



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

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΟΠΤΙΚΟΥ
ΔΙΚΤΥΟΥ, ΓΙΑ ΠΑΡΟΧΗ ΕΥΡΩΖΩΝΙΚΩΝ ΥΠΗΡΕΣΙΩΝ
ΜΕ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ ΛΑΜΠΡΙΝΤΖΗΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: ΑΒΡΑΜΟΠΟΥΛΟΣ ΗΡΑΚΛΗΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούνιος 2010



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

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΟΠΤΙΚΟΥ
ΔΙΚΤΥΟΥ, ΓΙΑ ΠΑΡΟΧΗ ΕΥΡΩΖΩΝΙΚΩΝ ΥΠΗΡΕΣΙΩΝ
ΜΕ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ ΛΑΜΠΡΙΝΤΖΗΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: ΑΒΡΑΜΟΠΟΥΛΟΣ ΗΡΑΚΛΗΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή:

.....
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Νικόλαος Ουζούνουλου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Κωνσταντίνος Δέρβος
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούνιος 2010

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

**Ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή του Ε.Μ.Π. κύριο Αβραμόπουλο, καθώς και
τους υποψήφιους Διδάκτορες Δημήτρη Αποστολόπουλο και Δημήτρη
Καλαβουρτζιώτη, για τη συμβολή τους στην εκπόνηση της παρούσας εργασίας.**

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία σχεδιάζεται και μελετάται μια αρχιτεκτονική ενός ευρυζωνικού δικτύου πρόσβασης, πάνω από οπτική ίνα. Δίνεται στο χρήστη η δυνατότητα παροχής τριών υπηρεσιών πάνω από ένα, κοινό μήκος κύματος. Υλοποιείται ένα Radio over Fiber σύστημα, σε λογική δομής πομπού και δέκτη, κεντρικοποιημένης ως προς τον πομπό με υπηρεσίες που αφορούν είτε ενσύρματη, είτε ασύρματη διασύνδεση. Οι ενσύρματες υπηρεσίες προσφέρουν ρυθμό μετάδοσης 1244Mbps, ενώ οι ασύρματες είναι στα 622Mbps. Μελετούνται κλασσικές ζώνες συχνοτήτων, όπως τα 2GHz, αλλά και φασματικές περιοχές που αποτελούν το επόμενο βήμα στις ασύρματες και προσωπικές επικοινωνίες, όπως είναι η περιοχή των 55GHz. Τέλος προτείνεται μια νέα τεχνική που ονομάζεται Optical Frequency Multiplication και ξεπερνά τα προβλήματα που εμφανίζονται λόγω προβλημάτων στη συνεκτικότητα των πηγών laser.

Η σχεδίαση του πομπού του κυκλώματος διαφέρει ανάλογα με τη βασική αρχή στην οποία βασίζεται η κάθε διάταξη. Το κομμάτι που αφορά στη δημιουργία της πληροφορίας, δηλαδή παράγει τα RF σήματα, είναι κοινό στις δύο περιπτώσεις, αλλά η μέθοδος διαμόρφωσης του οπτικού σήματος διαφέρει. Πάντα όμως πραγματοποιείται διαμόρφωση με υποφέρουσες (SubCarrier Multiplexing, SCM) του οπτικού σήματος, μια τεχνική που επιτρέπει τη μετάδοση πολλών διαφορετικών καναλιών πάνω από ένα οπτικό φέρον. Η σχεδίαση του δέκτη είναι κοινή στις δύο διατάξεις και βασίζεται είτε στην απ'ευθείας ανίχνευση (Direct Detection), για τα ενσύρματα κανάλια, είτε σε RHD (Remote Heterodyne Detection) για τα ασύρματα κανάλια.

Πραγματοποιούνται προσομοιώσεις και παρουσιάζονται τα αποτελέσματά τους, όπως στοιχεία σχετικά με τα λαμβανόμενα BER και διαγράμματα ματιού, σε διάφορα στάδια του κυκλώματος. Τέλος, σχολιάζονται διάφορα φαινόμενα που παρατηρήθηκαν και καταδεικνύεται η λειτουργία του κυκλώματος. 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

Radio over Fiber, Optical Frequency Multiplication, Remote Heterodyne Detection, Διαμόρφωση οπτικού με υποφέρουσες, Απ' ευθείας ανίχνευση, NRZ κωδικοποίηση, Διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης, ON – OFF διαμόρφωση, Διαμόρφωση κατά πλάτος.

ABSTRACT

In this thesis, a broadband access network that operates over optical fiber is developed and studied. The user is provided with three different services, over a single wavelength. A Radio over Fiber system is being developed, in a structure mainly centralized to the server. Both wired and wireless services are being transmitted, while the wireless signals provide a BitRate of 622Mbps and the wired ones, 1244 Mbps. Classic frequency bands for telecommunications, such as 2GHz, are being used, while other bands, which will be the frequency range of future wireless communications, are being studied, such as 55 Ghz. Finally, a new technique called Optical Frequency Multiplication is analysed and seems to overcome the problems that occur due to the lasers' loss of correlation.

The transmitter's design differs for the two formats, depending on the principles on which each circuit is being developed. The part that generates the RF signals is common, yet the modulation format is different, but still, in both cases, 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. The receiver's design is common for the two circuits. It depends on Direct Detection, for the wired channels and on RHD, for the wireless ones.

Simulations are being conducted and results are cited, such as the Bit Error Rates (BER) received and the eye diagrams, in various parts of the circuit. Lastly, various noticed phenomena are being studied and the circuit's operation is being proclaimed. The circuit's design, as well as the simulations are realized through the specialized simulation software VPI Transmission Maker 7.6.

Key Words

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

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΟΠΤΙΚΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΕΥΡΩΖΩΝΙΚΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ

1.1. Οπτικές ίνες	
1.2. Τεχνολογία Fiber to the X.....	
1.2.1. Fiber to the Home	
1.2.1.1. Πλεονεκτήματα του FTTH	
1.2.1.2. Μειονεκτήματα του FTTH	
1.3. Ασύρματες τηλεπικοινωνίες και ευρυζωνικότητα	
1.3.1. Σύγχρονη τοπολογία ευρυζωνικού δικτύου	
1.4. Radio over Fibre.....	
1.4.1. Πλεονεκτήματα της RoF	
1.4.2. Μειονεκτήματα της RoF	
1.4. Εφαρμογές της RoF	
1.5. Τεχνικές διαμόρφωσης οπτικών σημάτων με RF	
1.5.1. Intensity Modulation – Direct Detection	
1.5.1.1 Πλεονεκτήματα του IM-DD	
1.5.1.2 Μειονεκτήματα του IM-DD	
1.5.2 RHD Remote Heterodyne detection	
1.5.2.1 Πλεονεκτήματα του RHD	
1.5.2.2 Μειονεκτήματα του RHD	
1.6 Τεχνικές Πολυπλεξίας Οπτικών Σημάτων σε RoF2	
1.6.1 Sub-Carrier Multiplexing	
1.6.1.1 Πλεονεκτήματα της SCM	
1.6.1.2 Μειονεκτήματα της SCM	
1.6.2 Wavelength Division Multiplexing	
1.7 Optical Frequency Multiplication (OFM)	
1.7.1 Αρχές λειτουργίας OFM	
1.8 OFM σύστημα βασισμένο σε Mach Zehnder Interferometer	
1.9 Σκοπός της εργασίας	

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

2.1 Αρχιτεκτονική του κυκλώματος	
2.2 RF Generator	
2.3 Κωδικοποίηση NRZ	
2.4 Pseudo Random Binary Sequence	
2.5 Οπτικό μέρος του πομπού	
2.5.1 Οπτικοί διαμορφωτές	
2.5.2 Οπτικός πομπός	
2.6 SubCarrier Multiplexing	
2.7 Optical Multiplexer, Δεύτερο CW και μετάδοση	
2.8 Δέκτης	

- 2.8.1 Δέκτης FTTH
- 2.8.1.1 Direct Detection
- 2.8.2 Δέκτης για WLAN και WPAN
 - 2.8.2.1 Remote Heterodyne Detection
 - 2.8.2.2 Αποδιαμόρφωση AM – DSB σήματος
- 2.9 Φαινόμενα Διάδοσης

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ Radio over Fiber

- 3.1 VPI Transmission Maker
- 3.2 Διάταξη Προσομοίωσης
- 3.3 Πομπός Ηλεκτρικού Σήματος RF
 - 3.3.1. Διαγράμματα Πρώτης Παλμογεννήτριας
 - 3.3.1.2 Παλμοσειρά και φάσμα μετά το βαθυπερατό φίλτρο
 - 3.3.1.3 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον Πολλαπλασιαστή
 - 3.3.2 Παλμοσειρές και φάσματα των καναλιών 1 & 23.3.3 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον αθροιστή
- 3.4 Linearizer
- 3.5 Οπτικός Διαμορφωτής
- 3.6 Πομπός Οπτικού Σήματος
 - 3.6.1 Οπτικό σήμα των CW's
 - 3.6.2 Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή
 - 3.6.3 Οπτικό σήμα μετά τον 2X1 MUX
- 3.7 Κύκλωμα Δέκτη
 - 3.7.1 Δέκτης υπηρεσίας Fiber to the Home
 - 3.7.1.1 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο
 - 3.7.1.2 Σήμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο
 - 3.7.2 Δέκτης για Wi-Fi
 - 3.7.2.1 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο
 - 3.7.2.2 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή
 - 3.7.2.3 Σήμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
 - 3.7.3 Δέκτης για WPAN
 - 3.7.3.1 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο
 - 3.7.3.2 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή
 - 3.7.3.3 Σήμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- 3.8 Συμπεράσματα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΜΕΛΕΤΗ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ Radio over Fiber

- 4.1 Εισαγωγή
- 4.2 Διαδικασία Μετρήσεων Αξιολόγησης του Κυκλώματος
- 4.3 Θόρυβος Μετάδοσης και Πιθανότητα Λάθους – Ψηφιακές Επικοινωνίες
- 4.4 Κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις
- 4.5 Μετρήσεις των BER
- 4.6 Επίδραση του μήκους της ίνας στη φάση του σήματος εξόδου
- 4.7 Μετρήσεις για Channel 1

- 4.7.1 Διαγράμματα BER για το Channel 1
- 4.7.2 Συμπεράσματα για το πρώτο κανάλι
- 4.8 Μετρήσεις για Channel 2
 - 4.8.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm για το Channel 2
 - 4.8.2 Συμπεράσματα για το δεύτερο κανάλι
- 4.9 Μετρήσεις για Channel 3
 - 4.9.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm για το Channel 3
 - 4.9.2 Συμπεράσματα για το τρίτο κανάλι
- 4.10 Καταγραφή των διαγραμμάτων ματιού
 - 4.10.1 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1
 - 4.10.1.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του πρώτου καναλιού
 - 4.10.2 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2
 - 4.10.2.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του δεύτερου καναλιού
 - 4.10.3 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1
 - 4.10.3.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του τρίτου καναλιού

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

- 5.1 Διάταξη Προσομοίωσης
- 5.2 Πομπός Οπτικού Σήματος – Οπτικός Διαμορφωτής
 - 5.2.1 Παλμοσειρές και φάσματα μετά το βαθυπερατό φίλτρο
 - 5.2.1.1 Κανάλι 1.8GHz
 - 5.2.1.2 Κανάλι 13GHz
 - 5.2.1.3 Κανάλι 5GHz
 - 5.2.2 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον αθροιστή
 - 5.2.3 Οπτικός Διαμορφωτής
 - 5.2.3.1 Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή
 - 5.2.3.2 Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Interferometer
 - 5.2.3.3 Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Modulator
 - 5.2.3.4 Οπτικό φάσμα μετά το Ζωνοπερατό Φίλτρο
 - 5.2.3.5 Οπτικό φάσμα μετά το Bandstop Φίλτρο
- 5.3 Κύκλωμα Δέκτη
 - 5.3.1 Δέκτης για Wi-Fi
 - 5.3.1.1 Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο
 - 5.3.1.2 Σήμα και φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
 - 5.3.2 Δέκτης για WPAN
 - 5.3.2.1 Σήμα και φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
 - 5.3.3 Δέκτης για FTTH
 - 5.3.3.1 Σήμα και φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- 5.4 Συμπεράσματα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΜΕΛΕΤΗ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

- 6.1 Εισαγωγή

- 6.2 Κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις
- 6.3 Μετρήσεις των BER
 - 6.3.1 Μετρήσεις για Channel 1
 - 6.3.1.1 Διαγράμματα BER για το Channel 1
 - 6.3.1.2 Συμπεράσματα για το πρώτο κανάλι
 - 6.3.2 Μετρήσεις για το Channel 2
 - 6.3.2.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπίπτουσα ισχύ σε dBm για το Channel 2
 - 6.3.2.2 Συμπεράσματα για το δεύτερο κανάλι
 - 6.3.3 Μετρήσεις για το Channel 3
 - 6.3.3.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπίπτουσα ισχύ σε dBm για το Channel 3
 - 6.3.3.2 Συμπεράσματα για το τρίτο κανάλι
- 6.4 Καταγραφή των διαγραμμάτων ματιού
 - 6.4.1 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1
 - 6.4.1.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του πρώτου καναλιού
 - 6.4.2 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2
 - 6.4.2.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του δεύτερου καναλιού
 - 6.4.3 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1
 - 6.4.3.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του τρίτου καναλιού
- 6.5 Επίδραση διασποράς και σχετικά φαινόμενα
- 6.6 Πλεονεκτήματα OFM

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

EΙΚΟΝΕΣ

- Illustration 1: FTTx
- Illustration 2: AON vs PON
- Illustration 3: Overview of present and future wireless communication systems
- Illustration 4: Δομή ασυρμάτων δικτύων
- Illustration 5: The Radio over Fibre System Concept
- Illustration 6: 900 MHz Fibre-Radio System
- Illustration 7: Using in-building fibre infrastructure for integrated wired and wireless system applications
- Illustration 8: Σύνθεση SCM σήματος
- Illustration 9: Principle of operation: FM-IM conversion effect
- Illustration 10: Mach-Zender Interferometer
- Illustration 11: Δομή MZI
- Illustration 12: Απόκριση συχνότητας MZI φίλτρου σήματος
- Illustration 13: OFM σύστημα βασισμένο σε MZI
- Illustration 14: Γενική Δομή της Αρχιτεκτονικής
- Illustration 15: Αρχιτεκτονική Κυκλώματος
- Illustration 16: Αρχιτεκτονική RF πομπού
- Illustration 17: NRZ Κωδικοποίηση
- Illustration 18: φάσμα παλμού NRZ

- Illustration 19: PRBS
- Illustration 20: Οπτικός Πομπός
- Illustration 21: Optical Multiplexer, Δεύτερο CW και μετάδοση
- Illustration 22: Φάσμα single side band
- Illustration 23: Δομή Δέκτη
- Illustration 24: Δομή Δέκτη FTTH
- Illustration 25: Δομή Δέκτη WPAN/WLAN
- Illustration 26: Συνολικό Κύκλωμα
- Illustration 27: Transmitter
- Illustration 28: Παλμοσειρά πρώτου καναλιού
- Illustration 29: Φάσμα πρώτου καναλιού
- Illustration 30: Παλμοσειρά μετά το βαθυπερατό φίλτρο
- Illustration 31: Φάσμα μετά τον βαθυπερατό φίλτρο
- Illustration 32: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή
- Illustration 33: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή
- Illustration 34: Παλμοσειρά καναλιού 2
- Illustration 35: Φάσμα καναλιού 2
- Illustration 36: Παλμοσειρά καναλιού 3
- Illustration 37: Φάσμα καναλιού 3
- Illustration 38: Παλμοσειρά μετά τον αθροιστή
- Illustration 39: Φάσμα μετά τον αθροιστή
- Illustration 40: Παλμοσειρά μετά τον Linearizer
- Illustration 41: Συνδεσμολογία οπτικού πομπού
- Illustration 42: CW στα 193.1THz
- Illustration 43: Φάσμα CW στα 193.1THz
- Illustration 44: CW στα 193.155THz
- Illustration 45: Φάσμα CW στα 193.155THz
- Illustration 46: Σήμα εξόδου του οπτικού διαμορφωτή
- Illustration 47: Φάσμα σήματος εξόδου του οπτικού διαμορφωτή
- Illustration 48: Σήμα μετά τον 2X1 MUX
- Illustration 49: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX
- Illustration 50: Κυκλωμα Δέκτη
- Illustration 51: Splitter 1xN
- Illustration 52: Δέκτης FTTH
- Illustration 53: Παλμοσειρά μετά την φωτοδίοδο
- Illustration 54: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο
- Illustration 55: Παλμοσειρά μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο
- Illustration 56: Φάσμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο
- Illustration 57: Δέκτης WLAN
- Illustration 58: Παλμοσειρά μετά τη φωτοδίοδο
- Illustration 59: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο
- Illustration 60: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή
- Illustration 61: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 62: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 63: Δέκτης WPAN
- Illustration 64: Σήμα μετά τη φωτοδίοδο
- Illustration 65: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο
- Illustration 66: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή
- Illustration 67: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 68: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

- Illustration 69: Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των Back - to - Back μετρήσεων
- Illustration 70: Κύκλωμα λήψης μετρήσεων στο δέκτη, για BER και για διαγράμματα ματιού
- Illustration 71: Eye Diagram B2B
- Illustration 72: Eye Diagram Receiver – no Fibre
- Illustration 73: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre
- Illustration 74: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre
- Illustration 75: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre
- Illustration 76: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre
- Illustration 77: Eye Diagram B2B
- Illustration 78: Eye Diagram Receiver – no Fiber
- Illustration 79: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre
- Illustration 80: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre
- Illustration 81: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre
- Illustration 82: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre
- Illustration 83: Eye Diagram B2B
- Illustration 84: Eye Diagram Receiver – no Fiber
- Illustration 85: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre
- Illustration 86: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre
- Illustration 87: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre
- Illustration 88: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre
- Illustration 89: Συνολικό Κύκλωμα
- Illustration 90: OFM Transmitter
- Illustration 91: RF Generator
- Illustration 92: Φάσμα πρώτου καναλιού
- Illustration 93: Παλμοσειρά πρώτου καναλιού
- Illustration 94: Φάσμα καναλιού 2
- Illustration 95: Παλμοσειρά καναλιού 2
- Illustration 96: Φάσμα καναλιού 3
- Illustration 97: Παλμοσειρά καναλιού 3
- Illustration 98: Φάσμα μετά τον αθροιστή
- Illustration 99: Οπτικός Διαμορφωτής
- Illustration 100: Module του VPI για MZI
- Illustration 101: Εσωτερική δομή του Mach Zender Interferometer
- Illustration 102: Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή
- Illustration 103: Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Interferometer
- Illustration 104: Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Modulator
- Illustration 105: Οπτικό φάσμα μετά το Ζωνοπερατό Φίλτρο
- Illustration 106: Οπτικό φάσμα μετά το Bandstop Φίλτρο
- Illustration 107: Κυκλωμα Δέκτη
- Illustration 108: Δέκτης WLAN
- Illustration 109: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο
- Illustration 110: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 111: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 112: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 113: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 114: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο
- Illustration 115: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

- Illustration 116: Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των Back - to - Back μετρήσεων
- Illustration 117: Κύκλωμα λήψης μετρήσεων στο δέκτη, για BER και για διαγράμματα ματιού
- Illustration 118: Eye Diagram B2B
- Illustration 119: Eye Diagram Receiver – no Fibre
- Illustration 120: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre
- Illustration 121: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre
- Illustration 122: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre
- Illustration 123: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre
- Illustration 124: Eye Diagram B2B
- Illustration 125: Eye Diagram Receiver – no Fibre
- Illustration 126: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre
- Illustration 127: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre
- Illustration 128: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre
- Illustration 129: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre
- Illustration 130: Eye Diagram B2B
- Illustration 131: Eye Diagram Receiver – no Fibre
- Illustration 132: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre
- Illustration 133: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre
- Illustration 134: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre
- Illustration 135: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre
- Illustration 136: Διάταξη δέκτη για μελέτη επίδρασης διασποράς
- Illustration 137: Φάσμα στο δέκτη με επίδραση διασποράς
- Illustration 138: Φάσμα στο δέκτη χωρίς επίδραση διασποράς
- Illustration 139: Παλμοσειρά από RoF γύρω από τα 193.070GHz
- Illustration 140: Παλμοσειρά από RoF γύρω από τα 193.130GHz
- Illustration 141: Διάταξη δέκτη για μελέτη επίδρασης διασποράς πριν την αποδιαμόρφωση του RF σήματος
- Illustration 142: Παλμός γύρω από τον carrier στα 193.070THz
- Illustration 143: Παλμός γύρω από τον carrier στα 193.130THz
- Illustration 144: Μετρήσεις ισχύος για μελέτη διασποράς μέχρι και 25km ίνας

ΠΙΝΑΚΕΣ

Table 1: Σύγκριση οπτικής ίνας και συμβατικών κυματοδηγών

Table 2: Evolution of the WLAN standards

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΟΠΤΙΚΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΕΥΡΩΖΩΝΙΚΕΣ ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ

1.1 Οπτικές Ίνες

Η ανάπτυξη οπτικών ινών που έχουν την ικανότητα να κυματοδηγούν ηλεκτρομαγνητικά-οπτικά λύματα έχει επιφέρει επαναστατικές αλλαγές στον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Οι εξαιρετικές ιδιότητες μετάδοσης συχνοτήτων 10^{14} Hz δίνουν τη δυνατότητα μετάδοσης ποσότητας πληροφοριών ιδιαίτερα μεγαλύτερης, σε σχέση με τις συμβατικές τηλεπικοινωνίες, όπως δείχνει το σχήμα. Η δυνατότητα μετάδοσης ψηφιακών εικόνων υψηλής ευκρίνειας με κίνηση, ψηφιακής φωνής και παροχής άλλων υπηρεσιών από τους τηλεπικοινωνιακούς οργανισμούς προς τους συνδρομητές γίνεται δυνατή, σε μεγάλο βαθμό, λόγω της αξιοποίησης των οπτικών ινών στην πράξη.

