



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

# Σχεδιασμός και Προσομοίωση Οπτικού Δικτύου Πρόσβασης για Παροχή Πολλαπλών Ευρυζωνικών Υπηρεσιών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Ι. Καλαβρουζιώτης

Επιβλέπων: Αβραμόπουλος Ηρακλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος, 2009





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

# Σχεδιασμός και Προσομοίωση Οπτικού Δικτύου Πρόσβασης για Παροχή Πολλαπλών Ευρυζωνικών Υπηρεσιών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Ι. Καλαβρουζιώτης

Επιβλέπων: Αβραμόπουλος Ηρακλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή

.....  
Ηρακλής Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ιάκωβος Βενιέρης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος, 2009

.....  
Δημήτριος Ι. Καλαβρουζιώτης

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

Copyright © Δημήτριος Ι. Καλαβρουζιώτης, 2009

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## Περίληψη

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας σχεδιάζεται και μελετάται μια αρχιτεκτονική ενός ευρυζωνικού δικτύου πρόσβασης, το οποίο λειτουργεί πάνω από οπτική ίνα. Πιο συγκεκριμένα εξετάζουμε τη δυνατότητα παροχής τριών υπηρεσιών, σε ένα χρήστη, πάνω από ένα μήκος κύματος, βασιζόμενοι σε μια λογική δομής πομπού και δέκτη, αλλά, κατα κύριο λόγο, κεντρικοποιημένη ως προς τον πομπό. Η μετάδοση των υπηρεσιών αποτελεί υλοποίηση ενός Radio over Fiber συστήματος καθώς, η μια υπηρεσία αφορά ενσύρματη διασύνδεση που προσφέρει ρυθμό μετάδοσης 1244Mbps, και οι άλλες δύο είναι ασύρματες με ρυθμό μετάδοσης 622Mbps. Οι ασύρματες υπηρεσίες είναι δύο καθώς διευρευνούμε τη δυνατότητα μετάδοσης τόσο σε κλασσικές και ήδη αξιοποιημένες συχνοτικές ζώνες, όπως τα 5GHz, όσο και σε φασματικές περιοχές πολύ πιο υψηλές που αποτελούν το επόμενο βήμα στις ασύρματες και προσωπικές επικοινωνίες, όπως είναι η περιοχή των 60GHz. Για να επιτευχθεί η μετάδοση και των τριών αυτών υπηρεσιών, ο πομπός του κυκλώματος σχεδιάστηκε έτσι ώστε να πραγματοποιεί διαμόρφωση με υποφέρουσες (SubCarrier Multiplexing, SCM) του οπτικού σηματος, μια τεχνική που επιτρέπει τη μετάδοση πολλών διαφορετικών καναλιών πάνω από ένα οπτικό φέρον, ενώ χρησιμοποιήθηκε ένας Mach – Zehnder διαμορφωτής. Για τη λήψη των σημάτων χρησιμοποιήθηκαν δύο διαφορετικές τεχνικές, ανάλογα με το αν επρόκειτο για ενσύρματη ή για ασύρματη διασύνδεση. Έτσι ο δέκτης του ενσύρματου καναλιού βασίστηκε στην απ'ευθείας ανίχνευση (Direct Detection), ενώ οι δέκτες των ασύρματων καναλιών αξιοποιούσαν τις αρχές της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης (Remote Heterodyne Detection, RHD), που επιτρέπει τη δημιουργία υψίσυχνων ηλεκτρικών σημάτων κατα την οπτικο – ηλεκτρική μετατροπή.

Κατα τη διάρκεια των προσομοιώσεων καταδεικνύουμε τη λειτουργία του κυκλώματος, βάσει των προδιαγραφών που έχουν τεθεί, ενώ εξετάζουμε και την ποιότητα τις επικοινωνίας που αυτό παρέχει, εξετάζοντας συγκεκριμένες παραμέτρους και παρουσιάζοντας σε κάθε περίπτωση στοιχεία σχετικά με τα λαμβανόμενα BER και Q. Στο τέλος της εργασίας μελετάται η δυνατότητα επέκτασης της αρχιτεκτονικής, ούτως ώστε να πραγματοποιηθεί μετάδοση τουλάχιστον 14 υπηρεσιών πάνω από ένα μήκος κύματος σε ένα χρήστη, χωρίς να γίνουν σημαντικές αλλαγές στη δομή του σχεδιασμένου κυκλώματος.

Η σχεδίαση του κυκλώματος, καθώς και οι προσομοιώσεις γίνονται με τη βοήθεια του εξειδικευμένου λογισμικού προσομοίωσης οπτικών κυκλωμάτων VPI Transmission Maker 7.6.

## Λέξεις Κλειδιά

*Διαμόρφωση οπτικού με υποφέρουσες, Ετερόδυνη αποδιαμόρφωση, Απ' ευθείας ανίχνευση, Radio over Fiber, Οπτικός Διαμορφωτής, NRZ κωδικοποίηση, Διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης, ON – OFF διαμόρφωση, Διαμόρφωση κατα πλάτος.*

## **Abstract**

The purpose of this thesis is to examine and develop the architecture of a broadband access network, that operates over optical fiber. In particular, it deals with the concept of providing three services to a user, over a single wavelength. The design is based on a server – client structure, which is mainly centralized to the server, who is, more correctly, characterized as “central station”. In order to realize the transmission of the signals that correspond to the services, we exploit the principles of the Radio – over – Fiber technology, in such a way that two wireless and one LAN signal are being transmitted. The wireless signals provide a BitRate of 622Mbps, while the BitRate of the LAN is double. We have comprised two wireless services, because we want to research the possibility to use the architecture not only for the transmission of Super High Frequencies (SHF), like WLAN, but also for the transmission of Extremely High Frequencies (EHF), which will be the frequency range of future wireless communications, like WPAN.

In order to achieve instantaneous transmission of the three services, it has been decided to use SubCarrier Multiplexing (SCM) at the central station, in order to modulate the optical signal in a way that would cause the appearance and transmission of pre – modulated SubCarriers along with the optical Carrier. This can be done by using a Mach – Zehnder Modulator, like the one that is used in the thesis. The reception of the signals was carried out in two different ways, depending on the nature of each one of them. The LAN signal is being received with Direct Detection, which is the simplest method to demodulate optical signals, while the wireless ones are being received with Remote Heterodyne Detection, which is quite more complicated, but eventually it can be used to produce high frequency radio signals.

During the simulation we demonstrate the feasibility of the architecture according to the specifications, and, at the same time we evaluate the quality of the communication, by performing measurements of certain quantities, like Bit Error Rate (BER) and Q. Finally we examine the potential of upgrading the architecture in order to include more services, without changing the basic structure.

The construction of the optical circuit, as well as the simulation, was realized by using VPI Transmission Maker, which is a very powerful software that accelerates the design of new photonic systems.

### ***Key Words***

***Subcarrier Multiplexing, Remote Heterodyne Detection, Direct Detection, Radio over Fiber, Optical Modulator, NRZ encoding, Optical Single Side Band, ON – OFF keying, Amplitude Modulation***

## Ευχαριστιες

Η διπλωματική εργασία αυτή συντάχθηκε το ακαδημαϊκό έτος 2008-2009 στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών στον τομέα των συστημάτων μετάδοσης πληροφορίας και τεχνολογίας υλικών.

Μέσα από τις γραμμές αυτές θέλω να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή του Ε.Μ.Π. κύριο Αβραμόπουλο, εισηγητή του θέματος της εργασίας μου, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο θέμα των οπτικών επικοινωνιών καθώς και για την εποικοδομητική συνεργασία μας.

Παράλληλα θέλω να ευχαριστήσω τους Υποψήφιους Διδάκτορες Δημήτρη Αποστολόπουλο, Χρήστο Σταματιάδη και Χρήστο Κουλουμέντα, όχι μόνο για τις καθοριστικής σημασίας γνώσεις τους και τις συμβουλές τους επάνω στο αντικείμενο που πραγματεύεται η διπλωματική μου εργασία, αλλά και για την υπομονή που έδειξαν απέναντι μου.

Επίσης θέλω να ευχαριστήσω τους γονείς μου, Κωνσταντίνα Ηλιοπούλου και Ιωάννη Καλαβρουζιώτη, καθώς και τον αδερφό μου Αλέξανδρο Καλαβρουζιώτη, οι οποίοι στάθηκαν δίπλα μου. Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω τους φίλους και συμφοιτητές μου, για τα όνειρα που κάναμε για ένα καλύτερο μέλλον και για τις εμπειρίες και τις γνώσεις που, από κοινού, κατακτήσαμε κατά τη διάρκεια της φοιτητικής μας πορείας μέσα στα αμφιθέατρα και όχι μόνο.





# Περιεχόμενα

1.1 Ευρυζωνικότητα και Υπηρεσίες.....	17
1.2 Fiber to the Home.....	18
1.2.1 Πλεονεκτήματα του FTTH.....	20
1.2.2 Μειονεκτήματα του FTTH.....	20
1.3 Ασύρματα Δίκτυα, Ευρυζωνικότητα και Ραδιοκάλυψη.....	21
1.4 Radio-over-Fibre .....	24
1.4.1 Τι είναι το RoF;.....	24
1.4.2 Πλεονεκτήματα της RoF τεχνολογίας.....	25
1.4.3 Μειονεκτήματα της RoF τεχνολογίας.....	27
1.4.4 Εφαρμογές RoF.....	27
1.4.5 Τεχνικές Διαμόρφωσης Οπτικών Σημάτων με RF.....	28
1.4.5.1 Intensity Modulation – Direct Detection.....	29
1.4.5.1.1 Πλεονεκτήματα του IM-DD.....	30
1.4.5.1.2 Μειονεκτήματα του IM-DD.....	30
1.4.5.2 Remote Heterodyne Detection.....	30
1.4.5.2.1 Πλεονεκτήματα του RHD.....	31
1.4.5.2.2 Μειονεκτήματα του RHD.....	31
1.4.5.3 Ομόδυνη αποδιαμόρφωση.....	32
1.4.6 Τεχνικές Πολυπλεξίας Οπτικών Σημάτων σε RoF.....	32
1.4.6.1 Sub-Carrier Multiplexing.....	32
1.4.6.1.1 Πλεονεκτήματα της SCM.....	33
1.4.6.1.2 Μειονεκτήματα της SCM.....	33
1.4.6.2 Wavelength Division Multiplexing σε RoF συστήματα.....	34
1.5 Σκοπός της εργασίας.....	34
2.1 Αρχιτεκτονική ενός access δικτύου ευρυζωνικών υπηρεσιών.....	37
2.2 Εισαγωγή στην αρχιτεκτονική του κυκλώματος.....	38
2.3 Αρχιτεκτονική Κυκλώματος.....	40
2.3.1 RF Generator.....	40
2.3.1.1 Κωδικοποίηση NRZ.....	42
2.3.1.2 Pseudo Random Binary Sequence.....	43
2.3.2 Οπτικό μέρος του πομπού.....	44
2.3.2.1 Οπτικοί διαμορφωτές.....	44
2.3.2.2 Οπτικός πομπός.....	45
2.3.2.3 SubCarrier Multiplexing.....	46
2.3.3 Coupler, Δευτερο CW και μετάδοση.....	47
2.3.4 Δέκτης.....	48
2.3.4.1 Δέκτης FTTH.....	49
2.3.4.1.1 Direct Detection.....	50
2.3.4.2 Δέκτης για WLAN και WPAN.....	50
2.3.4.2.1 Remote Heterodyne Detection.....	51
2.3.4.2.2 Αποδιαμόρφωση AM – DSB σήματος.....	53
2.4 Φαινόμενα Διάδοσης.....	55
3.1 Εισαγωγή.....	57
3.1.1 VPI Transmission Maker.....	57
3.2 Προσομοιωτική Διάταξη – VPI.....	58
3.2.1 Συνολικό Κύκλωμα.....	58
3.2.2 Πομπός RF Ηλεκτρικού Σήματος.....	59

3.2.2.1 Διαγράμματα Τρίτης Παλμογεννήτριας.....	62
3.2.2.2 Παλμοσειρά και φάσμα μετά το βαθυπερατό φίλτρο.....	63
3.2.2.3 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον Πολλαπλασιαστή.....	65
3.2.2.4 Παλμοσειρές και φάσματα των καναλιών 1 & 2.....	66
3.2.2.5 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον αθροιστή.....	67
3.2.3 Πομπός Οπτικού Σήματος – Οπτικός Διαμορφωτής.....	69
3.2.3.1 Οπτικό σήμα των CW's.....	73
3.2.3.2 Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή.....	74
3.2.3.3 Οπτικό σήμα μετά τον 2X1 MUX.....	76
3.2.3.4 Οπτικό σήμα μετά τον Coupler και τον Amplifier.....	77
3.2.4 Κύκλωμα Δέκτη.....	78
3.2.4.1 Preamplified Receiver.....	80
3.2.4.2 Δέκτης υπηρεσίας Fiber to the Home.....	80
3.2.4.2.1 Σήμα μετά το οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο.....	81
3.2.4.2.2 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο.....	82
3.2.4.2.3 Σήμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο.....	84
3.2.4.3 Δέκτης για WLAN.....	85
3.2.4.3.1 Σήμα μετά τον coupler και τον 2X1 Πολυπλέκτη.....	86
3.2.4.3.2 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο.....	88
3.2.4.3.3 Σήμα μετά το ηλεκτρικό ζωνοπερατό φίλτρο.....	89
3.2.4.3.4 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή.....	91
3.2.4.3.5 Σήμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο.....	93
3.2.4.4 Δέκτης για WPAN.....	95
3.2.4.4.1 Σήμα μετά τον 2X1 πολυπλέκτη.....	97
3.2.4.4.2 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο.....	98
3.2.4.4.3 Σήμα μετά το ζωνοπερατό ηλεκτρικό φίλτρο.....	99
3.2.4.4.4 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή.....	99
3.3 Συμπεράσματα.....	102
4.1 Εισαγωγή.....	103
4.2 Remote Heterodyne Detection και Laser Linewidth.....	103
4.3 Μετάδοση.....	105
4.4 Διαδικασία Μετρήσεων Αξιολόγησης του Κυκλώματος.....	110
4.4.1 Θόρυβος Μετάδοσης και Πιθανότητα Λάθους – Ψηφιακές Επικοινωνίες.....	110
4.4.2 Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις.....	112
4.4.3 Μετρήσεις των BER και Q.....	114
4.4.3.1 Επίδραση του μήκους της ίνας στη φάση του σήματος εξόδου.....	114
4.4.3.2 Μετρήσεις για Channel 1.....	115
4.4.3.2.1 Διαγράμματα BER και Q για το Channel 1.....	115
4.4.3.2.2 Συμπεράσματα για το πρώτο κανάλι.....	117
4.4.3.3 Μετρήσεις για το Channel 2.....	118
4.4.3.3.1 Διαγράμματα BER και Q για το Channel 2.....	118
4.4.3.4 Μετρήσεις για το Channel 3.....	121
4.4.3.4.1 Διαγράμματα BER και Q για το Channel 3.....	121
4.4.3.4.2 Συμπεράσματα για το τρίτο κανάλι.....	122
4.4.4 Καταγραφή των διαγραμμάτων ματιού.....	123
4.4.4.1 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1.....	124
4.4.4.1.1 Διαγράμματα Ματιού στα διάφορα στάδια του κυκλώματος.....	124
4.4.4.1.2 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του πρώτου καναλιού.....	125
4.4.4.2 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2.....	126

4.4.4.2.1 Διαγράμματα Ματιού στα διάφορα στάδια του κυκλώματος.....	126
4.4.4.2.2 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του δεύτερου καναλιού.....	127
4.4.4.3 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 3.....	128
4.4.4.3.1 Διαγράμματα Ματιού στα διάφορα στάδια του κυκλώματος.....	128
4.4.4.3.2 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του τρίτου καναλιού.....	129
4.5 Επίδραση απομάκρυνσης φίλτρου από τον πομπό και ασυμφωνίας φάσης στο δέκτη στην επίδοση του κυκλώματος.....	131
4.5.1 Σχετική φάση των σημάτων που συμμετέχουν στο RHD.....	131
4.5.1.1 BER – Q και Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2.....	132
4.5.1.2 BER – Q και Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 3.....	135
4.5.1.3 Συμπεράσματα για διαφορά φάσης σημάτων στο RHD.....	137
4.5.2 Απομάκρυνση φίλτρου μετά τον Mach Zehnder Modulator.....	137
4.5.2.1 BER – Q για κανάλι 1.....	140
4.5.2.2 BER – Q για κανάλι 2.....	141
4.5.2.3 BER – Q για κανάλι 3.....	142
4.5.2.4 Σχολιασμός Αποτελεσμάτων.....	143
4.6 Διερεύνηση δυνατοτήτων επέκτασης της αρχιτεκτονικής.....	145
4.6.1 Μετρήσεις με επιπλέον κανάλια.....	145

## ΕΙΚΟΝΕΣ

Illustration 1: Mobility vs Data Rate for Wireless Networks.....	22
Illustration 2: Δομή Ασυρμάτων Δικτύων.....	23
Illustration 3: Βασική δομή RoF δικτύου.....	25
Illustration 4: Συνθεση SCM σήματος.....	33
Illustration 5: Γενική Δομή της Αρχιτεκτονικής.....	39
Illustration 6: Αρχιτεκτονική Κυκλώματος.....	40
Illustration 7: Αρχιτεκτονική RF πομπού.....	41
Illustration 8: Φάσμα RF πομπού.....	41
Illustration 9: NRZ Κωδικοποίηση.....	42
Illustration 10: NRZ φάσμα.....	43
Illustration 11: Οπτικός Πομπός.....	45
Illustration 12: Φάσμα του προς μετάδοση σήματος.....	46
Illustration 13: Coupler, Δεύτερο CW και μετάδοση.....	47
Illustration 14: Φάσμα του προς μετάδοση σήματος.....	48
Illustration 15: Γενική δομή του δέκτη.....	48
Illustration 16: Δέκτης FTTH.....	49
Illustration 17: Φιλτράρισμα φάσματος του FTTH.....	49
Illustration 18: Δομή WPAN και WLAN δέκτη.....	50
Illustration 19: Φιλτράρισμα στον WLAN και WPAN δέκτη.....	51
Illustration 20: Συνολικό Κύκλωμα.....	58
Illustration 21: RF γεννήτριες.....	60
Illustration 22: ON - OFF διαμόρφωση.....	61
Illustration 23: PSK διαμόρφωση.....	61
Illustration 24: Παλμοσειρά τρίτου καναλιού.....	62
Illustration 25: Φάσμα τρίτου καναλιού.....	62
Illustration 26: Παλμοσειρά μετά το βαθυπερατό φίλτρο.....	63
Illustration 27: Φάσμα μετά τον βαθυπερατό φίλτρο.....	64
Illustration 28: Φαινόμενο Gibbs.....	64
Illustration 29: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή.....	65
Illustration 30: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή.....	65
Illustration 31: Φάσμα καναλιού 1.....	66
Illustration 32: Παλμοσειρά καναλιού 1.....	66
Illustration 33: Παλμοσειρά καναλιού 2.....	67
Illustration 34: Φάσμα καναλιού 2.....	67
Illustration 35: Παλμοσειρά μετά τον αθροιστή.....	68
Illustration 36: Αθροιστής.....	68
Illustration 37: Φάσμα μετά τον αθροιστή.....	68
Illustration 38: Μεγέθυνση σημείου τομής των φασματικών περιεχομένων των καναλιών 1 και 3.....	69
Illustration 39: Module Differential MZM.....	69
Illustration 40: Συνδεσμολογία οπτικού πομπού.....	70
Illustration 41: Hilbert - OSSB.....	71
Illustration 42: CW στα 193.1THz.....	73
Illustration 43: Φάσμα CW στα 193.1THz.....	73
Illustration 44: CW στα 193.05THz.....	73
Illustration 45: Φάσμα CW στα 193.05THz.....	73
Illustration 46: Οπτικός Διαμορφωτής.....	74
Illustration 47: Σήμα εξόδου του οπτικού διαμορφωτή.....	75

Illustration 48: 2X1 MUX.....	76
Illustration 49: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX.....	76
Illustration 50: Φάσμα μετά τον Coupler.....	77
Illustration 51: Coupler.....	77
Illustration 52: Φάσμα μετά τον οπτικό ενισχυτή.....	78
Illustration 53: Κυκλωμα Δέκτη.....	79
Illustration 54: Φάσμα στην έξοδο του Splitter.....	79
Illustration 55: Δέκτης FTTH.....	80
Illustration 56: Παλμοσειρά μετά το οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο.....	81
Illustration 57: Φάσμα μετα το ζωνοπερατό.....	82
Illustration 58: Παλμοσειρά μετά την φωτοδίοδο.....	83
Illustration 59: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο.....	83
Illustration 60: Παλμοσειρά μετά το βαθυπερατό.....	84
Illustration 61: Φάσμα μετα το βαθυπερατό.....	84
Illustration 62: Δέκτης WLAN.....	85
Illustration 63: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX.....	87
Illustration 64: Φάσμα μετά τον coupler.....	87
Illustration 65: Παλμοσειρά μετά τον 2X1 MUX.....	87
Illustration 66: Παλμοσειρά μετα τη φωτοδίοδο.....	88
Illustration 67: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο.....	89
Illustration 68: Παλμοσειρά μετά το ζωνοπερατό.....	90
Illustration 69: Τοπικός Ταλαντωτής.....	90
Illustration 70: Φάσμα μετά το ζωνοπερατό.....	90
Illustration 71: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή.....	91
Illustration 72: Φάσμα μετα τον πολλαπλασιαστή.....	92
Illustration 73: Παλμοσειρά μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό.....	93
Illustration 74: Φάσμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό.....	93
Illustration 75: Παλμοσειρά δεύτερου καναλιού μετά τον κωδικοποιητή.....	94
Illustration 76: Δέκτης WPAN.....	95
Illustration 77: Παλμοσειρά μετά τον 2X1 MUX.....	97
Illustration 78: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX.....	97
Illustration 79: Φάσμα μετά τον Coupler.....	97
Illustration 80: Παλμοσειρά μετά τη φωτοδίοδο.....	98
Illustration 81: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο.....	98
Illustration 82: Παλμοσειρά μετά το ηλετρικό φίλτρο.....	99
Illustration 83: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή.....	100
Illustration 84: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή.....	100
Illustration 85: Νέα παλμοσειρά μετα τον ηλεκτρικό βαθυπερατό.....	101
Illustration 86: Νέο φάσμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό.....	101
Illustration 87: Αποτέλεσμα RHD για WPAN.....	104
Illustration 88: Αποτέλεσμα RHD για WLAN.....	104
Illustration 89: Φάσμα μετά τον οπτικό διαμορφωτή, με χρήση CW μοναδιαίου εύρους.....	105
Illustration 90: Φάσμα του σήματος πριν τη μετάδοση του στην ίνα.....	106
Illustration 91: Φάσμα του σήματος μετά τη μετάδοση του στην ίνα - Φαίνεται επίδραση κάποιου φαινομένου στη διάδοση.....	106
Illustration 92: Μετά από μετάδοση σε ίνα 1km.....	107
Illustration 93: Μετά από μετάδοση σε ίνα 2km.....	107
Illustration 94: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km.....	107
Illustration 95: Μετά από μετάδοση σε ίνα 5km.....	107

Illustration 96: Μετά από μετάδοση σε ίνα 25 km.....	108
Illustration 97: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km, με ισχύ εκπομπής -3dBm.....	109
Illustration 98: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km, με ισχύ εκπομπής 0dBm.....	109
Illustration 99: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km, με ισχύ εκπομπής 4,7dBm.....	109
Illustration 100: Κύκλωμα λήψης μετρήσεων στο δέκτη, για BER και για διαγράμματα ματιού.....	112
Illustration 101: Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των Back - to - Back μετρήσεων.....	113
Illustration 102: Eye Diagram Transmitter.....	124
Illustration 103: Eye Diagram B2B.....	124
Illustration 104: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre.....	124
Illustration 105: Eye Diagram Receiver – no Fiber.....	124
Illustration 106: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre.....	124
Illustration 107: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre.....	124
Illustration 108: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre .....	125
Illustration 109: Eye Diagram after NRZ coder (CoderJitter).....	125
Illustration 110: Eye Diagram B2B.....	126
Illustration 111: Eye Diagram Transmitter .....	126
Illustration 112: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre.....	126
Illustration 113: Eye Diagram Receiver – no Fibre.....	126
Illustration 114: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre.....	126
Illustration 115: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre.....	126
Illustration 116: Eye Diagram Reveiver – 25km Fibre.....	127
Illustration 117: Eye Diagram after NRZ coder (CoderJitter).....	127
Illustration 118: Eye Diagram B2B.....	128
Illustration 119: Eye Diagram Transmitter .....	128
Illustration 120: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre.....	128
Illustration 121: Eye Diagram Receiver – no Fibre.....	128
Illustration 122: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre.....	128
Illustration 123: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre.....	128
Illustration 124: Eye Diagram after NRZ coder (CoderJitter).....	129
Illustration 125: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre.....	129
Illustration 126: Τροποποιημένο κύκλωμα έτσι ώστε να μπορεί να πραγματοποιηθεί η διερεύνηση της επίδρασης της διαφοράς φάσης στην ποιότητα του σήματος.....	132
Illustration 127: Κύκλωμα πομπού όπως είχε χρησιμοποιηθεί μέχρι στιγμής.....	138
Illustration 128: Τροποποιημένο κύκλωμα, έτσι ώστε να υλοποιηθεί η απλοποιημένη έκδοση του πομπού.....	138
Illustration 129: Φάσμα του σήματος με το οποίο τροφοδοτείται η ίνα .....	139
Illustration 130: Φάσμα του σήματος που θα πραγματοποιήσει RHD στο δέκτη του καναλιού 2.....	144
Illustration 131: Συνολικό κύκλωμα με 14 κανάλια.....	146
Illustration 132: Φάσμα 14 καναλιών όπως προκύπτει μετά τον RF πομπό.....	147
Illustration 133: Φάσμα μετά τον διαμορφωτή, αφού οδηγηθεί από τα 14 κανάλια στο RF.....	148
Illustration 134: Φάσμα του σήματος αφού έχει προστεθεί το CW που θα χρησιμοποιηθεί στο RHD του καναλιού 3.....	148
Illustration 135: Q vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη FTTH.....	150
Illustration 136: BER vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη FTTH.....	150
Illustration 137: Q vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη WPAN.....	150
Illustration 138: BER vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη WPAN.....	150

## Πίνακες

Table 1: Εέλιξη των WLAN Standards.....	21
Table 2: Ζώνες συχνοτήτων ασυρματων δικτύων.....	24
Table 3: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές της διαφοράς φάσης, για το κανάλι 2.....	132
Table 4: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές της διαφοράς φάσης, για το κανάλι 3.....	135
Table 5: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη.....	140
Table 6: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη.....	141
Table 7: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη.....	142
Table 8: Κατανομή συχνοτήτων και ρυθμών μετάδοσης σε κανάλια.....	145
Table 9: Μέτρηση των BER και Q για διάφορους αριθμούς καναλιων και για τους δύο τύπους δέκτη .....	149





## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

### ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΟΠΤΙΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

#### 1.1 Ευρυζωνικότητα και Υπηρεσίες

Η ευρυζωνικότητα αποτελεί το τελευταίο επίτευγμα της επιστήμης των επικοινωνιών. Η έννοια αυτή ήταν εντελώς άγνωστη μέχρι πριν από 15 χρόνια, πλέον όμως θεωρείται ένα αναφαίρετο τμήμα των διάφορων συστημάτων επικοινωνιών.

Η αυστηρή έννοια της ευρυζωνικότητας αναφέρεται στη δυνατότητα των χρηστών ενός δικτύου να διασυνδέονται με κάποιο μέσο που εξασφαλίζει υψηλό εύρος ζώνης και συνεπώς υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ο όρος ευρυζωνικότητα έχει συνδεθεί με την παροχή υπηρεσιών στους χρήστες οι οποίες αποτελούν σύγχρονα «θαύματα» των επικοινωνιών. Υπηρεσίες όπως το video – on – demand, HD-TV, αλλά και οι συνομιλίες μέσω real – time video, φαίνεται να αποτελούν πολλά υποσχόμενες επενδύσεις για την αγορά των επικοινωνιών και των δικτύων, αφού είναι πολύ δελεαστικές και εντυπωσιακές για το μέσο χρήστη. Σημαντική υπηρεσία. Ακόμα, αν προσπαθήσουμε να προβλέψουμε το μέλλον, θα μπορούσαμε με βεβαιότητα να πούμε ότι ο τομέας των επικοινωνιών κινείται στην κατεύθυνση της παγκόσμιας διασύνδεσης αλλά και τις συμπύκνωσης όλων των μέχρι τώρα γνωστών υπηρεσιών σε μια συσκευή. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η ταχύτερη διάδοση των λεγόμενων smart – phones, που ξεφεύγουν κατά πολύ από τα κινητά τηλέφωνα, όπως τα έχουμε μάθει μέχρι σήμερα, αφού προσφέρουν δυνατότητες πλοήγησης και χρήσης των υπηρεσιών του παγκόσμιου ιστού σε ικανοποιητικές ταχύτητες, αφού μπορούν να εκμεταλλεύονται τόσο το σύστημα 3G των κινητών τηλεφώνων, όσο και τα πρωτόκολλα της ασύρματης επικοινωνίας τύπου Wi – Fi.

Τέλος, αξίζει να αναφέρουμε την μεγάλη διάδοση και αποδοχή που έχουν γνωρίσει τα μητροπολιτικά ασύρματα δίκτυα. Σε πολλές χώρες του κόσμου, δίνεται η δυνατότητα πρόσβασης στο διαδίκτυο από οποιοδήποτε σημείο των πόλεων, ενώ γίνονται συνεχείς προσπάθειες αύξησης του διατιθέμενου εύρους ζώνης στους χρήστες αυτών των δικτύων, με έρευνες να κινούνται στην κατεύθυνση αξιοποίησης υψηλότερων συχνοτήτων και φασματικών περιοχών.

Όλα τα παραπάνω έχουν ένα κοινό παρανομαστή, που δεν είναι άλλος από το υψηλό απαιτούμενο εύρος ζώνης. Γι' αυτό το λόγο ο χώρος των δικτύων επικοινωνιών ξεκίνησε από νωρίς τις προσπάθειες αύξησης του ρυθμού μετάδοσης στα ήδη υπάρχοντα πρωτόκολλα καθώς και την παρουσίαση νέων με περισσότερες δυνατότητες. Οι πρώτες προσπάθειες έγιναν με την βελτίωση του πρωτοκόλλου για τις ενσύρματες επικοινωνίες, του γνωστού Ethernet. Έτσι σταδιακά περάσαμε από το 10BaseT που υποσχόταν ταχύτητες μέχρι 10Mbps, στο 100BaseTX και πρόσφατα στο 1000BaseT (ή Gigabit Ethernet) που προσφέρουν ρυθμούς 100 και 1000Mbps αντίστοιχα. Μάλιστα το 2006 ορίστηκε και το 10GBaseT με ρυθμό μετάδοσης έως 10Gbps σε μη θωρακισμένο καλώσιο συνεστραμμένου ζεύγους. Βελτιώσεις δεν άργησαν να συμβούν και στα ασύρματα πρωτόκολλα 802.11 καθώς σταδιακά περάσαμε από το 11Mbps του 802.11b στα 54Mbps του 802.11g, ενώ υπο μελέτη βρίσκεται ένα πιο εξελιγμένο πρωτόκολλο που θα ονομαστεί 802.11n και υπόσχεται την εντυπωσιακή ταχύτητα των 600Mbps.

Ίσως η πιο πολυδιαφημισμένη, και μάλλον πιο διαδεδομένη μέχρι στιγμής “ευρυζωνική”

τεχνολογία είναι το xDSL, και συγκεκριμένα το ADSL που τυγχάνει ευρύτατης αποδοχής από τους χρήστες. Το μέσο πάνω από το οποίο γίνεται η xDSL επικοινωνία, είναι ένα εξ'όρισμου μη ευρυζωνικό μέσο, ένα απλό ζεύγος καλωδίων τηλεφώνου, συνεστραμμένο ή μη. Παρόλα αυτά τα τελευταία χρόνια έχει αρχίσει σε πολλές χώρες να χρησιμοποιείται το VDSL (Very High Speed DSL) το οποίο προσφέροντας ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 100Mbps και υπόσχεται υπηρεσίες όπως HDTV, Voice over IP και σύνδεση στο internet σε μόνο μια σύνδεση.

Τέλος δεν θα μπορούσαμε να μη λάβουμε υπ'οψιν μας τις αλλαγές στην επίδοση των συστημάτων κινητών επικοινωνιών. Πρόκειται μάλλον για το τεχνολογικό πεδίο στο οποίο έγινε πιο εμφανής η κατεύθυνση της εξέλιξης, σε σχέση με τα υπόλοιπα, και αυτό γιατί στην πορεία βελτίωσης των πρωτοκόλλων που χρησιμοποιούνται, εισήχθη μια πολύ σημαντική δομική αλλαγή. Αναφερόμαστε στην προσθήκη της μετάδοσης με μεταγωγή πακέτου, σε ένα σύστημα που παραδοσιακά λειτουργεί με μεταγωγή κυκλώματος, η οποία έγινε με την παρουσίαση του GPRS πρωτοκόλλου και ενισχύθηκε σαφώς στα κινητά τρίτης γενιάς που χρησιμοποιούν το πρωτόκολλο UMTS. Φυσικά αυτή η αλλαγή εξυπηρετεί στην ανταλλαγή ψηφιακών δεδομένων μέσω κινητών, κάτι που ενώ μέχρι πριν από λίγα χρόνια φάνταζε αχρείαστο, σήμερα θεωρείται μάλλον απαραίτητο καθώς συνδέεται άμεσα με την χρήση των PDA's – κινητών τηλεφώνων και των smart-phones.

Από τα όσα έχουμε μέχρι στιγμής αναφέρει, φαίνεται να υπάρχει τρόπος να καλυφθεί η ζήτηση για ευρυζωνικές υπηρεσίες με τις υπάρχουσες εγκαταστάσεις, αφού τα νέα πρωτόκολλα που παρουσιάσαμε λειτουργούν κατά κύριο λόγο πάνω στην ήδη εγκαταστημένη καλωδιακή υποδομή. Οι ραγδαίες εξελίξεις όμως που συντελούνται στο δίκτυο πρόσβασης σηματοδοτούν αλλαγές και στην υπάρχουσα υποδομή του δικτύου κορμού. Η κρισιμότερη από αυτές είναι η αντικατάσταση των τωρινών μέσων μετάδοσης με οπτικές ίνες. Τα μεγάλα πλεονεκτήματα της οπτικής ίνας είναι ότι παρέχει πολύ μεγάλο εύρος ζώνης (της τάξεως των 25THz) και παρουσιάζει πολύ μικρές απώλειες με αποτέλεσμα η μέγιστη απόσταση μετάδοσης να είναι σημαντικά μεγαλύτερη από οποιαδήποτε άλλο μέσο.

Το άμεσο ερώτημα που τίθεται είναι το γιατί να μην χρησιμοποιηθεί ίνα για όλες τις ενσύρματες επικοινωνίες εφόσον έχει τέτοιες δυνατότητες. Η απάντηση βασικά είναι απλή. Το κόστος αλλαγής του ήδη υπάρχοντος εξοπλισμού είναι ο κύριος ανασταλτικός παράγοντας απέναντι στην καθολική χρήση οπτικών ινών.

Αυτή η διαπίστωση οδήγησε το χώρο της φωτονικής τεχνολογίας στην διερεύνηση τρόπων αξιοποίησης των δυνατοτήτων της ίνας, διατηρώντας παράλληλα και στοιχεία από τον εγκαταστημένο εξοπλισμό. Έτσι άρχισαν σταδιακά να δημιουργούνται πρωτοκολλα και αρχιτεκτονικές τα οποία όχι μόνο υπόσχονταν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, αλλά και που η δυναμική βελτίωσής τους είναι πρακτικά ανεξάντλητη. Η πιο διαδεδομένη από αυτές ονομάζεται FTTx ή Fiber to the X.

## 1.2 Fiber to the Home

Ο όρος Fiber to the X είναι ένας γενικός όρος ο οποίος αναφέρεται σε οποιαδήποτε αρχιτεκτονική δικτύου χρησιμοποιεί οπτική ίνα για να αντικαταστήσει, μέρος ή όλο το μεταλλικό κύκλωμα που χρησιμοποιούνταν στο τελευταίο στάδιο του δικτύου έως το χρήστη

(last mile telecommunication). Στην πραγματικότητα η χρήση του X έρχεται σαν ενσωμάτωση σε έναν όρο όλων των σχετικών χρησιμοποιούμενων τεχνολογιών όπως FTTN, FTTC, FTTB, FTTH κλπ, που όλες αρχίζουν με το Fiber to the αλλά διαφοροποιούνται στο τελευταίο γράμμα.

Η διαφορά μεταξύ των τεχνολογιών αυτών, αν και δεν είναι ιδιαιτέρως αντιληπτή στον χρήστη, έχει απασχολήσει τους παρόχους internet και καλωδιακής τηλεόρασης, που έχουν διαφοροποιηθεί κυρίως στις εξής υλοποιήσεις:

- FTTN, fiber to the node/neighborhood, δηλαδή χρήση οπτικής είναι μέχρι το καφάο της γειτονιάς
- FTTC, fiber to the curb, δηλαδή ίνα μέχρι έξω από το κτίριο (στο πεζοδρόμιο)
- FTTB, fiber to the building, δηλαδή τροφοδότηση του κτιρίου με ίνα,
- FTTH, fiber to the home, δηλαδή η ίνα να φτάνει μέχρι να τροφοδοτήσει εξοπλισμό μέσα στο σπίτι του χρήστη.

Τον τελευταίο καιρό δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στην FTTH τεχνολογία καθώς υπόσχεται μεγάλο εύρος ζώνης και συνεπώς πολύ υψηλές ταχύτητες στον χρήστη, με τη διασύνδεση των συσκευών του απευθείας σε οπτική ίνα, χωρίς να παρεμβάλλεται κάποιο μεταλλικό τμήμα. Οι ανάγκες που θα εξυπηρετεί θα είναι το σύνολο των ευρυζωνικών υπηρεσιών, όπως καλωδιακή τηλεόραση, HDTV, videophone, videoconference, ακόμα και υπηρεσίες απλής τηλεφωνίας. Οι υλοποιήσεις αυτής της τεχνολογίας που έχουν προταθεί έως τώρα αναθέτουν ενός μήκος κύματος ανά χρήστη, πάνω από το οποίο θα μεταφέρεται ένα baseband σήμα πολύ υψηλού BitRate. Αυτό το μήκος κύματος μπορεί να φθάνει στο χρήστη με τους παρακάτω τρόπους:

#### → **Απ'ευθείας ίνα (Direct Fiber)**

Είναι η πιο απλή μέθοδος για την πραγματοποίηση ενός τέτοιου δικτύου. Προβλέπει την αποκλειστική χρήση μιας ίνας, που θα ξεκινάει από ένα κεντρικό σταθμό, από έναν χρήστη. Αυτή η τεχνολογία υπόσχεται πολύ μεγάλο εύρος ζώνης υπηρεσιών, καθώς ο κάθε χρήστης έχει τη δική του ευρυζωνική διασύνδεση με τον κεντρικό σταθμό. Ωστόσο το κόστος κατασκευής είναι γενικά αυξημένο αφού απαιτεί πολύ μεγαλύτερη ποσότητα ίνας. Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό είναι ότι δεν χρειάζεται καθόλου επεξεργασία δευτέρου επιπέδου όσον αφορά το δίκτυο αφού δεν υπάρχει ανάγκη για διαδικασίες όπως switching κλπ..

#### → **Διαμοιραζόμενη οπτική ίνα**

Συνήθως μια οπτική ίνα που φεύγει από έναν κεντρικό σταθμό, χρησιμοποιείται από πολλούς χρήστες, με εφαρμογή διαφόρων τεχνικών πολυπλεξίας π.χ OTDM, WDM κλπ. Στην πραγματικότητα η ίνα αυτή διαχωρίζεται στις επιμέρους αποκλειστικές ίνες, πολύ κοντά στους χρήστες. Υπάρχουν δύο τύποι δικτύων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν γι' αυτό το διαχωρισμό, τα Active Optical Networks (AON) και τα Passive Optical Networks (PON).

##### • **Active Optical Networks**

Τα AON βασίζονται σε κάποιο ηλεκτρικά τροφοδοτούμενο εξοπλισμό για να διανεμεί τις “συνδέσεις” στους χρήστες, όπως ένα router, ένα switch, ή ένα multiplexer. Έτσι κάθε σήμα που φεύγει από τον κεντρικό σταθμό πηγαίνει μόνο στον χρήστη για τον οποίο προορίζεται. Τα διάφορα εισερχόμενα σήματα αποφεύγουν τη σύγκρουση καθώς φροντίζει γι αυτό ο ενεργός εξοπλισμός που παρέχει buffers.

- **Passive Optical Networks**

Τα PON είναι μια point – to – multipoint αρχιτεκτονική, στην οποία παθητικά στοιχεία, όπως οπτικοί splitters χρησιμοποιούνται για να γίνει δυνατή η εξυπηρέτηση πολλών χρηστών, με μια ίνα. Φυσικά μια τέτοια αρχιτεκτονική δεν χρειάζεται τόσο μεγάλη ποσότητα ίνας όσο η Direct Fiber, ενώ καταναλώνει πολύ λιγότερη ενέργεια από τα AON. Το downstream σήμα λαμβάνεται από όλους τους χρήστες που διαμοιράζονται την ίνα που ξεκινά από τον κεντρικό σταθμό, και για αυτό χρησιμοποιείται κρυπτογράφηση για να αποφευχθεί η υποκλοπή. Το upstream κανάλι τα σήματα συνδυάζονται χρησιμοποιώντας κάποιο πρωτόκολλο πολλαπλής πρόσβασης, όπως πχ TDMA.

### **1.2.1 Πλεονεκτήματα του FTTH**

Το βασικότερο πλεονεκτημα της εγκατάστασης ίνας έως το χρήστη, με τεχνολογία Fiber to the Home, είναι ο πολύ μεγάλος ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται, τόσο στο κανάλι ανόδου όσο και στο κανάλι καθόδου. Επειδή το εύρος ζώνης της ίνας είναι τεράστιο, είναι το πλέον κατάλληλο μέσο για να παρέχει στον καταναλωτή όλες τις σύγχρονες και τελευταίες υπηρεσίες πολυμέσων και όχι μόνο. Επιπλέον οι ίνες είναι εξαιρετικά ανθεκτικές στην ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή, πράγμα που έχει δύο άμεσες συνέπειες. Πρώτον, την εύκολη τοποθέτησή τους, καθώς μπορούν να περάσουν πάνω από καλώδια παροχής ηλεκτρικού ρεύματος, και δεύτερον την εξασφάλιση του απορρήτου των επικοινωνιών του χρήστη, αφού η υποκλοπή από ένα τέτοιο μέσο μπορεί να είναι εξαιρετικά δύσκολη.

Επιπρόσθετα, με το διαρκώς αυξανόμενο κόστος του χαλκού, η ίνα τείνει να γίνει πιο οικονομικό μέσο εγκατάστασης δικτύου, στα πλαίσια ενός κτιρίου. Το κόστος αυτό μειώνεται ακόμα περισσότερο όταν πρόκειται για τοποθέτηση Multi – Mode ινών.

### **1.2.2 Μειονεκτήματα του FTTH**

Το βασικότερο ίσως μειονέκτημα του FTTH είναι η ύπαρξη της εγκατάστασης χαλκού στη συντριπτική πλειοψηφία των κατασκευασμένων κτιρίων. Σε κάθε περίπτωση το κόστος της αλλαγής της δικτυακής υποδομής, και η τοποθέτηση οπτικών ινών θα είναι τόσο μεγάλο, που είναι μάλλον απίθανο να συμβεί. Γι αυτό το λόγο, ακόμα και αν η οπτική ίνα χρησιμοποιηθεί στο access δίκτυο και φτάσει μέχρι το κτίριο, το εύρος ζώνης της σύνδεσης θα περιορίζεται πάντα από τη στενωπό της ηλεκτρικής εγκατάστασης.

Φυσικά δεν πρέπει να ξεχνάμε και το αυξημένο κόστος του εξοπλισμού που θα συνοδεύει την εγκατάσταση οπτικών ινών καθώς μέχρι σήμερα αποτελεί ένα μεγάλο μέρος του συνολικού κόστους εγκατάστασης.

### 1.3 Ασύρματα Δίκτυα, Ευρυζωνικότητα και Ραδιοκάλυψη

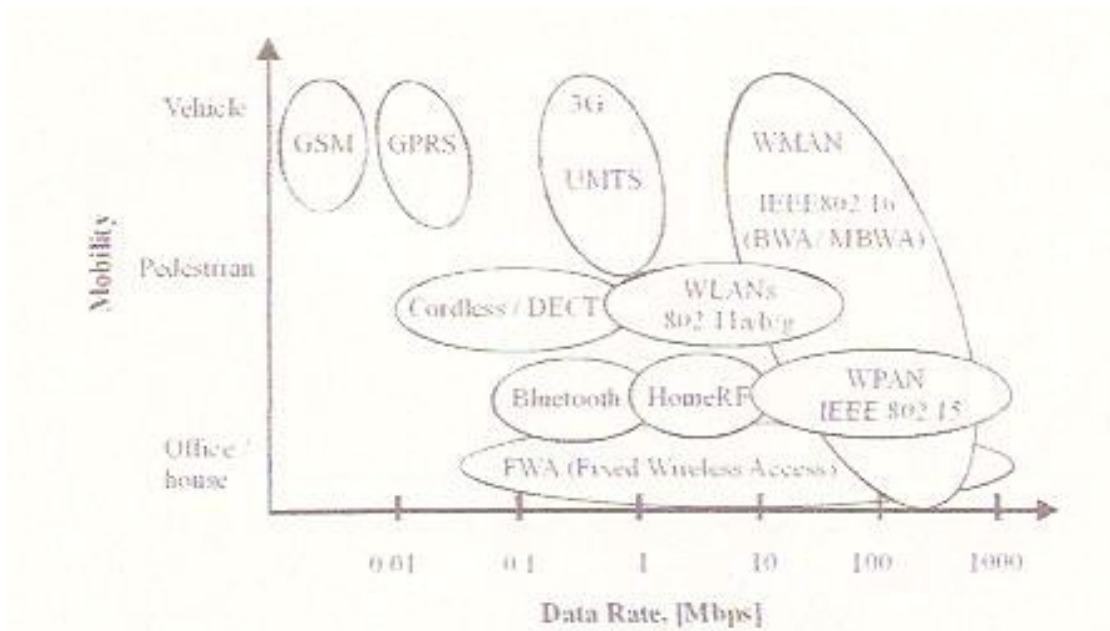
Τις τελευταίες δεκαετίες έχει αυξηθεί κατακόρυφα η ζήτηση εύρους ζώνης των ασυρμάτων επικοινωνιών για παροχή προηγμένων υπηρεσιών κινητής τηλεφωνίας και internet. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η βιντεοκλήση στα κινητά, ή το video – on demand στο διαδίκτυο. Καθώς εξελίχθηκε η τεχνολογία των ασύρματων επικοινωνιών, νέοι τρόποι διαμόρφωσης και νέα πρωτόκολλα χρησιμοποιήθηκαν προκειμένου να εξασφαλίσουν μεγαλύτερες ταχύτητες με παράλληλη ευρύτερη ραδιοκάλυψη. Ωστόσο η ιδιαίτερα χρήσιμη, για υπηρεσίες συνομιλιών πραγματικού χρόνου, υπηρεσία των κινητών τηλεφώνων αδυνατούσε να προσφέρει αυτές τις ταχύτητες και πιο συγκεκριμένα αδυνατούσε να ανταγωνιστεί το εύρος ζώνης που προσέφερε η ενσύρματη δικτύωση. Χαρακτηριστικά μπορεί να αναφερθεί ότι τα κινητά 2G λειτουργώντας στο ιδιαίτερα επιτυχημένο πρότυπο GSM, έδιναν δυνατότητα αποστολής και λήψης δεδομένων, αλλά σε ταχύτητες που δεν ξεπερνούσαν τα λίγα kbps. Αντίθετα το WLAN πρότυπο πολύ σύντομα πέρασε από τα 2 στα 54Mbps το 1999 με το πρωτόκολλο 802.11a το οποίο αξιοποιούσε τα πλεονεκτήματα της OFDM διαμόρφωσης και λειτουργούσε στην ελεύθερη ζώνη συχνοτήτων των 5GHz. Αργότερα δημιουργήθηκε και το πρωτόκολλο 802.11g (2003) που με την ίδια τεχνική διαμόρφωσης λειτουργούσε με μέγιστη ταχύτητα τα 54Mbps στα 2.4GHz. Παρακάτω φαίνεται ο πίνακας της εξέλιξης των προτύπων WLAN.

Table 1.1 Evolution of the WLAN Standards [3]

Year	WLAN Standard	Frequency	Modulation	Bit-Rate (Max)
1997	IEEE 802.11	2.4 GHz	Frequency Hopping and Direct Spread Spectrum	2 Mbps
1998	ETSI HomeRF	2.4 GHz	Wideband Frequency Hopping	1.6 Mbps
1999	IEEE 802.11b	2.4 GHz	Direct Sequence Spread Spectrum	11 Mbps
1999	IEEE 802.11a	5 GHz	OFDM	54 Mbps
2000	ETSI HiperLAN2	5 GHz	OFDM Connection-oriented	54 Mbps
2003	IEEE 802.11g	2.4 GHz	OFDM compatible with 802.11a	54 Mbps

Table 1: Εέλιξη των WLAN Standards

Παρά τις μεγάλες ταχύτητες όμως, τα 802.11, δεν μπορούσαν να εξασφαλίσουν στο χρήστη την κινητικότητα των κινητών τηλεφώνων και του GSM, ενώ το GSM δεν μπορούσε να ανταγωνιστεί τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων του προτύπου 802.11. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η σχέση μεταξύ χωρητικότητας και ραδιοκάλυψης για διάφορα δίκτυα:



*Illustration 1: Mobility vs Data Rate for Wireless Networks*

Σημαντική αλλαγή στον χώρο των τηλεπικοινωνιών φαίνεται ότι θα φέρει η χρήση του πρωτοκόλλου IEEE 802.16 ή αλλιώς WiMAX, το οποίο υπόσχεται BitRates έως 10Mbps σε κινητούς χρήστες και ίσως μεγαλύτερες των 100Mbps σε ακίνητα τερματικά. Για να το πετύχει αυτό θα εκμεταλλεύεται τη ζώνη συχνοτήτων 2 – 11GHz για την πρώτη περίπτωση και 10 – 66GHz για τη δεύτερη. Εστιάζοντας λοιπόν στη σχέση μεταξύ χωρητικότητας και ραδιοκάλυψης μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι το ζητούμενο πλέον των ασύρματων επικοινωνιών είναι να αυξήσουν το πρώτο χωρίς επίπτωση στο δεύτερο.

Σε γενικές γραμμές οι χαμηλοί ρυθμοί δεδομένων οφείλονται κυρίως στη χρήση χαμηλών συχνοτήτων, που δεν προσφέρουν μεγάλο εύρος ζώνης. Μπορούμε να αναφέρουμε ότι το GSM δίκτυο δουλεύει στα 900 και 1800MHz, διαθέτοντας εύρος ζώνης 200KHz ανά χρήστη ενώ ο διάδοχός του, το UMTS δουλεύει σε συχνότητες γύρω από τα 2GHz και διαθέτει εύρος ζώνης 4MHz ανά χρήστη. Συστήματα τα οποία δουλεύουν σε συχνότητες μερικών δεκάδων GHz μπορούν να προσφέρουν σημαντικά μεγαλύτερο εύρος ζώνης.

Στην πραγματικότητα η συντριπτική πλειοψηφία των σημερινών ασυρμάτων δικτύων χρησιμοποιεί συχνότητες κάτω των 6GHz. Αυτό συμβαίνει κυρίως λόγω του κόστους της υλοποίησης κυκλωμάτων που να λειτουργούν σε μεγαλύτερες συχνότητες όπως επίσης και λόγω της μεγαλύτερης απόδοσης των ενεργών κυκλωματικών στοιχείων σε χαμηλές συχνότητες.

Ένας τρόπος άλλος για να αυξηθεί η χωρητικότητα ενός δικτύου είναι η μείωση του μεγέθους των κυψελών με σκοπό να αξιοποιηθεί η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να θυμηθούμε την κλασική δομή των περισσότερων σημερινών δικτύων.

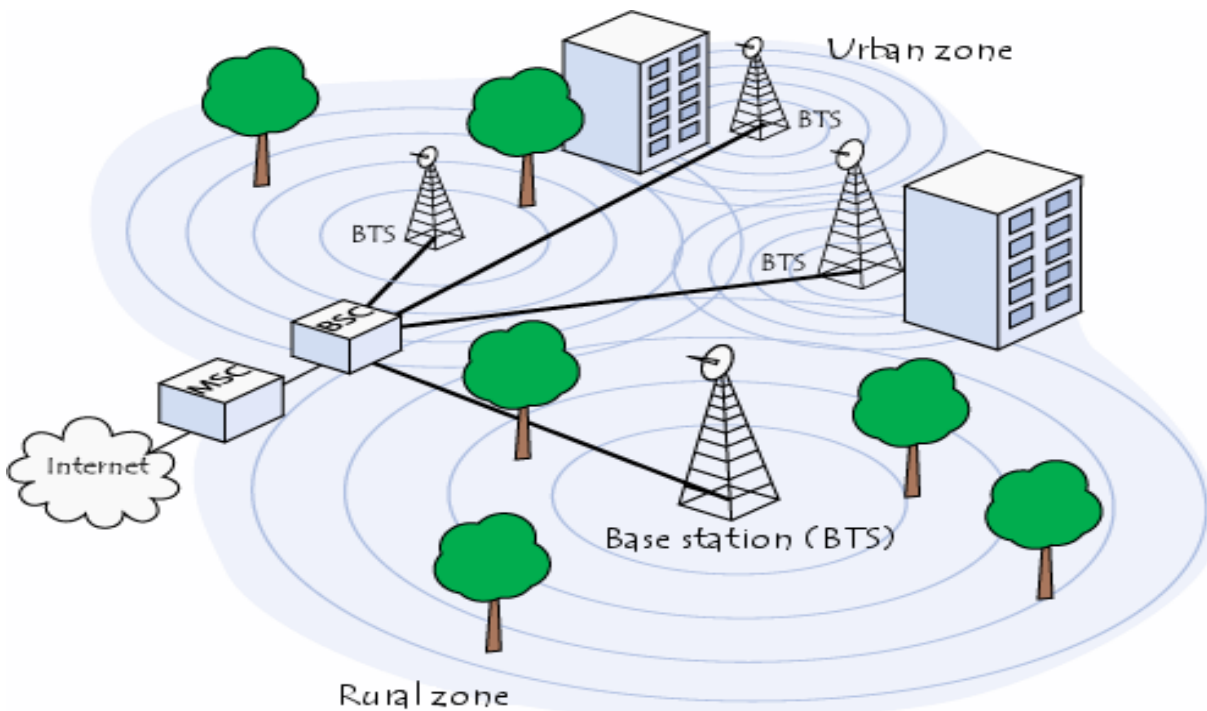


Illustration 2: Δομή Ασύρματων Δικτύων

Βλέπουμε πως τα κινητά τερματικά (MU) εξυπηρετούνται από κάποιους σταθμούς (BS) οι οποίοι με τη σειρά τους διασυνδέονται, μέσω του backbone δικτύου, με το κεντρικό σταθμό. Παρόλα αυτά σε μικρές συχνότητες είναι αρκετά δύσκολο να μειωθεί μια κυψέλη δεδομένου ότι οι απώλειες ελευθέρου χώρου είναι σχετικά μικρές. Συνεπώς οδηγούμαστε και πάλι στη λύση των μεγαλύτερων συχνοτήτων οι οποίες θα οδηγήσουν σε κυψέλες πολύ μικρότερες βελτιώνοντας έτσι τον συντελεστή επαναχρησιμοποίησης αλλά και βοηθώντας στην αντιμετώπιση διαφόρων ανεπιθύμητων παραγόντων, όπως η ομοδιαυλική παρεμβολή.

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφέρουμε ότι υπάρχει λόγος που, ιδιαίτερα στην κινητή τηλεφωνία χρησιμοποιούνται μεγάλες κυψέλες αφού συντελούν στην δυνατότητα κινητικότητας του χρήστη. Κλασικό παράδειγμα αποτελεί η αρχιτεκτονική δικτύου κινητής τηλεφωνίας που προβλέπει τη χρήση υπερκυψελών, οι οποίες χρησιμοποιούνται παράλληλα με τις υπόλοιπες, στις περιπτώσεις που χρειάζεται να καλυφθούν αυτοκινητόδρομοι.

Επιστρέφοντας στο προηγούμενο συμπέρασμα βλέπουμε ότι το πρώτο πρόβλημα που ανακύπτει είναι το κόστος ενός δικτύου που θα αποτελείται από πολλές μικρές κυψέλες. Δημιουργείται στην πραγματικότητα η ανάγκη για χρήση BS's χαμηλού κόστους γεγονός που θα κάνει την κατασκευή ενός τέτοιου δικτύου εφικτή. Σε αυτό το σημείο έρχεται να βοηθήσει η RoF τεχνολογία.

Με το RoF μπορούμε να επιτύχουμε την συγκέντρωση των βασικών λειτουργιών του δικτύου σε ένα κεντρικό σταθμό, απλοποιώντας έτσι σε μεγάλο βαθμό τη δομή των BS's (η αλλιώς remote antenna units) στις οποίες θα διαμοιράζονται έπειτα αυτές οι λειτουργίες.

Συμπερασματικά λοιπόν μπορούμε να πούμε ότι η αύξηση της χωρητικότητας των ασύρματων δικτύων στο βαθμό που χρειάζεται για την υλοποίηση των δομών όπως τα IEEE 802.15 WPAN και IEEE 802.16 WiMAX, είναι αδύνατο να επετευχθή χωρίς τη μείωση του μεγέθους των κυψελών και την αύξηση των συχνοτήτων των φερόντων. Στον παρακάτω πίνακα φαίνεται πως

οδηγούμαστε σταδιακά σε χρήση υψηλότερων συχνοτήτων.

Table 1.2 Frequencies for Broadband Wireless Communication Systems [2] - [5]

Frequency	Wireless System
2 GHz	UMTS / 3G Systems
2.4 GHz	IEEE 802.11 b/g WLAN
5 GHz	IEEE 802.11 a WLAN
2 – 11 GHz	IEEE 802.16 WiMAX
17/19	Indoor Wireless (Radio) LANs
28 GHz	Fixed wireless access – Local point to Multipoint (LMDS) /
38 GHz	Fixed wireless access, Picocellular
58 GHz	Indoor wireless LANs
57 – 64 GHz	IEEE 802.15 WPAN
10 – 66 GHz	IEEE 802.16 - WiMAX

Table 2: Ζώνες συχνοτήτων ασυρματων δικτύων

## 1.4 Radio-over-Fibre

### 1.4.1 Τι είναι το RoF;

Το Radio over Fibre περιλαμβάνει τη χρήση οπτικών ινών για τη μεταφορά και διανομή RF σημάτων από ένα κεντρικό σταθμό στα RAU's (remote antenna units). Στα συστήματα επικοινωνιών στενής ζώνης και στα WLAN's, η επεξεργασία των σημάτων, όπως το up-conversion, η διαμόρφωση και η πολυπλεξία γίνονται στα BS's και ακολούθως το σήμα τροφοδοτείται στην κεραία για εκπομπή. Αντίθετα στα RoF συστήματα είναι δυνατό, όλες οι παραπάνω λειτουργίες να γίνονται σε κάποιο κεντρικό σταθμό και έπειτα τα σήματα να διαμοιράζονται στα επιμέρους BS's με οπτικές ίνες, οι οποίες προσφέρουν χαμηλές απώλειες (τις τάξεις των 0.2dB/Km έως 0.5dB/Km). Έτσι στο BS's γίνεται μόνο μετατροπή οπτικού σε ηλεκτρικό, ενίσχυση του RF ηλεκτρικού και εκπομπή. Στην παρακάτω εικόνα βλέπουμε μια από τις αρχικές δομές RoF δικτύων:



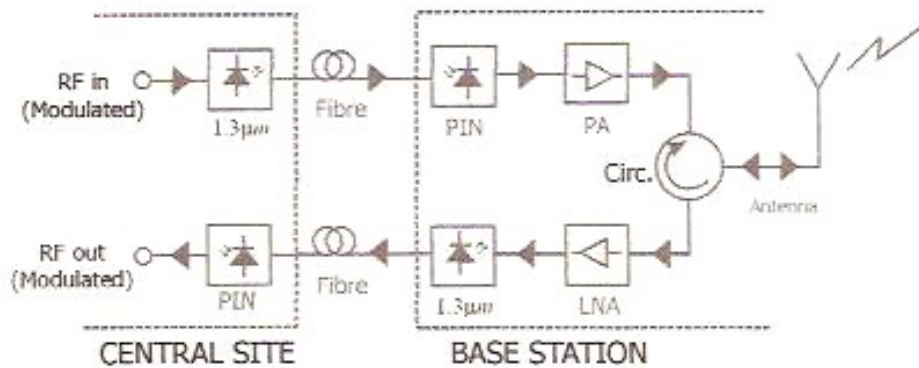


Illustration 3: Βασική δομή RoF δικτύου

Σύμφωνα με αυτό το RF σήμα διαμορφώνει (οδηγεί) απευθείας το laser στον κεντρικό σταθμό, έπειτα μεταδίδεται μέσω οπτικής ίνας στο BS όπου το σήμα ανακτάται μέσω DD (direct detection) σε μια PIN φωτοδίοδο και στη συνέχεια εκπέμπεται μέσω της κεραίας. Αντίστοιχα υλοποιείται η άνω ζεύξη. Η μέθοδος που χρησιμοποιείται σε αυτό το δίκτυο λέγεται IM-DD (Intensity Modulation – Direct Detection) και αποτελεί την απλούστερη υλοποίηση ενός RoF συστήματος.

Αξίζει να αναφερθεί ότι μια τέτοιου είδους δομή δίνει τη δυνατότητα για εύκολη διαχείριση των πόρων του δικτύου από τον κεντρικό σταθμό, όπως θα δούμε και αργότερα.

Φυσικά υπάρχουν και άλλες δομές, όπως αυτή που εκμεταλλεύεται τις αρχές της ετερόδουνης αποδιαμόρφωσης και αποτελεί και τον κύριο άξονα τις παρούσας εργασίας.

## 1.4.2 Πλεονεκτήματα της RoF τεχνολογίας

- Χαμηλές απώλειες

Η διάδοση υψίσυχων σημάτων στον αέρα ή μέσα από γραμμές μεταφοράς θεωρείται δύσκολη

και δαπανηρή. Πιο συγκεκριμένα, στον αέρα οι απώλειες ελευθέρου χώρου καθώς και αυτές που οφείλονται στους διάφορους μηχανισμούς διάδοσης, αυξάνονται δραματικά με τη συχνότητα. Αντίστοιχα στις γραμμές μεταφοράς η σύνθετη αντίσταση αυξάνεται με τη συχνότητα, ενώ η μετάδοση μήκους κύματος τις τάξεως των mm θεωρείται πρακτικά αδύνατη.

Μια λύση θα μπορούσε να είναι η μετάδοση baseband ή IF σημάτων και ο πολλαπλασιασμός τους με τοπικό ταλαντωτή υψηλής συχνότητας στο BS. Ωστόσο κάτι τέτοιο απαιτεί υψηλό κόστος και πολυπλοκότητα BS, αφού θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί πολύ υψηλής απόδοσης ταλαντωτής, και όπως είδαμε κάτι τέτοιο δεν είναι καθόλου επιθυμητό σε περιπτώσεις συστήματος πολλών κυψελών.

Ιδανική λύση αποτελεί η χρήση της RoF τεχνολογίας καθώς πετυχαίνει εκτός από την απλοποίηση του δέκτη, όπως είδαμε παραπάνω, και εξαιρετικά χαμηλές απώλειες. Χαρακτηριστικά αναφέρουμε ότι οι τυπικές απώλειες για μια Single Mode ίνα (SMF) είναι 0.2dB/km στην περιοχή των 1550nm και 0.5dB/km στην περιοχή των 1300nm, τη στιγμή που το ομοαξονικό RG-214 παρουσιάζει απώλειες μεγαλύτερες των 500dB/km

για συχνότητες μεγαλύτερες των 5GHz.

- Πολύ μεγάλο εύρος ζώνης

Η μετάδοση με οπτική ίνα μπορεί να γίνει στα τρία “παράθυρα” των 850nm, 1310nm και 1550nm μήκους κύματος. Για μια SMF ο συνδυασμός των τριών “παραθύρων” δίνει το εντυπωσιακά μεγάλο εύρος ζώνης των 50THz. Αξίζει σε αυτό το σημείο να αναφερθεί ότι με τη σημερινή τεχνολογία είμαστε σε θέση να αξιοποιήσουμε μόνο τα περίπου 1.6THz από αυτά. Προσπάθειες γίνονται για την αξιοποίηση όλο και περισσότερου εύρους με διάφορες τεχνικές που περιλαμβάνουν, τη μείωση της διασποράς, τη χρήση των Erbium Doped Fibre Amplifier (EDFA) καθώς και διάφορων τεχνικών πολυπλεξίας όπως είναι το Optical Time Division Multiplexing (OTDM) και το Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM).

Επιπρόσθετα το μεγάλο εύρος ζώνης δίνει τη δυνατότητα επεξεργασίας σήματος σε πολύ υψηλές ταχύτητες πράγμα που μπορεί να είναι δύσκολο ή και αδύνατο στα ηλεκτρικά. Για παράδειγμα, φιλτράρισμα μηκών κύματος της τάξεως των mm μπορεί να επιτευχθεί με μετατροπή του σήματος σε οπτικό, το φιλτράρισμα με χρήση MZI (Mach Zehnder Interferometer) ή FBG (Fibre Bragg Gratings), και η εκ νέου μετατροπή του σε ηλεκτρικό. Ακόμα η επεξεργασία στο οπτικό μπορεί να γίνει με μικρότερο κόστος, χρησιμοποιώντας στοιχεία περιορισμένου εύρους ζώνης, όπως laser διόδους και modulators, τα οποία όμως μπορούν να αποκριθούν σε ευρυζωνικά, για τα δεδομένα του ηλεκτρικού, σήματα.

Το μεγάλο πρόβλημα που εμφανίζεται στη χρήση οπτικών είναι η απαραίτητη σύνδεση τους με ηλεκτρικά κυκλώματα όπως είναι οι πηγές και οι δέκτες των δεδομένων. Δημιουργείται με αυτό τον τρόπο το λεγόμενο “electronic bottleneck” αφού το περιορισμένο εύρος ζώνης των ηλεκτρικών επιδρά αρνητικά στις δυνατότητες των οπτικών. Έχουν υλοποιηθεί διάφοροι τρόποι αντιμετώπισης αυτού του προβλήματος, μεταξύ των οποίων είναι τα ήδη αναφερθέντα OTDM και DWDM, που εφαρμόζονται στα ψηφιακά σήματα. Στα αναλογικά οπτικά συστήματα, συμπεριλαμβανομένου του RoF, χρησιμοποιείται η τεχνική SCM (Sub-Carrier Multiplexing), σύμφωνα με την οποία πολλές υποφέρουσες συχνότητες, που διαμορφώνονται με οπτικά ή αναλογικά σήματα, συνδυάζονται και διαμορφώνουν ένα οπτικό σήμα. Το σήμα αυτό έπειτα μεταδίδεται μέσω μιας οπτικής ίνας. Η SCM διαμόρφωση θα αποτελέσει έναν ακόμα βασικό άξονα της εργασίας.

- Προστασία από ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή

Λόγω της μετάδοσης του σήματος σε μορφή φωτός, οι οπτικές ίνες είναι ουσιαστικά απαθής σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Αυτή η ιδιότητα είναι ιδιαίτερα σημαντική και για αυτό χρησιμοποιούνται ίνες ακόμα και σε περιπτώσεις κοντινών συνδέσεων, όταν πρόκειται για μετάδοση υψίσυχνων σημάτων. Άμεση συνέπεια είναι και η προστασία από υποκλοπή και άλλες κακόβουλες ενέργειες.

- Χαμηλό κόστος BS

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, στην περίπτωση του RoF απαιτείται εξαιρετικά απλοποιημένη υλοποίηση των BS, τα οποία αποτελούνται από μία φωτοδίοδο, έναν RF

ενισχυτή και μια κεραία. Λειτουργίες όπως η διαμόρφωση και το switching γίνονται στον κεντρικό σταθμό και διαμοιράζονται στα επιμέρους BS's. Αυτό συντελεί στη μείωση τόσο του κόστους εγκατάστασης όσο και του κόστους συντήρησης.

- Χαμηλή κατανάλωση ενέργειας  
Αυτό αποτελεί άμεση συνέπεια της παραπάνω απλοποιημένης υλοποίησης, καθώς το BS μπορεί να καταναλώνει ελάχιστη ενέργεια. Σε κάποιες περιπτώσεις τα BS μπορούν να λειτουργούν ακόμα και σε παθητική κατάσταση, δηλαδή χωρίς να καταναλώνουν καθόλου ενέργεια.
- Δυναμική εκχώρηση πόρων δικτύου  
Αφού η βασικές λειτουργίες είναι πλέον συγκεντρωμένες στον κεντρικό σταθμό είναι πολύ πιο εύκολο να γίνει διαχείριση των πόρων του δικτύου κατά τον επιθυμητό τρόπο. Για παράδειγμα, ιδιαίτερα στα δίκτυα κινητης τηλεφωνίας, υπάρχει αρκετές φορές η ανάγκη για εκχώρηση πόρων σε περιοχές όπου υπάρχει παροδικά αυξημένη συγκέντρωση χρηστών π.χ μια αγορά. Με το RoF αλλά και με αξιοποίηση των δυνατοτήτων του WDM , κάτι τέτοιο μπορεί να γίνει ποιο εύκολα εφικτό.

### 1.4.3 Μειονεκτήματα της RoF τεχνολογίας

Απο τη στιγμή που το RoF περιλαμβάνει τη αναλογική διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση του φωτός, είναι αναγκαστικά ένα αναλογικό σύστημα μετάδοσης. Ως τέτοιο λοιπόν επηρεάζεται από τα προβλήματα που υπάρχουν στα αναλογικά συστήματα. Κάποια από αυτά είναι ο θόρυβος RIN (Relative Intensity Noise) του laser, ο θόρυβος φάσης του laser, ο θόρυβος βολής της φωτοδίοδου, ο θερμικός θόρυβος του ενισχυτή και φυσικά η διασπορά που παρουσιάζει η ίνα. Όσον αφορά το την τελευταία μπορούμε να διακρίνουμε δύο περιπτώσεις. Από τη μια την SMF ίνα η οποία παρουσιάζει κυρίως χρωματική διασπορά και μπορεί να επηρεάσει το μέγιστο μήκος μετάδοσης, και από την άλλη η MMF (Multi-Mode Fibre) η οποία παρουσιάζει κυρίως διασπορά λόγω των διαφορετικών ρυθμών κυματοδήγησης και επίσης περιορίζει σημαντικά τις δυνατότητες του καναλιού, σε εύρος και απόσταση.

Ένα ακόμη πρόβλημα που αντιμετωπίζει το RoF είναι η διαφορά σε λαμβανόμενη ισχύ που μπορεί να εμφανίζεται σε ένα BS από δύο διαφορετικά τερματικά, εκ των οποίων το ένα βρίσκεται κοντά στο BS και το άλλο αρκετά μακριά. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται στα UMTS συστήματα με έλεγχο εκπεμπόμενης ισχύος του κινητού κατά τέτοιο τρόπο ώστε η στάθμη της λαμβανόμενης ισχύος από όλα τα τερματικά στο BS να είναι ίδια.

### 1.4.4 Εφαρμογές RoF

Το RoF θεωρείται ιδανικό για να εφαρμοστεί σε επικοινωνίες εσωτερικών χώρων, για να εξυπηρετήσει τόσο κινητά τερματικά όσο και μεταφορά δεδομένων (π.χ. WLAN). Ειδικά στην περίπτωση των υψίσυχων εφαρμογών, όπως το WPAN όπου η ακτίνα των κυψελών θα είναι κάτω από 10 μέτρα, το RoF ίσως αποτελεί και τον μοναδικό τρόπο υλοποίησης. Ακόμα, για μικρές αποστάσεις, όπως συμβαίνει όταν πρόκειται για τον εξοπλισμό ενός κτιρίου, μπορούν να χρησιμοποιηθούν MMF ίνες ούτως ώστε να μειωθεί περαιτέρω το κόστος. Πρόσφατα έχει

δημοσιευθεί τρόπος μετάδοσης RF σημάτων 5 και 60GHz, μέσα από MMF ίνα με αξιοποίηση των πλεονεκτημάτων της OFDM διαμόρφωσης. [12]

Μια άλλη εφαρμογή αυτού του συστήματος βρίσκεται στα Fixed Wireless Access (FWA) συστήματα, όπως το WiMAX, όπου το RoF μπορεί χρησιμοποιηθεί για να μεταφέρει RF σήματα πάνω από μεγάλη απόσταση στο BS παρέχοντας broadband υπηρεσίες ακόμα και στον πιο απομακρυσμένο χρήστη, με μικρό κόστος, έτσι ώστε να επιτευχθεί αυτό που ονομάζεται first/last mile access.

### 1.4.5 Τεχνικές Διαμόρφωσης Οπτικών Σημάτων με RF

Οι διάφορες τεχνικές δημιουργίας και μετάδοσης μικροκυματικών RF σημάτων πάνω από οπτικές ίνες, οι οποίες μπορούν να χωριστούν σε διάφορες κατηγορίες.

Ένας πρώτος διαχωρισμός μπορεί να γίνει με βάση την συχνότητα του RF σήματος που τροφοδοτούμε στην ίνα σε σχέση με τη συχνότητα που τελικά λαμβάνουμε στο δέκτη.

