. L. Danielsen, P. Doussiere, G.Garabedien, C. Graver, A. Jourdan, J. Jacquet, D. Leclerc, M. Erman, and M. Klenk, “Optical frequency converters,” in Proc. 20th Eur. Conf. Optical Communication, Florence, Italy, pp. 635–642, 1994.
- [9] A. Tzanakaki, A. Yu, M. J. O’Mahony and M. E. Bray, “Penalty-free wavelength conversion using cross-gain modulation in semiconductor laser amplifiers with no output filter”, Electron. Lett., Vol. 33/18, pp. 1554-1556, 1997.
- [10] S. Chelles et al “Extinction ratio of cross-gain modulated multistage wavelength converters: model and experiments”, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 9/6, pp.758–760, 1997.
- [11] A. E.Willner andW. Shich, “Optimal spectral and power parameters for all-optical wavelength shifted: Single stage, fanout, and cascability,” J. Lightwave Technol., vol. 13, pp. 771–781, 1995.

-
- [12] J. S. Perino, J. M. Wiesenfeld, and B. Glance, "Fiber transmission of 10 Gbit/s signals following wavelength conversion using a travelling-wave semiconductor optical amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 30, p. 256, 1994.
- [13] T. Durhuus et al, "All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers", *J. of Lightwave Technol.*, Vol. 14/6, pp. 942-956, 1996.
- [14] B. Mikkelsen et al., "10 Gbit/s wavelength converter realised by monolithic integration of semiconductor optical amplifiers and Michelson interferometer", Vol. 4, pp. 67-70, ECOC 1994.
- [15] M. Schilling, W. Idler, G. Laubem, K. Daub, K. Dutting, E. Lach, and K. Wunstel, "10 Gb/s monolithic MQW based wavelength converter in Michelson interferometer configuration," in *OFC'96*, San Jose, CA, 1996, paper WG2.
- [16] T. Durhuus et al., "All optical wavelength conversion by SOA's in a Mach-Zehnder configuration", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6/1, pp. 53-55, 1994.
- [17] T. Durhuus, C. Joergensen, B. Mikkelsen, R. J. S. Pedersen, and K. E. Stubkjaer, "All optical wavelength conversion by SOA's in a Mach-Zehnder configuration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, p.53, 1994.
- [18] K. E. Stubkjaer et al, "Wavelength Converter Technology", *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E82, -C/2, p. 338, 1999.
- [19] K. A. Rauschenbach, K. L. Hall, J. C. Livas, and G. Raybon, "All-optical pulse width and wavelength conversion at 10 Gb/s using a nonlinear optical loop mirror," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, p. 1130, 1994.
- [20] D. A. O. Davies, A.D. Ellis, T. Widdowson, and G. Sherlock, "10Gb/s data switched semiconductor laser amplifier nonlinear optical loop mirror," *Electron Lett.*, vol. 31, p. 111, 1995.
- [21] J. Yu et al, "40 Gb/s All-Optical Wavelength Conversion Based on a Nonlinear Optical Loop Mirror", *J. of Lightwave Technol.*, Vol. 18/7, p. 1001-1010, 2000.
- [22] Jianjun Yu et al., "Simultaneous realization wavelength conversion and signal regeneration using a nonlinear optical loop mirror", *Optics communications*, Vol. 175/1-3, pp. 173-177, 2000.
- [23] E. A. Swanson and J. D. Moores, "A fiber frequency shifter with broad bandwidth, high conversion efficiency, pump, and pump ASK cancellation, and rapid tunability for WDM optical networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, p. 1341, 1994.
- [24] H. Q. Le and S. Di Cecca, "Ultrafast, multi-THz detuning, third-order frequency conversion in semiconductor quantum well waveguides," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, p. 878, 1992.
- [25] K. Inoue, "Tunable and selective wavelength conversion using fiber four-wave mixing with two pump lights," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, p. 1451, 1994.