Κυματοδηγός		Ομοαξονική γραμμή (RG 58/u)	Ορθογώνιος μεταλλικός Κυματοδηγός WR-90
Παράγοντες σύγκρισης	Οπτική ίνα		
1. Συχνότητα λειτουργίας	300 THz	1 GHz	9 GHz
2. Απόσβεση	0,0003 db/m	1 dB/m	0,18 db/m
3. Διατιθέμενο εύρος ζώνης συχνότητας	1 GHz/km για ίνα με πολλαπλούς ρυθμούς. 50 GHz για ίνα με ένα ρυθμό	100 MHz	500 MHz
4. Ευκολία κατασκευής	8	5	3
5. Αντοχή σε παρεμβολές	10	3	8
6. Μηχανική και χημική αντοχή	6	6	8
7. Ευκολία χρήσης	9	8	2

Table 1: Σύγκριση οπτικής ίνας και συμβατικών κυματοδηγών

1.2 Τεχνολογία Fiber to the X

Ο γενικός όρος Fiber to the x (Οπτική μέχρι το x) ή FTTx περιγράφει κάθε αρχιτεκτονική δικτύου που χρησιμοποιεί οπτικές ίνες για να αντικαταστήσει ολόκληρο ή μέρος του τοπικού βρόχου που χρησιμοποιείται για την παροχή τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών.

Οι τέσσερις τεχνολογίες που ανήκουν στην οικογένεια FTTx είναι οι εξής:

- Fiber to the Node ή Fiber to the Neighborhood (FTTN) ή Fiber to the Cabinet (FTTCab)
- Fiber to the Curb (FTTC)
- Fiber to the Building (FTTB)
- Fiber to the Home (FTTH)

Στην πράξη η διαφορά ανάμεσα στο FTTN και το FTTC είναι μικρή, και συχνά το δεύτερο θεωρείται υποκατηγορία του πρώτου.

Χρησιμοποιείται επίσης ο όρος Fiber to the Premises (FTTP), για τον οποίο όμως υπάρχουν αντικρουόμενοι ορισμοί. Κάποιοι ταυτίζουν το FTTP με το FTTB, άλλοι το ταυτίζουν με το FTTH, και άλλοι το θεωρούν γενικότερο όρο που περιλαμβάνει και το FTTB και το FTTH.

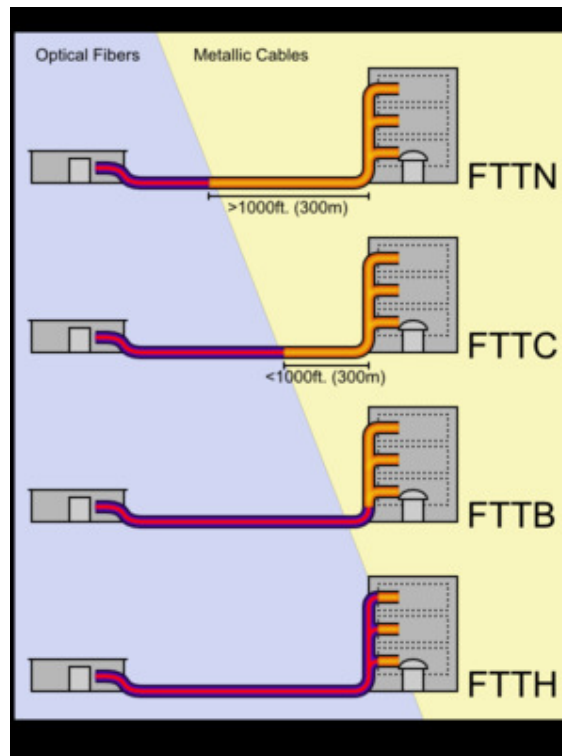


Illustration 1: FTTx

Η εικόνα δείχνει πώς διαφέρουν οι τεχνολογίες FTTx ανάλογα με την απόσταση από τον τελικό χρήστη στην οποία φτάνει η οπτική ίνα.

1.2.1 Fiber to the Home

Το Fiber to the Home (Οπτική μέχρι την Κατοικία) ή FTTH είναι μια FTTx τεχνολογία (δηλαδή μια αρχιτεκτονική σύνδεσης σε δίκτυο Οπτικών Ινών), στην οποία, η οπτική ίνα φτάνει μέχρι το χώρο (κατοικίας ή εργασίας) του τελικού χρήστη.

Το FTTH έρχεται έτσι σε αντίθεση με μεθόδους όπως οι Fiber to the Building (FTTB), Fiber to the Node (FTTN), Fiber to the Curb (FTTC), ή Hybrid Fibre-Coaxial (HFC), στις οποίες χρησιμοποιείται κάποιο παραδοσιακό φυσικό μέσο (όπως χάλκινα ή ομοαξονικά καλώδια) για το Τελευταίο Μίλι.

Το FTTH, λόγω του ότι χρησιμοποιεί 100% οπτικές ίνες, μπορεί να πετύχει πάρα πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η πιλοτική υπηρεσία που διέθεσε η France Telecom στη Γαλλία στα μέσα του 2006, και η οποία παρείχε πρόσβαση στο Internet με ταχύτητα 2,5/1,2 Gbps.

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:

Direct fiber

Ο πιο απλός τρόπος για οπτική επικοινωνία σε ένα δίκτυο, είναι με απ' ευθείας ίνα. Ουσιαστικά, κάθε ίνα φεύγει από τον κεντρικό σταθμό και καταλήγει σε ένα μοναδικό πελάτη, προσφέροντας έτσι εξαιρετικά υψηλό εύρος ζώνης. Ωστόσο, μια τέτοια προσέγγιση είναι 10% πιο δαπανηρή, λόγω της ποσότητας της ίνας και του απαραίτητου εξοπλισμού στο κεντρικό σταθμό.

Shared fiber

Πρόκειται για παρόμοια τοπολογία, μόνο που, εδώ, η ίνα που ξεκινά από το κεντρικό σταθμό καταλήγει σε περισσότερους χρήστες. Η διακλάδωση γίνεται σχετικά κοντά στην τοποθεσία των χρηστών. Υπάρχουν δύο αρχιτεκτονικές που το πετυχαίνουν αυτό, τα Active Optical Networks (AON) και τα Passive Optical Networks (PON).

Active Optical Networks

Τα AON δίκτυα βασίζονται σε ηλεκτρικά στοιχεία για να επιτύχουν μετάδοση, όπως σε πολυπλέκτες, switches και δρομολογητές. Κάθε σήμα που φεύγει από τον κεντρικό σταθμό προορίζεται για ένα μόνο πελάτη. Στην άνω ζεύξη, οι συγκρούσεις στη διακλάδωση αποφεύγονται με χρήση buffering.

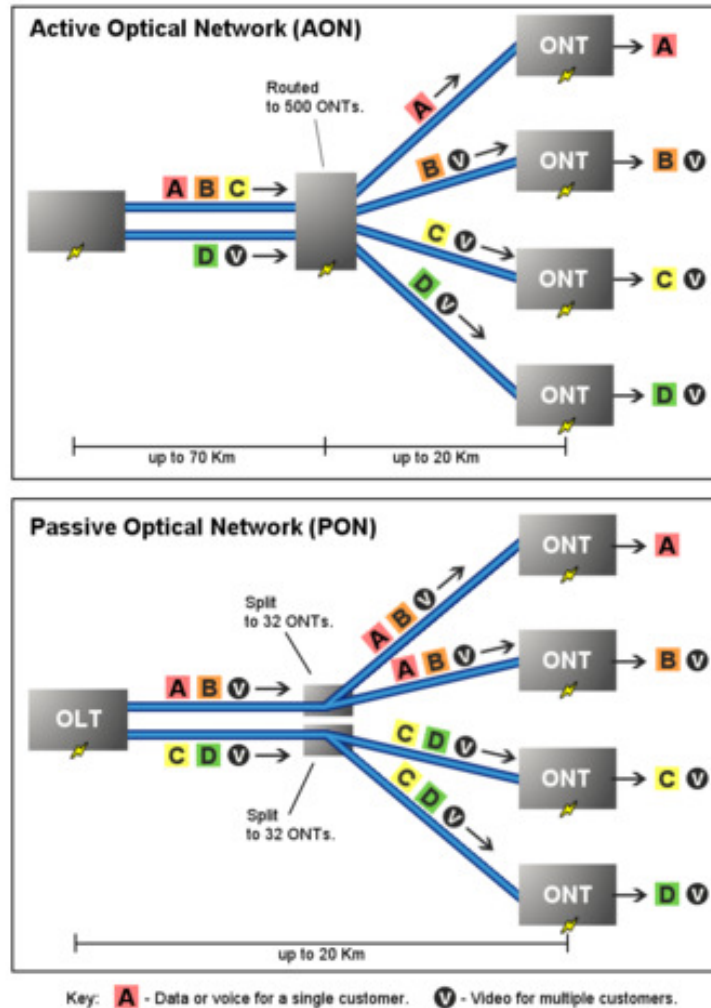


Illustration 3: AON vs PON

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. Μια αρχιτεκτονική PON έχει μειωμένες ανάγκες σε ποσότητα ίνας και σε εξοπλισμό κεντρικού σταθμού, σε σχέση με λοιπές point to point τεχνολογίες.

Στην κάτω ζεύξη, το σήμα από το BS φτάνει στους χρήστες μέσω μίας ίνας, γιατί και χρησιμοποιείται encryption στη μετάδοση, ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα υποκλοπής. Τέλος, στην άνω ζεύξη χρησιμοποιείται το κάποιο πρωτόκολλο πολλαπλής πρόσβασης, όπως πχ TDMA (Time Division Multiple Access)

1.2.1.1 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 τοποθέτηση 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.

1.2.1.2 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 Ασύρματες Τηλεπικοινωνίες και Ευρυζωνικότητα

Την τελευταία δεκαετία έχει παρουσιαστεί εντυπωσιακή αύξηση της ζήτησης για εύρος ζώνης για ασύρματες επικοινωνίες, τόσο για τηλεφωνία, όσο και για internet.

Όσον αφορά την τηλεφωνία, η θεαματικότερη αύξηση των χρηστών κινητών τηλεπικοινωνιών, τα τελευταία χρόνια, γίνεται αμέσως αντιληπτή από το γεγονός ότι, το 2002, ο αριθμός των χρηστών κινητής τηλεφωνίας ξεπέρασε το πλήθος των παραδοσιακών τηλεφωνικών γραμμών, όπως διαφαίνεται στο σχήμα.



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 2: Evolution of the WLAN standards

Εκτός από το πεδίο των κινητών τηλεφώνων, θεαματική αύξηση υπάρχει και στις ανάγκες για ασύρματο internet, με την εμφάνιση των WLANs (Wireless Local Area Networks).

Καθώς εξελίχθηκε η τεχνολογία των ασύρματων επικοινωνιών, νέοι τρόποι διαμόρφωσης και νέα πρωτόκολλα χρησιμοποιήθηκαν προκειμένου να εξασφαλίσουν μεγαλύτερες ταχύτητες με παράλληλη ευρύτερη ραδιοκάλυψη.

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.

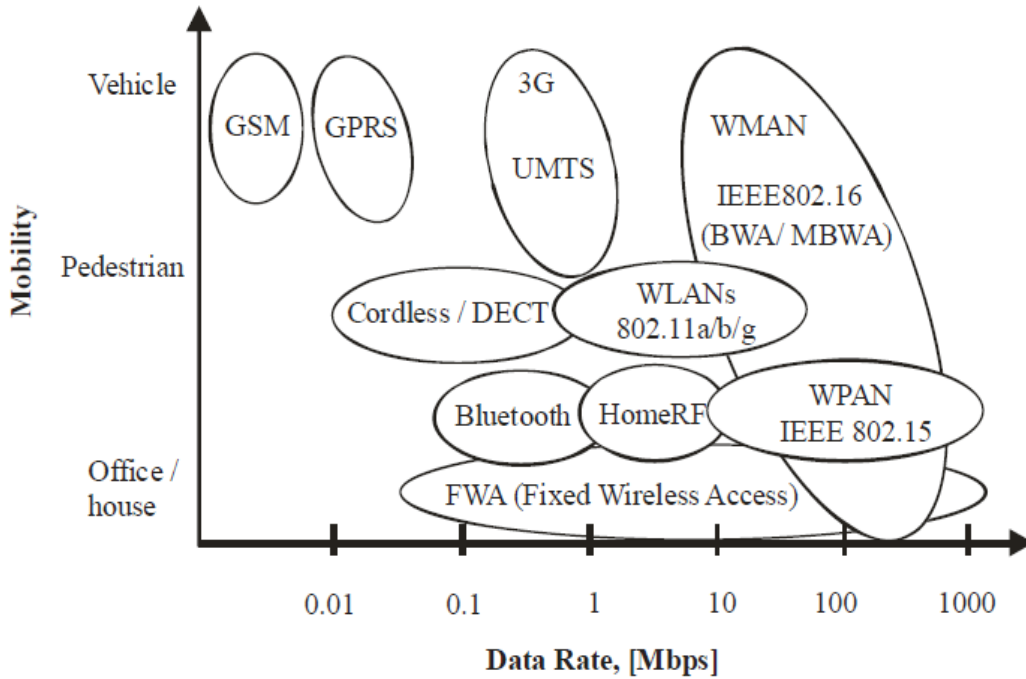


Illustration 3: Overview of present and future wireless communication systems

Αξίζει να σημειωθεί, εδώ, πως, παράλληλα με το εύρος ζώνης που προσφέρουν οι διάφορες τεχνολογίες, πολύ σημαντική παράμετρος για τις κινητές τηλεπικοινωνίες είναι και η κάλυψη της ζεύξης.

Γενικά, υπάρχει trade off μεταξύ κάλυψης και χωρητικότητας μιας ζεύξης. Όπως φαίνεται στο σχήμα, τεχνολογίες όπως το WPan, που λειτουργούν σε πολύ υψηλές συχνότητες, παρέχουν μικρό πεδίο κάλυψης, της τάξης λίγων μέτρων, ενώ οι ρυθμοί μετάδοσης κινούνται σε πολύ υψηλό επίπεδο (δεκάδες Mbps). Αντίθετα, σε ένα κυψελωτό σύστημα GSM (2G/3G), οι κυψέλες εκτείνονται σε χιλιόμετρα, ενώ η χαμηλή συχνότητα λειτουργίας, περιορίζει την ταχύτητα της ζεύξης σε λιγότερο από 2Mbps. Ωστόσο, αξίζει να σημειωθεί πως, ένας τρόπος άλλος για να αυξηθεί η χωρητικότητα ενός δικτύου είναι η μείωση του μεγέθους των κυψελών με σκοπό να αξιοποιηθεί η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων.

1.3.1 Σύγχρονη τοπολογία ευρυζωνικού δικτύου

Μια σύγχρονη τοπολογία ενός ευρυζωνικού δικτύου κινητών τηλεπικοινωνιών φαίνεται στο σχήμα.

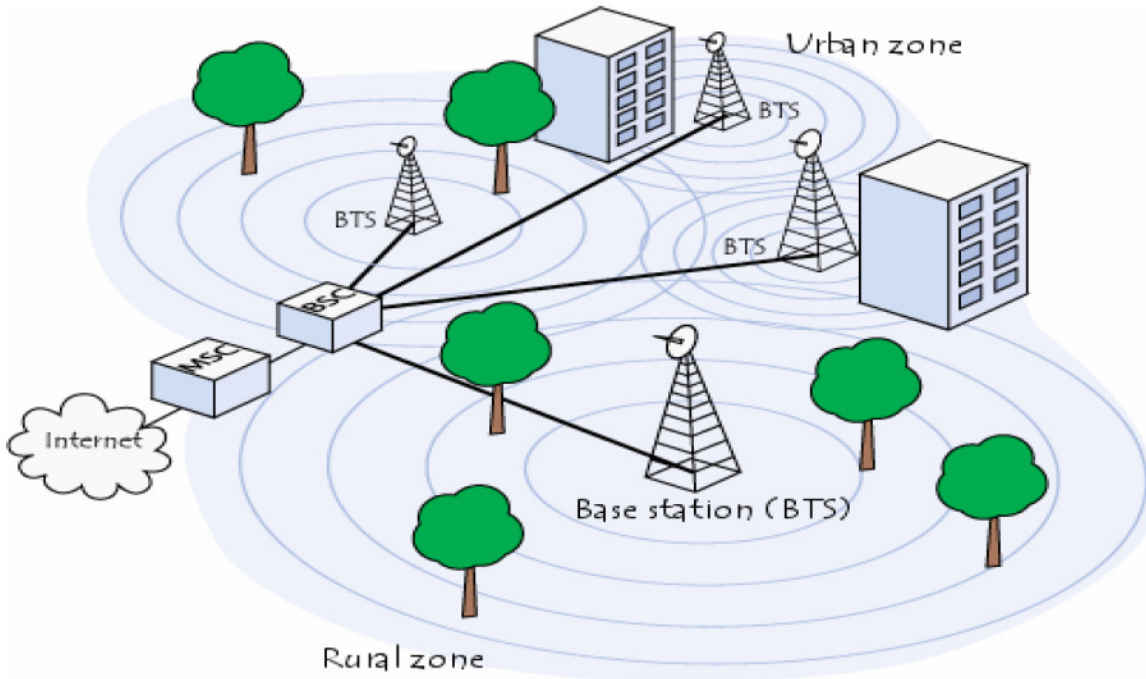


Illustration 4: Δομή ασυρμάτων δικτύων

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.

1.4 Radio-over-Fibre

Η τεχνολογία RoF προϋποθέτει τη χρήση οπτικών ινών για τη μετάδοση RF σημάτων από ένα κεντρικό σταθμό στα RAUs (Remote Antenna Units). Στα παραδοσιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα στενής ζώνης και τα WLANs, οι λειτουργίες επεξεργασίας των σημάτων, όπως η διαμόρφωση, η πολυπλεξία και το up-conversion της συχνότητας, πραγματοποιούνται στα BSs και αμέσως τροφοδοτούνται στην κεραία. Αντίθετα, το RoF δίνει τη δυνατότητα επεξεργασίας όλων των σημάτων, σε ένα κεντρικό σημείο, το λεγόμενο headend. Για τη μετάδοση των RF σημάτων στα RAUs, χρησιμοποιούνται οπτικές ίνες, οι οποίες προσφέρουν χαμηλή εξασθένιση του σήματος, της τάξης των 0.3 dB/km για μήκος κύματος 1550nm και 0.5dB/km για 1310nm, κατά τη διάδοσή του, όπως φαίνεται στο σχήμα.

Συνεπώς, τα RAUs είναι ιδιαίτερα απλοποιημένα, αφού η λειτουργικές τους απαιτήσεις περιορίζονται στη μετατροπή από οπτικό σε ηλεκτρικό (O/E conversion) και στην ενίσχυση των σημάτων.