Προκύπτουν τρεις βασικές κατηγορίες:

α) *RFoF (RF – over Fibre)*

β) *IFoF (IF – over Fibre)*

γ) *BFoF (BF – over Fibre)*

Το (α) αναφέρεται στη μετάδοση του RF σήματος στην πραγματική συχνότητα που θέλουμε τελικά να εκπεμφθεί. Αντίθετα στις δύο άλλες περιπτώσεις η επιθυμητή συχνότητα επιτυγχάνεται στο BS ή αλλιώς RAU (Remote Antenna Unit - και έτσι θα αναφέρεται από εδώ και στο εξής) και φυσικά διαφέρει (συνήθως είναι μεγαλύτερη) από αυτή στην οποία βρισκόταν το σήμα όταν τροφοδοτήθηκε στην οπτική ίνα.

Αν και, τα (β) και (γ), ανεβάζουν κάπως το κόστος του RAU, παρουσιάζουν καλύτερα χαρακτηριστικά κατά τη μετάδοση και την λήψη – μετατροπή τους σε ηλεκτρικό, αφού, σε αντίθεση με το (α), δεν είναι ευαίσθητα στη διασπορά και θόρυβο φάσης. Από την άλλη μεριά, το (α), μην έχοντας τοπικό ταλαντωτή υψηλής συχνότητας στο RAU, μπορεί να είναι οικονομικότερο σαν υλοποίηση αλλά δεν πρέπει να ξεχνάμε ότι απαιτεί ιδιαίτερος αποδοτικό και ακριβό εξοπλισμό στον κεντρικό σταθμό, όπου δημιουργείται και διαμορφώνεται το υψίσυχο φέρον.

Ένας δεύτερος τρόπος διαχωρισμού είναι βάσει της τεχνικής διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης του φωτός που χρησιμοποιείται. Εδώ διακρίνουμε δύο βασικές κατηγορίες τις οποίες και θα αναλύσουμε εκτενώς. Πρόκειται για τις τεχνικές IM-DD (Intensity Modulation – Direct Detection) και RHD (Remote Heterodyne Detection). Η δεύτερη χρησιμοποιείται σε συστήματα που δεν υπάρχει τοπικός ταλαντωτής στο RAU, οπότε αξιοποιούνται οι αρχές της ετερόδυνας αποδιαμόρφωσης για να γίνει η μετατροπή στην επιθυμητή συχνότητα. Στις περισσότερες περιπτώσεις τα IFoF και BFoF βασίζονται στο RHD για τη δημιουργία του RF σήματος.

### 1.4.5.1 Intensity Modulation – Direct Detection

Η πιο απλή μέθοδος για την υλοποίηση RoF είναι η διαμόρφωση του πλάτους του οπτικού σήματος με το RF και έπειτα η ανάκτηση του με direct detection σε μια φωτοδίοδο (ουσιαστικά προκειται για τεχνική RFoF, αφού “στέλνουμε” το σήμα στη συχνότητα που θέλουμε να εκπεμφθεί στο RAU).

Η διαμόρφωση του πλάτους του οπτικού σήματος μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Ο ένας είναι να χρησιμοποιήσουμε το RF για να οδηγήσουμε απ'ευθείας το laser ενώ ο δεύτερος είναι να λειτουργήσουμε το laser κατάσταση CW (Continuous Wave) και να διαμορφώσουμε το παραγόμενο οπτικό με έναν MZM (Mach – Zehnder Modulator) ο οποίος θα οδηγείται από το RF σήμα. Οι πρώτος τρόπος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, ενώ με τον δεύτερο θα ασχοληθούμε εκτενώς στην εργασία.

Φυσικά και στις δύο περιπτώσεις το RF σήμα πρέπει να έχει διαμορφωθεί με την πληροφορία που θέλουμε να μεταδώσουμε. Αυτό σημαίνει ότι η τεχνική RFoF, όπως είπαμε και πριν, απαιτεί υψίσυχο ηλεκτρο-οπτικό εξοπλισμό στον κεντρικό σταθμό (όπου γίνεται η διαμόρφωση) και επομένως είναι ιδιαίτερα δαπανηρή.

Στην πλευρά του receiver, το φως προσπίπτει απ'ευθείας πάνω τον ανιχνευτή που αποκρίνεται μόνο στην ένταση της ακτινοβολίας. Έτσι αν υποθέσουμε ότι η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου του φέροντος έχει τη μορφή:

$$E(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + \phi)$$

τότε η έξοδος του ανιχνευτή δίνεται από τις εξισώσεις:

$$O_d = R \cdot A_c^2 \cdot \text{avg}(\cos^2(\omega_c t + \phi)) \Rightarrow$$

$$O_d = R \cdot A_c^2 / 2$$

Φαίνεται λοιπόν ότι με αυτή την τεχνική μόνο η ένταση ακτινοβολίας του σήματος είναι επανακτούμενη και έτσι δεν είναι δυνατό να διαμορφωθεί κάποια άλλη παράμετρος του laser πλην αυτής.

Θεωρώντας τώρα ότι η παράμετρος  $A_c$ , δηλαδή το πλάτος του παλμού, είναι διαμορφωμένο με το RF σήμα που έχουμε στείλει από τον πομπό, τότε το ρεύμα της διόδου - receiver θα είναι ουσιαστικά αυτό το σήμα. Αυτό θα περάσει μέσα από έναν μετατροπέα ρεύματος σε τάση και έπειτα θα τροφοδοτηθεί στην κεραία από όπου και θα εκπεμφθεί. Στη συνέχεια ο τελικός δέκτης θα αποδιαμορφώσει το σήμα ούτως ώστε να λάβει τα δεδομένα που έχουν αποσταλλεί.

#### **1.4.5.1.1 Πλεονεκτήματα του IM-DD**

Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η απλότητα της. Παράλληλα, υπο συνθήκες, το σύστημα μπορεί να γραμμικοποιηθεί και να λειτουργεί απλά ως ενισχυτής η εξασθεניתς, οπότε να γίνει “διαφανές” σε ότι αφορά την τεχνική διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί. Αυτό σημαίνει μικρή ή και καθόλου αναβάθμιση σε περιπτώσεις αλλαγής τρόπου διαμόρφωσης. Ακόμα, με χρήση εξωτερικού modulator, όπως ένα MZM, το laser μπορεί να διαμορφωθεί με RF που πλησιάζουν τα 100GHz, λόγω του μεγάλου εύρους λειτουργίας των Modulators (εν αντιθέση με τις δυνατότητες οδήγησης ενός laser). Τέλος, σε τέτοια συστήματα, μπορεί να εφαρμοσθεί η τεχνική SCM (Sub-Carrier Multiplexing).

#### **1.4.5.1.2 Μειονεκτήματα του IM-DD**

Ένα μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η δυσκολία εφαρμογής της για σήματα της τάξεως των mm. Αυτό συμβαίνει γιατί για να δημιουργηθούν τόσο μεγάλης συχνότητας σήματα πρέπει και το RF που θα τροφοδοτηθεί στην ίνα να είναι επίσης μεγάλης συχνότητας. Για την πρώτη τεχνική διαμόρφωσης που αναφέραμε κάτι τέτοιο είναι αδύνατο λόγω του περιορισμένου εύρους και της μη γραμμικότητας του laser. Μπορεί ωστόσο να επιτευχθεί με χρήση MZM, ο οποίος μπορεί να αποκριθεί σε υψηλές συχνότητες, όμως και πάλι απαιτείται υψηλή τάση οδήγησης του modulator, που σημαίνει αυξημένο κόστος για το κύκλωμα οδήγησης.

Ένα δεύτερο μειονέκτημα του RFoF και της τεχνικής IM-DD για υψηλές συχνότητες, είναι η ευαισθησία τους ως προς τη διασπορά. Αν χρησιμοποιηθεί Double Side Band διαμόρφωση τότε η διασπορά μπορεί να περιορίσει σε πολύ σημαντικό βαθμό την απόδοση του συστήματος, περιορίζοντας έτσι το μήκος μετάδοσης. Ένας τρόπος για να αποφύγουμε αυτό το φαινόμενο είναι να χρησιμοποιήσουμε OSSB (Optical Single Side Band) διαμόρφωση για να μειώσουμε το φασματικό εύρος του διαμορφωμένου φωτός. Κάτι τέτοιο μπορούμε να επιτύχουμε με χρήση dual drive modulator, ή απλά με φιλτράρισμα της μιας πλευρικής ζώνης, αυξάνοντας όμως παράλληλα την πολυπλοκότητα του πομπού.

### **1.4.5.2 Remote Heterodyne Detection**

Οι τεχνικές της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης στο δέκτη βασίζονται στην μίξη δύο μικροκυματικών κυμάτων τα οποία “χτυπάνε” στον δέκτη. Εκτός από τα οπτικά χρησιμοποιούνται και σε άλλες εφαρμογές με ποιο γνώστη αυτή του ραδιοφωνικού δέκτη.

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να διακρίνουμε μια σημαντική διαφορά μεταξύ του heterodyne στα RF σήματα και του οπτικού heterodyne. Στην πραγματικότητα οι συχνότητες των οπτικών είναι πολύ μεγάλες για να μετρηθούν άμεσα και να γίνει ηλεκτρονική επεξεργασία τους, άλλωστε ο τρόπος ανίχνευσης των οπτικών βασίζεται γενικά στην απορρόφηση της ενέργειας των φωτονίων από τη φωτοδίοδο και όχι στην παρακολούθηση της φάσης του ηλεκτρικού πεδίου. Έτσι κύριο μέλημα του οπτικού heterodyne είναι η μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό και σε μια αρκετά χαμηλότερη συχνότητα.

Αυτό που συνήθως συμβαίνει στο κλασικό heterodyne είναι ότι το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που ανιχνεύεται από την κεραία, συνδυάζεται με έναν τοπικό ταλαντωτή με τη βοήθεια ενός μη γραμμικού κυκλωματικού στοιχείου (πχ ανορθωτής) που εμφανίζει τετραγωνικό όρο στη

συνάρτηση μεταφοράς. Αντίθετα στα οπτικά, ο επιθυμητός τετραγωνικός όρος ενυπάρχει στη διαδικασία μετατροπής του οπτικού σε ηλεκτρικό, αφού οι μετατροπείς οπτικού σε ηλεκτρικό (που ονομάζονται square-law detectors) απελευθερώνουν ηλεκτρόνια ανάλογα με την ενέργεια των απορροφόμενων φωτονίων. Όμως η ενέργεια διακυμαίνεται ανάλογα με το τετράγωνο του ηλεκτρικού πεδίου και συνεπώς αυτό κάνουν και τα ηλεκτρόνια. Η διαφορική συχνότητα προκύπτει μόνο όταν και τα δύο οπτικά σήματα φωτίζουν ταυτόχρονα τη φωτοδίοδο, έτσι ώστε το τετράγωνο του αθροίσματος των πεδίων τους να εμφανίζει τον αντίστοιχο όρο όπως θα δούμε παρακάτω.

Όπως φαίνεται λοιπόν, το οπτικό heterodyne γενικά είναι μια μορφή συμβολομετρίας, καθώς, σε αντίθεση με τα RF όπου το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζεται με ένα τοπικό ταλαντωτή, τα δύο οπτικά σήματα μοιράζονται την ίδια προέλευση. Όπως θα σχολιαστεί και αργότερα, η παραγωγή ενός οπτικού σήματος το οποίο είναι συνεκτικό με κάποιο άλλο αλλά δεν έχουν την ίδια πηγή, είναι πολύ δύσκολη έως αδύνατη.

#### **1.4.5.2.1 Πλεονεκτήματα του RHD**

Με τη χρήση του RHD μπορούν να παραχθούν RF σήματα πολύ υψηλών συχνοτήτων καθώς ο μόνος περιοριστικός παράγοντας είναι το εύρος της φωτοδίοδου. Επίσης εξασφαλίζει μεγαλύτερη λαμβανόμενη ισχύ και βελτιωμένο λόγο CNR (Carrier to Noise Ratio), αφού στην ισχύ του δημιουργούμενου μικροκυματικού σήματος συμβάλλουν οι ισχείς και των δύο οπτικών σημάτων που “συμμετέχουν” στο Heterodyne.

Επιπλέον, στην περίπτωση που μόνο το ένα από τα οπτικά σήματα είναι διαμορφωμένο με πληροφορία, τότε η ευαισθησία του συστήματος στη χρωματική διασπορά μπορεί να μειωθεί αρκετά, γεγονός πολύ χρήσιμο, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις διαμορφώσεων που είναι ευαίσθητες σε θόρυβο φάσης (πχ xQAM). Κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό στην IM – DD αφού σε αυτή διαμορφώνονται και οι δύο πλευρικές ζώνες με πληροφορία.

Ένα ακόμα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα είναι ότι επιτρέπει τη διαμόρφωση χαμηλόσυχνων RF σημάτων στον κεντρικό σταθμό, τα οποία αργότερα θα μετατοπιστούν σε υψηλότερη συχνότητα κατά την ετερόδυνη αποδιαμόρφωση. Με αυτό τον τρόπο δεν απαιτείται η ύπαρξη ηλεκτρικού και οπτικού εξοπλισμού μεγάλου κόστους στον κεντρικό σταθμό, ενώ η τάση που χρειάζεται ο modulator για να λειτουργήσει σε χαμηλότερες συχνότητες είναι αρκετά μικρότερη.

Τέλος με αυτή την τεχνική υπάρχει η δυνατότητα να παράγονται σήματα με 100% βάθος διαμόρφωσης, ενώ διευκολύνεται αρκετά και η επεξεργασία αυτών.

#### **1.4.5.2.2 Μειονεκτήματα του RHD**

Το μεγάλο μειονέκτημα του RHD είναι ότι είναι ευαίσθητο στο θόρυβο φάσης των lasers καθώς και στις διακυμάνσεις στη συχνότητα αυτών, τα οποία επηρεάζουν τη σταθερότητα του παραγόμενου RF. Λόγω του μεγάλου φασματικού εύρους των laser ημιαγωγών, πρέπει να γίνουν κινήσεις στην κατεύθυνση της μείωσης του linewidth των δημιουργούμενων RF σημάτων, κάτι που θα συναντήσουμε ξανά στη συνέχεια, κατά τη διάρκεια του σχολιασμού της προσομοίωσης.

### 1.4.5.3 Ομόδυνη αποδιαμόρφωση

Μια άλλη μορφή αποδιαμόρφωσης που είναι παραπλήσια της ετερόδυνης, είναι η ομόδυνη αποδιαμόρφωση. Η διαφορά των δύο είναι ότι σε αυτή την περίπτωση το οπτικό σήμα εισέρχεται στη φωτοδίοδο μαζί με ένα άλλο ίδιας συχνότητας οπότε αν υποθέσουμε ότι το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος είναι το:

$$E_c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + \phi_c)$$

και το πεδίο του φέροντος που εισέρχεται μαζί με το σήμα είναι:

$$E_0(t) = A_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$

τότε το αποτέλεσμα της ανίχνευσης είναι:

$$O_d = R \cdot A_c \cdot A_0 \cdot \cos(\phi_c - \phi_0)$$

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι στην ομόδυνη αποδιαμόρφωση είναι δυνατή τόσο η διαμόρφωση φάσης όσο και πλάτους καθώς και οι δύο αυτές παράμετροι είναι επανακτούμενες.

Η ομόδυνη αποδιαμόρφωση, ωστόσο, στην πραγματικότητα χρησιμοποιείται πολύ σπανία. Ο βασικός λόγος για κάτι τέτοιο είναι η μεγάλη δυσκολία στην διασφάλιση της ταύτισης των συχνοτήτων των δύο κυμάτων που χτυπούν στο δέκτη. Είναι προφανές ότι η λειτουργία των δύο lasers, που θα χρησιμοποιηθούν, στην ίδια ακριβώς συχνότητα απαιτεί πολύ σύνθετο εξοπλισμό, χωρίς και πάλι να έχει βέβαια αποτελέσματα. Η παραμικρή απόκλιση των δύο συχνοτήτων θα έχει πολύ σημαντική επίπτωση στην ποιότητα του παραγόμενου ηλεκτρικού σήματος. Κάτι παρόμοιο θα δειχθεί αργότερα στην προσομοίωση, σε μια περίπτωση που, το σήμα εξόδου ενός πολλαπλασιαστή ηλεκτρικών σημάτων, έβγαине κατεστραμμένο λόγω του ότι τα πολλαπλασιαζόμενα ηλεκτρικά σήματα δεν βρίσκονταν στην ίδια συχνότητα.

## 1.4.6 Τεχνικές Πολυπλεξίας Οπτικών Σημάτων σε RoF

### 1.4.6.1 Sub-Carrier Multiplexing

Το SCM είναι μια απλή και συμφέρουσα τεχνική που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για καλύτερη εκμετάλλευση του εύρους της οπτικής ίνας στις αναλογικές επικοινωνίες. Αυτό που στην πραγματικότητα συμβαίνει σε αυτή την τεχνική είναι ότι το RF σήμα χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει το οπτικό στην πλευρά του πομπού (οπότε στην ουσία πρόκειται περισσότερο για τρόπο διαμόρφωσης και όχι πολυπλεξίας). Αυτό οδηγεί στην δημιουργία ενός φάσματος το οποίο αποτελείται όχι μόνο από τον Carrier αλλά και από Sub-carriers τα οποία απέχουν φασματικά από αυτόν όσο είναι και η συχνότητα του RF. Δηλαδή αν έχουμε έναν Carrier σε συχνότητα  $f_0$  και ένα RF συχνότητα  $f_{sc}$ , τότε θα προκύψουν οι υποφέρουσες συχνότητες  $f_0 - f_{sc}$  και  $f_0 + f_{sc}$ . Φυσικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν παραπάνω από ένα RF σήματα, τα οποία, αν



είναι διαμορφωμένα με δεδομένα, θα δώσουν το παρακάτω φασματικό περιεχόμενο.

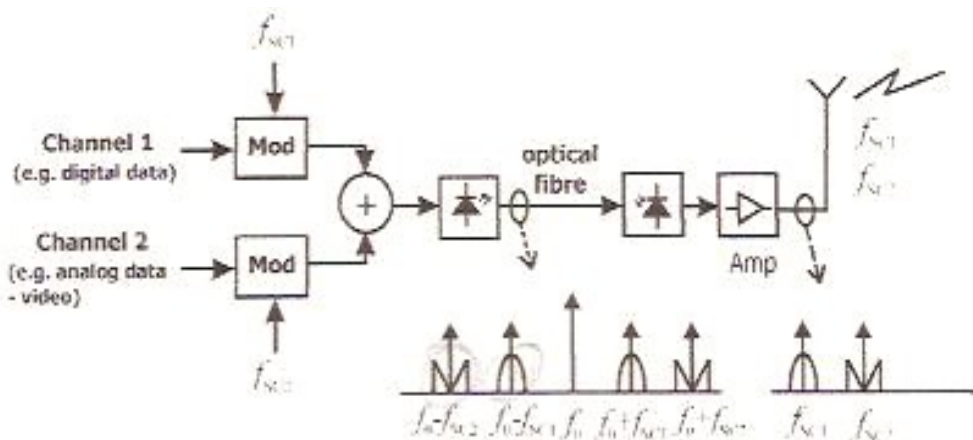


Illustration 4: Συνθεση SCM σήματος

#### 1.4.6.1.1 Πλεονεκτήματα της SCM

Η SCM μπορούμε να πούμε ότι “συμπληρώνει το κενό” ανάμεσα στις τεχνικές πολυπλεξίας. Για παράδειγμα το Time Division Multiplexing (TDM), παρότι έχει αποτελέσει μια πολύ επιτυχημένη τεχνική πολυπλεξίας, περιορίζεται αρκετά στην ταχύτητα που μπορεί να προσφέρει λόγω της χρωματικής διασποράς αλλά και της διασποράς πόλωσης. Από την άλλη η WDM (Wavelength Division Multiplexing) αφήνει αναξιοποίητο μεγάλο εύρος της ίνας, ανάμεσα στα κανάλια, πράγμα που ενώ βελτιώθηκε κάπως με την Dense WDM και πάλι είναι σημαντικό μειονέκτημα.

Έτσι, η λύση δίνεται από την SCM η οποία, σε συνδυασμό κυρίως με την WDM, μπορεί να εκμεταλλευτεί αποδοτικότερα το εύρος της ίνας, προσφέροντας υψηλές ταχύτητες, χωρίς να περιορίζεται, σε μεγάλο βαθμό, από τη διασπορά.

Επιπλέον, όπως θα δούμε παρακάτω, η SCM μπορεί να μεταφέρει δεδομένα σε πολλά κανάλια, ανεξάρτητα του τρόπου διαμόρφωσης που έχει χρησιμοποιηθεί σε καθένα από αυτά. Έτσι μπορεί να υποσχεθεί παροχή διαφορετικών υπηρεσιών πάνω από ένας μήκος κύματος, από εφαρμογές ψηφιακής τηλεόρασης, μέχρι WLAN's και τηλεφωνία.

Τέλος, το γεγονός ότι οι subcarriers βρίσκονται σε χαμηλές συχνότητες, σημαίνει ότι ο εξοπλισμός που απαιτείται για την υλοποίηση ενός SCM συστήματος είναι αρκετά απλός και ήδη διαθέσιμος σε χαμηλό κόστος.

#### 1.4.6.1.2 Μειονεκτήματα της SCM

Το βασικό μειονέκτημα της είναι ότι, ως αναλογικός τρόπος διαμόρφωσης, είναι ευαίσθητος στο θόρυβο και έτσι πρέπει να δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στη διατήρηση του CNR σε υψηλά επίπεδα, ενώ πρέπει να περιοριστεί, όσο το δυνατόν περισσότερο, ο RIN (Relative Intensity Noise) που παράγεται από το laser.

### 1.4.6.2 Wavelength Division Multiplexing σε RoF συστήματα

Όπως είπαμε το WDM είναι μια τεχνική πολύ διαδεδομένη στα οπτικά, καθώς δίνει τη δυνατότητα καλύτερης εκμετάλλευσης του τεράστιου εύρους ζώνης που παρέχει μια ίνα. Αυτό που κάνει το WDM είναι να πολυπλέκει διαφορετικά μήκη κύματος πάνω στην ίδια ίνα, κάθε ένα από τα οποία μπορεί να μεταφέρει χρήσιμη πληροφορία. Επειδή όπως αναφέραμε, το WDM να μεν εκμεταλλεύεται κάποιο εύρος της ίνας, αλλά όχι σε πολύ μεγάλο βαθμό, το ενδιαφέρον έχει πλέον στραφεί στο συνδυασμό RoF τεχνικών και WDM ή ακόμα καλύτερα DWDM. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών συναντάμε στα [4] και [5], όπου χρησιμοποιούνται οπτικοί πολυπλέκτες και αποπολυπλέκτες, όπως επίσης και Add-Drop πολυπλέκτες, που συντελούν στην διάδοση πολλών μηκών κύματος πάνω από την ίνα, τα οποία έχουν διαμορφωθεί με ένα ή και περισσότερα RF σήματα.

Στην παρούσα εργασία δεν θα χρησιμοποιηθεί WDM, καθώς η μελέτη εντοπίζεται στα πλαίσια της παροχής υπηρεσιών σε έναν μόνο χρήστη, και έτσι δεν κρίνεται σκόπιμο να γίνει περαιτέρω ανάλυση.

## 1.5 Σκοπός της εργασίας

Σκοπός της εργασίας είναι να προτείνει μια αρχιτεκτονική οπτικού δικτύου η οποία θα μπορεί να παρέχει σε κάθε χρήστη τόσο ενσύρματες όσο και ασύρματες επικοινωνίες. Πιο συγκεκριμένα περιγράφεται ένας τρόπος ούτως ώστε, αφενός να δοθεί στο χρήστη η δυνατότητα ευρυζωνικής ενσύρματης επικοινωνίας με ίνα η οποία θα φθάνει μέχρι το σπίτι (FTTH), αφετέρου η πρόσβαση σε ασύρματα δίκτυα. Τα ασύρματα δίκτυα που μελετώνται είναι δυο, ένα ασύρματο δίκτυο WLAN στην περιοχή των 5GHz, αλλά και ένα ασύρματο δίκτυο το οποίο προορίζεται για χρήση στην υψηλή συχνότητα των 60GHz, όπως προβλέπεται για δίκτυα όπως αυτά των προσωπικών επικοινωνιών WPAN.

Η υπηρεσίες αυτές θα παρέχονται από το δίκτυο στο χρήστη πάνω από ένα μήκος κύματος, χωρίς όμως αυτό να σημαίνει ότι θα υπάρχει αποκλειστική ίνα προς το χρήστη. Πιο συγκεκριμένα, προβλέπεται και χρήση WDM πολυπλεξίας, έτσι ώστε να παρέχονται αυτές οι υπηρεσίες σε πολλούς χρήστες πάνω από μία οπτική ίνα. Γι αυτό το λόγο, και το κύκλωμα που θα μελετηθεί θα αναφέρεται σε ένα χρήστη, θα προσπαθήσουμε να περιοριστούμε φασματικά στα πλαίσια που επιτρέπει η WDM πολυπλεξία (100GHz γύρω από τη φέρουσα).

Ο βασικός άξονας της εργασίας κινείται στο να σχεδιασθεί αυτή η αρχιτεκτονική με την οικονομικότερη δυνατή υλοποίηση, τουλάχιστον όσον αφορά τον εξοπλισμό που βρίσκεται στο δέκτη – χρήστη. Γι αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται τεχνικές διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης του οπτικού κύματος, που απαιτούν ελάχιστο ηλεκτρικό εξοπλισμό στην πλευρά του οπτικού αποδιαμορφωτή.

Θα προσπαθήσουμε να διαμορφώσουμε το οπτικό σήμα κάνοντας χρήση ενός εξωτερικού διαμορφωτή, τον οποίο θα οδηγήσουμε με τα RF σήματα έτσι ώστε να επιτευχθεί SCM διαμόρφωση. Στην περίπτωση του WLAN καναλιού θα πραγματοποιηθεί RFoF τεχνική, καθώς

το σήμα της εξόδου θα έχει τη συχνότητα του σήματος της εισόδου, ενώ αντίθετα στην περίπτωση του WPAN θα χρησιμοποιηθεί τεχνική IFoF αφού το σήμα εξόδου θα είναι πολλές φορές υψηλότερο σε συχνότητα από το σήμα εισόδου. Το FTTH κανάλι δεν θα υλοποιηθεί βάσει καποιας RoF τεχνικής αφού το σήμα εξόδου θέλουμε να είναι baseband.

Η ανίχνευση του οπτικού σήματος, όσον αφορά το FTTH θα γίνει με Direct Detection, ενώ για τα άλλα δύο κανάλια θα αξιοποιηθεί το Remote Heterodyne Detection, έτσι ώστε να πετύχουμε την παραγωγή ηλεκτρικού σήματος επιθυμητής συχνότητας.

Στο επόμενο κεφάλαιο ακολουθεί η γενική περιγραφή του κυκλώματος που σχεδιάστηκε ενώ θα προσεγγίσουμε αναλυτικότερα τις διάφορες μεθόδους και τεχνικές που χρησιμοποιούνται με βάση τη συγκεκριμένη σχεδίαση.

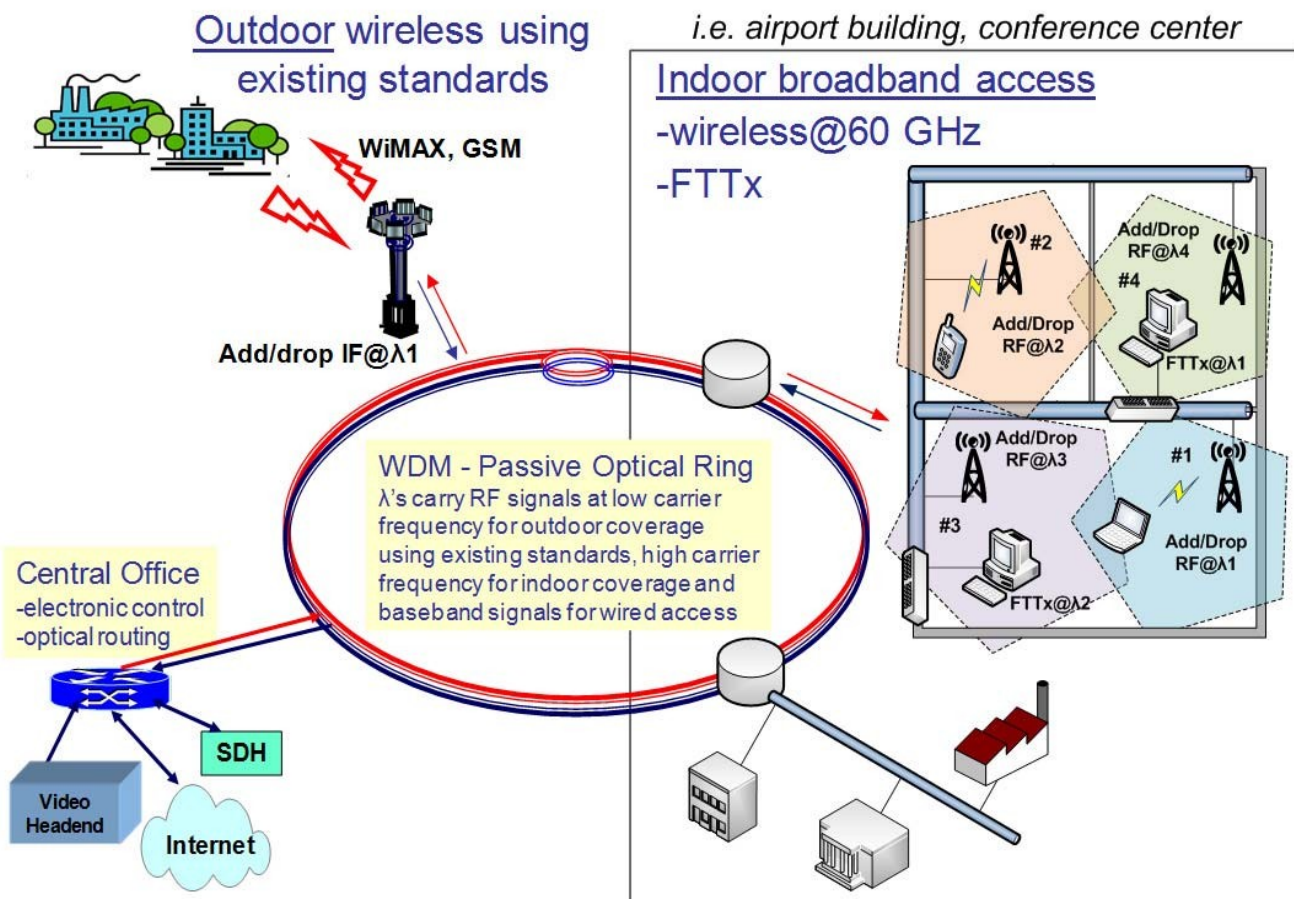


## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

#### 2.1 Αρχιτεκτονική ενός access δικτύου ευρυζωνικών υπηρεσιών

Όπως είδαμε, οι πλειοψηφία των εγκατεστημένων ευρυζωνικών συνδέσεων βασίζεται στις οπτικές ίνες. Τεχνολογίες όπως το Fiber to the X έχουν, εδώ και πολλά χρόνια, κυριαρχήσει, ενώ η τελευταία υλοποίηση αυτών, το Fiber to the Home, αποτελεί την πλέον ελκυστική λύση στην περίπτωση της παροχής ευρυζωνικής σύνδεσης στο σπίτι.



Ακόμα, μεγάλη ζήτηση παρουσιάζεται πλέον για παροχή ασύρματων ευρυζωνικών υπηρεσιών, καθώς βρίσκονται σε μεγάλη άνθηση δίκτυα όπως το WiMAX, τα οποία προϋποθέτουν την ύπαρξη ενός δικτύου κορμού με την δυνατότητα να παρέχει μεγάλα εύρη ζώνης στις διάφορες υπηρεσίες. Επίσης, κρίνοντας από τα τωρινά δίκτυα προσωπικών επικοινωνιών που παρέχουν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, επιτακτική γίνεται η χρησιμοποίηση υψηλών συχνοτήτων για την εξυπηρέτηση του μεγάλου αριθμού μικρών κυψελών που απαιτούνται για την ομαλή λειτουργία του δικτύου.

Αξιολογώντας τις ανάγκες που παρουσιάζουν τα δίκτυα που περιγράψαμε στην παραπάνω παράγραφο, μπορούμε να εκτιμήσουμε ότι η χρήση ενός δικτύου οπτικών ινών που βασίζεται στην RoF τεχνολογία αποτελεί την πιο αξιόπιστη λύση για την ικανοποίηση τους, εξασφαλίζοντας μεγάλο εύρος ζώνης σε κάθε παρεχόμενη υπηρεσία.

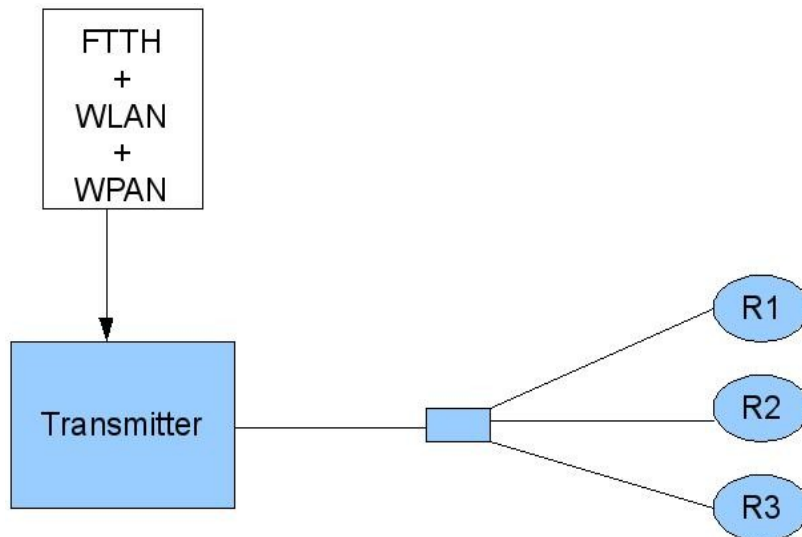
Οι αρχιτεκτονικές που έχουν παρουσιαστεί έως τώρα, ακολουθούν την λογική της μίας υπηρεσίας ανά χρήστη ανά μήκος κύματος. Στη γενική περίπτωση λοιπόν, κάθε χρήστης αντιστοιχίζεται σε ένα μήκος κύματος το οποίο του εξασφαλίζει την επικοινωνία με το υπόλοιπο δίκτυο. Πάνω από το μήκος κύματος αυτό αποστέλλονται στο δέκτη όλες οι διαθέσιμες υπηρεσίες που υπόσχεται το δίκτυο, ενώ ο διαχωρισμός των μηκών κύματος στους χρήστες γίνεται με τεχνική πολυπλεξίας μήκους κύματος. Εύκολα όμως γίνεται αντιληπτό ότι η χρήση της αρχιτεκτονικής που περιγράψαμε οδηγεί σε αλόγιστη σπατάλη του εύρους ζώνης που παρέχει το δίκτυο. Συγκεκριμένα, παρόλο που σε κάθε χρήστη διατίθεται πρακτικά άπειρο εύρος ζώνης, η υπηρεσία που του παρέχεται εκμεταλλεύεται ένα μόνο ένα ελάχιστο μέρος από αυτό. Το αποτέλεσμα όπως είπαμε είναι η σπατάλη τεράστιου εύρους ζώνης που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την μετάδοση επιπλέον υπηρεσιών σε μεγαλύτερο αριθμό χρηστών.

Ο στόχος αυτής της εργασίας είναι να εξαλείψει το παραπάνω πρόβλημα που παρουσιάζουν οι προηγούμενες RoF υλοποιήσεις, παρουσιάζοντας μια νέα αρχιτεκτονική η οποία υποστηρίζει την μετάδοση πολλών διαφορετικών υπηρεσιών σε κάθε χρήστη χρησιμοποιώντας ένα μήκος κύματος.

## **2.2 Εισαγωγή στην αρχιτεκτονική του κυκλώματος**

Σκοπός της εργασίας όπως είπαμε είναι η παρουσίαση μιας αρχιτεκτονικής οπτικού κυκλώματος το οποίο θα παρέχει στο χρήστη διαφορετικές υπηρεσίες πάνω από ένα μήκος κύματος και με το ελάχιστο δυνατό κόστος. Αυτές οι υπηρεσίες θα είναι μια πρόσβαση σε Fiber to the home, και δύο ασύρματες, η μια σε χαμηλές συχνότητες (WLAN) και η άλλη σε υψηλότερες, προοριζόμενη για υλοποίηση ζεύξεων προσωπικών επικοινωνιών (WPAN).

Η λογική που ακολουθούμε είναι ότι υπάρχει ένας κεντρικός σταθμός στον οποίο γίνονται οι πιο σύνθετες διεργασίες του κυκλώματος, και ένας δέκτης ο οποίος εκτελεί μόνο απλές λειτουργίες, έτσι ώστε να είναι δυνατή η επέκταση του δικτύου, χωρίς να επιβαρύνεται σημαντικά ο πάροχος, τόσο από άποψη εξοπλισμού όσο και συντήρησης.



*Illustration 5: Γενική Δομή της Αρχιτεκτονικής*

Για την σχεδίαση του δικτύου θα βασιστούμε σε διάφορες τεχνικές, πολλές από τις οποίες έχουν ήδη αναφερθεί στην εισαγωγή. Συγκεκριμένα, σκοπεύουμε να αξιοποιήσουμε τα πλεονεκτήματα της SCM διαμόρφωσης στον πομπό, για να συμπεριλάβουμε τις υπηρεσίες που πρόκειται να στείλουμε στο χρήστη, πάνω από ένα μήκος κύματος. Με κατάλληλη σχεδίαση των γεννητριών που θα δημιουργούν το προς αποστολή σήμα και την επιλογή ενός σωστού οπτικού διαμορφωτή, μπορούμε να “τοποθετήσουμε” τις διάφορες υπηρεσίες σε διαφορετικές συχνότητες πάνω στο μήκος κύματος, και έτσι να τις αποστείλουμε όλες μαζί, καταναλώνοντας πολύ μικρό εύρος.

Ο δέκτης του χρήστη θα είναι χωρισμένος σε τρία τμήματα, κάθε ένα εκ των οποίων θα προορίζεται για τη λήψη, αποδιαμόρφωση, και αποκωδικοποίηση διαφορετικής υπηρεσίας. Θα υπάρχει ένας σχετικά απλός δέκτης, που θα αντιστοιχεί στο FTTH, ο οποίος απλά θα πραγματοποιεί τη μετατροπή από οπτικό στο ηλεκτρικό. Η μετατροπή αυτή θα γίνεται με την τεχνική της απ'ευθείας ανίχνευσης (Direct Detection) κάτι το οποίο μεταφράζεται στην αποδιαμόρφωση ενός οπτικού σήματος το οποίο έχει διαμορφωθεί κατα πλάτος.

Παράλληλα θα υπάρχουν και άλλοι δύο δέκτες, που θα είναι σημαντικά πιο σύνθετοι, καθώς θα αναλαμβάνουν τη μετατροπή του οπτικού σε ηλεκτρικό αλλά και την εκπομπή του ως RF σήμα, κατάλληλης συχνότητας. Επειδή θέλουμε η σχεδίαση να αντιστοιχεί στο μικρότερο δυνατό κόστος, για να δημιουργήσουμε τα RF, δεν θα κάνουμε μετατροπή συχνότητας με up-conversion, όπως γίνεται στην κλασική περίπτωση των RF ηλεκτρικών κυκλωμάτων, αλλά θα εκμεταλλευτούμε τις αρχές της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης. Ακόμα, για την περίπτωση των ασυρμάτων δικτύων θα υλοποιήσουμε και τον ηλεκτρικό δέκτη (Δέκτης για το RF), ο οποίος θα αναλάβει την αποδιαμόρφωση του RF και την αποκωδικοποίηση.

## 2.3 Αρχιτεκτονική Κυκλώματος

Για να δώσουμε μια γενική ιδέα του κυκλώματος που θα χρησιμοποιήσουμε στην προσομοίωση παραθετούμε το παρακάτω σχήμα στο οποίο φαίνονται τα βασικά δομικά στοιχεία του.

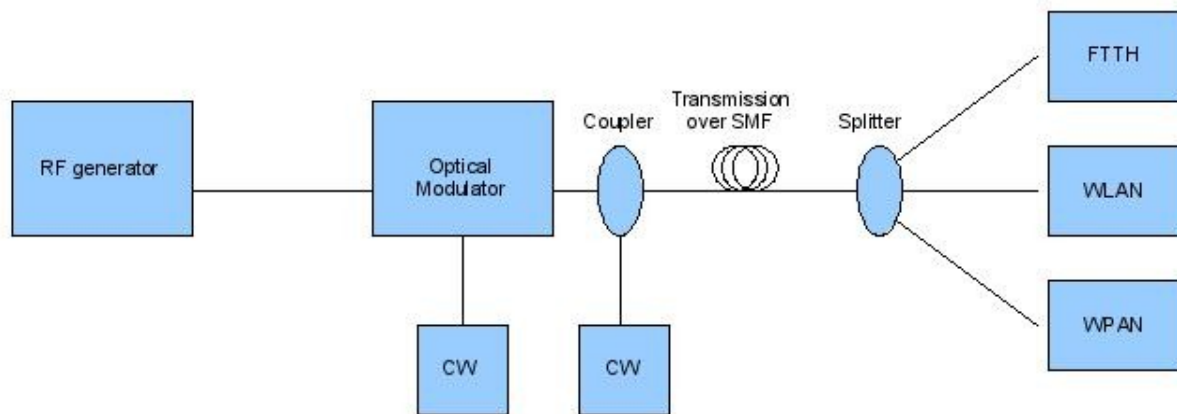


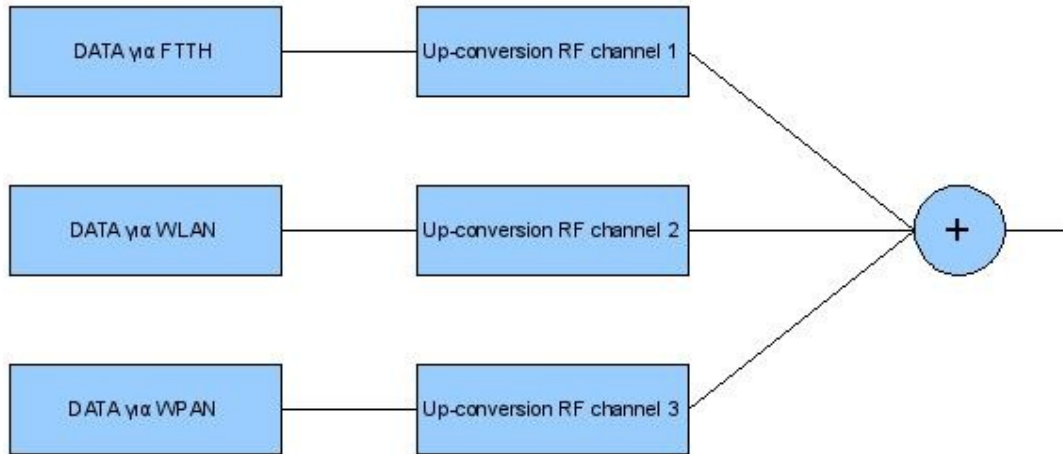
Illustration 6: Αρχιτεκτονική Κυκλώματος

Βλέπουμε ότι καταρχάς θα πρέπει να σχεδιασθεί μια γεννήτρια RF σημάτων που θα δημιουργήσει τα 3 RF σήματα που επιθυμούμε να μεταδώσουμε, και θα τα αθροίσει, έτσι ώστε να οδηγήσουν τον οπτικό διαμορφωτή. Στη συνέχεια ο οπτικός διαμορφωτής θα οδηγηθεί από τα RF και θα διαμορφώσει το οπτικό CW με το οποίο τον τροφοδοτεί το αντίστοιχο laser. Έπειτα βλέπουμε ότι με τη βοήθεια ενός coupler θα προσθέσουμε στο σήμα που έχει δημιουργηθεί από τον modulator ένα CW. Αυτό το κάνουμε, όπως θα δούμε και αργότερα, για να μπορέσουμε να δημιουργήσουμε στο δέκτη το υψίσυγχο που απαιτείται για το WPAN. Ακολουθεί η μετάδοση μέσω μιας SMF οπτικής ίνας και ένας splitter που διαχωρίζει τα τρία σήματα έτσι ώστε να χειριστούν κατάλληλα στο δέκτη. Για κάθε κανάλι υπάρχει ο αντίστοιχος τρόπος αποδιαμόρφωσης.

### 2.3.1 RF Generator

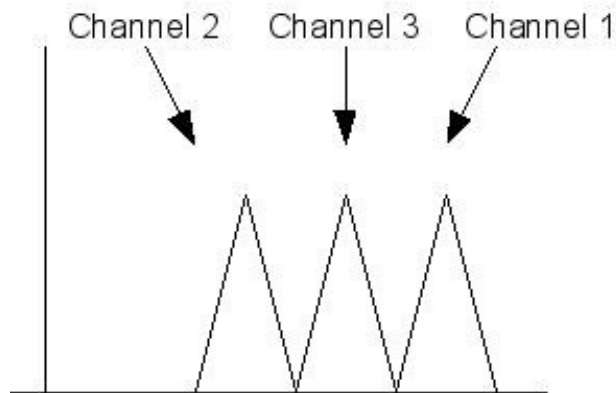
Σε πρώτο στάδιο βλέπουμε ότι πρέπει να παραχθούν τρία RF σήματα σε διαφορετικές συχνότητες τα οποία θα οδηγήσουν τον οπτικό διαμορφωτή. Η παραγωγή αυτών των RF σημάτων θα γίνει όπως φαίνεται στο σχήμα:





*Illustration 7: Αρχιτεκτονική RF πομπού*

Δηλαδή για κάθε κανάλι θα υπάρχει μια γεννήτρια δεδομένων και ένας ταλαντωτής που θα το μεταφέρει στη συχνότητα που θέλουμε. Τα τρία κανάλια προφανώς θα βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες έτσι ώστε αφενός να είναι δυνατό να αθροιστούν και αφετέρου να μπορούν να μεταφερθούν το καθένα στη συχνότητα που μας ενδιαφέρει στο δέκτη. Συνεπώς τα τρία RF σήματα αθροίζονται και το φάσμα που θα δημιουργηθεί περιμένουμε να έχει αυτή περίπου τη μορφή μετά τον αθροιστή:



*Illustration 8: Φάσμα RF πομπού*

Σημειώνουμε σε αυτό το σημείο ότι τα κανάλια δεν είναι τυχαία τοποθετημένα με τον τρόπο που φαίνεται στην εικόνα αλλά, όπως θα δούμε παρακάτω, τοποθετούνται έτσι ώστε να εξυπηρετούν το Heterodyne στο δέκτη. Ειδικά για το κανάλι 1 πρέπει να σημειώσουμε ότι μεταδίδεται ως RF αλλά λόγω της τεχνικής αποδιαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στο δέκτη (Direct Detection), μετατρέπεται πολύ εύκολα στο ζητούμενο Baseband.

Πέρα από τις συχνότητες, πρέπει να επιλέξουμε και την κωδικοποίηση των δεδομένων. Η κωδικοποίηση παίζει πολύ σημαντικό ρόλο σε ένα δίκτυο αφού καθορίζει τόσο τους ρυθμούς δεδομένων, όσο και την επιβάρυνση από το θόρυβο. Ακόμα από αυτή θα εξαρτηθεί και ο

σχεδιασμός διαφόρων στοιχείων του δικτύου.

Στην παρούσα εργασία επιλέγουμε την ON – OFF κωδικοποίηση, με NRZ παλμούς. Ο λόγος είναι η απλότητα αυτής της κωδικοποίησης, η ευρεία εφαρμογή της αλλά και η απλούστερη σχεδίαση ενός αντίστοιχου δέκτη.

### 2.3.1.1 Κωδικοποίηση NRZ

Πριν συνεχίσουμε πρέπει να κάνουμε μια αναφορά στην κωδικοποίηση που επιλέξαμε για τη δημιουργία των ηλεκτρικών σημάτων, η οποία ήταν κωδικοποίηση με NRZ (Non Return to Zero) παλμούς.

Ο NRZ είναι μια δυαδική κωδικοποίηση κατά την οποία τα 1 αναπαρίστανται με μια δεδομένη τιμή τάσεως (συνήθως θετική) και τα 0 με μια άλλη (συνήθως αρνητική), ενώ δεν υπάρχει ουδέτερη κατάσταση όπως στον RZ (Return to Zero). Οι NRZ έχουν περισσότερη ενέργεια απ'ότι οι RZ όμως δεν εμφανίζουν εγγενή χαρακτηριστικά αυτο-συγχρονισμού όπως πχ οι παλμοί Manchester, και γ'αυτό πρέπει να ληφθούν επιπλέον μέτρα για να αποφευχθεί ο αποσυγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη. Το μεγάλο πλεονέκτημα που έχουν οι NRZ παλμοί είναι ότι εμφανίζουν φάσμα συγκεντρωμένο γύρω από την φέρουσα συχνότητα όπως φαίνεται στο σχήμα. Η μορφή της φασματικής κατανομής τους καθορίζεται από τη συνάρτηση  $\text{sinc}(x)=\sin(x)/x$ . Αντίθετα ο ανταγωνιστής τους στις επικοινωνίες, που δεν είναι άλλος από τους Manchester, εμφανίζει φασματική διαπλάτυνση καθώς το φάσμα του καθορίζεται από τη συνάρτηση  $\sin^2(x)/x$  η οποία συγκεντρώνει το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας γύρω από την πρώτη αρμονική συχνότητα.

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

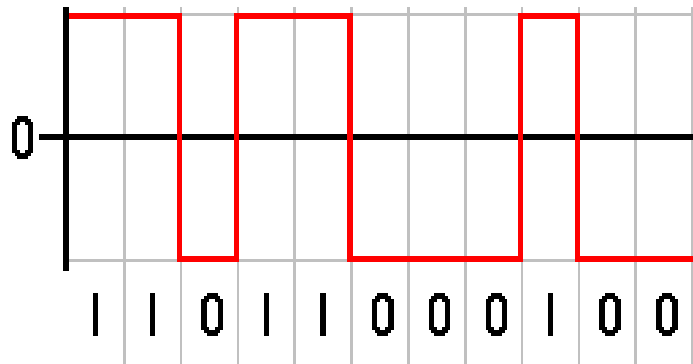


Illustration 9: NRZ Κωδικοποίηση

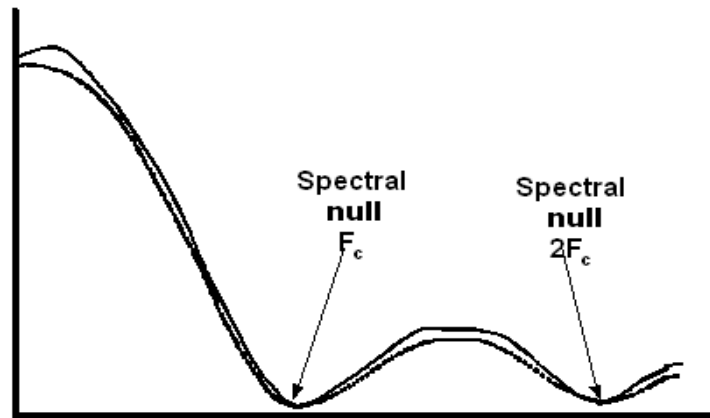


Illustration 10: NRZ φάσμα

Ο λόγος λοιπόν που προτιμήθηκε η NRZ κωδικοποίηση είναι το πιο συγκεντρωμένο φάσμα που εμφανίζει γεγονός που δίνει μεγαλύτερες δυνατότητες όσον αφορά την εκμετάλλευση του εύρους του μέσου προσφέροντας παράλληλα αξιοπιστία στην επικοινωνία.

### 2.3.1.2 Pseudo Random Binary Sequence

Φυσικά η δημιουργία της παλμοσειράς εξαρτάται άμεσα και από την ακολουθία των δυαδικών ψηφίων που θα οδηγήσουν τον κωδικοποιητή (ή αλλιώς που θα κωδικοποιηθούν). Εδώ χρησιμοποιείται η PRBS, η οποία είναι μια ψευδοτυχαία ακολουθία απο δυαδικά ψηφία.

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

Η PRBS είναι μια ακολουθία που χρησιμοποιείται κατα κόρον στις τηλεπικοινωνίες και στις προσομοιώσεις, καθώς προσεγγίζει σε μεγάλο βαθμό τις πραγματικές συνθήκες αποστολής δεδομένων. Στην πράξη, δίνει μια περιοδική παλμοσειρά αφού πρόκειται για ντετερμινιστική ακολουθία δυαδικών ψηφίων, της οποίας η περίοδος υπολογίζεται από τον τύπο:

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

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

## 2.3.2 Οπτικό μέρος του πομπού

Κομβικό σημείο του οπτικού πομπού αποτελεί και οπτικός διαμορφωτής, αφού αυτός αναλαμβάνει όλη τη διαδικασία μετατροπής του ηλεκτρικού σε οπτικό σήμα, πραγματοποιώντας παράλληλα την όποια διαμόρφωση έχουμε επιλέξει (π.χ SCM). Πριν προχωρήσουμε θα αναφερθούμε επιγραμματικά στους οπτικούς διαμορφωτές για να καταλήξουμε σε αυτόν που θα χρησιμοποιήσουμε.

### 2.3.2.1 Οπτικοί διαμορφωτές

Ο οπτικός διαμορφωτής είναι μια συσκευή που χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει ένα οπτικό σήμα. Ανάλογα με την παράμετρο του οπτικού που τροποποιείται με το χρόνο, οι διαμορφωτές χωρίζονται σε διαμορφωτές πλάτους, πόλωσης, φάσης κλπ.

Ο πιο εύκολος τρόπος για να πετύχει κανείς διαμόρφωση πλάτους ενός οπτικού σήματος (όπως είναι επιθυμητό σε αυτή την περίπτωση) είναι να διαμορφώσει το ρεύμα που οδηγεί ένα laser. Έτσι επιτυγχάνεται απ'ευθείας διαμόρφωση, σε αντίθεση με τη διαμόρφωση που επιτυγχάνεται με χρήση ενός οπτικού διαμορφωτή. Ο διαχωρισμός αυτός έχει συμβάλει στο να ονομάζονται οι διαμορφωτές στα οπτικά, εξωτερικοί διαμορφωτές (external modulators).

Τα είδη διαμορφωτών χωρίζονται και ανάλογα με το φαινόμενο ή τη διάταξη που εκμεταλλεύονται για να πετύχουν τη διαμόρφωση. Έτσι μπορούμε να διακρίνουμε τους εξής τέσσερις πιο γνωστούς:

- Acousto-optic modulators. Βασίζονται στο ακουστο-οπτικό φαινόμενο και χρησιμοποιούνται για να αλλάξουν ή να ρυθμίζουν συνεχόμενα το πλάτος ενός ηλεκτρικού παλμού και για να μετατρέψουν τη συχνότητα του ή να αλλάξουν τη χωρική του κατεύθυνση.
  - Electro-optic modulators. Βασίζονται στο ηλεκτρο – οπτικό φαινόμενο που συμβαίνει σε ένα στοιχείο Pockel. Χρησιμοποιούνται για να τροποποιήσουν την πόλωση, τη φάση ή την ισχύ ενός οπτικού παλμού.
  - Electroabsorption modulators, οι οποίοι είναι διαμορφωτές έντασης και βρίσκουν εφαρμογή ως πομποί δεδομένων σε οπτικά δίκτυα.
- Interferometric modulators, όπως ο Mach Zehnder Modulator, συνήθως πραγματοποιούνται σε ολοκληρωμένα οπτικά κυκλώματα.

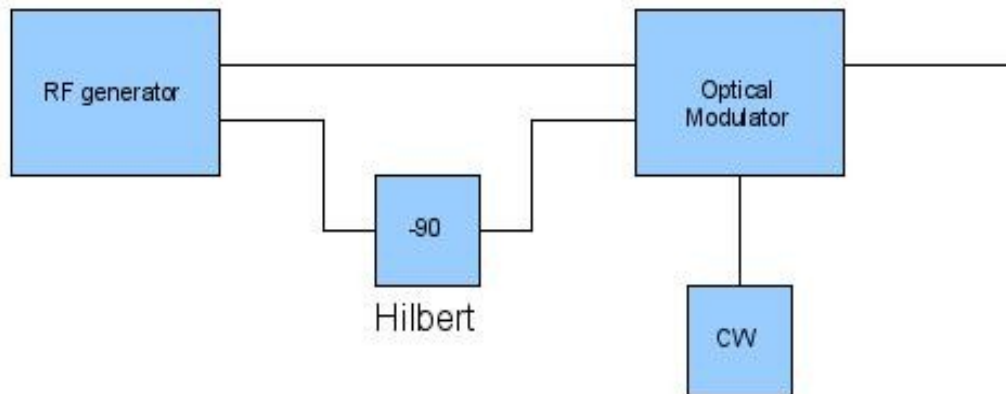
Στην διάταξη θα χρησιμοποιηθεί ο Mach Zehnder Modulator για να γίνει διαμόρφωση του πλάτους ενός laser που λειτουργούσε σε CW. Ο Mach Zehnder είναι ο πιο επιτυχημένος συμβολομετρικός διαμορφωτής πλάτους και ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία των εξωτερικών διαμορφωτών έντασης. Αποτελείται από δύο επαφές μορφής Y με δύο συζεύκτες 3dB. Η λειτουργία του βασίζεται στη μετατόπιση φάσης που υφίσταται το οπτικό σήμα του ενός μόνο κυματοδηγού, λόγω της επιβολής τάσης ( $V_{\pi}$ ) σε ένα από τα δύο στελέχη, καθώς η διάταξη μετατρέπει, συμβολομετρικά τις μεταβολές φάσης σε αντίστοιχες μεταβολές έντασης στην έξοδο. Μια στροφή φάσης κατά  $\pi$  προκαλεί αναιρετική συμβολή, ενώ  $\Delta\phi=0$  συνεπάγεται ενισχυτική συμβολή στην έξοδο. Με το σήμα της τάσης λοιπόν μπορούμε να προκαλέσουμε συνεχόμενες αναιρετικές και ενισχυτικές επανασυνδέσεις διαμορφώνοντας το σήμα στην έξοδο του κυματοδηγού.

Στο πείραμα χρησιμοποιήθηκε ένας διαφορικός Mach – Zehnder διαμορφωτής (Differential

Mach Zehnder Modulator), ο οποίος, εν αντιθέση με τον κλασικό, δίνει τη δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του.

### 2.3.2.2 Οπτικός πομπός

Η συνδεσμολογία η οποία έγινε στη προσομοίωση φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



*Illustration 11: Οπτικός Πομπός*

Έχουμε επιλέξει να γίνει διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης του οπτικού σήματος. Αυτό θα μπορούσαμε να το πετύχουμε με δύο τρόπους. Ο ένας είναι με φιλτράρισμα της μιας πλευρικής ζώνης μετά τη διαμόρφωση και ο άλλος με κατάλληλη συνδεσμολογία του modulator ώστε να κάνει καταπίεση της μιας πλευρικής ζώνης. Στην παρούσα εργασία επιλέγουμε τον δεύτερο και έτσι πραγματοποιούμε την παραπάνω συνδεσμολογία (Σχήμα 11).

Το στοιχείο που χρησιμοποιούμε είναι ένας καθυστερητής φάσης του εισερχόμενου σήματος κατά  $90^\circ$ , που ονομάζεται στοιχείο Hilbert αφού στην πραγματικότητα πρόκειται για έναν μετασχηματισμό Hilbert. Για να εφαρμοστεί κάτι τέτοιο πρέπει φυσικά ο modulator να μπορεί να οδηγείται από δύο σήματα, εκ των οποίων το ένα θα είναι το RF, και το άλλο το RF με κάθε φασματική συνιστώσα του καθυστερημένη κατά  $90^\circ$ . Ειδικά για τον Mach Zehnder Modulator που θα χρησιμοποιήσουμε, θα δούμε ότι δίνει δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του. Το φάσμα του σήματος που περιμένουμε να δούμε μετά τον modulator, θα έχει περίπου την εξής μορφή:

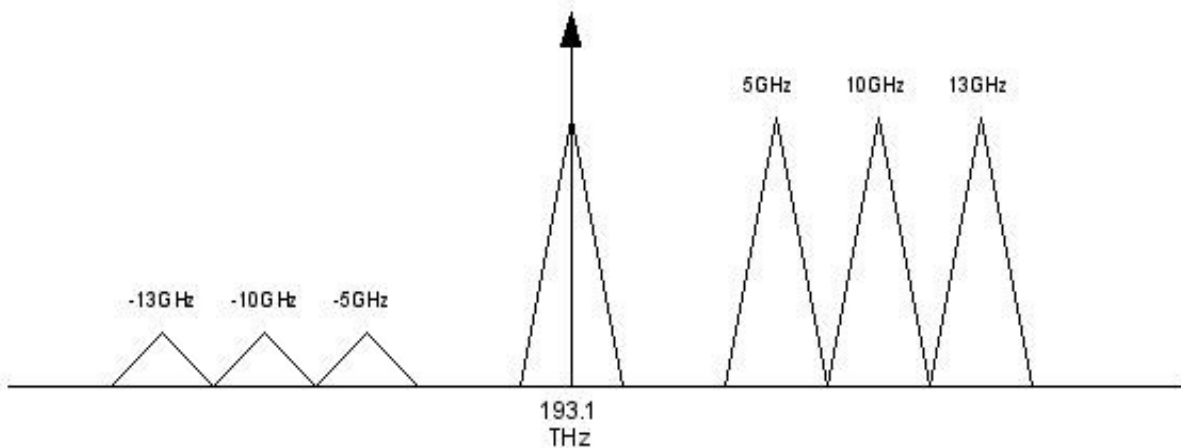


Illustration 12: Φάσμα του προς μετάδοση σήματος

Φαίνεται ότι καταπιέζεται σε μεγάλο βαθμό η μια πλευρική ζώνη. Στην πράξη περιμένουμε ότι θα υπάρχει και η αριστερή πλευρική ζώνη αλλά θεωρούμε ότι μια διαφορά μεταξύ των δύο της τάξεως των 30dB είναι αρκετά ικανοποιητική ώστε να θεωρήσουμε ότι έχουμε SSB διαμόρφωση. Ακόμη φαίνονται οι τιμές στις οποίες θα εμφανιστούν οι υποφέρουσες, που είναι στα +5, +10 και +13 GHz σε σχέση με τον οπτικό carrier. Συνεπώς με την εν λόγω συνδεσμολογία θα πετύχουμε τη διαμόρφωση του οπτικού με SCM (SubCarrier Multiplexing), δηλαδή διαμόρφωση με δημιουργία υποφέρουσων συχνοτήτων σε κοντινές σε σχέση με τον οπτικό carrier συχνοτήτες, οι οποίες θα είναι διαμορφωμένες με ξεχωριστά η κάθε μια δεδομένα. Στην επόμενη παράγραφο επανερχόμαστε στην τεχνική SCM.

### 2.3.2.3 SubCarrier Multiplexing

Όπως, λοιπόν αναφέρθηκε ήδη, αν ένας modulator, ο οποίος τροφοδοτείται από ένα CW συχνότητας  $f_0$ , οδηγηθεί από ένα RF συχνότητας  $f_{RF}$ , τότε θα προκύψει οπτικό σήμα το οποίο θα αποτελείται, εκτός από τον carrier, και από subcarriers, τα οποία θα εμφανιστούν σε συχνοτήτες  $f_0 \pm f_1$ . Αντίστοιχα, αν το RF αποτελείται από περισσότερες συχνοτήτες πχ.  $f_1$ ,  $f_2$  και  $f_3$ , τότε θα εμφανιστούν υποφέρουσες στις θέσεις  $f_0 \pm f_1$ ,  $f_0 \pm f_2$ ,  $f_0 \pm f_3$ . Γενικά, όσος είναι ο αριθμός των RF που χρησιμοποιούμε, τόσες είναι και υποφέρουσες που θα δημιουργηθούν (φυσικά αναφερόμαστε σε μικρό πλήθος, αφού μετά από ένα αριθμό ο modulator δεν θα μπορεί να αποκριθεί). Σημειώνουμε ότι δεν έχει σημασία ποιος τρόπος διαμόρφωσης έχει χρησιμοποιηθεί ανα περίπτωση, αφού το φασματικό περιεχόμενο της μιας υποφέρουσας δεν επηρεάζει την άλλη, τουλάχιστον κατα άμεσο τρόπο. Έτσι μπορεί το ένα RF να μεταφέρει ψηφιακά δεδομένα, ενώ το άλλο να έχει διαμορφωθεί αναλογικά.

Στο [4] έχει πραγματοποιηθεί ένα κύκλωμα το οποίο παρέχει ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων 10Gbps, αξιοποιώντας τα πλεονεκτήματα του SCM. Έτσι δημιουργούνται 4 κανάλια το καθένα εκ των οποίων μεταφέρει δεδομένα σε ταχύτητα 2.5Gbps και τα οποία βρίσκονται σε διαφορετικές συχνοτήτες. Αυτά διαμορφώνουν ένα οπτικό, δημιουργώντας υποφέρουσες, και μεταδίδονται μέσα από μια ίνα. Το συνολικό εύρος που καλύπτουν είναι μόνο 20GHz καθώς έχει εφαρμοσθεί τεχνική OSSB που καταπιέζει την μια πλευρική ζώνη. Πιο συγκεκριμένα τα

RF βρίσκονται σε συχνότητες 3.6, 8.3, 13 και 18GHz ενώ είναι διαμορφωμένα κατα BPSK. Ο modulator που χρησιμοποιήθηκε ήταν ένας MZM με εύρος 20GHz.

### 2.3.3 Coupler, Δεύτερο CW και μετάδοση

Τον οπτικό διαμορφωτή ακολουθεί ένας coupler που χρησιμοποιείται για να προσθέσει στο σήμα που θα μεταδοθεί ένα CW, το οποίο θα απέχει αρκετά από το channel 3 έτσι ώστε το RHD που θα γίνει στη φωτοδίοδο του receiver να μας δώσει ένα RF σήμα στα 60GHz. Όπως θα δειχθεί παρακάτω το CW τοποθετηθεί στα 193.05THz, δηλαδή 50GHz μακριά από τον

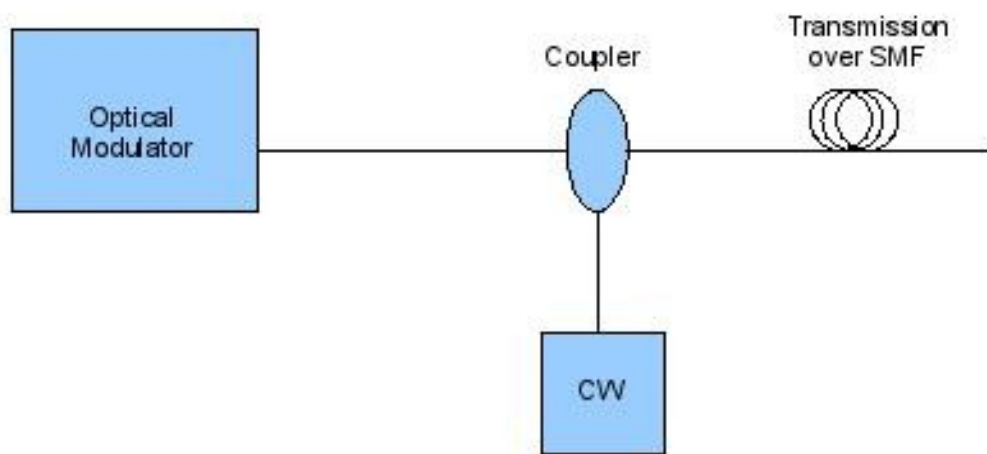


Illustration 13: Coupler, Δεύτερο CW και μετάδοση

οπτικό carrier του modulator και 60GHz μακριά από τον Subcarrier που αντιστοιχεί στο Channel 3. Σημειώνουμε εδώ ότι στην περίπτωση του Channel 2, δεν απαιτείται η πρόσθεση κάποιου επιπλέον CW για την πραγματοποίηση του RHD στο δέκτη, καθώς θα χρησιμοποιηθεί ο οπτικός Carrier που προκύπτει από τον MZM και απέχει φασματική απόσταση της τάξεως των 5GHz από το SubCarrier του δεύτερου καναλιού. Συνεπώς ενδεχόμενο RHD με αυτόν τον Carrier θα δώσει το ζητούμενο RF σήμα στα 5GHz.

Θα δούμε ωστόσο ότι θα ακολουθήσουμε μια παραπλήσια τεχνική και όχι αυτή ακριβώς που περιγράφεται στο σχήμα λόγω ενός προβλήματος που θα διαπιστωθεί κατά την διάρκεια της προσομοίωσης και θα αφορά στο αποτέλεσμα των RHD.

Σύμφωνα με τη μέχρι στιγμής υλοποίηση θα πρέπει μετά τον coupler να έχουμε το εξής φάσμα σήματος:

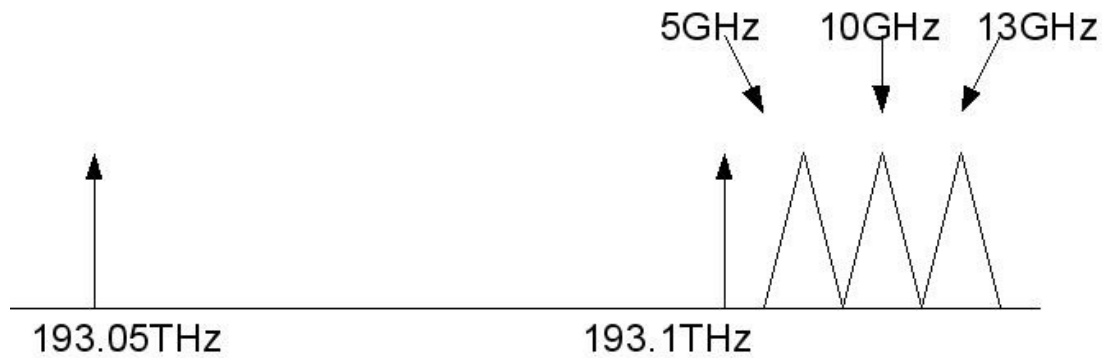


Illustration 14: Φάσμα του προς μετάδοση σήματος

Στη συνέχεια αυτό το σήμα μεταδίδεται πάνω από μια SMF ίνα και φτάνει στο δέκτη αφού πρώτα έχει επηρεαστεί από τα φαινόμενα της διάδοσης σε οπτικές ίνες. Ο λόγος που επιλέγουμε μονότροπη ίνα για τη μετάδοση είναι επειδή επιθυμούμε να περιορίσουμε τα φαινόμενα της διασποράς στο ελάχιστο έτσι ώστε να μην επιβαρυνθεί σημαντικά η ποιότητα του σήματος, ειδικά από παραγοντες οι οποίοι μπορούν να εξαλειφθούν.

Στην επόμενη παράγραφο θα γίνει αναφορά στα φαινόμενα της διάδοσης που θα επηρεάσουν ή που περιμένουμε να επηρεάσουν το κύκλωμα μας.

### 2.3.4 Δέκτης

Ο δέκτης ουσιαστικά χωρίζεται σε τρεις επιμέρους δέκτες, έναν για κάθε υπηρεσία. Η γενική μορφή, όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχέδιο, αποτελείται από έναν splitter, ο οποίος

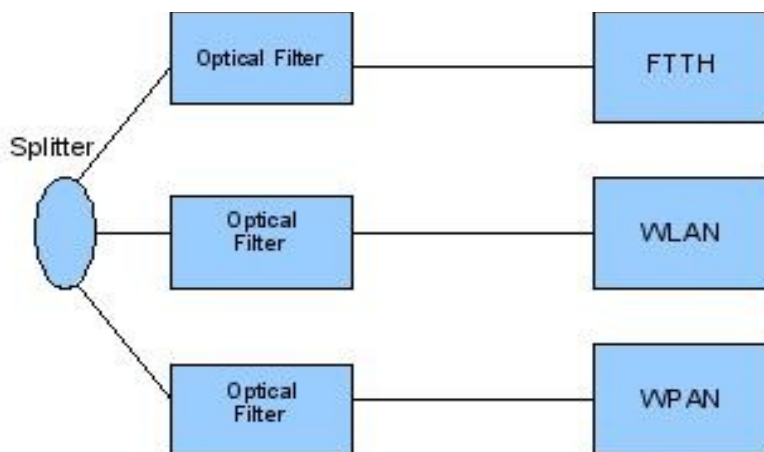


Illustration 15: Γενική δομή του δέκτη

χωρίζει το συνολικό σήμα σε τρία κομμάτια και κάθε ένα από αυτά κατευθύνεται προς τον τελικό δέκτη της κάθε υπηρεσίας. Τον splitter ακολουθεί ένα οπτικό φίλτρο για κάθε κανάλι, το



οποίο ουσιαστικά κόβει τις ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες και κρατάει μόνο αυτές που προορίζονται για τον δέκτη της συγκεκριμένης υπηρεσίας. Ειδικά για τα channel 2 και 3, στα οποία πρόκειται να γίνει RHD, πρέπει να επιλέξουμε κάποιο φίλτρο που θα επιτρέπει τη διέλευση δύο σημάτων που βρίσκονται σε διαφορετικές φασματικές περιοχές.

Μετά το φίλτρο μπορούμε να διαχωρίσουμε τους δέκτες σε δύο τύπους. Ο πρώτος θα χρησιμοποιηθεί στο channel 1 και είναι αρκετα απλός, ενώ ο δεύτερος θα χρησιμοποιηθεί στα channels 2 και 3 και είναι σε γενικές γραμμές πιο σύνθετος.