-
- [26] G. P. Agrawal, "Population pulsations and nondegenerate four-wave-mixing in semiconductor lasers and amplifiers," *J. Opt. Soc. Amer. B*, vol. 5, p. 147, 1988.
- [27] R. Schnabel, U. Hilbk, Th. Hermes, P. Meibner, Cv. Helmolt, K. Magari, F. Raub, W. Pieper, F. J. Westphal, R. Ludwig, L. Kuller, and H. G. Weber, "Polarization insensitive frequency conversion of a 10 channel OFDM signal using four-wave-mixing in a semiconductor laser amplifier," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, p. 56, 1994.
- [28] J. Zhou, N. Park, K. J. Vahala, M. Newkirk, and B. I. Miller, "Four-wave mixing wavelength conversion efficiency in semiconductor traveling wave amplifiers measured to 65 nm of wavelength shift," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, p. 984, 1994.
- [29] C. Q. Xu, H. Okayama, and M. Kawahara, "1.5 μm band efficient broadband wavelength conversion by difference frequency generation in a periodically domain-inverted LiNbO channel waveguide," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 63, p. 3559, 1993.
- [30] M. L. Bortz, D. Serkland, M. M. Fejer, and S. J. B. Yoo, "Neardegenerate difference frequency generation at 1.3 μm in LiNbO₃ waveguides for application as an all-optical channel shifter," *CLEO, 1994, paper CTHD6*.
- [31] L. M. Frantz and J. S. Nodvik, "Theory of pulse propagation in a laser amplifier," *J. Appl. Phys.*, vol. 34, pp. 2346-2349, 1963
- [32] J. P. Wittke and P. J. Warter, "Pulse propagation in a laser amplifier," *J. Appl. Phys.*, vol. 35, pp. 460-461, 1964
- [33] A. Içsevçi and W. E. Lamb, "Propagation of light pulses in a laser amplifier," *Phys. Rev.*, vol. 185, pp. 517-545, 1969
- [34] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, "Long-wavelength semiconductor lasers," New York: Van Nostrand Reinhold, 1986, chapter. 2
- [35] J.M. Wiesenfeld, G. Eisenstein, R.S. Tucker, G. Raybon and P.B. Hansen, "Distortion-less picosecond pulse amplification and gain compression in a traveling-wave InGaAsP laser amplifier", *Appl. Phys. Lett.*, vol 53, pp. 1239-1241, 1988
- [36] P. E. Green, "Δίκτυα οπτικών ινών," (Μετάφραση : Κ. Καρούμπalos) Παπασωτηρίου, 1994
- [37] G. P. Agrawal and A. Olsson, "Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, no. 11, November 1989, p. 2297
- [38] T. Durhuus, B. Mikkelsen, and K. E. Stubkjaer, "Detailed dynamic model for semiconductor optical amplifiers and their crosstalk and intermodulation distortion," *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, pp. 1056–1065, Aug. 1992.
- [39] B. Dagens, (Private Communication)