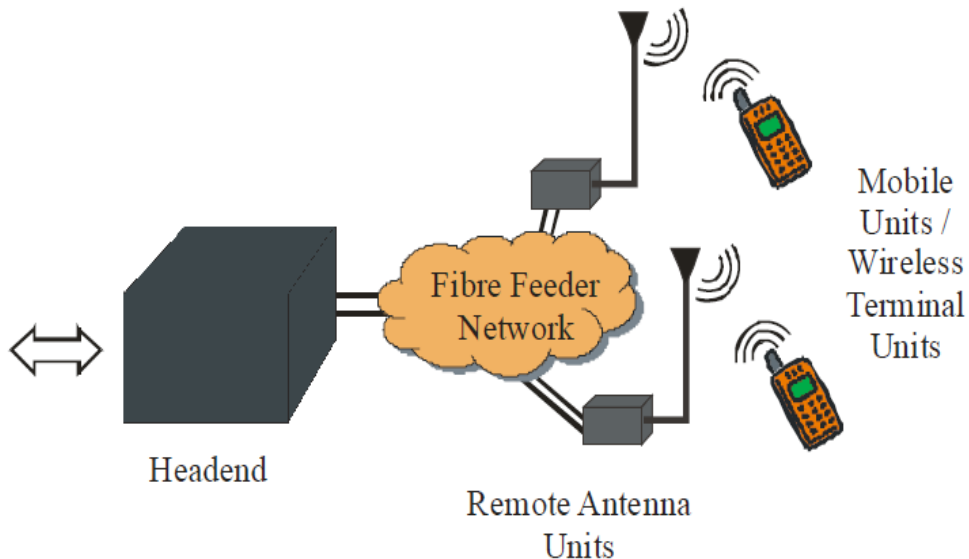


Illustration 5: The Radio over Fibre System Concept

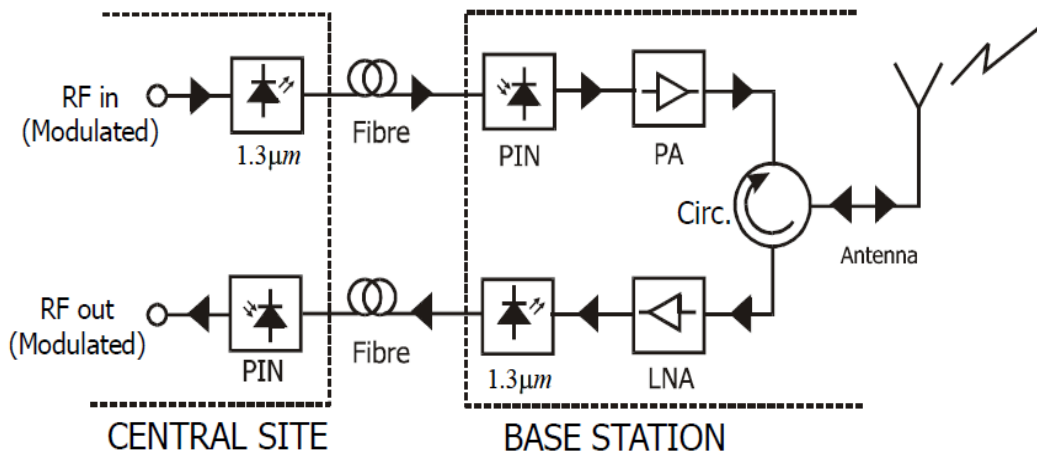


Illustration 6: 900 MHz Fibre-Radio System

Σύμφωνα με το σχήμα, το RF σήμα οδηγεί (διαμορφώνει) απευθείας το laser στην πλευρά του headend και στη συνέχεια μεταδίδεται στο μήκος της ίνας, μέχρι το RAU, όπου και ανακτάται, στην αρχική του μορφή, μέσω DD (direct detection) στη φωτοδίοδο PIN. Το σήμα στη συνέχεια ενισχύεται και εκπέμπεται από την κεραία. Η άνω ζεύξη (uplink) πραγματοποιείται με παρόμοιο τρόπο. Η μέθοδος που περιγράφεται εδώ ονομάζεται 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 ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης και αποτελεί και τον κύριο άξονα της παρούσας εργασίας.

1.4.1 Πλεονεκτήματα του RoF

1) Χαμηλές απώλειες

Η διάδοση υψίσυχων μικροκυματικών σημάτων, είτε στον ελεύθερο χώρο, είτε μέσω γραμμών μεταφοράς, είναι προβληματική και ακριβή στην υλοποίηση.

Συγκεκριμένα, στον αέρα οι απώλειες ελευθέρου χώρου 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.

Λύση εναλλακτική, στο πρόβλημα αυτό μπορεί να αποτελέσει η μετάδοση baseband ή IF σημάτων από το Headend στο BS, όπου και ο πολλαπλασιασμός τους με τοπικό ταλαντωτή υψηλής συχνότητας θα διαμορφώσει τα ζητούμενα σήματα σε μικροκυματικές συχνότητες. 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 25 για συχνότητες μεγαλύτερες των 5GHz.

2) Υψηλό εύρος ζώνης.

Βασικό χαρακτηριστικό των οπτικών ινών είναι το τεράστιο εύρος ζώνης που προσφέρουν. Η μετάδοση μπορεί να γίνει στα τρία “παράθυρα” των 850nm, 1310nm και 1550nm μήκους κύματος. Για μια SMF ίνα, ο συνδυασμός των τριών “παραθύρων” δίνει το εντυπωσιακά μεγάλο εύρος ζώνης των 50THz. Ωστόσο, η τεχνολογία σήμερα μας επιτρέπει να αξιοποιήσουμε μόνο ένα μέρος αυτού του εύρους, της τάξης των 1.6THz. Η έρευνα κινείται συνεχώς προς 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)

Αξίζει να σημειωθεί πως το μεγάλο εύρος ζώνης δίνει τη δυνατότητα επεξεργασίας σήματος σε πολύ υψηλές ταχύτητες, γεγονός 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. Η επεξεργασία στο οπτικό μπορεί να γίνει με ακόμη 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.

Η ανάγκη σύνδεσης των οπτικών ινών με ηλεκτρονικά συστήματα, οδηγεί σε στενωπό της συνολικής διάταξης, η οποία εμφανίζεται στα σημεία σύνδεσης των ινών με τα ηλεκτρικά στοιχεία. Το πρόβλημα αυτό αναφέρεται στη βιβλιογραφία με τον όρο “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.

3) Προστασία από ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή

Στις οπτικές ίνες, τα σήματα μεταδίδονται σε μορφή φωτός, γεγονός που τις καθιστά απαθής σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Η ιδιότητα αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική και για αυτό οδηγεί στη χρήση ινών, ακόμα και σε περιπτώσεις κοντινών συνδέσεων, εφόσον πρόκειται για μετάδοση υψίσυχνων σημάτων. Τέλος, άμεση συνέπεια αποτελεί και η προστασία από υποκλοπή και άλλες κακόβουλες ενέργειες.

4) BSs χαμηλού κόστους

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η τεχνολογία RoF απαιτεί εξαιρετικά απλοποιημένα BSs, 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, γεγονός που συντελεί στη μείωση, τόσο του κόστους εγκατάστασης, όσο και αυτού της συντήρησης.

5) Χαμηλή κατανάλωση ενέργειας

Αυτό αποτελεί άμεση συνέπεια της παραπάνω απλοποιημένης υλοποίησης, καθώς το BS μπορεί να καταναλώνει ελάχιστη ενέργεια. Αξίζει να σημειωθεί πως σε κάποιες περιπτώσεις τα BSs είναι δυνατόν να λειτουργούν ακόμα και σε παθητική κατάσταση, δηλαδή χωρίς να καταναλώνουν καθόλου ενέργεια.

6) Δυναμική εκχώρηση πόρων δικτύου

Εφόσον οι βασικές λειτουργίες είναι συγκεντρωμένες στον κεντρικό σταθμό, είναι εύκολο να γίνει η διαχείριση των πόρων του δικτύου κατά τον επιθυμητό τρόπο. Για παράδειγμα, σε ένα σύστημα κινητών τηλεπικοινωνιών, είναι χρήσιμο να μπορούμε να εκχωρούμε τους πόρους δυναμικά, τόσο στο χρόνο, όπως τις ώρες αιχμής, όσο και στο χώρο, όπως σε πολυσύχναστες τοποθεσίες, όπου εμφανίζεται τέτοια ανάγκη. Με το RoF αλλά και με αξιοποίηση των δυνατοτήτων του WDM, κάτι τέτοιο μπορεί να γίνει ποιο εύκολα εφικτό.

1.4.2 Μειονεκτήματα του RoF

Η τεχνολογία RoF προϋποθέτει αναλογική διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση του φωτός, χαρακτηριστικά που συνθέτουν ένα αναλογικό σύστημα μετάδοσης. Τα προβλήματα, λοιπόν, που υπάρχουν στα αναλογικά συστήματα εμφανίζονται και στην περίπτωσή μας. 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. Η SMF (single mode fibre) ίνα παρουσιάζει κυρίως χρωματική διασπορά και μπορεί να επηρεάσει το μέγιστο μήκος μετάδοσης και να εισάγει διαφορά φάσης στο σήμα, ενώ από την άλλη

η MMF (Multi-Mode Fibre) παρουσιάζει κυρίως διασπορά λόγω των διαφορετικών ρυθμών κυματοδότησης και επίσης περιορίζει σημαντικά τις δυνατότητες του καναλιού, σε εύρος και απόσταση διάδοσης.

Τέλος, 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

Η τεχνολογία RoF είναι ιδανική για τηλεπικοινωνίες εσωτερικών χώρων, είτε για να εξυπηρετήσει κινητά τερματικά, είτε για μεταφορά δεδομένων (π.χ. WLAN), όπως φαίνεται και στο σχήμα.

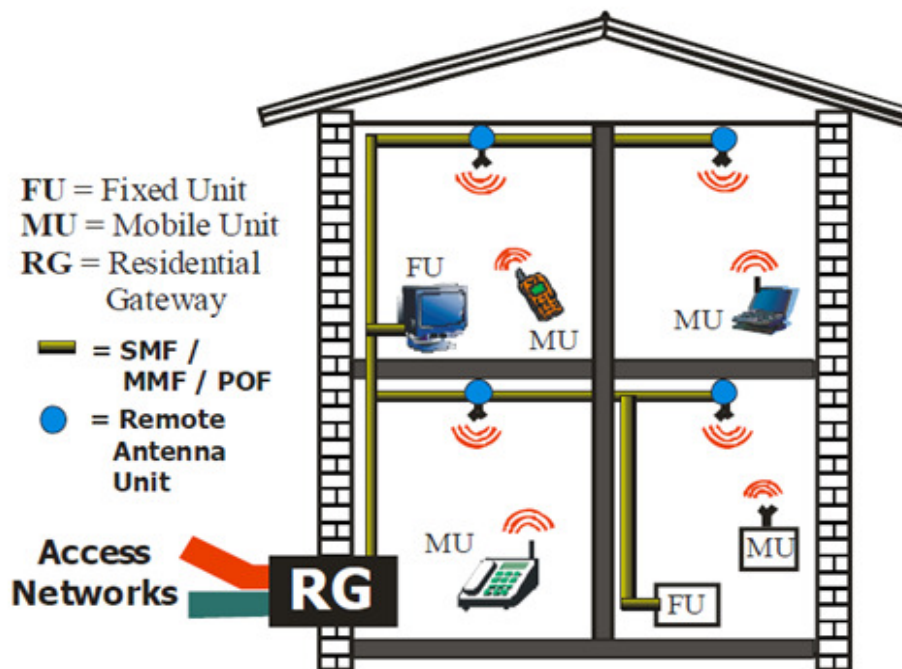


Illustration 7: Using in-building fibre infrastructure for integrated wired and wireless system applications

Στην περίπτωση των υψίσυχνων εφαρμογών, όπως το WPAN, όπου η ακτίνα των κυψελών θα είναι κάτω από 10 μέτρα, το RoF ίσως αποτελεί και τον μοναδικό τρόπο υλοποίησης. Για μετάδοση σε 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 OFDMδιαμόρφωσης.

Ένας άλλος τομέας, στον οποίο βρίσκει εφαρμογή η εν λόγω τεχνολογία, εντοπίζεται 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.

1.5 Τεχνικές Διαμόρφωσης Οπτικών Σημάτων με RF

Υπάρχουν διάφορες τεχνικές για τη διαμόρφωση και τη μετάδοση μικροκυματικών σημάτων σε ίνα, οι οποίες χωρίζονται περαιτέρω σε διάφορες κατηγορίες.

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

Προκύπτουν τρεις βασικές κατηγορίες:

- RFoF (RF – over Fibre)
- IFoF (IF – over Fibre)
- BFoF (BF – over Fibre)

Η τεχνολογία RFoF αναφέρεται, ουσιαστικά, στη μετάδοση του RF σήματος στην πραγματική συχνότητα εκπομπής του από την κεραία.

Στις άλλες δύο περιπτώσεις, το επιθυμητό μικροκυματικό σήμα διαμορφώνεται στην πλευρά του RAU, από τοπικό ταλαντωτή υψηλής συχνότητας, ο οποίος είτε παρέχεται στο RAU, είτε μεταδίδεται από τον πομπό στο RAU. Συνεπώς, ανάλογα με τη μέθοδο μετάδοσης που εφαρμόζεται, τα RAUs εμφανίζονται είτε πολύπλοκα, είτε απλοποιημένα, αντίστοιχα.

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

Επίσης, οι τεχνολογίες RoF, μπορούν να κατηγοριοποιηθούν περαιτέρω, βάσει της τεχνικής διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης του φωτός που χρησιμοποιείται. Εδώ διακρίνουμε τρεις βασικές κατηγορίες, που αναφέρονται στις τεχνικές IM-DD (Intensity Modulation – Direct Detection), RHD (Remote Heterodyne Detection) και harmonic up-conversion τεχνικές. Εμείς θα αναλύσουμε εκτενώς τις πρώτες δύο.

Το RHD χρησιμοποιείται σε συστήματα που δεν υπάρχει τοπικός ταλαντωτής στο RAU, οπότε και αξιοποιούνται οι αρχές της ετερόδυνης 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.

Τα RoF συστήματα βασίζονται στο IM-DD.

1.5.1 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 σήμα 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.

Και στις δύο περιπτώσεις ,το διαμορφωμένο σήμα είναι, ουσιαστικά, το προς μετάδοση RF σήμα, το οποίο ,φυσικά, 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 δέκτη, το φως προσπίπτει απευθείας 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 δίοδου - 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 αποσταλεί.

1.5.1.1 Πλεονεκτήματα του IM-DD

Βασικό προτέρημα της εν λόγω τεχνικής αποτελεί, φυσικά, η απλότητά της. Επιπρόθετα, με χρήση ίνας με χαμηλή διασπορά, σε συνδυασμό με ένα γραμμικοποιημένο εξωτερικό διαμορφωτή, το σύστημα γίνεται γραμμικό και λειτουργεί, απλά, ως ενισχυτής η εξασθενιτής, οπότε και γίνεται “διαφανές”, σε ότι αφορά την τεχνική διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί. Ένα τέτοιο σύστημα απαιτεί μικρή ή και καθόλου αναβάθμιση σε περιπτώσεις αλλαγής τρόπου διαμόρφωσης.)

Επίσης, σε τέτοια συστήματα, μπορεί να εφαρμοσθεί η τεχνική SCM (Sub-Carrier Multiplexing). Τέλος, 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 αντιθέσει με τις δυνατότητες οδήγησης ενός laser).

1.5.1.2 Μειονεκτήματα του IM-DD

Βασικό μειονέκτημα της τεχνικής αυτής αποτελεί η δυσκολία της εφαρμογής της για σήματα της τάξεως των mm. Το πρόβλημα προκύπτει διότι για να δημιουργηθούν τόσο υψίσυχνα σήματα πρέπει και το RF σήμα που θα τροφοδοτηθεί στην ίνα να είναι επίσης μεγάλης συχνότητας, γεγονός που, στην περίπτωση του IM-DD, είναι αδύνατο λόγω του περιορισμένου εύρους και της μη γραμμικότητας του laser. Ωστόσο, με χρήση MZM, ο οποίος μπορεί να αποκριθεί σε υψηλές συχνότητες, το πρόβλημα μπορεί να ξεπεραστεί, όμως και πάλι απαιτείται υψηλή τάση οδήγησης του modulator, γεγονός που σημαίνει αυξημένο κόστος για το κύκλωμα οδήγησης.

Ένα δεύτερο, βασικό μειονέκτημα εντοπίζεται στο γεγονός ότι, η μετάδοση RFoF είναι ευαίσθητη στα φαινόμενα χρωματικής διασποράς. Αν χρησιμοποιηθεί DSB (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 τη χρήση ενός dual drive modulator, ή απλά με φιλτράρισμα της μιας πλευρικής ζώνης, αυξάνοντας, όμως, παράλληλα και την πολυπλοκότητα του πομπού.

1.5.2 RHD Remote Heterodyne Detection

Οι περισσότερες RoF τεχνικές βασίζονται στην αρχή του coherent mixing σε φωτοδίοδο, για τη δημιουργία RF σημάτων και αναφέρονται στη βιβλιογραφία ως Remote Heterodyne Detection τεχνικές. Η φωτοδίοδος, εδώ, έχει διπλή χρήση. Εκτός της μετατροπής από οπτικό σε ηλεκτρικό, λειτουργεί, ουσιαστικά και ως mixer, καθιστώντας τη φωτοδίοδο ως ένα συστατικό «κλειδί» για RoF συστήματα που βασίζονται στο RHD.

Η τεχνική αυτή, κατά την οποία γίνεται μίξη δύο μικροκυματικών σημάτων τα οποία “χτυπάνε” στον δέκτη, βρίσκεται και σε άλλες εφαρμογές, με ποιό γνωστή 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.

Στην περίπτωση του heterodyne με RF σήματα 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. Άλλωστε, η παραγωγή ενός οπτικού σήματος, το οποίο είναι συνεκτικό με κάποιο άλλο, αλλά δεν έχουν την ίδια πηγή, είναι πολύ δύσκολη έως αδύνατη.

1.5.2.1 Πλεονεκτήματα του RHD

Με τη χρήση του RHD, μπορούν να επιτευχθούν πολύ υψηλές συχνότητες, με μόνη στενωπό το εύρος ζώνης(BW) της φωτοδίοδου. Επίσης, εξασφαλίζεται, μεγαλύτερη λαμβανόμενη ισχύ και βελτιωμένος λόγος CNR (Carrier to Noise Ratio), αφού στην ισχύ του δημιουργούμενου μικροκυματικού σήματος συμβάλλουν οι ισχύεις και των δύο οπτικών σημάτων που “συμμετέχουν” στο Heterodyne.

Το RHD έχει ένα έμφυτο πλεονέκτημα, σε ότι αφορά τη χρωματική διασπορά. Εάν ένα μόνο από τα δύο οπτικά φέροντα είναι διαμορφωμένο με την πληροφορία, τότε η ευαισθησία του συστήματος στη χρωματική διασπορά μειώνεται εντυπωσιακά, 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.

Σημαντικό χαρακτηριστικό του RHD αποτελεί το γεγονός ότι επιτρέπει χαμηλόσυχη διαμόρφωση της πληροφορίας, στην πλευρά του headend, αφού στο δέκτη, με χρήση RHD, μπορούμε να επιτύχουμε το επιθυμητό υψίσυχο σήμα . Συνεπώς, δεν απαιτείται ηλεκτρικός και οπτικός εξοπλισμός μεγάλου κόστους στον κεντρικό σταθμό, ενώ, επίσης, 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.

1.5.2.2 Μειονεκτήματα του RHD

Βασικό μειονέκτημα της τεχνικής RHD αποτελεί η ευαισθησία στο θόρυβο του laser και τις διακυμάνσεις στην οπτική συχνότητα, η οποία οδηγεί σε έλλειψη σταθερότητας των παραγόμενων RF φερόντων σημάτων. 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.

1.6 Τεχνικές Πολυπλεξίας Οπτικών Σημάτων σε RoF

1.6.1 Sub-Carrier Multiplexing (SCM)

Πρόκειται για μια απλή, ώριμη και οικονομική λύση, που μας επιτρέπει να εκμεταλλευθούμε το εύρος ζώνης των οπτικών ινών, τόσο σε αναλογικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα, όσο και σε RoF συστήματα.

Στο SCM, το RF σήμα χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει ένα οπτικό φέρον, στην πλευρά του πομπού, οπότε στην ουσία πρόκειται περισσότερο για τρόπο διαμόρφωσης και όχι πολυπλεξίας. Η διαδικασία αυτή, παράγει ένα οπτικό φάσμα, που αποτελείται από την κεντρική συχνότητα f_0 του οπτικού carrier και από δύο από Sub-carriers, που εμφανίζονται στις συχνότητες $f_0 - f_{sc}$ και $f_0 + f_{sc}$, όπου f_{sc} η συχνότητα του RF σήματος. Φυσικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν παραπάνω από ένα RF σήματα, τα οποία, αν είναι διαμορφωμένα με δεδομένα, θα δώσουν το παρακάτω φασματικό περιεχόμενο.

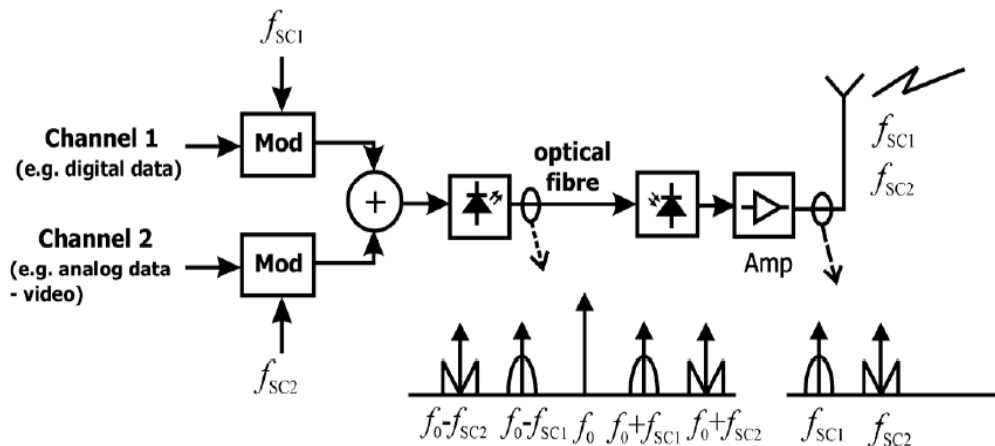


Illustration 8: Συνθεση SCM σήματος

1.6.1.1 Πλεονεκτήματα της SCM

Η διαμόρφωση SCM υποστηρίζει πληροφορίες μικτού τύπου. Αυτό σημαίνει πως μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαφορετικές μέθοδοι διαμόρφωσης για κάθε subcarrier, ανεξάρτητα μεταξύ τους. Συνεπώς, το SCM βρίσκει εφαρμογή σε ποικίλες τεχνολογίες, όπως CATV, wireless LANs και λοιπές τεχνολογίες mm-wave, γεγονός που πηγάζει από την ιδιότητα του SCM να μεταφέρει subcarriers με διαφορετικό τύπο πληροφορίας και διαμόρφωσης το καθένα, ανεξάρτητα από τη συχνότητα τους. Έτσι, το SCM μπορεί να υποσχεθεί παροχή διαφορετικών υπηρεσιών πάνω από ένας μήκος κύματος.