### 2.3.4.1 Δέκτης FTTH

Για το fiber to the home μας ενδιαφέρει η δημιουργία ενός baseband ηλεκτρικού σήματος στο δέκτη. Έτσι δεν χρειάζεται κάποια ιδιαίτερη τεχνική, πέραν του φιλτραρίσματος του subcarrier που αντιστοιχεί στο channel 1 και η απ'ευθείας ανίχνευση (Direct Detection) στη φωτοδίοδο. Γι αυτό το κύκλωμα του δέκτη είναι πολύ απλό και έχει την εξής μορφή:

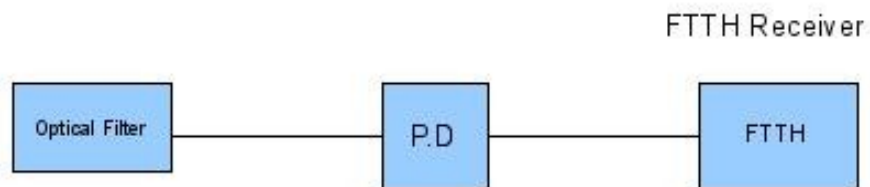


Illustration 16: Δέκτης FTTH

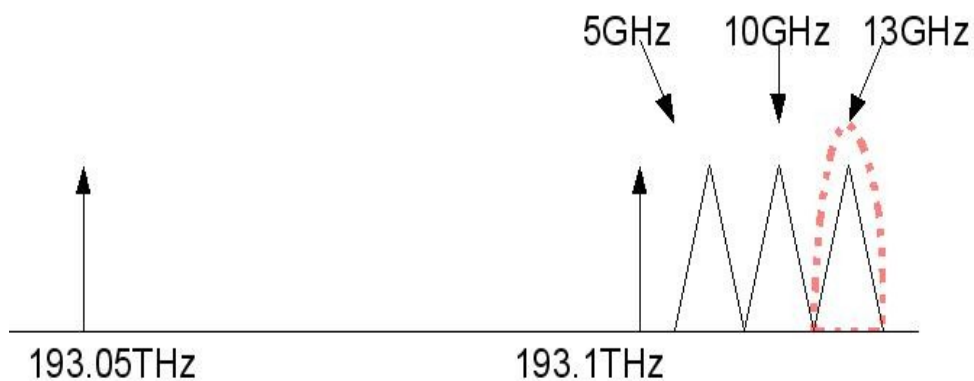


Illustration 17: Φιλτράρισμα φάσματος του FTTH

Το οπτικό φίλτρο που χρησιμοποιείται πρέπει να είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο που θα έχει συνάρτηση μεταφοράς όπως αυτή που φαίνεται στο σχήμα 17 (Illustration 17). Στη συνέχεια το σήμα εισέρχεται στη φωτοδίοδο και μεταφέρεται στο baseband οπότε μπορεί να γίνει λήψη των δεδομένων που μεταδόθηκαν.

Για να καταλάβουμε καλύτερα το λόγο έχει σχεδιασθεί κατά αυτόν τον τρόπο ο δέκτης για το FTTH πρέπει να επανέλθουμε στην αποδιαμόρφωση με απ'ευθείας ανίχνευση.

### 2.3.4.1.1 Direct Detection

Όπως είδαμε και στις τεχνικές διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης, κατά το Direct Detection το σήμα προσπίπτει απ'ευθείας στη φωτοδίοδο η οποία αποκρίνεται μόνο στην ένταση της ακτινοβολίας. Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα της φωτοδίοδου θα κυμαίνεται ανάλογα με την ένταση της προσπίπτουσας ακτινοβολίας και δεν αποκρίνεται σε κανέναν άλλο παράγοντα, όπως π.χ. συχνότητα, φάση κλπ. Έτσι να θεωρήσουμε ένα σήμα:

$$E(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t + \phi)$$

τότε η έξοδος της φωτοδίοδου θα δίνεται από τις εξισώσεις:

$$O_d = R \cdot A_c^2 \cdot \text{avg}(\cos^2(\omega_c t + \phi)) \Rightarrow$$

$$O_d = R \cdot A_c^2 / 2$$

Οι εξισώσεις μας δίνουν αμέσως την απάντηση στο γιατί χρησιμοποιούμε Direct Detection στην περίπτωση της ανάκτησης του FTTH. Στην πραγματικότητα μας ενδιέφερε να πάρουμε ένα baseband σήμα στο δέκτη, ανιχνεύοντας ένα σήμα που διαμορφώθηκε ως RF, πράγμα το οποίο φαίνεται να γίνεται απλώς με χρήση της φωτοδίοδου ως ανιχνευτή. Συνεπώς λόγω των ιδιοτήτων της διαδικασίας της φώρασης με Direct Detection δεν χρειάζεται να υλοποιήσουμε κάποιο δέκτη που θα έχει τοπικούς ταλαντωτές και σύνθετα ηλεκτρικά στοιχεία.

### 2.3.4.2 Δέκτης για WLAN και WPAN

Στο δέκτη για τα ασύρματα ο σχεδιασμός είναι λίγο πιο σύνθετος και αυτό γιατί, αφενός πρέπει να γίνει RHD και αφετέρου πρέπει το σήμα που θα προκύψει από αυτό, και θα είναι σε συχνότητα είτε 5GHz είτε 60GHz, να μεταφερθεί στο baseband, για να ληφθούν τα αρχικά δεδομένα που μεταδόθηκαν.

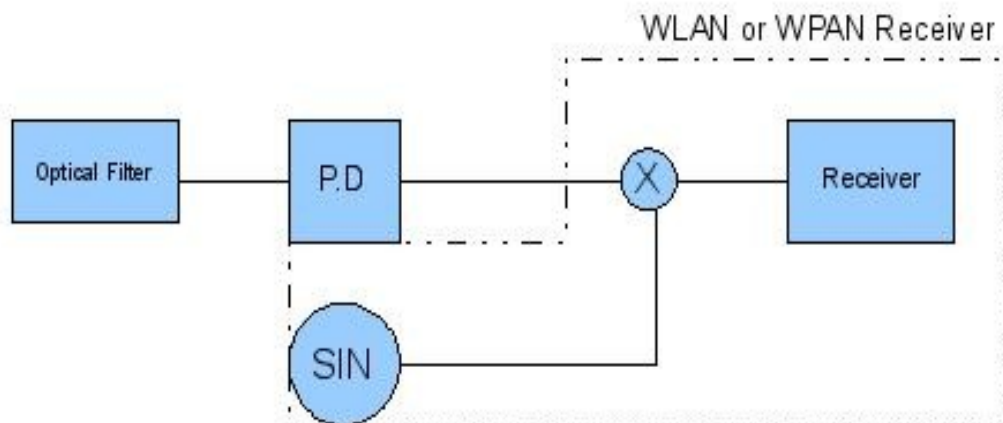


Illustration 18: Δομή WPAN και WLAN δέκτη

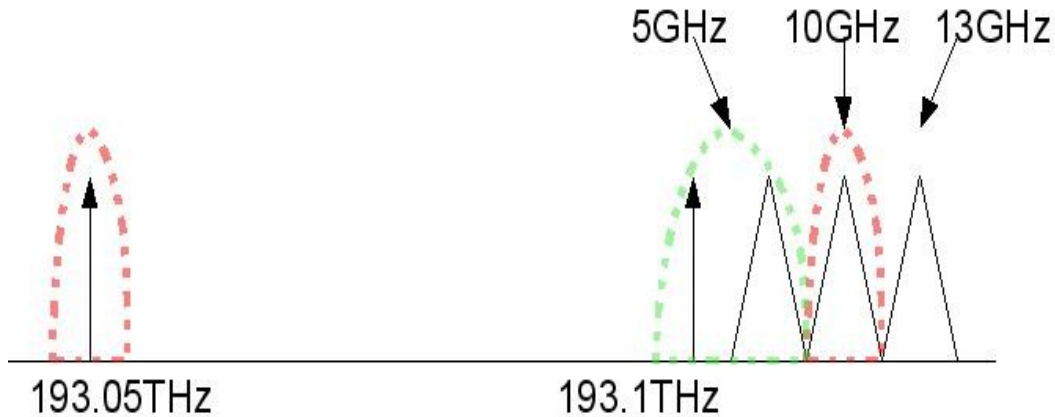


Illustration 19: Φιλτράρισμα στον WLAN και WPAN δέκτη

Πρώτα από όλα σημειώνουμε την ανάγκη ύπαρξης ενός οπτικού φίλτρου το οποίο θα αφήνει επιλεκτικά να περάσουν δύο συγκεκριμένες φασματικές περιοχές. Δηλαδή κάποιο CW και ο Subcarrier που αντιστοιχεί στο κανάλι που θέλουμε να αποδιαμορφώσουμε. Μετά από αυτό το φίλτρο θα βρίσκεται η φωτοδίοδος στην οποία θα “χτυπάνε” ταυτόχρονα και τα δύο οπτικά σήματα για να γίνει το RHD.

Το φίλτρο λοιπόν, όπως περιγραφηκε, θα πρέπει να έχει τη μορφή που φαίνεται στο σχήμα 19 (Illustration 19). Το κόκκινο αναφέρεται στο φίλτρο που θα βρίσκεται στο δέκτη του WPAN και το πράσινο στο φίλτρο του δέκτη του WLAN. Έπειτα βρίσκεται ο ηλεκτρικός receiver που στην ουσία δέχεται το σήμα που βρίσκεται είτε στα 60 είτε στα 5GHz (ανάλογα το κανάλι) και το υποβιβάζει στο baseband για να λάβει τα δεδομένα που είχαν αποσταλεί αρχικά. Αυτό το κάνει με πολλαπλασιασμό με το σήμα κάποιου ρυθμιζόμενου τοπικού ταλαντωτή, ο οποίος θα βρίσκεται στην ίδια συχνότητα με το σήμα που θέλουμε να αποδιαμορφώσουμε (σύμφωνη αποδιαμόρφωση AM – DSB σήματος). Στην πραγματικότητα μετά τον πολλαπλασιαστή θα υπάρχει και ένα βαθυπερατό φίλτρο, αφού η διαδικασία του πολλαπλασιασμού, θα μετατοπίσει το σήμα όχι μόνο στο baseband αλλά και στη διπλάσια συχνότητα από αυτή που ήδη βρισκόταν. Έτσι λοιπόν πρέπει να βάλουμε το φίλτρο για να κρατήσουμε το επιθυμητό σήμα.

Για να κατανοήσουμε καλύτερα τη λειτουργία του δέκτη των ασυρμάτων πρέπει να αναφερθούμε εκτενέστερα στα δύο βασικά δομικά στοιχεία του. Πρόκειται, στην ουσία για τις δύο διαδικασίες αποδιαμόρφωσης που συντελούνται, η μια κατά την μετατροπή από οπτικό σε ηλεκτρικό και η άλλη κατά τον υποβιβασμό του υψίσυχνου RF σε baseband.

#### 2.3.4.2.1 Remote Heterodyne Detection

Οι τεχνικές της ετερόδυνας αποδιαμόρφωσης στο δέκτη βασίζονται στην μίξη δύο μικροκυματικών κυμάτων τα οποία προσπίπτουν στο δέκτη. Ειδικά στα οπτικά, έχει ήδη αναφερθεί, ότι πρόκειται για ένα είδος συμβολομετρίας καθώς τα δύο σήματα που φωτίζουν τη φωτοδίοδο, είναι σήματα που έχουν μεταδοθεί πάνω από τον ίδιο δρόμο, και όχι ένα σήμα που λαμβάνεται και ένα που δημιουργείται από κάποιον τοπικό ταλαντωτή που βρίσκεται στο δέκτη.

Φάνηκε προηγουμένως ότι η σχεδίαση του οπτικού δέκτη για τις υπηρεσίες WLAN και WPAN

στηρίζεται στην αρχή της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης, για να δημιουργήσει ένα υψίσυχο RF ηλεκτρικό σήμα μετά τη φωτοδιόδο. Αν και έχει δοθεί μια γενική περιγραφή αυτής της τεχνικής στην εισαγωγή, ωστόσο θεωρούμε ότι εδώ πρέπει να εμβαθύνουμε και στο μαθηματικό μοντέλο της αποδιαμόρφωσης έτσι ώστε να αποκτηθεί μια πληρέστερη αντίληψη του τι συμβαίνει στη φωτοδιόδο.

Έστω το πεδίο πριν τη φωτοδιόδο, αποτελούμενο από ένα CW και μια διαμορφωμένη υποφέρουσα:

$$E(t) = E_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + E_2(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$$

Η σχέση που συνδέει το ρεύμα της φωτοδιόδου με το προσπίπτον σε αυτή ηλεκτρικό πεδίο είναι:

$$I(t) \propto E^2(t) \quad (\text{square-law detector})$$

Άρα για το δοθέν πεδίο, το ρεύμα της φωτοδιόδου θα είναι ανάλογο με την παρακάτω ποσότητα:

$$\begin{aligned} E^2(t) &= [E_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + E_2(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^2 = E_1^2 \cos^2(\omega_1 t + \varphi_1) \\ &\quad + E_2^2(t) \cos^2(\omega_2 t + \varphi_2) + 2 E_1 E_2(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \Rightarrow \\ E^2(t) &= \frac{1}{2} E_1^2 + \frac{1}{2} E_2^2(t) + \frac{1}{2} E_1^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + \frac{1}{2} E_2^2(t) \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + 2 E_1 E_2(t) \\ &\quad \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \Rightarrow \\ E^2(t) &= \frac{1}{2} [E_1^2 + E_2^2(t)] + \frac{1}{2} [E_1^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + E_2^2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2)] + E_1 E_2(t) \\ &\quad \cos(\omega_1 t + \omega_2 t + \varphi_1 + \varphi_2) + E_1 E_2(t) \cos(\omega_1 t - \omega_2 t + \varphi_1 - \varphi_2) \end{aligned}$$

Οι όροι που έχουν συχνότητα  $2\omega_1$ ,  $2\omega_2$ , και  $\omega_1 + \omega_2$ , βρίσκονται εκτός του εύρους λειτουργίας της φωτοδιόδου και επομένως θα καταπιεστούν. Συνεπώς το ρεύμα της φωτοδιόδου θα έχει την παρακάτω μορφή:

$$\begin{aligned} E^2(t) &= \frac{1}{2} [E_1^2 + E_2^2(t)] + E_1 E_2(t) \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \Rightarrow \\ E^2(t) &= \frac{1}{2} [E_1^2 + E_2^2(t)] + E_1 E_2(t) \cos[\omega t + \varphi] \end{aligned}$$

όπου  $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  και  $\omega = \omega_1 - \omega_2$ .

Σημείωση: Εδώ πρέπει να προσέξουμε ότι η παραπάνω περιγραφή δεν είναι 100% αληθής λόγω του ότι υποθέτει πως αναφερόμαστε σε καθαρά ημίτονα, δηλαδή σε σήματα με φασματικό περιεχόμενο που περιέχει μια συχνότητα (σε περίπτωση που είναι αδιαμόρφωτα), ή τουλάχιστον σε σήματα που το φασματικό τους περιεχόμενο είναι πάρα πολύ μικρότερο από την διαφορά των συχνοτήτων τους. Ωστόσο, αυτή η έννοια της “καθαρότητας” των σημάτων δεν υπάρχει, αφού ακόμα και με ένα κλειδωμένο laser είναι αδύνατο να παραχθεί τόσο στενό σήμα. Αυτή η θεωρία μπορεί να ισχύσει για RHD μεταξύ σημάτων τα οποία απέχουν σημαντική φασματική απόσταση, όμως και πάλι υπάρχει απαίτηση για στενό linewidth των lasers που χρησιμοποιούνται ως πηγές.

Όπως φαίνεται και στις εξισώσεις, το ένα οπτικό κύμα είναι συνήθως αδιαμόρφωτο και χρησιμοποιείται μόνο για να επιτύχουμε την αλλαγή συχνότητας, γι' αυτό το λόγο ρυθμίζεται ώστε να έχει συγκεκριμένο μήκος κύματος.

Αυτό που ενδιαφέρει κυρίως είναι ο όρος  $\cos(\omega_1 - \omega_2)$ , ο οποίος ουσιαστικά δείχνει ότι ελέγχοντας τη διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων των δύο κυμάτων μπορούμε να μεταθέσουμε την πληροφορία που αποστέλλουμε σε οποιαδήποτε συχνότητα επιθυμούμε, με μόνο περιοριστικό παράγοντα να είναι το εύρος λειτουργίας της φωτοδιόδου. Η διαφορά φάσης των δύο σημάτων συντελεί στην ύπαρξη φάσης στο ηλεκτρικό σήμα, πράγμα που θα δούμε ότι δημιουργεί κάποια προβλήματα στο ηλεκτρικό μέρος του δέκτη.

Ένα ακόμη πολύ σημαντικό στοιχείο, το οποίο, αν και δεν αξιοποιείται στην εργασία, πρέπει να αναφερθεί, είναι κάτι που ουσιαστικά φαίνεται στις παραπάνω εξισώσεις. Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε ότι σε αντίθεση με το Direct Detection, εδώ η συχνότητα και η φάση του οπτικού διατηρούνται ως παράμετροι στο ρεύμα της φωτοδιόδου και μετά την ανίχνευση από τον δέκτη. Αυτό σημαίνει ότι, με αυτή την τεχνική μπορούμε να προχωρήσουμε και σε άλλες διαμορφώσεις του οπτικού πέρα από αυτή της έντασης.

Είναι φανερό ότι η σταθερότητα της στιγμιαίας συχνότητας του δημιουργούμενου κύματος δεν εξαρτάται από τη σταθερότητα των συχνοτήτων που συμμετέχουν στο RHD, αλλά από τη σταθερότητα της μεταξύ τους διαφοράς. Αυτή είναι μια πολύ σημαντική παρατήρηση καθώς υποδεικνύει τον έλεγχο που πρέπει να χρησιμοποιηθεί στον πομπό και ο οποίος πρέπει να εστιάζει περισσότερο στο offset μεταξύ των συχνοτήτων και λιγότερο στις μικρές διακυμάνσεις που αυτές μπορεί να εμφανίζουν.

Ένα ακόμη βασικό στοιχείο που δεν είναι και πολύ ξεκάθαρο, είναι η ανάγκη ύπαρξης συνεκτικότητας των σημάτων που συμμετέχουν στο RHD. Η συνεκτικότητα προκύπτει από το πόσο συσχετισμένα είναι μεταξύ τους τα σήματα, όπως υπολογίζεται από τη συνάρτηση ετεροσυσχέτισης. Μη συνεκτικά σήματα δεν θα δώσουν αποτέλεσμα στην έξοδο του RHD καθώς η διαφορά των φάσεων τους θα κυμαίνεται κατα στοχαστικό τρόπο, καταστρέφοντας το σήμα εξόδου.

Τέλος οφείλουμε να σχολιάσουμε κάτι που παρουσιάζεται στις εξισώσεις. Όταν ένα διαμορφωμένο σήμα και ένα CW χτυπούν σε μια φωτοδίοδο με σκοπό να πραγματοποιηθεί RHD, τότε, εκτός από το RF σήμα, προκύπτει και ένα baseband σήμα, που έχει το φασματικό περιεχόμενο του RF σήματος, και το οποίο αναπαρίσταται από τον σταθερό όρο της προτελευταίας εξίσωσης. Δηλαδή προκύπτει το σήμα όπως έχει δημιουργηθεί στον πομπό. Βέβαια σε αυτό προστίθεται και το πεδίο του CW που όμως δεν έχει φασματικό περιεχόμενο και άρα δεν καταστρέφει το σήμα.

#### **2.3.4.2.2 Αποδιαμόρφωση AM – DSB σήματος**

Σε κάθε κανάλι του RF transmitter έχει δημιουργηθεί μια παλμοσειρά, που έχει διαμορφώσει κατά πλάτος ένα φέρον, διαφορετικής για το κάθε κανάλι συχνότητας. Από τη στιγμή που δεν έχουμε υλοποιήσει κάποια συγκεκριμένη κυκλωματική δομή που θα οδηγούσε σε καταπίεση της μιας πλευρικής ζώνης, ουσιαστικά έχουμε διαμορφώσει το φέρον με διαμόρφωση πλάτους δύο πλευρικών ζωνών, AM – DSB (Συμφωνα με τον αυστηρό ορισμό είναι AM – DSB με καταπίεση φέροντος). Μετά τη φώραση του οπτικού, με τη διαδικασία της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης, έχουμε ανακτήσει ένα σήμα που είναι επίσης AM – DSB και έχει την παρακάτω μορφή:

$$c(t) = f(t) * \cos(\omega_c t)$$

Για να αποδιαμορφώσουμε αυτό το σήμα πρέπει να ακολουθήσουμε κάποια από τις αντίστοιχες τεχνικές. Η πιο απλή από αυτές είναι η σύμφωνη αποδιαμόρφωση, σύμφωνα με την οποία το σήμα  $c(t)$  πρέπει να πολλαπλασιαστεί με ένα συνημίτονο ίδιας συχνότητας, όπως περιγράφεται παρακάτω:

Έστω το σήμα εξόδου το πολλαπλασιαστική  $\varphi(t)$ :

$$\varphi(t) = c(t) * \cos(\omega_c t) = f(t) * \cos^2(\omega_c t) = 0.5f(t) + 0.5f(t)\cos(2\omega_c t)$$

Βέβαια αυτή είναι μια αρκετά απλοποιημένη εκδοχή του τι πραγματικά συμβαίνει, αφού στη γενική περίπτωση δεν γνωρίζουμε αν οι συχνότητες και οι φάσεις των δύο κυμάτων ταυτίζονται. Επομένως πρέπει να εμπλουτίσουμε λίγο την παραπάνω εξίσωση, προσθέτοντας δύο ποσότητες που θα παριστάνουν, η μια τη διαφορά των φάσεων ( $\Delta\varphi$ ), και η άλλη τη διαφορά των συχνοτήτων ( $\Delta\omega$ ). Έτσι έχουμε:

$$\varphi(t) = c(t) * \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\varphi] = f(t) * \cos(\omega_c t) * \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\varphi] = 0.5f(t) * \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) + 0.5f(t) * \cos(2\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\varphi)$$

Στη συνέχεια αποκόπτουμε την υψίσυχνη συνιστώσα, με χρήση κάποιου βαθυπερατού φίλτρου, για να δημιουργήσουμε το ζητούμενο baseband σήμα.

$$\varphi(t) = 0.5f(t) * \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)$$

Παρ'όλα αυτά, λόγω των σφαλμάτων πρέπει να διακρίνουμε τις εξής δύο περιπτώσεις:

→  $\Delta\omega = 0$

Η έξοδος του αποδιαμορφωτή σε αυτή την περίπτωση είναι:

$$\varphi(t) = f(t) * \cos(\Delta\varphi)$$

Δηλαδή το σφάλμα στη φάση επιφέρει εξασθένηση του αποδιαμορφωμένου σήματος, χωρίς όμως να το παραμορφώνει. Ωστόσο, επειδή, ακόμα και έτσι, επηρεάζεται η απόδοση του κυκλώματος, πρέπει να φροντίσουμε έτσι ώστε η φάση του τοπικού ταλαντωτή να ταυτίζεται με αυτή του σήματος.

→  $\Delta\omega \neq 0$

Αν υπάρχει και απόκλιση συχνότητας η έξοδος του αποδιαμορφωτή είναι:

$$\varphi(t) = f(t) * \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)$$

Στην περίπτωση αυτή μετά τη σύμφωνη αποδιαμόρφωση, αντί να προκύψει σήμα ανάλογο του σήματος πληροφορίας, εμφανίζεται το σήμα πληροφορίας πολλαπλασιασμένο με ένα χαμηλόσυχο συνημίτονο.

Μέχρι στιγμή είδαμε σε γενικές γραμμές ποια θα είναι η δομή του κυκλώματος που θα έχει σχεδιασθεί. Πριν δούμε αναλυτικότερα την προσομοίωση που έγινε, κρίνεται σκόπιμο να αναφερθούμε σε κάποια φαινόμενα διάδοσης που εμφανίζονται στις οπτικές ίνες και πιθανώς θα επηρεάσουν και τη μετάδοση του σήματος στο εν λόγω κύκλωμα..

## 2.4 Φαινόμενα Διάδοσης

Στο πείραμα περιμένουμε, σε γενικές γραμμές, να έχουμε περισσότερο επίδραση της διασποράς και λιγότερο των μη γραμμικοτήτων. Αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι στέλνουμε μεγάλο φασματικό περιεχόμενο με σχετικά μικρή ισχύ (1.5mW όπως θα δούμε αργότερα). Βέβαια, για να είμαστε πιο ακριβείς, περιμένουμε περισσότερη επίδραση να έχει η διασπορά στο σήμα που προορίζεται για FTTH, καθώς αυτό μεταδίδεται σε μεγαλύτερες ταχύτητες από τα υπόλοιπα και συνεπώς έχει μεγαλύτερο φασματικό εύρος. Ακόμη ενδέχεται να μην εμφανιστεί, σε μεγάλο βαθμό, διασπορά με την αυστηρή έννοια του όρου, δηλαδή με την αλλοίωση ενός σήματος στο πεδίο του χρόνου, αλλά να προκύψει διαφορετικού είδους πρόβλημα λόγω της ύπαρξης της χρωματικής διασποράς. Θα γίνει καλύτερα κατανοητό αργότερα, όταν θα ασχοληθούμε εκτενέστερα με Remote Heterodyne Detection, ότι η διαφορά στη φάση των σημάτων που συμμετέχουν στο RHD μπορεί να δημιουργήσει ανάγκη για ύπαρξη μηχανισμού ανάκτησης φάσης στο δέκτη με αποτέλεσμα φυσικά την αύξηση του κόστους. Μια τέτοια διαφορά φάσης μπορεί πολύ εύκολα να προκύψει λόγω της χρωματικής διασποράς. Ας παρουμε την ακραία περίπτωση του RHD μεταξύ των σημάτων που απέχουν 60GHz (για το WPAN). Το CW που βρίσκεται στα 193.05THz, λόγω της χρωματικής διασποράς θα ταξιδεύει με διαφορετική ταχύτητα στο μέσο από τον SubCarrier που βρίσκεται στα 193.110THz. Αυτό συνεπάγεται ότι θα φθάνουν στη φωτοδίοδο με διαφορετική φάση η οποία γενικά θα εξαρτάται από το μήκος του μέσου. Στο πείραμα θα χρησιμοποιούμε SMF – DSF ίνα και επομένως δεν περιμένουμε κάποιος άλλος μηχανισμός διασποράς, πλην της χρωματικής, να έχει επίδραση στη μετάδοση.

Όπως είπαμε, το σήμα που μεταδίδουμε έχει σχετικά μικρή ισχύ και έτσι δεν περιμένουμε να δούμε φαινόμενα μη γραμμικότητας να εμφανίζονται σε μεγάλο βαθμό. Αν παρόλα αυτά θα έπρεπε δώσουμε έμφαση σε κάποια φαινόμενα, αυτά θα ήταν η μίξη τεσσάρων φωτονίων και η ετεροδιαμόρφωση φάσης, με το σκεπτικό ότι είναι αυτές οι μη γραμμικότητες που επηρεάζουν κυρίως τα πολυκαναλικά συστήματα. Πιο συγκεκριμένα η μίξη τεσσάρων φωτονίων τείνει να εμφανίζεται σε πολυκαναλικά συστήματα στα οποία η απόσταση μεταξύ των γειτονικών καναλιών είναι μικρή. Πρόκειται για ένα φαινόμενο το οποίο προκαλεί τη γέννηση αρμονικών συνιστωσών σε συχνότητες που προκύπτουν από το συνδυασμό των συχνοτήτων των ήδη υπάρχοντων κυμάτων, και αποτελούν παρεμβολές για το μεταδοθέν σήμα. Δεδομένου ότι, με τον τρόπο που σχεδιάστηκε το κύκλωμα, οι συχνότητες των διαφόρων καναλιών είναι αρκετά κοντά, και ότι το μεταξύ τους spacing, σε πολλές περιπτώσεις δεν είναι άνισο, υπάρχει πιθανότητα να εμφανιστεί το φαινόμενο. Ωστόσο θεωρούμε ότι θα περιοριστεί δραστικά λόγω της πολύ μικρής ισχύος εκπομπής.

Όσον αφορά την ετεροδιαμόρφωση φάσης, η αρχιτεκτονική μας περιγράφει ένα πολυκαναλικό σύστημα, και επομένως η μετατόπιση φάσης για το κάθε κανάλι δεν εξαρτάται μόνο από την ισχύ του ίδιου του καναλιού (αυτοδιαμόρφωση φάσης) αλλά και από τις ισχύεις των άλλων καναλιών. Το φαινόμενο αυτό ενισχύει και η κωδικοποίηση που έχουμε επιλέξει η οποία είναι ON – OFF, πράγμα που σημαίνει ότι η ισχύς του σήματος θα μεταβάλλεται. Συνεπώς η φάση του σήματος ενός καναλιού, μπορούμε χοντρικά να πούμε ότι, θα εξαρτάται από το αν στα υπόλοιπα κανάλια υπάρχει bit “1” ή “0”.

Τέλος, οι απώλειες της ίνας που θα χρησιμοποιηθεί στο πείραμα καθορίζονται από τις μεταβλητές του προγράμματος προσομοίωσης.





## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΣΥΝΘΕΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ - ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ

#### 3.1 Εισαγωγή

Σκοπός ήταν η σχεδίαση μιας αρχιτεκτονικής οπτικού κυκλώματος η οποία θα μπορεί να παρέχει ασύρματες αλλά και ενσύρματες υπηρεσίες στον τελικό χρήστη, πάνω από μια οπτική ίνα και ένα μήκος κύματος αξιοποιώντας τον RoF τρόπο μετάδοσης. Χρησιμοποιήθηκε Subcarrier Multiplexing έτσι ώστε να σταλούν RF αλλά και Baseband σήματα σε διαφορετικές συχνότητες ενώ η λήψη έγινε με Remote Heterodyne Detection αλλά και με Direct Detection. Πιο συγκεκριμένα, στόχος ήταν να αποσταλούν στον δέκτη τρία σήματα εκ των οποίων, το ένα προοριζόταν για WLAN στα 5GHz (channel 2), το δεύτερο για WPAN στα 60GHz (channel 3) και το τρίτο ήταν baseband και υλοποιούσε το FTTH (Fibre to the Home) αλλά σε συνδυασμό με RoF (channel 1). Ο διαμορφωτής που χρησιμοποιήθηκε ήταν ένας τύπος Mach – Zehnder Modulator, ο οποίος με κατάλληλη συνδεσμολογία μπορούσε να υλοποιεί διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης του οπτικού σήματος.

Προς το παρόν θα παρουσιαστεί η διαδικασία κατασκευής του κυκλώματος ανα τμήμα, έτσι ώστε να καταδειχθεί το πως καταλήξαμε στην τελική μορφή του. Παράλληλα θα σχολιαστούν τα όποια προβλήματα συναντήσαμε κατά τη σχεδίαση, καθώς και ο τρόπος με τον οποίο αυτά επιλύθηκαν, βασιζόμενοι στα όσα έχουμε, μέχρι τώρα αναφέρει, και όχι μόνο. Για την εκτίμηση και τον έλεγχο της λειτουργίας κάθε σταδίου, και αν αυτή γίνεται κατά τον επιθυμητό τρόπο, θα παραθέτονται διαγράμματα τόσο του φάσματος όσο και της παλμοσειράς στο πεδίο του χρόνου.

##### 3.1.1 VPI Transmission Maker

Για την προσομοίωση που εκτελέστηκε χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα VPI Transmission Maker 7.6. Πρόκειται για ένα γραφικό περιβάλλον προσομοίωσης οπτικών κυκλωμάτων, το οποίο παρέχει δυνατότητες σχεδιασμού ιδιαίτερα εξηζητημένων μοντέλων, ενώ περιλαμβάνει βιβλιοθήκες που περιέχουν modules που προσομοιάζουν τη λειτουργία σχεδόν οποιουδήποτε οπτικού στοιχείου. Η συμπεριφορά των modules τροποποιείται αλλάζοντας τις παραμέτρους τους. Οι τιμές των παραμέτρων αυτών που επιλέχθηκαν σε κάθε περίπτωση θα παρουσιάζονται αναλυτικά σε κάθε μια από τις παραγράφους στις οποίες σχολιάζεται κάθε σημείο του κυκλώματος.

## 3.2 Προσομοιωτική Διάταξη – VPI

Πριν ξεκινήσουμε να παρουσιάζουμε την πειραματική διάταξη τμηματικά, θα δείξουμε το συνολικό κύκλωμα, έτσι ώστε να μπορεί ο αναγνώστης να αντιληφθεί τη σύνδεση των επιμέρους κομματιών σε ένα ενιαίο σύνολο. Σημειώνουμε εξ'αρχής ότι η πρώτη προσομοίωση η οποία παρουσιάζεται, έχει σκοπό μόνο να δείξει τα αποτελέσματα του συγκεκριμένου κυκλωματικού σχεδιασμού και όχι την επίδραση της μετάδοσης σε αυτόν και γι' αυτό το λόγο δεν χρησιμοποιείται ίνα. Ωστόσο στις εικόνες θα φαίνεται η ύπαρξη ίνας, μόνο και μόνο για να δοθεί η αίσθηση της θέσης της μέσα στο κύκλωμα.

### 3.2.1 Συνολικό Κύκλωμα

Το συνολικό κύκλωμα είναι αυτό που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα και αποτελείται ουσιαστικά από τρία μέρη (Transmitter, Modulator, Receiver) :

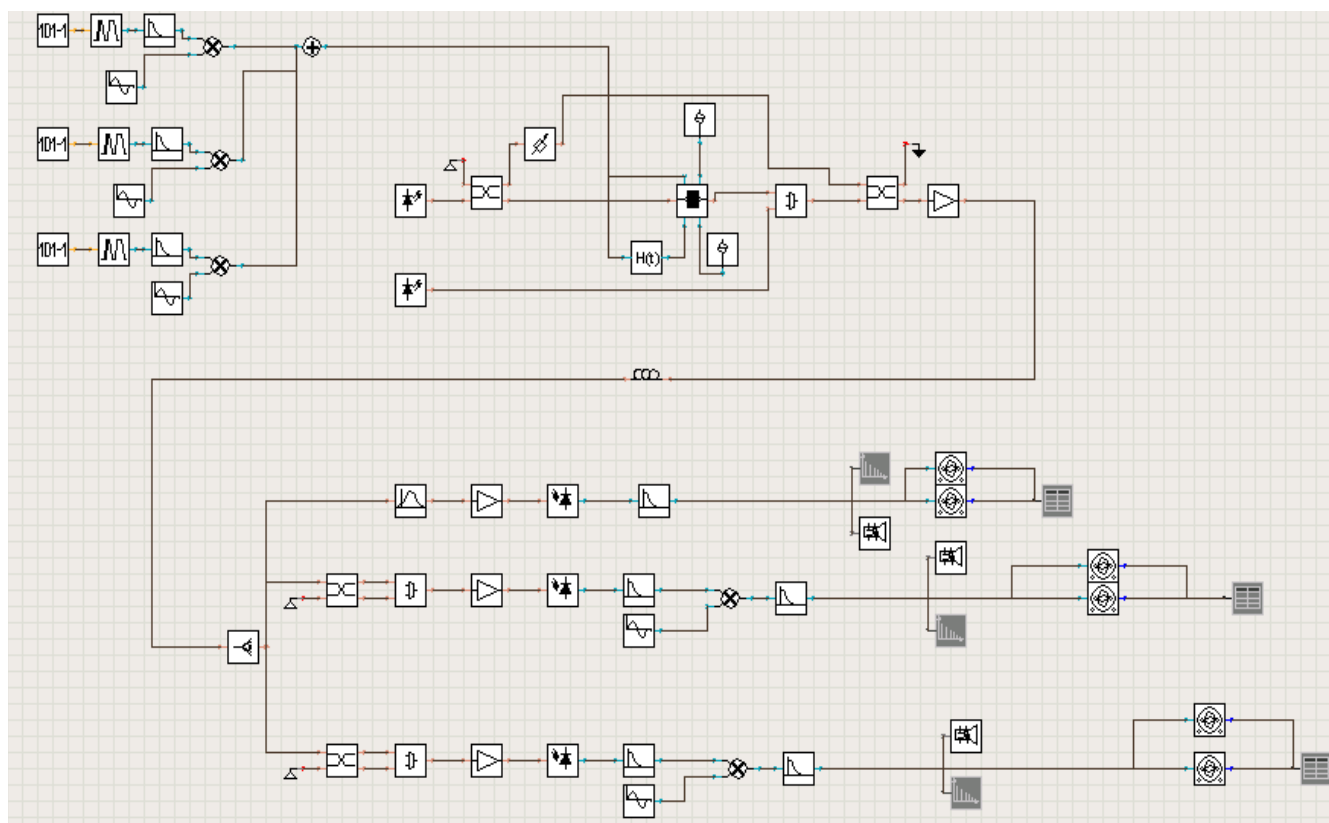


Illustration 20: Συνολικό Κύκλωμα

Η γενική ιδέα του παραπάνω κυκλώματος είναι ότι ο transmitter με τον modulator βρίσκονται σε κάποιο κεντρικό σταθμό, ενώ ο receiver βρίσκεται σε χώρο του χρήστη και χωρίζεται σε τρία μέρη, τα οποία είναι μια πρόσβαση σε wired δικτυο (FTTH) και δύο Remote Antenna Units που καλύπτουν τις ασύρματες επικοινωνίες. Στην πραγματικότητα πρόκειται για μια αρκετά ρεαλιστική προσέγγιση καθώς τα access δίκτυα που υπάρχουν σήμερα έχουν κατα

βασει παραπλήσια δομή. Δηλαδή έναν κεντρικό σταθμό, στον οποίο γίνονται οι πίο σύνθετες και αναβαθμισμένες λειτουργίες του δικτύου, όπως για παράδειγμα η διαμόρφωση, η πολυπλεξία κ.ο.κ, και εξοπλισμό στους δέκτες που δεν θα απαιτεί ούτε υψηλό κόστος εγκατάστασης αλλά ούτε και συντήρησης.

### 3.2.2 Πομπός RF Ηλεκτρικού Σήματος

Σε πρώτη φάση έπρεπε να δημιουργηθούν τρία RF σήματα τα οποία θα προστίθονταν έτσι ώστε να τροφοδοτήσουν τον modulator και να μεταδοθούν μέσα από το κύκλωμα ως υποφέρουσες γύρω από τη φέρουσα του laser σε διαμόρφωση SCM. Απο αυτά τα δύο είχαν BitRate 622Mbps (ασύρματα) και το τρίτο 1244Mbps καθώς προοριζόταν για wired πρόσβαση. Επιλέχθηκε το δεύτερο κανάλι να τοποθετηθεί στις συχνότητα των 5GHz έτσι ώστε με RHD με τον οπτικό Carrier (αναφερόμαστε στον carrier που διαμορφώνουν τα RF και βρίσκεται στα 193.1THz) στο δέκτη να παραχθεί ένα RF 5GHz (για WLAN), και το τρίτο να τοποθετηθεί στα 10GHz έτσι ώστε να χτυπήσει στο δέκτη μαζί με έναν οπτικό carrier που θα βρίσκεται σε απόσταση 60GHz από αυτό (193.050THz) με σκοπό να παραχθεί wireless σήμα στα 60GHz (για WPAN). Το πρώτο σήμα που προορίζεται για FTTH και επρόκειτο να ανακτηθεί με direct detection τοποθετήθηκε τυχαία στα 13GHz, με μοναδικό γνώμονα την ασφαλή φασματική απόσταση απο τα άλλα δύο. Ο λόγος που το σήμα που προορίζεται για FTTH μεταδίδεται σαν RoF, είναι πρώτον για να ελεγχθεί η απόκριση του συστήματος σε τρία RF σήματα, και δεύτερον γιατί θέλουμε η αρχιτεκτονική να προβλέπει την ύπαρξη ενός baseband σήματος για FTTH.

Για τη δημιουργία του κάθε RF σήματος χρησιμοποιήθηκαν τα παρακάτω modules του VPI:

- Μια γεννήτρια παραγωγής μιας ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας PRBS
- Ένας κωδικοποιητής CoderJitter ο οποίος κωδικοποιούσε την δυαδική ακολουθία σε NRZ παλμούς
- Ένα βαθυπερατό φίλτρο
- Μια γεννήτρια ημιτόνου
- Και ένας πολλαπλασιαστής ηλεκτρικών σημάτων

Η μορφή του transmitter είναι η ακόλουθη:

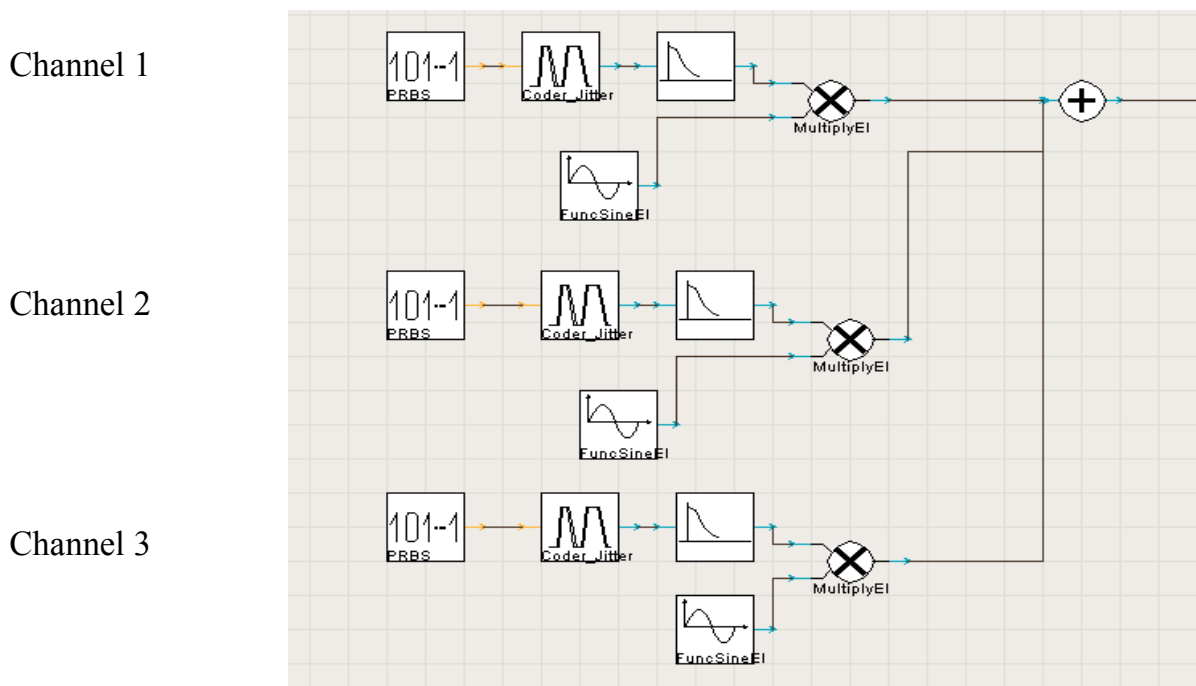


Illustration 21: RF γεννήτριες

Βλεπουμε ότι η PRBS τροφοδοτεί τον κωδικοποιητή ο οποίος δίνει στην έξοδο μια ακολουθία παλμών NRZ. Έπειτα το σήμα περιορίζεται φασματικά από ένα βαθυπερατό φίλτρο με το οποίο κρατάμε το φασματικό περιεχόμενο των NRZ παλμών μέχρι το σημείο του πρώτου “μηδενισμού” του φάσματος. Στη συνέχεια η ακολουθία των παλμών πολλαπλασιάζεται με ένα ημίτονο (διαμορφώνει κατα πλάτος ένα ημίτονο) έτσι ώστε να μεταφερθεί στην επιθυμητή συχνότητα και να μπορεί πλέον να εκπεμφθεί. Αυτή η διαδικασία συμβαίνει ξεχωριστά για κάθε ένα από τα επιμέρους σήματα ενώ ακολούθως προστίθενται και τα τρία ούτως ώστε να οδηγήσουν τον modulator.

Αναλυτικά τα modules έχουν τις εξής ρυθμίσεις:

- PRBS

Οι Prbs που χρησιμοποιήθηκαν για τα τρία channels ήταν διαφορετικές. Για το πρώτο κανάλι επιλέξαμε 1244Mbps BitRate ενώ για τα υπόλοιπα δύο 622Mbps. Ακόμα, όλες επιλέχθηκαν να είναι τυπου PRBS\_N και έτσι μπορούσαμε να ορίσουμε την τάξη της PRBS του κάθε καναλιού. Στο πρώτο κανάλι είχαμε PRBS 15ης τάξης, στο δεύτερο 18ης και στο τρίτο 21ης. Αυτό μεταφράζεται στο ότι το pattern του πρώτου καναλιού θα επαναλαμβάνεται μετά από  $N=2^{15}-1$ , ψηφία, το pattern του δεύτερου μετά απο  $N=2^{18}-1$ , και του τρίτου  $N=2^{21}-1$  ψηφία.

- Coder Jitter

Το στοιχείο αυτό έχει το ίδιο BitRate με την PRBS από την οποία τροφοδοτείται με ψηφία. Το Sample rate υποχρεωτικά πρέπει να  $2^v$  επι το BitRate (επιβάλλεται από το πρόγραμμα) και έτσι έχει επιλεγεί το  $1244 \cdot 622e6$  για τα δύο τελευταία κανάλια (2 και 3) και  $1244 \cdot 1000e6$  για το πρώτο (1). Οι παλμοί έχουν επιλεγεί να είναι NRZ με υψηλή στάθμη στα 0.02 a.u. (amplitude units) και χαμηλή τα 0 a.u. Αρχικά χαμηλή στάθμη είχαν οριστεί τα -0.02 a.u., όμως παρατηρήθηκε ότι έτσι δεν γινόταν ON-OFF διαμόρφωση του πλάτους του ημιτόνου, όπως θέλαμε, αλλά κατα κάποιον τρόπο δυαδική

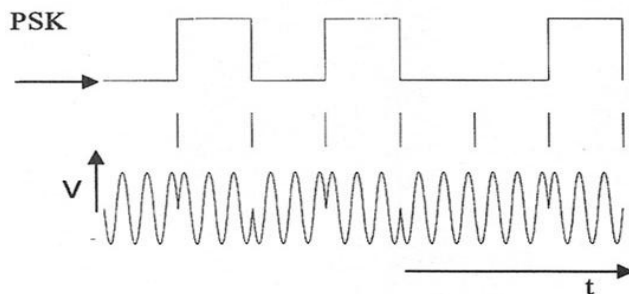


Illustration 23: PSK διαμόρφωση

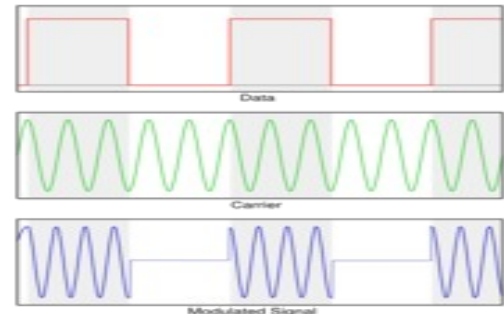


Illustration 22: ON - OFF διαμόρφωση

διαμόρφωση της φάσης του, πράγμα λογικό αφού ο πολλαπλασιασμός του ημιτόνου με τα -0.02 a.u προσέδιδε στο ημίτονο φάση  $180^0$ . Συνεπώς στην ουσία παίρναμε σαν αποτέλεσμα αυτό που φαίνεται στην αριστερή εικόνα και όχι το επιθυμητό της δεξιάς. Ακόμα η χαρακτηριστική της μετάβασης από τη χαμηλή στην υψηλή στάθμη και αντίστροφα επιλέχθηκε να είναι GaussianERFC. Οι υπόλοιπες μεταβλητές παρέμειναν στις default τιμές.

- Βαθυπερατό φίλτρο

Όπως φάνηκε και πιο πάνω, μπορούμε να περιορίσουμε φασματικά τον NRZ έτσι ώστε να εκμεταλλευτούμε καλύτερα το διατιθέμενο εύρος ζώνης της οπτικής ίνας. Έτσι τοποθετήθηκε φίλτρο με Gaussian χαρακτηριστική 3ης τάξεως και συχνότητα αποκοπής τα 622MHz όπου βρίσκεται και η πρώτη αρμονική του NRZ για BitRate 622Mbps, στις περιπτώσεις των καναλιών 2 και 3, και όμοιο φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 1244MHz για την περίπτωση πρώτου καναλιού, για τον ίδιο λόγο. Θα δούμε και πρακτικά πως η υπόθεση που κάναμε, ότι δηλαδή οι επιπτώσεις του φιλτραρίσματος θα κινούνται σε αποδεκτά όρια είναι ρεαλιστική.

- Γεννητρια ημιτόνου

Οι συχνότητες των ημιτόνων είναι με σειρά από πάνω προς τα κάτω όπως φαίνονται στην εικόνα 13 (Channel 1), 5 (Channel 2), και 10GHz (Channel 3), ενώ για τα πλάτη επιλέχθηκε τιμή 1a.u. Ακόμα θέτουμε σε όλες αρχικές φάσεις  $90^0$  έτσι ώστε να παράγουν συνημίτονα καθώς με αυτά έχουμε επιλέξει να εκτελέσουμε την

προσομοίωση. Τα σήματα που προκύπτουν μετά τον πολλαπλασιασμό είναι ουσιαστικά οι NRZ παλμοί που έχουν διαμορφώσει κατά πλάτος τα συνημίτονα. Αντιστοίχα το φάσμα είναι αυτό του NRZ μετατεθειμένο γύρω από τη συχνότητα του συνημιτόνου.

- Αθροιστής  
Τα τρία σήματα έχουν διαμορφώσει συνημίτονα διαφορετικών συχνοτήτων, που μάλιστα απέχουν μεταξύ τους απόσταση μεγαλύτερη των 622MHz που είναι το εύρος της πληροφορίας μετά το βαθυπερατό φίλτρο, και άρα μπορούν να προστεθούν χωρίς να έχουμε αλληλοεπικαλύψεις στο φάσμα και επομένως επίδραση στην πληροφορία.

Στη συνέχεια θα δούμε τα αποτελέσματα του παλμογράφου του προγράμματος προσομοίωσης, με τη βοήθεια του οποίου έχουν καταγραφεί οι παλμοσειρές και τα φάσματα των σημάτων στα διάφορα σημεία του κυκλώματος. Επειδή ο RF transmitter αποτελείται από τρεις ίδιες διατάξεις παλμογεννήτριας, θα μελετήσουμε τη μια από αυτές, αφού τα αποτελέσματα που θα πάρουμε θα είναι ενδεικτικά και για τις τρεις. Ακολουθούν λοιπόν τα διαγράμματα που αντιστοιχούν στην τρίτη παλμογεννήτρια.

### 3.2.2.1 Διαγράμματα Τρίτης Παλμογεννήτριας

Παλμοσειρά και φάσμα τρίτου καναλιού αμέσως μετά τον κωδικοποιητή.

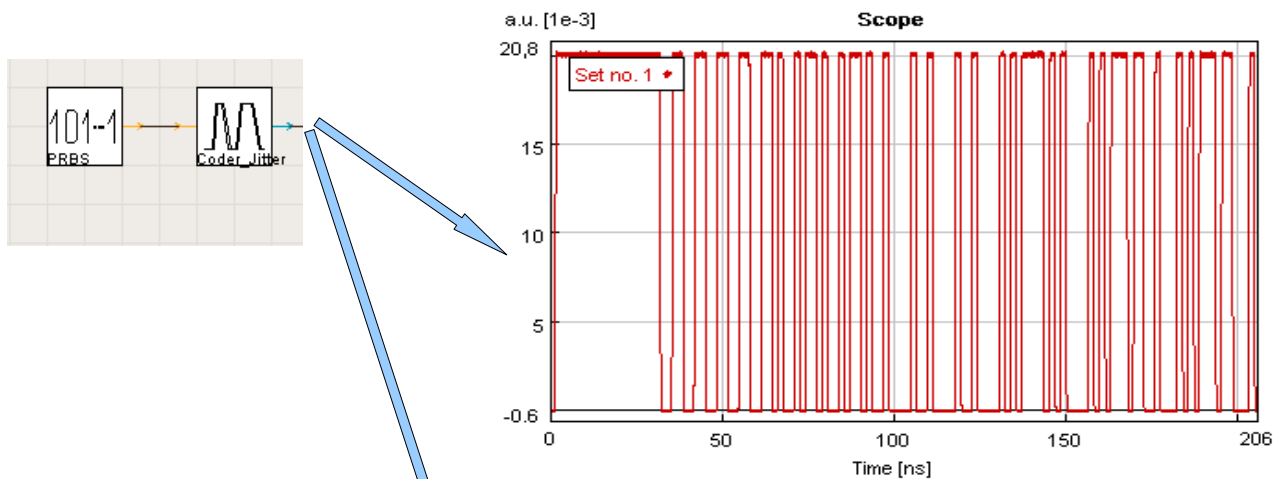


Illustration 24: Παλμοσειρά τρίτου καναλιού

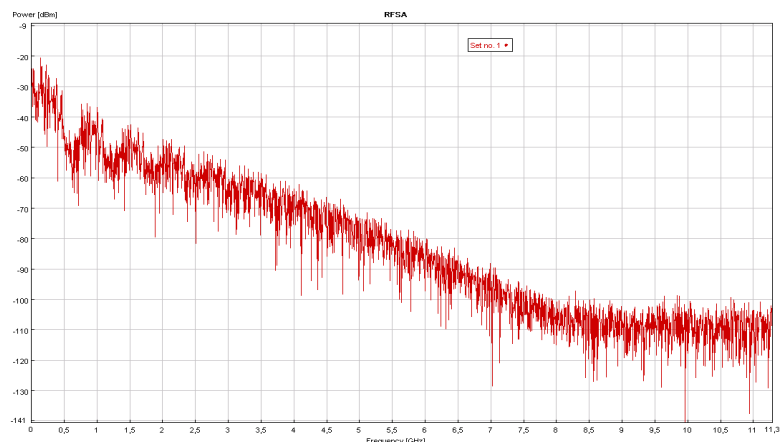
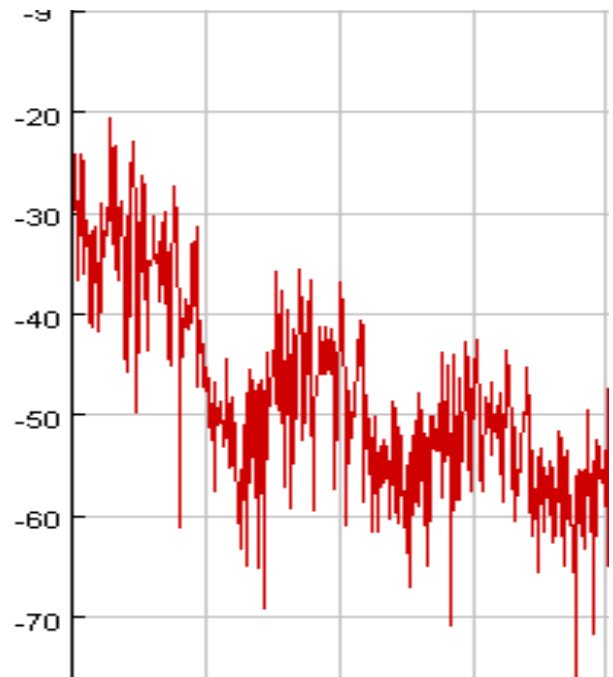


Illustration 25: Φάσμα τρίτου καναλιού

Φαίνεται ότι πρόκειται για NRZ παλμούς. Η ακολουθία προφανώς καθορίζεται από την PRBS με την οποία είναι συνδεδεμένος ο CoderJitter. Αυτό που μπορούμε να διακρίνουμε είναι η ύπαρξη θορύβου στο επίπεδο ισχυρός του άσσου, ενώ παράλληλα φαίνεται ότι υπάρχει και ένας χρόνος μετάβασης από τη μια κατάσταση στην άλλη, αφού η μετάβαση δεν γίνεται ακαριαία, όπως υποδεικνύουν οι κατακόρυφες γραμμές του διαγράμματος. Ακόμη φαίνεται ότι το φάσμα του εκτείνεται σε μεγάλο ευρος, όμως η ισχύς των φασματικών συνιστωσών εμφανίζει μια μείωση της ταξέως των 30dBm μετά τον πρώτο “μηδενισμό”. Έτσι φαίνεται να επιβεβαιώνεται ότι το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας ενός NRZ παλμού είναι συγκεντρωμένο ανάμεσα στον 0 και στον πρώτο μηδενισμό (ή καλύτερα στην πρώτη βύθιση) του φάσματος.



### 3.2.2.2 Παλμοσειρά και φάσμα μετά το βαθυπερατό φίλτρο

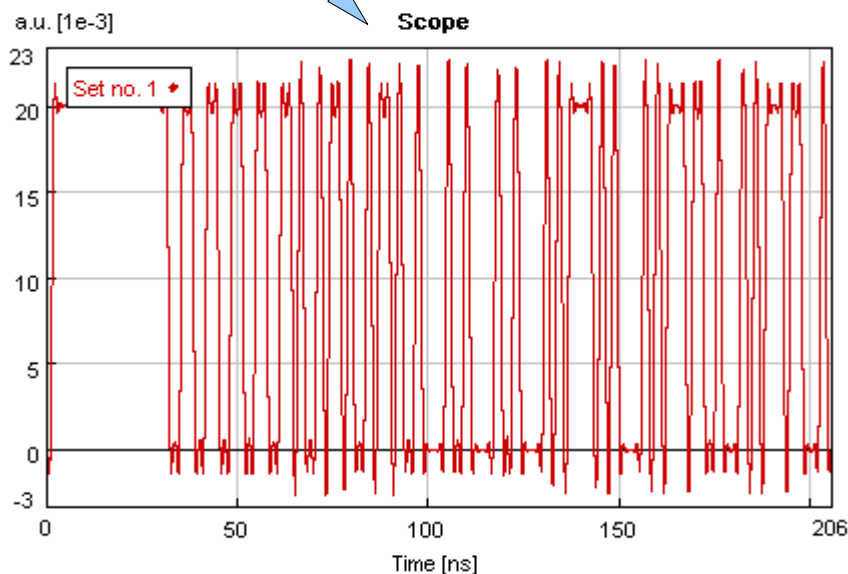
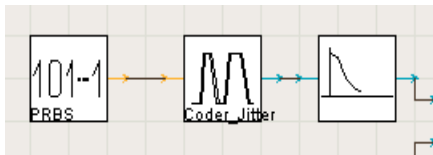


Illustration 26: Παλμοσειρά μετά το βαθυπερατό φίλτρο

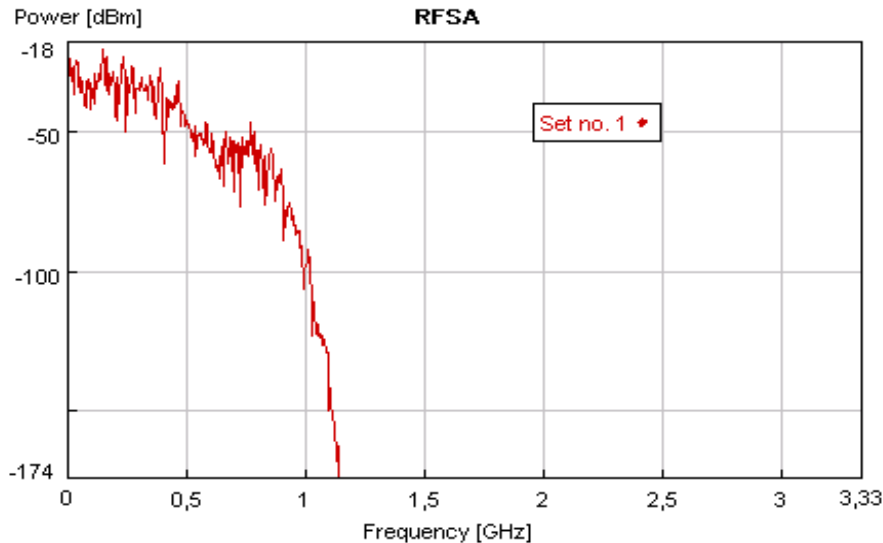


Illustration 27: Φάσμα μετά τον βαθυπερατό φίλτρο

Αρχίζοντας από το φάσμα, διακρίνουμε ότι το τμήμα του φάσματος μετά το 1GHz έχει καταπιεστεί εντελώς. Υπενθυμίζεται ότι στο φίλτρο είχε επιλεγεί συχνότητα αποκοπής τα 622MHz (προκειται για το Channel 3 που μεταφέρει δεδομένα στα 622Mbps). Το γεγονός ότι υπάρχει φασματικό περιεχόμενο μέχρι και λίγο μετά το 1GHz οφείλεται στο ότι η χαρακτηριστική του φίλτρου δεν είναι ιδανική. Στην πραγματικότητα, όπως έχει αναφερθεί και ανωτέρω, έχουμε επιλέξει Gaussian χαρακτηριστική 3ης τάξεως, που είναι αρκετά “απότομη” αλλά όχι ιδανική.

Το φιλτράρισμα, όπως ήτανε αναμενόμενο, προκάλεσε υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος, πράγμα που είναι οφθαλμοφανές αν προσέξει κανείς την παλμοσειρά. Φαίνεται ότι έχει επηρεαστεί κυρίως η μετάβαση από την μια στάθμη στην άλλη, καθώς έχει γίνει λίγο πιο ομαλή σε συγκριση με προηγουμένως, ενώ έχει εμφανιστεί μεγάλη διαφορά στις “γωνίες” (στα σημεία ασυνέχειας) του παλμού. Αν προσέξουμε λίγο καλύτερα την παλμοσειρά θα δούμε ότι οι γωνίες έχουν πλέον πάρει μια ημιτονοειδή μορφή. Πρόκειται για το **φαινόμενο Gibbs**, που έχει ονομαστεί έτσι από τον Willard Gibbs ο οποίος και το περιέγραψε.

Σύμφωνα με τον Gibbs, όταν προσεγγίζεται ένα περιοδικό σήμα με το μερικό άθροισμα της αντίστοιχης σειράς Fourier, τότε στα σημεία ασυνέχειας του σήματος εμφανίζονται αποσβεννύμενες ταλαντώσεις, όπως φαίνεται στο σχήμα. Μάλιστα ο Gibbs απέδειξε ότι οι ταλαντώσεις αυτές εμφανίζουν σταθερό πλάτος, ανεξάρτητα του πλήθους των όρων του μερικού αθροίσματος, καθώς το πλήθος επηρεάζει μόνο τη συχνότητα των ταλαντώσεων. Στην περίπτωση της εργασίας το μερικό άθροισμα οφείλεται στο φιλτράρισμα τις NRZ παλμοσειράς, με το οποίο αποκόπηκαν οι υψηλότερες φασματικές συνιστώσες. Έτσι η NRZ

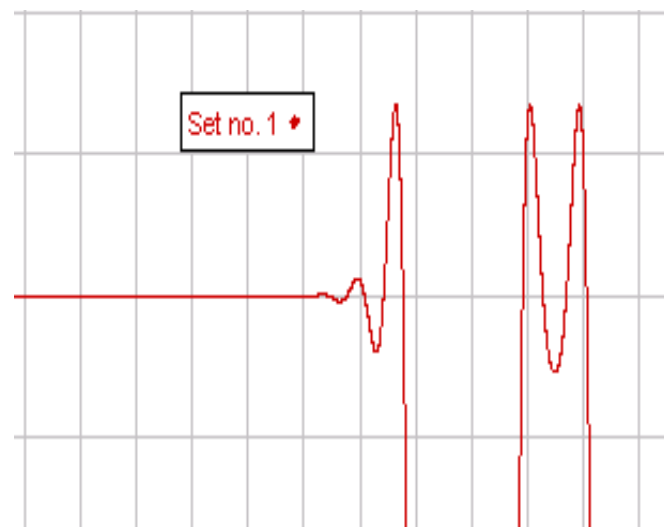


Illustration 28: Φαινόμενο Gibbs



παλμοσειρά πλέον προσεγγίζεται από το μερικό άθροισμα της σειράς Fourier, που περιέχει αρμονικές συνιστώσες έως τη συχνότητα του ενός περίπου GHz. Υπενθυμίζουμε ότι η PRBS δίνει μια περιοδική παλμοσειρά αφού πρόκειται για ντετερμινιστική ακολουθία δυαδικών ψηφίων, και επομένως το φαινόμενο Gibbs εφαρμόζεται όπως περιγράφεται. Η περίοδος της υπολογίζεται από τον τύπο:

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

όπου R ο ρυθμός μετάδοσης (BitRate) και k η τάξη της PRBS

### 3.2.2.3 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον Πολλαπλασιαστή

Ο πολλαπλασιαστής βοηθά στον να πολλαπλασιαστεί το NRZ σήμα που έχει δημιουργηθεί με ένα συνημίτονο συχνότητας 13GHz (διαφορετική στα υπόλοιπα κανάλια). Αυτό μεταφράζεται σε διαμόρφωση του ημιτόνου αυτού, κατα πλάτος, από την NRZ παλμοσειρά. Επομένως αυτό που περιμένουμε να εμφανιστεί, μετά τον πολλαπλασιαστή, είναι ένα υψίσυχο φέρον στο οποίο την περιβάλλουσα θα μπορούμε να διακρίνουμε την NRZ παλμοσειρά.

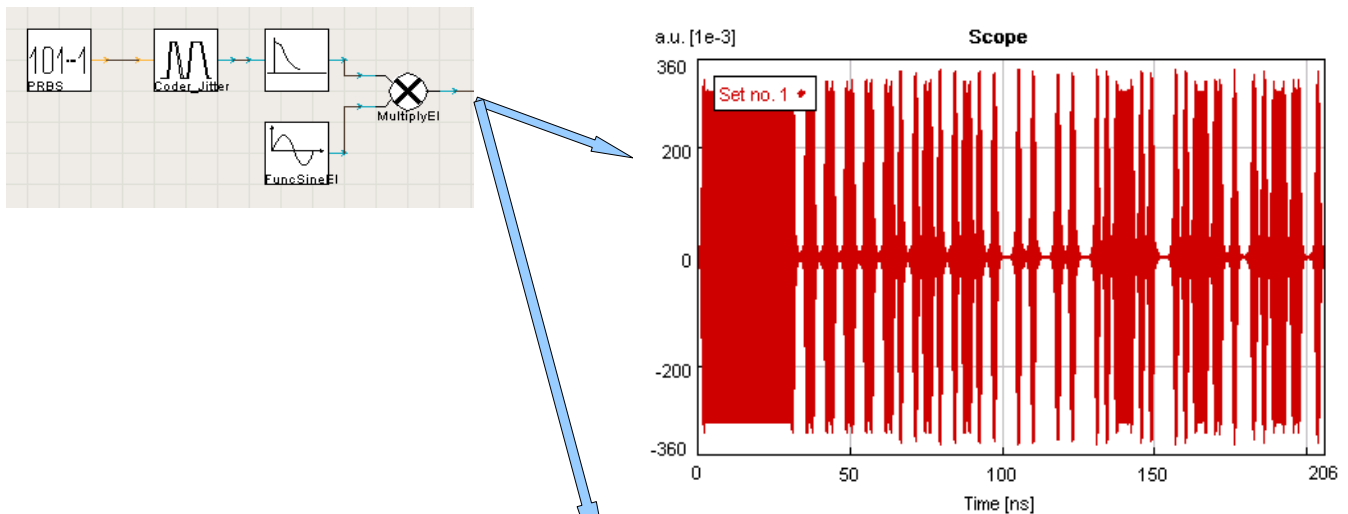


Illustration 29: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή

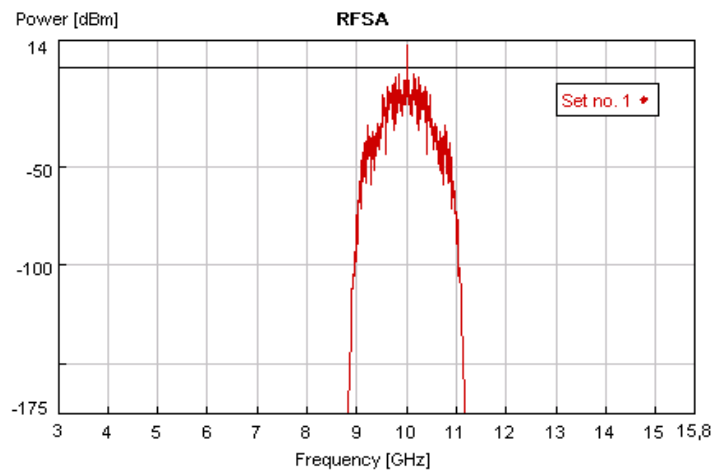


Illustration 30: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή

Αν υποθέσουμε ότι η παλμοσειρά NRZ μετά το βαθυπερατό φίλτρο έχει είναι η  $f(t)$ , τότε μετά τον πολλαπλασιαστή θα έχει προκύψει ένα σήμα της μορφής:

$$c(t) = f(t) \cdot \cos(\omega_c t)$$

Αυτό επιβεβαιώνεται από το πρώτο σχήμα, που φαίνεται ότι είναι ένα συνημίτονο, του οποίου το πλάτος μεταβάλλεται ανάλογα με τον  $f(t)$  (NRZ σήμα).

Έστω ότι ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος  $f(t)$  είναι ο  $F(\omega)$ . Τότε ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος  $c(t)$  θα είναι ο:

$$C(f) = (1/2) \cdot F(\omega + \omega_c) + (1/2) \cdot F(\omega - \omega_c)$$

Πρόκειται δηλαδή για το φάσμα του  $f(t)$  μετατεθειμένο στη συχνότητα κατά  $\omega_c$ . Αυτός είναι ο λόγος που προκύπτει το φάσμα του παραπάνω σχήματος, με κεντρική συχνότητα τα 10GHz, δηλαδή τη συχνότητα του ημιτόνου ( $\omega_c$ ) με το οποίο πολλαπλασιάζουμε τα δεδομένα του τρίτου καναλιού. Σημειώνουμε ότι πρόκειται για διαμόρφωση πλάτους με δύο πλευρικές ζώνες (AM – DSB), όπως άλλωστε φαίνεται στο διάγραμμα του φάσματος, αφού το τελευταίο είναι συμμετρικό ως προς το  $\omega_c = 10$  GHz.

Θα φανεί αργότερα ότι μια αντίστοιχη διαδικασία ακολουθείται και κατά την αποδιαμόρφωση, οπότε και θα ασχοληθούμε με τις πιθανότητες σφαλμάτων και αποκλίσεων στις συχνότητες των τοπικών ταλαντωτών.

### 3.2.2.4 Παλμοσειρές και φάσματα των καναλιών 1 & 2

Η διαδικασία που ακολουθείται στη δημιουργία των RF σημάτων των καναλιών 1 & 2 είναι ακριβώς ίδια. Η μόνη διαφορά εντοπίζεται στη συχνότητα των ημιτόνων των τοπικών ταλαντωτών, αφού στο κανάλι 1 είναι 13GHz και στο κανάλι 2 είναι 5GHz.

Πριν δείξουμε το συνδυασμένο RF σήμα, όπως έχει προκύψει μετά τον αθροιστή, κρίνεται σκόπιμο να δείξουμε τις παλμοσειρές και τα φάσματα αυτών των δύο καναλιών, κυρίως για λόγους αναγνώρισης των σημάτων αυτών στο υπόλοιπο κύκλωμα.

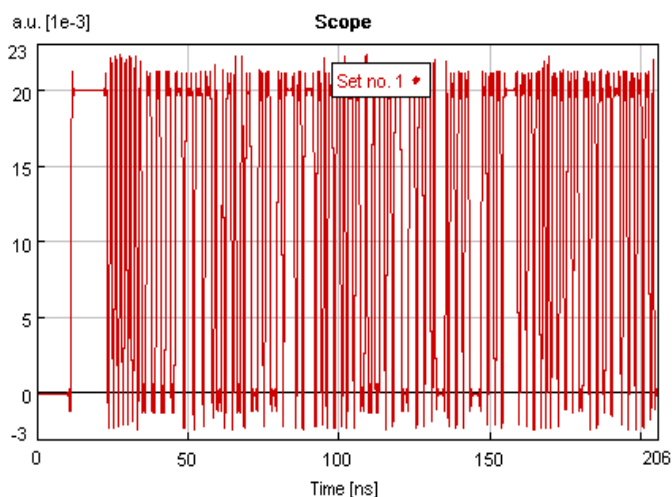


Illustration 32: Παλμοσειρά καναλιού 1

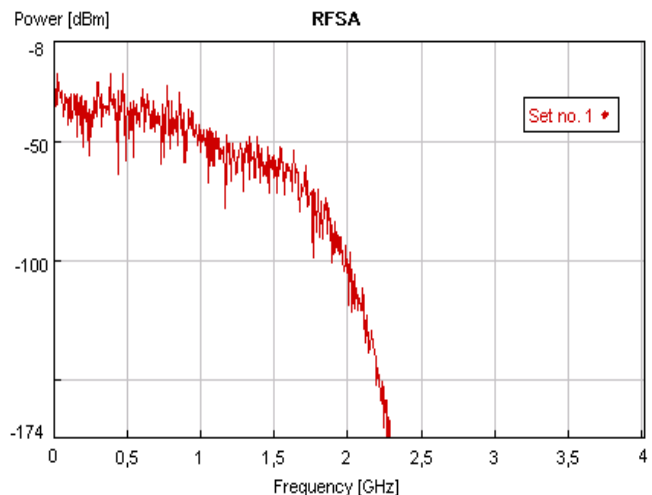


Illustration 31: Φάσμα καναλιού 1

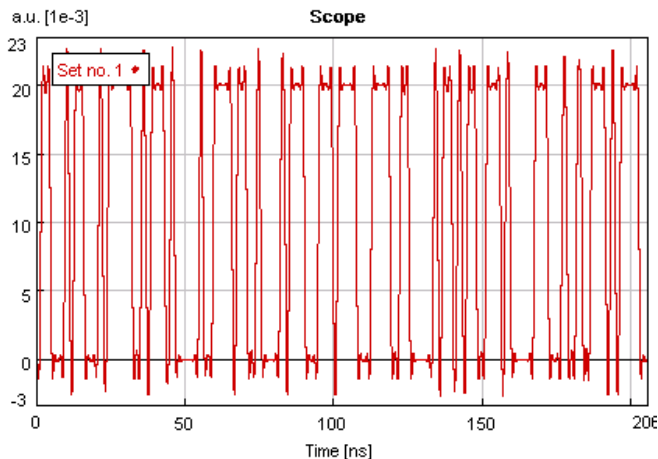


Illustration 33: Παλμοσειρά καναλιού 2

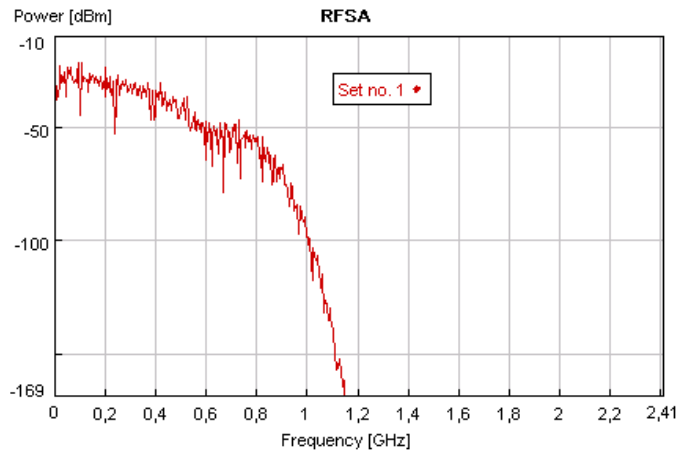


Illustration 34: Φάσμα καναλιού 2

Σημειώνεται ότι το κανάλι 2 παρουσιάζει παραπλήσια με το κανάλι 2 φασματικά χαρακτηριστικά, καθώς και τα δύο βρίσκονται στο ίδιο BitRate, και άρα τα βαθυπερατά φίλτρα έχουν οριστεί σε κάθε περίπτωση στην ίδια συχνότητα αποκοπής. Η παλμοσειρά φυσικά είναι διαφορετική, αφού είναι και διαφορετική η τάξη της αντίστοιχης PRBS.