-
- [40] A. Tzanakaki and M. O'Mahony, "Analysis of tunable wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers operating in the counter propagating mode", IEE Proc. Optoelectronics, Vol. 147/1 ,pp. 49 – 55, 2000.
- [41] D. A. O. Davies, "Small-signal analysis of wavelength conversion in semiconductor laser amplifiers via gain saturation," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 7, pp. 617-619, 1995
- [42] A. Mecozzi, "Small-signal theory of wavelength converters based on crossgain modulation in semiconductor optical amplifiers," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 11, November 1996, p. 1471
- [43] D. Chiaroni, A. Jourdan, T.Zani, N. LeSauze, E. Dotaro, J.Y.Emery, L. Tancevski: "Towards 10 Tb/s optical packet routers for the backbone" Proc. of 26th European Conference on Optical Communications, (Munich, Germany, September, 2000), Vol.4 pp.73-74, 2000
- [44] N. LeSauze, A. Dupas, E. Dotaro, L. Ciavaglia, M. Nizm, A. Ge, L. Dembeck: "A novel low cost optical packet metropolitan ring architecture", Proc. of 27th European Conference on Optical Communications, Amsterdam, The Netherlands, September 2001, post-deadline pp.66-67
- [45] H. Lee, D. Simeonidou, M. O'Mahoney, "All-optical multicasting switch architecture utilising optical multiwavelength XGM in SOA", Photonics in Switching 2002, paper TuC3, Cheju Island, Korea
- [46] 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, pp. 1198-1206, June 1996
- [47] Jingyu Zhou, R. Cadeddu, E. Casaccia, C. Cavazzoni, M.J. O'Mahony, "Crosstalk in multiwavelength optical cross-connect networks", Lightwave Technology, Journal of Volume 14, Issue 6, June 1996 Page(s):1423 - 1435
- [48] A. Stavdas, H. Avramopoulos, E.N. Protonotarios and J. E. Midwinter, 'An OXC architecture suitable for high density WDM wavelength route networks', Photonic Network Communications Vol. 1 (1), pp. 77-88, 1999.
- [49] C. Joergensen et al, "All Optical Wavelength Conversion at Bit Rates Above 10 Gb/s Using Semiconductor Optical Amplifiers", IEEE J. Select. Top. Quantum Electron., Vol. 3/5, pp. 1168-1180, 1997
- [50] D. Marcuse: "Derivation for analytic expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 8 , pp.1816-1823, Dec. 1990
- [51] N. A. Olsson " Lightwave Systems with optical Amplifiers", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 7, pp. 1071-1082, July 1989

[52] P. Öhler and E. Berglind, "Noise accumulation and BER estimates in concatenated nonlinear optoelectronic repeaters," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 1011–1013, July 1997.

[53] R. Hainberger, T. Hoshida, S. Watanabe, H. Onaka, "BER Estimation in Optical Fiber Transmission Systems Employing All-Optical 2R Regenerators", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, pp. 746-754, March 2004

[54] J. Mørk, F. Öhman, S. Bishop "Analytical Expression for the Bit Error Rate of Cascaded All-Optical Regenerators." *IEEE Photonics Technology Letters*. .vol. 15, pp 1479-1481 October 2003

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΕΓΚΡΙΤΑ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ & ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΕΙΣ ΣΕ ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΑ ΣΥΝΕΔΡΙΑ

Περιοδικά (Journals & Letters)

- [1] **S. Sygletos**, C. Skoufis, C. Matrakidis, A. Stavdas, N. LeSauze and D. Chiaroni, "Physical Layer Performance Benchmarking of Two Metropolitan Area Network Configurations." *Optical Switching and Networking* (Elsevier) Vol. 2 (1), pp. 19-33, May 2005.
- [2] C. Develder, A. Stavdas, A. Bianco, D. Careglio, R. Van Caenegem, **S. Sygletos**, F. Neri, J. Solé-Pareta, M. Pickavet, "Benchmarking and viability assessment of Optical Packet Switching for metro networks", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Special Issue on Metro and Access Networks Vol.22 (11), pp. 2435-2451, November 2004.
- [3] Skoufis C, **Sygletos S**, N. Leligou, C. Matrakidis, I. Pountourakis and A.Stavdas, "Data-Centric Networking Using Multi-Wavelength Headers/Labels in Packet-over-WDM Networks: A comparative study". *IEEE Journal of Lightwave Technology* Vol.21 (10), pp. 2110-2122, October 2003.
- [4] A.Stavdas, **Sygletos S**, O'Mahoney M, Lee H, C. Matrakidis, A.Dupas: "IST-DAVID: Concept Presentation and Physical Layer Modelling of the Metropolitan Area Network", *IEEE Journal of Lightwave Technology* Vol. 21 (2), pp. 372, 2003G.
- [5] Djordjevic I, A.Stavdas, Skoufis C, **Sygletos S**, and C. Matrakidis, "Analytical modelling of fibre non-linearities in amplified dispersion compensated WDM systems", *International Journal of Modeling and Simulation*, Vol. 23 (4), pp. 226-233, 2003C.
- [6] N. Pleros, C. Bintjas, G. Theophilopoulos, M. Kalyvas, K. Yiannopoulos , **S. Sygletos** and H. Avramopoulos, "Multi-wavelength and power equalized SOA laser sources", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, pp. 693-695, 2002.