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.

1.6.1.2 Μειονεκτήματα της SCM

Η SCM αποτελεί, ουσιαστικά, μια τεχνική αναλογικής απικοινωνίας, γεγονός που την καθιστά ευαίσθητη σε φαινόμενα θορύβου και διαταραχές που οφείλονται σε μη γραμμικότητες. Πρέπει να δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στη διατήρηση του CNR σε υψηλά επίπεδα, ενώ βασική πηγή θορύβου αποτελεί το RIN (Relative Intensity Noise) που παράγεται από το laser και πρέπει να κρατείται όσο δυνατόν σε χαμηλότερα επίπεδα.

1.6.2 Wavelength Division Multiplexing

Η χρήση Wavelength Division Multiplexing (WDM) σε RoF συστήματα έχει αυξηθεί τελευταία, αφού εκμεταλλεύεται αποτελεσματικά το εύρος ζώνης δικτύων βασισμένων σε οπτικές ίνες. Ουσιαστικά, αυτό που κάνει το WDM είναι να περιπλέκει διαφορετικά μήκη κύματος πάνω στην ίδια ίνα, κάθε ένα από τα οποία μπορεί να μεταφέρει χρήσιμη πληροφορία.

1.7 Optical Frequency Multiplication (OFM)

Με τη μέθοδο του OFM, ένα χαμηλής συχνότητας RF σήμα μετατρέπεται σε ένα υψίσυχο μικροκυματικό σήμα, μέσω οπτικής επεξεργασίας.

1.7.1 Αρχές λειτουργίας OFM

Η λειτουργία του OFM βασίζεται στη δημιουργία αρμονικών συνιστωσών σε ένα CW σήμα και την εκμετάλλευση αυτών, ώστε να επιτευχθεί μετάθεση συχνότητας με αμιγώς οπτικό τρόπο. Βασικό στάδιο είναι η χρήση ενός διαμορφωτή φάσης, ο οποίος οδηγείται με ένα ημίτονο (tone) και δημιουργεί αρμονικές συνιστώσες σε ένα CW, που απέχουν μεταξύ τους απόσταση ίση με τη συχνότητα του ημιτόνου. Στη συνέχεια

οι αρμονικές συνιστώσες φιλτράρονται από ένα περιοδικό φίλτρο και διαμορφώνονται από ένα διαμορφωτή έντασης, έτσι ώστε να μεταφέρουν χρήσιμη πληροφορία και αποστέλλονται στην οπτική ζεύξη. Στο δέκτη, κατά τη διαδικασία της φώρασης, πραγματοποιείται RHD μεξύ όλων των συνιστωσών, με αποτέλεσμα να έχουμε υψίσυχνα φασματικά παράγωγα, που όμως μεταφέρουν τη χρήσιμη πληροφορία. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι λόγω της χρήσης μιας και μόνο κοινής πηγής laser δεν υπάρχουν προβλήματα συνεκτικότητας και συνεπώς ανάγκη χρησιμοποίησης κυκλωμάτων κλειδώματος φάσης στον πομπό.

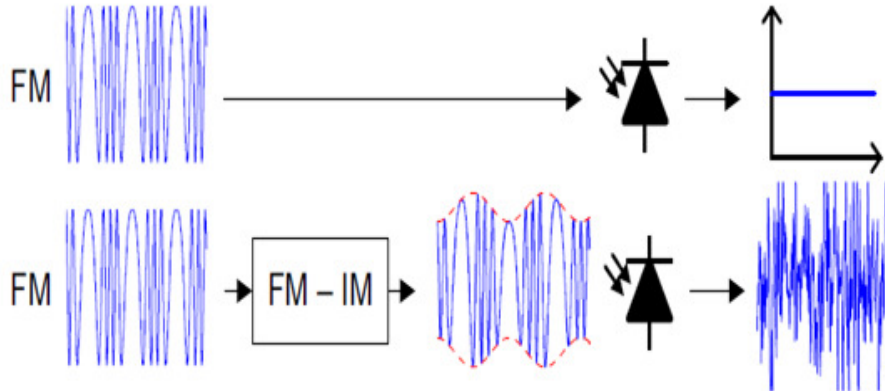


Illustration 9: Principle of operation: FM-IM conversion effect

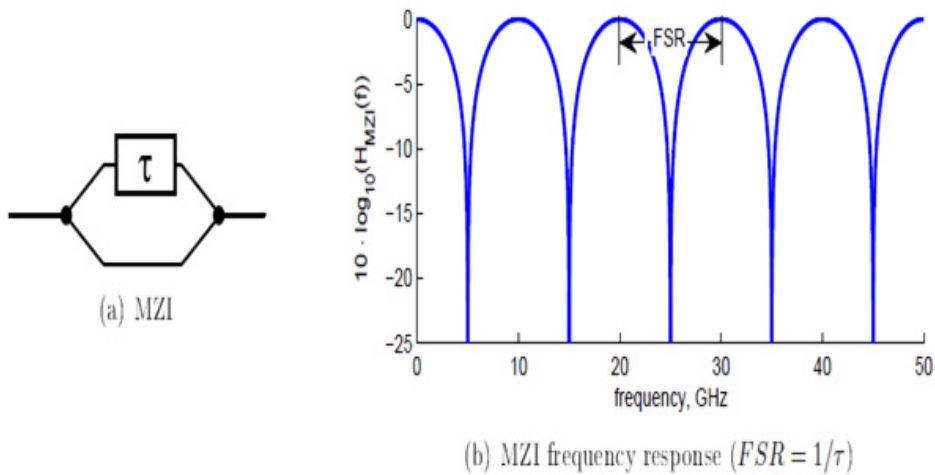


Illustration 10: Mach-Zender Interferometer

Το περιοδικό φιλτράρισμα επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός συμβολόμετρου, η χαρακτηριστική του οποίου επιτρέπει τη διέλευση σε πολλαπλές ζώνες συχνοτήτων. Προτείνονται στη βιβλιογραφία τα συμβολόμετρα Mach Zender(MZI) και Fabry

Perot(FPI). ενώ στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε το συμβολόμετρο Mach Zender(MZI).

1.8 OFM σύστημα βασισμένο σε Mach Zehnder Interferometer.

Ένα ιδανικό συμβολόμετρο Mach Zender αποτελείται από δύο 3 dB couplers, τα οποία σχηματίζουν δύο κλάδους, όπως φαίνεται στο σχήμα



Illustration 11: Δομή MZI

Ο ένας κλάδος είναι μακρύτερος από τον άλλο, ώστε να προκύπτει διαφορετική καθυστέρηση διαδρομής, στον κάθε κλάδο, ανάλογη του τ . Μπορεί να αποδειχθεί πως η απόκριση συχνότητας του συμβολόμετρου Mach Zender, h_{MZI} δίνεται από την εξίσωση

$$h_{MZI} = \frac{1}{2} [\delta(t) + \delta(t - \tau)]$$

The power transfer function, $|H_{MZI}(f)|^2$ του MZI δίνεται από την εξίσωση

$$|H_{MZI}(f)|^2 = \cos^2\left(\frac{\pi f}{FSR}\right)$$

Όπου FSR είναι η περίοδος της απόκρισης συχνότητας που ονομάζεται Free Spectral Range.

Η σχέση του FSR με τη διαφορά καθυστέρησης διαδρομής τ , δίδεται από την εξίσωση

$$FSR = \frac{1}{\tau} = \frac{c}{n\Delta L}$$

Όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό, n ο συντελεστής διάθλασης της ίνας και ΔL η διαφορά διαδρομής των δύο κλάδων.

Ένα γράφημα της απόκρισης συχνότητας του MZI φίλτρου φαίνεται στο σχήμα

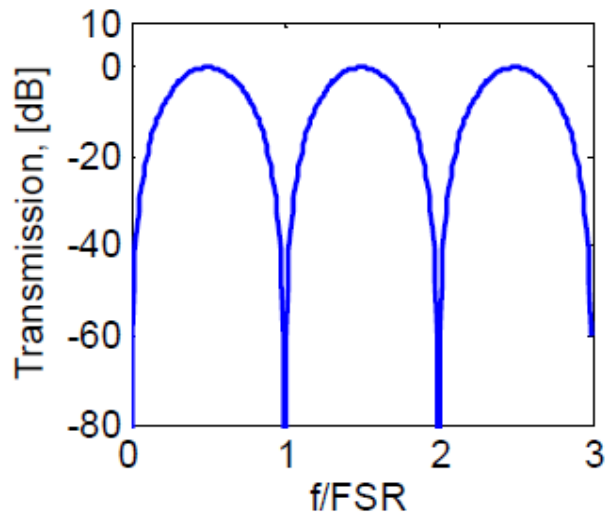


Illustration 12: Απόκριση συχνότητας MZI φίλτρου

Στο σχήμα φαίνεται ένα OFM σύστημα βασισμένο σε MZI.

Αν λ_0 σε nm ή ω_0 σε Hz, το μήκος κύματος της CW laser διόδου και f_{sw} η συχνότητα ενός ηλεκτρικού σήματος που προκαλεί την απόκλιση συχνότητας Δf_{pk} , τότε το πεδίο εισόδου του MZI περιγράφεται από την εξίσωση :

$$E_{in}(t) = E_0 e^{j[\omega_0 t + \beta \sin(\omega_{sw} t)]}$$

όπου β είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης του οπτικού σήματος.

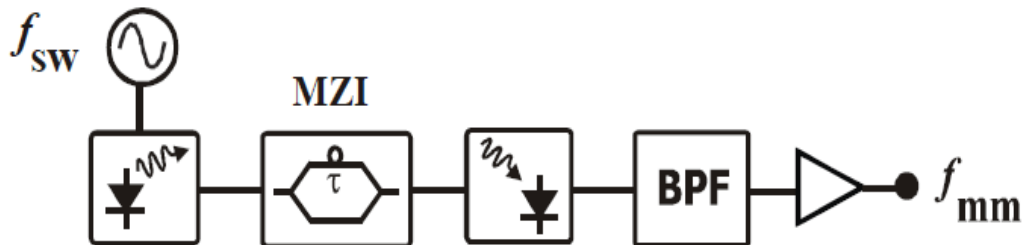


Illustration 13: OFM σύστημα βασισμένο σε MZI

Τότε, η έξοδος του MZI περιγράφεται από την εξίσωση :

$$\begin{aligned} E_{\text{MZI}}(t) &= E_{\text{in}}(t) \otimes h_{\text{MZI}}(t) \\ &= \frac{1}{2} E_0 \left[e^{j[\omega_0 t + \beta \sin(\omega_{\text{sw}} t)]} + e^{j[\omega_0(t-\tau) + \beta \sin(\omega_{\text{sw}}(t-\tau))]} \right] \end{aligned}$$

$$h_{\text{MZI}}(t) = \frac{1}{2} [\delta(t) + \delta(t - \tau)]$$

είναι η απόκριση συχνότητας του φίλτρου MZI.

Η ένταση που ανιχνεύεται από τη φωτοδίοδο δίνεται από την εξίσωση :

$$\begin{aligned} I_{\text{PD}}(t) &= \langle E_{\text{MZI}}(t) \cdot E_{\text{MZI}}^*(t) \rangle \\ &= \frac{1}{2} |E_0|^2 \cdot \{1 + \cos[\omega_0 \tau + \beta \sin(\omega_{\text{sw}} t) - \beta \sin(\omega_{\text{sw}}(t - \tau))]\} \\ &= \frac{1}{2} |E_0|^2 \cdot \left\{ \begin{aligned} &1 + \cos(\omega_0 \tau) \cdot \cos \left[2\beta \sin \left(\frac{\omega_{\text{sw}} \tau}{2} \right) \cdot \cos \left(\omega_{\text{sw}} t - \frac{\omega_{\text{sw}} \tau}{2} \right) \right] \\ &- \sin(\omega_0 \tau) \cdot \sin \left[2\beta \sin \left(\frac{\omega_{\text{sw}} \tau}{2} \right) \cdot \cos \left(\omega_{\text{sw}} t - \frac{\omega_{\text{sw}} \tau}{2} \right) \right] \end{aligned} \right\} \end{aligned}$$

Βάσει των ιδιοτήτων Jacobi, που δίνονται από τις τάδε, η τάδε μπορεί να μετασχηματιστεί στην εξίσωση, που είναι μία σειρά συναρτήσεων Bessel :

$$\cos(z \cos \theta) = J_0(z) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(z) \cdot \cos(2k\theta)$$

$$\sin(z \cos \theta) = 2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(z) \cdot \cos[(2k+1)\theta]$$

$$I_{\text{PD}}(t) = \frac{1}{2} |E_0|^2 \cdot \left\{ \begin{array}{l} J_0(z) + \\ 1 + \cos(\omega_0 \tau) \cdot \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(z) \cdot \cos \left[2k \cdot \left(\omega_{sw} t - \frac{\omega_{sw} \tau}{2} \right) \right] \right] \\ + 2 \sin(\omega_0 \tau) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k-1}(z) \cdot \cos \left[(2k-1) \cdot \left(\omega_{sw} t - \frac{\omega_{sw} \tau}{2} \right) \right] \end{array} \right\}$$

Όπου

$$z = 2\beta \cdot \sin\left(\frac{\omega_{sw} \tau}{2}\right)$$

1.9 Σκοπός της εργασίας

Προτείνονται δύο αρχιτεκτονικές οπτικού δικτύου, το οποίο θα παρέχει σε κάθε χρήστη, τόσο ενσύρματες, όσο και ασύρματες επικοινωνίες. Δίνεται στο χρήστη η δυνατότητα ευρυζωνικής ενσύρματης επικοινωνίας με ίνα, η οποία θα φθάνει μέχρι το σπίτι (FTTH) και η πρόσβαση σε ασύρματα δίκτυα (RoF). Τα ασύρματα δίκτυα που μελετώνται είναι δυο, ένα ασύρματο δίκτυο WLAN αλλά και ένα ασύρματο δίκτυο το οποίο προορίζεται για χρήση σε υψηλές συχνότητες, της τάξης των 55/60GHz, όπως προβλέπεται για δίκτυα όπως αυτά των προσωπικών επικοινωνιών WPAN.

Οι 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.

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

Στα επόμενα κεφάλαια ακολουθεί η γενική περιγραφή των κυκλωμάτων που σχεδιάστηκαν ενώ θα προσεγγίσουμε αναλυτικά τις διάφορες μεθόδους και τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

2.1 Αρχιτεκτονική του κυκλώματος

Η παρούσα εργασία αναφέρεται στην υλοποίηση μιας αρχιτεκτονικής οπτικού κυκλώματος, το οποίο θα παρέχει στο χρήστη διαφορετικές υπηρεσίες, πάνω από ένα, κοινό, 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).

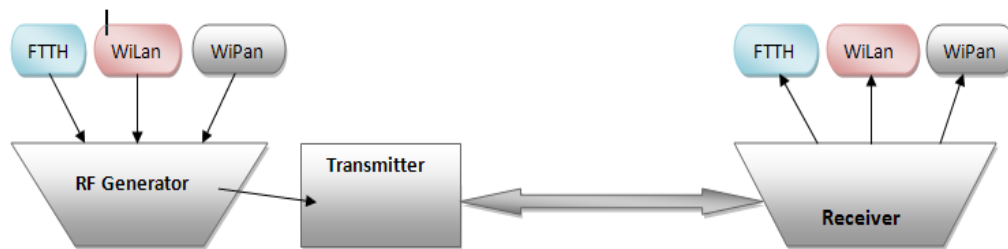


Illustration 14: Γενική Δομή της Αρχιτεκτονικής

Η κεντρική ιδέα της διάταξης αφορά έναν κεντρικό σταθμό, στον οποίο εκτελούνται οι πιο σύνθετες διεργασίες του κυκλώματος και ένα δέκτη, όπου πραγματοποιούνται μόνο απλές λειτουργίες, ώστε να είναι δυνατή η επέκταση του δικτύου, χωρίς να επιβαρύνεται σημαντικά ο πάροχος, τόσο από άποψη εξοπλισμού όσο και συντήρησης.

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 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 απευθείας ανίχνευσης (Direct Detection) κάτι το οποίο μεταφράζεται στην αποδιαμόρφωση ενός οπτικού σήματος, το οποίο έχει διαμορφωθεί κατά 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

upconversion, όπως γίνεται στην κλασική περίπτωση των RF ηλεκτρικών κυκλωμάτων, αλλά θα εκμεταλλευτούμε τις αρχές της ετερόδυνας 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.

Στη συνέχεια, παραθέτουμε το παρακάτω σχήμα, στο οποίο φαίνονται τα βασικά δομικά στοιχεία του κυκλώματος.

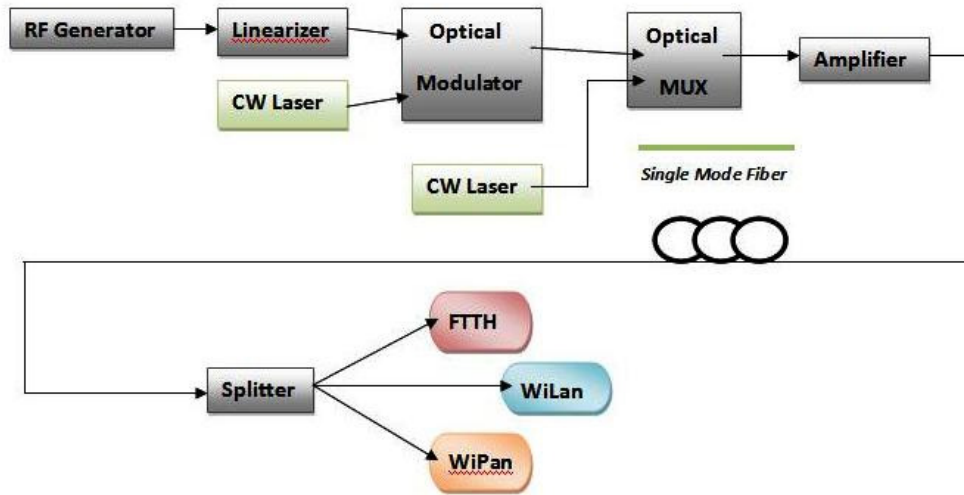


Illustration 15: Αρχιτεκτονική Κυκλώματος

Αρχικά, πρέπει να σχεδιασθεί μια γεννήτρια RF σημάτων, που θα δημιουργήσει τα 3 RF σήματα που επιθυμούμε να μεταδώσουμε, και θα τα αθροίσει, ώστε να παραχθεί το προς μετάδοση σήμα. Στη συνέχεια, ο linearizer φέρνει το πλάτος του σήματος στα επιθυμητά επίπεδα και το οδηγεί στον οπτικό διαμορφωτή. Αφού πραγματοποιηθεί η διαμόρφωση του σήματος σε οπτικό, προστίθεται ένα ακόμη CW laser, το οποίο χρησιμοποιείται για να μπορέσουμε να δημιουργήσουμε στο δέκτη το υψίσυχνο, που απαιτείται για το WPAN. Το σήμα μας ενισχύεται κατάλληλα και ακολουθεί η μετάδοση μέσω μιας SMF οπτικής ίνας και ένας splitter που διαχωρίζει τα τρία σήματα, ώστε να χειριστούν κατάλληλα στο δέκτη. Για κάθε κανάλι υπάρχει ο αντίστοιχος τρόπος αποδιαμόρφωσης.

2.2 RF Generator

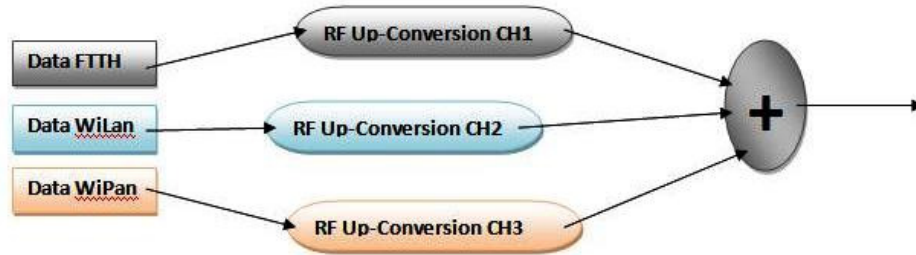


Illustration 16: Αρχιτεκτονική RF πομπού

Αρχικό μας μέλημα είναι να διαμορφώσουμε τρία RF σήματα, τα τρία κανάλια που αναφέρονται σε διαφορετικές υπηρεσίες, όπως έχει ήδη τονιστεί στα προηγούμενα. Τα σήματα αυτά, χρησιμοποιούνται για να οδηγήσουν τον οπτικό διαμορφωτή.