Όσον αφορά το κανάλι 1 παρατηρεί κανείς ότι, έχει διπλάσιο BitRate από τα άλλα δύο, και αυτό φαίνεται και στην παλμοσειρά, η οποία είναι σαφώς πιο πυκνή σε σχέση με των άλλων καναλιών, αλλά κυρίως γίνεται αντιληπτό στο φασμά. Η συχνότητα αποκοπής στο φίλτρο αυτού του καναλιού έχει οριστεί στα 1244MHz, λόγω του ότι το BitRate είναι στα 1244Mbps. Έχει άλλωστε προαναφερθεί πως τα φίλτρα έχουν Gaussian χαρακτηριστική και όχι ιδανική, πράγμα που εξηγεί την παρουσία φασματικών συνιστωσών μέχρι και τα 2.3GHz.

### 3.2.2.5 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον αθροιστή

Σε αυτό το σημείο έχουν δημιουργηθεί τα τρία RF σήματα και μένει να προστεθούν έτσι ώστε να οδηγήσουν τον MZModulator. Η πρόσθεση αυτή μπορεί να γίνει με έναν απλό αθροιστή ηλεκτρικών σημάτων. Τα σήματα βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες και άρα μπορούν να προστεθούν χωρίς να καταστραφούν.

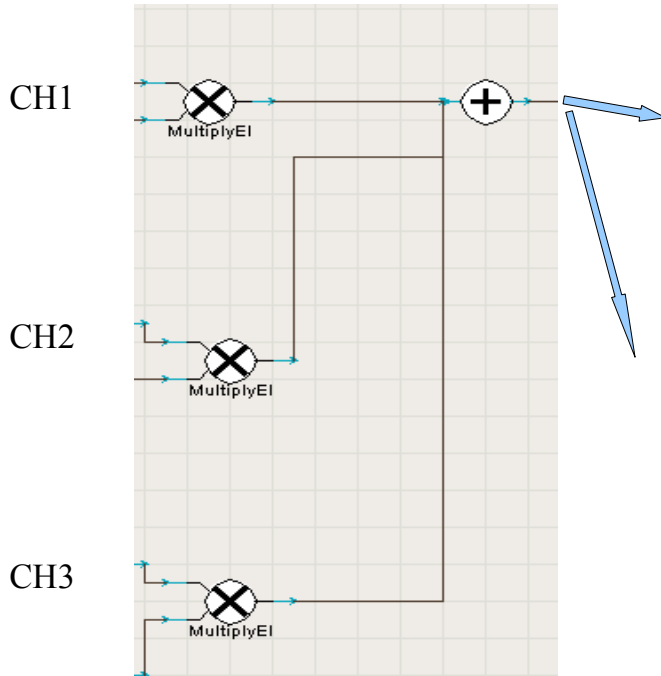


Illustration 36: Αθροιστής

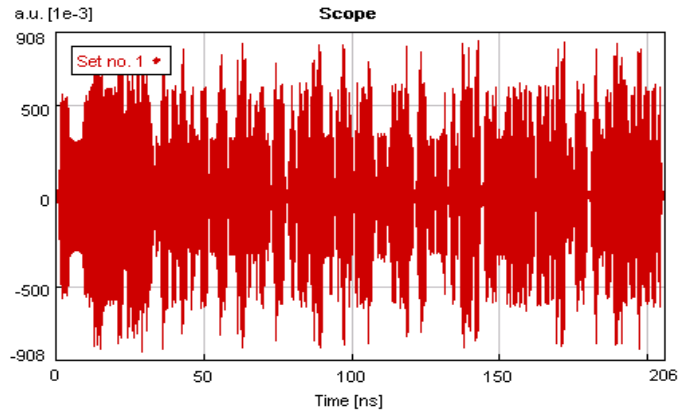


Illustration 35: Παλμοσειρά μετά τον αθροιστή

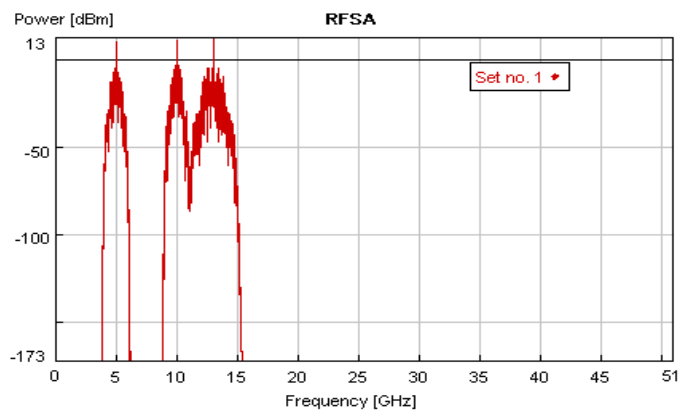
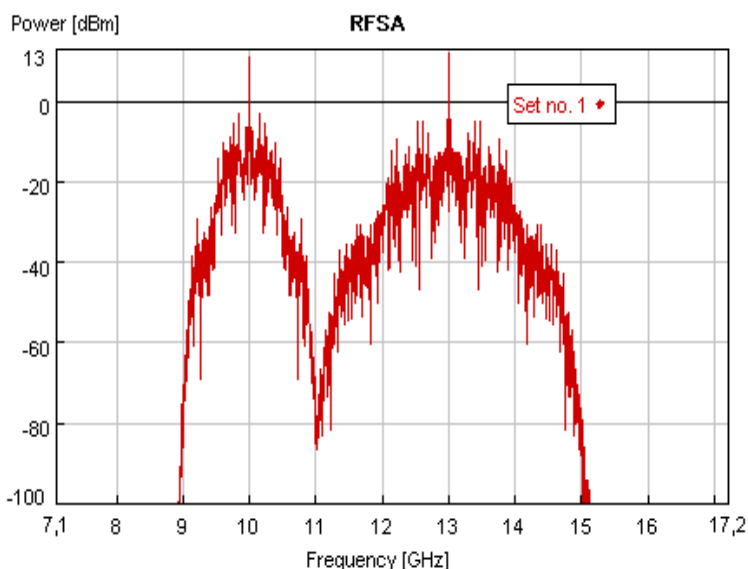


Illustration 37: Φάσμα μετά τον αθροιστή

Το πεδίο του χρόνου δεν μπορεί πλέον να δώσει καποια ιδιαίτερη πληροφορία, καθώς ο συνδυασμός των τριων σημάτων έχει δώσει ένα, μάλλον δυσδιάκριτο αποτέλεσμα. Ωστόσο πολύ χρήσιμο είναι να παρατηρήσουμε το φάσμα των τριών σημάτων, στο οποίο φαίνεται να έχει δημιουργηθεί αυτό που είχε περιγραφεί στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η πρόσθεση των τριων σημάτων έχει δώσει ένα φάσμα που αποτελείται από τα επιμέρους φασματικά περιεχόμενα των σημάτων που βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες. Έτσι βλέπουμε μια πληροφορία να υπάρχει στα 5GHz, μια στα 10GHz, και μια στα 13GHz. Ακόμη είναι φανερό ότι η πληροφορία που βρίσκεται γύρω από τα 13GHz έχει μεγαλύτερο φασματικό εύρος από τις άλλες δύο, πράγμα λογικό αφού πρόκειται για το κανάλι 1.

Το κανάλι 2 (5GHz) έχει σαφή απόσταση από τα υπόλοιπα και δεν υπάρχει περίπτωση αλληλοεπικάλυψης. Δεν συμβαίνει όμως το ίδιο και με το κανάλι 1 (13GHz), που λόγω του μεγάλου φασματικού εύρους του, έχει συμπέσει με το κανάλι 3 (10GHz). Εδώ θα μπορούσε να έχει προκύψει ένα σημαντικό σφάλμα, που θα δημιουργούσε σοβαρό πρόβλημα στην ανάκτηση των πληροφοριών των καναλιών 1 και 3. Όμως αν παρατηρήσουμε από πιο κοντά το σημείο της ένωσης των δύο φασμάτων (Σχήμα 38), θα δούμε ότι αυτό βρίσκεται μετά το σημείο του πρώτου “μηδενισμού”, και για τα δύο φάσματα. Έτσι η σύμπτωση των δύο γίνεται σε συχνότητες τις οποίες θέλαμε ούτως ή άλλως να αποκόψουμε, και ο λόγος που υπάρχουν είναι η μη ιδανική χαρακτηριστική των φίλτρων που χρησιμοποιήθηκαν. Άλλωστε, με μια πιο προσεκτική ματιά βλέπουμε ότι στο σημείο της ένωσης οι φασματικές συνιστώσες έχουν ισχύ

της τάξης των -80dBm, που είναι τουλάχιστον 40dBm χαμηλότερη σε σχέση με την ισχύ της ωφέλιμης πληροφορίας, και στις δύο περιπτώσεις. Συνεπώς η απόδοση του κυκλώματος δεν θα επηρεαστεί.



*Illustration 38: Μεγέθυνση σημείου τομής των φασματικών περιεχομένων των καναλιών 1 και 3*

Έχει δημιουργηθεί με αυτό τον τρόπο το RF σήμα που θα οδηγήσει τον οπτικό διαμορφωτή. Ήδη, από τη μορφή του φάσματος μετά τον αθροιστή, μπορούμε να καταλάβουμε περίπου τη μορφή που θα έχει το οπτικό σήμα με τις υποφέρουσες.

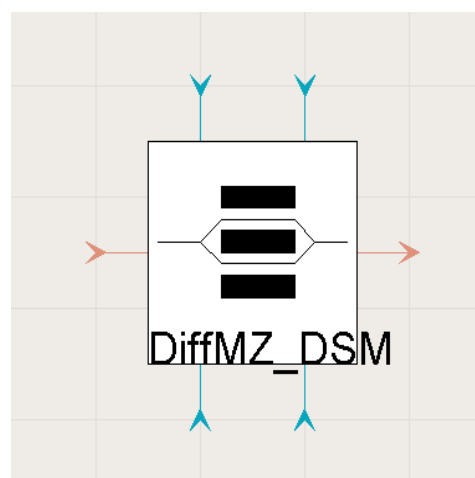
### 3.2.3 Πομπός Οπτικού Σήματος – Οπτικός Διαμορφωτής

Βασικό δομικό στοιχείο τόσο του οπτικού πομπού, όσο και του κυκλώματος εν γένει, είναι ο οπτικός διαμορφωτής, ο τρόπος λειτουργίας του οποίου επικαθορίζει σημαντικό αριθμό δεδομένων και αποτελεσμάτων του κυκλώματος.

Στην προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε Mach Zehnder Modulator για να γίνει διαμόρφωση του πλάτους ενός laser που λειτουργούσε σε CW. Πιο συγκεκριμένα επιλέχθηκε από τις βιβλιοθήκες του VPI το module του Differential MZModulator το οποίο είναι αυτό που φαίνεται στο σχήμα.

Το ιδιαίτερο στοιχείο που έχει αυτός ο modulator είναι ότι δίνει τη δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του, και έτσι είναι χρήσιμος σε περιπτώσεις που πρέπει να γίνει διαμόρφωση, μιας πλευρικής ζώνης, OSSB.

Η συνδεσμολογία η οποία έγινε στη προσομοίωση φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



*Illustration 39: Module Differential MZM*

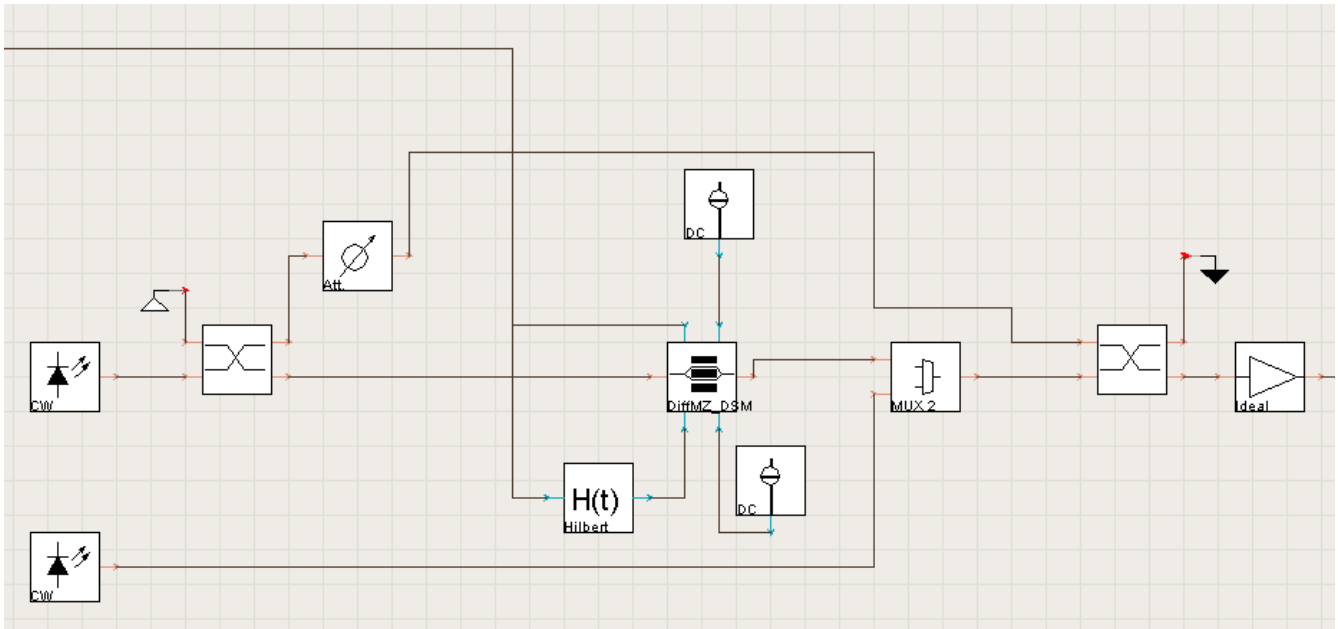


Illustration 40: Συνδεσμολογία οπτικού πομπού

Όσον αφορά τη συνδεσμολογία του modulator, παρατηρούμε ότι τροφοδοτείται από ένα CW laser ενώ τα δύο στελέχη του οδηγούνται από το RF που έχει δημιουργηθεί στην RF γεννήτρια. Ακόμα δύο DC πηγές δίνουν το κατάλληλο Bias στα στελέχη του MZM. Αυτό που πρέπει να σημειωθεί είναι ο τρόπος και ο λόγος οδήγησης του κάτω στελέχους του modulator.

Όπως έχουμε πει και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η καλύτερη διαμόρφωση για να αποφύγουμε τις συνέπειες της διασποράς είναι η διαμόρφωση της μιας πλευρικής ζώνης (OSSB) καθώς έτσι μειώνουμε στο μισό το φάσμα του σήματος. Ο κύριοι τρόποι για να πετύχουμε κάτι τέτοιο είναι δύο:

- Να δημιουργήσουμε πρώτα το σήμα και με τις δύο πλευρικές ζώνες και στη συνέχεια να φιλτράρουμε τη μία. Αυτός ο τρόπος δεν θεωρείται γενικά πολύ καλός καθώς προϋποθέτει την ύπαρξη φίλτρου μετά τον διαμορφωτή, που σε πολλές περιπτώσεις πρέπει να έχει και αρκετά απότομη χαρακτηριστική. Αυτό μεταφράζεται άμεσα σε αυξημένο κόστος για την εγκατάσταση.
- Να χρησιμοποιήσουμε έναν Differential Modulator, που όπως είπαμε δίνει τη δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του. Έτσι στο ένα τροφοδοτούμε το RF σήμα, όπως αυτό έχει δημιουργηθεί ενώ στο άλλο τροφοδοτούμε το σήμα αφού πρώτα το μετασχηματίσουμε κατά Hilbert. Ο μετασχηματισμός Hilbert προκαλεί ολίσθηση κάθε φασματικής συνιστώσας του σήματος κατά  $90^\circ$ . Ο μετασχηματισμός Fourier ενός σήματος το οποίο έχει υποστεί μετασχηματισμό Hilbert είναι:  $F_{HILB}(\omega) = -jF(\omega)$  για  $\omega > 0$  και  $jF(\omega)$  για  $\omega < 0$ . Αυτός είναι ένας από τους ποιοι συνηθισμένους τρόπους για να πάρουμε διαμόρφωση OSSB, ενώ με παρόμοιο τρόπο πετυχαίνουμε διαμόρφωση SSB και στα ηλεκτρικά.

Σε ορισμένες περιπτώσεις το στοιχείο που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση της OSSB διαμόρφωσης είναι το  $90^\circ$  Hybrid. Πρόκειται για ένα στοιχείο το οποίο δέχεται σαν είσοδο ένα RF σήμα και δίνει δύο εξόδους, εκ των οποίων η μια είναι το RF σήμα ακριβώς ίδιο, και η άλλη είναι το RF σήμα με μια προπορεία  $90^\circ$  σε καθε φασματική συνιστώσα. Στην ουσία δεν υπάρχει διαφορά σε σχέση με το στοιχείο Hilbert, καθώς

αυτό που καθορίζει την επίτευξη ή όχι διαμόρφωσης OSSB είναι η διαφορά στη φάση των σημάτων που οδηγούν τα δύο στελέχη του Modulator. Το πρόσημο της φάσης ελέγχει το ποια πλευρική ζώνη θα καταπιεστεί.

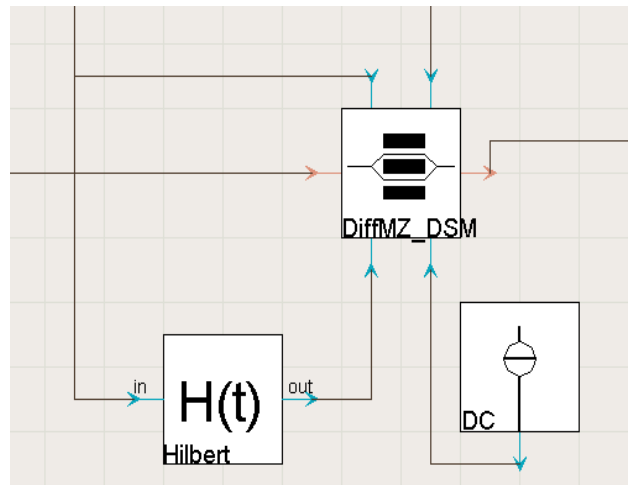


Illustration 41: Hilbert - OSSB

Αφού αναφερθήκαμε στον τρόπο με τον οποίο έχει συνδεθεί ο modulator μπορούμε να συνεχίσουμε περιγράφοντας το υπόλοιπο τμήμα του transmitter.

Μέχρι στιγμής έχουμε δημιουργήσει ένα άθροισμα από 3 RF σήματα σε συχνότητες 5, 10 και 13GHz αντίστοιχα. Αυτό το ηλεκτρικό σήμα θέλουμε να το κάνουμε οπτικό για να μπορέσουμε να το μεταδώσουμε μέσα από την ίνα, κάτι που θα κάνουμε χρησιμοποιώντας τον Mach Zehnder Modulator. Θα δούμε λοιπόν τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν τον οπτικό πομπό.

- Πρώτα επιλέγουμε ένα CW laser το οποίο δίνει στον modulator τον carrier ο οποίος θα διαμορφωθεί. (Στο κύκλωμα φαίνονται δύο laser, εκ των οποίων το ένα πηγαίνει στον modulator και το άλλο σε ένα πολυπλέκτη. Προς το παρόν θα ασχοληθούμε με το πρώτο.)  
 Η συχνότητα λειτουργίας αυτού του laser είναι στην προεπιλεγμένη τιμή που είναι τα 193.1THz ενώ η ισχύς που εκπέμπει είναι ρυθμισμένη στο 0.2mW. Ένα ακόμα στοιχείο που μπορούμε να ρυθμίσουμε και θα αποδειχτεί ιδιαίτερα κομβικό στη συνέχεια είναι το linewidth του laser, για το οποίο επιλέγουμε την τιμή 0.
- Attenuator. Με ρύθμιση βάσει παρατήρησης καταλήξαμε στα 30dB μείωση.
- Το δεύτερο laser θα αποτελέσει τον carrier ο οποίος θα χτυπησει μαζί με τον subcarrier που βρίσκεται στα 10GHz, στο δέκτη για να δημιουργηθεί το σήμα των 60GHz. Για αυτό το λόγο η συχνότητα λειτουργίας του έχει επιλεγεί να είναι τα 193.05THz. Επίσης και αυτό το laser πρέπει να έχει πολύ στενό linewidth για να αποφευχθούν προβλήματα κατά το RHD. Η ισχύς του είναι ρυθμισμένη στα 0.0001mW έτσι ώστε να βρίσκεται πάνω κάτω στα ίδια επίπεδα με τα υπόλοιπα σήματα και κυρίως με το Subcarrier των 10GHz.

- Η δύο DC πηγές που ρυθμίζουν το Bias στον Modulator έχουν επιλεγεί κατάλληλα ώστε να γίνεται επαρκής καταπίεση της μιας πλευρικής ζώνης. Έτσι η πάνω δίνει τάση 2.5V και η κάτω 5V.
- Ο πολυπλέκτης 2X1 πολυπλέκει τα δύο οπτικά σήματα (το διαμορφωμένο απο το modulator, και τον carrier των 193.05THz), όμως δίνει και τη δυνατότητα να γίνει φιλτράρισμα το πολυπλεκόμενων σημάτων. Έτσι δεν χρειάζεται να τοποθετηθεί επιπλέον φίλτρο για να κρατήσουμε τα Subcarriers που προέκυψαν από τη διαμόρφωση, κόβοντας ουσιαστικά τον carrier αλλά και τον περιττό θόρυβο.  
Ως κεντρική συχνότητα του ενός καναλιού επιλέγεται τα 193.050THz και του άλλου τα 193.110THz, ενώ το εύρος ορίζεται στα 10GHz έτσι ώστε να περνάνε ακριβώς οι τρεις υποφέρουσες συχνότητες και μόνο αυτές. Ο carrier που βρίσκεται στα 193.05THz σίγουρα θα περνάει από το φίλτρο καθώς είναι πολύ πιο στενός, φασματικά, από τα 10GHz. Η χαρακτηριστική του φίλτρου είναι Gaussian 3ης τάξης.
- Τέλος σκόπιμο κρίνεται να αναφερθούν, εκτός από τη συνδεσμολογία, και τα δεδομένα του Mach Zehnder Modulator. Έτσι λοιπόν έχουμε:
  - ✓  $V_{pi} DC = 5V$
  - ✓  $V_{pi} RF = 5V$
  - ✓ Insertion Loss 6
  - ✓ Extinction Ratio 60
  - ✓ Lower Arm Phase POSITIVE
 Όλες αυτές οι τιμές ορίστηκαν με τετοιο τρόπο ώστε να γίνεται επαρκής καταπίεση της αριστερής πλευρικής ζώνης. Σημαντικό είναι να πούμε πως ρυθμίζοντας το τελευταίο στοιχείο (lower arm phase) μπορεί κανείς να καταπιέσει οποιαδήποτε από τις δύο πλευρικές ζώνες θέλει. Έμεις επιλέξαμε POSITIVE για να κρατήσουμε την δεξιά.
- Τελευταίο στοιχείο του πομπού είναι ο ενισχυτής. Χρησιμοποιείται το module του VPI που περιγράφει έναν ιδανικό ενισχυτή (Ideal Optical Amplifier) το οποίο ορίζεται σε λειτουργία Power Controlled που σημαίνει ότι, δεν καθορίζουμε την τιμή της ενίσχυσης που προσφέρεται στο εισερχόμενο σήμα αλλά την τιμή της ισχύος του σήματος εξόδου ανεξάρτητα από αυτή του σήματος εισόδου. Έτσι λοιπόν η ισχύς εξόδου του οπτικού ενισχυτή, συνεπώς και η ισχύς του σήματος που διοχετεύουμε στην ίνα, έχει την τιμή του 1,5mW, που αντιστοιχεί σε  $10 \cdot \log(1.5) = 1.76dBm$ . Τιμή η οποία βρίσκεται μέσα σε πραγματικά πλαίσια.

Αφού ολοκληρώθηκε η παρουσίαση των τιμών των μεταβλητών, θα συνεχίσουμε αναφερόμενοι σταδιακά στα διάφορα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα του οπτικού διαμορφωτή, παραθέτοντας διαγράμματα που έχουν ληφθεί από την προσομοίωση, και σχολιάζοντας τα αποτελέσματα.



### 3.2.3.1 Οπτικό σήμα των CW's

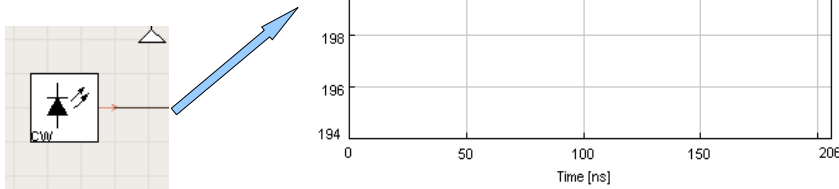


Illustration 42: CW στα 193.1THz

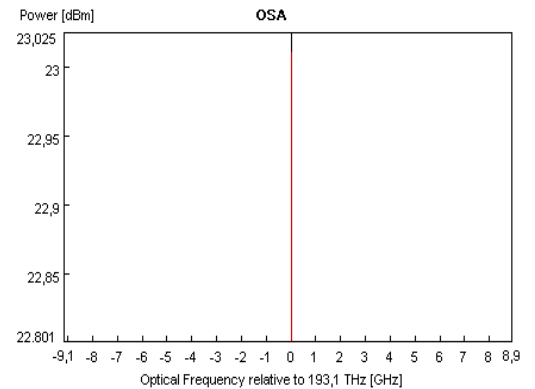


Illustration 43: Φάσμα CW στα 193.1THz

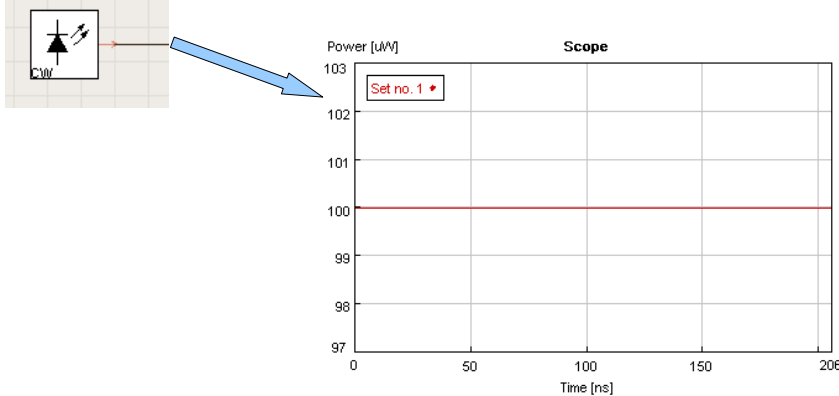


Illustration 44: CW στα 193.05THz

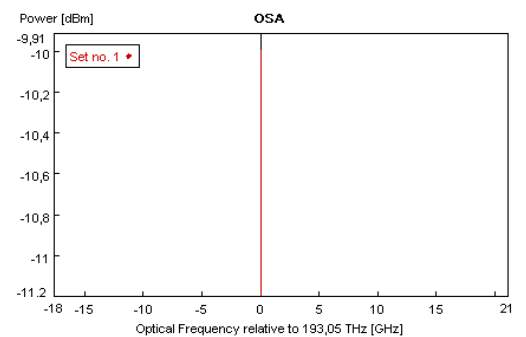


Illustration 45: Φάσμα CW στα 193.05THz

Διακρίνονται τα δυο CW σήματα στο πεδίο του χρόνου, με τις ισχείς όπως έχουν αναφερθεί προηγουμένως. Αυτό που αξίζει να σημειωθεί είναι η ιδιαιτερότητα του φάσματος των δύο CW.

Είναι εμφανές ότι και τα δύο έχουν μοναδιαίο φασματικό περιεχόμενο, στη συχνότητα που έχουν ρυθμιστεί. Αυτό έχει προκύψει λόγω του μηδενικού linewidth των laser και είναι κάτι που δεν ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα, αν και το πρόγραμμα προσομοίωσης μας το δίνει σαν επιλογή.

Το linewidth είναι ουσιαστικά το εύρος του οπτικού φάσματος ενός laser, καθώς ακόμα και αν το laser είναι “μονοχρωματικό” δεν αποτελείται από μια μόνο συχνότητα. Μεγάλο ρόλο στο linewidth παίζει ο θόρυβος φάσης ενός laser. Lasers με πολύ στενό linewidth (ή αλλιώς με υψηλό βαθμό μονοχρωματικότητας) απαιτούνται σε πολλές εφαρμογές και, όπως θα δούμε στη συνέχεια, και στην αρχιτεκτονική που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία.

Αν δούμε ολόκληρο το κύκλωμα θα προσέξουμε ότι το πρώτο laser χωρίζεται με έναν coupler σε δύο τμήματα. Το ένα πηγαίνει στον modulator, όπως είπαμε πριν, και το δεύτερο προστίθεται και πάλι στο κύκλωμα μετά τον modulator. Αυτό γίνεται επειδή σκοπός είναι να εξαλειφθεί ο οπτικός carrier που προκύπτει από τον MZM και να προστεθεί με αυτό τον τρόπο παρακάτω. Μια τέτοια κίνηση, θα δείξουμε αργότερα, ότι είναι αναγκαία για να έχουμε carrier με πολύ στενό εύρος, πράγμα που θα χρειαστεί στο RHD, καθώς η αρχική υλοποίηση με

carrier από τον modulator παρουσίαζε προβλήματα. Μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι η χρήση των couplers προσδίδει στον carrier διαφορά φάσης σε σχέση με τις υποφέρουσες, ωστόσο κάτι τέτοιο δεν είναι απαραίτητα κακό, αφού, όπως αποδείξαμε στην παράγραφο του RHD, το μόνο που θα κάνει θα είναι να προσθέσει μια αρχική φάση στο ηλεκτρικό που προκύπτει ως αποτέλεσμα του heterodyne. Σημειώνεται ότι ο attenuator που ακολουθεί τον coupler, χρησιμεύει στο να φέρει την ισχύ του carrier στα ίδια επίπεδα με των subcarriers, χωρίς όμως μια τόσο λεπτομερή ρύθμιση να θεωρείται απαραίτητη.

Το δεύτερο laser προστίθεται με έναν πολυπλέκτη στο σήμα που έχει προκύψει από τον διαμορφωτή. Πρόκειται για ένα CW το οποίο θα χρησιμοποιηθεί αποκλειστικά για να γίνει RHD στη φωτοδίοδο στο δέκτη.

### 3.2.3.2 Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή

Μελετήθηκε προηγουμένως η συνδεσμολογία του modulator κατά τρόπο που να πετυχαίνουμε OSSB διαμόρφωση. Τώρα θα δούμε γενικά το πως έχει συνδεθεί ο modulator για την εκτέλεση της προσομοίωσης, καθώς και διαγράμματα που περιγράφουν το σήμα που προκύπτει, τόσο χρονικά όσο και στο πεδίο της συχνότητας.

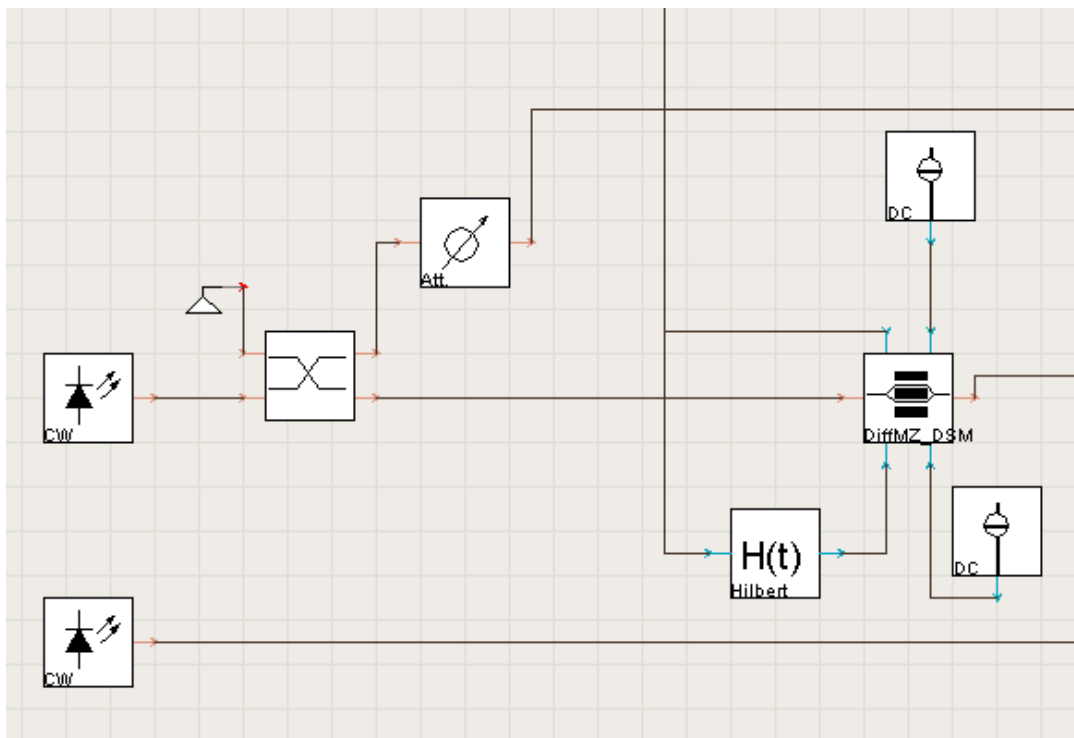


Illustration 46: Οπτικός Διαμορφωτής

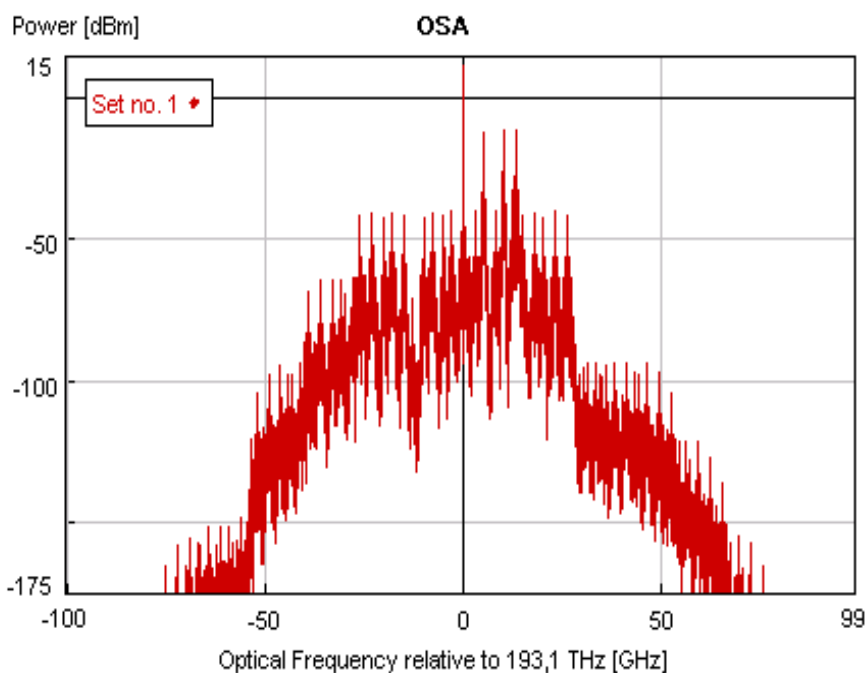


Illustration 47: Σήμα εξόδου του οπτικού διαμορφωτή

Στο σχήμα 45 απεικονίζεται ο Mach – Zehnder Modulator με όλα τα στοιχεία που είναι απαραίτητα για τη λειτουργία του. Οι μεταβλητές των στοιχείων αλλά και του modulator έχουν σημειωθεί σε προηγούμενη παράγραφο, ενώ έχουμε ήδη ασχοληθεί με το στοιχείο Hilbert και το λόγο χρήσης του. Στο σχήμα 46 φαίνεται το φάσμα του σήματος όπως προκύπτει στην έξοδο του modulator. Εδώ δεν παραθέτουμε το διάγραμμα του σήματος στο πεδίο του χρόνου αφού δεν μπορούμε να αποκομίσουμε κάποια πληροφορία από αυτό.

Παρατηρώντας λοιπόν το φάσμα συμπεραίνουμε ότι το CW που τροφοδοτήθηκε στον MZM έχει διαμορφωθεί από το RF σήμα. Πιο συγκεκριμένα προκύπτει ότι έχει γίνει διαμόρφωση – πολυπλεξία υποφέρουσων (Subcarrier Multiplexing, SCM) αφού είναι ξεκάθαρη η ύπαρξη διαμορφωμένων subcarriers δεξιά του οπτικού carrier στις συχνότητες 5, 10 και 13GHz αντίστοιχα. Εκτός όμως από τις υποφέρουσες διακρίνουμε την ύπαρξη και αρμονικών σε συχνότητες που προκύπτουν από το άθροισμα, τη διαφορά και γενικά τους συνδυασμούς των συχνοτήτων των RF σημάτων. Αυτές οι αρμονικές εκτείνονται σε όλο το εύρος λειτουργίας του διαμορφωτή, όμως βρίσκονται τουλάχιστον 30dBm χαμηλότερα σε ισχύ σε σχέση με τις υποφέρουσες τις δεξιάς πλευρικής ζώνης.

Ένα άλλο συμπέρασμα που προκύπτει είναι η ύπαρξη OSSB διαμόρφωση. Είναι φανερό πως έχει επιτευχθεί σε μεγάλο βαθμό καταπίεση της αριστερής πλευρικής ζώνης καθώς οι φασματικές συνιστώσες που βρίσκονται αριστερά του carrier είναι μειωμένες κατά τουλάχιστον 30dBm, σε σχέση με αυτές που βρίσκονται δεξιά.

Τέλος πρέπει να σχολιαστεί η ύπαρξη αρκετά ισχυρού οπτικού carrier ο οποίος έχει προκύψει από τον modulator. Φαίνεται ότι είναι περίπου 30dBm ισχυρότερος σε σχέση με την ισχυρότερη υποφέρουσα. Στη συνέχεια ο carrier αυτός θα αποκοπεί με τη βοήθεια ενός φίλτρου, καθώς δεν μπορούμε να τον εκμεταλλευτούμε στο RHD λόγω του ότι δεν έχει μοναδιαίο φασματικό περιεχόμενο. Τη θέση του θα πάρει το τμήμα του CW που διαχωρίστηκε προηγουμένως με τον coupler, το οποίο βρίσκεται στην ίδια συχνότητα (193,1 THz) και έχει,

όπως είδαμε, μοναδιαίο φασματικό περιεχόμενο.

### 3.2.3.3 Οπτικό σήμα μετά τον 2X1 MUX

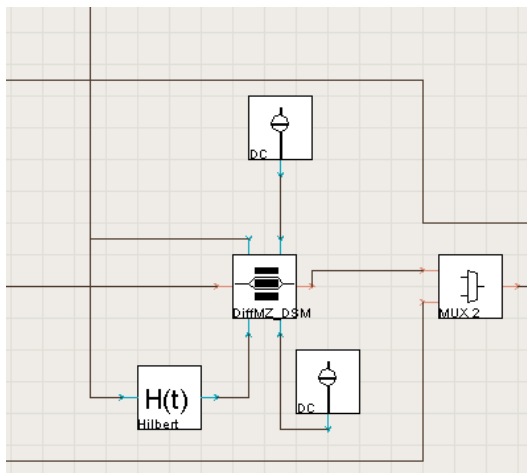


Illustration 48: 2X1 MUX

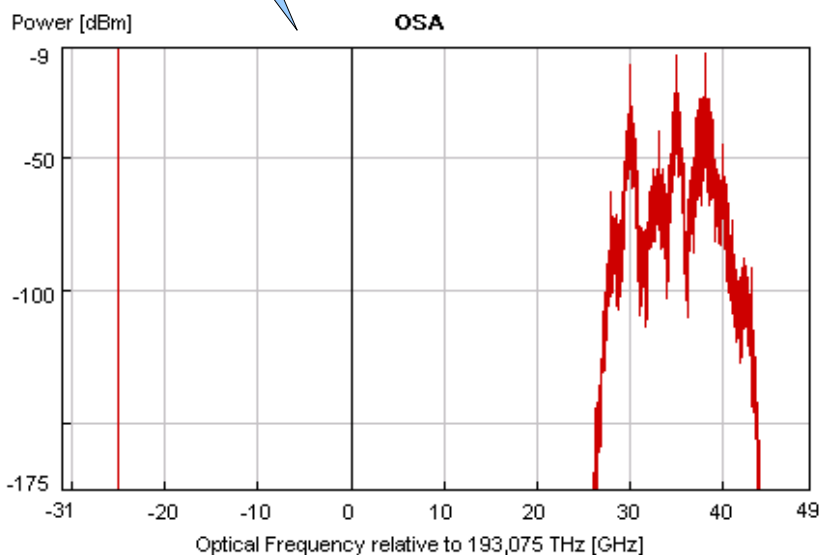


Illustration 49: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX

Ο 2 σε 1 πολυπλέκτης είναι ένα στοιχείο που δίνει τη δυνατότητα να πολυπλεχθούν δύο σήματα, ενώ κάθε μια από τις δύο εισόδους τους είναι και ένα οπτικό φίλτρο. Έτσι περαν του συνδυασμού των δύο οπτικών σημάτων, μπορούμε και να τα φιλτράρουμε κατά τον επιθυμητό τρόπο. Ένα μειονέκτημα αυτού είναι ότι τα δύο φίλτρα πρέπει να έχουν το ίδιο εύρος, κάτι που όμως δεν δημιουργεί πρόβλημα στη δική μας περίπτωση, αφού το CW (θύρα εισόδου 2) που βρίσκεται στα 193.050THz δεν έχει καποιο άλλο σήμα γύρω του και έτσι το εύρος του φίλτρου μπορεί να ρυθμιστεί βάσει του τι θέλουμε να καταπιέσουμε στο σήμα που προέρχεται από τον

modulator (θυρα εισόδου 1). Σε κάθε περίπτωση το μοναδιαίο φάσμα του CW θα διέλθει από το φίλτρο.

Έτσι έχουν δημιουργηθεί, όπως απεικονίζεται στο φάσμα του σήματος μετά τον 2X1 MUX, οι τρεις υποφέρουσες και το ένα CW με το οποίο θα κάνει Heterodyne η μεσαία εξ αυτών, στο δέκτη. Οι τρεις υποφέρουσες έχουν προκύψει από το σήμα εξόδου του MZM αφού έχει προηγηθεί φιλτράρισμα με χρήση του MUX. Όπως είναι εμφανές έχουν καταπιεστεί πλήρως όλες οι αρμονικές, που δεν βρίσκονται ανάμεσα στις υποφέρουσες καθώς επίσης και ο carrier. Αυτό που λείπει πλέον από το σήμα είναι να προσθέσουμε ένα CW στα 193.1THz το οποίο θα χρησιμοποιηθεί στο RHD που θα γίνει για να προκύψει το σήμα των 5GHz.

### 3.2.3.4 Οπτικό σήμα μετά τον Coupler και τον Amplifier

Ο coupler χρησιμοποιείται για να προστεθεί, στο ήδη δημιουργηθέν σήμα, ένα ακόμα CW, το οποίο είναι στην ουσία το CW που έχει τροφοδοτήσει τον modulator. Σε προηγούμενη παραγραφο έχουμε περιγράψει το πως το εν λόγω CW έχει χωριστεί σε δύο τμήματα με χρήση ενός coupler.

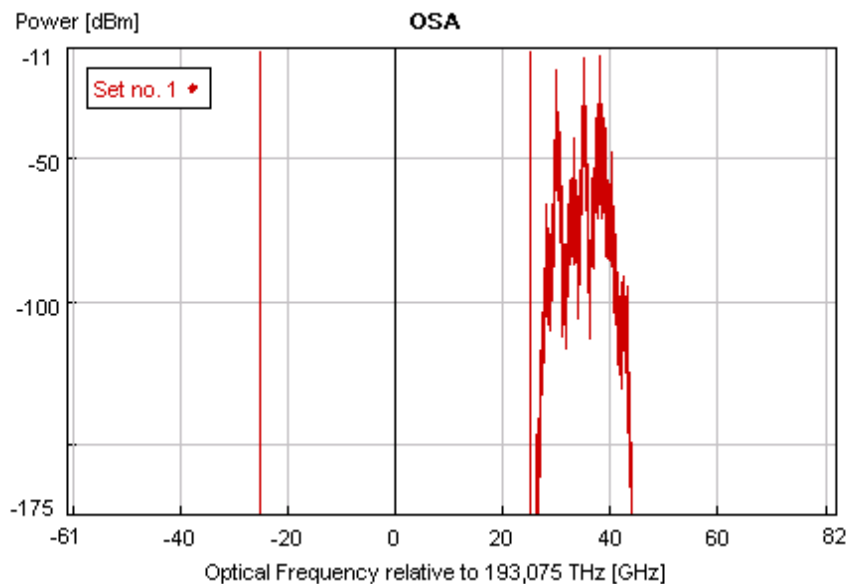


Illustration 50: Φάσμα μετά τον Coupler

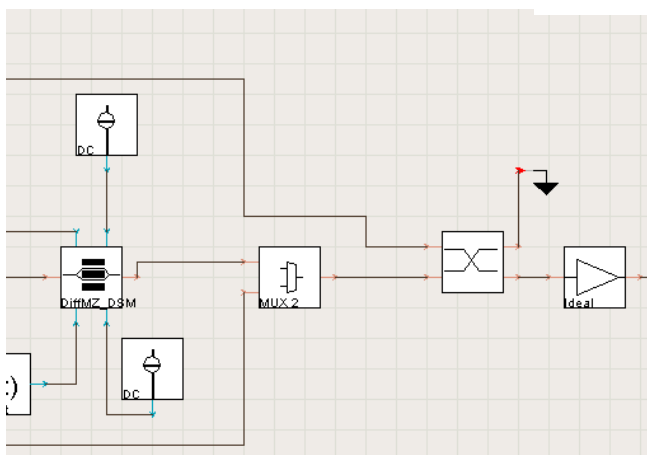
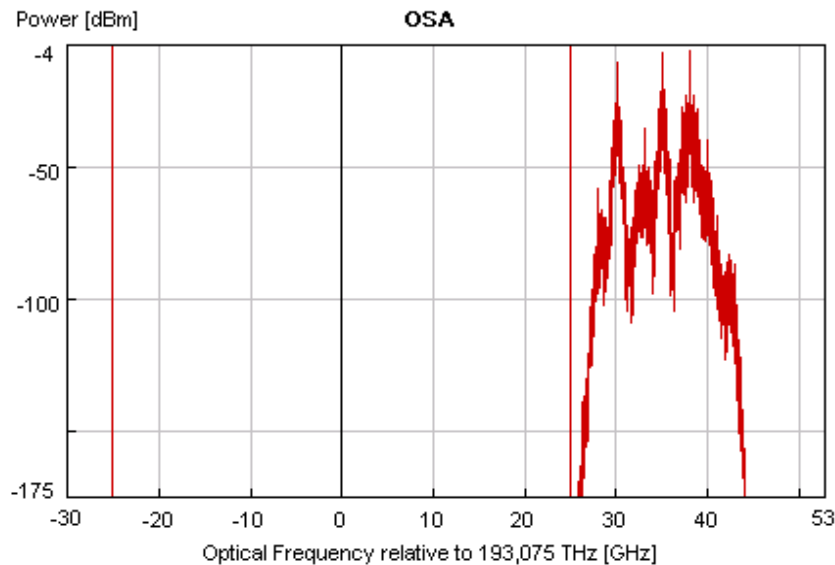


Illustration 51: Coupler



*Illustration 52: Φάσμα μετά τον οπτικό ενισχυτή*

Στο σχήμα 51 βλέπουμε το φάσμα του σήματος μετά τον coupler. Η μόνη διαφορά με το προηγούμενο στάδιο είναι η πρόσθεση του CW συχνότητας 193.1THz. Στο σχήμα 52 απεικονίζεται το φάσμα μετά τον ιδανικό ενισχυτή, που αποτελεί και το τελευταίο στοιχείο του Transmitter. Αν συγκρινουμε τα επίπεδα ισχύος με το ακριβώς προηγούμενο διάγραμμα θα δούμε ότι έχει υπάρξει μια ενίσχυση του σήματος κατά περίπου 7dBm. Στην πραγματικότητα ο ενισχυτής λειτουργεί σε Power Controlled Mode, επομένως ελέγχουμε μόνο την ισχύ εξόδου του και όχι την ενίσχυση που θα προσφέρει στο σήμα εισόδου. Θεωρήθηκε χρήσιμο να γίνει κάτι τέτοιο, καθώς έτσι μπορούμε να φέρουμε την ισχύ με την οποία, το κύκλωμα, τροφοδοτεί την ίνα, σε ρεαλιστικά επίπεδα, χωρίς να αναγκαστούμε να ρυθμίσουμε ξεχωριστά το κάθε laser αλλά και την κάθε RF γεννήτρια, πράγμα που θα είχε και εξαιρετικά αμφίβολα αποτελέσματα.

Σε αυτό το σημείο ολοκληρώνεται η αρχιτεκτονική του πομπου. Το σήμα που έχει δημιουργηθεί διοχετεύεται στην ίνα, με την ισχύ που έχει καθοριστεί από τον ενισχυτή και λαμβάνεται στο δέκτη με τον τρόπο που θα περιγραφεί στη συνέχεια.

### 3.2.4 Κύκλωμα Δέκτη

Ο δέκτης αποτελείται από τρία τμήματα, κάθε ένα από τα οποία υλοποιεί τον δέκτη για μια από τις τρεις υπηρεσίες που έχουμε μεταδώσει. Έτσι έχουμε κατα σειρά τον δέκτη για το Fiber to the Home, για το WLAN (5GHz) και για το WPAN στα 60GHz. Το συνολικό κύκλωμα του δέκτη απεικονίζεται στην εικόνα που ακολουθεί.

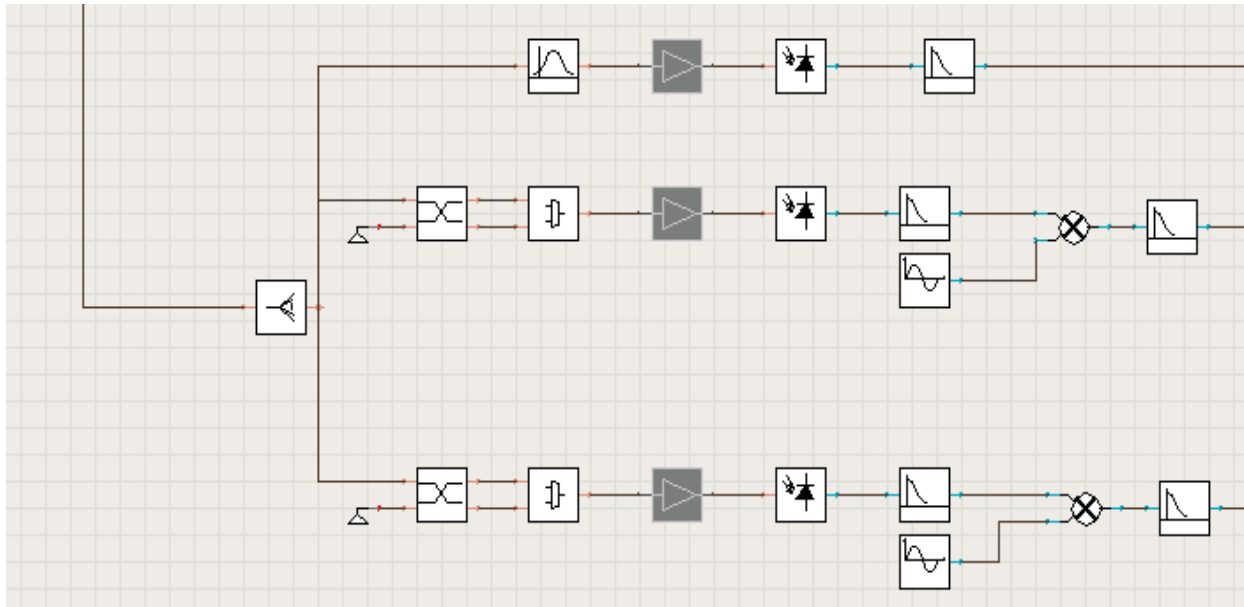


Illustration 53: Κυκλωμα Δέκτη

Το σήμα φτάνει στο δέκτη μέσω της ίνας και εκεί διαχωρίζεται από έναν splitter σε τρία μέρη. Ο splitter είναι ένα module του VPI, που δέχεται ένα σήμα, ισχύος  $P$ , στην είσοδο του και το διαχωρίζει σε  $N$  κομμάτια στην έξοδο κάθε ένα από τα οποία έχει ισχύ  $P/N$ . Σε αντίθεση με τον coupler, αυτό το module δεν αλλάζει καθόλου τη φάση των σημάτων. Ενδεικτικά δείχνουμε το φάσμα που λαμβάνουμε σε μια τυχαία έξοδο του splitter.

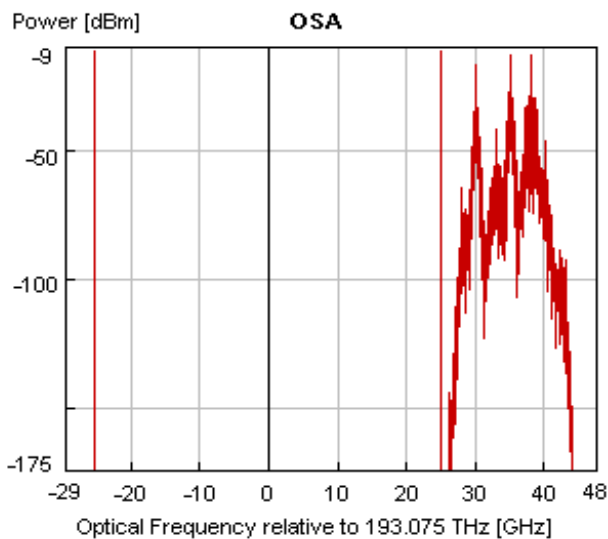
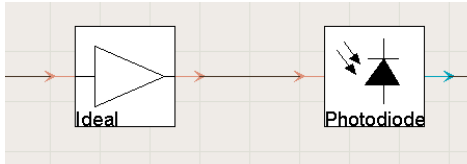


Illustration 54: Φάσμα στην έξοδο του Splitter

Στις παραγράφους που ακολουθούν θα αναλυθεί ξεχωριστά κάθε ένα από τα τρία κυκλώματα των δεκτών. Τονίζουμε ότι για τη λήψη των διαγραμμάτων έγινε προσομοίωση με ένα 12km και ισχύ πομπού 1.5mW.

### 3.2.4.1 Preamplified Receiver

Πριν συνεχίσουμε θεωρούμε αναγκαίο να κάνουμε μια μικρή περιγραφή του οπτικού δέκτη που χρησιμοποιείται στην προσομοίωση. Πρόκειται για μια δομή ενός Preamplified Receiver όπως φαίνεται στο σχήμα.



Ουσιαστικά το σήμα που μεταδίδεται δεν μπαίνει στη φωτοδίοδο απ'ευθείας, αλλά πρώτα περνάει από έναν οπτικό ενισχυτή ο οποίος προηγείται της δίοδου. Υπο κανονικές συνθήκες χρησιμοποιείται για να ενισχυσει το οπτικό σήμα πριν αυτό χτυπήσει στη φωτοδίοδο. Ωστόσο εδώ τον λειτουργούμε σε Power Controlled Mode (όπως και αυτόν του πομπού) για να μπορέσουμε

να εκτελέσουμε ευκολότερα τις μετρήσεις, όπως θα φανεί σε επόμενο κεφάλαιο.

### 3.2.4.2 Δέκτης υπηρεσίας Fiber to the Home

Ο δέκτης για FTTH είναι ο πιο απλός από τους τρεις καθώς δεν απαιτεί κάποιο ηλεκτρικό κύκλωμα υποβιβασμού της συχνότητας αφού το σήμα που πρέπει να λάβει είναι baseband. Για αυτό το βασικό μέρος αυτού είναι το οπτικό και όχι το ηλεκτρικό. Η δομή του δέκτη έχει ως εξής:

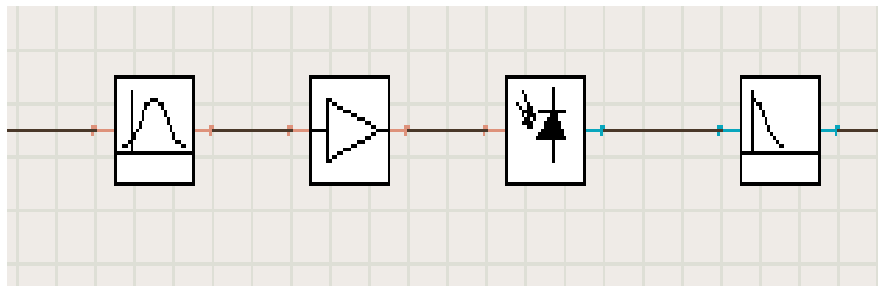


Illustration 55: Δέκτης FTTH

Το σήμα από τον splitter περνάει από ένα ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο, έτσι ώστε να κρατήσουμε την υποφέρουσα που μεταφέρει την πληροφορία για το FTTH. Έπειτα ενισχύεται από τον ιδανικό οπτικό ενισχυτή και εισέρχεται στη φωτοδίοδο οπότε μετατρέπεται σε ηλεκτρικό. Τέλος χρησιμοποιείται ένα βαθυπερατό ηλεκτρικό φίλτρο για να αποκοπεί ο θόρυβος και ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες που ενδεχομένως έχουν προκύψει από τη μετατροπή του οπτικού σε ηλεκτρικό.

Παρουσιάζουμε τις τιμές των μεταβλητών όπως ορίστηκαν για τα διάφορα στοιχεία του FTTH δέκτη:

- Οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο  
Ορίστηκε κεντρική συχνότητα του φίλτρου τα 193.113THz δηλαδή 13GHz πάνω από τη συχνότητα του οπτικού carrier, όπου και έχουν μεταφερθεί τα δεδομένα του πρώτου καναλιού. Το εύρος επιλέχθηκε στα  $2 \times 1244\text{MHz}$  δηλαδή όσο και το εύρος του σήματος που τροφοδοτήσαμε στην ίνα (συμπεριλαμβανομένων και των δύο πλευρικών ζωνών). Τέλος η χαρακτηριστική του φίλτρου είναι Gaussian τρίτης τάξης.



- Οπτικός ενισχυτής  
Η ισχύς του οπτικού ενισχυτή δεν διατηρείται σε σταθερά επίπεδα αλλά η τιμή της κυμαίνεται ανάλογα με τη μέτρηση που θέλουμε να πετύχουμε. Ακόμα λειτουργεί σε Power Controlled Mode, για να μπορούμε να έχουμε άμεση εποπτεία της ισχύος που προσπίπτει στη φωτοδίοδο.
- Φωτοδίοδος  
Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.
- Βαθυπερατό Ηλεκτρικό Φίλτρο  
Για το βαθυπερατό φίλτρο επιλέχθηκε εύρος 1244MHz, δηλαδή όσο και του αρχικού baseband σήματος ή αλλιώς όσο το εύρος της μιας πλευρικής ζώνης του μεταδοθέντος σήματος. Η χαρακτηριστική του φίλτρου ήταν, και σε αυτή την περίπτωση, Gaussian τρίτης τάξης.

### 3.2.4.2.1 Σήμα μετά το οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο

Είδαμε σε προηγούμενη εικόνα το φάσμα του σήματος αμέσως μετά τον splitter. Αυτό το σήμα περνάει μέσα από το οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο και ενισχύεται από τον ενισχυτή, οπότε το αποτέλεσμα που παίρνουμε στην έξοδο έχει ως εξής:

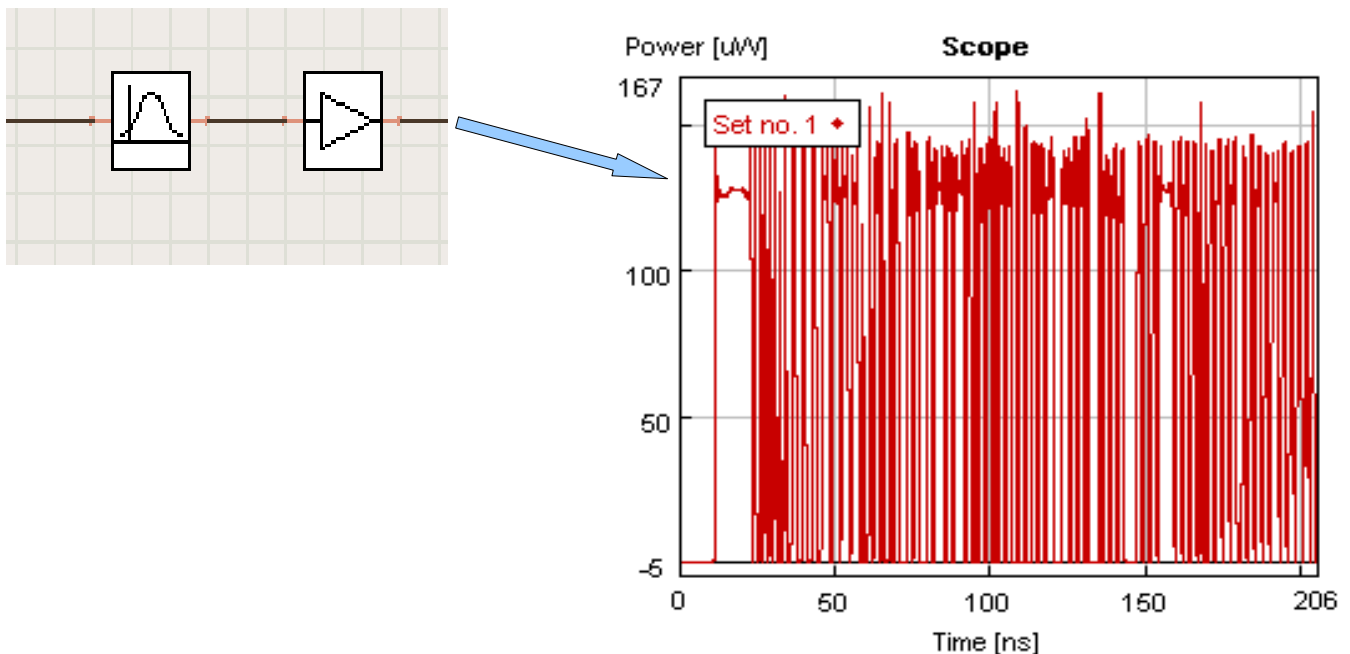


Illustration 56: Παλμοσειρά μετά το οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο

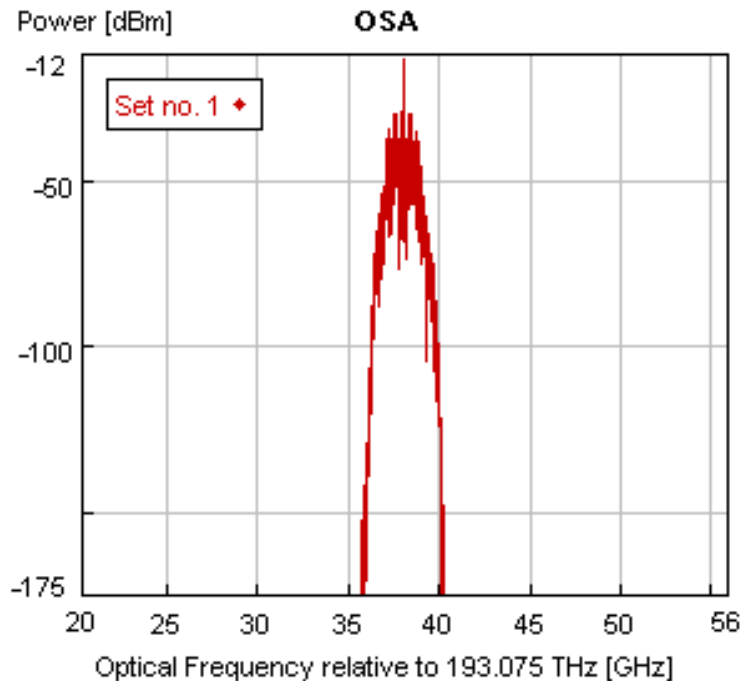


Illustration 57: Φάσμα μετά το ζωνοπερατό

Όπως έχει φανεί και στην περιγραφή του πομπού, έχουμε δημιουργήσει μια παλμοσειρά, με τη βοήθεια της PRBS, η οποία αποτελεί τα δεδομένα του πρώτου καναλιού, που δεν είναι άλλα από τα δεδομένα του FTTH. Αυτή λοιπόν την παλμοσειρά, πριν την μετατρέψουμε σε οπτικό σήμα, την μεταθέσαμε από το baseband στα 13GHz. Έπειτα διαμορφώσαμε το οπτικό και έτσι τα δεδομένα αυτού του καναλιού μεταδόθηκαν μέσω της ίνας ως μια υποφέρουσα, σε συχνότητα που απείχε 13GHz από τον οπτικό carrier. Έτσι για να ανακτήσουμε το σήμα του πρώτου καναλιού πρέπει να κρατήσουμε το οπτικό φάσμα που αντιστοιχεί στην υποφέρουσα αυτή, μαζί φυσικά με το φασματικό της περιεχόμενο. Άλλωστε υπενθυμίζουμε ότι για την ανίχνευση του πρώτου καναλιού πρόκειται να γίνει Direct Detection, οπότε δεν χρειάζεται να χτυπήσει στη φωτοδίοδο κάποιος επιπλέον carrier. Αυτός είναι ο λόγος που χρησιμοποιούμε το βαθυπερατό φίλτρο σε αυτό το σημείο.

Φαίνεται λοιπόν πως έχουμε καταφέρει να κρατήσουμε μόνο τις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν, οι οποίες είναι όσες βρίσκονται σε απόσταση μικρότερη των 1244MHz γύρω από τα 193.113THz. Σχεδόν όλες οι υπόλοιπες έχουν καταπιεστεί, και λέμε σχεδόν επειδή έχουν περάσει και κάποιες ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες που βρίσκονται σε απόσταση μεγαλύτερη των 1244MHz, πράγμα που όπως έχουμε πει οφείλεται στη χαρακτηριστική του φίλτρου. Ωστόσο η ισχύς τους είναι πολύ μικρή και άρα μπορούν να αμεληθούν.

Στο πεδίο του χρόνου διαφαίνεται η PRBS που αποστέλλει ο πομπός, με αρκετό όμως θόρυβο στον “άσσο”.

### 3.2.4.2.2 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο

Το οπτικό σήμα που έχει προκύψει από τη φωτοδίοδο προσπίπτει στη φωτοδίοδο έτσι ώστε να γίνει ανίχνευση της παλμοσειράς που μεταφέρει μέσω της διαδικασίας του Direct Detection

(DD), διαδικασία η οποία θα περιγραφεί στη συνέχεια. Λαμβάνουμε τα εξής διαγράμματα και παλμοσειρές, αμέσως μετά τη φωτοδίοδο:

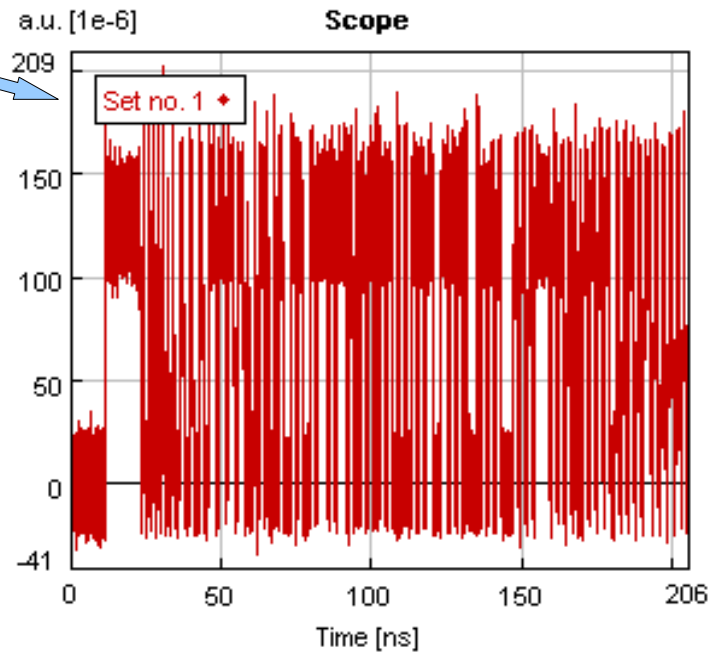
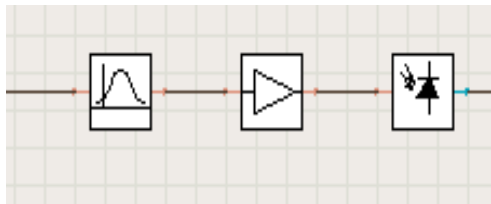


Illustration 58: Παλμοσειρά μετά την φωτοδίοδο

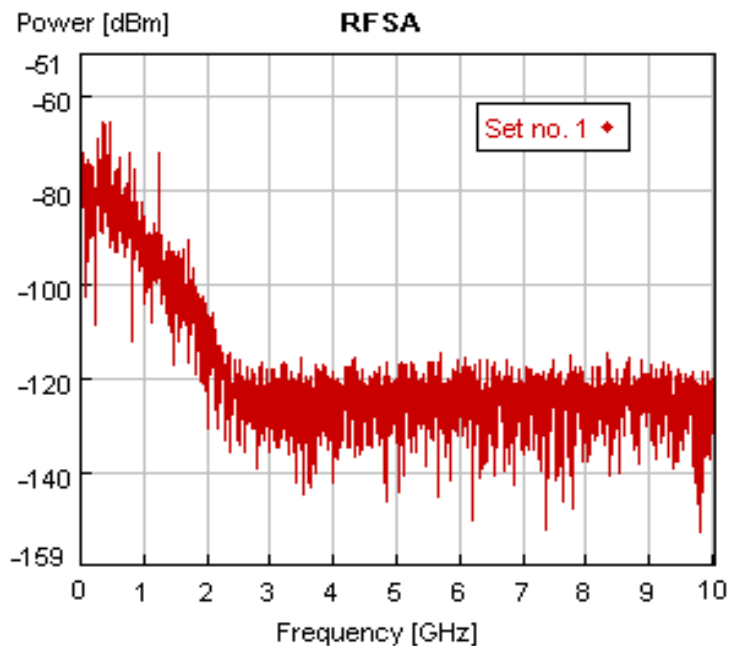


Illustration 59: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

Από το σήμα στο πεδίο του χρόνου μπορούμε να δούμε ότι έχουμε ανακτήσει την παλμοσειρά που είχαμε αποστείλει στον RF πομπό, μαζί όμως με πολύ θόρυβο τόσο στον “άσσο” όσο και στο “μηδέν”. Αυτό γίνεται καλύτερα κατανοητό προσέχοντας το φάσμα του σήματος όπως

προκύπτει μετά τη φώραση στη φωτοδίοδο. Φαίνεται ότι πέραν του σήματος, υπάρχει θόρυβος σε όλο το εύρος λειτουργίας τη φωτοδίοδου, και πρόκειται για θόρυβο που έχει προστεθεί από αυτήν. Για να αποκόψουμε το θόρυβο χρησιμοποιούμε το βαθυπερατό ηλεκτρικό φίλτρο το οποίο θα επιτρέψει μόνο στο φάσμα του σήματος να περάσει.

### 3.2.4.2.3 Σήμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο

Τελευταίο στοιχείο είναι το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο που θα κόψει το θόρυβο που προέκυψε από τη διαδικασία της φώρασης του οπτικού σήματος. Προφανώς το εύρος του έχει επιλεγεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε να περνούν μόνο οι συνιστώσες του σήματος.