Επιστημονικά συνέδρια (Conferences)

- [1] C. Matrakidis, C. (T.) Politi , N. Vogiatzis, **S. Sygletos**, A. Stavdas, "Optical Cross Connects with the Potential to Affect Transmission Properties", NOC2005, London, UK (INVITED).
- [2] D. Schupke, H. Bülow, S. De Patre, M. Gunkel, H. Haunstein, A. Lord, J. Martensson, C. Matrakidis, B. Niven-Jenkins, C. (T.) Politi , M. Potenza, A. Rafel, A. Stavdas, **S. Sygletos**, "Physically-Constrained

Lightpath-Setup in Dynamic WDM Networks”, NOC2005, London, UK (INVITED).

- [3] C. Matrakidis, A. Pattavina, **S. Sygletos**, N. Vogiatzis, F. Neri, A. Stavdas, “New approaches in optical switching in the network of excellence e-photon/ONe”, Conference on Optical Network Design and Modeling 2005, Feb. 7-9 2005, pp. 133 - 139.
- [4] **S. Sygletos**, C. Matrakidis and A. Stavdas, “Migration strategies towards optical packet metropolitan networks and the impact of technology”, accepted for presentation in NOC2004, Eindhoven, The Netherlands (INVITED).
- [5] **S. Sygletos**, Skoufis C and A.Stavdas “Physical layer benchmarking studies of the two MAN IST-DAVID configurations”. Photonics in Switching 2003, 28 Septmeber-2 October 2003, pp.234-236.
- [6] **Sygletos S** and A.Stavdas “Node Scalability vs Node Cascadeability of Three Broadcast-and-Select Optical Packet Crossconnect Architectures”. Photonics in Switching 2003, 28 Septmeber-2 October 2003, pp.237-239.
- [7] A. Stavdas, C. Matrakidis, N. Leligou, **Sygletos S** and I. Pountourakis, “Efficient statistical multiplexing in the optical layer as a function of the reconfiguration speed in MAN”, 5th International Conference on Transparent Optical Networks ICTON 2003, pp.32-34, 2003 (INVITED).
- [8] N. Pleros, C. Bintjas, M. Kalyvas, G. Theophilopoulos, K. Yiannopoulos, **S. Sygletos** and H. Avramopoulos, “Power equalization with optical feedback in a 52 wavelength SOA ring laser source” presented at OFC 2002, Tech. Dig., WJ2, pp.243-245, Anaheim, USA, 2002.
- [9] Andrew Lord, Albert Rafel (BT), Anders Djupsjöbacka (ACREO), Dominic Schupke, Gottfried Lehmann, Juergen Goetz (Siemens), Ralph Leppla (T-Systems), Alfons Schinabeck, Herbert Haunstein, Bernd Bollenz (LUGmbH), Jörg-Peter Elbers, Cornelius Fuerst (Marconi ONDATA), Chris Matrakidis, Alexandros Stavdas, **Stelios Sygletos** (ICCS), Henning Bülow (ASEL), Olivier Leclerc (ACIT), Stefano Santoni (PILABS), Renato Caponi, Marcello Potenza, Diego Roccato (TILAB), Erwan Pincemin (France Telecom), “Prospects for Optical transparency in the Core Network”, accepted for presentation in NOC2004, Eindhoven, The Netherlands.