Για κάθε κανάλι, υπάρχει μια γεννήτρια παλμών, που οδηγείται από ένα στοιχείο που παράγει μια ψευδοτυχαία ακολουθία δυαδικών ψηφίων και δημιουργεί το baseband σήμα. Αυτή είναι η γεννήτρια των δεδομένων μας. Στη συνέχεια υπάρχει ο ταλαντωτής, ο οποίος θα μεταφέρει το αρχικό σήμα στη συχνότητα που θέλουμε. Σημειώνεται εδώ, πως οι συχνότητες των καναλιών δεν είναι τυχαίες, αλλά τοποθετημένες με τρόπο που να εξυπηρετεί το Heterodyne στο δέκτη. Στην παρούσα εργασία επιλέχθηκε η κωδικοποίηση NRZ και ακολουθεί η σχετική θεωρία.

2.3 Κωδικοποίηση NRZ

Η μέθοδος μη επαναφοράς στο μηδέν (NRZ : Non Return to Zero) αποτελεί την κλασική μέθοδο μονοπολικής κωδικοποίησης, στην οποία το λογικό μηδέν αναπαρίσταται από τη μηδενική στάθμη, και το λογικό ένα από την υψηλότερη στάθμη, ενώ δεν υπάρχει ουδέτερη κατάσταση όπως στον RZ (Return to Zero). Παράδειγμα αυτής της μεθόδου φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (το οποίο αφορά την κωδικοποίηση του byte με τιμή 10110101, χρησιμοποιώντας τα 0 Volts για το 0, και τα +5 Volts για το 1) :

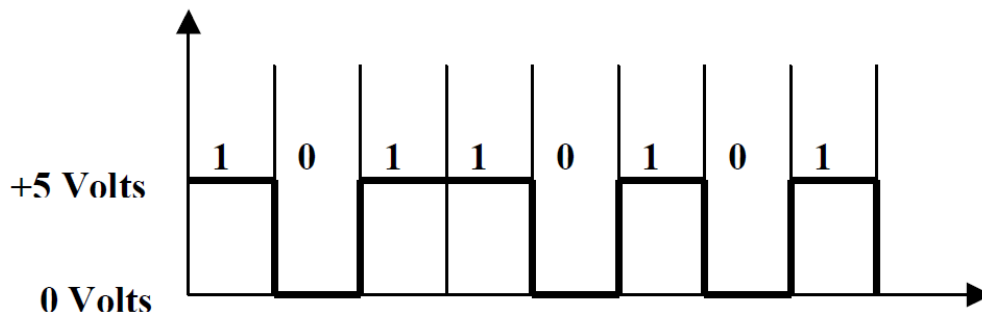


Illustration 17: NRZ Κωδικοποίηση

Το μεγάλο πλεονέκτημα των NRZ παλμών είναι ότι εμφανίζουν φάσμα συγκεντρωμένο γύρω από την φέρουσα συχνότητα, όπως φαίνεται στο σχήμα. Η μορφή της φασματικής κατανομής τους καθορίζεται από τη συνάρτηση $\text{sinc}(x)=\sin(x)/x$.

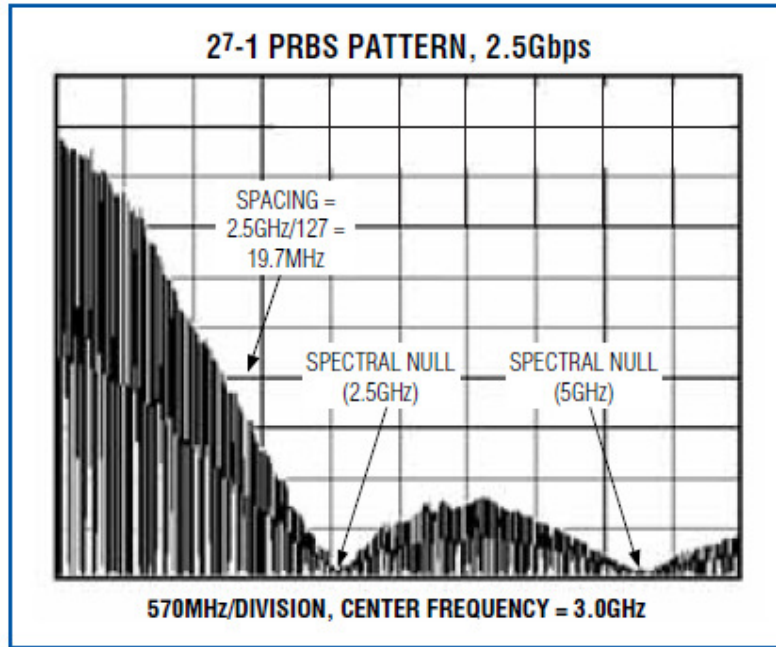


Illustration 18: φάσμα παλμού NRZ

Παρατηρώντας το φάσμα του NRZ παλμού, βλέπουμε ότι μέχρι τον πρώτο μηδενισμό, ο οποίος 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 επιπτώσεις στην ποιότητα του σήματος, μπορούμε να φιλτράρουμε το σήμα μέχρι τον πρώτο μηδενισμό του φάσματος. Η πρώτη αρμονική, όπως φαίνεται και στο σχήμα εμφανίζεται στο αντίστροφο του χρόνου του συμβόλου. Δηλαδή $FC=1/T_b$. 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 $FC=R$.

2.4 Pseudo Random Binary Sequence

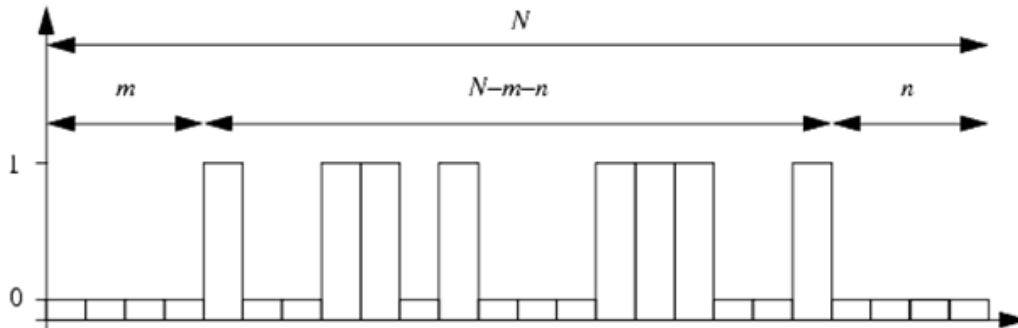


Illustration 19: PRBS

Μια ψευδοτυχαία ακολουθία δυαδικών ψηφίων είναι απαραίτητη για να οδηγήσει τον κωδικοποιητή. Επιλέγουμε τη PRBS, αφού είναι μια ακολουθία που χρησιμοποιείται κατα κόρον στις τηλεπικοινωνίες και στις προσομοιώσεις, καθώς προσεγγίζει σε μεγάλο βαθμό τις πραγματικές συνθήκες αποστολής δεδομένων.

Η PRBS είναι τυχαία, με την έννοια ότι, η τιμή κάθε ψηφίου είναι ανεξάρτητη από τις τιμές των υπολοίπων και προσδιορίζεται από την πιθανότητα που έχει οριστεί να είναι άσος ή μηδέν. Έτσι αν η πιθανότητα αυτή είναι στο 50% τότε η επιλογή μεταξύ άσσου και μηδενικού γίνεται με την εκτέλεση ενός πειράματος Bernoulli.

Είναι ψευδής αφού είναι ντετερμινιστική και μετά από N ψηφία επαναλαμβάνει τον εαυτό της, πράγμα που δεν συμβαίνει φυσικά στις πραγματικές δυαδικές ακολουθίες. Τα N ψηφία αυτά ορίζονται ως $N=2^k-1$, όπου το k ονομάζεται τάξη της PRBS.

Η περίοδος υπολογίζεται από τον τύπο: $T=1/R * (2^k-1)$, όπου R ο ρυθμός μετάδοσης (BitRate) και k η τάξη της PRBS.

2.5 Οπτικό μέρος του πομπού

Κομβικό σημείο του οπτικού πομπού αποτελεί ο 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.

2.5.1 Οπτικοί διαμορφωτές

Ο οπτικός διαμορφωτής: πρόκειται για μια συσκευή χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση μιας ακτίνας φωτός, είτε αυτή διαδίδεται στον ελεύθερο χώρο, είτε οδηγείται σε οπτικό κυματοδηγό. Ανάλογα με τις παραμέτρους του οπτικού σήματος, οι διατάξεις μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε διαμορφωτές φάσης, πόλωσης κ.α.

Ο πιο απλός τρόπος να διαμορφωθεί ένα οπτικό σήμα είναι το direct modulation, όπου διαμορφώνεται το ρεύμα που οδηγεί ένα laser.

Σε άλλη περίπτωση, αναφερόμαστε σε εξωτερική διαμόρφωση, που επιτυγχάνεται με χρήση ενός οπτικού διαμορφωτή. Ο διαχωρισμός αυτός έχει συμβάλει στο να ονομάζονται οι διαμορφωτές στα οπτικά, εξωτερικοί διαμορφωτές (external modulators).

Ανάλογα με το φαινόμενο ή τη διάταξη που εκμεταλλεύονται, για να πετύχουν τη διαμόρφωση, οι διαμορφωτές χωρίζονται στις κατηγορίες διαμορφωτές απορρόφησης, όπου κατά τη διάδοση μεταβάλλεται ο συντελεστής απορρόφησης και διαμορφωτές ανάκλασης, όπου κατά τη διάδοση μεταβάλλεται ο συντελεστής ανάκλασης.

Τέλος, αναφέρονται, εδώ, γνωστοί τύποι διαμορφωτών, όπως Acousto-optic modulators, που βασίζονται στο ακουστικό-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, οι οποίοι βασίζονται στο ηλεκτρο – οπτικό φαινόμενο που συμβαίνει σε ένα στοιχείο Pockel και χρησιμοποιούνται για να τροποποιήσουν την πόλωση, τη φάση ή την ισχύ ενός οπτικού παλμού, Electroabsorption modulators, που είναι διαμορφωτές έντασης και βρίσκουν εφαρμογή ως πομποί δεδομένων σε οπτικά δίκτυα και τέλος οι Interferometric modulators, όπως ο Mach Zehnder Modulator, που συνήθως πραγματοποιούνται σε ολοκληρωμένα οπτικά κυκλώματα.

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 (Vπ) σε ένα από τα δύο στελέχη, καθώς η διάταξη μετατρέπει, συμβολομετρικά τις μεταβολές φάσης σε αντίστοιχες μεταβολές έντασης στην έξοδο. Μια στροφή φάσης κατά π 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.

Θα αναφερθούμε στο επόμενο κεφάλαιο στον διαφορικό Mach – Zehnder διαμορφωτή (Differential Mach Zehnder Modulator) ,που χρησιμοποιήσαμε στην προσομοίωση, για να πετύχουμε SSB διαμόρφωση, ο οποίος δίνει τη δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του.

2.5.2 Οπτικός Πομπός

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

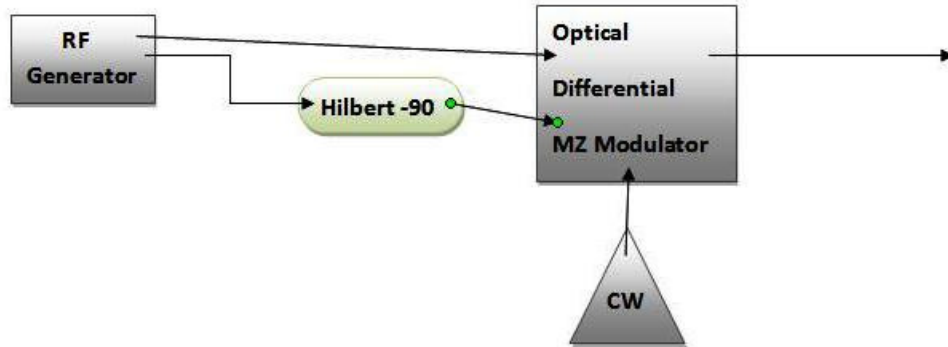


Illustration 20: Οπτικός Πομπός

Έχουμε επιλέξει να γίνει διαμόρφωση μιας πλευρικής ζώνης του οπτικού σήματος, το οποίο επιτυγχάνουμε με κατάλληλη συνδεσμολογία του modulator, ώστε να γίνει καταπίεση της μιας πλευρικής ζώνης. Το στοιχείο που χρησιμοποιούμε είναι ένας καθυστερητής φάσης του εισερχόμενου σήματος κατά 900, 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 900. Ειδικά για τον Mach Zehnder Modulator που θα χρησιμοποιήσουμε, θα δούμε ότι δίνει δυνατότητα οδήγησης και των δύο στελεχών του.

2.6 SubCarrier Multiplexing

Ένας modulator, ο οποίος τροφοδοτείται από ένα CW συχνότητας f_0 , αν 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 συχνότητες $f_0 \pm f_1$. Αντίστοιχα, αν το RF αποτελείται από περισσότερες συχνότητες πχ. f_1 , f_2 και f_3 , τότε θα εμφανιστούν υποφέρουσες στις θέσεις $f_0 \pm f_1$, $f_0 \pm f_2$, $f_0 \pm f_3$.

Όπως, έχει ήδη αναφερθεί, το φασματικό περιεχόμενο της μιας υποφέρουσας δεν επηρεάζει την άλλη, τουλάχιστον κατά άμεσο τρόπο, οπότε και το ένα RF μπορεί να μεταφέρει ψηφιακά δεδομένα, ενώ το άλλο να έχει διαμορφωθεί αναλογικά.

2.7 Optical Multiplexer, Δεύτερο CW και μετάδοση

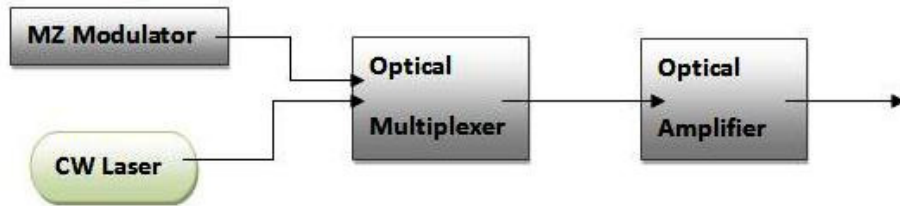


Illustration 21: Optical Multiplexer, Δεύτερο CW και μετάδοση

Τον οπτικό διαμορφωτή ακολουθεί ένας optical multiplexer, που χρησιμοποιείται για να προσθέσει, στο σήμα που θα μεταδοθεί, ένα CW, το οποίο θα απέχει κατάλληλα από το channel 3, 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 193.155THz, δηλαδή 55GHz μακριά από τον 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 2GHz από το SubCarrier του δεύτερου καναλιού. Συνεπώς ενδεχόμενο RHD με αυτόν τον Carrier θα δώσει το ζητούμενο RF σήμα στα 2GHz.

Σύμφωνα, λοιπόν, με τη μέχρι στιγμής υλοποίηση, θα πρέπει μετά τον multiplexer να έχουμε το εξής φάσμα στο σήμα μας:



Illustration 22: Φάσμα single side band

2.8 Δέκτης

Ο δέκτης ουσιαστικά χωρίζεται σε τρεις επιμέρους δέκτες, έναν για κάθε υπηρεσία, με τη βοήθεια ενός splitter. Το συνολικό σήμα χωρίζεται σε τρία κομμάτια και κάθε ένα από αυτά κατευθύνεται προς τον τελικό δέκτη της κάθε υπηρεσίας. 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.

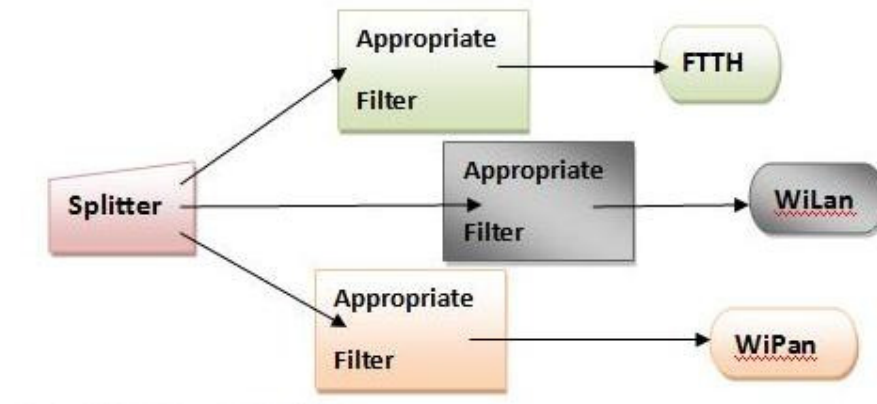


Illustration 23: Δομή Δέκτη

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

2.8.1 Δέκτης FTTH

Το κύκλωμα του δέκτη για την υπηρεσία FTTH είναι πολύ απλό, όπως έχει ήδη αναφερθεί και έχει την εξής μορφή:

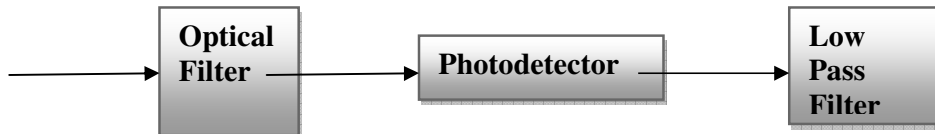


Illustration 24: Δομή Δέκτη FTTH

Εδώ, μας ενδιαφέρει η δημιουργία ενός baseband ηλεκτρικού σήματος στο δέκτη. Οπότε, δεν χρειάζεται κάποια ιδιαίτερη τεχνική, πέραν του φιλτραρίσματος του subcarrier που αντιστοιχεί στο channel 1 και η απευθείας ανίχνευση (Direct Detection) του, στη φωτοδίοδο. Το οπτικό φίλτρο που χρησιμοποιείται πρέπει να είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο, που να επιτρέπει τη διέλευση μόνο της φασματικής συνιστώσας που μας ενδιαφέρει. Στη συνέχεια το σήμα εισέρχεται στη φωτοδίοδο και μεταφέρεται στο baseband οπότε μπορεί να γίνει λήψη των δεδομένων που μεταδόθηκαν.

Τέλος, κρίνεται σκόπιμο να γίνει, εδώ, μια αναφορά στην αποδιαμόρφωση με απευθείας ανίχνευση, ώστε να γίνει αντιληπτός ο ακριβής τρόπος λειτουργίας του δέκτη μας

2.8.1.1 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:

$$E(t)=A_c \cdot \cos(\omega c t + \varphi)$$

τότε η έξοδος της φωτοδίοδου θα δίνεται από τις εξισώσεις:

$$O_d = R \cdot A_c^2 \cdot \text{avg}(\cos^2(\omega c t + \varphi)) \Rightarrow$$

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

Οι εξισώσεις μας δίνουν αμέσως την απάντηση στο γιατί χρησιμοποιούμε Direct Detection στην περίπτωση της ανάκτησης του FTTH. Στην πραγματικότητα μας ενδιαφέρει τα 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.

2.8.2 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.

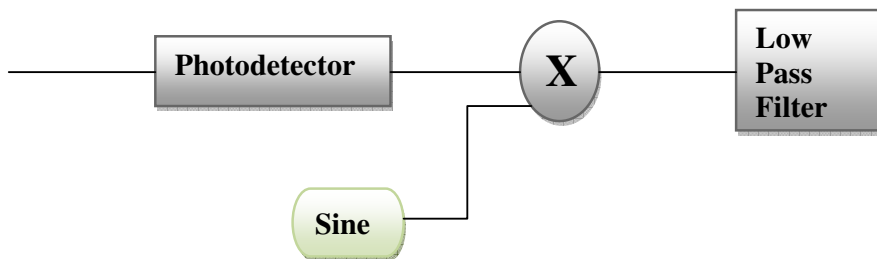


Illustration 25: Δομή Δέκτη WPAN/WLAN

Αρχικά, στη φωτοδίοδο γίνεται O/E μετατροπή (Optical to Electrical conversion) του σήματος. 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 γίνεται με πολλαπλασιασμό του σήματος 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.

2.8.2.1 Remote Heterodyne Detection

Οι τεχνικές της ετερόδυνης 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.

Παραθέτουμε, εδώ, το μαθηματικό μοντέλο της αποδιαμόρφωσης, έτσι ώστε να αποκτηθεί μια πληρέστερη αντίληψη του τι συμβαίνει στη φωτοδίοδο.

Έστω το πεδίο πριν τη φωτοδίοδο, 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 φωτοδίοδου 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 φωτοδίοδου 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:

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

$$E^2(t) = \frac{1}{2} [E_1^2 + E_2^2(t)] + E_1 E_2(t) \cos[\omega t + \varphi]$$

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

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.

2.8.2.2 Αποδιαμόρφωση AM – DSB σήματος

Ο RF transmitter διαμορφώνει κατα πλάτος ένα φέρον, ουσιαστικά με διαμόρφωση πλάτους δύο πλευρικών ζωνών, AM – DSB (Σύμφωνα με τον αυστηρό ορισμό είναι AM – DSB με καταπίεση φέροντος). Μετά τη φώραση του οπτικού, με τη διαδικασία της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης (RHD), ανακτάται το σήμα που είναι, επίσης, AM – DSB και έχει την παρακάτω μορφή:

$$c(t) = f(t) * \cos(\omega C t)$$

Η πιο απλή τεχνική, για να αποδιαμορφώσουμε αυτό το σήμα, 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 πολλαπλασιαστή $\varphi(t)$:

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

Όμως, στην παραπάνω εξίσωση, προστίθενται δύο ποσότητες που παριστάνουν, η μια τη διαφορά των φάσεων ($\Delta\varphi$), και η άλλη τη διαφορά των συχνοτήτων ($\Delta\omega$). Έτσι έχουμε:

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

Η υψίσυχη συνιστώσα αποκόπτεται, με χρήση κάποιου βαθυπερατού φίλτρου, για να δημιουργήσουμε το ζητούμενο baseband σήμα.