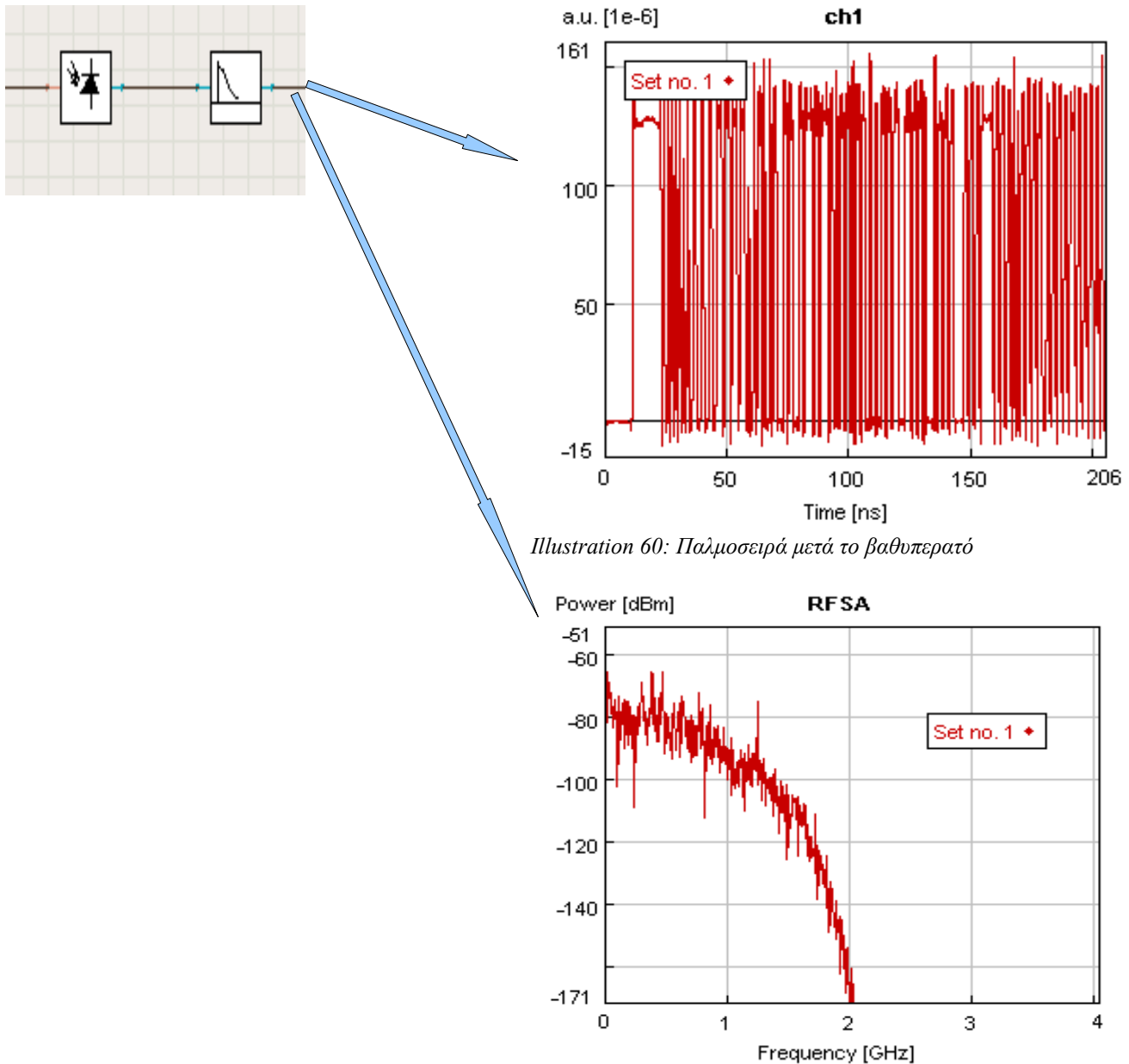


Illustration 60: Παλμοσειρά μετά το βαθυπερατό

Illustration 61: Φάσμα μετά το βαθυπερατό

Ανακτήσαμε, όπως είναι φανερό το σήμα που είχαμε δημιουργήσει στον RF πομπό, ενώ το βαθυπερατό φίλτρο βοήθησε στο να απαλλαγούμε από το θόρυβο. Κάτι τέτοιο γίνεται σαφές

τόσο από το φάσμα της εξόδου του βαθυπερατού όσο και από το σήμα όπως απεικονίζεται στο πεδίο του χρόνου. Σημειώνεται ότι το ωφέλιμο φάσμα εκτείνεται μέχρι τα 1244MHz, όμως η έξοδος του φίλτρου δίνει και κάποιες παραπάνω συχνότητες, που όμως δεν δημιουργούν ιδιαίτερο πρόβλημα καθώς η ισχύς τους είναι πολύ χαμηλή.

Σε αυτό το σημείο ολοκληρώνεται η περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος στο βαθμό που αφορά την παροχή της υπηρεσίας FTTH. Αργότερα θα δούμε τι αποτελέσματα δίνουν οι μετρήσεις που έγιναν για να διαπιστωθεί η ποιότητα που εξασφαλίζεται για αυτή την υπηρεσία.

### 3.2.4.3 Δέκτης για WLAN

Ο δέκτης που χρησιμοποιείται για τη λήψη του WLAN είναι κάπως πιο σύνθετος από τον προηγούμενο, καθώς περιλαμβάνει και την πραγματοποίηση RHD στη φωτοδίοδο, αλλά και ένα ηλεκτρικό κύκλωμα που φροντίζει για το down-convert από τη συχνότητα εκπομπής στο baseband, για να γίνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων. Η δομή του δέκτη έχει ως εξής:

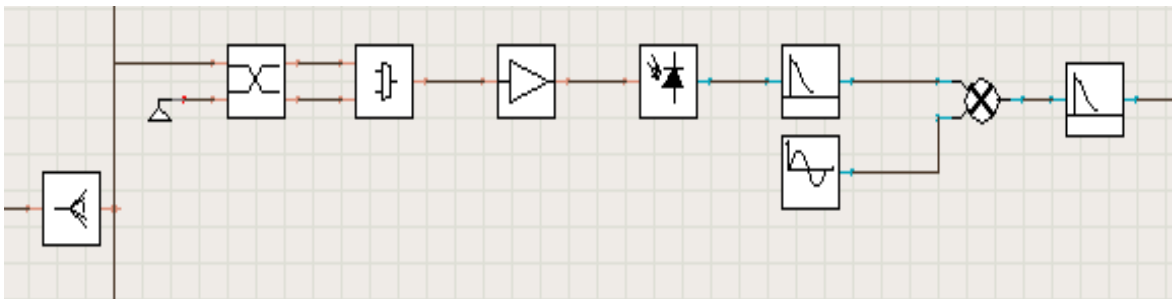


Illustration 62: Δέκτης WLAN

Το σήμα που προκύπτει από τον splitter διαχωρίζεται εκ νέου σε δύο τμήματα με τη βοήθεια ενός coupler. Έπειτα τα δύο τμήματα ξαναενώνονται με ένα 2X1 MUX που ταυτόχρονα εκτελεί και φιλτράρισμα του ανεπιθύμητου φάσματος. Στη συνέχεια, αφού ενισχυθεί, προσπίπτει στη φωτοδίοδο και μετατρέπεται σε ηλεκτρικό, το οποίο όμως βρίσκεται στα 5GHz και όχι στο baseband, αφού έχει γίνει ετερόδουνη αποδιαμόρφωση του οπτικού. Τη φωτοδίοδο ακολουθεί το ηλεκτρικό κύκλωμα το οποίο υποβιβάζει το σήμα στο baseband, ούτως ώστε να γίνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων που μεταφέρει. Σημειώνουμε ότι στο πραγματικό κύκλωμα, η φωτοδίοδος συνδέεται με μια κεραία η οποία εκπέμπει το RF σήμα των 5GHz, το οποίο λαμβάνεται, υποβιβάζεται και αποκωδικοποιείται από κάποιο ασύρματο δέκτη. Αυτός είναι και ο λόγος που θέλουμε μετά τη φωτοδίοδο το σήμα να είναι σε RF.

Θα δούμε τώρα τις παραμέτρους όπως έχουν ρυθμιστεί για τα διάφορα στοιχεία του δέκτη:

- Coupler  
Πρόκειται για ένα module που προσομοιάζει τη λειτουργία ενός πραγματικού coupler που έχει συντελεστή συζευξης 0.5.
- 2X1 Πολυπλέκτης  
Είναι το ίδιο module που έχει χρησιμοποιηθεί και στο δέκτη, το οποίο εκτός από της

πολυπλεξία των δύο εισερχομένων σημάτων, προσφέρει και δυνατότητα φιλτραρίσματος αυτών. Έτσι ως κεντρική συχνότητα του φίλτρου της πρώτης εισόδου έχουν επιλεγεί τα 193.1THz και της δεύτερης τα 193.105THz, ενώ το εύρος, που όπως έχουμε πει έχει κοινή τιμή και για τα δύο, κινείται στα 2\*622MHz δηλαδή όσο και το εύρος του δεύτερου καναλιού που μεταδίδει σε ταχύτητα 622Mbps (αν συμπεριλάβουμε φυσικά και τις δύο πλευρικές ζώνες).

- **Οπτικός Ενισχυτής**  
Ο οπτικός ενισχυτής αποτελεί τμήμα του preamplified receiver και ως εκ τούτου λειτουργεί σε Power Controlled Mode, όπως άλλωστε και όλοι οι υπόλοιποι ενισχυτές του κυκλώματος. Η τιμή της ισχύος εξόδου του θα τροποποιείται ανάλογα με τη μέτρηση που θέλουμε να πετύχουμε.
- **Φωτοδίοδος**  
Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.
- **Ζωνοπερατό φίλτρο**  
Το φίλτρο που βρίσκεται μετά τη φωτοδίοδο είναι ένα ηλεκτρικό ζωνοπερατό φίλτρο, παρότι το εικονίδιο του υπονοεί την ύπαρξη βαθυπερατού. Η αναντιστοιχία οφείλεται στο πρόγραμμα που έχει το ίδιο εικονίδιο για όλα τα ηλεκτρικά φίλτρα. Το εν λόγω ζωνοπερατό έχει κεντρική συχνότητα τα 5GHz και εύρος 2\*622MHz, ενώ η χαρακτηριστική του είναι Gaussian τρίτης τάξης.
- **Γεννήτρια Ημιτόνου**  
Είναι μια γεννήτρια που δίνει στην έξοδο ένα ημίτονο σταθερού πλάτους και συχνότητας. Στη συγκεκριμένη το πλάτος είναι 1a.u (amplitude unit) και η συχνότητα 5GHz, ενώ η φάση της είναι στις  $-180^{\circ}$ . Η έξοδος της πολλαπλασιάζεται με το σήμα που προκύπτει από το ζωνοπερατό φίλτρο με τη βοήθεια ενός ηλεκτρικού πολλαπλασιαστή, που αναπαρίσταται από το module του Electrical Multiplier.
- Το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί μετά τον πολλαπλασιαστή είναι ένα ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο, με το οποίο κρατάμε το baseband σήμα που έχει προκύψει από το πολλαπλασιασμό. Το εύρος του έχει οριστεί στα 622MHz, που είναι όσο και εύρος του σήματος του δεύτερου καναλιού, όπως έχει δημιουργηθεί στον πομπό. Η χαρακτηριστική του είναι, όπως και στα υπόλοιπα Gaussian τρίτης τάξης.

#### **3.2.4.3.1 Σήμα μετά τον coupler και τον 2Χ1 Πολυπλέκτη**

Ο coupler μας δίνει το εισερχόμενο σήμα και στις δύο εξόδους του, αφού η μια είσοδος του είναι συνδεδεμένη με πηγή μηδενικής ισχύος (Null Source), και επειδή ο συντελεστής σύζευξης ισχύος είναι 0.5 και τα σήματα εξόδου είναι ίσης ισχύος. Η μόνη διαφορά είναι ότι το σήμα της δεύτερης εξόδου θα έχει μια προπορεία φάσης  $90^{\circ}$  λόγω των αρχών λειτουργίας του coupler, ωστόσο αυτή η διαφορά δεν θα γίνει κατανοητή στα διαγράμματα, θα την αντιληφθούμε μόνο κατά τη διαδικασία της φώρασης.

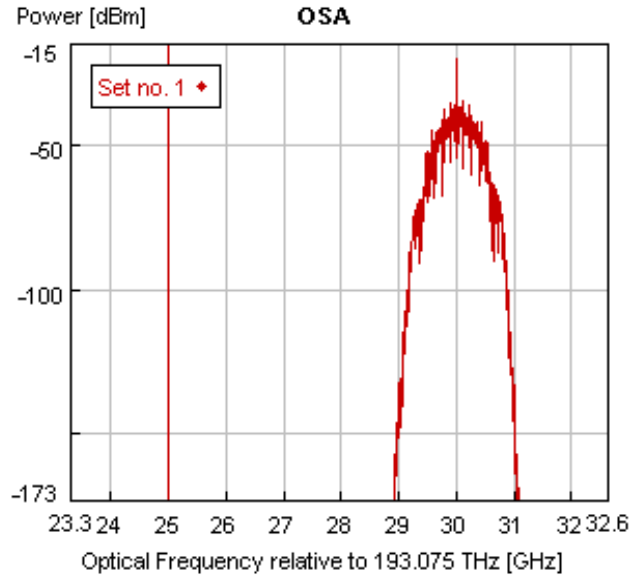
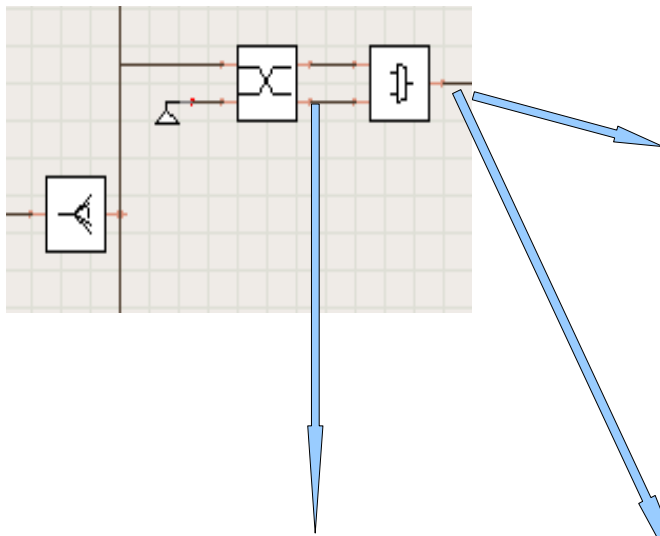


Illustration 63: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX

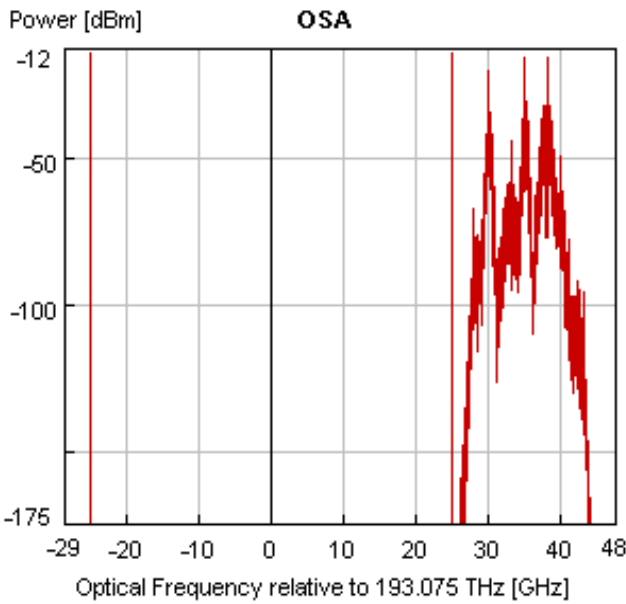


Illustration 64: Φάσμα μετά τον coupler

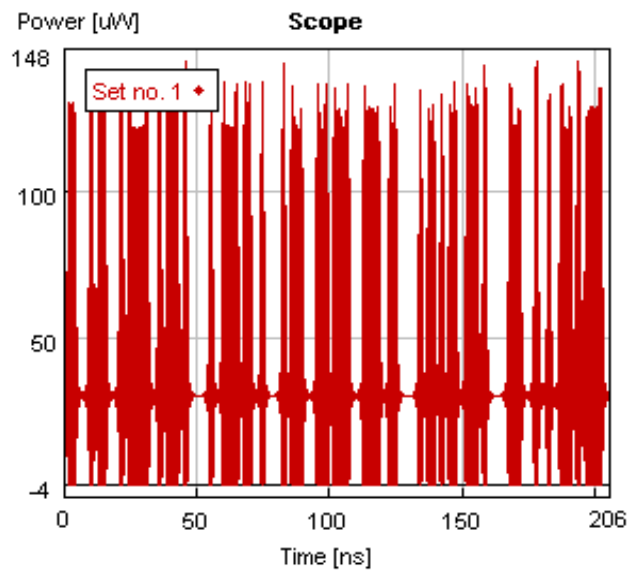


Illustration 65: Παλμοσειρά μετά τον 2X1 MUX

Φαίνεται ότι μετά τον coupler παίρνουμε το σήμα που δίνει ο splitter αλλά μειωμένο σε ισχύ. Το δύο ίδια σήματα που προκύπτουν από τον coupler διοχετεύονται στον 2X1 MUX όπου και φιλτράρονται. Η διαδικασία αυτή γίνεται για να φέρουμε το σήμα στην κατάλληλη μορφή έτσι ώστε όταν χτυπήσει στη φωτοδίοδο να δώσει το επιθυμητό αποτέλεσμα.

Έχει αναφερθεί στην παράγραφο των τεχνικών διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης πως για να γίνει ετερόδυνα αποδιαμόρφωση, η οποία θα δώσει στην έξοδο της φωτοδίοδου ένα RF σήμα 5GHz, πρέπει στη φωτοδίοδο να εισέλθει ταυτόχρονα με την υποφέρουσα που μας ενδιαφέρει,

και ένα CW το οποίο θα απέχει 5GHz από αυτή. Στα διαγράμματα φαίνεται ότι μετά τον MUX έχει δημιουργηθεί ένα φάσμα αυτή ακριβώς της μορφής, καθώς υπάρχει η υποφέρουσα στα 193.105THz και ένα CW στα 193.1THz.

Η προβολή του σήματος στον παλμογράφο, απεικονίζει στοιχειωδώς την παλμοσειρά του δεύτερου καναλιού, δίνοντας μια ιδέα για το τι περιμένουμε να λάβουμε στην έξοδο της φωτοδίοδου.

### 3.2.4.3.2 Σήμα μετα τη φωτοδίοδο

Το φάσμα που δημιουργήθηκε από τον MUX θα “φωτίσει” τώρα τη φωτοδίοδο. Αυτό που περιμένουμε να δούμε, και φυσικά να κρατήσουμε από το σήμα εξόδου, είναι ένα RF σήμα με το φασματικό περιεχόμενο του καναλιού 2, σε συχνότητα 5GHz. Εκτός από αυτό βέβαια θα έχουμε και θόρυβο, αλλά και ένα baseband σήμα που επίσης θα αποτελείται από το φασματικό περιεχόμενο του δεύτερου καναλιού.

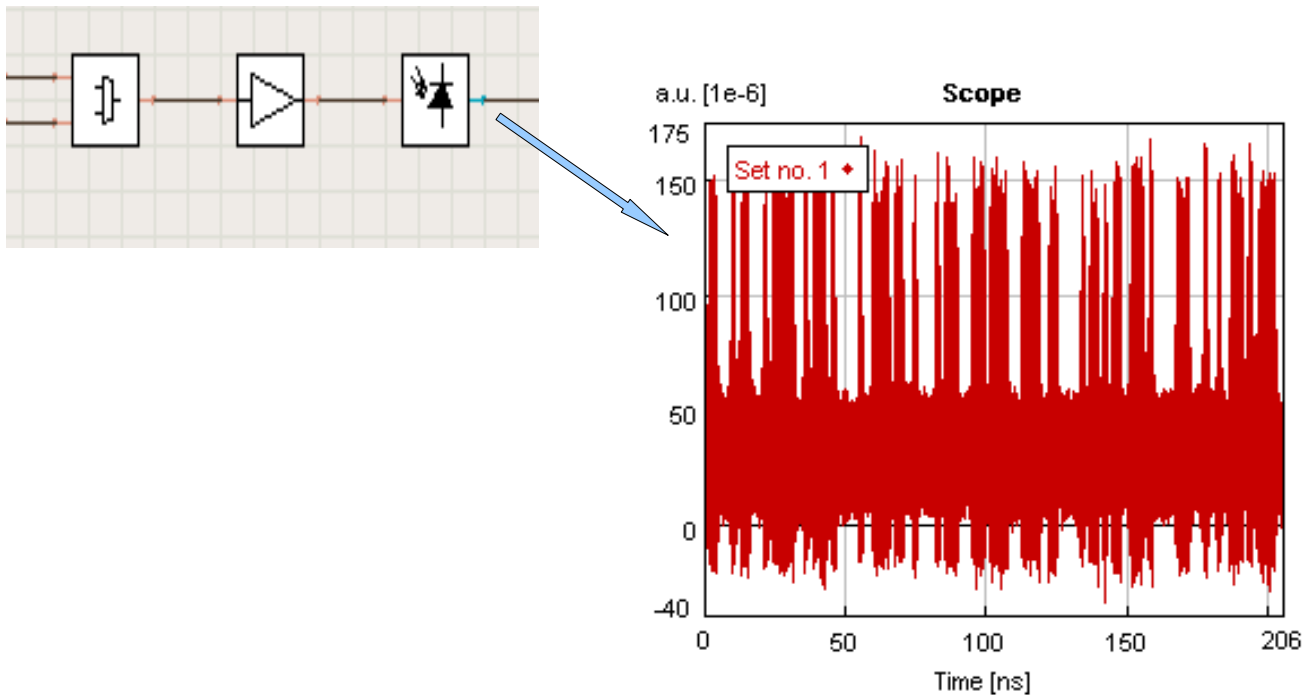
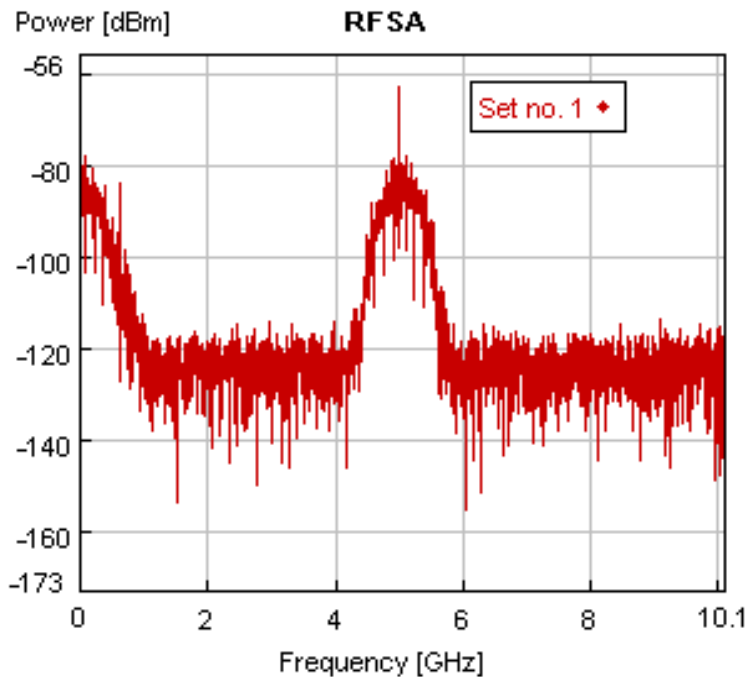


Illustration 66: Παλμοσειρά μετα τη φωτοδίοδο





*Illustration 67: Φάσμα μετά τη φωτοδιόδο*

Στο πεδίο του χρόνου διαφαίνεται η ύπαρξη της παλμοσειράς να έχει διαμορφώσει καταπλάτος κάποιο φέρον, όμως συνοδεύεται από αρκετό θόρυβο. Η ύπαρξη θορύβου επιβεβαιώνεται και από το φάσμα του σήματος στο οποίο εμφανίζεται θόρυβος σε όλο το εύρος λειτουργίας της φωτοδιόδου.

Εξετάζοντας περαιτέρω το φάσμα που έχει προκύψει ως αποτέλεσμα της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης του οπτικού σήματος βλέπουμε δύο σημαντικά στοιχεία:

- (1) Έχει, πραγματικά προκύψει ένα RF σήμα σε συχνότητα 5GHz, που φέρει το φασματικό περιεχόμενο του καναλιού 2, συμπέρασμα που προκύπτει και από το πεδίο του χρόνου
- (2) Έχει προκύψει και ένα baseband σήμα, το οποίο επίσης περιέχει το φασματικό περιεχόμενο του δεύτερου καναλιού, με περισσότερο ίσως θόρυβο.

Οι δύο αυτές παρατηρήσεις δικαιολογούνται πλήρως από τις αρχές του RHD, όπως παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Στη συνέχεια θα πρέπει να καταπιέσουμε το θόρυβο και το baseband σήμα και να κρατήσουμε μόνο ότι υπάρχει γύρω από τα 5GHz έτσι ώστε να λάβουμε το RF σήμα που θέλουμε να εκπεμφθεί στο WLAN. Φυσικά κάτι τέτοιο θα το πετύχουμε χρησιμοποιώντας απλά ένα ηλεκτρικό ζωνοπερατό φίλτρο.

### **3.2.4.3.3 Σήμα μετά το ηλεκτρικό ζωνοπερατό φίλτρο**

Μετά το ζωνοπερατό φίλτρο θα έχει δημιουργηθεί το RF σήμα στα 5GHz το οποίο, θεωρητικά, θα εκπεμφθεί από την κεραία που θα υπήρχε στο RAU. Το σήμα που έχει δημιουργηθεί μετά το ζωνοπερατό έχει την εξής μορφή:

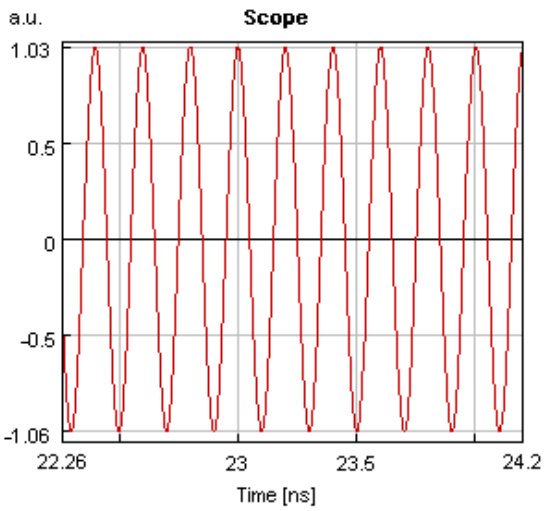
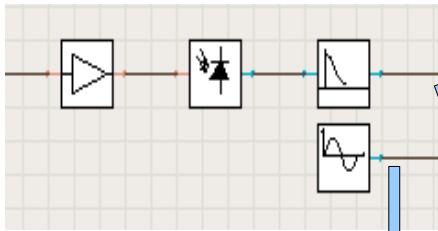


Illustration 69: Τοπικός Ταλαντωτής

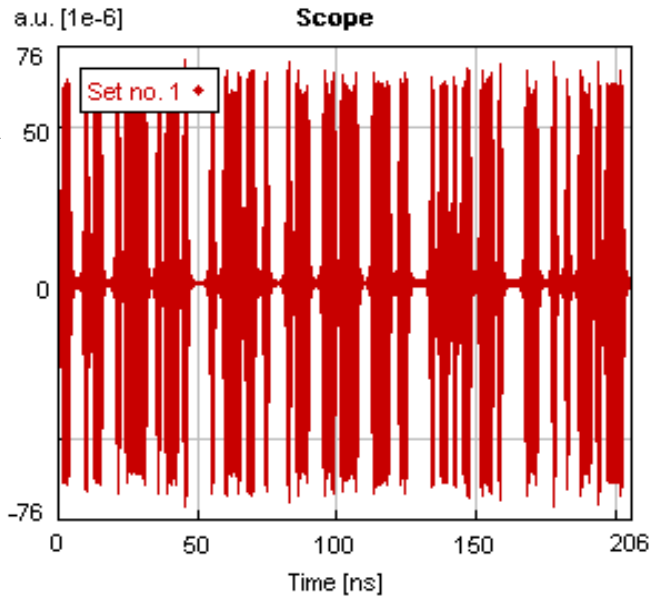


Illustration 68: Παλμοσειρά μετά το ζωνοπερατό

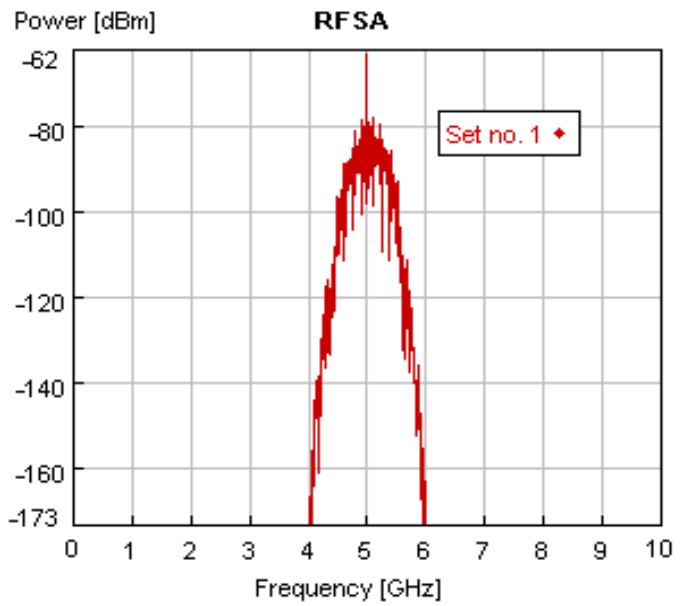


Illustration 70: Φάσμα μετά το ζωνοπερατό

Παρατηρούμε ότι στο πεδίο του χρόνου υπάρχει, με ελάχιστο πλέον θόρυβο, ένα φέρον που έχει διαμορφωθεί κατα πλάτος από την παλμοσειρά που αντιστοιχεί στο κανάλι δύο. Αυτό επιβεβαιώνεται και φασματικά, καθώς μπορούμε να διακρίνουμε έναν carrier στα 5GHz που γύρω του μεταφέρει πληροφορία η οποία εκτείνεται από 5000+622MHz έως τα 5000-622MHz. Αν μπορούσαμε να παρατηρήσουμε το φάσμα από πιο κοντινή απόσταση θα βλέπαμε ότι είναι συμμετρικό ως προς τα 5GHz και μάλιστα είναι σχεδόν ίδιο με το φάσμα της NRZ παλμοσειράς όπως έχει προκύψει από τον κωδικοποιητή του δεύτερου καναλιού. Αυτό πλέον είναι το σήμα που μπορεί με τον κατάλληλο εξοπλισμό να εκπεμφθεί σε κάποια κυψέλη.

Τέλος παραθέτουμε και το ημίτονο με το οποίο πρόκειται στη συνέχεια να πολλαπλασιάσουμε το δημιουργηθέν σήμα. Όπως μπορούμε να δούμε η περίοδος του ισούται με 0.2ns, που φυσικά αντιστοιχεί σε  $f=1/0.2=5\text{GHz}$ .

### 3.2.4.3.4 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή

Το δημιουργηθέν σήμα είναι ένα φέρον διαμορφωμένο κατα πλάτος, το οποίο έχει συχνότητα 5GHz. Για την αποδιαμόρφωση του θα χρειαστεί να το πολλαπλασιάσουμε με ένα ημίτονο ίδιας συχνότητας, διαδικασία που μας δίνει το ακόλουθο αποτέλεσμα:

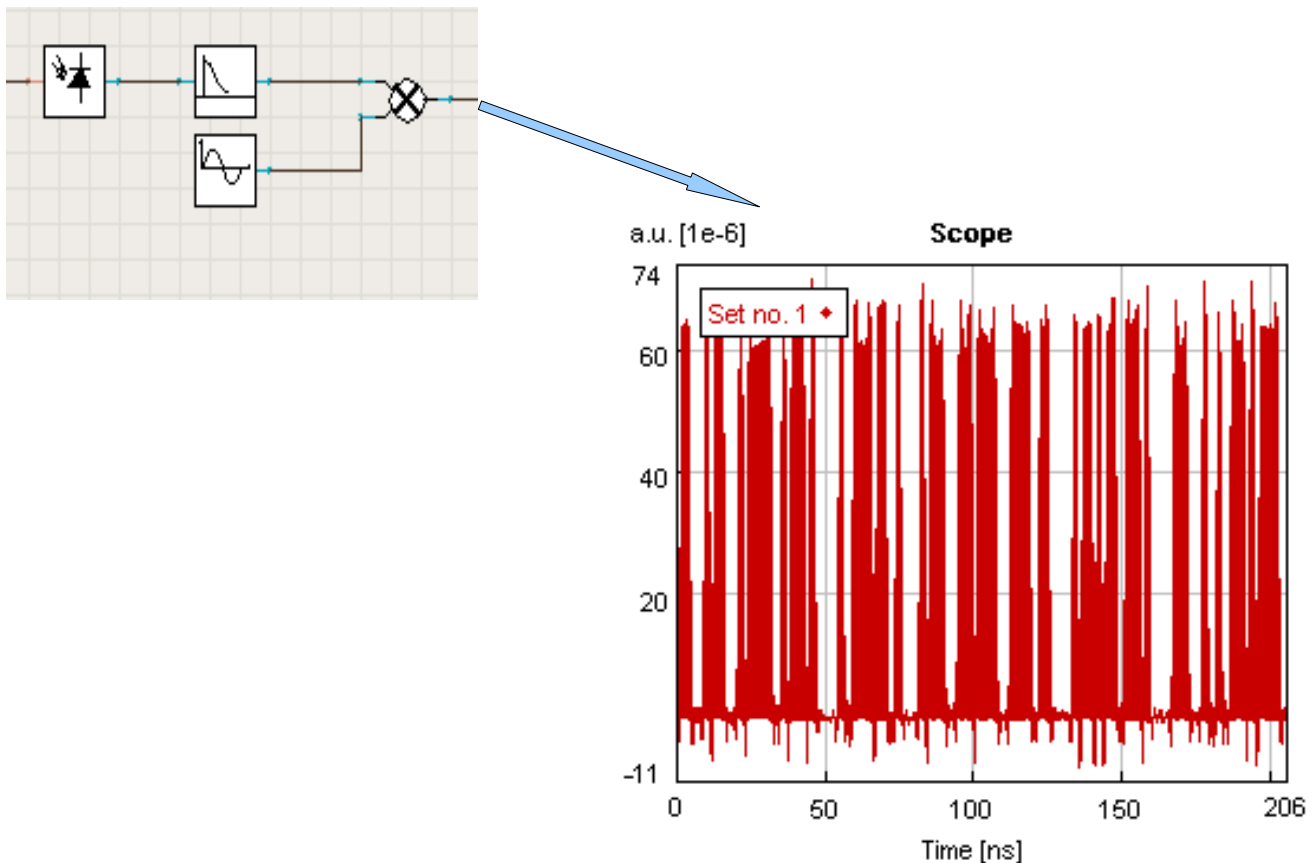


Illustration 71: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή

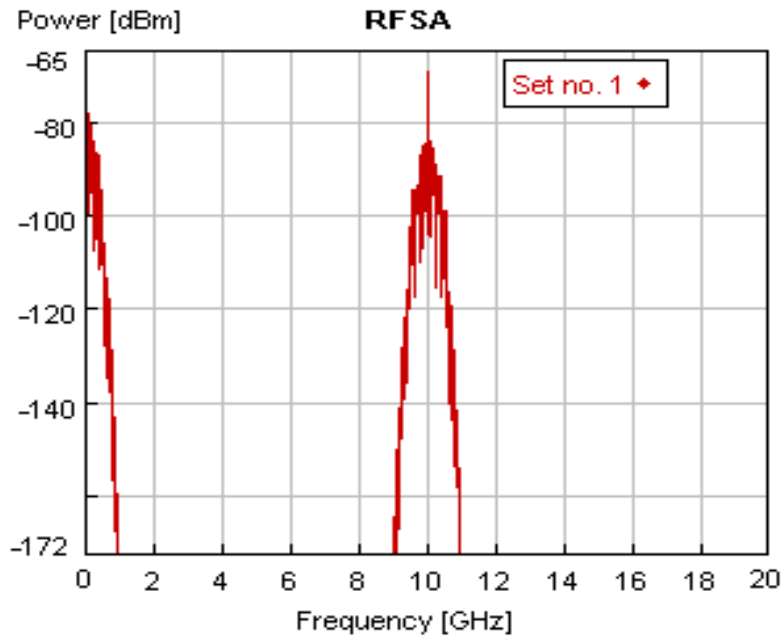


Illustration 72: Φάσμα μετα τον πολλαπλασιαστή

Πλέον στο πεδίο του χρόνου υπάρχει η παλμοσειρά όπως είχε κωδικοποιηθεί στον πομπό, απλά φαίνεται να περιέχει έναν υψίσυχο carrier. Το ίδιο παρατηρείται και στο φάσμα, όπου φαίνεται να υπάρχει το αποδιαμορφωμένο σήμα στο baseband αλλά και ένα RF σήμα στα 10GHz. Οι παρατηρήσεις αυτές συμφωνούν πλήρως με τις αρχές της σύμφωνης αποδιαμόρφωσης ενός AM – DSB σήματος, όπως σχολιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Η πλήρης ανάκτηση του  $c(t)$  ή εν προκειμένω της παλμοσειράς του δεύτερου καναλιού, προϋποθέτει την τοποθέτηση ενός βαθυτερατού ηλεκτρικού φίλτρου αμέσως μετά τον πολλαπλασιαστή, το οποίο θα αποκόψει την υψίσυχη συνιστώσα και θα αφήσει να διέλθει μόνο το baseband σήμα. Πρέπει όμως να λάβουμε υπ'όψιν μας και ενδεχόμενη ύπαρξη σφάλματος φάσης. Έτσι, ελέγχουμε με τον παλμογράφο τα δύο σήματα και βλέπουμε ότι αυτό που προκύπτει ως έξοδος του ζωνοπερατού φίλτρου εμφανίζει μια μεταπορεία  $-180^\circ$  ως προς το σήμα της γεννήτριας ημιτόνου. Γι' αυτό το λόγο θέτουμε στη γεννήτρια του ημιτονου αρχική φάση  $-180^\circ$ .

Μπορούμε να εξηγήσουμε αυτή τη διαφορά στις φάσης πολύ εύκολα καθώς είναι προφανές ότι οφείλεται στην ύπαρξη των couplers, οι οποίοι όχι μόνο διαχωρίζουν το εισερχόμενο οπτικό σήμα σε δύο ίσα τμήματα στην έξοδο, αλλά παράλληλα προσδίδουν στο ένα από τα δύο μεταπορεία  $90^\circ$ .

Για να μην προκληθεί συγχυση, τονίζουμε ότι, παρ'ότι στον πομπό χρησιμοποιήθηκαν γεννήτριες συνημιτόνων (γεννητριες ημιτόνων με αρχική φάση  $90^\circ$ ), στο δέκτη δεν σχολιάζουμε το είδος της πηγής που χρησιμοποιείται, αφού λόγω των σφαλμάτων φάσης που εμφανίζονται, είναι μαλλον ανούσιο. Σημειώνουμε απλά ότι οι τοπικοί ταλαντωτές σε όλο το κύκλωμα είναι γεννήτριες ημιτόνων, καθώς τέτοιο είναι το module που προσφέρει το πρόγραμμα προσομοίωσης.

### 3.2.4.3.5 Σήμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

Η τοποθέτηση του φίλτρου ολοκληρώνει τη διαδικασία της μετάδοσης και της λήψης για το δεύτερο κανάλι. Έτσι τα διαγράμματα που ακολουθούν είναι το αποτέλεσμα της λειτουργίας του κυκλώματος για το δεύτερο κανάλι.

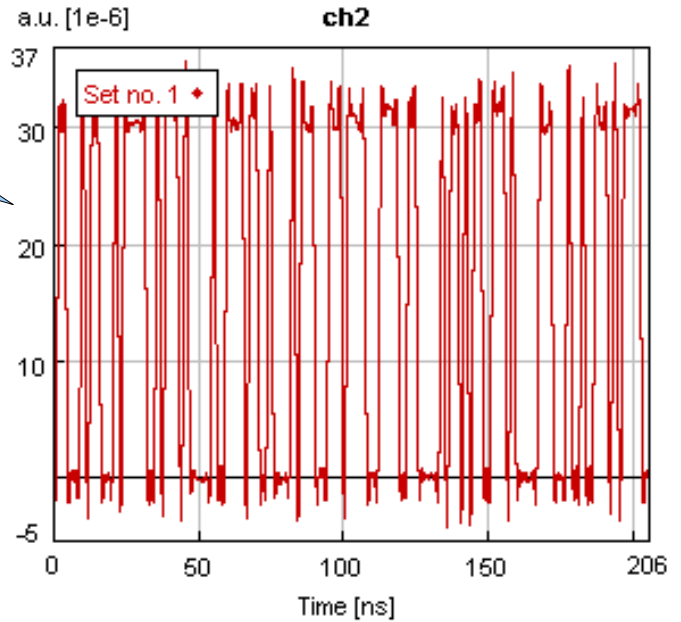
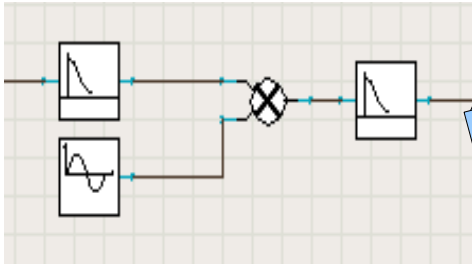


Illustration 73: Παλμοσειρά μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό

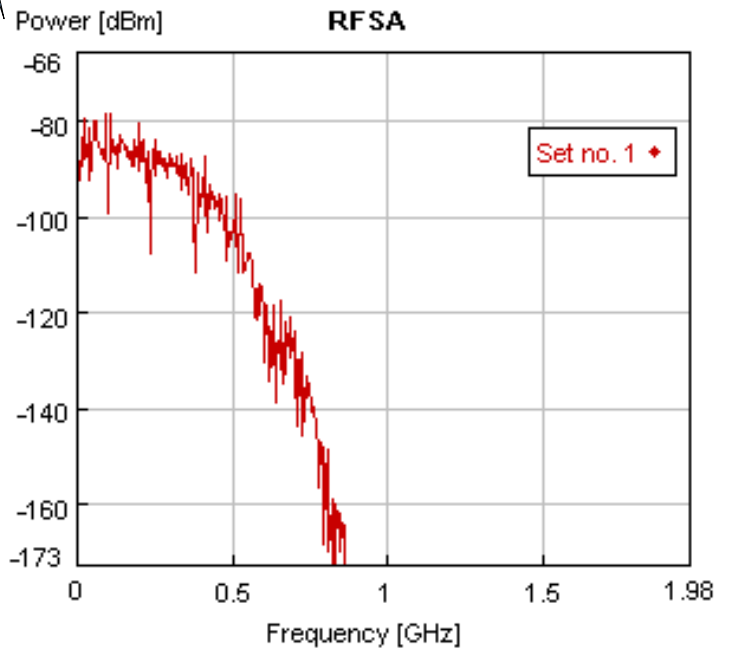
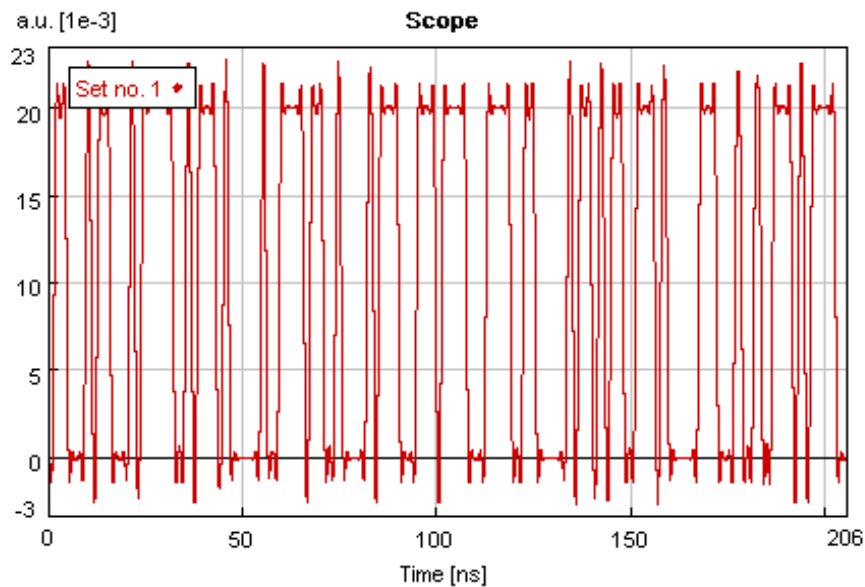


Illustration 74: Φάσμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό

Έτσι λοιπόν ανακτήσαμε πλήρως την παλμοσειρά που είχε δημιουργηθεί από τον κωδικοποιητή του δεύτερου καναλιού πράγμα που επιβεβαιώνεται τόσο στο πεδίο του χρόνου, όπου φαίνεται μια παλμοσειρά των 622Mbps, όσο και στο φάσμα το οποίο εκτείνεται μέχρι τα 622MHz. Παραθέτουμε ξανά την παλμοσειρά του δεύτερου καναλιού (Σχήμα 75) όπως είχε καταγραφεί στον πομπό αμέσως μετά τον κωδικοποιητή, για να μπορέσουμε να συγκρίνουμε και να δούμε την επιβάρυνση που έχει προκληθεί από το συνολικό κύκλωμα. Αργότερα θα πραγματοποιηθούν και θα δειχθούν όλες οι μετρήσεις που θα γίνουν με σκοπό την αξιολόγηση του συνολικού κυκλώματος.



*Illustration 75: Παλμοσειρά δεύτερου καναλιού μετά τον κωδικοποιητή*

### 3.2.4.4 Δέκτης για WPAN

Ο δέκτης για WPAN είναι ακριβώς ίδιος, όσον αφορά τη δομή, με το δέκτη για το WLAN, όπως άλλωστε φαίνεται και στην εικόνα. Οι διαφορές τους εντοπίζονται κυρίως στις τιμές των μεταβλητών που έχουν χρησιμοποιηθεί, αφού ο δέκτης για το WPAN λειτουργεί για διαφορετικές συχνότητες.

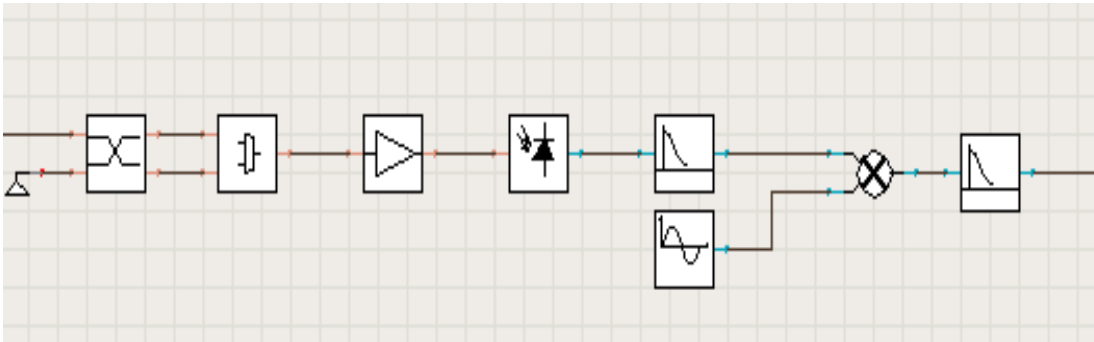


Illustration 76: Δέκτης WPAN

Το σήμα περνάει μέσα από τα ίδια στοιχεία που περνάει και το σήμα του δεύτερου καναλιού, όμως οι ρυθμίσεις των φίλτρων και η συχνότητα της γεννήτριας του ημιτόνου είναι διαφορετικές. Υπενθυμίζεται ότι στη φωτοδιάδο του 3ου δέκτη πρόκειται να γίνει RHD μεταξύ της υποφέρουσας που αντιστοιχεί στο τρίτο κανάλι και ενός CW που απέχει από αυτή 60GHz έτσι ώστε να παραχθεί ένα RF σήμα συχνότητας 60GHz το οποίο θα περιέχει το φασματικό περιεχόμενο του συγκεκριμένου καναλιού. Ακολουθούν οι τιμές των μεταβλητών των διαφόρων στοιχείων που απαρτίζουν το δέκτη:

- Coupler  
Πρόκειται, όπως και πριν, για ένα module που προσομοιάζει τη λειτουργία ενός πραγματικού coupler που έχει συντελεστή συζευξης 0.5.
- 2X1 Πολυπλέκτης  
Είναι το ίδιο module που έχει χρησιμοποιηθεί και στο δέκτη του WLAN και στον πομπό, το οποίο εκτός από της πολυπλεξία των δύο εισερχομένων σημάτων, προσφέρει και δυνατότητα φιλτραρίσματος αυτών. Έτσι ως κεντρική συχνότητα του φίλτρου της πρώτης εισόδου έχουν επιλεγεί τα 193.05THz και της δεύτερης τα 193.110THz, ενώ το εύρος, που όπως έχουμε πει έχει κοινή τιμή και για τα δύο, κινείται στα  $2 \times 622\text{MHz}$  δηλαδή όσο και το εύρος του τρίτου καναλιού (αν συμπεριλάβουμε φυσικά και τις δύο πλευρικές ζώνες) που μεταδίδει και αυτό σε ταχύτητα 622Mbps.
- Οπτικός Ενισχυτής  
Ο οπτικός ενισχυτής λειτουργεί σε Power Controlled Mode, όπως άλλωστε και όλοι οι υπόλοιποι ενισχυτές του κυκλώματος. Η τιμή της ισχύος εξόδου του θα τροποποιείται ανάλογα με τη μέτρηση που θέλουμε να πετύχουμε.

- Φωτοδίοδος  
Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.
- Ζωνοπερατό φίλτρο  
Το φίλτρο που βρίσκεται μετά τη φωτοδίοδο είναι ένα ηλεκτρικό ζωνοπερατό φίλτρο (προσέχουμε ότι υπάρχει αναντιστοιχία με το εικονίδιο). Έχει κεντρική συχνότητα τα 5GHz και εύρος  $2*622\text{MHz}$ , ενώ η χαρακτηριστική του είναι Gaussian τρίτης τάξης.
- Γεννήτρια Ημιτόνου  
Είναι μια γεννήτρια που δίνει στην έξοδο ένα ημίτονο σταθερού πλάτους και συχνότητας. Στη συγκεκριμένη το πλάτος είναι 1a.u (amplitude unit) και η συχνότητα 60,005GHz (Θα δούμε στη συνέχεια τον λόγο για τον οποίο είναι 5MHz αυξημένη σε σχέση με τη συχνότητα του σήματος που περιμένουμε να προκύψει). Η αρχική φάση είναι  $0^0$ . Η έξοδος της πολλαπλασιάζεται με το σήμα που προκύπτει από το ζωνοπερατό φίλτρο με τη βοήθεια ενός ηλεκτρικού πολλαπλασιαστή, που αναπαρίσταται από το module του Electrical Multiplier.
- Το φίλτρο που έχει τοποθετηθεί μετά τον πολλαπλασιαστή είναι ένα ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο, με το οποίο κρατάμε το baseband σήμα που έχει προκύψει από το πολλαπλασιασμό. Το εύρος του έχει οριστεί στα 622MHz, που είναι όσο και εύρος του σήματος του 3ου καναλιού, όπως έχει δημιουργηθεί στον πομπό. Η χαρακτηριστική του είναι Bessel τρίτης τάξης.

Στη συνέχεια θα παραθέσουμε τα διαγράμματα για τις παλμοσειρές και τα φάσματα, όπως προκύπτουν μετά τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος του δέκτη. Επειδή η ομοιότητα με τα διαγράμματα του προηγούμενου δέκτη θα είναι πολύ μεγάλη, θα περιοριστούμε στο σχολιασμό πολύ συγκεκριμένων γεγονότων που θα αποτελούν ιδιαιτερότητα του WPAN δέκτη.



### 3.2.4.4.1 Σήμα μετά τον 2Χ1 πολυπλέκτη

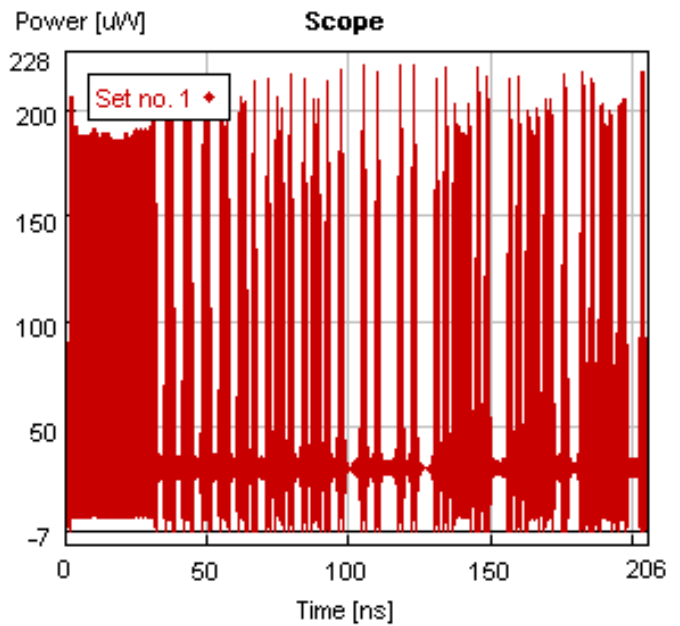
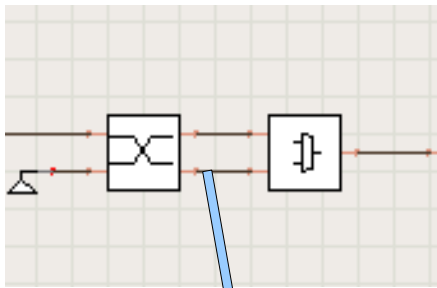


Illustration 77: Παλμοσειρά μετά τον 2Χ1 MUX

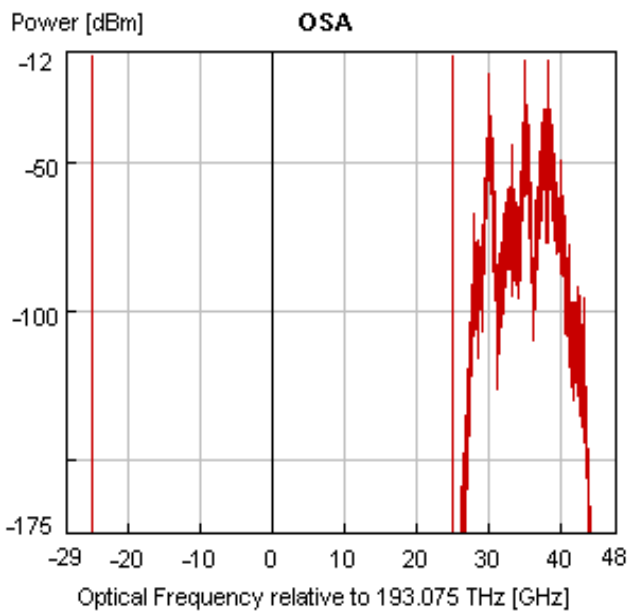


Illustration 79: Φάσμα μετά τον Coupler

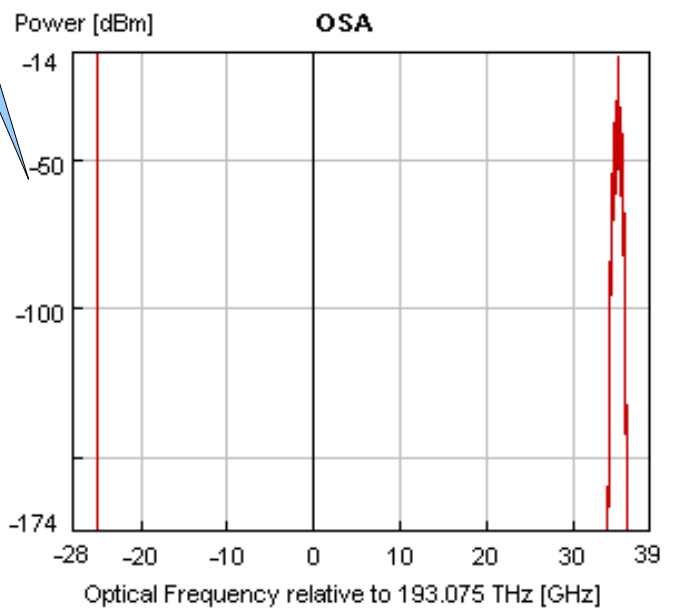


Illustration 78: Φάσμα μετά τον 2Χ1 MUX

Είναι φανερό ότι από τον πολυπλέκτη έχουν διέλθει μόνο δύο φασματικές ομάδες. Η μία είναι η υποφέρουσα που αντιστοιχεί στο τρίτο κανάλι και βρίσκεται στα 193.110THz και η άλλη περιέχει το CW συχνότητας 193.05THz, που είχε προστεθεί στον πομπό. Τα δύο σήματα απέχουν περίπου 60GHz και επομένως όταν χτυπήσουν στη φωτοδίοδο θα παραχθεί το ζητούμενο ηλεκτρικό.

### 3.2.4.4.2 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο

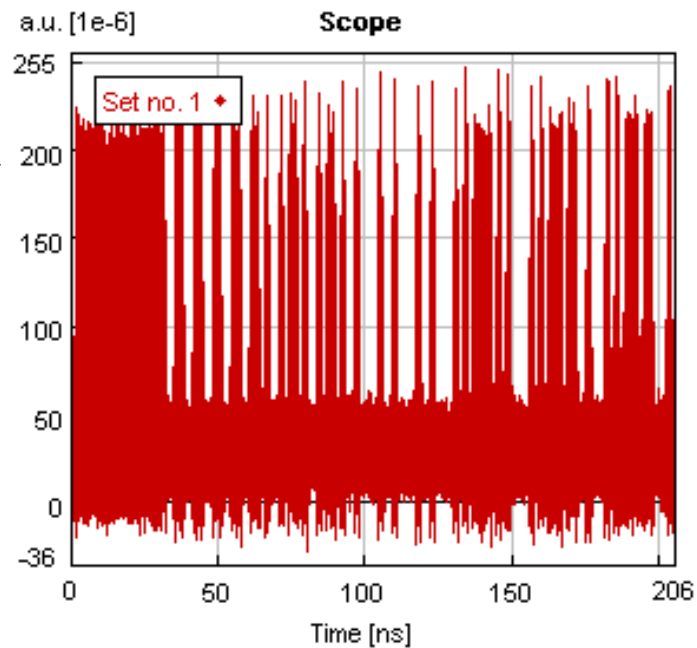
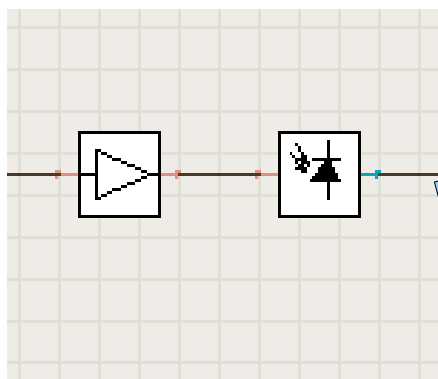


Illustration 80: Παλμοσειρά μετά τη φωτοδίοδο

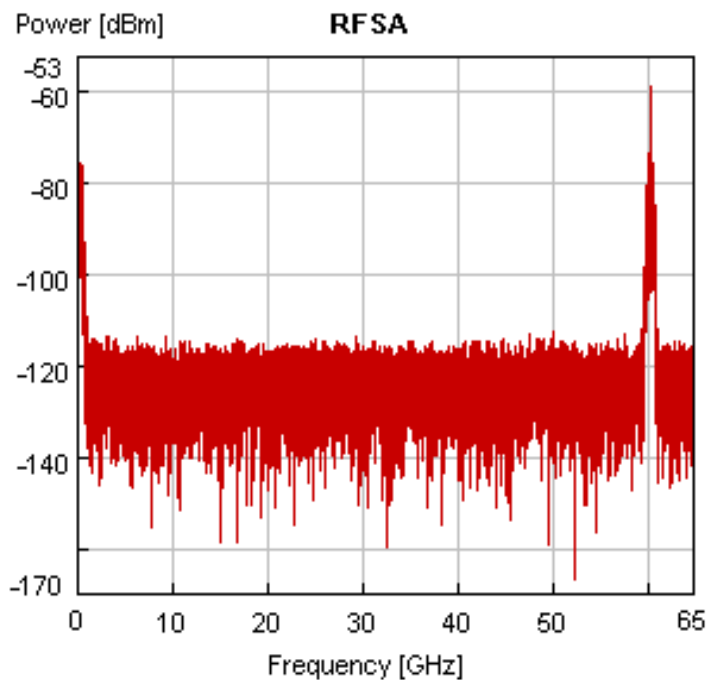


Illustration 81: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

Επαναλαμβάνονται τα ίδια διαγράμματα με τον δέκτη του δεύτερου καναλιού. Φαίνεται να υπάρχει η παλμοσειρά αλλά μαζί με πολύ θόρυβο ενώ ο θόρυβος αυτός φαίνεται και στο φάσμα. Αυτό που αξίζει να σημειώσουμε σε αυτό το σημείο είναι μια μικρή ολίσθηση που παρουσιάζεται στη συχνότητα του RF σήματος που έχει προκύψει. Μπορούμε από τώρα να διακρίνουμε στο φάσμα ότι ο carrier του RF δεν βρίσκεται ακριβώς πάνω στον άξονα του διαγράμματος που αναφέρεται στα 60 GHz, αλλά έχει μετακινηθεί ελαφρώς προς τα δεξιά. Δεν πρόκειται για σφάλμα στο διάγραμμα αφού θα δούμε αργότερα ότι το σήμα βρίσκεται, όντως, στα 60.005GHz και όχι στα 60 ακριβώς.

### 3.2.4.4.3 Σήμα μετά το ζωνοπερατό ηλεκτρικό φίλτρο

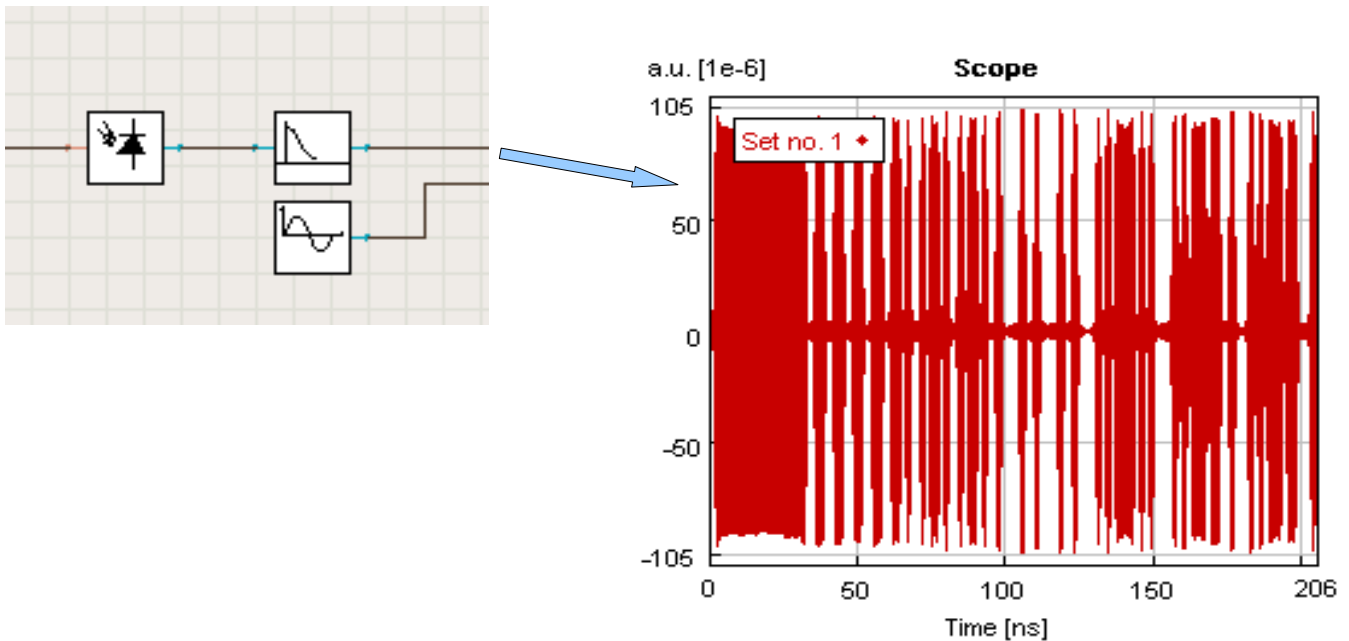


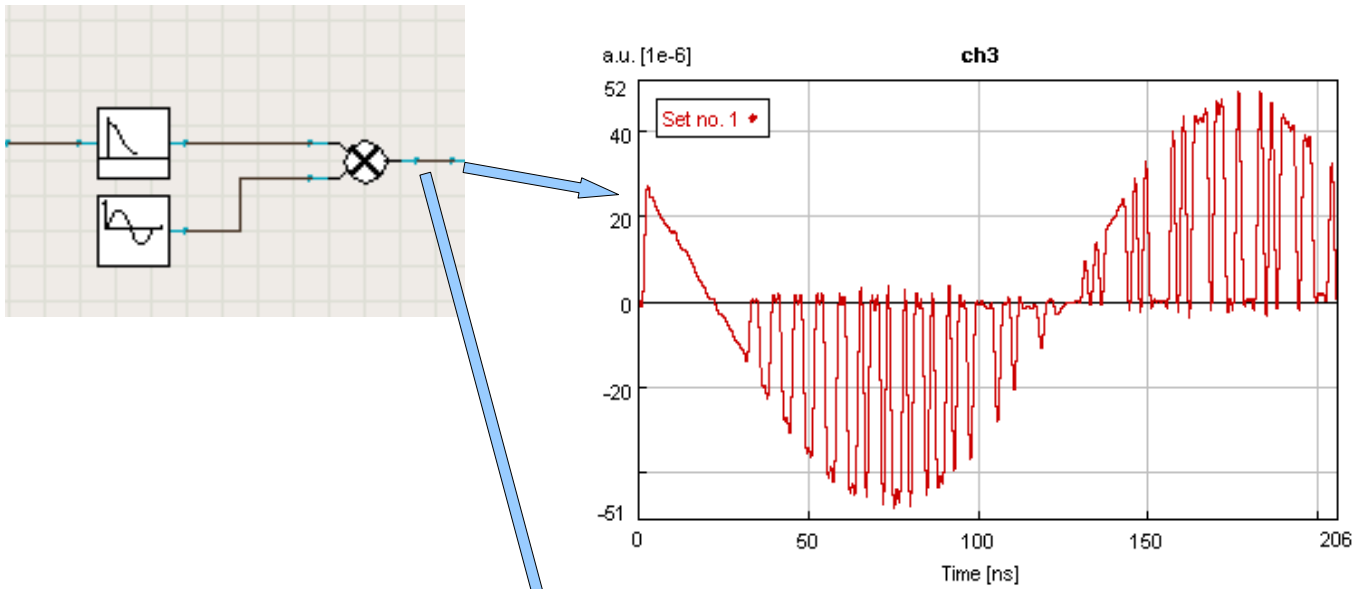
Illustration 82: Παλμοσειρά μετά το ηλεκτρικό φίλτρο

Στο φάσμα μπορούμε να διακρίνουμε την ύπαρξη θορύβου σε μεγάλη φασματική έκταση γύρω από τα 60GHz. Αυτό συμβαίνει γιατί η χαρακτηριστική του φίλτρου, σε αντίθεση με τις άλλες φορές, εδώ είναι Bessel τρίτης τάξης. Επιλέξαμε τη χρήση διαφορετικού φίλτρου για να διερευνήσουμε τι συμβαίνει και σε άλλες περιπτώσεις πέραν της Gaussian χαρακτηριστικής. Φυσικά ο προαναφερθείς θόρυβος εμφανίζεται με ισχύ πολύ χαμηλότερη από αυτή του σήματος, και έτσι η παρουσία του μπορεί να αμεληθεί.

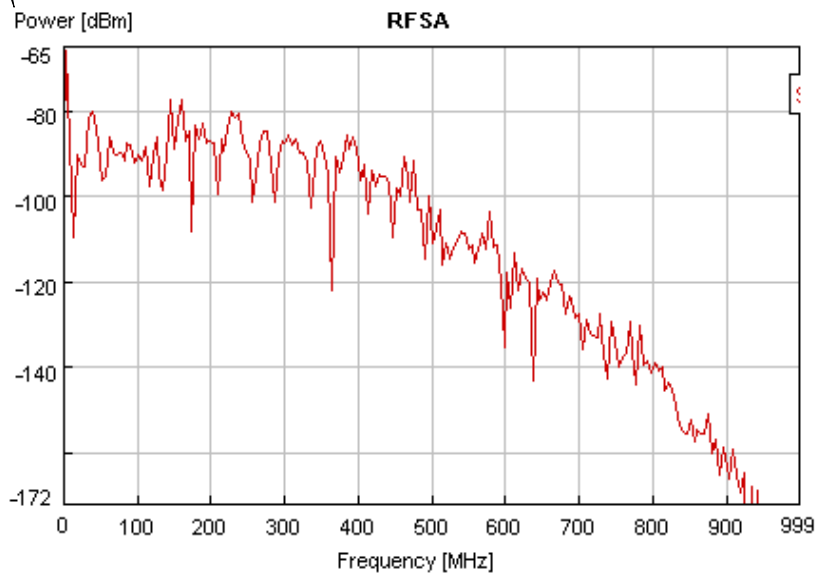
### 3.2.4.4.4 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή

Για να αποδιαμορφώσουμε το RF σήμα που δημιουργήθηκε θα χρησιμοποιήσουμε την τεχνική της σύμφωνης αποδιαμόρφωσης AM – DSB όπως περιγράφηκε σε προηγούμενη παράγραφο, καθώς και σε αυτή την περίπτωση έχουμε διαμόρφωσε τον carrier κατά τέτοιο τρόπο. Έτσι

λοιπόν πολλαπλασιάζουμε το σήμα με ένα ημίτονο των 60GHz, υποθέτοντας ότι το RHD έχει δώσει έξοδο αυτής της συχνότητας.



*Illustration 83: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή*



*Illustration 84: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή*

Η έξοδος του πολλαπλασιαστή δίνει το σήμα ουσιαστικά κατεστραμμένο καθώς, όχι μόνο το πλάτος των παλμών δεν παραμένει σε σταθερά επίπεδα, αλλά αντίθετα εμφανίζει έντονες ημιτονοειδείς διακυμάνσεις. Ωστόσο, αυτές οι ημιτονοειδείς διακυμάνσεις είναι που δίνουν την αιτία αυτού του φαινομένου. Αν παρατηρήσουμε καλύτερα την παλμοσειρά φαίνεται ότι έχει

πολλαπλασιαστεί με κάποιο χαμηλόσυχο ημίτονο. Μάλιστα μπορούμε να βρούμε ότι η περίοδος του ημιτόνου αυτού είναι 200ns. Συνεπώς πρόκειται για ένα ημίτονο συχνότητας  $f=1/0.2=5\text{MHz}$ .

Στη συνέχεια εξετάζοντας και πάλι τη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης ενός AM – DSB σήματος, στεκόμαστε στην περίπτωση όπου εμφανίζεται σφάλμα συχνότητας μεταξύ των δύο σημάτων. Όπως εξηγήσαμε ήδη, η ύπαρξη τέτοιου σφάλματος οδηγεί στην εμφάνιση του σήματος πληροφορίας πολλαπλασιασμένου με ένα χαμηλόσυχο συνημίτονο. Όποτε, αν στην περίπτωση που εξετάζουμε, υπάρχει ένα σφάλμα συχνότητας της τάξεως των 5MHz, μπορεί να προκαλείται η παρατηρηθείσα αλλοίωση της παλμοσειράς, αφού τα 5MHz είναι κατά πολύ μικρότερα από το εύρος του σήματος.

Για να λύσουμε το πρόβλημα αρκεί να ορίσουμε εκ νέου τη συχνότητα της γεννητριας ημιτόνου που παίζει το ρόλο του τοπικού ταλαντωτή στα 60.005GHz και να επαναλάβουμε την προσομοίωση, που τώρα δίνει τα παρακάτω διαγράμματα:

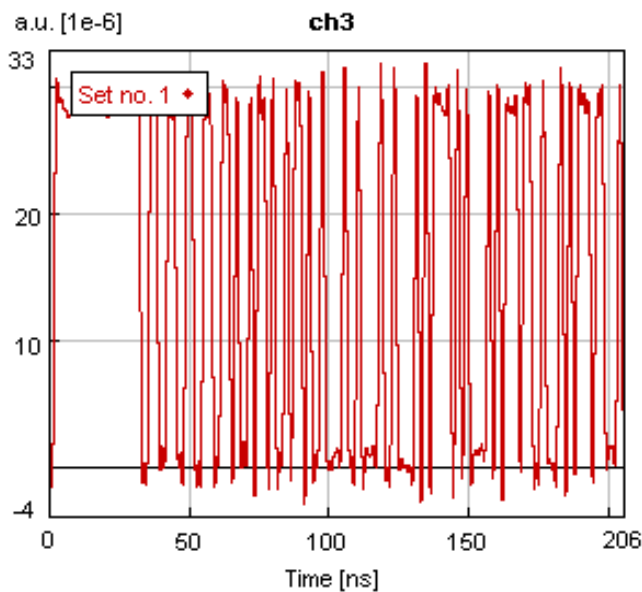


Illustration 85: Νέα παλμοσειρά μετά τον ηλεκτρικό βαθυπερατό

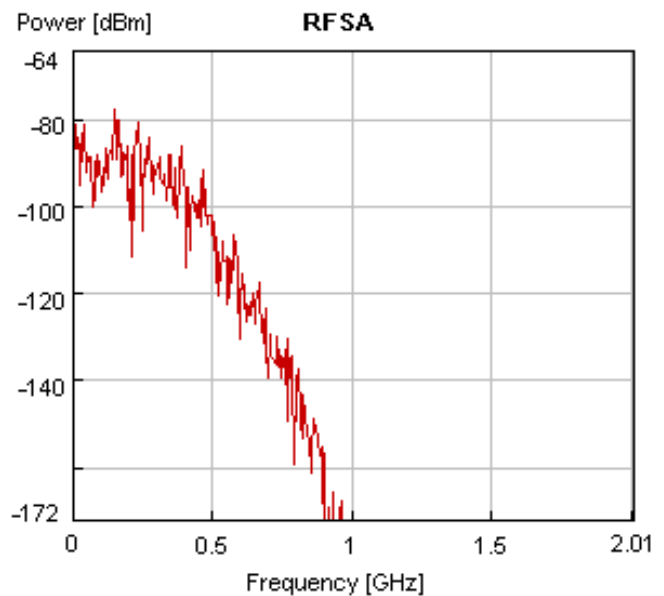


Illustration 86: Νέο φάσμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό

Με την αλλαγή στη συχνότητα διορθώθηκε στο 100% το πρόβλημα που είχε εμφανιστεί και έτσι μπορούμε να είμαστε βέβαιοι ότι η έλλειψη απόλυτης ταύτισης των συχνοτήτων ήταν ο λόγος που το προκάλεσε. Δεν μπορούμε να απαντήσουμε με βεβαιότητα στο ποιός ήταν ο λόγος της δημιουργίας αυτής της ασυμφωνίας των τιμών των συχνοτήτων, ειδικά στα πλαίσια ενός προγράμματος προσομοίωσης. Είμαστε ωστόσο σε θέση να υποθέσουμε ότι βασικός λόγος ήταν η πολύ υψηλή συχνότητα του RF σήματος αυτού του καναλιού. Ενδεικτικό είναι το ότι στο δεύτερο κανάλι (που το παραγόμενο RF είχε κατά πολύ χαμηλότερη συχνότητα), παρότι ακολουθηθηκε η ίδια τεχνική φώρασης του οπτικού, δεν συναντήσαμε το ίδιο πρόβλημα.

Ακόμη, όπως και στο δέκτη για το WLAN, έπρεπε να ελέγξουμε και ενδεχόμενο σφάλμα φάσης, που όμως σε αυτή την περίπτωση τυχαίνει να μην υπάρχει, και λέμε τυχαίνει γιατί εξαρτάται από το πόσοι couplers βρίσκονται στο κύκλωμα και φυσικά από τον τρόπο που αυτοί έχουν συνδεθεί.

Σε αυτό το σημείο ολοκληρώνεται ο σχολιασμός της δομής του κυκλώματος που αφορά στο κανάλι που μεταφέρει την WPAN υπηρεσία, αφού η έξοδος του βαθυπερατού ηλεκτρικού φίλτρου δίνει την ίδια παλμοσειρά με αυτή που είχε προκύψει στην έξοδο του κωδικοποιητή του τρίτου καναλιού. Θα ακολουθήσει σειρά μετρήσεων που εκτελέστηκαν για κάθε κανάλι χωριστά και έχουν στόχο την αξιολόγηση της συνολικής λειτουργίας του κυκλώματος. Πριν από αυτό, όμως σημειώνουμε ορισμένα συμπεράσματα όπως αυτά προέκυψαν κατά τη διάρκεια του σχεδιασμού και των διάφορων προσομοιώσεων που έγιναν.

### 3.3 Συμπεράσματα

Παραθέτονται, συγκεντρωμένα, τα σημαντικότερα από τα συμπεράσματα που προέκυψαν κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων και τα οποία αποτελούν κομβικά σημεία για τη λειτουργία του κυκλώματος.

- Η επίτευξη ON-OFF διαμόρφωσης απαιτεί την ύπαρξη παλμών που παριστάνουν το “1” με κάποια θετική τιμή, και το “0” με μηδεν.
- Η διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης οπτικού σήματος (OSSB), γίνεται με χρήση ενός Differential modulator, ο οποίος δίνει δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του, έτσι ώστε το σήμα, που οδηγεί το ένα από τα δύο, να έχει υποστεί πρώτα καθυστέρηση φάσης κατά  $90^\circ$ .
- Σε περιπτώσεις όπου πραγματοποιείται RHD με σκοπό να παραχθούν RF σήματα υψηλών συχνοτήτων, χρειάζεται έλεγχος της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή στον ασύρματο δέκτη, καθώς υπάρχει ενδεχόμενο το δημιουργηθέν σήμα να έχει ολισθήσει σε συχνότητα.
- Χρειάζεται επίσης έλεγχος και ρύθμιση της φάσης του ηλεκτρικού τοπικού ταλαντωτή του δέκτη, αφού η χρωματική διασπορά μπορεί να προκαλέσει ολίσθηση της φάσης των οπτικών σημάτων, πράγμα που προσδίδει αρχική φάση στο ηλεκτρικό σήμα που προκύπτει ως αποτέλεσμα της φώρασης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΜΕΛΕΤΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ – ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ

#### 4.1 Εισαγωγή

Για να αξιολογηθεί το κύκλωμα που σχεδιάσαμε πραγματοποιήθηκε μια σειρά μετρήσεων σε διάφορα σημεία του κυκλώματος, που σκοπό είχε να καταδείξει την υποβάθμιση που προκαλούσαν στην ποιότητα του σήματος, οι διαδικασίες διαμόρφωσης, αποδιαμόρφωσης, μετάδοσης καθώς και φιλτραρίσματος όπως υλοποιήθηκαν στη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική. Μπορούμε να διαχωρίσουμε αυτές τις μετρήσεις σε τρεις βασικές κατηγορίες:

- Εκ νέου προσομοίωση αφού πρώτα τοποθετηθεί ίνα, για να δουμε τις επιδράσεις της μετάδοσης στο κύκλωμα.
- Μετρήσεις που στόχο είχαν την αξιολόγηση του κυκλώματος, ως έχει. Σε αυτές περιλαμβάνονται μετρήσεις που έγιναν για να ληφθούν στοιχεία όπως ο ρυθμός σφαλμάτων, χωρίς να αλλάζουν δομικά στοιχεία του κυκλώματος, παρα μόνο οι ισχείς.
- Μετρήσεις που έγιναν για να αξιολογηθεί η επίδραση ενός συγκεκριμένου φαινομένου στην ποιότητα του κυκλώματος. Κατα τη διάρκεια αυτών τροποποιούνταν διαρκώς κάποια παράμετρος, κατα τρόπο που γνωρίζαμε ότι θα προκαλούνταν υποβάθμιση του σήματος, έτσι ώστε να μετρηθεί το επίπεδο αυτής της υποβάθμισης.
- Μετρήσεις που έγιναν με στόχο την ανίχνευση επέκτασης των δυνατοτήτων της αρχιτεκτονικής, τόσο σε επίπεδο ρυθμού μετάδοσης όσο και υπηρεσιών, αυξάνοντας είτε το φάσμα των καναλιών είτε τον αριθμό τους.

Ωστόσο πριν προχωρήσουμε στην παράθεση και το σχολιασμό των μετρήσεων θα σχολιάσουμε ένα φαινόμενο που παρατηρήθηκε κατά τη διαδικασία σύνθεσης του κυκλώματος, αλλά, επειδή εντάσσεται περισσότερο στα πλαίσια της μελέτης παρουσιάζεται εδώ.

#### 4.2 Remote Heterodyne Detection και Laser Linewidth

Ένα στοιχείο το οποίο αποδεχθήκαμε σιωπηρά κατα τη διάρκεια της προσομοίωσης, είναι η ανάγκη ύπαρξης μηδενικού linewidth στα δύο lasers που υπάρχουν στο κύκλωμα. Το linewidth είναι ουσιαστικά το φασματικό εύρος του laser όπως, μετριέται στην έξοδο του laser. Φυσικά κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό στον πραγματικό κόσμο, ωστόσο μας δίνει ένα πολύ σημαντικό στοιχείο σε ότι αφορά την υλοποίηση ενός οπτικού δικτύου που εκμεταλλεύεται τις αρχές του Remote Heterodyne Detection.

Το σημαντικότερο πρόβλημα εμφανίστηκε στη διαδικασία της φώρασης του οπτικού καθώς το σήμα προέκυπτε εντελώς κατεστραμμένο. Στα διαγράμματα που ακολουθούν φαίνεται το αποτέλεσμα του RHD για τα δύο κανάλια, πριν την αποδιαμόρφωση των AM -DSB ηλεκτρικών σημάτων.

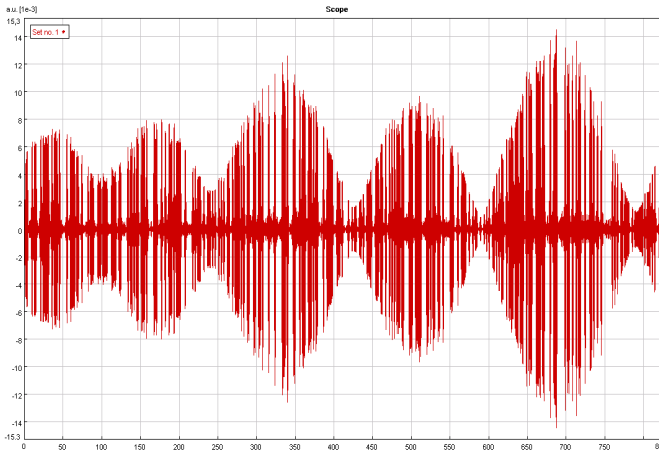


Illustration 88: Αποτέλεσμα RHD για WLAN

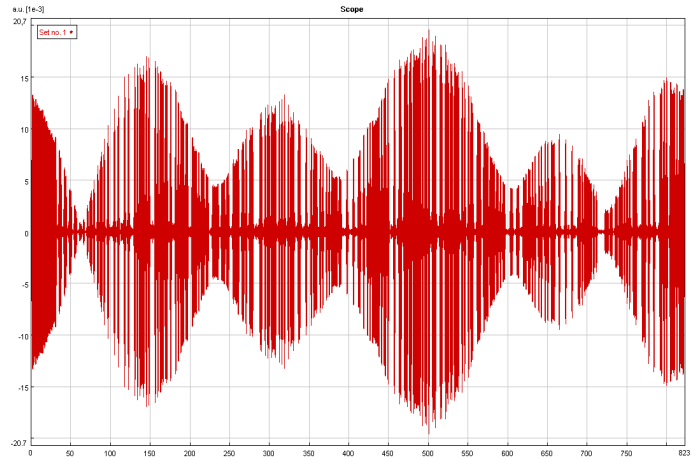


Illustration 87: Αποτέλεσμα RHD για WPAN

Είναι φανερό ότι οποιαδήποτε απόπειρα αποδιαμόρφωσης ενός τέτοιου σήματος θα αποτύχει καθώς φαίνεται ότι η πληροφορία έχει ήδη καταστραφεί.

Για να καταλήξουμε στη λύση του προβλήματος προσπαθήσαμε να αποκλείσουμε σταδιακά όλες τις πιθανές αιτίες παραμόρφωσης που θα μπορούσαν να υπάρχουν. Έτσι αρχικά πραγματοποιήσαμε φάραση των σήματος με απ'ευθείας ανίχνευση, αποκόπτοντας το CW με ένα κατάλληλο φίλτρο πριν τη φωτοδίοδο και κρατώντας μόνο το φασματική περιοχή του σήματος πληροφορίας. Το αποτέλεσμα αυτού ήταν αρκετά ικανοποιητικό και επομένως θεωρήσαμε ότι το πρόβλημα βρίσκεται στο CW.

Πραγματι, προσέξαμε ότι, ενώ το RHD προϋποθέτει την υπάρξη πολύ στενού, φασματικά, CW το οποίο θα χτυπήσει με το σήμα στη φωτοδίοδο, το εύρος του laser ήταν αρκετά μεγάλο (της τάξεως των δεκάδων MHz). Κάτι τέτοιο, επομένως, θα μπορούσε να δημιουργεί πρόβλημα, αφού το RHD μεταξύ δύο σημάτων, όταν κανένα εκ των οποίων δεν είναι μοναδιαίου εύρους, δεν δίνει σαφές αποτέλεσμα. Ακολουθώντας επιλέχθηκε μηδενικό linewidth στα lasers, έτσι ώστε να δημιουργηθούν δύο CW's με μοναδιαίο εύρος τα οποία θα συντελέσουν στην πραγματοποίηση ενός RHD, με ιδανικές συνθήκες. Η αλλαγή αυτή έδωσε τελικά τα σωστά αποτελέσματα και μπορέσαμε να πάρουμε στην έξοδο και παλμοσειρες και διαγράμματα ματιού. Ωστόσο οι μετρήσεις αυτές έγιναν χωρίς τη μεταδοση μέσω ίνας. Όταν προσπαθήσαμε να αποστείλουμε την πληροφορία μέσω ίνας παρατηρήσαμε ότι και παλι εμφανιζόταν σημαντικό εύρος γυρω από το CW. Θα δούμε στην επόμενη παράγραφο ότι αυτό το εύρος οφείλονταν σε ένα μη γραμμικό φαινόμενο που λάμβανε χώρα κατα τη μετάδοση.

Τέλος, αν και δεν έχει μεγάλη σημασία, παρατηρήθηκε ότι το μηδενικό linewidth βελτίωνε και το αποτέλεσμα του οπτικού διαμορφωτή καθώς οι παραγόμενες υποφέρουσες αλλα και αρμονικές, διακρίνονταν πολύ καλύτερα στο φάσμα (Σχήμα 89).



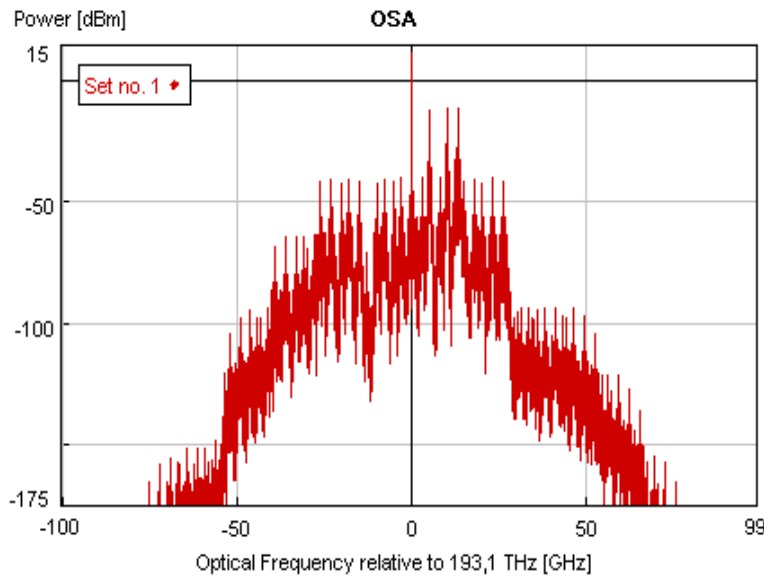


Illustration 89: Φάσμα μετά τον οπτικό διαμορφωτή, με χρήση CW μοναδιαίου εύρους

### 4.3 Μετάδοση

Όλα τα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο ελήφθησαν χωρίς να πραγματοποιηθεί μετάδοση μέσα από ίνα, καθώς ο πομπός είχε συνδεθεί κατευθείαν στο δέκτη.

Αφού λοιπόν διαπιστώθηκε ότι η αρχιτεκτονική που σχεδιάστηκε έχει αποτέλεσμα, θα πρέπει να ερευνήσουμε τι γίνεται στην περίπτωση που προστεθεί ίνα, και μάλιστα τι γίνεται για διάφορα μήκη αυτής. Έτσι λοιπόν προσθέτουμε, στη θέση που είχαμε υποδείξει στο προηγούμενο κεφάλαιο μονοτροπή ίνα (SMF), έτσι ώστε να μην περιοριστούμε από τα φαινόμενα διασποράς, καθώς όπως είπαμε η αρχιτεκτονική που περιγράφεται προορίζεται για υλοποίηση σε μήκη μεγαλύτερα από αυτά που μπορεί να καλυφθούν με MMF.

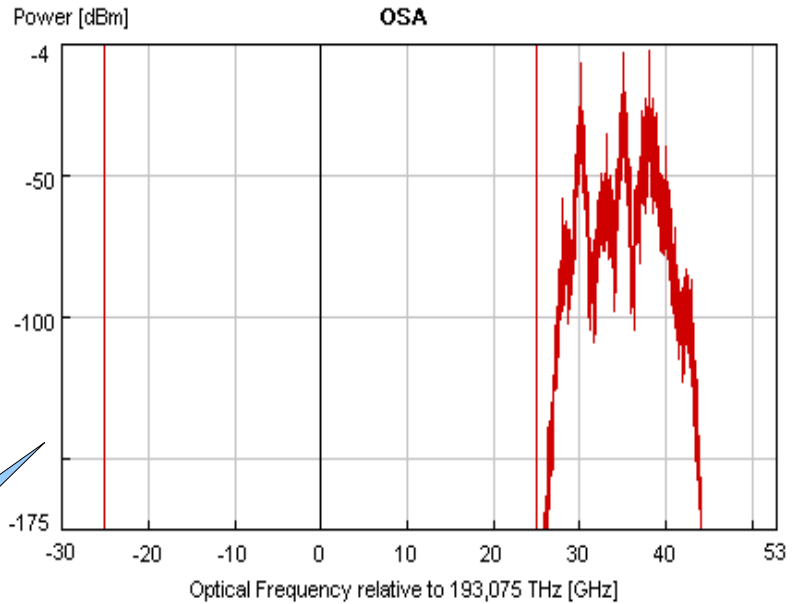
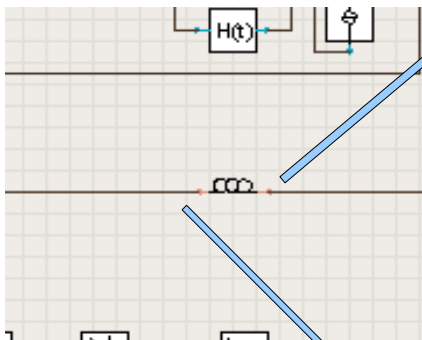
Το module του VPI που έχει χρησιμοποιηθεί είναι το FiberNLS. Πρόκειται για ένα module που επιλύει τη μη γραμμική εξίσωση του Schrodinger για να περιγράψει τη διάδοση γραμμικά πολωμένων οπτικών κυμάτων μέσα στην ίνα. Κατά την προσομοίωση λαμβάνει υπ'όψιν τα εξής φαινόμενα:

- x Εξαναγκασμένη Σκέδαση Raman (Stimulated Raman Scattering, SRS)
- x Μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four – Wave Mixing, FWM)
- x Αυτοδιαμόρφωση φάσης (Self – Phase Modulation, SPM)
- x Ετεροδιαμόρφωση Φάσης (Cross – Phase Modulation, XPM)
- x Διασπορά πρώτης και δεύτερης τάξης (GVD)
- x Μηχανισμοί Απωλειών

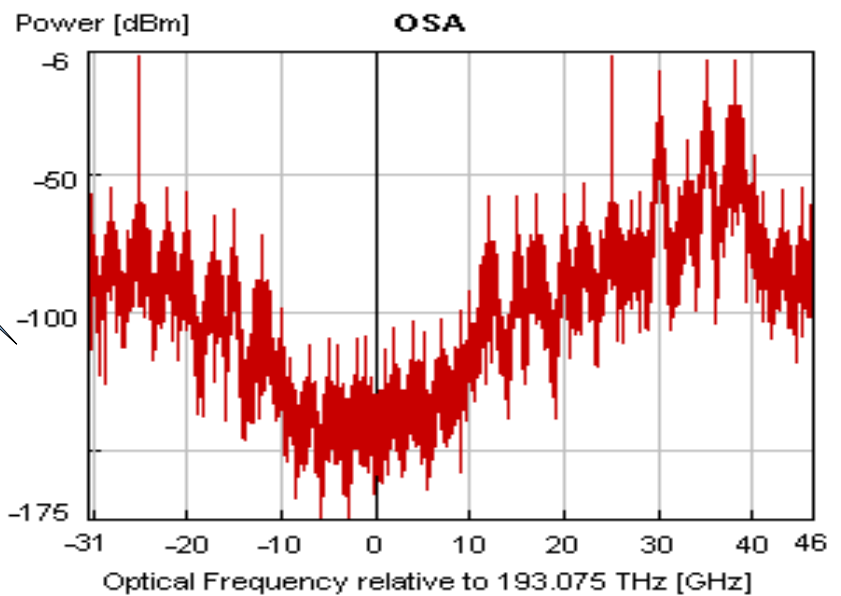
Οι παράμετροι της ίνας παρέμειναν στις προεπιλεγμένες τιμές. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι η συχνότητα αναφοράς ήταν 193.1THz, οι απώλειες 0.2dB/km, ο συντελεστής διασποράς 16ps/nm/km ή αλλιώς  $16e-6$  s/m<sup>2</sup>, και ο μη γραμμικός συντελεστής  $2.6e-20$  m<sup>2</sup>/W. Φυσικά

υπάρχουν και επιπλέον παράμετροι αλλά αναφέρθηκαν οι πιο σημαντικές. Το μήκος της ίνας μεταβάλλονταν ανάλογα με τις ανάγκες της προσομοίωσης.

Στην ακόλουθη εικόνα φαίνεται η σύνδεση της ίνας στο κύκλωμα, καθώς επίσης και η επίδραση που αυτή έχει στο σήμα που μεταδίδεται.



*Illustration 90: Φάσμα του σήματος πριν τη μετάδοση του στην ίνα*



*Illustration 91: Φάσμα του σήματος μετά τη μετάδοση του στην ίνα - Φαίνεται επίδραση κάποιου φαινομένου στη διάδοση*

Παρατηρούμε ότι το σήμα έχει επηρεαστεί σε μεγάλο βαθμό από τη διάδοση, καθώς έχουν “γεννηθεί” φασματικές συνιστώσες σε διάφορες συχνότητες, πέραν όσων είχαν αρχικά μεταδοθεί. Βέβαια οι συνιστώσες αυτές έχουν πολύ μικρότερη ισχύ από τις αρχικές, αφού εμφανίζονται τουλάχιστον 50dBm χαμηλότερα, συνεπώς δεν θα προκαλέσουν κάποιο πρόβλημα στη λήψη και αποκωδικοποίηση του σήματος. Ωστόσο κρίνεται σκόπιμο να γίνει μια επιπρόσθετη διερεύνηση για να καταλήξουμε στο λόγο που προκάλεσε τη δημιουργία αυτών των επιπρόσθετων συνιστωσών. Έτσι θα δείξουμε το πως συμπεριφέρεται το σήμα ανάλογα με το μήκος της ίνας, μέσα από την οποία διαδίδεται, και ανάλογα με την ισχύ εκπομπής. Πρώτα παρατίθενται 5 διαγράμματα που δείχνουν το φάσμα που λαμβάνεται στην έξοδο της ίνας καθώς μεταβάλλεται το μήκος από 1 έως 25km.

### Four Wave Mixing για διάφορα μήκη ίνας

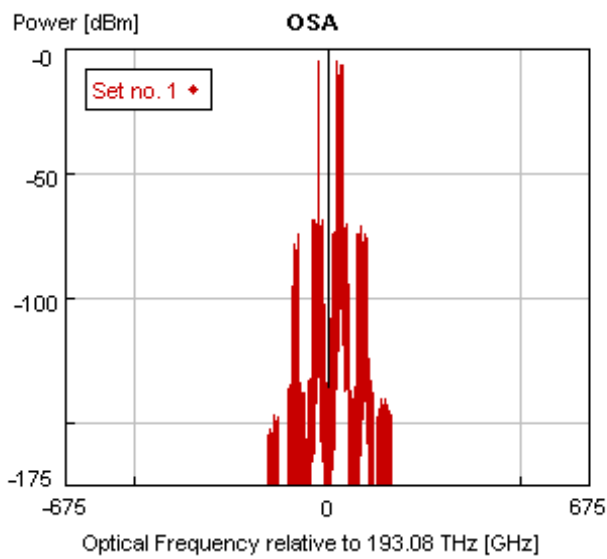


Illustration 92: Μετά από μετάδοση σε ίνα 1km

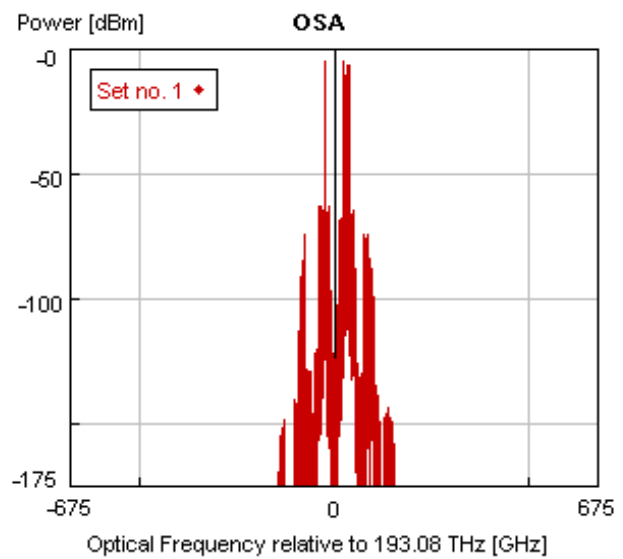


Illustration 93: Μετά από μετάδοση σε ίνα 2km

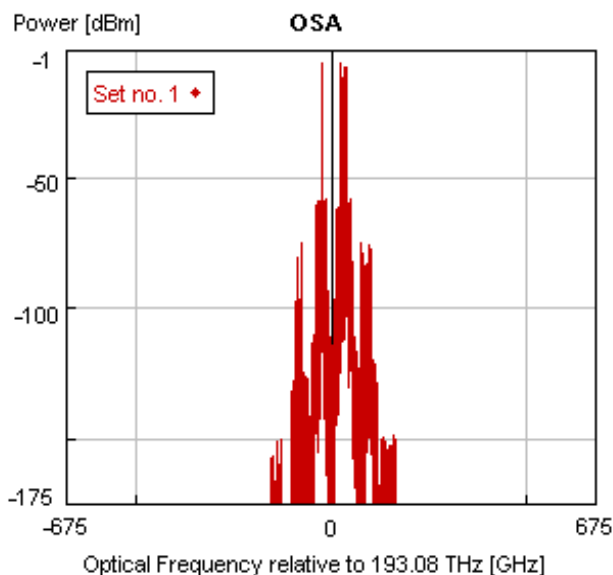


Illustration 95: Μετά από μετάδοση σε ίνα 5km

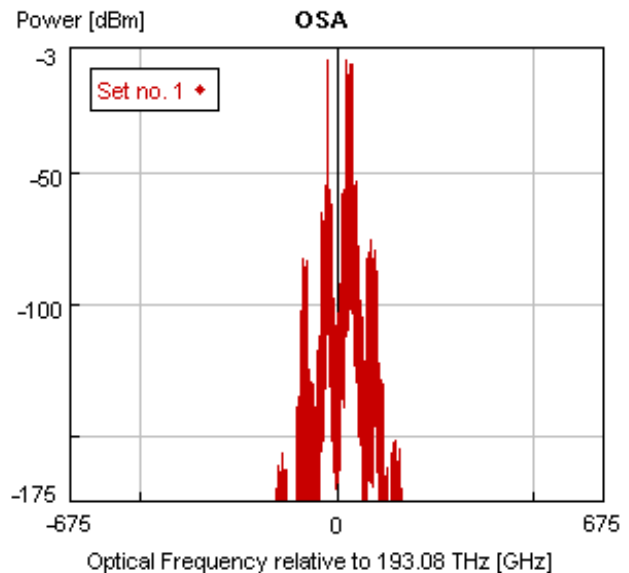


Illustration 94: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km

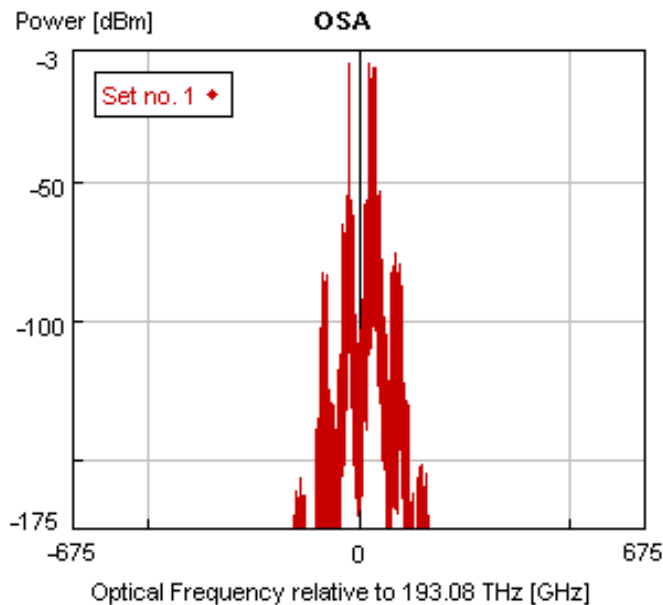


Illustration 96: Μετά από μετάδοση σε ίνα 25 km

Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνουμε το μήκος της ίνας ενισχύονται οι νέες φασματικές συνιστώσες, αλλά δεν αυξάνονται. Έπισης μετά τα 12km σταθεροποιείται η κατάσταση, με την έννοια ότι το φαινόμενο παραμένει στάσιμο. Κάτι τέτοιο υποδηλώνει την εκδήλωση μη γραμμικότητας, η οποία καθώς μειώνεται η ισχύς του σήματος περιορίζεται. Ακόμα, το γεγονός ότι δεν υπάρχει διεύρυνση του φάσματος καθώς αυξάνουμε την ίνα, μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι μάλλον δεν πρόκειται για κάποια αυτοδιαμόρφωση ή ετεροδιαμόρφωση φάσης. Αν προσέξουμε το φάσμα λίγο καλύτερα θα δούμε ότι η εμφάνιση των νέων συνιστωσών γίνεται σε αρμονικές συχνότητες, η οποίες προκύπτουν από το συνδυασμό των συχνοτήτων των σημάτων τα οποία τροφοδοτήσαμε στην ίνα. Καταλήγουμε λοιπόν στο ότι πρόκειται για εμφάνιση του φαινομένου της μίξης τεσσάρων φωτονίων (Four Wave Mixing, FWM), το οποίο έχει αναλυθεί επαρκώς στην παράγραφο που αναφέρεται στα φαινόμενα της διάδοσης.

Για επιβεβαίωση θα αλλάξουμε την ισχύ του πομπού και θα παρατηρήσουμε το πως επηρεάζεται το σήμα στην έξοδο της ίνας. Αυτό που βασικά περιμένουμε να δούμε είναι εξάρτηση της ισχύος των νέων φασματικών συνιστωσών από την ισχύ εκπομπής, χωρίς όμως να υπάρχει επιρροή στις συχνότητες εμφάνισής τους, οι οποίες θα πρέπει να μένουν σταθερές και συγκεκριμένες. Ακολουθούν διαγράμματα του φάσματος για μήκος ίνας 12km και τιμές ισχύος του πομπού, -3dBm, 0dbm, 4.7dBm. Υπενθυμίζουμε ότι στα προηγούμενα διαγράμματα η τιμή της ισχύος του σήματος που τροφοδοτούνταν στην ίνα ήταν 1.5mW, δηλαδή 1.76dBm.

## Four Wave Mixing για ίνα 12km και διάφορες ισχύεις στον Transmitter

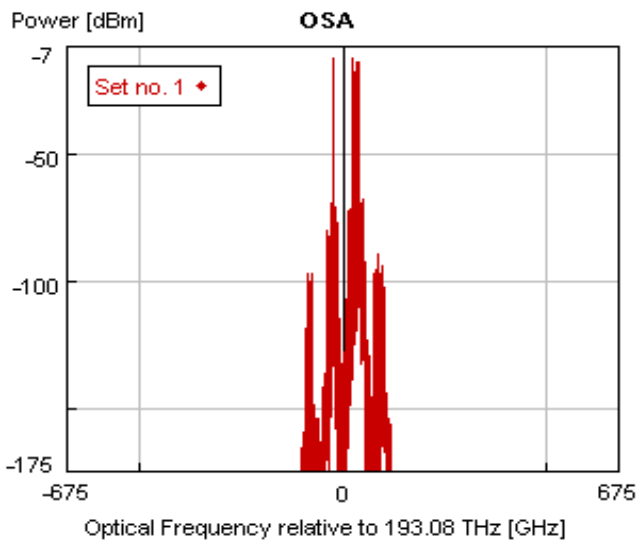


Illustration 97: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km, με ισχύ εκπομπής -3dBm

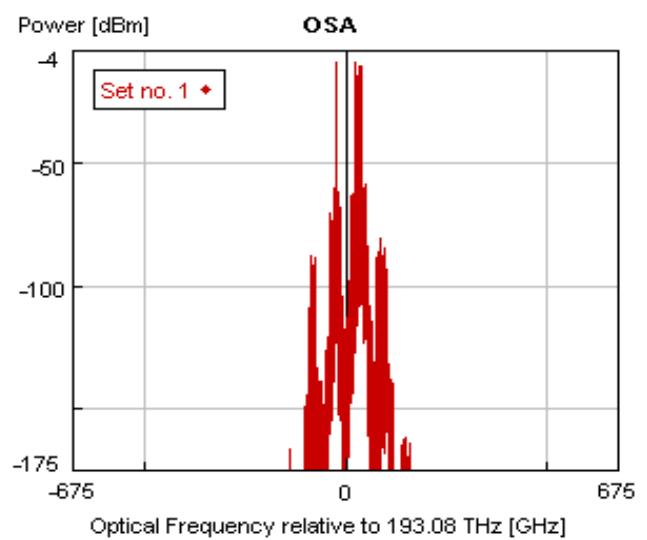


Illustration 98: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km, με ισχύ εκπομπής 0dBm

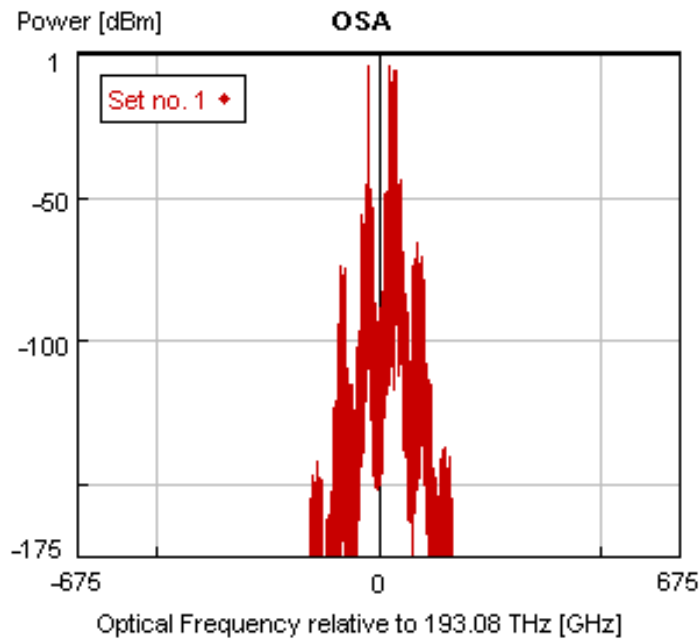


Illustration 99: Μετά από μετάδοση σε ίνα 12km, με ισχύ εκπομπής 4,7dBm

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση της ισχύος εμφανίζονται σταδιακά κάποιες φασματικές συνιστώσες. Κάτι τέτοιο προκύπτει εύκολα αν συγκρίνουμε το πρώτο και το τελευταίο διάγραμμα. Ωστόσο μπορούμε να ισχυριστούμε ότι κάτι τέτοιο είναι εξαιρετικά αμελητέο καθώς ακόμα και για ισχύ εκπομπής 4.7dbm, που αντιστοιχεί σε 3mW, αυτές οι συνιστώσες μόλις που ξεπερνούν τα -150dBm.

Δεδομένης της θέσης των νέων φασματικών συνιστωσών αλλά και της συμπεριφοράς τους σε σχέση με την ισχύ εκπομπής, είμαστε σε θέση να συμπεράνουμε με ασφάλεια ότι πρόκειται για το μη γραμμικό φαινόμενο του Four – Wave Mixing.

Ένα στοιχείο που αξίζει να σημειωθεί είναι ότι, γεννώντας νέες φασματικές συνιστώσες, το φαινόμενο που μόλις παρατηρήσαμε, δημιουργεί παρεμβολές στα σήματα πληροφορίας που μεταφέρουμε μέσα από την ίνα. Αν συνδυάσουμε τα λεγόμενα αυτής της παραγράφου με αυτά της προηγούμενης, καταλαβαίνουμε ότι, υπάρχει ενδεχόμενο να σημειωθεί και πάλι το πρόβλημα που είχε προκύψει με το εύρος του CW που συμμετέχει στο RHD, καθώς οι παρεμβολές που έχουν δημιουργηθεί, προσθέτουν στο, προηγούμενος μοναδιαίο, CW, ένα σημαντικό εύρος. Ωστόσο όπως θα διαπιστωθεί και στη συνέχεια από τα διάφορα διαγράμματα ματιού και τους ρυθμούς εσφαλμένων bit, το RHD δεν επηρεάζεται καθόλου.

Μπορούμε με βεβαιότητα να ισχυριστούμε ότι η απάθεια της φώρασης του οπτικού σήματος, αλλά και του κυκλώματος εν γένει, απέναντι στο φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων, οφείλεται βασικά στην πολύ μικρή ισχύ που έχουν οι αρμονικές φασματικές συνιστώσες. Ενδεικτικό είναι ότι για ισχύ εκπομπής 1.5mW, βρίσκονται περίπου 50dB πιο χαμηλά σε σχέση με το CW των 193.05THz, νούμερο που αντιστοιχεί σε 100000 φορές χαμηλότερη ισχύ.

## **4.4 Διαδικασία Μετρήσεων Αξιολόγησης του Κυκλώματος**

Βασικό ρόλο στη διαδικασία μετρήσεων αξιολόγησης του κυκλώματος παίζει ο υπολογισμός των λαθών που εμφανίζονται στο δέκτη, τα οποία εισάγονται λόγω του θορύβου που εμφανίζεται κατά τη διάρκεια της μετάδοσης. Στη συνέχεια θα βασιστούμε σε μεγάλο βαθμό στη μέτρηση και καταγραφή αυτών των λαθών και για αυτό στην επόμενη παράγραφο αναφέρουμε ορισμένα στοιχεία σχετικά με τη θεωρία σφαλμάτων στις ψηφιακές επικοινωνίες.

### **4.4.1 Θόρυβος Μετάδοσης και Πιθανότητα Λάθους – Ψηφιακές Επικοινωνίες**

Η επίδραση του θορύβου μετάδοσης είναι να εισάγει λανθασμένα bit στη λαμβανόμενη παλμοσειρά, με αποτέλεσμα, στην περίπτωση ενός δυαδικού συστήματος, ένα σύμβολο 1 να εκλαμβάνεται περιστασιακά ως σύμβολο 0 και αντίστροφα. Προφανώς όσο πιο συχνά εμφανίζονται τέτοια λάθη, τόσο περισσότερο διαφέρει η έξοδος του δέκτη σε σύγκριση με το αρχικό σήμα πληροφορίας. Η πιστότητα της μετάδοσης πληροφοριών παρουσία θορύβου μετριέται ευκολότερα συναρτήσει του “ρυθμού λανθασμένων bit” (Bit Error Rate, BER) ή της “πιθανότητας λανθασμένου bit” (Bit Error Probability, BEP), δηλαδή την πιθανότητα το σύμβολο στην έξοδο του δέκτη να διαφέρει από αυτό που μεταδίδεται.

Στην παρούσα εργασία δεν ενδιαφέρει η πιθανότητα λάθους, αλλά ο ρυθμός λαθών όπως καταγράφεται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Για να αντιληφθούμε πως ακριβώς καταγράφεται ο ρυθμός εσφαλμένων bit, πρέπει να δούμε τον τρόπο με τον οποίο ο δέκτης αποφασίζει για τον αν το bit που έχει λάβει αντιστοιχεί σε 0 ή 1.

Έστω ότι αποστέλουμε μια τυχαία παλμοσειρά που έχει δημιουργηθεί με ON-OFF κωδικοποίηση. Κατά τη διάρκεια μετάδοσης αυτή της παλμοσειράς έχει προστεθεί λευκός θόρυβος ο οποίος φτάνει μαζί με αυτή, στο δέκτη, όπου πρόκειται να γίνει η αποκωδικοποίηση. Πριν το σημείο λήψης απόφασης συνήθως υπάρχει ένα βαθυπερατό φίλτρο που χρησιμεύει στο να αποκοπεί ένα μεγάλο μέρος του θορύβου και έτσι να μειωθεί η επίδραση του κατά την αποκωδικοποίηση. Ακόμα υπάρχει και ένας δειγματολήπτης που λαμβάνει δείγματα από την παλμοσειρά κάθε  $T_b$  δευτερόλεπτα, όπου  $T_b$  η διάρκεια του ψηφίου. Τα δείγματα αυτά προωθούνται στη διάταξη απόφασης, όπου γίνεται η σύγκριση με κάποιο προκαθορισμένο κατώφλι και προκύπτει το αποτέλεσμα. Είναι συνηθισμένο η απόφαση να λαμβάνεται στο μέσο του κάθε διαστήματος ψηφίου για λόγους μέγιστης αξιοπιστίας. Φυσικά αυτό υποθέτει ότι υπάρχει συγχρονισμός στο δέκτη έτσι ώστε να έχουμε ακριβή γνώση του χρονικού διαστήματος εμφάνισης του κάθε συμβόλου στην λαμβανόμενη κυματομορφή.

Η επιλογή του κατωφλίου είναι κομβική για την ελαχιστοποίηση των σφαλμάτων κατά την αποκωδικοποίηση. Αν το πλάτος των παλμών της ON – OFF παλμοσειράς είναι  $A$  volt, τότε διαισθητικά, φαίνεται λογικό να βάλουμε το κατώφλι στα  $A/2$  volt, έτσι ώστε, αν η τιμή του λαμβανόμενου σήματος είναι μεγαλύτερη από  $A/2$  να λαμβάνεται απόφαση για “1” και αλλιώς για “0”. Στην ιδιάζουσα περίπτωση που η τιμή του παλμού είναι ακριβώς  $A/2$ , τότε η απόφαση λαμβάνεται στην τύχη.

Λόγω της παρουσίας του θορύβου κάποιες από τις αποφάσεις θα είναι λανθασμένες. Δύο είδη σφάλματος είναι δυνατό να εμφανιστούν στην πράξη:

1. Επιλέγεται το σύμβολο 1 ενώ στην πραγματικότητα μεταδόθηκε 0.
2. Επιλέγεται το σύμβολο 0 ενώ στην πραγματικότητα μεταδόθηκε 1.

Μπορούμε να υπολογίσουμε τις συναρτήσεις που δίνουν τις πιθανότητες λαθών για ένα σύστημα στο οποίο υπάρχει ίση πιθανότητα εμφάνισης άσσου και μηδενικού και το κατώφλι έχει οριστεί στα  $A/2$  volt, ωστόσο δεν θεωρείται σημαντικό να αναφερθεί καθώς στην προσομοίωση θα ασχοληθούμε με το BER που στην πράξη προκύπτει από μέτρηση και όχι από υπολογισμό.

Από τα προηγούμενα μπορούμε να καταλήξουμε στους παρακάτω τύπους:

$$BER = p(1)P(0|1) + p(0)P(1|0)$$

όπου  $p(0)$  και  $p(1)$  είναι οι πιθανότητες να σταλεί “1” και “0” αντίστοιχα, ενώ  $P(x|y)$  είναι οι πιθανότητες να έχει σταλεί “y” και να ληφθεί “x”. Για ίσες πιθανότητες αποστολής “0” και “1” υπολογίζεται:

$$BER = (1/2) [P(0|1) + P(1|0)]$$

Για Gaussian μορφή θορύβου το παραπάνω καταλήγει:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)$$

όπου Q είναι το  $Q = \frac{(\mu I - \mu \theta)}{(\sigma I - \sigma \theta)}$ , με το (μ) να αναφέρεται στη μέση στάθμη του ψηφίου και (σ) στην ισχύ του θορύβου σε κάθε περίπτωση στοιχείου.

Αναφέραμε και το Q αφού πρόκειται να ληφθούν μετρήσεις και γι αυτό, παράλληλα με το BER. Άλλωστε αποτελεί ένα πολύ σημαντικό τρόπο μέτρησης της ποιότητας οποιουδήποτε σήματος.

#### 4.4.2 Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις

Για την καταγραφή των BER και Q χρησιμοποιήθηκαν δύο διαφορετικά κυκλώματα μετρήσεων. Το ένα ήταν ο ήδη διαμορφωμένος δέκτης στον οποίο προστέθηκαν διάφορα modules που μας έδιναν τη δυνατότητα μέτρησης και αποθήκευσης των BER και Q. Το άλλο ήταν ένα κύκλωμα που σχεδιάστηκε με σκοπό να βοηθήσει στη λήψη των BER και Q στην back-to-back (B2B) μέτρηση.

Η back-to-back μέτρηση για τα BER και Q είναι μια μέτρηση που γίνεται αμέσως μετά τον πομπό του κυκλώματος χωρίς να παρεμβάλεται η μετάδοση και ο δέκτης. Σκοπό έχει την αξιολόγηση της λειτουργίας του δέκτη αλλά και την αναγνώριση της επιβάρυνσης που προσθέτει στο σήμα η διαδικασία της μετάδοσης.

Το πρώτο κύκλωμα έχει ήδη δείχθει και επαναλαμβάνεται για λόγους ευκολίας παρακάτω:

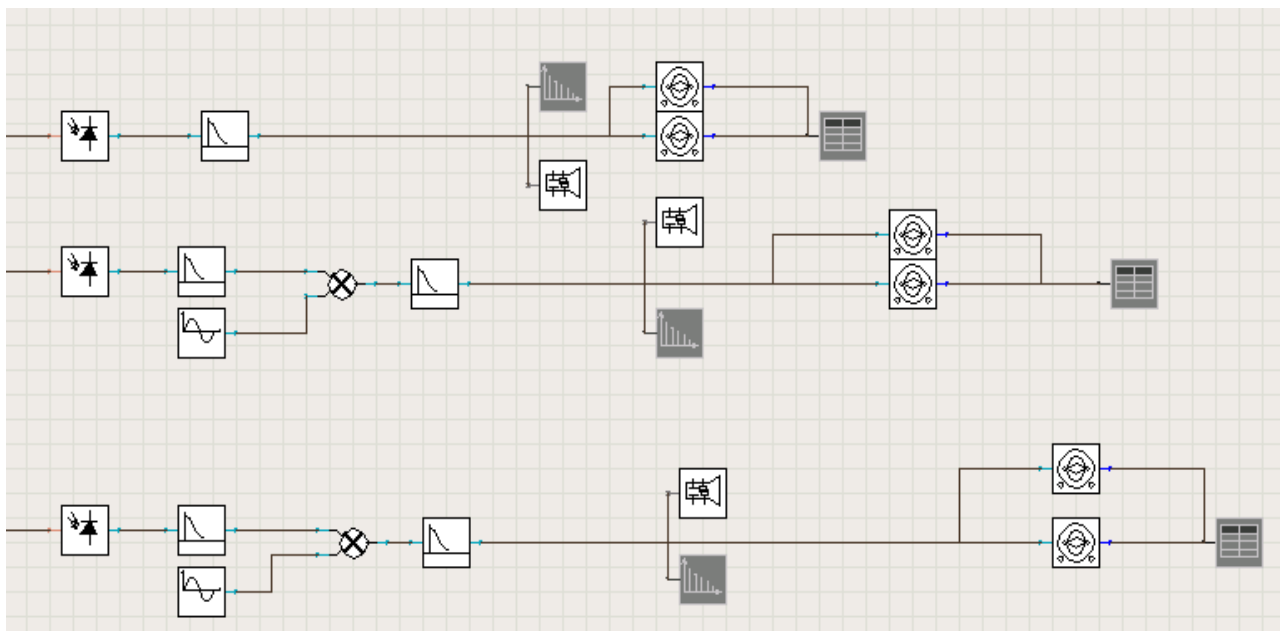


Illustration 100: Κύκλωμα λήψης μετρήσεων στο δέκτη, για BER και για διαγράμματα ματιού

Πρόκειται για το δέκτη όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο που προηγήθηκε. Η μετρήσεις



λαμβάνονται από τα modules που συνδέονται με τα βαθυπερατά ηλεκτρικά φίλτρα και καταγράφονται στο τελευταίο module που είναι ένας καταγραφικό κειμένου.

Το κύκλωμα με το οποίο ελήφθησαν οι B2B μετρήσεις είναι ουσιαστικά πολύ πιο απλό από αυτό καθώς δεν πραγματοποιείται καμμία σύνθετη διαδικασία φώρασης όπως αυτές που είχαμε δει μέχρι στιγμής:

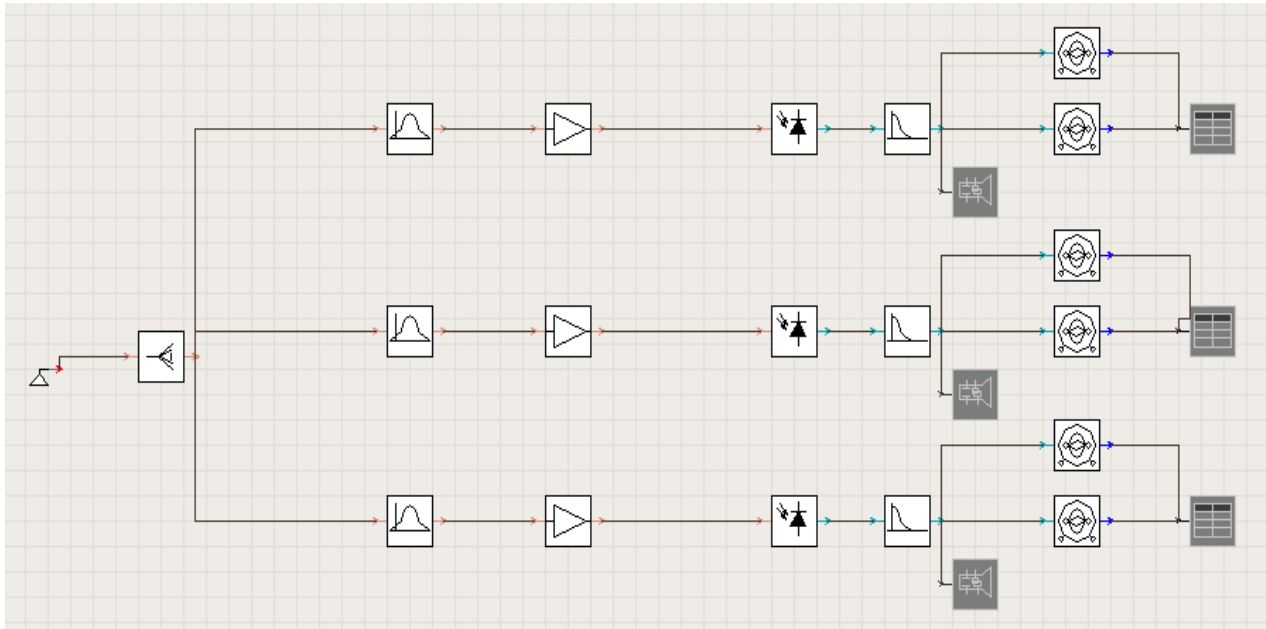


Illustration 101: Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των Back - to - Back μετρήσεων

Ο splitter συνδέεται στο επιθυμητό στοιχείο του κυκλώματος, στη συγκεκριμένη περίπτωση ο οπτικός ενισχυτής στον πομπό. Παρατηρούμε ότι σε όλα τα κανάλια πραγματοποιείται φώραση με απ'ευθείας ανίχνευση (Direct Detection). Το αυτό το κάνουμε για να μπορέσουμε να αξιολογήσουμε την επίδραση που έχει στο κύκλωμα η διαδικασία του RHD καθώς και η AM-DSB αποδιαμόρφωση που συμβαίνουν στο δέκτη. Αυτός ο τρόπος φώρασης είναι ο πιο απλός και εισάγει τη μικρότερη δυνατή επιβάρυνση. Βέβαια το κανάλι 1, ούτως ή άλλως λαμβάνεται με απ'ευθείας ανίχνευση, και έτσι η μόνη επιβάρυνση που θα μπορέσουμε να μετρήσουμε θα είναι αυτή της μεταδοσης.

Για να λάβουμε τις μετρήσεις ακολουθήσαμε σε κάθε περίπτωση την ίδια διαδικασία. Στην πραγματικότητα εκμεταλλευτήκαμε τον Preamplified Receiver έτσι ώστε να ρυθμίσουμε την ισχύ που προσπίπτει στις φωτοδιόδους σε διάφορες τιμές, για τις οποίες καταγράψαμε τα BER και Q. Για να επιτευχθεί φυσικά κάτι τέτοιο έπρεπε να ορίσουμε τη λειτουργία του οπτικού ενισχυτή του Preamplified Receiver σε Power Controlled Mode, μια λειτουργία που, όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενο κεφάλαιο, επιτρέπει τη ρύθμιση της ισχύος εξόδου του ενισχυτή, ανεξάρτητα από την ισχύ εισόδου.

Σε κάθε κύκλωμα μετρήσεων, εκτός από τις μετρήσεις για BER και Q, φροντίσαμε να υπάρχει παλμογράφος, έτσι ώστε να λαβουμε και τα διαγράμματα ματιού, αφού το άνοιγμα του ματιού αποτελεί ένα ακόμα τρόπο αξιολόγησης της ποιότητας του λαμβανόμενου σήματος.

### 4.4.3 Μετρήσεις των BER και Q

Για να έχουμε μια πλήρη εικόνα της αποδοσης του κυκλώματος έπρεπε να λάβουμε μετρήσεις των BER και Q αλλά και τα διαγράμματα ματιού για διάφορες καταστάσεις και σε διάφορες θέσεις στο κύκλωμα. Επιλέξαμε τελικά να πάρουμε τις ακόλουθες μετρήσεις:

- Back – to – Back
- Μετά τον δέκτη αλλά χωρίς να έχει γίνει μετάδοση μέσω ίνας, έτσι ώστε να προσδιορίσουμε την επιβάρυνση που οφείλεται στο Remote Heterodyne Detection.
- Μετά το δέκτη και ενώ έχει μεσολαβήσει μετάδοση πάνω από διάφορα μήκη μονότροπης ίνας. Τα μήκη για τα οποία λάβαμε μέτρηση ήταν:
  - ✓ 2 km Fiber
  - ✓ 5km Fiber
  - ✓ 12km Fiber
  - ✓ 25km Fiber

#### 4.4.3.1 Επίδραση του μήκους της ίνας στη φάση του σήματος εξόδου

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφέρουμε ένα φαινόμενο που παρατηρήσαμε κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων που εκτελέσαμε για να λάβουμε τις μετρήσεις, και πιο συγκεκριμένα κατά τη διάρκεια αυτών που περιελάμβαναν μεταβολή του μήκους της ίνας. Προσεξαμε λοιπόν ότι το τρίτο κανάλι επηρεαζόταν σημαντικά από το μήκος της ίνας. Καταγράφοντας το σήμα που προέκυπτε ως αποτέλεσμα του RHD διαπιστώσαμε ότι προέκυπτε σημαντική αλλαγή στη φάση του ανάλογα με το μήκος της ίνας, χωρίς όμως κάτι τέτοιο να συμβαίνει και στο δεύτερο κανάλι. Όπως εξηγήσαμε και στην παράγραφο που σχολιάσαμε το RHD και τις αρχές του, η φάση στο σήμα εξόδου ενός RHD εξαρτάται αποκλειστικά από τη διαφορά στις φάσεις των σημάτων των δύο, εμπλεκόμενων στην αποδιαμόρφωση, οπτικών σημάτων. Αυτό σήμαινε ότι για κάποιο λόγο, το μήκος της ίνας επιδρούσε στη σχετική φάση των δύο σημάτων, προκαλώντας έτσι την παραγωγή σήματος με αρχική φάση διαφορετική για κάθε μήκος ίνας. Το γεγονός ότι κάτι τέτοιο δεν γινόταν στο δεύτερο κανάλι μας οδήγησε στο συμπέρασμα ότι η μεγάλη φασματική απόσταση που απείχαν τα δύο σήματα που συμμετείχαν στο RHD του τρίτου καναλιού, η οποία ήταν 60GHz, συντελούσε στην εμφάνιση ολίσθησης της σχετικής τους φάσης λόγω της ύπαρξης της διασποράς στην ίνα, αφού οι δύο αυτές φασματικές συνιστώσες μεταδίδονταν με διαφορετική ταχύτητα.

Για να αντιμετωπίσουμε αυτό το φαινόμενο, εκτελούσαμε εκ νέου ρύθμιση της φάσης του τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη, με κάθε αλλαγή του μήκους της ίνας. Οι φάσεις που επιλέγονταν σε κάθε περίπτωση δίνονται παρακάτω, μαζί με τους πίνακες και φυσικά αφορούν μόνο τα κανάλια 2 και 3 αφού στο 1 γίνεται απ'ευθείας ανίχνευση και όχι RHD. Υπενθυμίζουμε ότι και στην προσομοίωση χωρίς ίνα, υπήρξε ανάγκη ρύθμισης της αρχικής φάσης των τοπικών ταλαντωτών των καναλιών 2 και 3, η οποία όμως οφείλονταν στην ύπαρξη των Couplers. Ακόμη θα φανεί ότι το κανάλι 2 δεν χρειάζεται ρύθμιση, για τους λόγους που αναφέραμε παραπάνω.

Στις παραγράφους που ακολουθούν περιλαμβάνονται οι καμπύλες που αφορούν τα BER και Q για το κάθε κανάλι στα διάφορα στάδια του κύκλωματος. Τα διαγράμματα ματιού θα δειχθούν σε επόμενη παράγραφο, καθώς αποτελούν κατ' ουσίαν ένα διαφορετικό τρόπο αξιολόγησης του κυκλώματος.

Η παράθεση των αποτελεσμάτων θα γίνει ανα κανάλι, ξεκινώντας από το Channel 1.

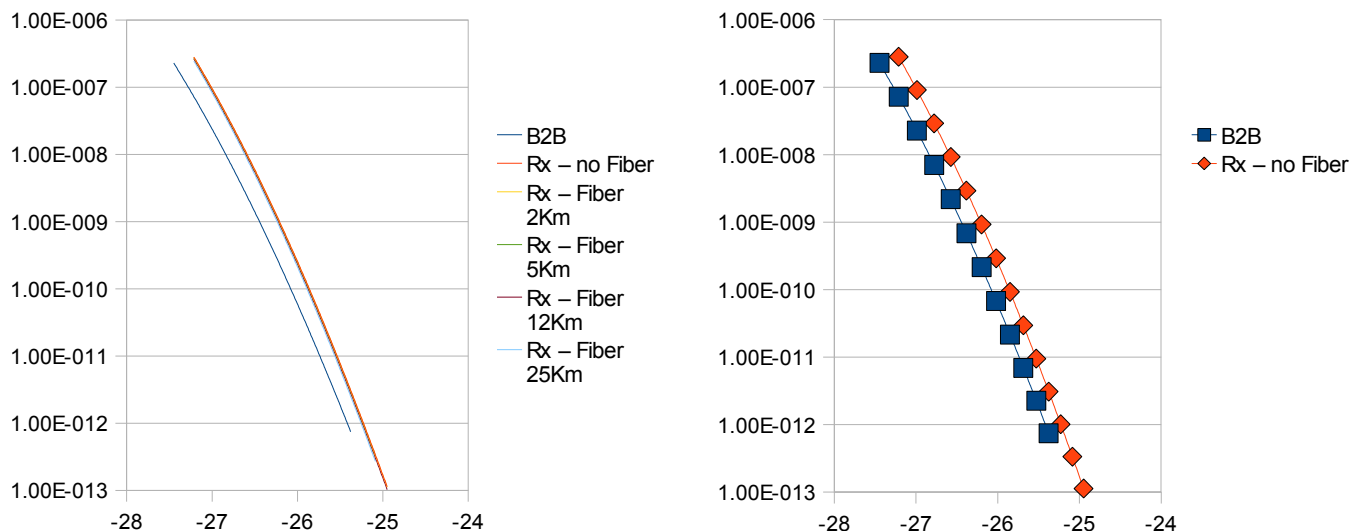
### 4.4.3.2 Μετρήσεις για Channel 1

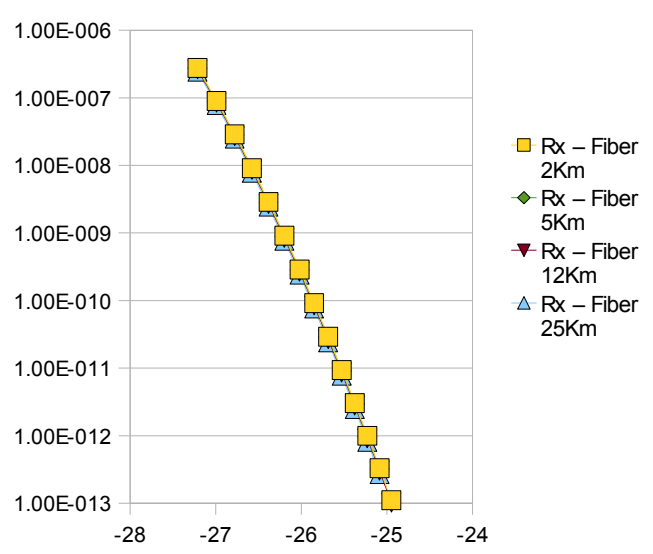
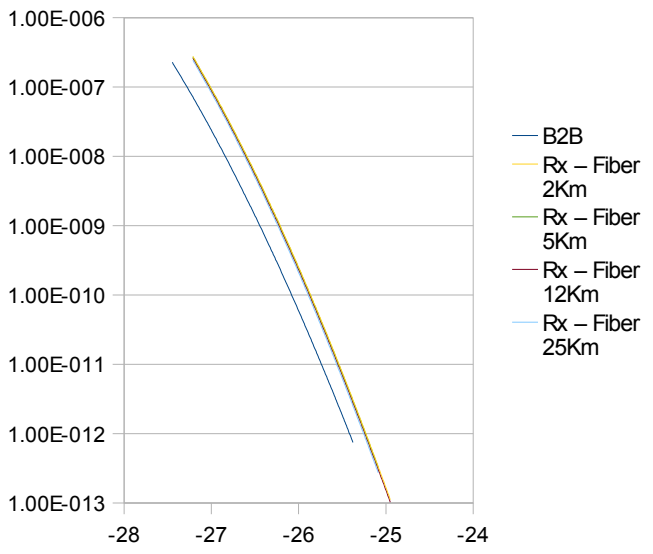
Δεν θεωρήθηκε σημαντικό να παρουσιαστούν οι πίνακες με τα BER και Q όπως μετρήθηκαν για κάθε σημείο του κυκλώματος καθώς οι πληροφορίες που μπορεί να λάβει κανείς από την παρατήρηση τους είναι μάλλον λίγες, ενώ είναι σίγουρα πολύ λιγότερες από αυτές που μας δίνουν τα συγκριτικά διαγράμματα που ακολουθούν. Άλλωστε αυτά τα διαγράμματα περιλαμβάνουν συγκεντρωμένες όλες τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στο κανάλι.

#### 4.4.3.2.1 Διαγράμματα BER και Q για το Channel 1

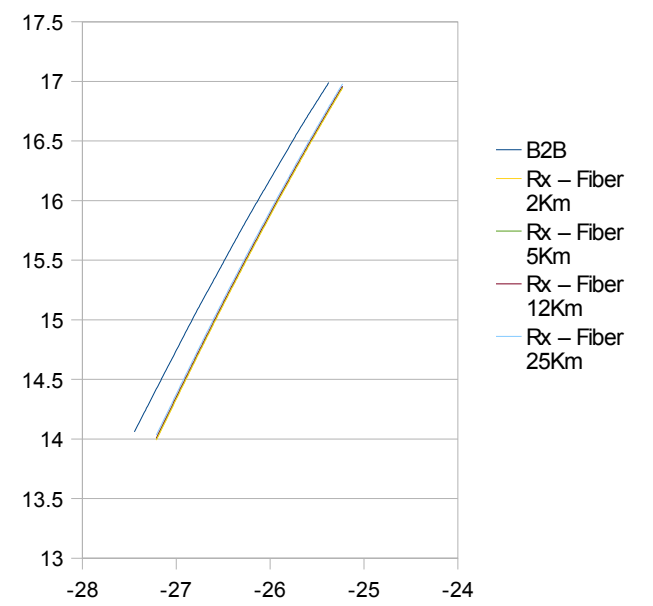
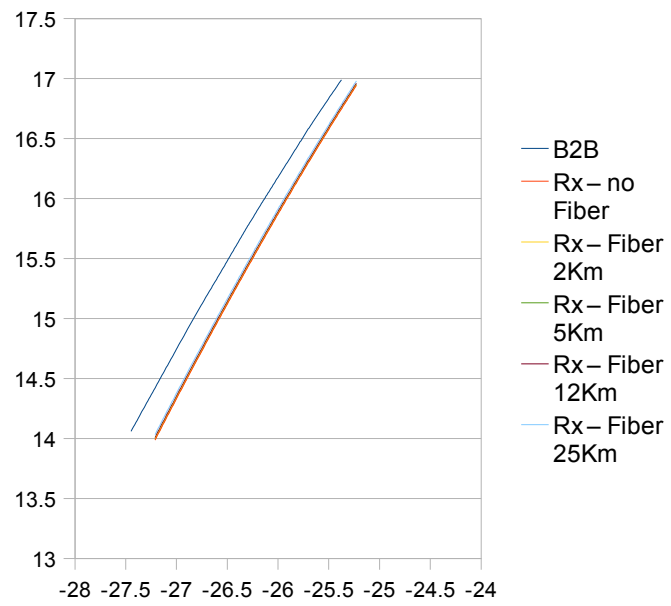
Τα διαγράμματα θα χωριστούν σε τέσσερις επιμέρους ομάδες έτσι ώστε να πραγματοποιηθούν ευκολότερα ορισμένες συγκρίσεις και να προκύψουν συμπεράσματα σχετικά με την επιβάρυνση που προσθέτουν στο σήμα τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος.

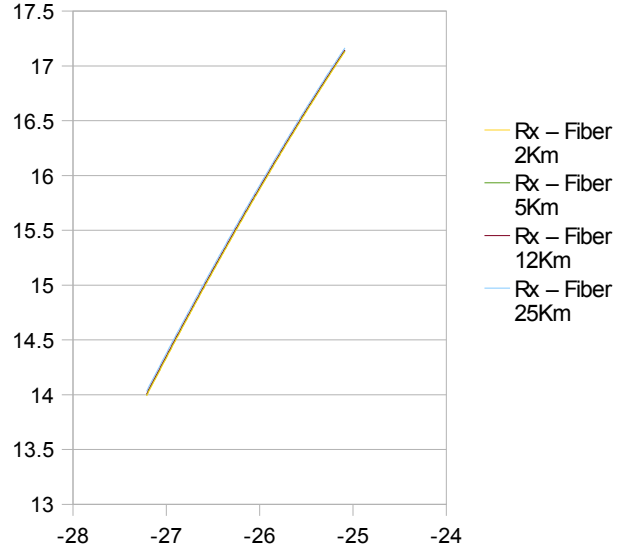
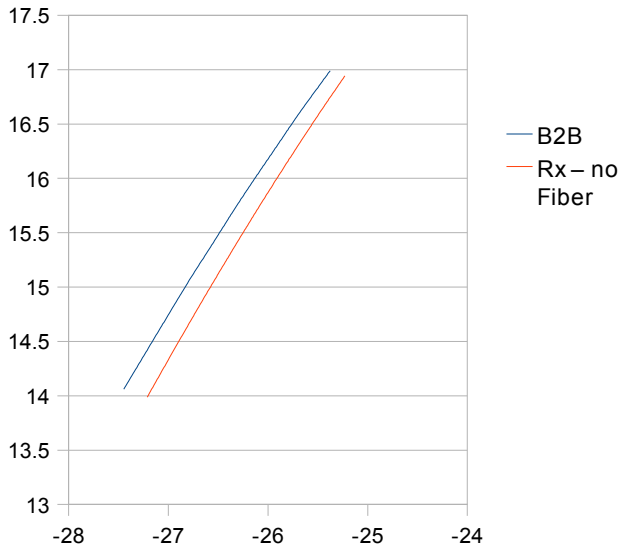
#### Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm





**Διαγράμματα Q ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm**





#### 4.4.3.2.2 Συμπεράσματα για το πρώτο κανάλι

Τα συμπεράσματα προκύπτουν κυρίως από την παρατήρηση των διαγραμμάτων καθώς περιέχουν συγκεντρωμένα τα περιεχόμενα των πινάκων. Έτσι όσον αφορά τα συγκεκριμένα διαγράμματα που έχουμε εδώ, μπορούμε να διακρίνουμε δύο βασικά στοιχεία:

- Το βασικότερο, ίσως και το μοναδικό power penalty του συστήματος εισάγεται από τον δέκτη. Αυτό είναι φανερό αφού παρατηρούμε ότι υπάρχει μια μετακίνηση προς τα δεξιά της καμπύλης (είτε του Q, είτε του BER) που αναφέρεται στη λήψη από το δέκτη χωρίς να έχει προηγηθεί μετάδοση, σε σχέση με την καμπύλη που αναφέρεται στο B2B (Γίνεται πιο εμφανές στο 3ο διάγραμμα). Προφανώς και τέτοιο οφείλεται στη διαδικασία λήψης, όπως αυτή διαμορφώνεται στο δέκτη, και είναι αναμενόμενο σε κάθε κύκλωμα να συμβαίνει. Αυτό που μπορούμε να επισημάνουμε, ιδιαίτερα σε σχέση με αυτά που θα δούμε και για τα επόμενα κανάλια, είναι ότι εδώ το power penalty είναι πολύ μικρό.
- Ακόμα διακρίνουμε ότι η μετάδοση μέσω της ίνας δεν έχει πρακτικά καμία επίδραση στην ποιότητα του μεταδιδόμενου σήματος, καθώς, ακόμα και για μετάδοση σε ίνα 25km, δεν παρατηρείται εμφάνιση κάποιου power penalty, σε σχέση με τη μετάδοση χωρίς ίνα. Αυτό σημαίνει ότι το κύκλωμα έχει σχεδιασθεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιούνται οι επιδράσεις των φαινομένων της διάδοσης στο σήμα. Σε αυτό συμβάλλει τόσο η διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης, που επιλέχθηκε στον οπτικό πομπό, όσο και η μικρή ισχύς εκπομπής με την οποία τροφοδοτούμε την ίνα. Σημειώνουμε ότι εμφανίζεται το παράδοξο της βελτίωσης του σήματος όσο μεγαλώνει το μήκος της μετάδοσης, αφού παρατηρούμε μια ελαφρά ολίσθηση της καμπύλης (του Q ή του BER) προς τα αριστερά. Φυσικά, όπως προκύπτει και από παρατήρηση των διαγραμμάτων, αυτή η βελτίωση είναι πρακτικά αμελητέα. Αποδίδεται κυρίως σε εσφαλμένη ρύθμιση της φάσης του τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη, η οποία όπως είδαμε έπρεπε να ρυθμίζεται για κάθε διαφοροποίηση του μήκους της ίνας.

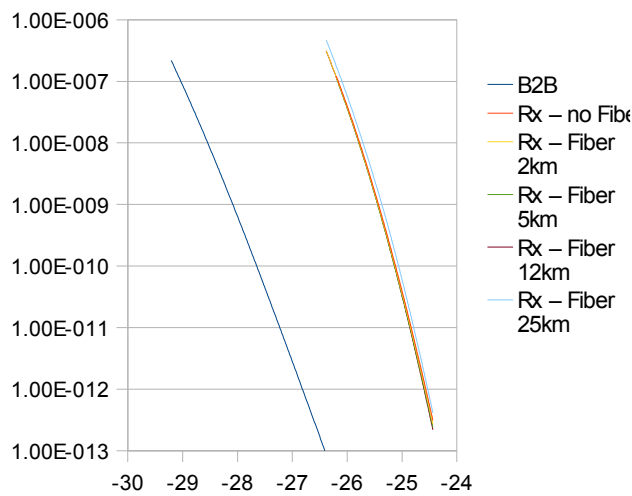
### 4.4.3.3 Μετρήσεις για το Channel 2

#### 4.4.3.3.1 Διαγράμματα BER και Q για το Channel 2

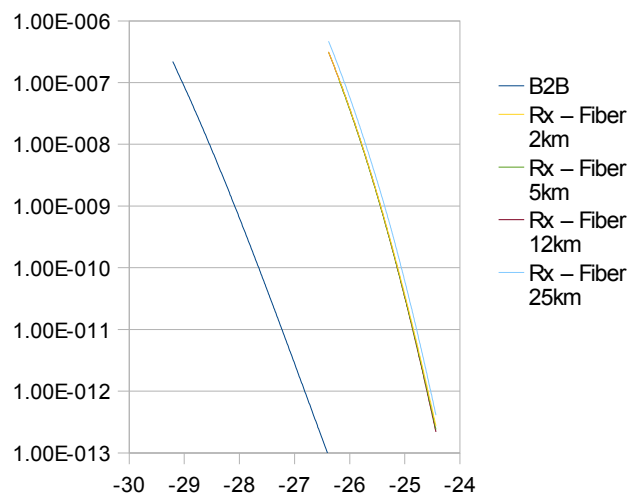
Όπως και πριν, δεν θα παραθέσουμε τους πίνακες από τους οποίους προκύπτουν τα διαγράμματα, αλλά θα δείξουμε απ'ευθείας τις καμπύλες των BER και Q. Τα διαγράμματα θα χωριστούν, και εδώ, σε τέσσερις επιμέρους ομάδες έτσι ώστε να πραγματοποιηθούν ευκολότερα ορισμένες συγκρίσεις και να προκύψουν συμπεράσματα σχετικά με την επιβάρυνση που προσθέτουν στο σήμα τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος.

#### Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσιπτούσα ισχύ σε dBm

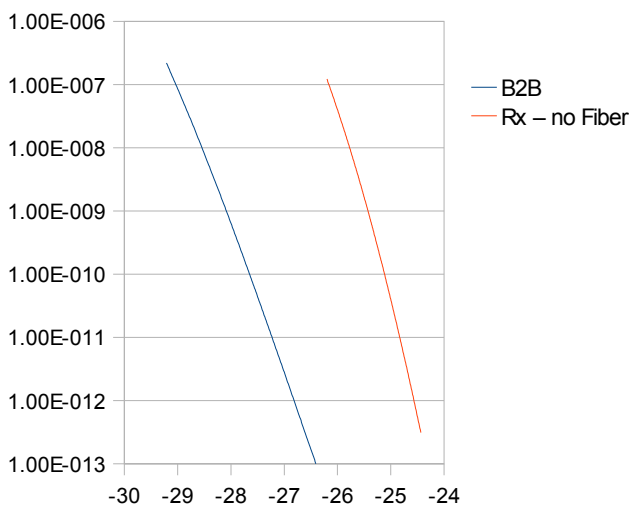
BER vs Power - Ola



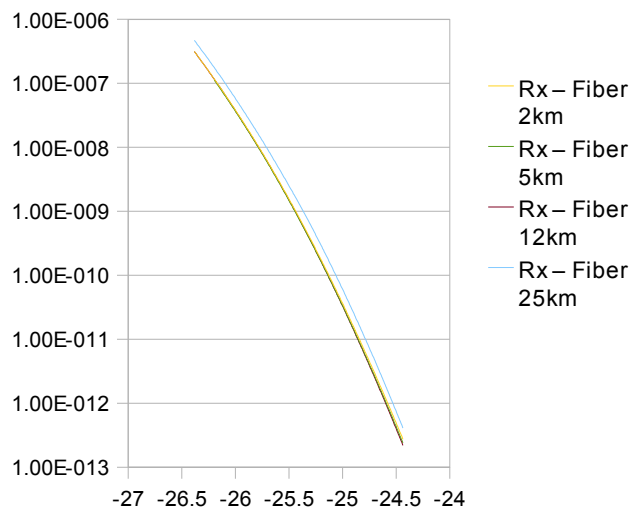
BER vs Power - B2B and Fibers



BER vs Power - B2B and no Fiber

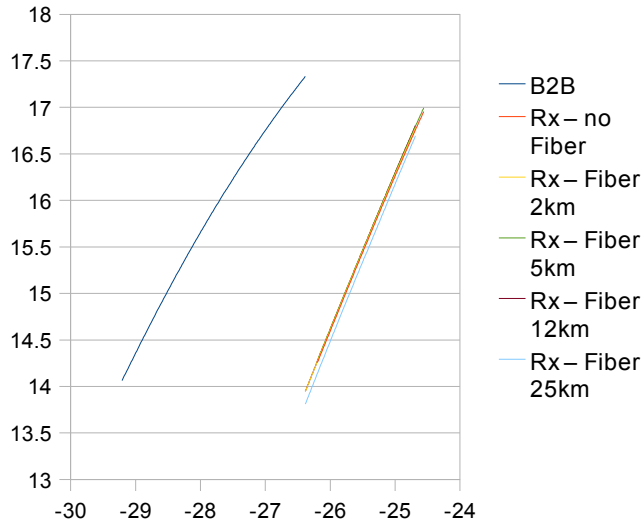


BER vs Power - Fibers Mono

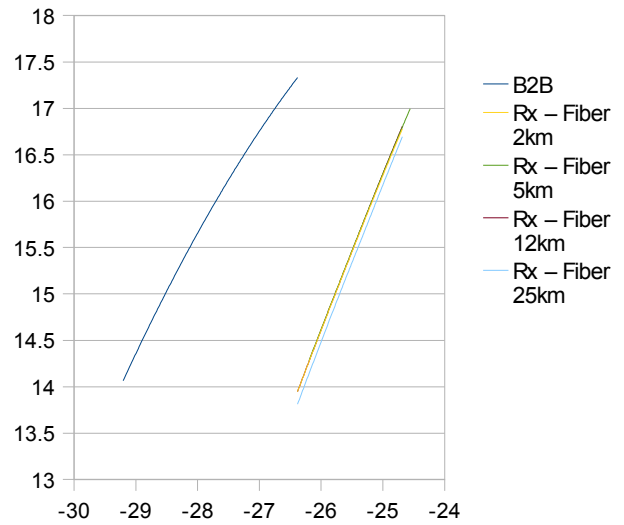


## Διαγράμματα Q ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm

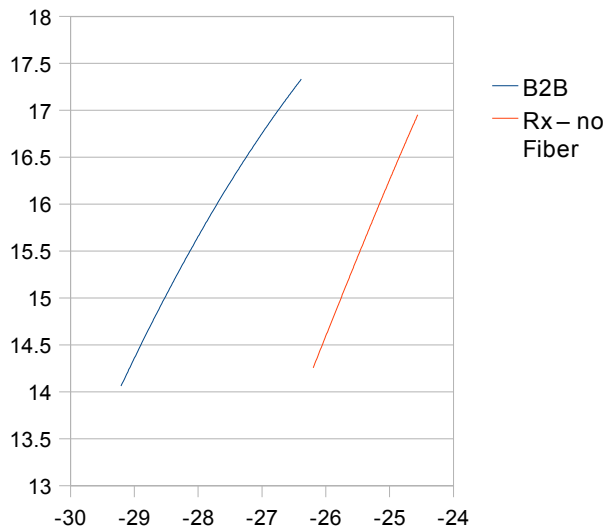
### Q vs Power - OIa



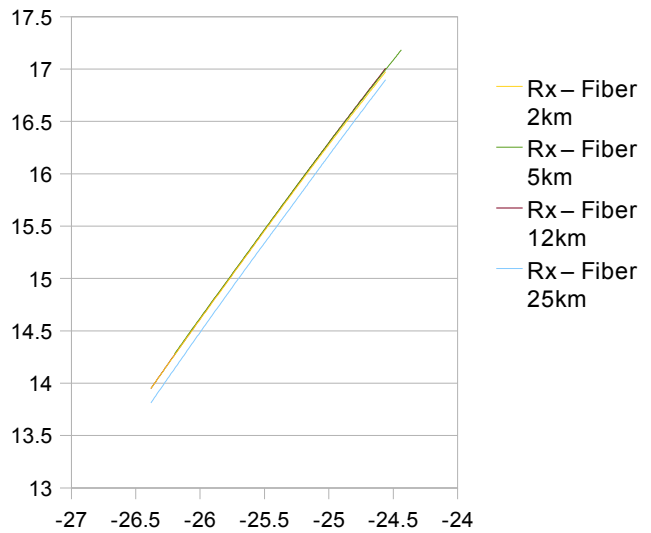
### Q vs Power - B2B and Fibers



### Q vs Power - B2B and no Fiber



### Q vs Power - Mono Fibers



#### 4.4.3.3.2 Συμπεράσματα για το δεύτερο κανάλι

Για άλλη μια φορά θα κρίνουμε τα αποτελέσματα με βάση τις καμπύλες που έχουν σχεδιασθεί, καθώς είναι σημαντικά πιο εύκολο να διακρίνουμε τα στοιχεία που μας ενδιαφέρουν, αφού παρέχονται συγκεντρωμένα δίνοντας έτσι τη δυνατότητα πραγματοποίησης συγκρίσεων. Παρατηρώντας λοιπόν τις καμπύλες καταλήγουμε στα εξής:

- Η διαδικασία της λήψης στο δέκτη, όπως αυτή υλοποιείται στο εν λόγω κανάλι, φαίνεται να εισάγει πολύ σημαντικό power penalty, της τάξεως των τριών dB. Μπορούμε εύκολα να το διαπιστώσουμε αν δούμε το τρίτο διάγραμμα στο οποίο συγκρίνουμε τις B2B μετρήσεις με τις αντίστοιχες στον πραγματικό δέκτη. Προκύπτει έτσι το συμπέρασμα ότι, μπορεί το RHD να μας βοηθά να παράγουμε ένα RF ηλεκτρικό σήμα επιθυμητής συχνότητας, ωστόσο στοιχίζει αρκετά σημαντική απώλεια ισχύος. Συνεπώς σε πιθανή πραγματοποίηση του προσομοιωθέντος κυκλώματος, θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στη σχεδίαση των δεκτών των καναλιών που θα βασίζονται στην ετερόδυνη αποδιαμόρφωση του οπτικού σήματος.
- Όπως και στην περίπτωση του πρώτου καναλιού βλέπουμε ότι η προσθήκη ίνας, ακόμα και 25km δεν επηρεάζει σημαντικά τη λειτουργία του κυκλώματος, όπως προκύπτει εύκολα από το πρώτο και το τέταρτο διάγραμμα. Σε αυτά φαίνεται, αφενός ότι το power penalty σε σχέση με το B2B είναι σχεδόν ίδιο ανεξάρτητα από τον αν υπάρχει ίνα ή όχι, και επιπλέον ότι η επιβάρυνση στο power penalty είναι της τάξεως του 0.1dB αν αντί για 2km ίνας χρησιμοποιήσουμε 25km. Ειδικότερα η χρήση ίνας δεν μέχρι 12km φαίνεται να αφήνει εντελώς ανεπηρέαστο το ρυθμό λανθασμένων bit.

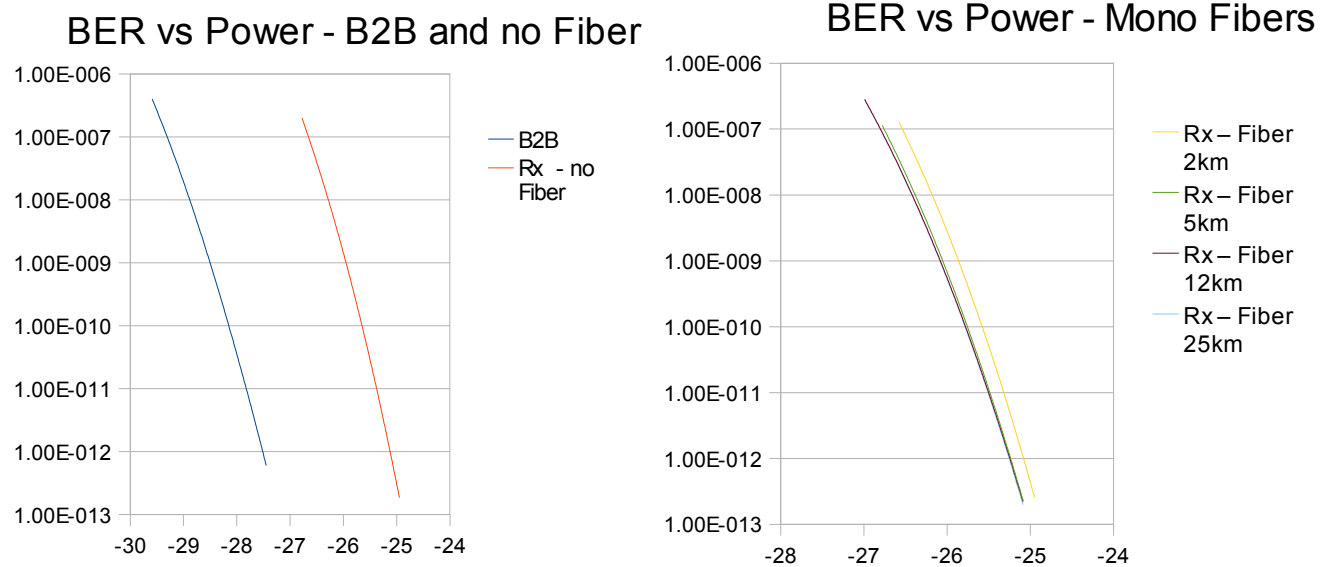
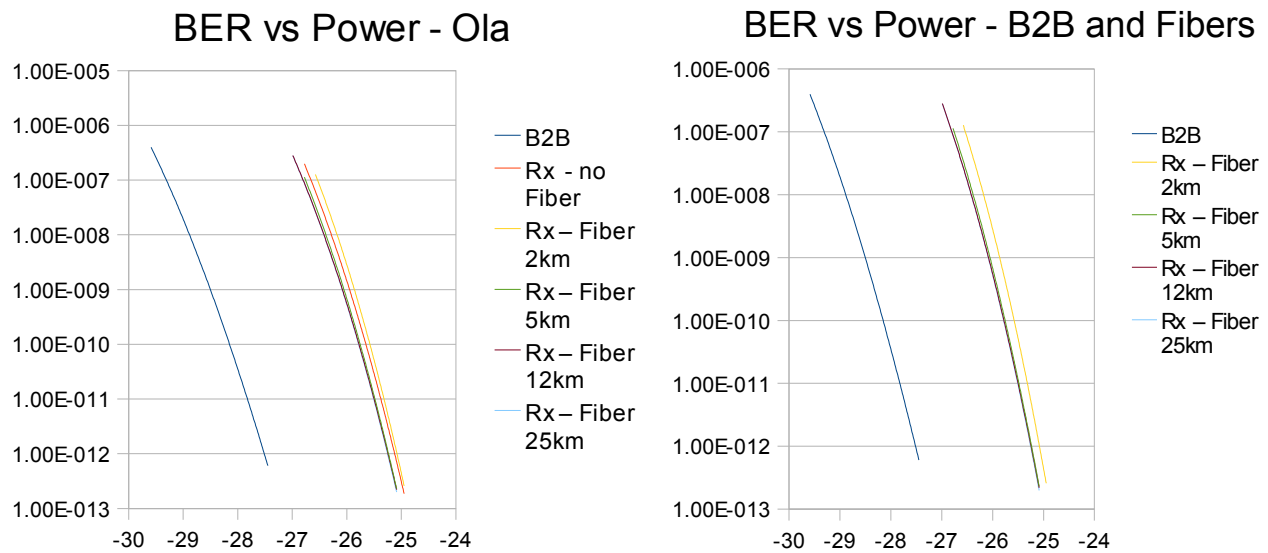


### 4.4.3.4 Μετρήσεις για το Channel 3

#### 4.4.3.4.1 Διαγράμματα BER και Q για το Channel 3

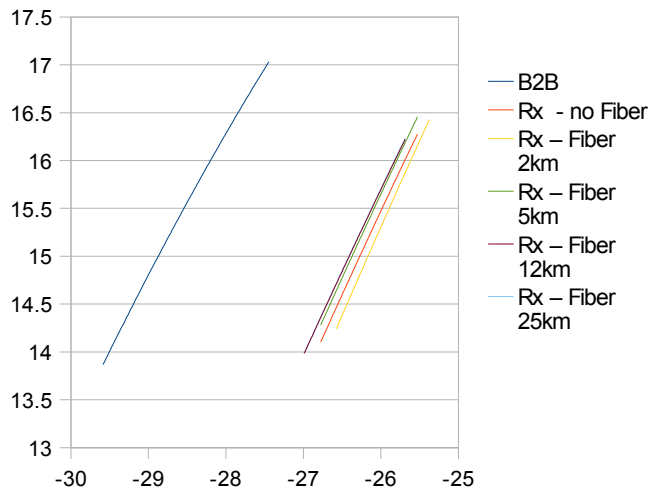
Τα διαγράμματα θα χωριστούν σε τέσσερις επιμέρους ομάδες έτσι ώστε να πραγματοποιηθούν ευκολότερα ορισμένες συγκρίσεις και να προκύψουν συμπεράσματα σχετικά με την επιβάρυνση που προσθέτουν στο σήμα τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος. Για άλλη μια φορά προτιμούμε να δείξουμε τις καμπύλες των BER και Q και όχι τους πίνακες από τους οποίους προέκυψαν.

Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm

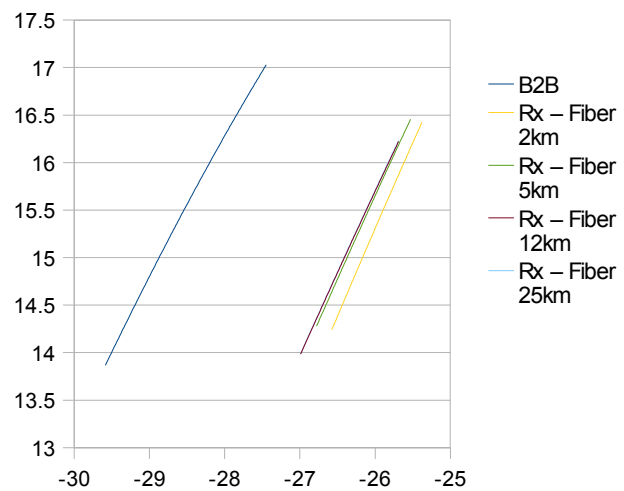


## Διαγράμματα Q ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm

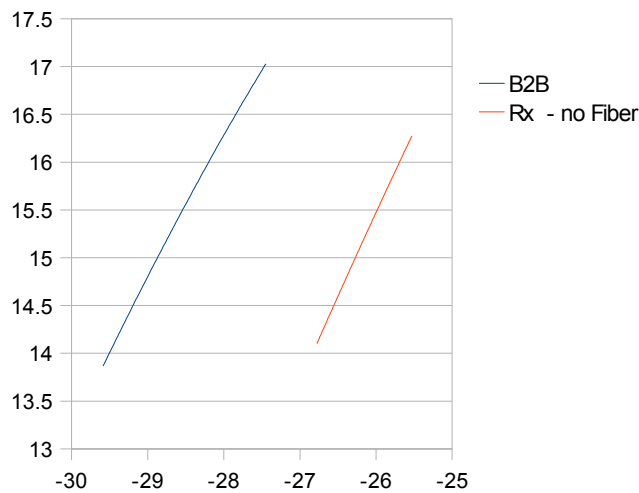
### Q vs Power - Ola



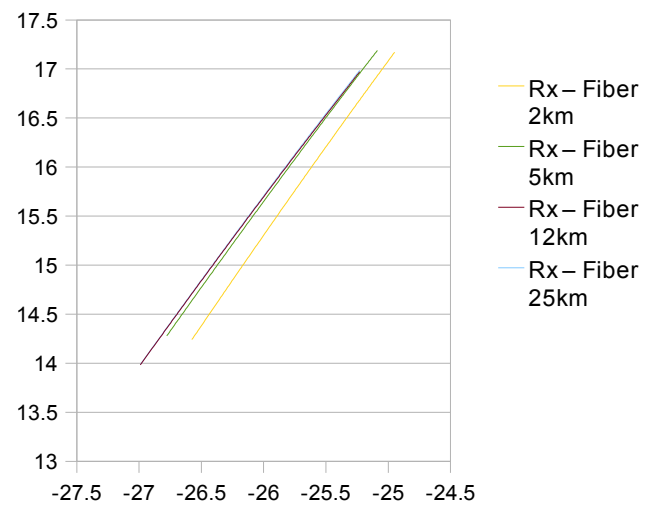
### Q vs Power - B2B and Fibers



### Q vs Power - B2B and no Fiber



### Q vs Power - Mono Fibers



#### 4.4.3.4.2 Συμπεράσματα για το τρίτο κανάλι

Όπως και για τα δύο προηγούμενα κανάλια, η βασική μας αναφορά στο σχολιασμό των αποτελεσμάτων θα είναι τα διαγράμματα και οι συγκρίσεις που μπορούν να προκύψουν από την παρατήρηση αυτών. Καταλήγουμε άμεσα στα εξής συμπεράσματα σε σχέση με τη λειτουργία του τρίτου καναλιού:

- Παρατηρείται και εδώ να συμβαίνει το ίδιο με το κανάλι 2 στο βαθμό που αφορά στην απόδοση του οπτικού δέκτη. Συγκεκριμένα φαίνεται, η διαδικασία της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης του οπτικού, αλλά και οι διαδικασίες φιλτραρίσματος που έχουν προηγηθεί, να έχουν σημαντική επίδραση στο σήμα, καθώς σημειώνεται power penalty

της τάξεως των 3dB ανάμεσα στην καμπύλη των B2B μετρήσεων και σε αυτή των μετρήσεων στο δέκτη χωρίς ίνα. Προκύπτει με αυτό τον τρόπο ότι, το αδύναμο σημείο ενός τέτοιου ή αντίστοιχου κυκλώματος, το οποίο επιλέγει την ανάκτηση του ηλεκτρικού σήματος με RHD, είναι ο οπτικός δέκτης, και συνεπώς απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στη σχεδίαση του.

- Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις δεν φαίνεται η προσθήκη ίνας να επιβαρύνει ιδιαίτερα την απόδοση του κυκλώματος, καθώς όπως προκύπτει από τα διαγράμματα 1 και 4, δεν αυξάνει, παρα ελάχιστα, το power penalty, σε σχέση με την περίπτωση που γίνεται προσομοίωση χωρίς ίνα. Όπως έχουμε ήδη σχολιάσει, η απάθεια αυτή του κυκλώματος στα φαινόμενα της διάδοσης, αποδίδεται αφενός στη διαμόρφωση της μιας πλευρικής ζώνης που έχει επιλεγεί, έτσι ώστε να μειωθεί η επίδραση της διασποράς, και αφετέρου, στη μικρή ισχύ με την οποία τροφοδοτούμε την ίνα, που συντελεί στον περιορισμό της εμφάνισης μη γραμικών φαινομένων.

Ωστόσο, φαίνεται να συμβαίνει και εδώ το παράδοξο της βελτίωσης της ποιότητας του σήματος με την αύξηση του μήκους της ίνας. Ειδικά στην περίπτωση της προσθήκης ίνας 2km είναι πολύ εμφανές, καθώς εμφανίζει power penalty περίπου 0.3dB υψηλότερο σε σχέση με την μετάδοση μέσω ίνας 12 ή 25km. Όπως προαναφέρθηκε, η αναντιστοιχία αυτή των αποτελεσμάτων οφείλεται σε εσφαλμένη ρύθμιση της φάσης του τοπικού ταλάντωτη στο δέκτη, με αποτέλεσμα η αποδιαμόρφωση του AM – DSB ηλεκτρικού σήματος να μην έχει απόδοση της τάξεως του 100%, αλλά ελαφρώς μεταβαλλόμενη, ανάλογα με το μήκος της ίνας. Υπενθυμίζουμε ότι ήταν πρακτικά αδύνατο να ρυθμιστεί επακριβώς η φάση του τοπικού ταλαντωτή, αφού κάτι τέτοιο έπρεπε να γίνει χειροκίνητα, και η παρατήρηση των σημάτων στον παλμογράφο δεν ήταν πάντα εύκολη, λόγω της πολύ μεγάλης συχνότητας τους.

#### 4.4.4 Καταγραφή των διαγραμμάτων ματιού

Εκτός από τα BER και Q, θεωρήθηκε σημαντικό να αξιολογηθεί η λειτουργία του κυκλώματος και βάσει των διαγραμμάτων ματιού, όπως αυτά ελήφθησαν σε διαφορετικά σημεία του κυκλώματος και ανα κανάλι. Από αυτά θα μπορέσουμε να σχηματίσουμε μια πιο ποιοτική εικόνα της επίδρασης που έχει στην ποιότητα του σήματος κάθε ξεχωριστό σημείο του κυκλώματος. Για να πραγματοποιήσουμε αυτές τις μετρήσεις, επιλέξαμε μια στάθμη ισχύος λήψης για κάθε κανάλι, η οποία αντιστοιχούσε σε ικανοποιητικό ρυθμό BER και λάβαμε διαγράμματα ματιού για τις εξής περιπτώσεις:

- Back – to – Back
- Στο δέκτη αλλά χωρίς να έχει προηγηθεί μετάδοση μέσω ίνας
- Στο δέκτη αφού έχει προηγηθεί μετάδοση μέσω ίνας 2km
- Στο δέκτη αφού έχει προηγηθεί μετάδοση μέσω ίνας 5km
- Στο δέκτη αφού έχει προηγηθεί μετάδοση μέσω ίνας 12km
- Στο δέκτη αφού έχει προηγηθεί μετάδοση μέσω ίνας 25km

Θα παραθέσουμε τα διαγράμματα ματιού ανα κανάλι, ξεκινώντας από το κανάλι 1.

## 4.4.4.1 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1

### 4.4.4.1.1 Διαγράμματα Ματιού στα διάφορα στάδια του κυκλώματος

Για το κανάλι 1 επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε τιμή προσπίπτουσας ισχύος στο δέκτη  $2.4\mu\text{W}$ , έτσι ώστε να απεικονίσουμε το πως επηρεάζεται το διάγραμμα ματιού του σήματος ανάλογα με το σημείο στο οποίο γίνεται η μέτρηση. Παρακάτω φαίνονται τα αποτελέσματα:

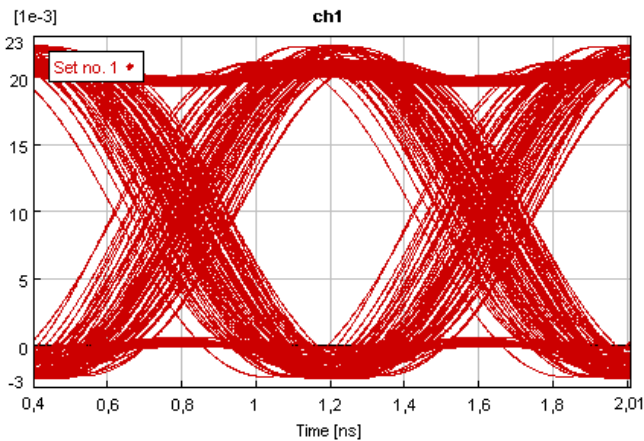


Illustration 102: Eye Diagram Transmitter

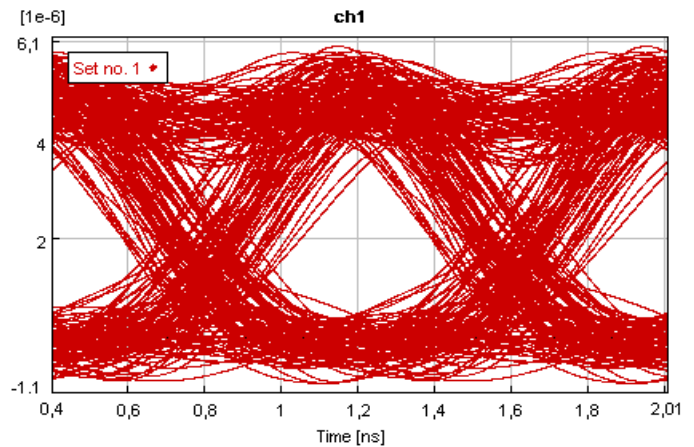


Illustration 103: Eye Diagram B2B

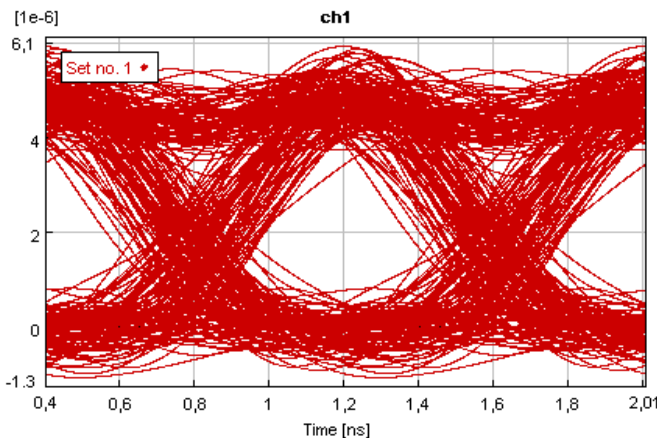


Illustration 105: Eye Diagram Receiver – no Fiber

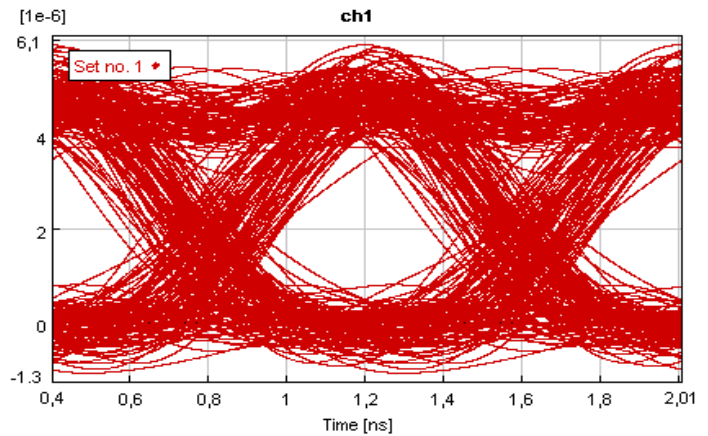


Illustration 104: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

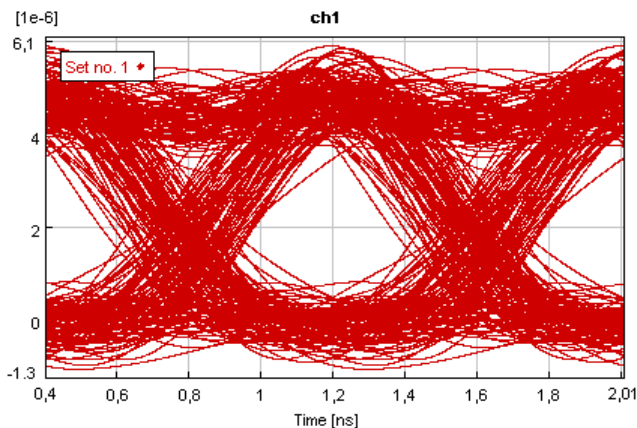


Illustration 106: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

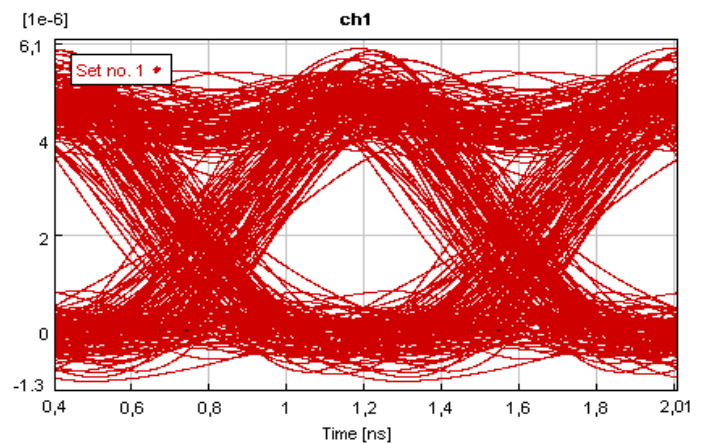


Illustration 107: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

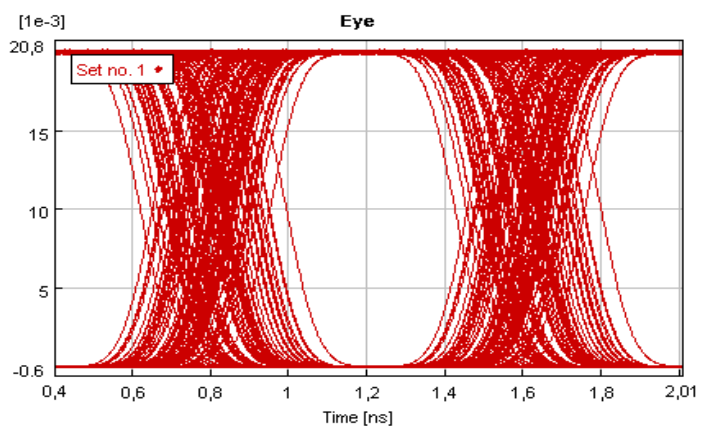
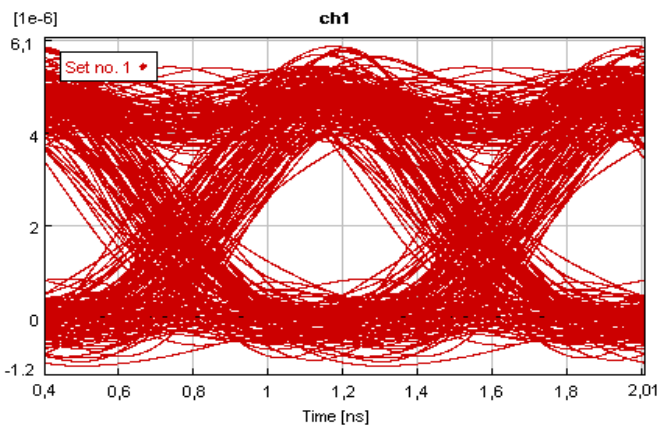


Illustration 108: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre Illustration 109: Eye Diagram after NRZ coder (CoderJitter)

#### 4.4.4.1.2 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του πρώτου καναλιού

Όπως φαίνεται τα διαγράμματα, που έχουν ληφθεί για σταθερή ισχύ δέκτη, αλλά σε διαφορετικά σημεία του κυκλώματος, μας βοηθούν σε μεγάλο βαθμό να αξιολογήσουμε την επίδραση των διαφόρων σημείων του κυκλώματος στο μεταδιδόμενο σήμα. Καταλήγουμε στα εξής:

- Συγκρίνοντας το πρώτο και το δεύτερο διάγραμμα, που έχουν ληφθεί μετά τον ηλεκτρικό πομπό και μετά τον οπτικό πομπό αντίστοιχα, βλέπουμε ότι η μετατροπή του ηλεκτρικού σε οπτικό, μέσω του MZ διαμορφωτή, αλλοιώνει σημαντικά το σήμα καθώς κλείνει αρκετά το άνοιγμα του διαγράμματος ματιού. Αν σε αυτή τη σύγκριση συμπεριλάβουμε και το τελευταίο διάγραμμα, που έχει ληφθεί αμέσως μετά τον κωδικοποιητή, παρατηρούμε ότι το φιλτράρισμα του NRZ που γίνεται μετά τον κωδικοποιητή, δεν καταστρέφει σχεδόν καθόλου το σήμα, και σίγουρα ασκεί επάνω του πολύ μικρότερη επίδραση σε σχέση με αυτή που ασκεί ο διαμορφωτής. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι ορθώς επιλέχθηκε να γίνει κωδικοποίηση με NRZ παλμούς και ακολούθως φιλτράρισμα αυτών για να περιοριστεί το εύρος τους, αφού η αλλοίωση που εισήχθη είναι παρα πολύ μικρή.
- Παρατηρώντας τα διαγράμματα που έχουν ληφθεί από τη θέση B2B μέχρι και τη μετάδοση σε ένα 25km, βλέπουμε ότι το διάγραμμα ματιού διαφοροποιείται ελάχιστα, έως και καθόλου. Επιβεβαιώνεται με αυτόν τον τρόπο αυτό που είχαμε ήδη αναφέρει, ότι δηλαδή η επίδραση της ίνας στην ποιότητα του σήματος είναι αμελητέα μικρή. Συνεπώς το κύκλωμα μπορεί να χαρακτηριστεί απαθές στα φαινόμενα της διάδοσης, στο βαθμό που η μετάδοση θα γίνει σε ένα μέχρι 25km, μήκος αρκετά ικανοποιητικό αν σκεφτεί κανείς ότι η αρχιτεκτονική προορίζεται για access δίκτυο.

## 4.4.4.2 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2

### 4.4.4.2.1 Διαγράμματα Ματιού στα διάφορα στάδια του κυκλώματος

Για το κανάλι 2 επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε τιμή προσπίπτουσας ισχύος στο δέκτη  $3.0\mu\text{W}$ , έτσι ώστε να απεικονίσουμε το πως επηρεάζεται το διάγραμμα ματιού του σήματος ανάλογα με το σημείο στο οποίο γίνεται η μέτρηση. Παρακάτω φαίνονται τα αποτελέσματα:

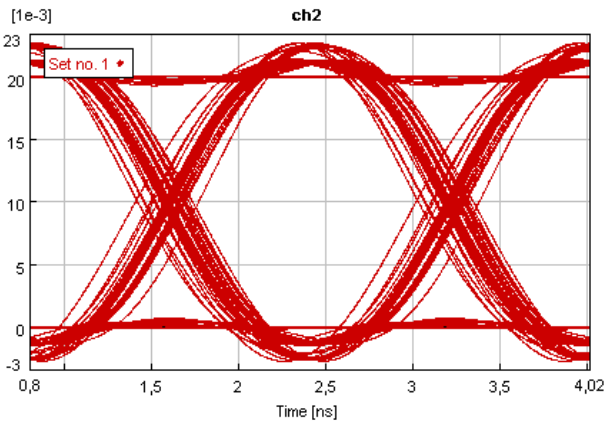


Illustration 111: Eye Diagram Transmitter

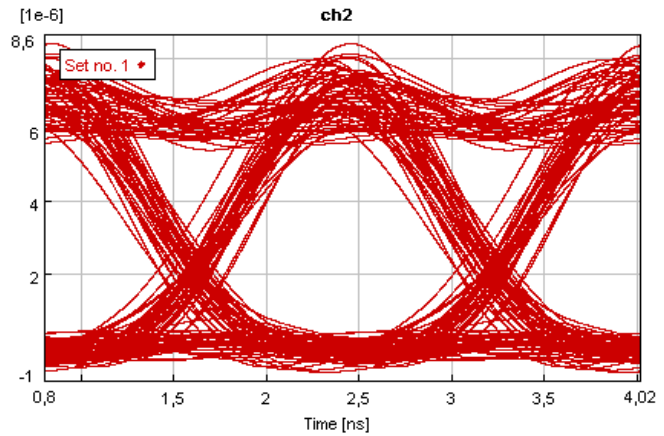


Illustration 110: Eye Diagram B2B

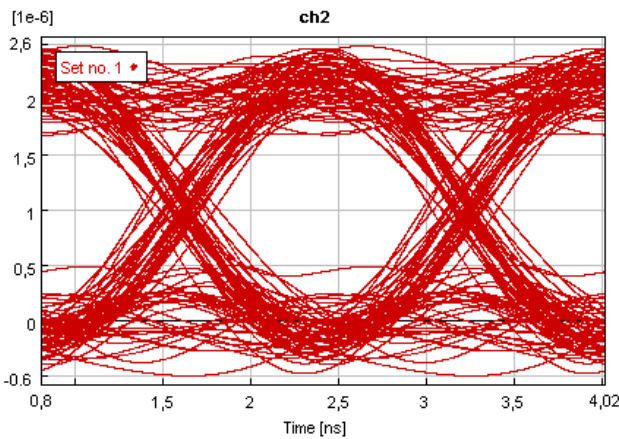


Illustration 113: Eye Diagram Receiver – no Fibre

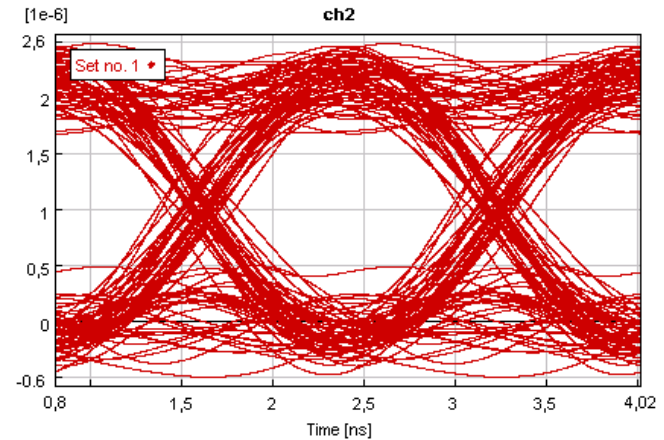


Illustration 112: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

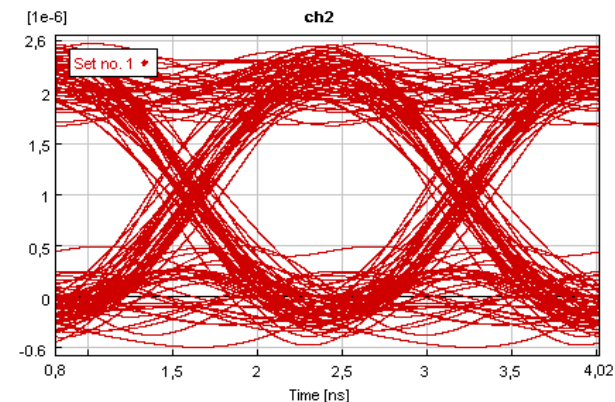


Illustration 114: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

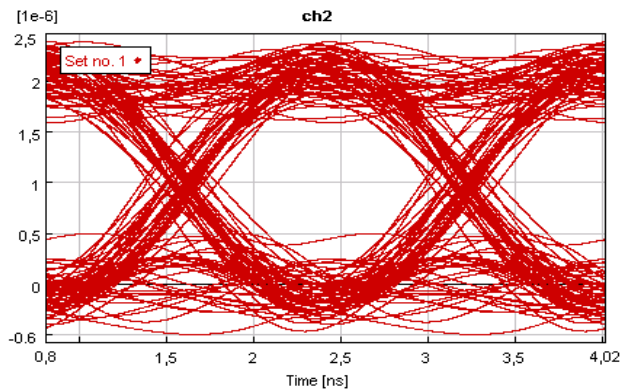


Illustration 115: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

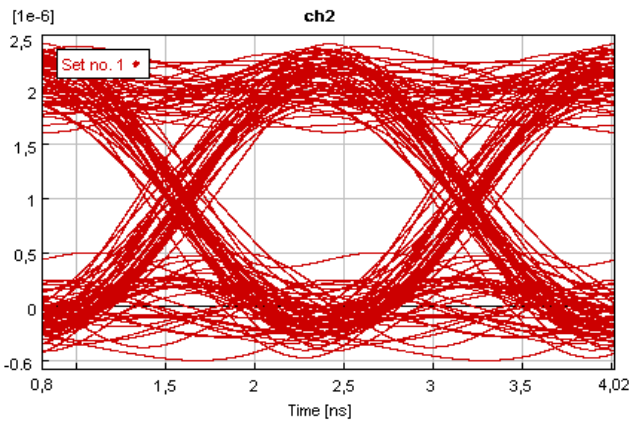


Illustration 116: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre

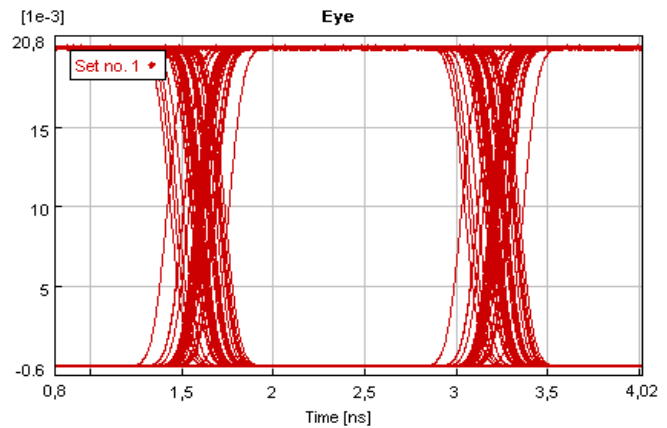


Illustration 117: Eye Diagram after NRZ coder (CoderJitter)

#### 4.4.4.2 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του δεύτερου καναλιού

Καταλήγουμε στα παρακάτω συμπεράσματα:

- Συγκρίνοντας το πρώτο με το τελευταίο διάγραμμα καταλαβαίνουμε ότι το φιλτράρισμα των NRZ παλμών δεν προσθέτει σημαντική επιβάρυνση στο σήμα αφού το διάγραμμα ματιού μετά το φίλτρο (δηλαδή μετά τον ηλεκτρικό πομπό), δεν φαίνεται να έχει υποστεί μεγάλη αλλοίωση σε σχέση με αυτό πριν το φίλτρο (μετα τον κωδικοποιητή). Έτσι για άλλη μια φορά μπορούμε να πούμε ότι η επιλογή των NRZ παλμών ήταν αρκετά επιτυχημένη και αποτελεί κομβικό σημείο της επίδοσης του κυκλώματος.
- Θόρυβος φαίνεται να προστίθεται κατά τη μετατροπή από ηλεκτρικό σε οπτικό μέσω του MZM. Το διάγραμμα που αντιστοιχεί στην B2B λήψη, είναι κάπως διαφοροποιημένο σε σχέση με το προηγούμενο. Ωστόσο, σε αυτή την περίπτωση, τη βασική αλλοίωση την προκαλεί ο δέκτης, καθώς είναι φανερό ότι το τρίτο κατά σειρά διάγραμμα ματιού είναι κατα πολύ χειρότερο από τα προηγούμενα δύο. Αποδεικνύεται έτσι και ποιοτικά ότι η διαδικασία του RHD εισάγει μερική παραμόρφωση στο σήμα και σίγουρα έχει επίδραση στην επίδοση του κυκλώματος. Όπως είπαμε και σε προηγούμενη παράγραφο, η σχεδίαση του δέκτη, ο οποίος βασίζεται στην ετερόδυνη διαμόρφωση, πρέπει να γίνει πολύ προσεκτικά, σε περίπτωση υλοποίηση του προσομοιωθέντος κυκλώματος.
- Τελος προκύπτει εύκολα ότι η προσθήκη ίνας δεν επηρεάζει σχεδόν καθόλου την ποιότητα του σήματος, του οποίου το διάγραμμα ματιού μένει ανεπηρέαστο ανεξαρτήτως του αν έχουμε 2, 5 ή 25km ίνας.

### 4.4.4.3 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 3

#### 4.4.4.3.1 Διαγράμματα Ματιού στα διάφορα στάδια του κυκλώματος

Για το κανάλι 3 επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε τιμή προσπίπτουσας ισχύος στο δέκτη  $2.5\mu\text{W}$ , έτσι ώστε να απεικονίσουμε το πως επηρεάζεται το διάγραμμα ματιού του σήματος ανάλογα με το σημείο στο οποίο γίνεται η μέτρηση. Παρακάτω φαίνονται τα αποτελέσματα:

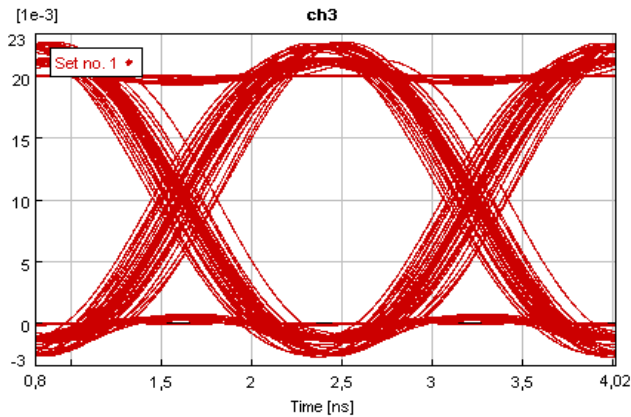


Illustration 119: Eye Diagram Transmitter

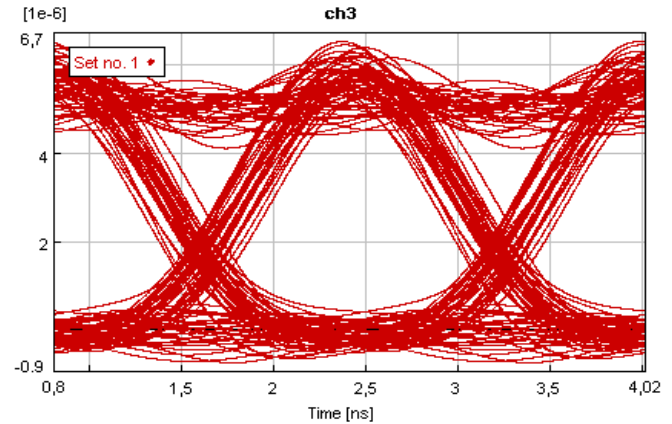


Illustration 118: Eye Diagram B2B

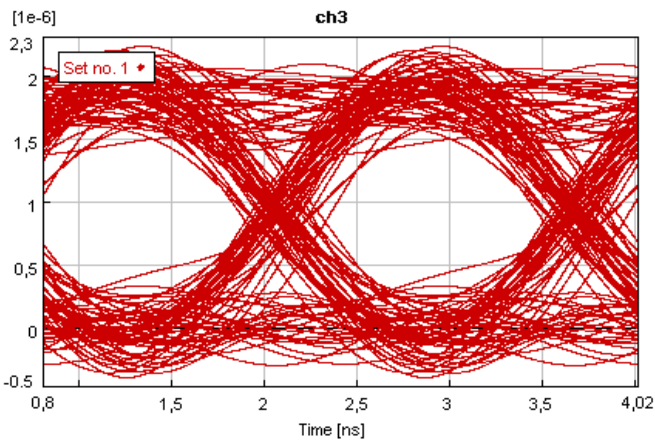


Illustration 121: Eye Diagram Receiver – no Fibre

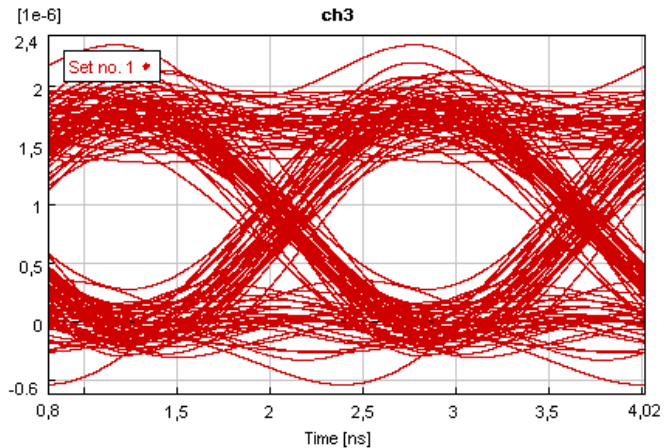


Illustration 120: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

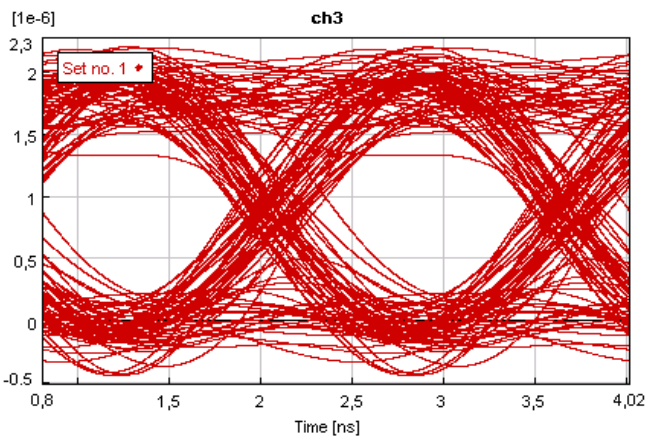


Illustration 122: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

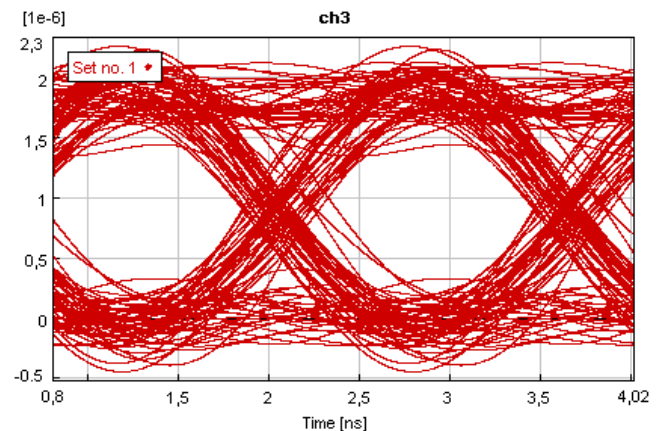


Illustration 123: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre



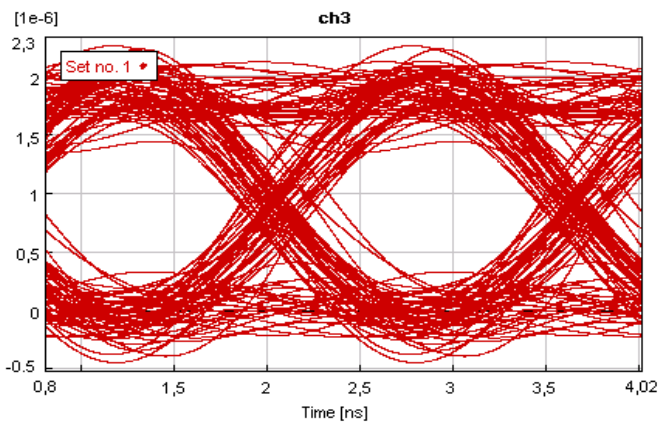


Illustration 125: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre

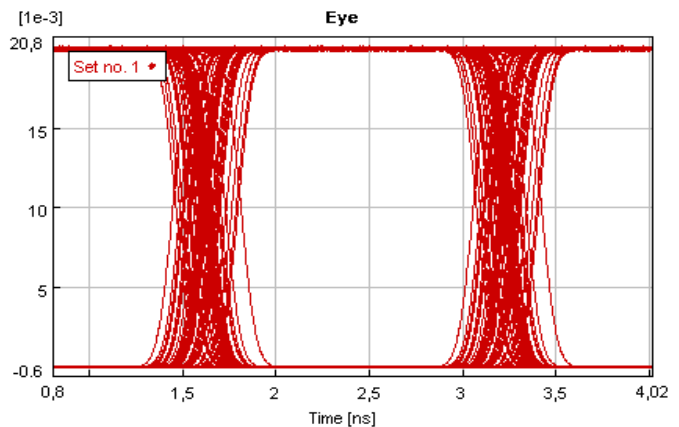


Illustration 124: Eye Diagram after NRZ coder (CoderJitter)

#### 4.4.4.3.2 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του τρίτου καναλιού

Για άλλη μια φορά θα εστιάσουμε το σχολιασμό στα διαγράμματα που δείχνουν την εξέλιξη και την αλλοίωση του σήματος καθώς αυτό διέρχεται μέσα από τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος. Καταλήγουμε στα παρακάτω:

- Συγκρίνοντας το πρώτο με το τελευταίο διάγραμμα βλέπουμε ότι το φιλτράρισμα των NRZ παλμών δεν προκαλεί μεγάλη μείωση της ποιότητας του σήματος αφού τα δύο διαγράμματα είναι αρκετά όμοια. (Θυμίζουμε ότι μετά τον κωδικοποιητή ακολουθεί ένα βαθυπερατό φίλτρο που περιορίζει φασματικά την NRZ παλμοσειρά.) Με αυτό τον τρόπο επιβεβαιώνουμε και για αυτό το κανάλι ότι είχαμε πει για το κανάλι 2, ότι δηλαδή η επιλογή NRZ κωδικοποίησης αξιολογείται ως εξαιρετικά σημαντική για τη λειτουργία του κυκλώματος, τουλάχιστον βάσει του τρόπου που σχεδιάστηκε.
- Παρατηρείται προσθήκη θορύβου και μικρή αλλοίωση του σήματος αν συγκρίνουμε το πρώτο με το δεύτερο διάγραμμα. Αυτή η αλλοίωση οφείλεται κατα κύριο λόγο στη μετατροπή του ηλεκτρικού σε οπτικό μέσω του διαμορφωτή, και δευτερευόντος στη μετατροπή του οπτικού σε ηλεκτρικό που γίνεται στο κύκλωμα που χρησιμοποιήσαμε για την B2B μέτρηση. Σε κάθε περίπτωση παντως δεν φαίνεται η επιβάρυνση να είναι σημαντική.
- Το σημαντικότερο ίσως στοιχείο που μας δίνουν τα διαγράμματα, το οποίο άλλωστε έχουμε ήδη επισημάνει στην παράγραφο που σχολιάσαμε τις μετρήσεις των BER και Q, είναι η πολύ σημαντική επιβάρυνση που προσθέτει η διαδικασία της λήψης στα κανάλια 2 και 3, η οποία βασίζεται στις αρχές της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα, αντιπαραθέτοντας τα διαγράμματα που αναφέρονται στην B2B μέτρηση και στην μέτρηση στο δέκτη, αλλά χωρίς ίνα, προκύπτει ξεκάθαρα ότι το RHD μειώνει σε μεγάλο βαθμό την ποιότητα του σήματος, αφού φαίνεται να αυξάνεται ο θόρυβος και στις δύο στάθμες ισχύος αλλά και να κλείνει το άνοιγμα του ματιού. Συνεπώς αντιλαμβανόμαστε για άλλη μια φορά ότι το αδύναμο τμήμα ενός τέτοιου κυκλώματος είναι οι δέκτες που σχεδιάζονται έτσι ώστε να πραγματοποιήσουν RHD, και γι αυτό χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή κατά τη σχεδίαση τους.

- Τέλος, και σε αυτό το κανάλι φαίνεται το μήκος της ίνας να μην παίζει σημαντικό ρόλο, αφού το διάγραμμα ματιού μένει πρακτικά ανεπηρέαστο είτε έχει προηγηθεί μετάδοση σε ίνα 2km είτε προηγηθεί μετάδοση σε ίνα 25km. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι αφενός η διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης του οπτικού σήματος, πράγμα που περιορίζει τα φαινόμενα της διασποράς, αφετέρου η μικρή ισχύς εκπομπής, που περιορίζει την εμφάνιση των μη γραμμικών φαινομένων. Φυσικά καθοριστικό ρόλο παίζει και το μήκος της ίνας, που αντιστοιχεί σε μικρή απόσταση, κάτι που όμως δεν είναι ασύμβατο με τον κύκλωμα αφού η αρχιτεκτονική που προτείνουμε αναφέρεται σε δίκτυα πρόσβασης, τα οποία, συνήθως, δεν εκτείνονται σε μεγάλες αποστάσεις.

Σε αυτό το σημείο ολοκληρώνεται η παρουσίαση των μετρήσεων που αφορά την αξιολόγηση του κυκλώματος, αφού παρουσιάστηκαν εκτενή στοιχεία που σχετίζονται με την απόδοση του, όπως ο ρυθμός εσφαλμένων bit, το Q και τα διαγράμματα ματιού. Όπως είπαμε και στην εισαγωγή αυτού του κεφαλαίου θα συνεχίσουμε διερευνώντας την επίδραση που έχουν ορισμένα συγκεκριμένα φαινόμενα στο κύκλωμα, τα οποία παρατηρήθηκαν κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης.

## 4.5 Επίδραση απομάκρυνσης φίλτρου από τον πομπό και ασυμφωνίας φάσης στο δέκτη στην επίδοση του κυκλώματος

Όσο σημαντικό είναι να αξιολογήσουμε συνολικά την επίδοση του κυκλώματος, άλλο τόσο σημαντικό είναι να αξιολογήσουμε την επίδραση συγκεκριμένων φαινομένων στην ποιότητα των μεταδιδόμενων σημάτων. Μεχρι στιγμής είδαμε ότι αρκετές φορές αναγκαστήκαμε να ρυθμίσουμε εκ νέου κάποιες παραμέτρους κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων, καθώς, είτε λόγω διαφοροποίησης της ισχύος, είτε λόγω αύξησης του μήκους της ίνας, δημιουργούνταν κάποια ασυμφωνία, η οποία κατέληγε σε μείωση της ποιότητας του σήματος. Το πιο χαρακτηριστικό ίσως παράδειγμα ήταν η διαρκής ρύθμιση της αρχικής φάσης των τοπικών ταλαντωτών των καναλιών 2 και 3, καθώς η σχετική φάση των δύο σημάτων που συμμετείχαν στο RHD άλλαζε ανάλογα με το μήκος της ίνας που χρησιμοποιούσαμε. Μια άλλη περίπτωση ήταν η απαίτηση για μηδενικό linewidth, έτσι ώστε να επιτευχθεί ικανοποιητικό RHD. Φυσικά αυτό το σχολιάσαμε στην αρχή του παρόντος κεφαλαίου, όπου και αποδείξαμε τους λόγους που επέβαλαν και τέτοιο, ωστόσο θα ασχοληθούμε και πάλι σε αυτή την παράγραφο για να καλύψουμε ένα τελευταίο στοιχείο που μέχρι στιγμή έχουμε παραλείψει.

### 4.5.1 Σχετική φάση των σημάτων που συμμετέχουν στο RHD

Εξηγήθηκε στο 2ο κεφάλαιο ο τρόπος με τον οποίο, η σχετική φάση δύο σημάτων που συμμετέχουν σε ένα RHD, επηρεάζει τη φάση του ηλεκτρικού σήματος στην έξοδο της φωτοδιόδου. Στην ιδανική περίπτωση θα θέλαμε τα δύο αυτά σήματα να έχουν παντα την ίδια φάση, ή τουλάχιστον, η διαφορά των φάσεων τους να παραμένει σταθερή. Ωστόσο επειδή κάτι τέτοιο μπορεί να μην είναι πάντα εφικτό, και επειδή η επιδράσεις μιας τέτοιας ασυμφωνίας φαίνεται να είναι σε σημαντικό βαθμό καταστροφικές, θα ασχοληθούμε σε αυτή την παράγραφο με την αξιολόγηση του φαινομένου και των συνεπειών του.

Για να προκύψουν ορισμένα συμπεράσματα θα επιβάλουμε μια κυμαινόμενη διαφορά φάσης των δύο σημάτων που συμμετέχουν στο RHD, και θα καταγράψουμε τα BER και Q καθώς επίσης και τα διαγράμματα ματιού, έτσι ώστε να έχουμε μια πλήρη αντίληψη του βαθμού αλλοίωσης του σήματος καθώς επίσης και του σημείου μέχρι το οποίο κάτι τέτοιο είναι ανεκτό. Φυσικά θα πραγματοποιήσουμε τη μελέτη αυτή δύο φορές, αφού στο κύκλωμα είναι δύο τα κανάλια που βασίζονται στο RHD.

Πριν παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα, κρίνεται σκόπιμο να εξηγήσουμε τη δομή του κυκλώματος το οποίο χρησιμοποιήθηκε για να γίνουν οι εν λόγω μετρήσεις. Πρόκειται για το κύκλωμα του δέκτη, όπως το χρησιμοποιούσαμε μέχρι στιγμής, αλλά με ένα στοιχείο επιπλέον.

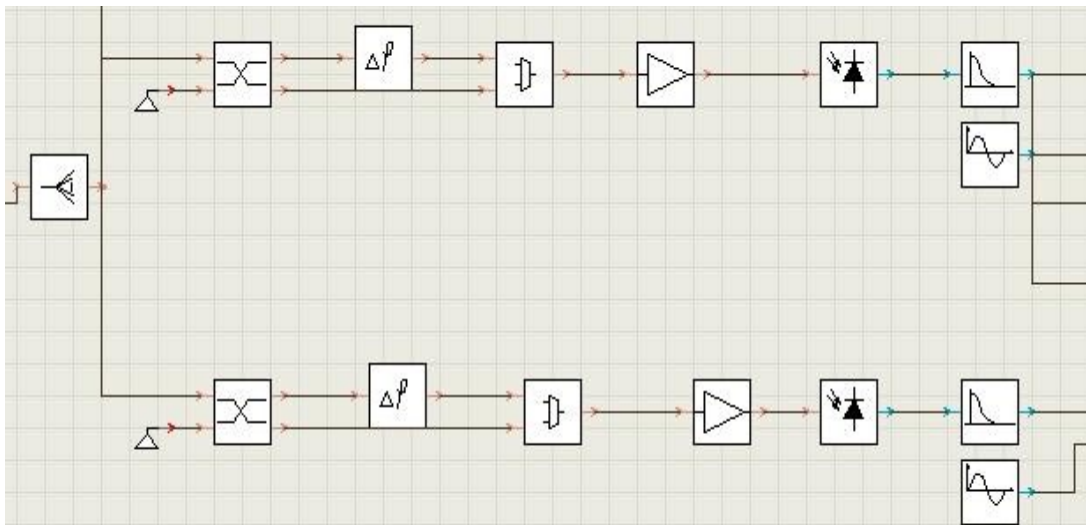


Illustration 126: Τροποποιημένο κύκλωμα έτσι ώστε να μπορεί να πραγματοποιηθεί η διερεύνηση της επίδρασης της διαφοράς φάσης στην ποιότητα του σήματος

Όπως φαίνεται έχει προστεθεί ανάμεσα στον Coupler και 2X1 MUX κάθε καναλιού ένα στοιχείο καθυστέρησης φάσης που συμβολίζεται  $\Delta f$ . Υπενθυμίζουμε ότι ο ρόλος που έχει ο MUX είναι να φιλτράρει τα δύο σήματα που δέχεται στην είσοδο και να κρατάει από το ένα μόνο το CW που ενδιαφέρει, και από το άλλο την υποφέρουσα (με το φασματικό περιεχόμενο) του αντίστοιχου καναλιού. Έτσι το σημείο που τοποθετείται ο καθυστερητής φάσης είναι σωστό καθώς θα καθυστερήσει ένα από τα σήματα που συμμετέχουν στο RHD (αδιάφορο ποιο) δημιουργώντας έτσι την επιθυμητή διαφορά φάσης.

Οι μετρήσεις που έγιναν αφορούσαν διαφορές φάσης από 0 έως 80 μοίρες και έγιναν με βήμα  $10^\circ$ , ενώ σε κάθε περίπτωση ελήφθησαν τα BER και Q καθώς και τα αντίστοιχα διαγράμματα ματιού. Τα αποτελέσματα θα παρουσιαστούν χωριστά για κάθε κανάλι ξεκινώντας από το κανάλι 2.

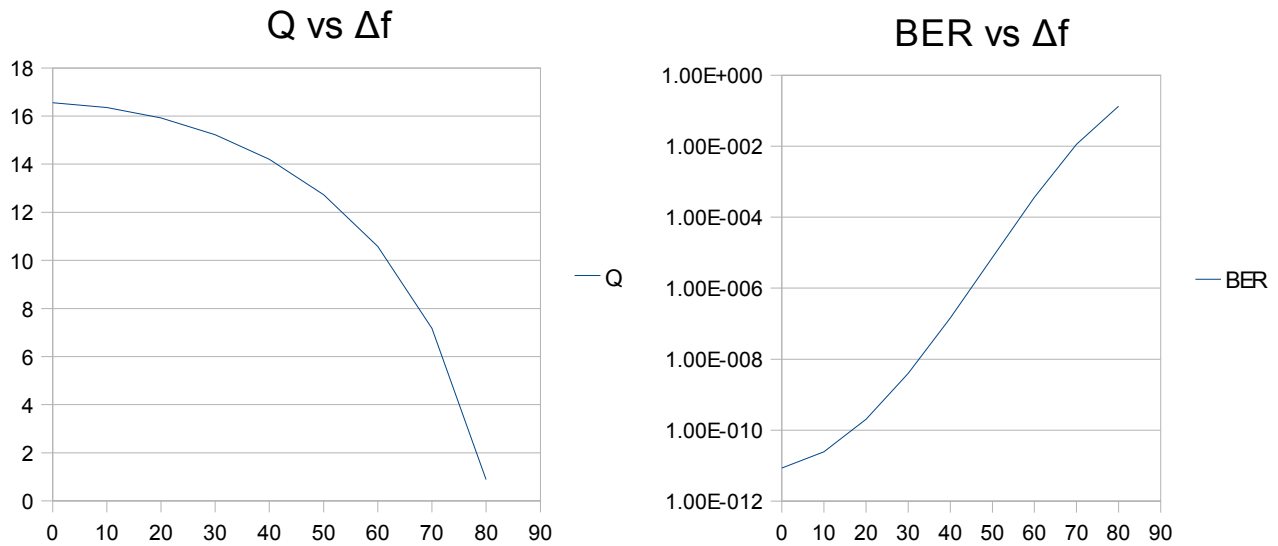
#### 4.5.1.1 BER – Q και Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2

Μεταβάλλοντας τη διαφορά φάσης για το κανάλι 2 από 0 έως 80 μοίρες, διατηρώντας την προσπιπτούσα στο δέκτη ισχύ σταθερή, παίρνουμε τον παρακάτω πίνακα για τα BER και Q.

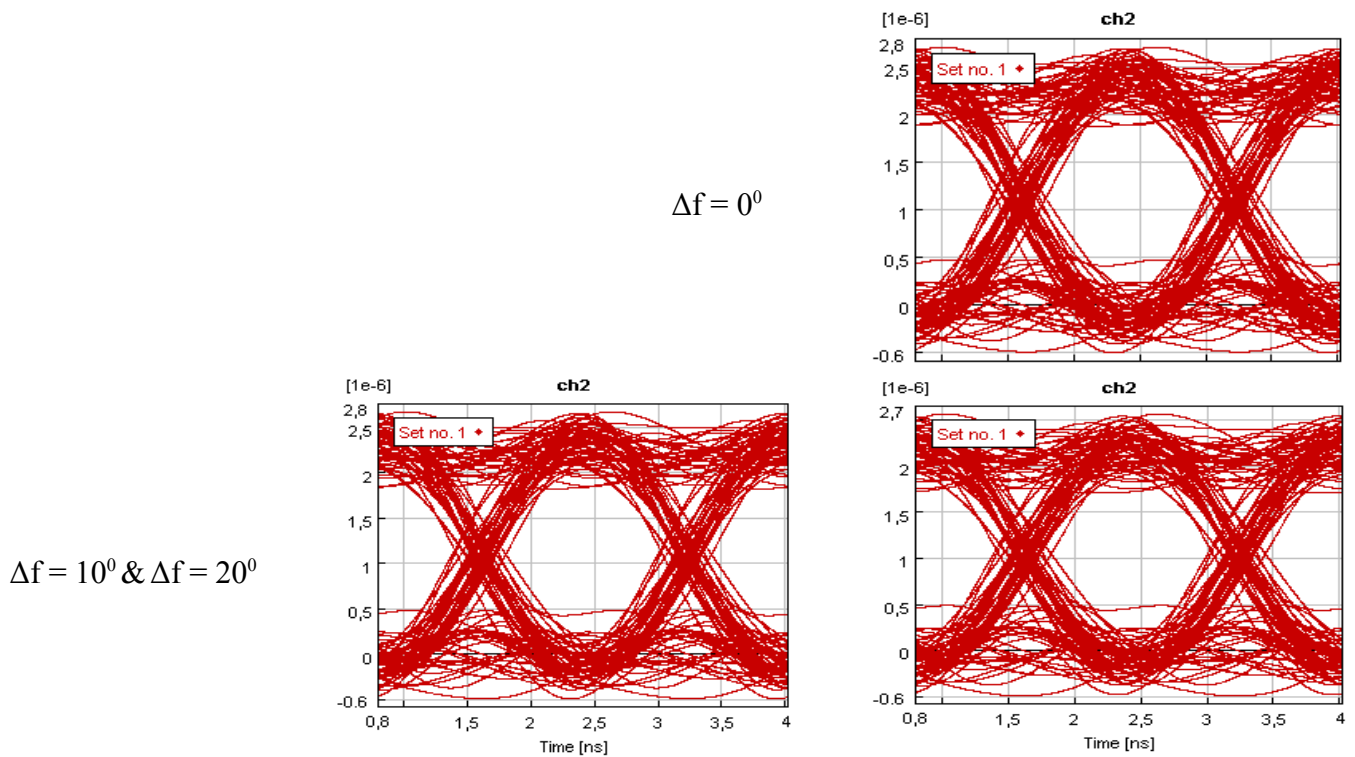
$\Delta f$	Q	BER
0	16.56	8.54E-012
10	16.36	2.46E-011
20	15.92	2.02E-010
30	15.22	3.95E-009
40	14.2	1.45E-007
50	12.74	7.33E-006
60	10.58	3.61E-004
70	7.17	0.01
80	0.88	0.13

Table 3: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές της διαφοράς φάσης, για το κανάλι 2

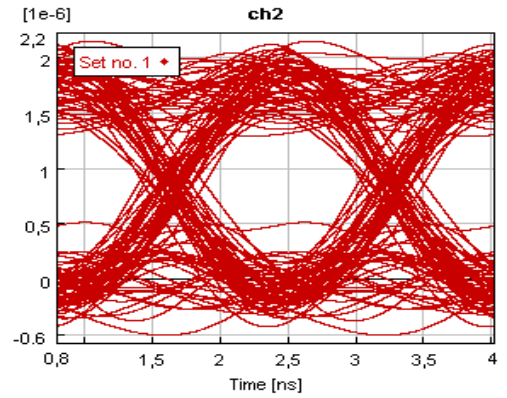
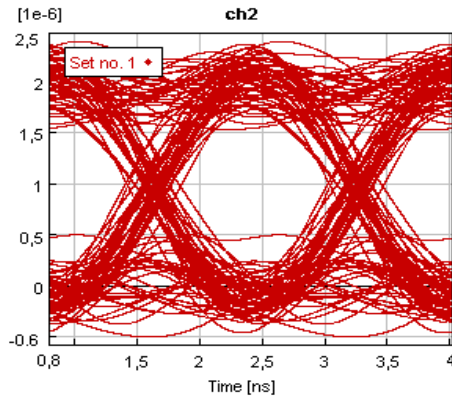
Από τον πίνακα και μόνο μπορούμε να δούμε πόσο αρνητικά επιδρά αυτό το φαινόμενο στην ποιότητα του σήματος. Βασιζόμενοι στα στοιχεία του πίνακα σχεδιάζουμε τα παρακάτω διαγράμματα:



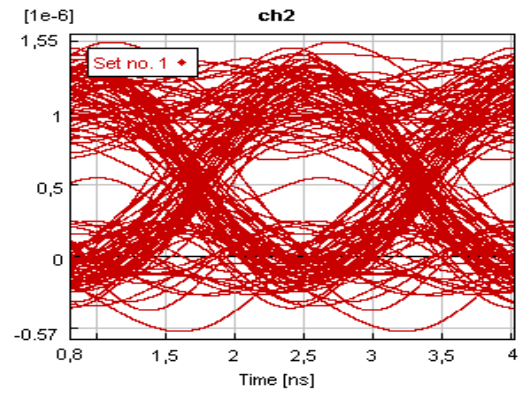
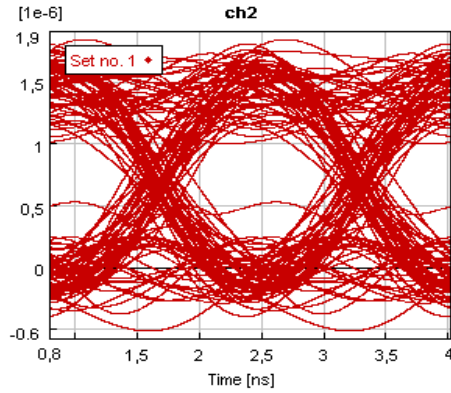
Φαίνεται ξεκάθαρα η σταδιακή καταστροφή του σήματος με την αύξηση της διαφοράς φάσης. Μια πιο ποιοτική αντίληψη της καταστροφής αυτή παίρνουμε παρατηρώντας τα διαγράμματα ματιού που αντιστοιχούν στις παραπάνω διαφορές φάσης.