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

Παρόλα 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.

Τέλος, 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.

2.9 Φαινόμενα Διάδοσης

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, κατά τη διάδοση σε οπτική ίνα, έχουμε την παρουσία δύο ανεπιθύμητων φαινομένων, της διασποράς και της μη γραμμικότητας.

Η διασπορά αναφέρεται στο φαινόμενο της χρονικής διαπλάτυνσης των οπτικών παλμών κατά την κυματοδότησή τους μέσα από την οπτική ίνα και δημιουργεί το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής.

Από την άλλη πλευρά, τα μη γραμμικά φαινόμενα εμφανίζονται σε συστήματα μετάδοσης πολλαπλών μηκών κύματος και προκαλούν την παραμόρφωση του οπτικού σήματος.

Στην περίπτωσή μας, αναμένεται να έχουμε περισσότερο επίδραση της διασποράς και λιγότερο των μη γραμμικότητων, αφού στέλνουμε μεγάλο φασματικό περιεχόμενο με σχετικά μικρή ισχύ. Το σήμα που προορίζεται για FTTH, μεταδίδεται σε μεγαλύτερες ταχύτητες από τα υπόλοιπα και συνεπώς έχει μεγαλύτερο φασματικό εύρος, οπότε η διασπορά αναμένεται να επιδράσει έντονα εδώ.

Στο πείραμα χρησιμοποιείται η SMF – DSF ίνα, οπότε δεν αναμένεται κάποιος άλλος μηχανισμός διασποράς, πλην της χρωματικής, να έχει επίδραση στη μετάδοση. Η επίδραση αυτή, γίνεται εύκολα αντιληπτή, αν αναλογιστεί κανείς την ακραία περίπτωση του RHD μεταξύ των σημάτων που απέχουν 60GHz (για το WPAN). Το CW που βρίσκεται στα 193.1THz, λόγω της χρωματικής διασποράς θα ταξιδεύει με διαφορετική ταχύτητα στο μέσο από τον SubCarrier που βρίσκεται στα 193.15THz. Αυτό συνεπάγεται ότι τα σήματα θα φθάσουν στη φωτοδίοδο με διαφορετική φάση η οποία γενικά θα εξαρτάται από το μήκος του μέσου. Μια τέτοια διαφορά φάσης μπορεί πολύ εύκολα να προκύψει λόγω της χρωματικής διασποράς και οδηγεί στην ανάγκη ύπαρξης μηχανισμού ανάκτησης φάσης στο δέκτη, με αποτέλεσμα, φυσικά, την αύξηση του κόστους.

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ Radio over Fiber

3.1 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 εξεζητημένων 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 Διάταξη Προσομοίωσης

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

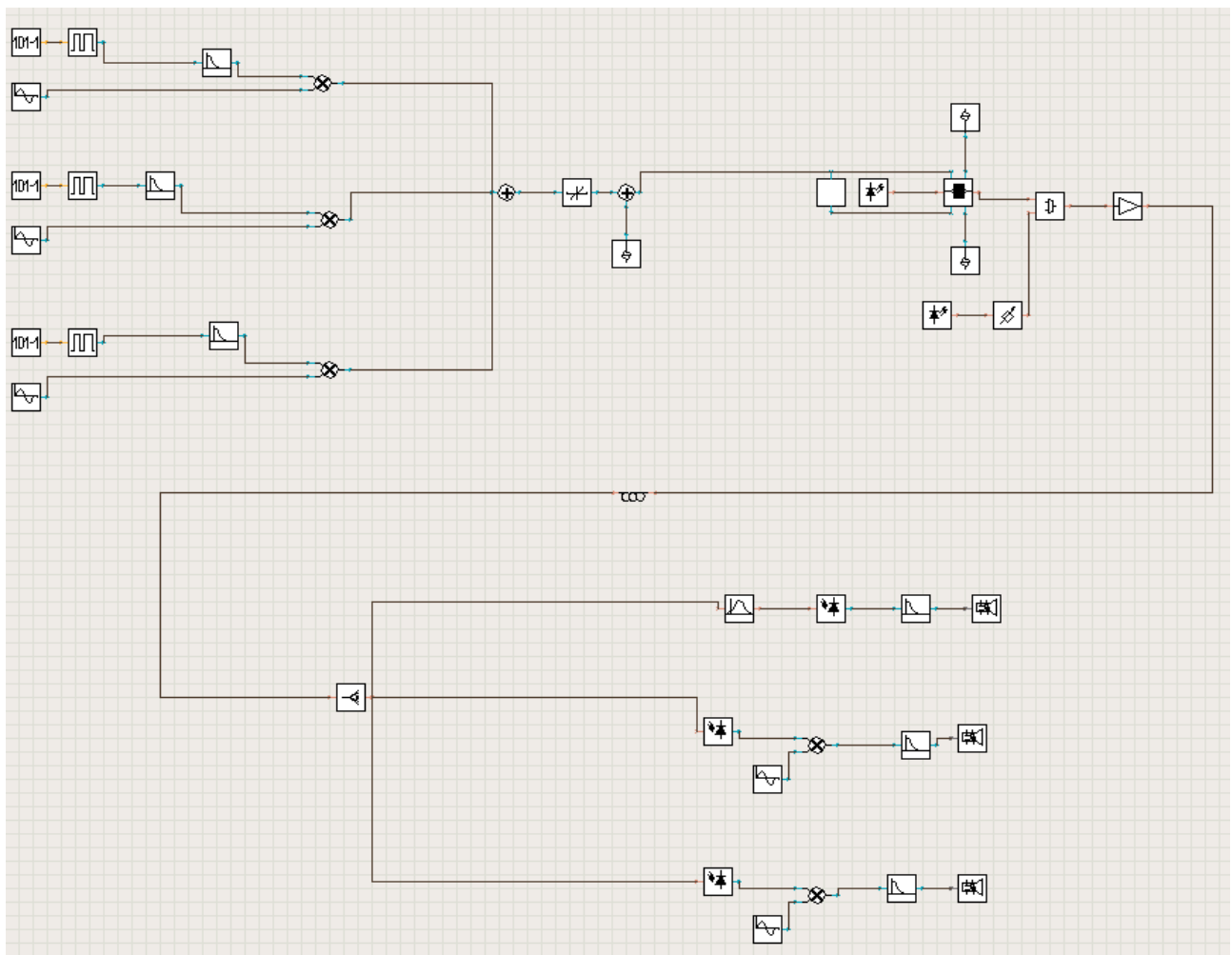


Illustration 26: Συνολικό Κύκλωμα

Το συνολικό κύκλωμα αποτελείται ουσιαστικά από τέσσερα μέρη, τον Transmitter, που δημιουργεί τα 3 RF σήματα, τον linearizer, που θέτει τα πλάτη των σημάτων στα επιθυμητά επίπεδα, τον Modulator, που τα διαμορφώνει ως υποφέρουσες γύρω από την κεντρική συχνότητα μετάδοσης και τέλος, τον Receiver, τον δέκτη μας.

Η γενική ιδέα 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

3.3 Πομπός Ηλεκτρικού Σήματος RF

Αρχικά δημιουργούνται τρία RF σήματα, τα οποία στη συνέχεια προστίθενται και τροφοδοτούν τον modulator. Από αυτά τα δύο είχαν BitRate 622Mbps (ασύρματα) και το τρίτο 1244Mbps καθώς προοριζόταν για wired πρόσβαση.

Το πρώτο σήμα προορίζεται για FTTH και ανακτάται στην πλευρά του δέκτη με direct Detection. Τοποθετήθηκε τυχαία στα 13GHz, ώστε να έχει ασφαλή φασματική απόσταση από 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.

Το δεύτερο κανάλι είναι στη συχνότητα των 2GHz, 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 2GHz (για WLAN).

Τέλος, το τρίτο τοποθετήθηκε στα 5GHz έτσι ώστε να χτυπήσει στο δέκτη μαζί με τον οπτικό carrier, που βρίσκεται σε απόσταση 60GHz από αυτό (193.155THz), με σκοπό να παραχθεί wireless σήμα στα 60GHz (για WPAN).

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

- Μια γεννήτρια παραγωγής μιας ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας PRBS
- Ένα στοιχείο Coder NRZ, το οποίο παράγει ένα, κωδικοποιημένο σε NRZ (Non Return to Zero), σήμα, ορισμένο, ουσιαστικά, από την σειρά των bits που φτάνουν στην είσοδο του Coder. Την αλληλουχία, αυτή, των bits παρέχει η γεννήτρια PRBS.
- Μια γεννήτρια ημιτόνου, η οποία παράγει το ημιτονικό σήμα, το οποίο πρόκειται να διαμορφωθεί.
- Ένας πολλαπλασιαστής ηλεκτρικών σημάτων, όπου η ακολουθία των παλμών πολλαπλασιάζεται με το ημίτονο (διαμόρφωση κατά πλάτος) έτσι ώστε να μεταφερθεί στην επιθυμητή συχνότητα και να μπορεί πλέον να εκπεμφθεί
- Και, τέλος, ένα βαθυπερατό φίλτρο, με το οποίο κρατάμε το φασματικό περιεχόμενο των NRZ παλμών μέχρι το σημείο του πρώτου “μηδενισμού” του φάσματος.

Η διαδικασία γίνεται ξεχωριστά για κάθε ένα από τα επιμέρους σήματα, ενώ, ακολούθως, αυτά προστίθενται ώστε να οδηγήσουν τον modulator ως ένα, πλέον, σήμα.

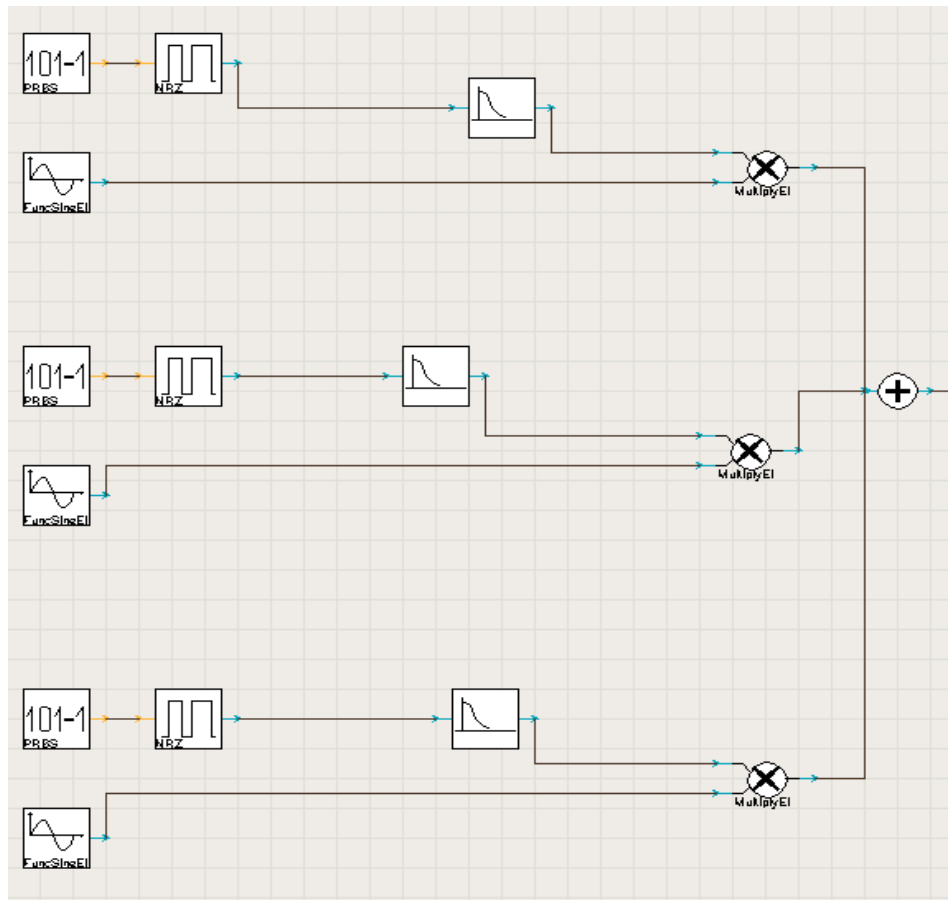


Illustration 27: Transmitter

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 21ης τάξης, στο δεύτερο 14ης και στο τρίτο 7ης. Αυτό μεταφράζεται στο ότι το pattern του πρώτου καναλιού θα επαναλαμβάνεται μετά από $N=221-1$, ψηφία, το pattern του δεύτερου μετά απο $N=214-1$, και του τρίτου $N= 27-1$ ψηφία.

- Coder NRZ

Το στοιχείο αυτό έχει το ίδιο BitRate με την PRBS από την οποία τροφοδοτείται με ψηφία. Το Sample rate υποχρεωτικά πρέπει να είναι 2n επί το BitRate (επιβάλλεται από το πρόγραμμα) και έτσι έχει επιλεγεί το SampleRateDefault 512*622e6 όλα τα κανάλια.

Οι υπόλοιπες μεταβλητές παρέμειναν στις default τιμές.

- Γεννήτρια ημιτόνου

Οι συχνότητες των ημιτόνων είναι με σειρά από πάνω προς τα κάτω όπως φαίνονται στην εικόνα 13 (Channel 1), 2 (Channel 2), και 5GHz (Channel 3), ενώ για τα πλάτη επιλέχθηκε τιμή 1a.u. Τα σήματα που προκύπτουν μετά τον πολλαπλασιασμό είναι ουσιαστικά οι NRZ παλμοί που έχουν διαμορφώσει κατά πλάτος τα συνημίτονα. Αντίστοιχα το φάσμα είναι αυτό του NRZ μετατεθειμένο γύρω από τη συχνότητα του συνημίτονου.

- Βαθυπερατό φίλτρο

Μπορούμε να περιορίσουμε φασματικά τον NRZ, 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 του πρώτου καναλιού, για τον ίδιο λόγο.

3.3.1 Διαγράμματα Πρώτης Παλμογεννήτριας

Δείχνουμε, εδώ, 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 τρείς. Ακολουθούν λοιπόν τα διαγράμματα που αντιστοιχούν στην πρώτη παλμογεννήτρια.

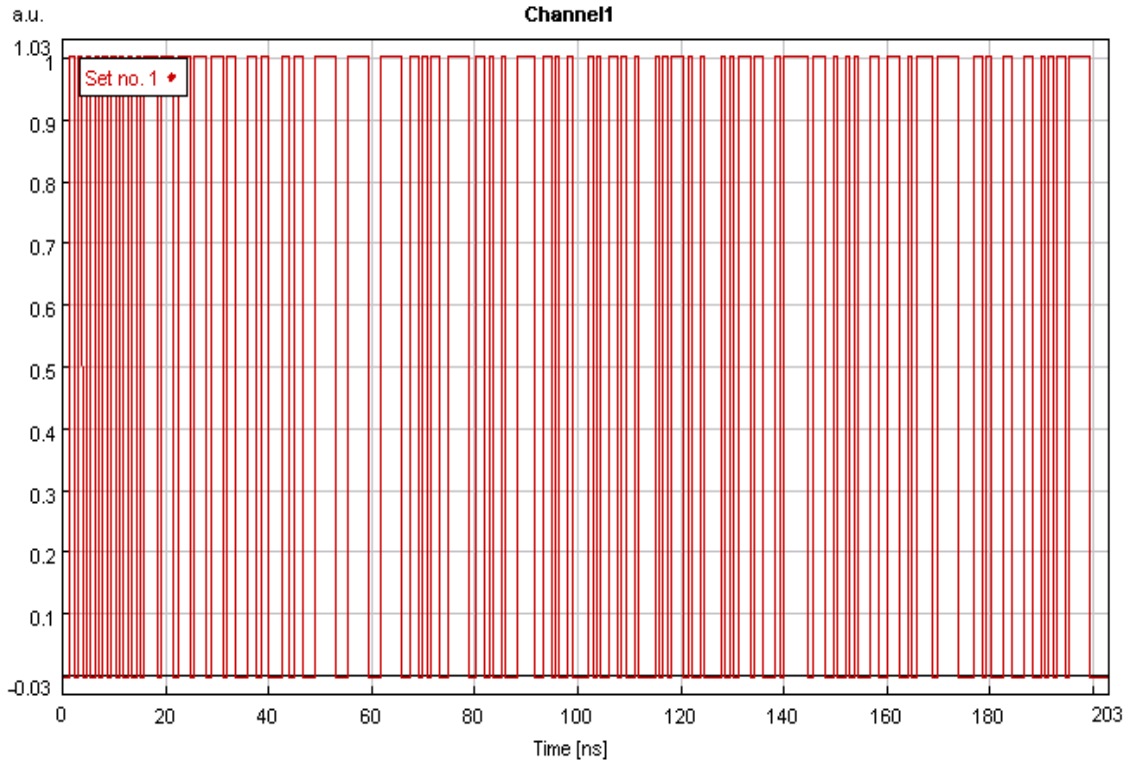


Illustration 28: Παλμοσειρά πρώτου καναλιού

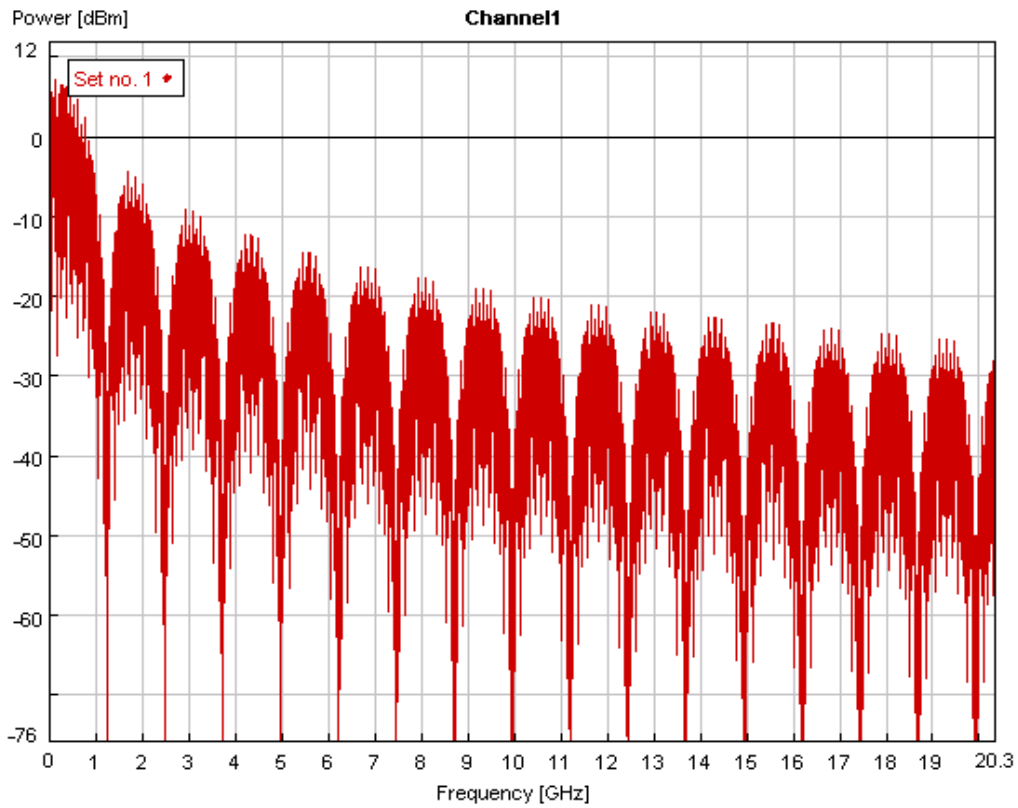
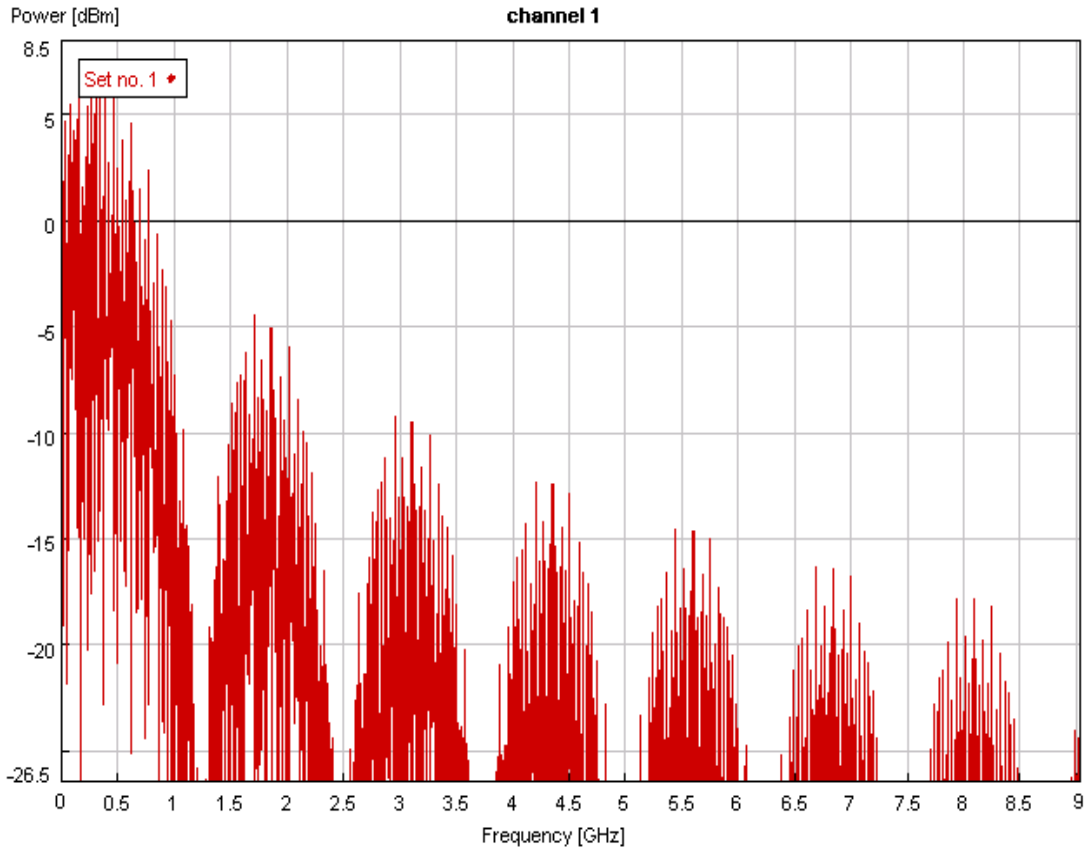


Illustration 29: Φάσμα πρώτου καναλιού

Τα διαγράμματα φανερώνουν τους NRZ παλμούς. Η ακολουθία των παλμών καθορίζεται από την PRBS, με την οποία είναι συνδεδεμένος ο CoderNRZ.

Διακρίνουμε θόρυβο στο επίπεδο ισχύος 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 τα κενά του διαγράμματος.



Τέλος, παρατηρούμε ότι το φάσμα εκτείνεται σε μεγάλο εύρος, όμως η ισχύς των φασματικών συνιστωσών εμφανίζει μια μείωση της τάξης των 10dBm μετά τον πρώτο “μηδενισμό”. Επιβεβαιώνεται, λοιπόν, 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.

3.3.1.2 Παλμοσειρά και φάσμα μετά το βαθυπερατό φίλτρο

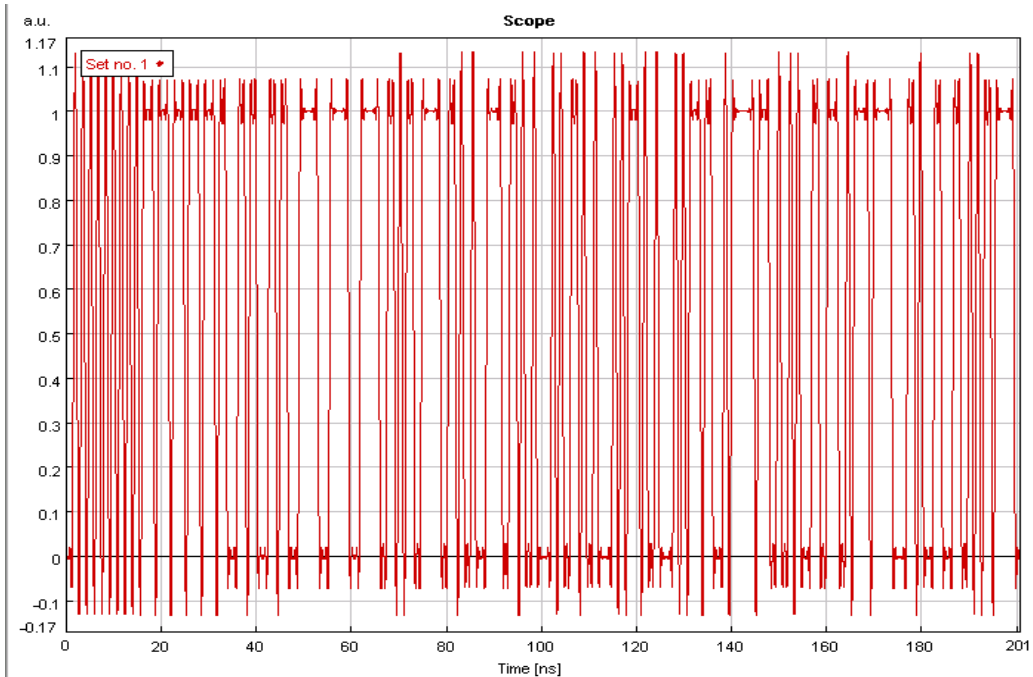


Illustration 30: Παλμοσειρά μετά το βαθυπερατό φίλτρο

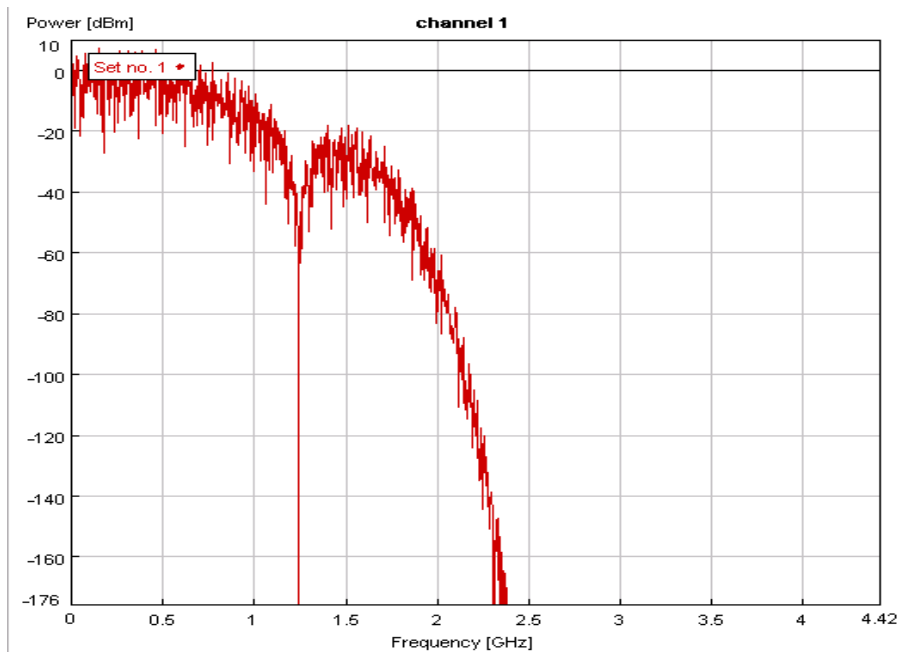


Illustration 31: Φάσμα μετά τον βαθυπερατό φίλτρο

Υπενθυμίζεται ότι στο φίλτρο είχε επιλεγεί συχνότητα αποκοπής τα 1244MHz (πρόκειται για το Channel 1 που μεταφέρει δεδομένα στα 1244Mbps). Το γεγονός ότι υπάρχει φασματικό περιεχόμενο και μετά το 1,2GHz οφείλεται στο ότι η

χαρακτηριστική του φίλτρου δεν είναι ιδανική. Στην πραγματικότητα, έχουμε επιλέξει Gaussian χαρακτηριστική 3ης τάξεως, που είναι αρκετά “απότομη” αλλά όχι ιδανική.

3.3.1.3 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον Πολλαπλασιαστή

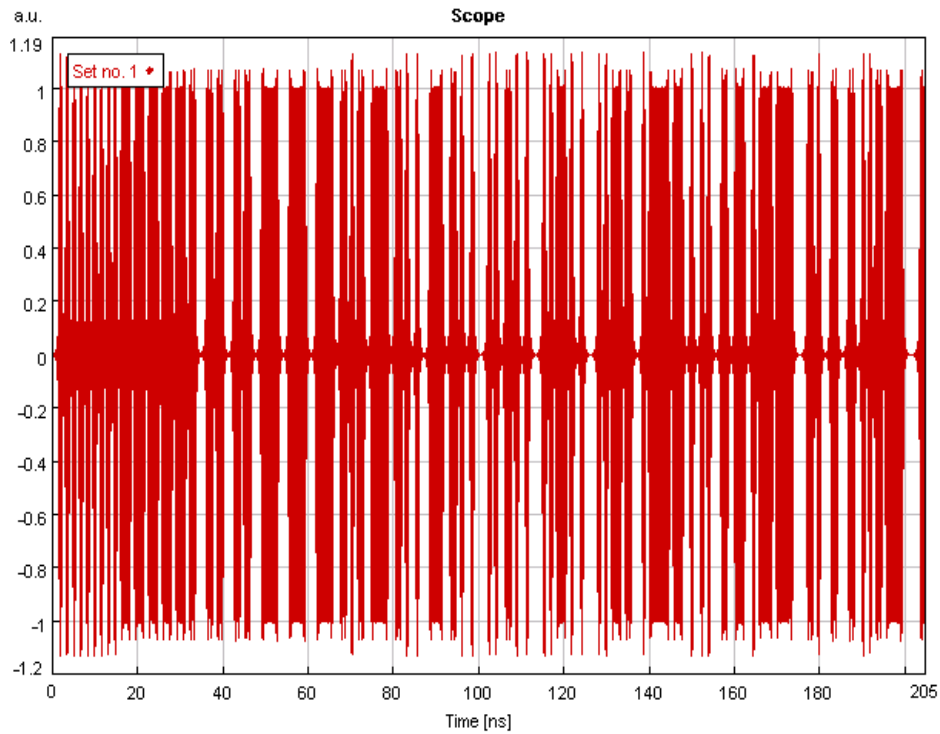


Illustration 32: Παλμοσειρά μετά τον πολλαπλασιαστή

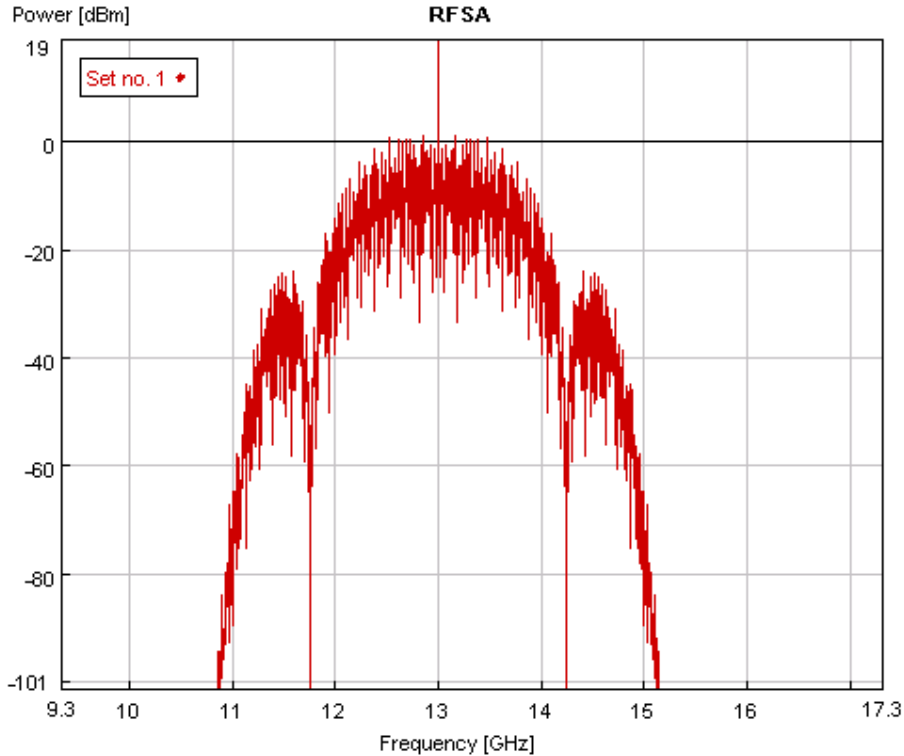


Illustration 33: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή

Ο πολλαπλασιαστής πολλαπλασιάζει το NRZ σήμα που έχει δημιουργηθεί με ένα συνημίτονο συχνότητας 13GHz (διαφορετική στα υπόλοιπα κανάλια). Αυτό μεταφράζεται σε διαμόρφωση του ημιτόνου αυτού, κατά 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.

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 ωC . Αυτός είναι ο λόγος που προκύπτει το φάσμα του παραπάνω σχήματος, με κεντρική συχνότητα τα 13GHz, δηλαδή τη συχνότητα του ημιτόνου (ωC) 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 $\omega_C=13$ 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.

3.3.2 Παλμοσειρές και φάσματα των καναλιών 2 & 3

Παρατίθενται εδώ, οι παλμοσειρές και τα φάσματα των άλλων δύο καναλιών, κυρίως για λόγους αναγνώρισης των σημάτων αυτών στο υπόλοιπο κύκλωμα.

Για το channel 2, το BitRate είναι στα 622 Mbps, άρα και η συχνότητα αποκοπής στο φίλτρο αυτού του καναλιού έχει οριστεί στα 622MHz. Η συχνότητα του ημιτόνου του τοπικού Ταλαντωτή στο κανάλι 2 είναι 2GHz.

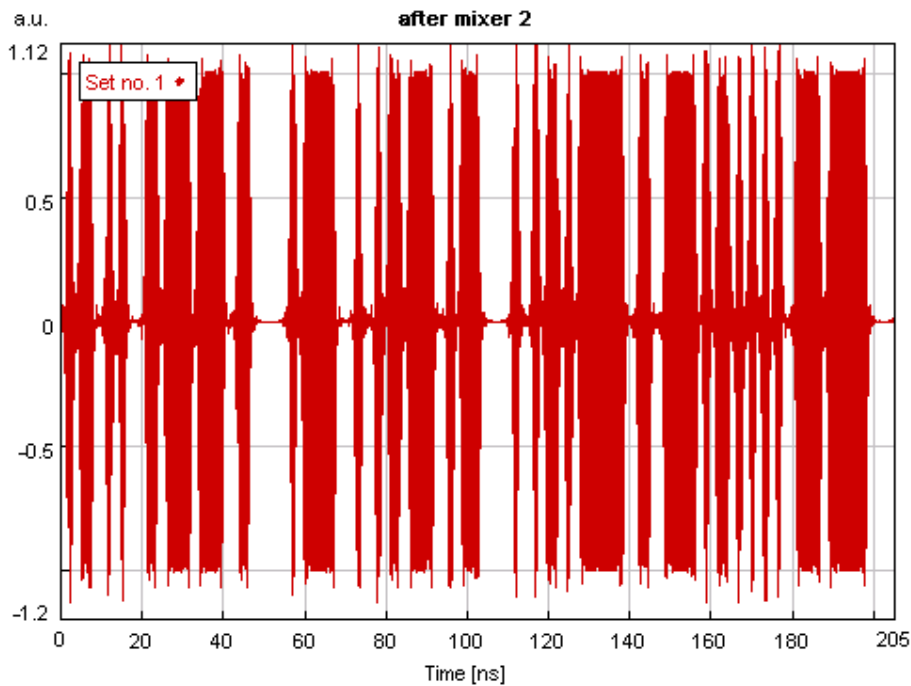


Illustration 34: Παλμοσειρά καναλιού 2

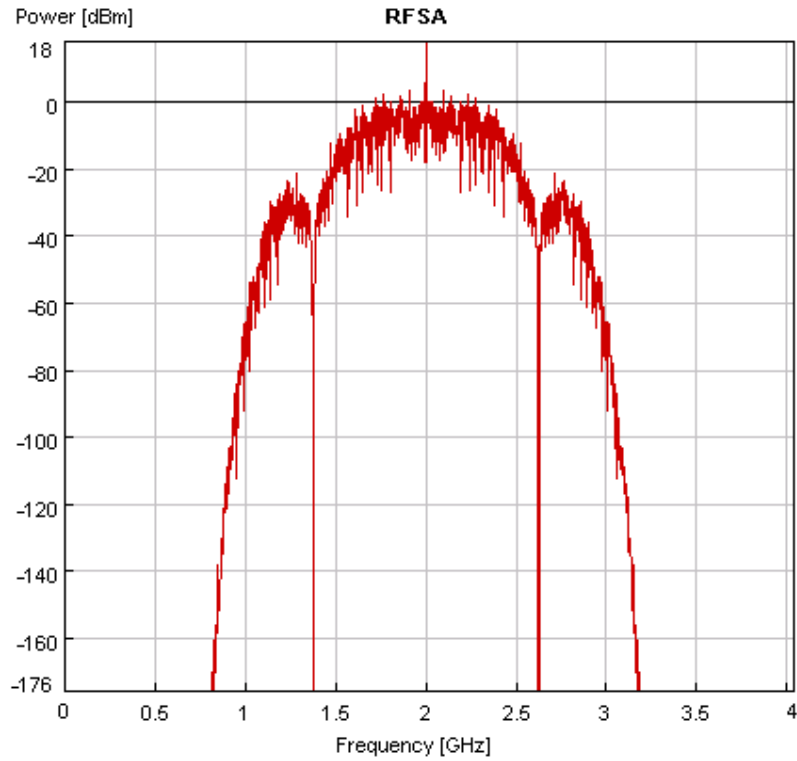


Illustration 35: Φάσμα καναλιού 2

Για το channel 3, το BitRate είναι στα 622 Mbps, άρα και η συχνότητα αποκοπής στο φίλτρο αυτού του καναλιού έχει οριστεί στα 622MHz. Η συχνότητα του ημιτόνου του τοπικού Ταλαντωτή στο κανάλι 3 είναι 5GHz.

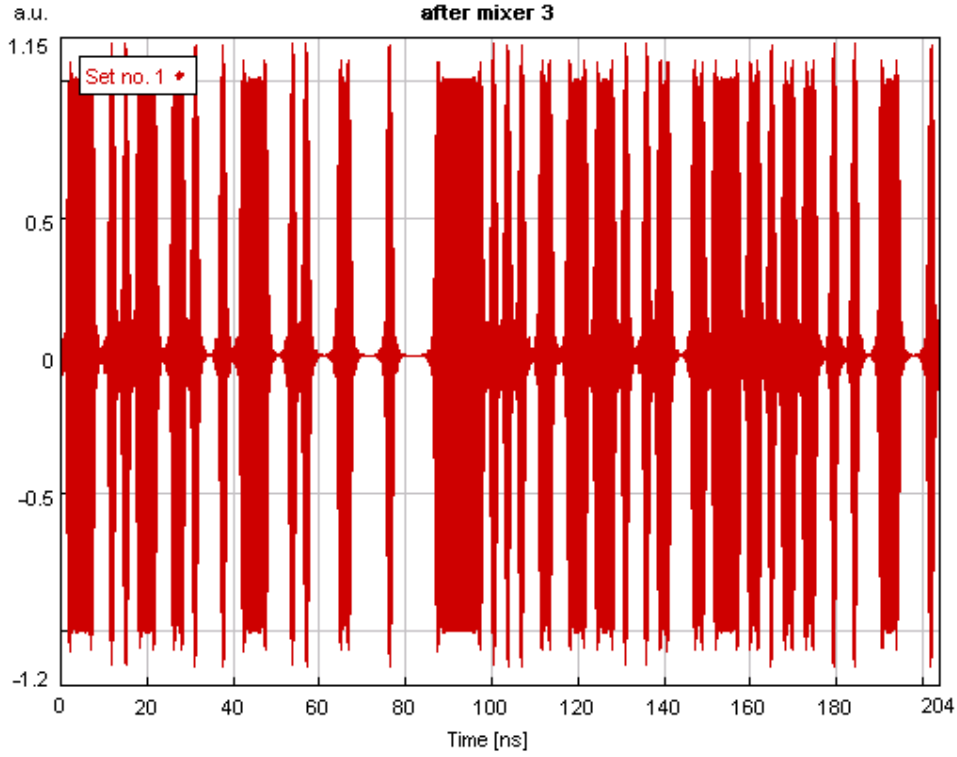


Illustration 36: Παλμοσειρά καναλιού 3

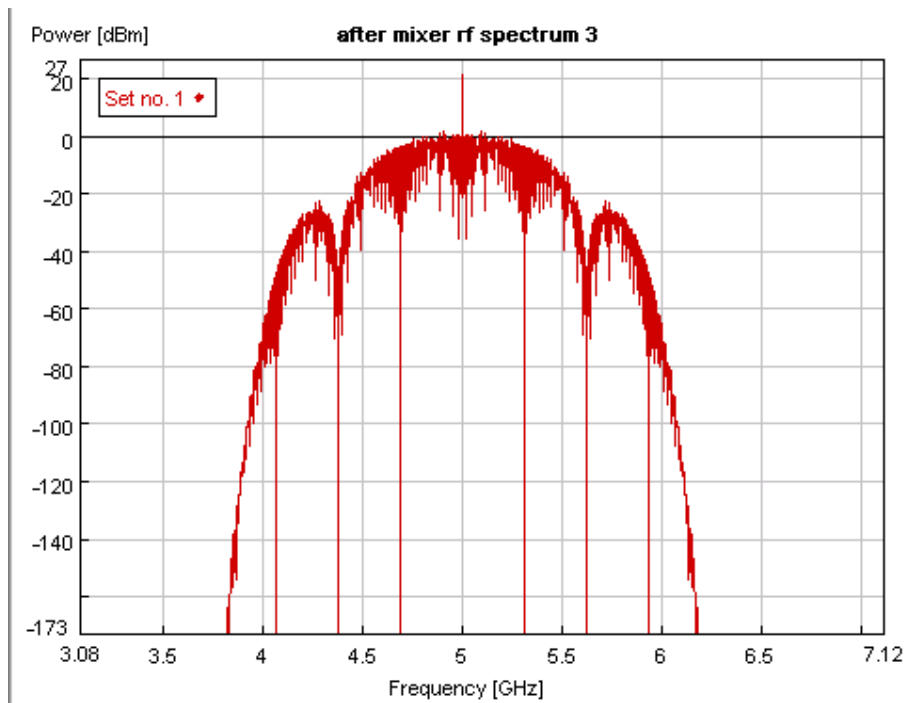


Illustration 37: Φάσμα καναλιού 3

3.3.3 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον αθροιστή

Τα τρία RF σήματα, που έχουμε δημιουργήσει, προστίθενται με έναν απλό αθροιστή ηλεκτρικών σημάτων, ώστε να οδηγήσουν τον MZModulator.