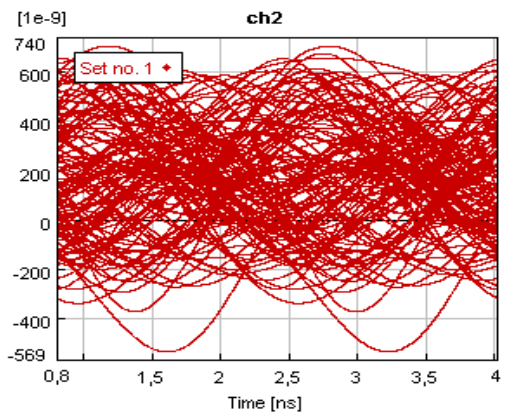
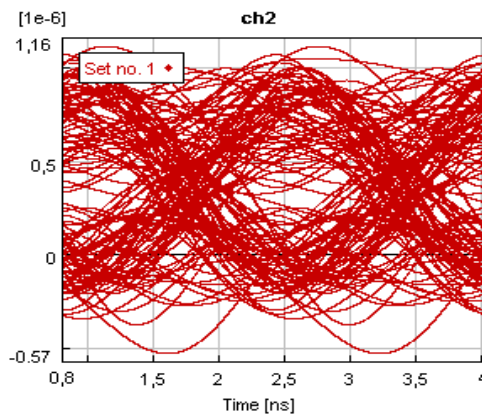
$$\Delta f = 30^{\circ} \text{ \& \ } \Delta f = 40^{\circ}$$



$$\Delta f = 50^{\circ} \text{ \& \ } \Delta f = 60^{\circ}$$



$$\Delta f = 70^{\circ} \text{ \& \ } \Delta f = 80^{\circ}$$



Επειδή τα αποτελέσματα που λάβαμε από τις μετρήσεις για το τρίτο κανάλι είναι παρόμοια, θα σχολιάσουμε τα συμπεράσματα συνολικά στο τέλος, και όχι για κάθε κανάλι χωριστά, αφού τα σημεία στα οποία θα σταθούμε θα είναι τα ίδια.

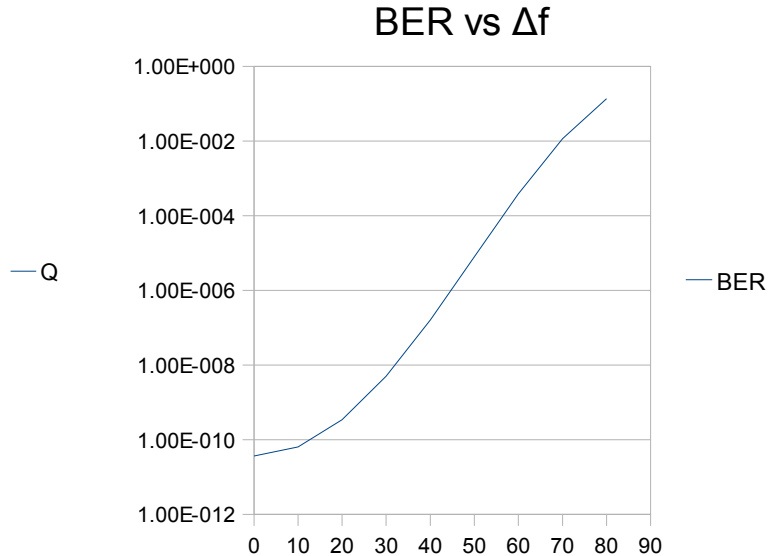
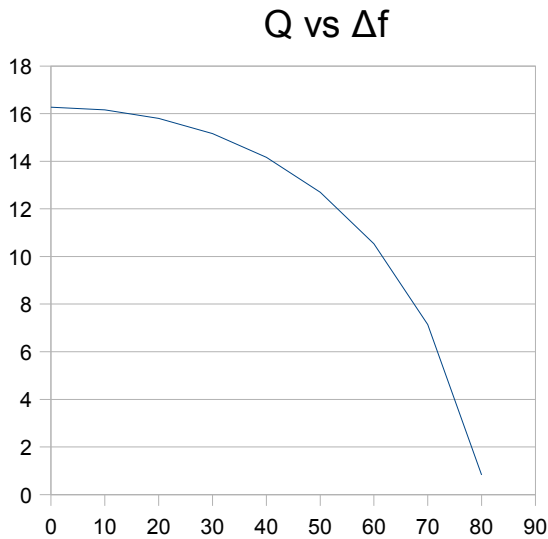
### 4.5.1.2 BER – Q και Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 3

Μεταβάλλοντας τη διαφορά φάσης για το κανάλι 3 από 0 έως 80 μοίρες, διατηρώντας την προσπιπτούσα στο δέκτη ισχύ σταθερή, παίρνουμε τον παρακάτω πίνακα για τα BER και Q.

$\Delta f$	Q	BER
0	16.28	3.68E-011
10	16.16	6.44E-011
20	15.8	3.45E-010
30	15.16	5.05E-009
40	14.17	1.61E-007
50	12.7	7.94E-006
60	10.53	3.87E-004
70	7.14	0.01
80	0.82	0.14

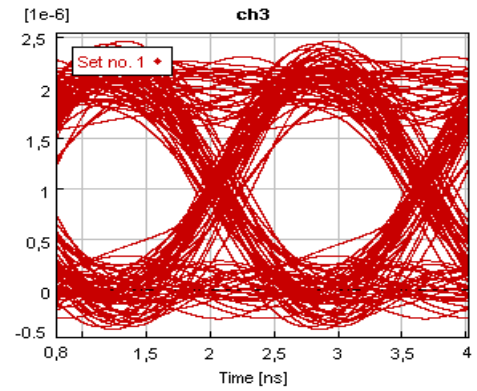
Table 4: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές της διαφοράς φάσης, για το κανάλι 3

Από τα στοιχεία του πίνακα σχεδιάζουμε τα παρακάτω διαγράμματα μεταβολής των BER και Q σε σχέση με την επιβαλλομένη διαφορά φάσης.

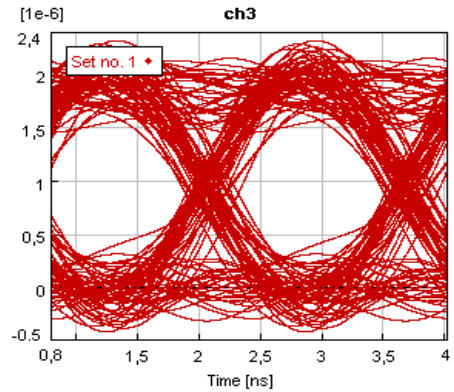
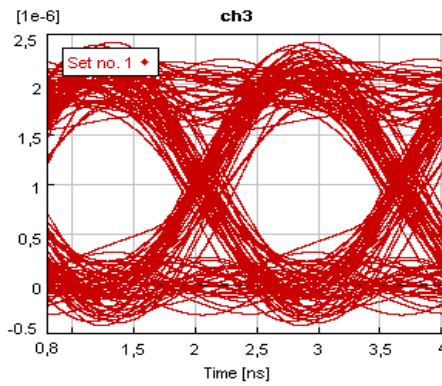


Τα διαγράμματα ματιού που αντιστοιχούν στις διαφορές φάσεις βάσει των οποίων συμπληρώθηκαν οι παραπάνω πίνακες φαίνονται στη συνέχεια:

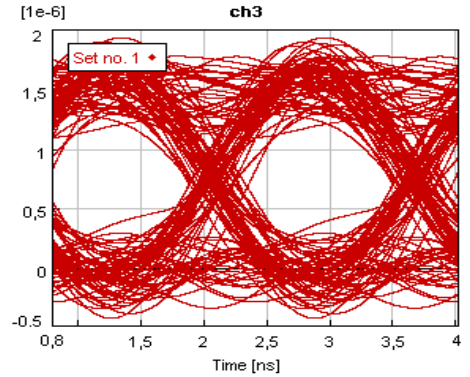
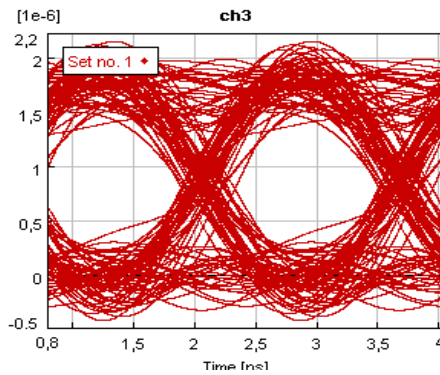
$$\Delta f = 0^{\circ}$$



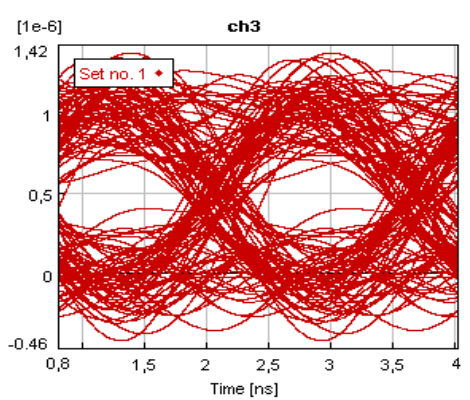
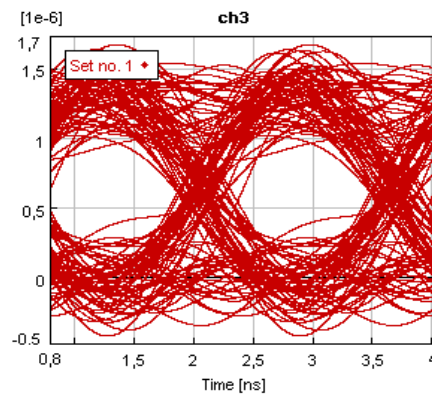
$$\Delta f = 10^{\circ} \text{ \& \ } \Delta f = 20^{\circ}$$



$$\Delta f = 30^{\circ} \text{ \& \ } \Delta f = 40^{\circ}$$

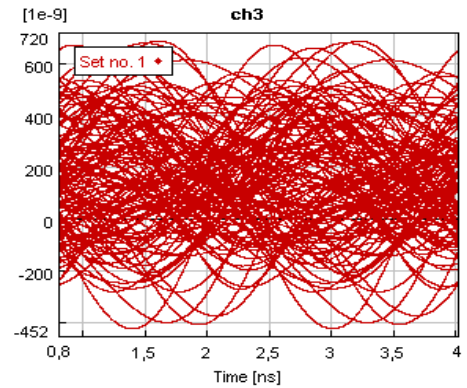
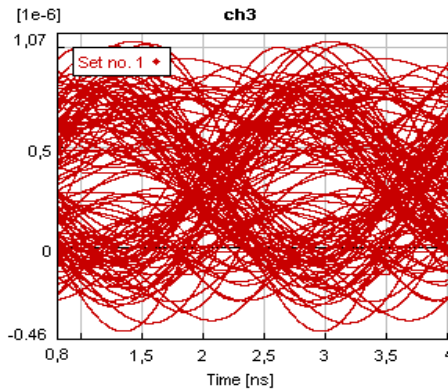


$$\Delta f = 50^{\circ} \text{ \& \ } \Delta f = 60^{\circ}$$





$$\Delta f = 70^\circ \text{ \& \ } \Delta f = 80^\circ$$



#### 4.5.1.3 Συμπεράσματα για διαφορά φάσης σημάτων στο RHD

Φαίνεται ότι η ασυμφωνία στις φάσεις των δύο σημάτων που συμμετέχουν στο RHD, μπορεί να δημιουργήσει πολύ σημαντικό πρόβλημα στη λειτουργία του κυκλώματος. Μια διαφορά της τάξεως των  $10^\circ$  μπορεί να μην έχει σημαντικό αντίκτυπο, ωστόσο μια διαφορά της τάξεως των  $30^\circ$  στοιχίζει περισσότερο από μια μονάδα του Q, ενώ ακόμα χειρότερα μια διαφορά της τάξεως των  $50^\circ$  ρίχνει το ρυθμό εσφαλμένων bit κάτω από τα ανεκτά επίπεδα. Τελικά όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα ματιού, η μέγιστη διαφορά των  $80^\circ$  οδηγεί σε πλήρη καταστροφή του σήματος. Σημειώνουμε σε αυτό το σημείο ότι κανονικά θα έπρεπε να λάβουμε μέτρηση και για τις  $90^\circ$ , όμως κάτι τέτοιο δεν ήταν εφικτό αφού το πρόγραμμα δεν έδινε αποτέλεσμα.

Η διαφοράς αυτές στις φάσεις αποτελούν τιμές οι οποίες μπορεί πολύ εύκολα να προκύψουν σε ένα κύκλωμα όπως αυτό. Ενδεικτικά θυμίζουμε ότι ασυμφωνία που δημιουργούνταν στο τρίτο κανάλι κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης ξεπερνούσε κατά πολύ ακόμα και τις  $90^\circ$ . Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι η αντιμετώπιση αυτού του φαινομένου είναι ιδιαίτερα κομβική όσον αφορά τη σωστή λειτουργία του κυκλώματος, καθώς, μπορεί όλο το κύκλωμα, έως το δέκτη, να λειτουργεί σωστά, και στο δέκτη να καταστρέφεται εντελώς το σήμα λόγω μιας διαφοράς φάσης. Καταλήγουμε έτσι για άλλη μια φορά στο συμπέρασμα ότι είναι επιτακτική η ανάγκη ύπαρξης συστήματος παρακολούθησης και αυτορύθμισης της φάσης του τοπικού ταλαντωτή στον RF δέκτη.

#### 4.5.2 Απομάκρυνση φίλτρου μετά τον Mach Zehnder Modulator

Μέχρι στιγμής η συνδεσμολογία του κυκλώματος που είχαμε χρησιμοποιήσει προέβλεπε την ύπαρξη ενός 2X1 MUX ο οποίος εκτελούσε δύο διαφορετικές διαδικασίες. Από τη μία φιλτράριζε το σήμα εξόδου τον MZM κρατώντας μόνο τις τρεις υποφέρουσες που μας ενδιέφεραν, και από την άλλη πολυέπλεκε ένα CW που βρισκόταν στα 193.05THz, με τις υποφέρουσες αυτές. Στη συνέχεια χρησιμοποιούνταν ένας coupler ο οποίος βοηθούσε στο να προστεθεί στο σήμα ο οπτικός Carrier που είχε αποκοπεί λόγω του MUX. Σχεδιάσαμε τον οπτικό πομπό με αυτό τον τρόπο έτσι ώστε να επιτύχουμε την ύπαρξη CW's τα οποία θα είναι μοναδιαίου φασματικού εύρους, έτσι ώστε να πραγματοποιηθεί το RHD με τους καλύτερους δυνατούς όρους. Παρακάτω δείχνουμε και πάλι τη συνδεσμολογία:

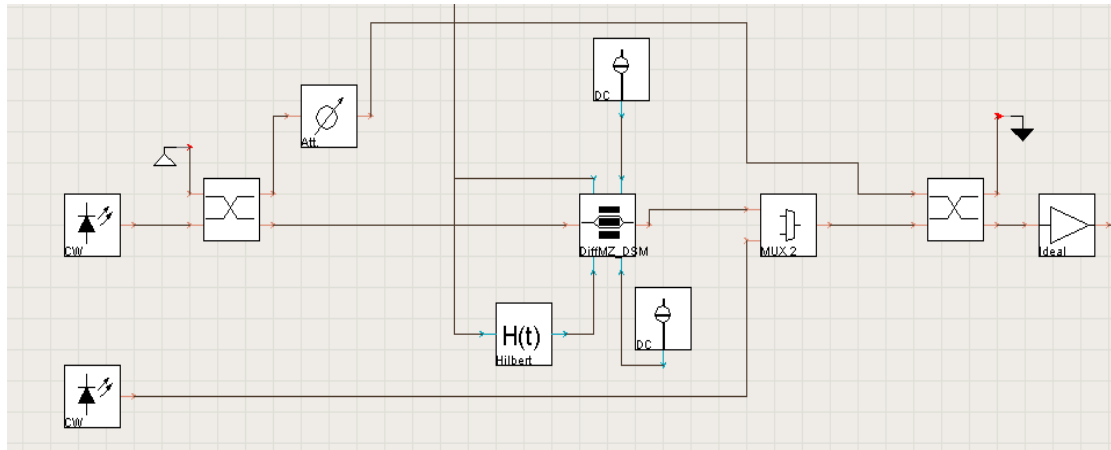


Illustration 127: Κύκλωμα πομπού όπως είχε χρησιμοποιηθεί μέχρι στιγμής

Αφού λοιπόν διαπιστώσαμε ότι η αρχιτεκτονική αυτού του τύπου δουλεύει κατά τον τρόπο που θέλουμε να δουλεύει, θα επιχειρήσουμε να εξετάσουμε τις δυνατότητες απλοποίησης του οπτικού πομπού, παρακολουθώντας παράλληλα τις επιπτώσεις στην ποιότητα του σήματος. Αυτό που στην πραγματικότητα θα κάνουμε είναι να αφαιρέσουμε τον MUX από το κύκλωμα, και επομένως και το φίλτρο που αυτός παρείχε, και να τροφοδοτήσουμε την ίνα με όλο το σήμα που προκύπτει ως έξοδος του διαμορφωτή. Επιπλέον το δεύτερο CW πλέον θα προστίθεται με χρήση ενός coupler. Η νέα συνδεσμολογία φαίνεται παρακάτω:

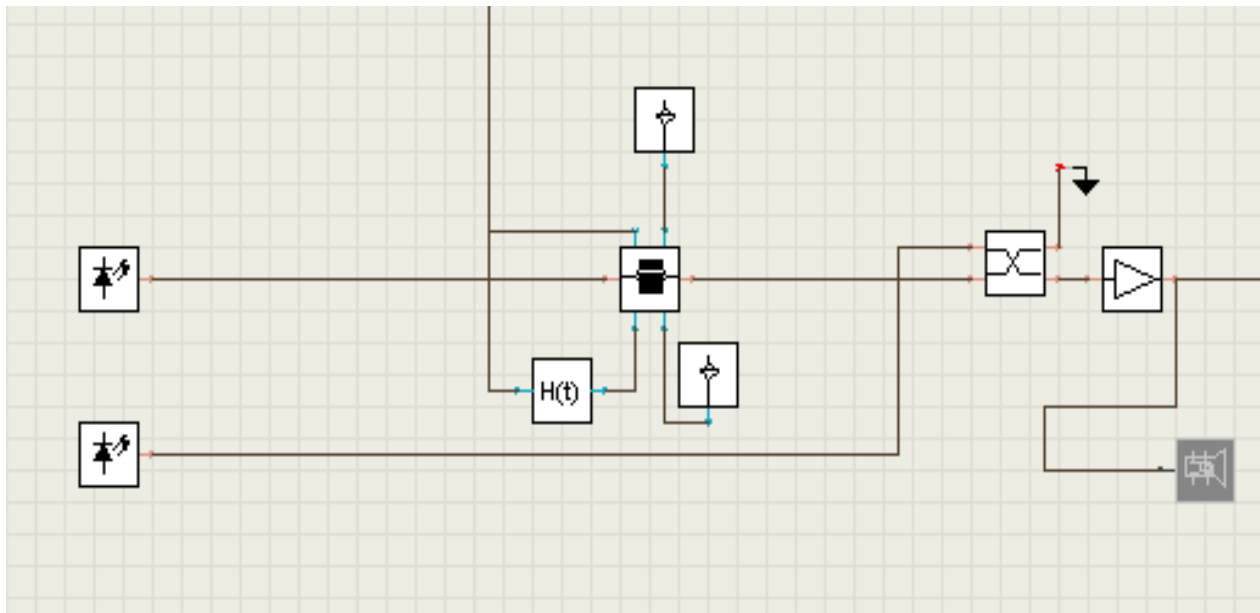
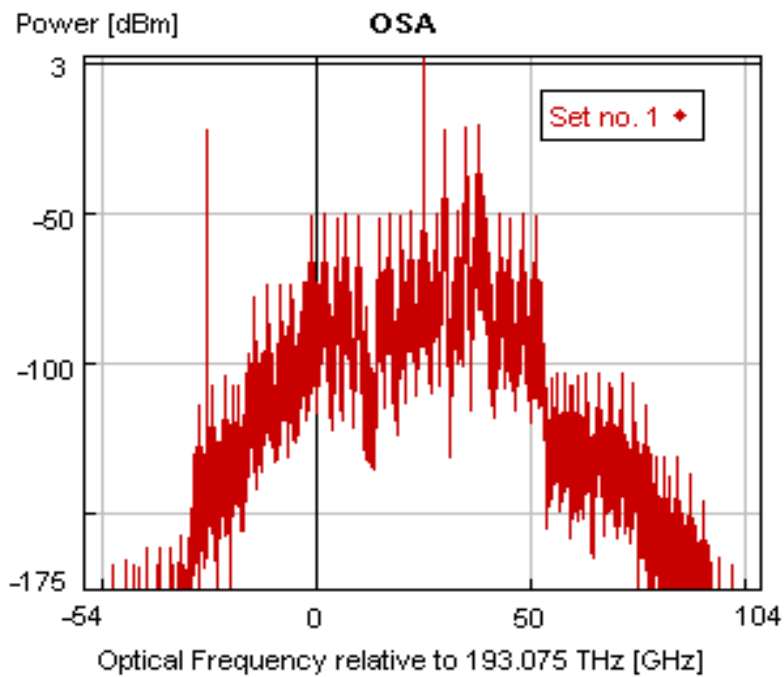


Illustration 128: Τροποποιημένο κύκλωμα, έτσι ώστε να υλοποιηθεί η απλοποιημένη έκδοση του πομπού

Όπως φαίνεται, και όπως είδαμε και σε προηγούμενες προσομοιώσεις, η ίνα πλέον θα τροφοδοτείται με σήμα πολύ μεγαλύτερου εύρους καθώς θα περιέχονται σε αυτό όλες οι

αρμονικές που δίνει σαν έξοδο ο modulator. Είναι προφανές ότι η απόδοση του κυκλώματος θα μειωθεί σε αρκετά μεγάλο βαθμό, αφού μεταδίδεται πολύ μεγαλύτερο εύρος σήματος και επομένως τα φαινόμενα της διάδοσης θα είναι μάλλον πιο έντονα. Ακόμη βασικό ρόλο θα παίζει το γεγονός ότι τα CW's που συμμετέχουν στο RHD δεν θα είναι πλέον μοναδιαίου εύρους. Για να κατανοήσουμε καλύτερα τι σημαίνει αυτό μπορούμε να δούμε την έξοδο του MZM την οποία λαμβάνουμε προσομοιώνοντας τη λειτουργία αυτής της αρχιτεκτονικής, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



*Illustration 129: Φάσμα του σήματος με το οποίο τροφοδοτείται η ίνα*

Από τα δεδομένα του σχήματος συμπεραίνουμε ότι το μεγαλύτερο πρόβλημα θα αντιμετωπιστεί κατά την ετερόδυνη αποδιαμόρφωση του δεύτερου καναλιού, στην οποία θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ο Carrier. Προσέχοντας λίγο καλύτερα το φασμα θα δούμε ότι ο Carrier αυτός είναι πολύ ενισχυμένος σε σχέση με τις υποφέρουσες, ενώ παράλληλα εμφανίζει κάποιο φασματικό περιεχόμενο σε ισχύ που δεν είναι πολύ χαμηλότερη από την ισχύ των υποφέρουσων. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι κατά τη διαδικασία του RHD θα εμφανιστούν όροι οι οποίοι θα είναι αρκετά μεγάλης ισχύος, και σε κοντινες συχνότητες με το ωφέλιμο σήμα, οι οποίες όμως θα είναι θόρυβος. Όσον αφορά τα υπόλοιπα δύο κανάλια δεν περιμένουμε να δούμε πολύ σημαντικές αλλαγές, καθώς το μεν πρώτο που λειτουργεί με απ'ευθείας ανίχνευση, δεν επηρεάζεται καθόλου από τα προαναφερθέντα, ενώ το CW που προορίζεται για RHD με την υποφέρουσα του τρίτου καναλιού, είναι αρκετά "καθαρό".

Θα προχωρήσουμε στην παράθεση των πινάκων των BER και Q, όπως τα λάβαμε για αυτή τη συνδεσμολογία και στη συνέχεια θα σχολιάσουμε τα αποτελέσματα. Σημειώνουμε ότι ο τρόπος λήψης των BER και Q είναι ο ίδιος με αυτόν που έχουμε περιγράψει σε προηγούμενη παράγραφο του παρόντος κεφαλαίου.

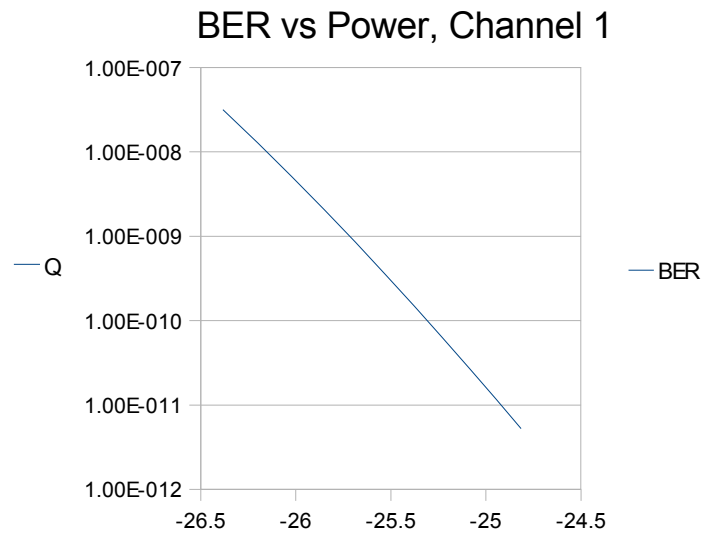
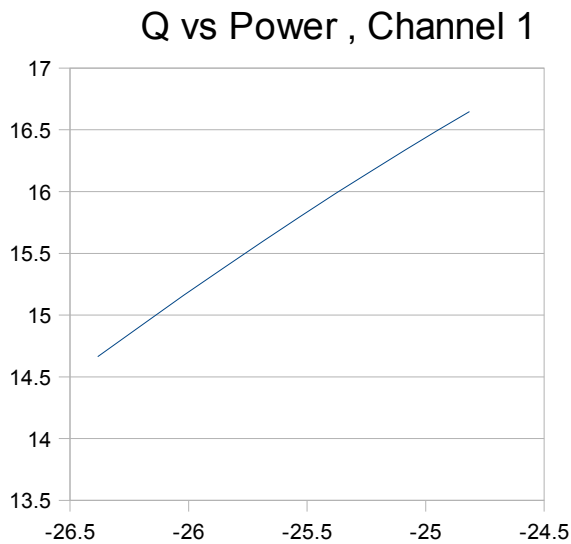
### 4.5.2.1 BER – Q για κανάλι 1

Οι μετρήσεις ελήφθησαν για τιμές προσπίπτουσας, στο δέκτη, ισχύος, από 2.3 έως 3.3μW.

P(μW)	P (dBm)	Q	BER
2.3	-26.38	14.66	3.17E-008
2.4	-26.2	14.92	1.27E-008
2.5	-26.02	15.16	5.09E-009
2.6	-25.85	15.39	2.07E-009
2.7	-25.69	15.6	8.48E-010
2.8	-25.53	15.8	3.52E-010
2.9	-25.38	15.99	1.48E-010
3	-25.23	16.17	6.28E-011
3.1	-25.09	16.34	2.71E-011
3.2	-24.95	16.5	1.18E-011
3.3	-24.81	16.65	5.25E-012

Table 5: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη

Τα διαγράμματα BER και Q, σε σχέση με την ισχύ, όπως σχεδιάζονται βάσει των στοιχείων του πίνακα είναι:



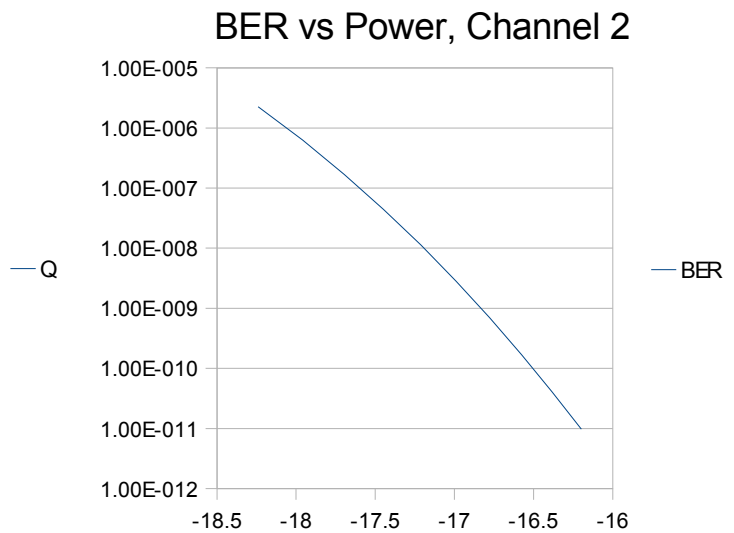
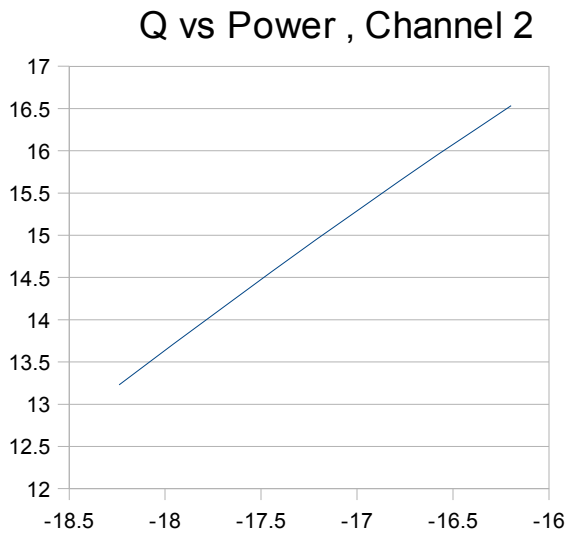
### 4.5.2.2 BER – Q για κανάλι 2

Οι μετρήσεις ελήφθησαν για τιμές προσπίπτουσας, στο δέκτη, ισχύος, από 15 έως 24μW.

P(μW)	P (dBm)	Q	BER
15	-18.24	13.23	2.25E-006
16	-17.96	13.71	6.27E-007
17	-17.7	14.15	1.69E-007
18	-17.45	14.56	4.43E-008
19	-17.21	14.95	1.13E-008
20	-16.99	15.31	2.83E-009
21	-16.78	15.64	6.96E-010
22	-16.58	15.96	1.69E-010
23	-16.38	16.25	4.08E-011
24	-16.2	16.53	9.77E-012

Table 6: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη

Τα διαγράμματα BER και Q, σε σχέση με την ισχύ, όπως σχεδιάζονται βάσει των στοιχείων του πίνακα είναι:



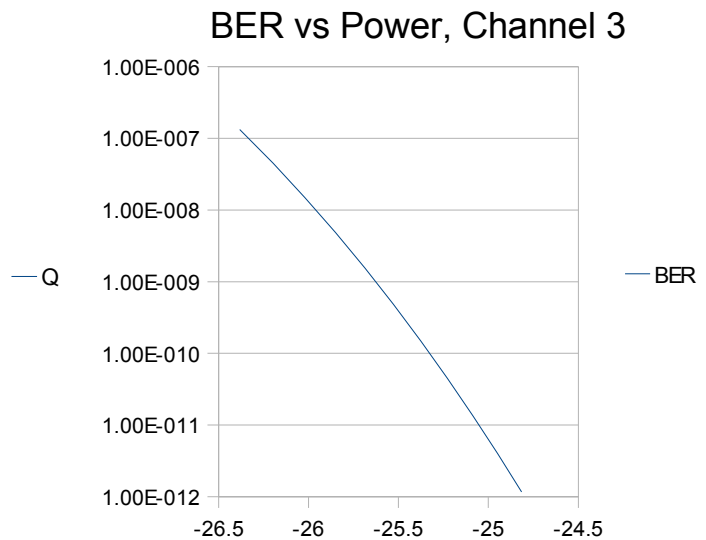
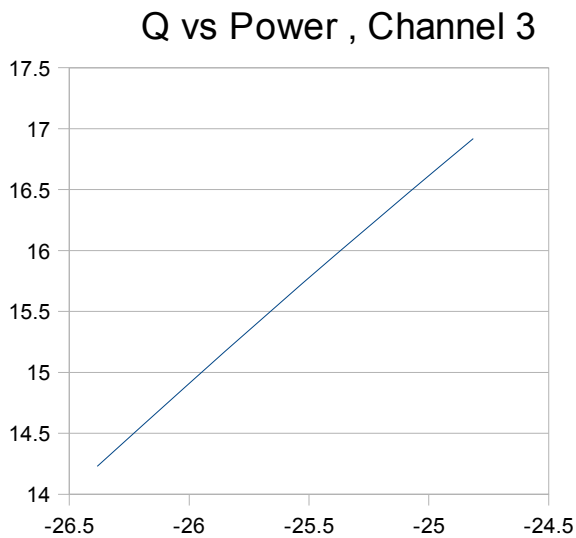
### 4.5.2.3 BER – Q για κανάλι 3

Οι μετρήσεις ελήφθησαν για τιμές προσπίπτουσας, στο δέκτη, ισχύος, από 15 έως 24μW.

P(μW)	P (dBm)	Q	BER
2.3	-26.38	14.23	1.33E-007
2.4	-26.2	14.56	4.50E-008
2.5	-26.02	14.87	1.49E-008
2.6	-25.85	15.17	4.85E-009
2.7	-25.69	15.46	1.55E-009
2.8	-25.53	15.73	4.84E-010
2.9	-25.38	15.99	1.49E-010
3	-25.23	16.23	4.51E-011
3.1	-25.09	16.47	1.35E-011
3.2	-24.95	16.7	3.99E-012
3.3	-24.81	16.92	1.17E-012

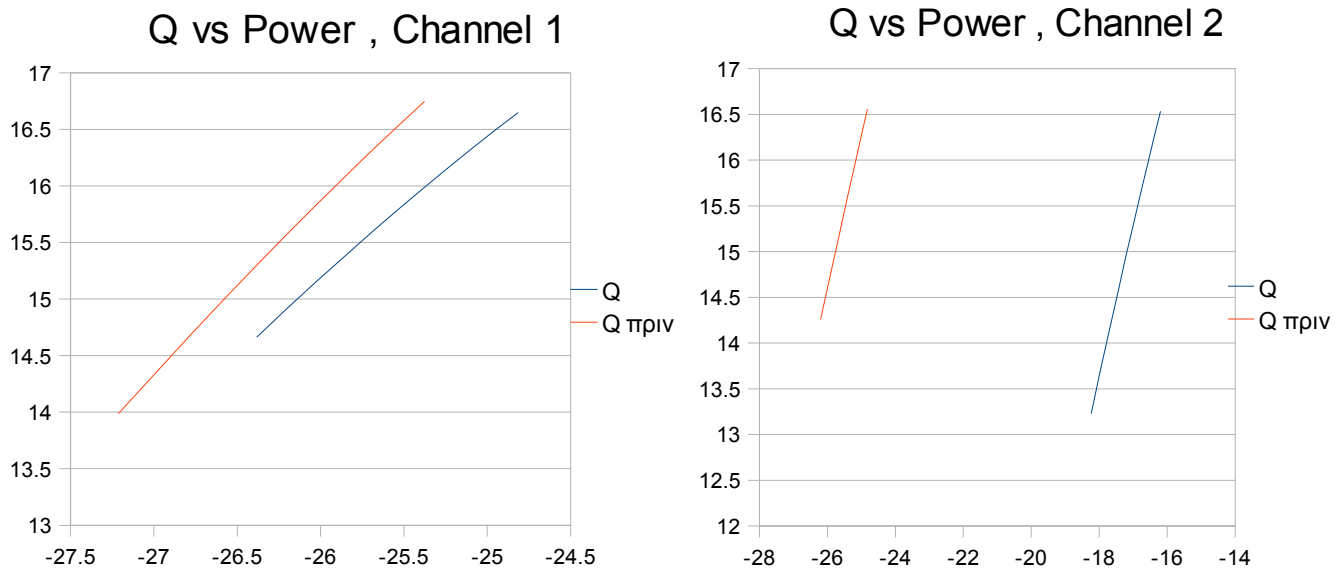
Table 7: Μέτρηση των BER και Q για διάφορες τιμές λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη

Τα διαγράμματα BER και Q, σε σχέση με την ισχύ, όπως σχεδιάζονται βάσει των στοιχείων του πίνακα είναι:



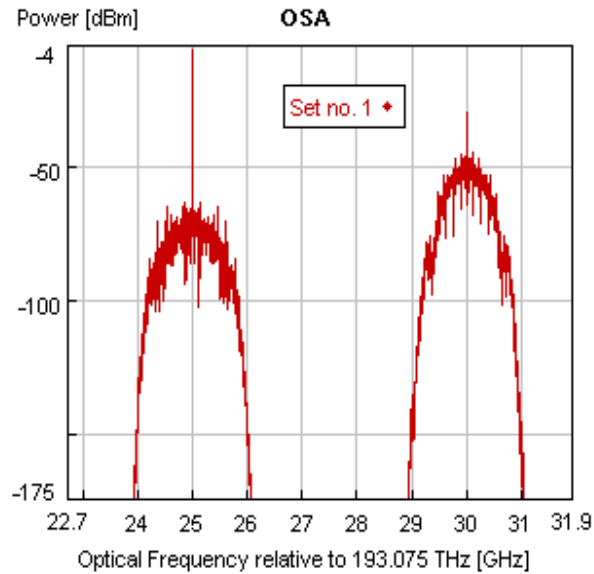
#### 4.5.2.4 Σχολιασμός Αποτελεσμάτων

Με απλή παρατήρηση των διαγραμμάτων, είτε των τιμών των πινάκων, καταλαβαίνουμε ότι η απόδοση του δεύτερου καναλιού έχει πεσει κατακόρυφα, καθώς η προσπίπτουσα ισχύς που απαιτείται για τη λήψη ικανοποιητικού Q είναι μια τάξη μεγέθους πάνω σε σχέση με την ισχύ που απαιτούνταν στην προηγούμενη συνδεσμολογία. Για να γίνουν ευκολότερα οι συγκρίσεις, σχεδιάζουμε στα ίδια διαγράμματα τις καμπύλες που αντιστοιχούν στη λήψη ίδιου Q αλλά στην προηγούμενη συνδεσμολογία:



Οι καμπύλες που αντιστοιχούν στο Q που λάβαμε από την αρχική συνδεσμολογία έχουν κόκκινο χρώμα, ενώ οι μπλε αντιστοιχούν στις καμπύλες που λάβαμε κατά την προσομοίωση της νέας, απλοποιημένης συνδεσμολογίας του πομπού.

Συγκρίνοντας τις καμπύλες των καναλιών 1 (τα ίδια ισχύουν και για το κανάλι 3) βλέπουμε ότι, η απλοποιημένη μορφή του πομπού, κόστισε ένα power penalty, της τάξεως των 0.3 – 0.4 dB, κάτι που είναι ανεκτό, καθώς δεν συνεπάγεται σημαντική επίπτωση στην ποιότητα του σήματος. Ωστόσο δεν συμβαίνει το ίδιο και με το κανάλι 2, όπου σημειώνεται power penalty περίπου 8dB. Αυτό μεταφράζεται σε ανάγκη για περίπου οχτώ φορές μεγαλύτερη ισχύ, η αλλιώς, οχτώ φορές χειρότερο σήμα. Με αυτό τον τρόπο επιβεβαιώνεται ότι περιμέναμε να συμβεί στο κανάλι 2. Για να κατανοήσουμε καλύτερα το λόγο που συμβαίνει αυτό μπορούμε να δούμε το παρακάτω διάγραμμα που έχει ληφθεί στο δέκτη του δεύτερου καναλιού, αμέσως μετά τον 2X1 MUX.



*Illustration 130: Φάσμα του σήματος που θα πραγματοποιήσει RHD στο δέκτη του καναλιού 2.*

Το δεξί φάσμα αντιστοιχεί στο φάσμα της υποφέρουσας του καναλιού 2, ενώ το αριστερό είναι το CW το οποίο συμμετέχει στο RHD. Είναι φανερό ότι το CW αυτό μόνο μοναδιαίου εύρος δεν μπορεί να χαρακτηριστεί, αφού ο θόρυβος που το συνοδεύει είναι αρκετός.

Συμπερασματικά μπορούμε να αναφέρουμε ότι, ο απλοποιημένος πομπός μπορεί να χρησιμοποιηθεί αλλά μόνο στην περίπτωση που δεν πρόκειται να αξιοποιηθεί ο carrier σε κάποια RHD διαδικασία. Για αυτή την περίπτωση είναι καλύτερο να χρησιμοποιηθεί η αρχική συνδεσμολογία του οπτικού πομπού.



## 4.6 Διερεύνηση δυνατοτήτων επέκτασης της αρχιτεκτονικής

### 4.6.1 Μετρήσεις με επιπλέον κανάλια

Αφού ολοκληρώσαμε τις μετρήσεις στο κύκλωμα έχοντας σαν είσοδο τρία κανάλια, θεωρήθηκε σκόπιμο να διερευνηθεί η δυνατότητα επέκτασης των δυνατοτήτων του, κατα τρόπο που να παρέχει περισσότερες υπηρεσίες σε ένα χρήστη. Υπενθυμίζουμε ότι η αρχιτεκτονική προβλέπει το συνδυασμο με WDM πολυπλεξία και έτσι το εύρος που μπορούμε να αξιοποιήσουμε ανα χρήστη δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 100GHz. Επειδή διαμορφώνουμε τη μια πλευρική ζώνη του οπτικού σήματος, προκύπτει ότι μπορούμε να προσθέσουμε όσα κανάλια απαιτούνται έτσι ώστε να καλυφθούν τα 50GHz της μιας ζώνης, αφήνοντας τα υπόλοιπα 50GHz ελεύθερα για να μεταδοθούν CW's που θα συμμετέχουν σε RHD.

Είναι ευνόητο ότι το βασικό ζητούμενο είναι να μπορέσουμε να μεταδώσουμε τα περισσότερα κανάλια, καθώς από τη στιγμή που θα γίνει αυτό, η λήψη έχουμε αποδειξει ότι είναι εφικτή, με οποιαδήποτε από τις δύο μεθόδους που παρουσιάστηκαν παραπάνω. Αυτό μεταφράζεται στο ότι πρέπει εξετάσουμε τον αριθμό των καναλιών που μπορεί ο MZM να δεχθεί σαν σήμα εισόδου, χωρίς να παραμορφώνει την πληροφορία που αυτά μεταφέρουν.

Αρχικά θα πρέπει να δημιουργήσουμε ένα μεγάλο αριθμό καναλιών στο επίπεδο του ηλεκτρικού πομπού, τα οποία αντιστοιχούν στα RF σήματα που θα οδηγήσουν τον οπτικό διαμορφωτή. Για να το πετύχουμε αυτό θα βασιστούμε στους ήδη υπάρχοντες ηλεκτρικούς πομπούς τους οποίους θα αντιγράψουμε και θα μεταφέρουμε σε μεγαλύτερες συχνότητες έτσι ώστε να απλωθούν τα κανάλια σε όλο το διατιθέμενο εύρος. Επιλέγουμε τυχαία το BitRate κάθε καναλιού προσέχοντας να μην υπάρχει επικάλυψη μεταξύ γειτονικών καναλιών στο πεδίο της συχνότητας. Τελικά καταλήγουμε στην παρακάτω κατανομή:

Channel	Frequency	Bitrate
1	13	1244
4	23	1244
7	33	1244
10	37	1244
2	193.105	622
3	193.110	622
5	193.117	622
6	193.120	622
8	193.130	622
9	193.127	622
11	193.140	622
12	193.143	622
13	193.145	622
14	193.147	622

Table 8: Κατανομή συχνοτήτων και ρυθμών μετάδοσης σε κανάλια

Την κατανομή αυτή υλοποιούμε με το παρακάτω κύκλωμα πομπού:

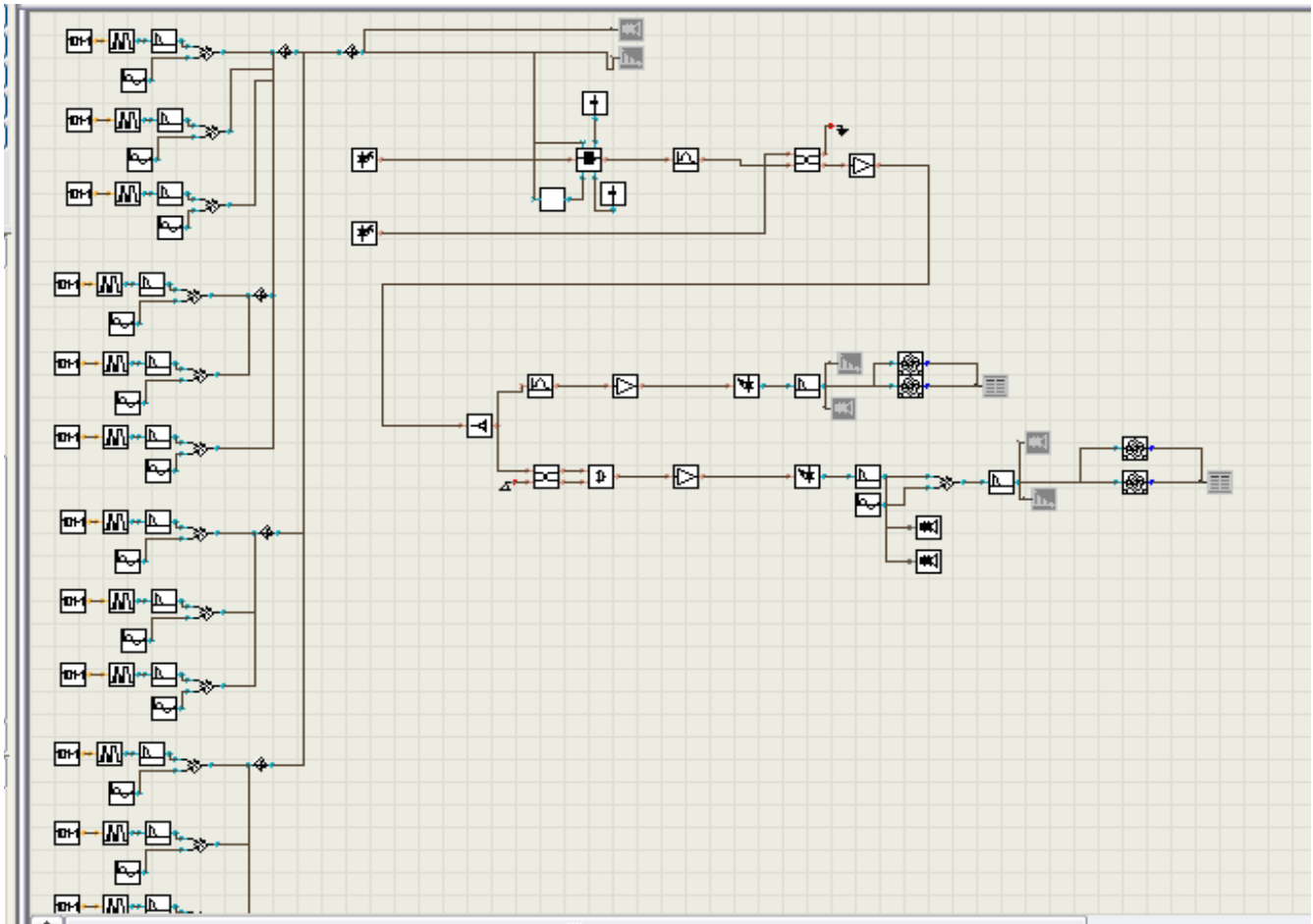
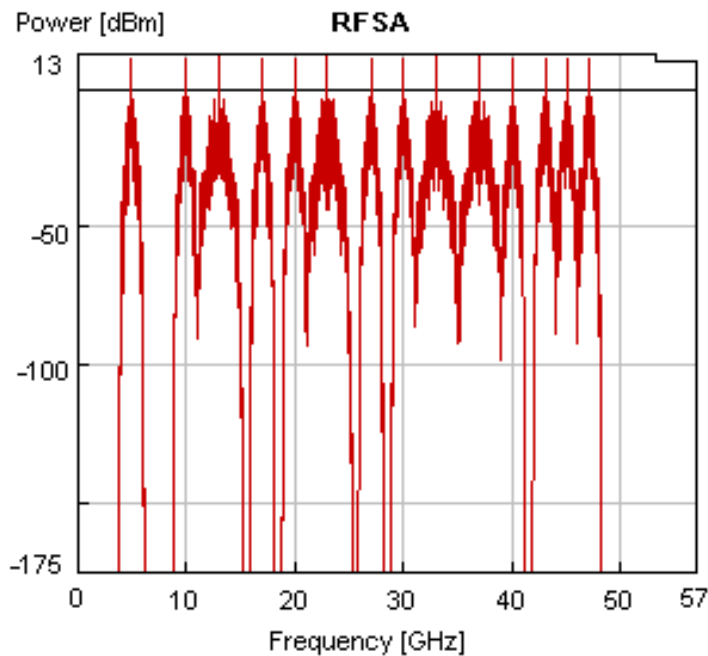


Illustration 131: Συνολικό κύκλωμα με 14 κανάλια

Ήταν πρακτικά αδύνατο να χωρέσουν στην ίδια εικόνα και τα 14 κανάλια, οπότε αναγκαστικά παραλείψαμε τα τρία τελευταία.

Βλέπουμε στο σχήμα ότι η λογική σχεδίασης παραμένει ως έχει, καθώς τα δομικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται είναι ακριβώς τα ίδια με αυτά που είχαν χρησιμοποιηθεί έως τώρα.

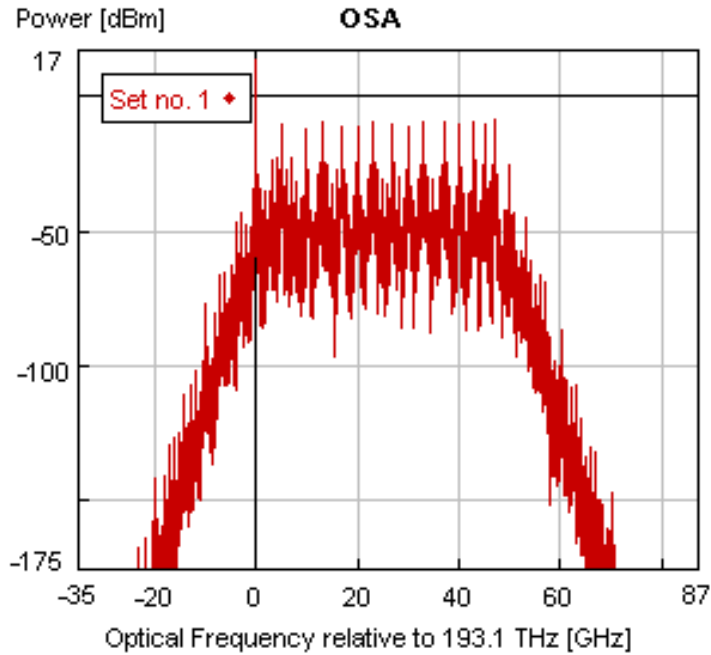
Όπως φαίνεται τα 14 κανάλια αθροίζονται και έπειτα οδηγούν τον οπτικό διαμορφωτή. Το σήμα όπως έχει προκύψει ακριβώς πριν τον MZM έχει το εξής φάσμα:



*Illustration 132: Φάσμα 14 καναλιών όπως προκύπτει μετά τον RF πομπό*

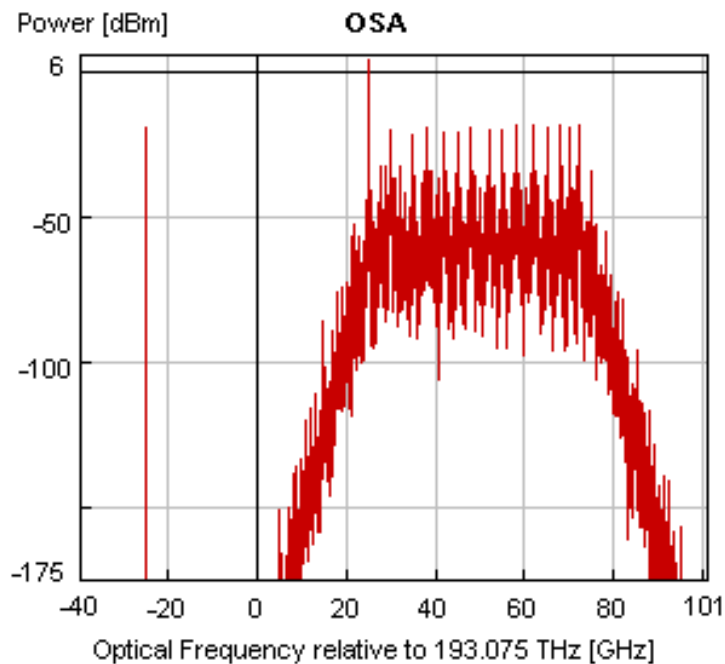
Βλέπουμε ότι έχει δημιουργηθεί ένα ηλεκτρικό σήμα που περιέχει 14 διαμορφωμένα φέροντα, κάποια εκ των οποίων έχουν φασματικό περιεχόμενο που εκτείνεται στα  $\pm 622\text{MHz}$  γύρω από τη φέρουσα, και κάποια έχουν φασματικό περιεχόμενο που εκτείνεται έως τα  $\pm 1244\text{MHz}$  γύρω από τη φέρουσα. Όταν το εν λόγω σήμα οδηγήσει τον Mach - Zehnder διαμορφωτή, θα επιτευχθεί διαμόρφωση με υποφέρουσες.

Λαμβάνοντας τα διαγράμματα μετά τον διαμορφωτή επιβεβαιώνουμε αυτό που είπαμε στην προηγούμενη παράγραφο, καθώς διακρίνουμε καθαρά την ύπαρξη των υποφέρουσων συχνοτήτων. Το φάσμα του σήματος εξόδου του διαμορφωτή αφού πρώτα περασει από το φίλτρο έχει την παρακάτω μορφή:



*Illustration 133: Φάσμα μετά τον διαμορφωτή, αφού οδηγηθεί από τα 14 κανάλια στο RF*

Στη συνέχεια προσθέτουμε και το CW το οποίο θα αξιοποιηθεί κατά τη διαδικασία του RHD, και κατασκευάζουμε το σήμα στην τελική του μορφή, όπως δηλαδή και θα μεταδοθεί.



*Illustration 134: Φάσμα του σήματος αφού έχει προστεθεί το CW που θα χρησιμοποιηθεί στο RHD του καναλιού 3*

Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονίσουμε ότι παρότι φαίνεται να μπορούμε να δημιουργήσουμε σήμα με SCM διαμόρφωση 14 υποφέρουσων, δεν είμαστε βέβαιοι για την αλλοίωση που έχει υποστεί κατά τη διαμόρφωση η πληροφορία που μεταφέρεται.

Παρατηρώντας και πάλι το κύκλωμα βλέπουμε ότι δεν χρησιμοποιούνται παρα μόνο δύο κυκλώματα δέκτη. Αυτό το κάνουμε επειδή δεν μας ενδιαφέρει να λάβουμε όλα τα κανάλια που στέλνουμε, αλλά να εξετάσουμε την ποιότητα της ληφθείσας πληροφορίας, κυρίως σε σχέση με τον αριθμό των καναλιών. Έτσι συνθέσαμε δύο δέκτες, ο πρώτος εκ των οποίων εκτελεί αποδιαμόρφωση με απ' ευθείας ανίχνευση και ο δεύτερος με RHD, έτσι ώστε να εκτιμήσουμε την απόδοση του κυκλώματος και για τους τρόπους λήψης που χρησιμοποιούμε. Επιλέξαμε οι δέκτες να αποδιαμορφώνουν τα κανάλια 1 και 3, τα οποία έχουμε ήδη εξετάσει, κατα τη λειτουργία με τρία κανάλια και έχουμε αποδείξει ότι μπορούμε πάνω από αυτά να αποστείλουμε πληροφορία την οποία θα λάβουμε στο δέκτη.

Για να πάρουμε κάποια συγκριτικά αποτελέσματα σχετικά με την επιβάρυνση που εισάγουν τα επιπλέον κανάλια, εκτελέσαμε σειρά προσομοιώσεων, ξεκινώντας με 14 κανάλια, και αποκόπτοντας σταδιακά, μέχρι να φτάσουμε στα 3. Σε όλη τη διάρκεια η λαμβανόμενη ισχύς διατηρούνταν σταθερή με τη βοήθεια ενός οπτικού ενισχυτή, που είχε τοποθετηθεί, όπως φαίνεται στο κύκλωμα, πριν τη φωτοδιόδο και λειτουργούσε σε Power Controlled Mode (έχουμε εξηγήσει σε προηγούμενη παράγραφο τι προβλέπει αυτή η κατάσταση λειτουργίας), ενώ καταγράφονταν τα BER και Q στο δέκτη. Τα αποτελέσματα συγκεντρώνονται στον παρακάτω πίνακα:

Αριθμός Καναλιών	Δέκτης FTTH		Δέκτης WPAN	
	BER	Q	BER	Q
3	1.18E-13	17.3	1.50E-11	16.45
5	2.27E-09	15.36	1.31E-11	16.47
7	1.12E-06	13.47	9.05E-10	15.58
9	6.74E-05	11.57	2.64E-08	14.71
11	6.95E-04	9.98	4.41E-06	12.95
13	0.002665	8.73	4.52E-05	11.84
14	0.004865	8.04	2.24E-04	10.89

Table 9: Μέτρηση των BER και Q για διάφορους αριθμούς καναλιών και για τους δύο τύπους δέκτη

Από τα στοιχεία του πίνακα προκύπτουν τα παρακάτω διαγράμματα:

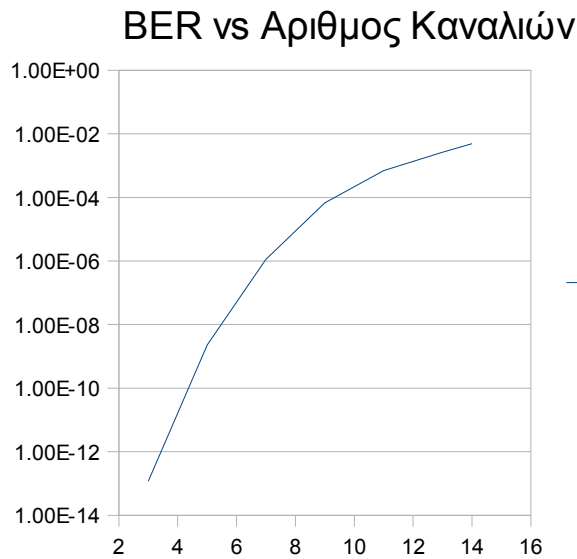


Illustration 136: BER vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη FTTH

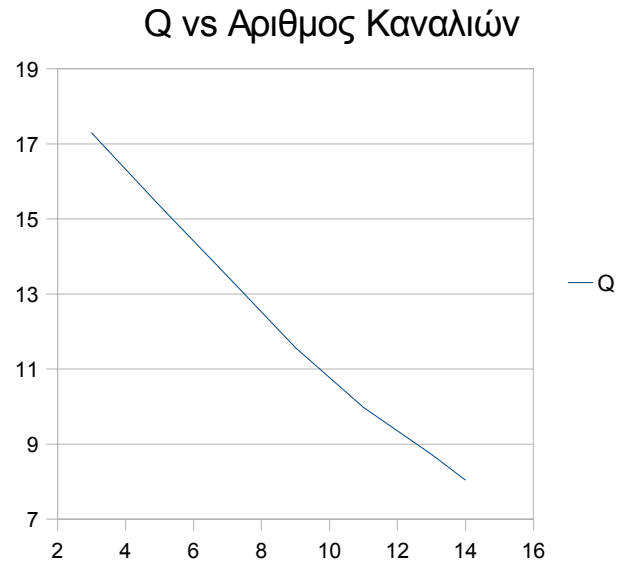


Illustration 135: Q vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη FTTH

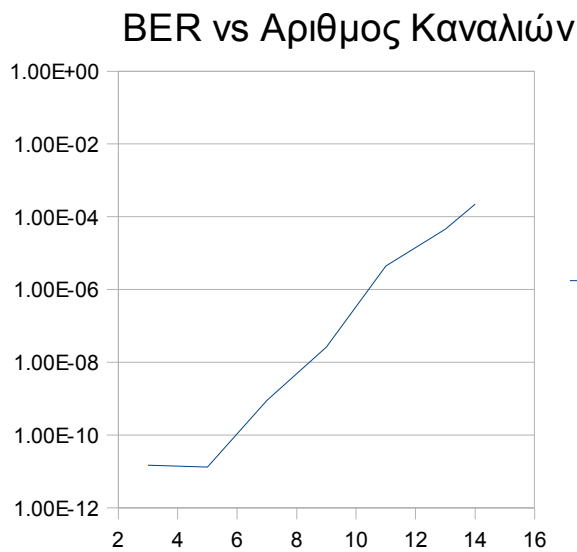


Illustration 138: BER vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη WPAN

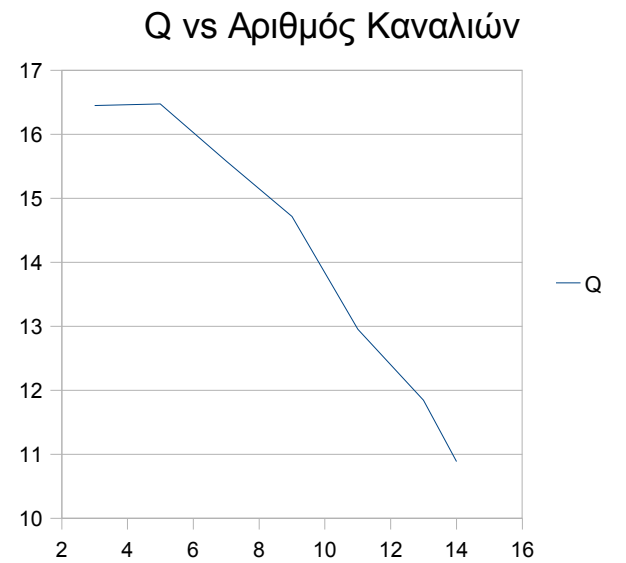


Illustration 137: Q vs Αριθμός Καναλιών για δέκτη WPAN

Τα πρώτα διαγράμματα αφορούν το δέκτη που λειτουργεί με απ'ευθείας ανίχνευση (FTTH) ενώ τα δεύτερα αφορούν το δέκτη που βασίζεται στο RHD (WPAN) για την αποδιαμόρφωση. Παρατηρούμε ότι η αύξηση των καναλιών επιβαρύνει σημαντικά το κύκλωμα. Πιο συγκεκριμένα περισσότερο φαίνεται να επηρεάζεται ο δέκτης του FTTH αφού ήδη από τα 6 κανάλια το Q πέφτει κάτω από το 14, ενώ ο δέκτης του RHD εμφανίζεται πιο ανθεκτικός αφού η ίδια τιμή του Q σημειώνεται για αριθμό καναλιών ίσο με 10. Και στις δύο πάντως περιπτώσεις για 14 κανάλια είναι πρακτικά αδύνατο να γίνει μετάδοση αφού η ποιότητα της

επικοινωνίας έχει μειωθεί σε επίπεδο κάτω από το ανεκτό, και ο ρυθμός των λαθών που εμφανίζεται είναι απαγορευτικός. Είναι προφανές ότι η πληροφορία καταστρέφεται κατά τη διαμόρφωση του οπτικού, καθώς μεταξύ της λήψης και της μεταδοσης δεν παρεμβάλεται άλλη διαδικασία.

Το άμεσο συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι η απόδοση του Mach Zehnder Modulator εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από τον αριθμό των καναλιών που χρησιμοποιούνται για να τον οδηγήσουν, και μάλιστα φαίνεται ότι ο αριθμός αυτός δεν μπορεί να ξεπερνάει τα 6 καθώς το μεταδιδόμενο σήμα ουσιαστικά καταστρέφεται. Αρα οι δυνατότητες του κυκλώματος σε εύρος παροχής υπηρεσιών περιορίζονται εκτός από όσα έχουμε αναφέρει μέχρι στιγμής, όπως δηλαδή, από τα φαινόμενα της διάδοσης και την ισχύ, και από το εύρος λειτουργίας του διαμορφωτή, και πιθανώς σε πολύ μεγαλύτερο ρυθμό.





## Επίλογος – Συμπεράσματα

Μελετήσαμε τη λειτουργία και την απόδοση μιας αρχιτεκτονικής οπτικού δικτύου πρόσβασης το οποίο αποτελεί μια υλοποίηση της Radio – over – Fiber τεχνολογίας. Σκοπός ήταν η παροχή τριών υπηρεσιών σε ένα χρήστη πάνω από ένα μήκος κύματος, η μια εκ των οποίων ήταν ενσύρματη και οι άλλες δύο ασύρματες. Για τη μετάδοση αυτών των υπηρεσιών χρησιμοποιήθηκαν τεχνικές όπως η διαμόρφωση οπτικού σήματος με υποφέρουσες (SCM), η απ'ευθείας ανίχνευση (Direct Detection) καθώς και η ετερόδυνη αποδιαμόρφωση (RHD). Η ενσύρματη διασύνδεση παρείχε ρυθμούς μεταδοσης 1244Mbps ενώ οι ασύρματες 622Mbps σε συχνότητες 5 και 60GHz αντίστοιχα.

Κατα τη διάρκεια των προσομοιώσεων προέκυψαν πολλά συμπεράσματα σχετικά με τη λειτουργία του κυκλώματος, τα πιο σημαντικά εκ των οποίων παρουσιάζουμε στη συνέχεια:

- Το βασικότερο ίσως συμπέρασμα που προέκυψε σχεδόν από την αρχή είναι ότι, ο οπτικός διαμορφωτής μπορεί να αποκριθεί σε ηλεκτρικό σήμα το οποίο αποτελείται από τρία RF σήματα και να διαμορφώσει το οπτικό σήμα με υποφέρουσες, και μάλιστα σε διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης (OSSB). Θεωρούμε ότι είναι πολύ σημαντικό καθώς πάνω σε αυτό βασίστηκε ολοκληρω το υπόλοιπο κύκλωμα και κατ' επέκταση η γενικότερη αρχιτεκτονική.
- Η NRZ κωδικοποίηση των ηλεκτρικών παλμών αποτελεί ίσως την καλύτερη δυνατή για τέτοιου είδους αρχιτεκτονικές καθώς εμφανίζει εξαιρετικά συγκεντρωμένο φασματικό περιεχόμενο γύρω από την εκάστοτε φέρουσα. Αυτό είναι πολύ χρήσιμο καθώς δίνει τη δυνατότητα καλύτερης αξιοποίησης του διατιθέμενου εύρους ζώνης, αφού τα σήματα μπορούν να περιοριστούν φασματικά, με χρήση φίλτρου, χωρίς όμως κάτι τέτοιο να έχει σοβαρές επιπτώσεις στην ποιότητα τους. Έτσι πάνω από ένα κανάλι μπορούν να σταλούν πολλά περισσότερα σήματα απ' ότι με κάποια άλλη κωδικοποίηση.
- Η μετάδοση ενός οπτικού σήματος το οποίο έχει διαμορφωθεί με τον τρόπο που έγινε στην παρούσα εργασία, φαίνεται να είναι αρκετά απαθής στα φαινόμενα της διάδοσης, καθώς δεν παρατηρήσαμε κάποια ιδιαίτερη επίπτωση που να οφείλεται στη διασπορά ή τα μη γραμμικά φαινόμενα. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει μεγάλη εξάρτηση της αρχιτεκτονικής από το μήκος του δικτύου, και ιδιαίτερα στα πλαίσια ενός δικτύου πρόσβασης, το οποίο όπως γνωρίζουμε είναι ούτως ή άλλως περιορισμένο στις αποστάσεις που καλύπτει. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι στην προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε ένα μέχρι 25km, και δεν παρατηρήσαμε σχεδόν καμμία επιβάρυνση του σήματος.
- Αποδείξαμε ότι η ετερόδυνη αποδιαμόρφωση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία υψίσυχνων RF σημάτων στο δέκτη ακόμα και σε συχνότητες 60GHz. Ωστόσο φαίνεται ότι χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή κατά τη σχεδίαση τέτοιων δεκτών αφού κατά τις προσομοιώσεις συναντήσαμε αρκετά προβλήματα που σχετίζονταν με αυτή την τεχνική. Πιο συγκεκριμένα θυμίζουμε ότι, φαίνεται η εκτέλεση αυτή της αποδιαμόρφωσης να είναι αρκετά ευαίσθητη όσον αφορά το εύρος των CW's που χρησιμοποιούνται, καθώς απαιτεί να έχουν, αν όχι μοναδιαίο εύρος, τουλάχιστον πολύ υψηλή “καθαρότητα”. Εξετάσαμε περίπτωση στην οποία υπήρχε πλήρης καταστροφή του σήματος λόγω του μη μοναδιαίου εύρους του CW που συμμετείχε στο RHD. Ακόμη παρατηρήθηκε ότι ασυμφωνία στις φασείς των δύο σημάτων που συμμετέχουν στο RHD, μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα, ή ακόμα και καταστροφή του σήματος,

καθώς προσδίδει αρχική φάση στο παραγόμενο ηλεκτρικό σήμα. Σημειώσαμε και κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων την ανάγκη ύπαρξης μηχανισμού παρακολούθησης και αυτορύθμισης της φάσης του τοπικού ταλαντωτή στους RF δέκτες, έτσι ώστε να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα.

- Σε όλα τα στάδια της εργασίας φροντίσαμε έτσι ώστε η φασματική περιοχή που εκμεταλλευόμασταν να μην ξεπερνάει τα 100GHz. Αυτό το κάναμε για προσδώσουμε στο σχεδιασθέν κυκλωμα συμβατότητα με την τεχνική WDM, η οποία προβλέπει την πολυπλεξία πολλών μηκών κύματος πάνω από μια ίνα, έτσι ώστε να υπάρχει δυνατότητα επέκτασης αυτής της αρχιτεκτονικής για παροχή υπηρεσιών σε περισσότερους του ενός χρήστες.
- Από την τελευταία προσομοίωση, στην οποία προσθέσαμε μεγάλο αριθμό καναλιών, προέκυψαν ίσως κάποια από τα πιο σημαντικά συμπεράσματα, τα οποία αφορούν στη δυνατότητα επέκτασης σε επίπεδο παροχής υπηρεσιών και εύρους ζώνης. Συγκεκριμένα καταλήξαμε στο ότι το εύρος λειτουργίας του διαμορφωτή αποτελεί έναν πολύ ουσιαστικό περιοριστικό παράγοντα, καθώς ο ίδιος ο διαμορφωτής συντελεί στη μείωση της ποιότητας του μεταδιδόμενου σήματος όσο αυξάνεται ο αριθμός των καναλιών με τα οποία οδηγείται. Αν και περισσότερο φαίνεται να επιβαρύνονται τα κανάλια που χρησιμοποιούν την ετερόδυνη αποδιαμόρφωση, για την ανάκτηση του ηλεκτρικού (ασύρματες υπηρεσίες), και λιγότερο όσα βασίζονται στην απ'ευθείας ανίχνευση (baseband υπηρεσίες), οφείλουμε να σημειώσουμε ότι, και στις δύο περιπτώσεις, ο αριθμός των υπηρεσιών τις οποίες μπορούμε να παρέχουμε, χωρίς να υπάρχει υποβάθμιση της ποιότητας επικοινωνίας κάτω από τα ανεκτά επίπεδα, είναι μάλλον μικρός.

## Βιβλιογραφία

- [1] Αβραμόπουλος Ηρακλής, *Φωτονική Τεχνολογία στις Τηλεπικοινωνίες*, ΕΜΠ, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ
- [2] John Wilson, John Hawkes, *Οπτοηλεκτρονική: Μια εισαγωγή*, Επιστημονική Επιμέλεια Α.Α Σεραφειτιδης, Αθήνα 2007.
- [3] O. Svelto, *Αρχές των Lasers*, Γ.Α Κουρούκλης – Α.Α Σεραφειτιδης, Αθήνα 1986.
- [4] Rongqing Hui, Benyuan Zhu, Renxiang Huang, Christopher T.Allen, Kenneth R. Demarest, Douglas Richards, *Subcarrier Multiplexing for High – Speed Optical Transmission*, Journal of Lightwave Technology , Vol. 20, No. 3 March 2002
- [5] Xiupu Zhang, Baozhu Liu, Jianping Yao, Ke Wu, Raman Kashyap, *A Novel Millimeter – Wave – Band Radio – over – Fiber System with Dense Wavelength – Division Multiplexing Bus Architecture*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 2, February 2006.
- [6] Li Keren, Matsui Toshiaki, Izutsu Masayuki, *Photonic Antennas and its Application to Radio – over – Fiber Wireless Communication Systems*, Journal of the National Institute of Information and Communications Technology, Vol. 51, Nos. 1/2 2004.
- [7] Chun-Ting Lin, Jason (Jyehong) Chen, Peng-Chun Peng, Cheng-Feng Peng, Wei-Ren Peng, Bi-Shiou Chiou, and Sien Chi , *Hybrid Optical Access Network Integrating Fiber-to-the-Home and Radio-Over-Fiber Systems*, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 19, No. 8, April 15, 2007.
- [8] Qingjiang Chang, Yue Tian, Cishuo Yan, Xinyu Xu, Jumming Gao, Yikai Su, *A PON System Providing Triple Play Service Based on a Single Dual – Parallel Mach – Zehnder Modulator*, State Key Lab of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University.
- [9] Qingjiang Chang, Yikai Su, *A Radio – over – Fiber System for Simultaneous Generation and Transmission of Multiband Signals*, State Key Lab of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University.
- [10] Proakis, J.G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2001.
- [11] Haykin, S., *Συστήματα Επικοινωνίας*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1995.
- [12] Tolga Kurt, Abbas Yongacoglu, Jean-Yves Chouinard, *OFDM and Externally Modulated Multi – mode Fibers in Radio over Fiber Systems*, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 5, No. 10, October 2006.
- [13] Peter J. Winzer, Rene-Jean Essiambre, *Advanced Modulation Formats for High – Capacity Optical Transport Networks*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, December 2006

- [14] G. P. Agrawal, *Fiber – Optic Communication*, 1997
- [15] Π. Γ Κωττής, *Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων*, Τζιόλα 2005
- [16] Competent Consulting Services for the Laser and Photonics Industry,  
<http://www.rp-photonics.com>
- [17] Wikipedia  
<http://www.en.wikipedia.org>
- [18] James F.Kurose, Keith W. Ross, *Δικτύωση Υπολογιστών*, Επιστημονική Επιμέλεια Α. Μανίσαρης,  
Π. Φουληράς, Αθήνα 2008.
- [19] Andrew S. Tanenbaum, *Δίκτυα Υπολογιστών*, Αθήνα 2003.