Σημειώνεται, εδώ, πως τα σήματα βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες και άρα μπορούν να προστεθούν χωρίς να καταστραφούν.

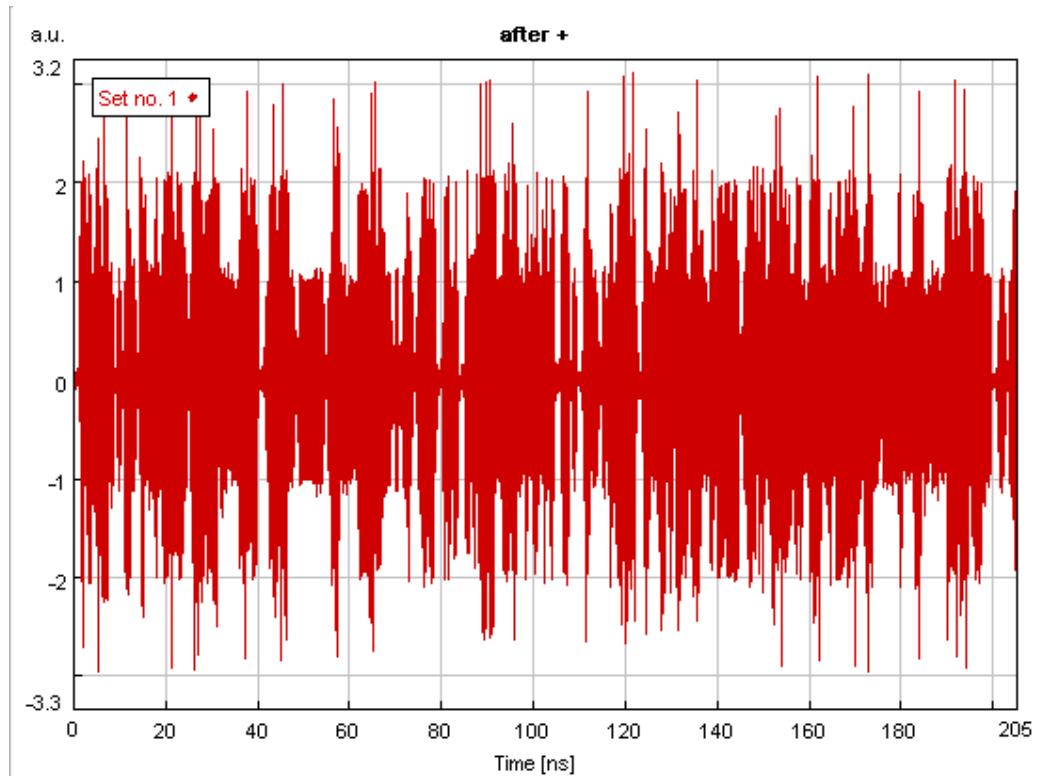


Illustration 38: Παλμοσειρά μετά τον αθροιστή

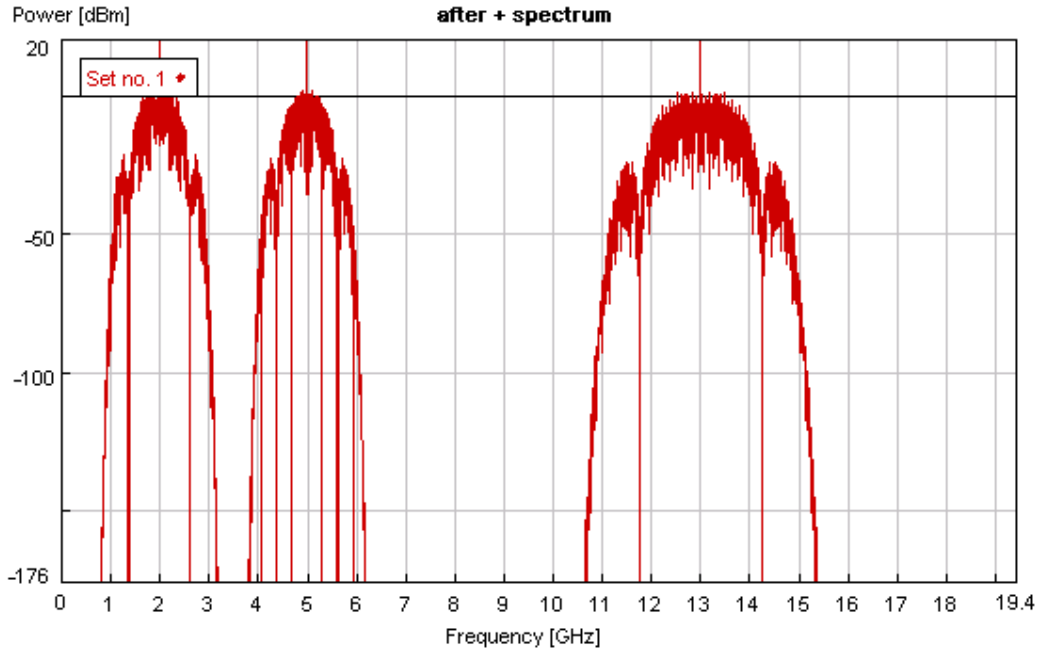


Illustration 39 Φάσμα μετά τον αθροιστή

Η πρόσθεση των τριών 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 2GHz, μια στα 5GHz, 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. Έχει δημιουργηθεί με αυτό τον τρόπο το RF σήμα που θα οδηγήσει τον οπτικό διαμορφωτή.

3.4 Linearizer

Παρατηρούμε στην παλμοσειρά μετά τον αθροιστή, πως το πλάτος των σημάτων κυμαίνεται περίπου από τα -05 a.u. στα 0.5 a.u. Ο Linearizer χρησιμοποιείται για να θέσει το πλάτος από τα 0 a.u. στο 1 a.u. όπως φαίνεται και στο σχήμα.

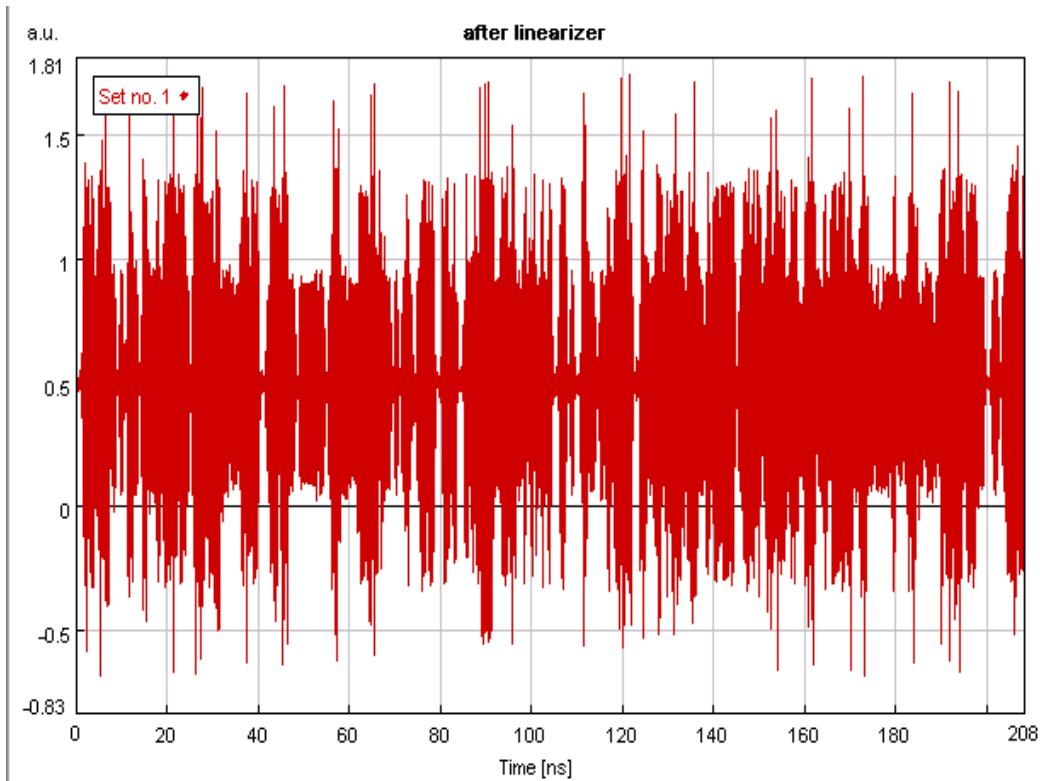


Illustration 40: Παλμοσειρά μετά τον Linearizer

Οπτικός Διαμορφωτής

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

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. Το πρόσημο της φάσης ελέγχει το ποια πλευρική ζώνη θα καταπιεστεί.

Η διαμόρφωση της μιας πλευρικής ζώνης (OSSB) επιτυγχάνεται με χρήση του Differential Modulator, που 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°. Ο μετασχηματισμός Fourier ενός σήματος το οποίο έχει υποστεί μετασχηματισμό Hilbert είναι: $FHILB(\omega) = -jF(\omega)$ για $\omega > 0$ και $jF(\omega)$ για $\omega < 0$.

3.6. Πομπός Οπτικού Σήματος

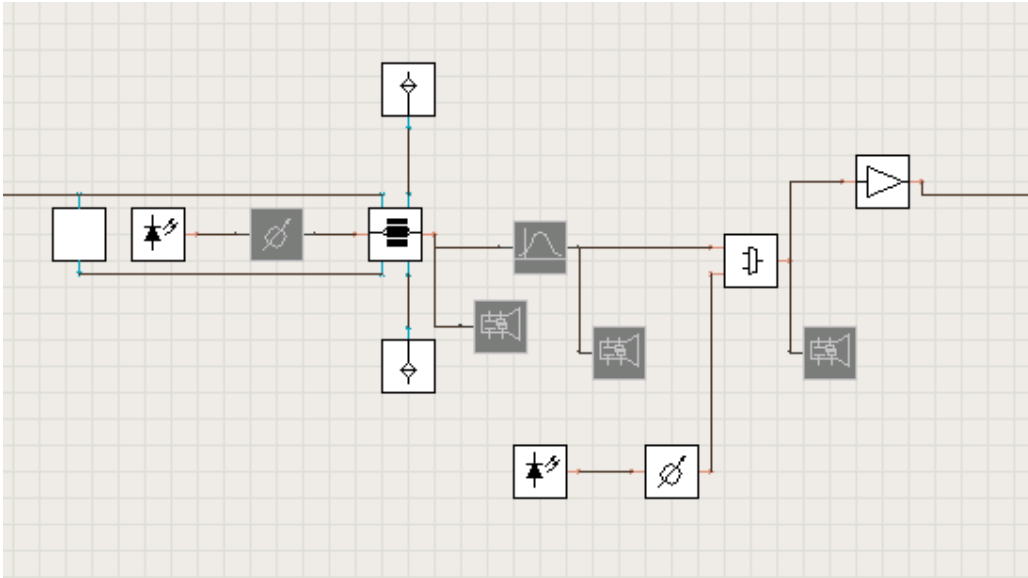


Illustration 41: Συνδεσμολογία οπτικού πομπού

Τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν τον οπτικό πομπό και οι σχετικές ρυθμίσεις.

➤ 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. Εδώ αναφερόμαστε στο πρώτο.) Η συχνότητα λειτουργίας αυτού του laser είναι στην προεπιλεγμένη τιμή που είναι τα 193.1THz ενώ η ισχύς εκπομπής είναι ρυθμισμένη στα 8mW. Τέλος, ρυθμίζουμε το linewidth του laser στην τιμή 0.

➤ Η δύο DC πηγές που ρυθμίζουν το Bias στον Modulator έχουν επιλεγεί ώστε η πάνω δίνει τάση 5V και η κάτω 2.5V. Με αυτόν τον τρόπο πετυχαίνουμε επαρκή καταπίεση της μιας πλευρικής ζώνης.

➤ Τα δεδομένα του Mach Zehnder Modulator:

- $V_{pi\ DC} = 5V$
- $V_{pi\ RF} = 5V$
- Insertion Loss 6
- Extinction Ratio 35

Όλες αυτές οι τιμές ορίστηκαν με τρόπο ώστε να γίνεται επαρκής καταπίεση της δεξιάς πλευρικής ζώνης.

➤ Το δεύτερο laser, που αποτελεί τον carrier, ο οποίος θα χτυπήσει με τον subcarrier που βρίσκεται στα 5GHz, στο δέκτη, για να δημιουργηθεί το σήμα των 60GHz. Για αυτό το λόγο η συχνότητα λειτουργίας του έχει επιλεγεί να είναι τα 193.155THz.

Επίσης και αυτό το laser πρέπει να έχει πολύ στενό linewidth για να αποφευχθούν προβλήματα κατά το RHD. Η ισχύς του είναι ρυθμισμένη 1mW.

➤ Attenuator. Με ρύθμιση βάσει παρατήρησης καταλήξαμε στα 24dB μείωση, ώστε η ισχύς του laser των 193.155 THz να βρίσκεται πάνω κάτω στα ίδια επίπεδα με τα υπόλοιπα σήματα και κυρίως με το Subcarrier των 5GHz.

➤ Ο πολυπλέκτης 2X1 πολυπλέκει τα δύο οπτικά σήματα (το διαμορφωμένο απο το modulator, και τον carrier των 193.155THz), 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 193.092THz και του άλλου τα 193.147THz, ενώ το εύρος ορίζεται στα 16GHz.Η χαρακτηριστική του φίλτρου είναι Gaussian 3ης τάξης.

➤ Τέλος, ο ενισχυτής είναι ουσιαστικά το module του VPI που περιγράφει έναν ιδανικό ενισχυτή (Ideal Optical Amplifier) το οποίο ορίζεται σε λειτουργία Gain Controlled που σημαίνει ότι καθορίζουμε την τιμή της ενίσχυσης που προσφέρεται στο εισερχόμενο σήμα .Το Gain ρυθμίστηκε στα 35dB.

Συνεχίζουμε παραθέτοντας διαγράμματα που έχουν ληφθεί από την προσομοίωση, αναφερόμενοι σταδιακά στα διάφορα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα του οπτικού διαμορφωτή και σχολιάζοντας τα αποτελέσματα

3.6.1. Οπτικό σήμα των CW's

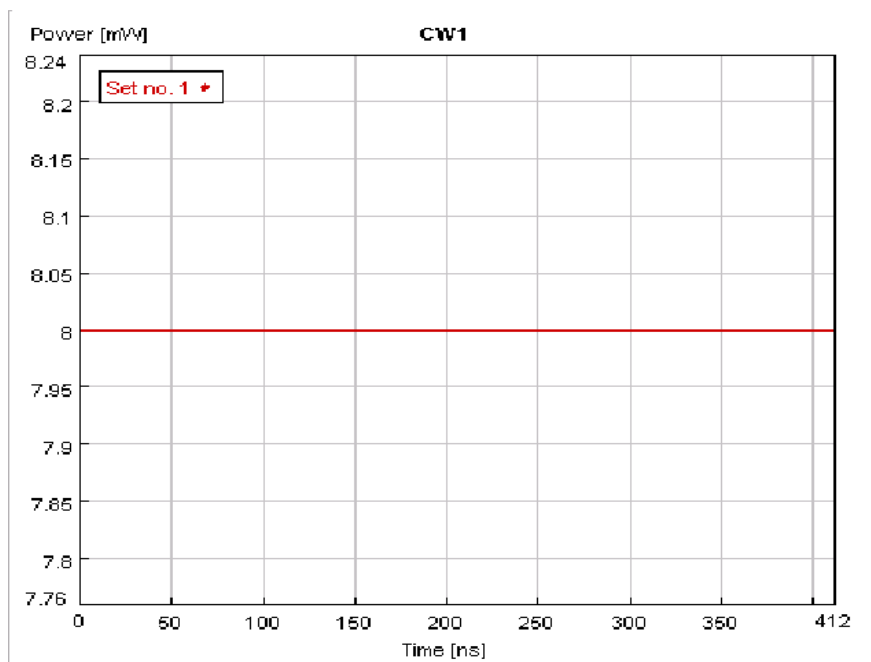
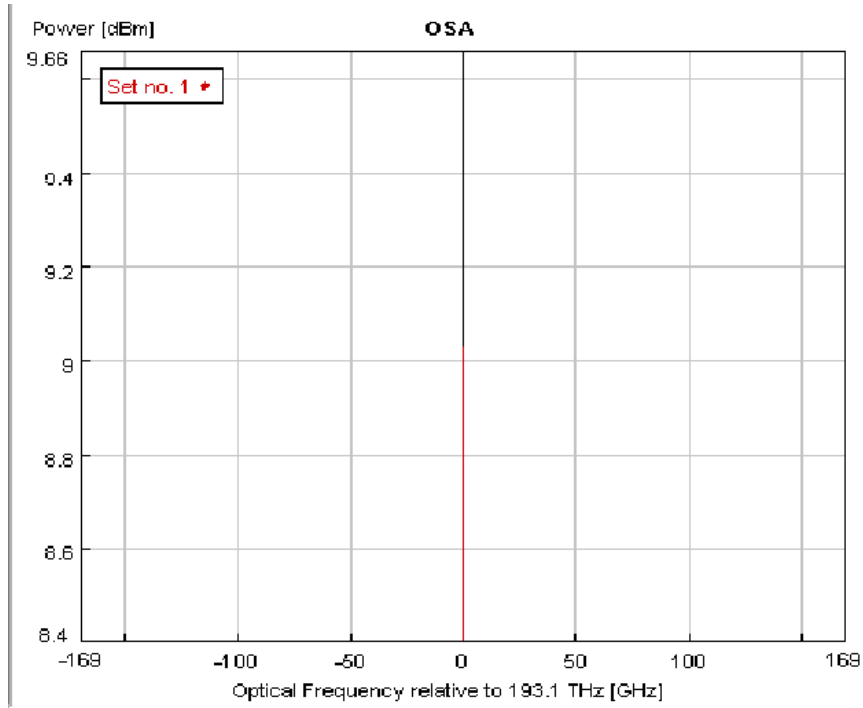
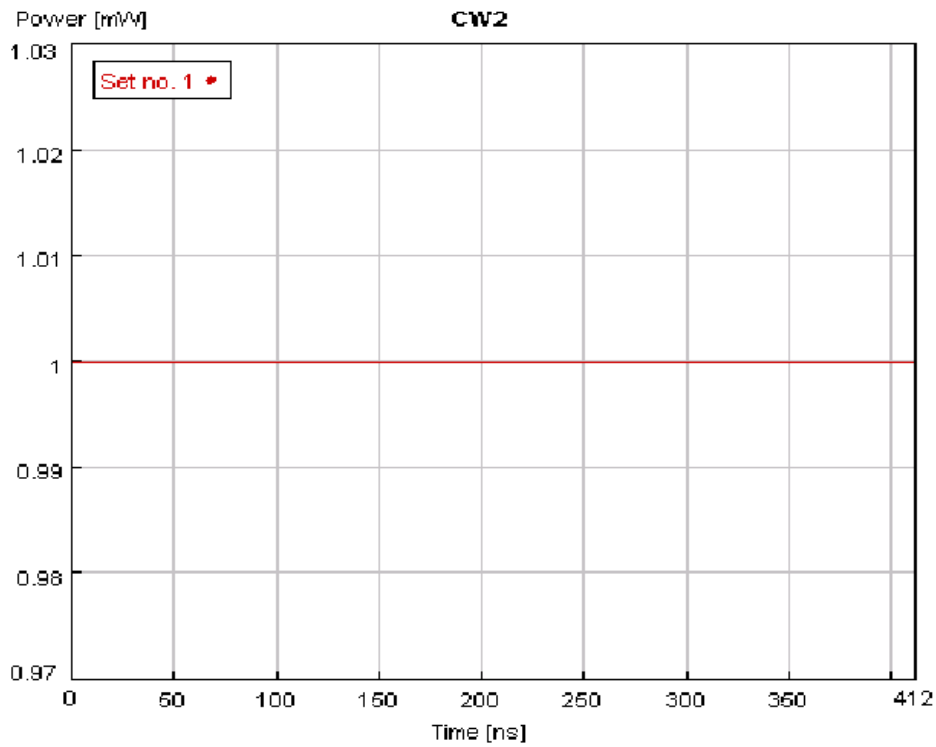


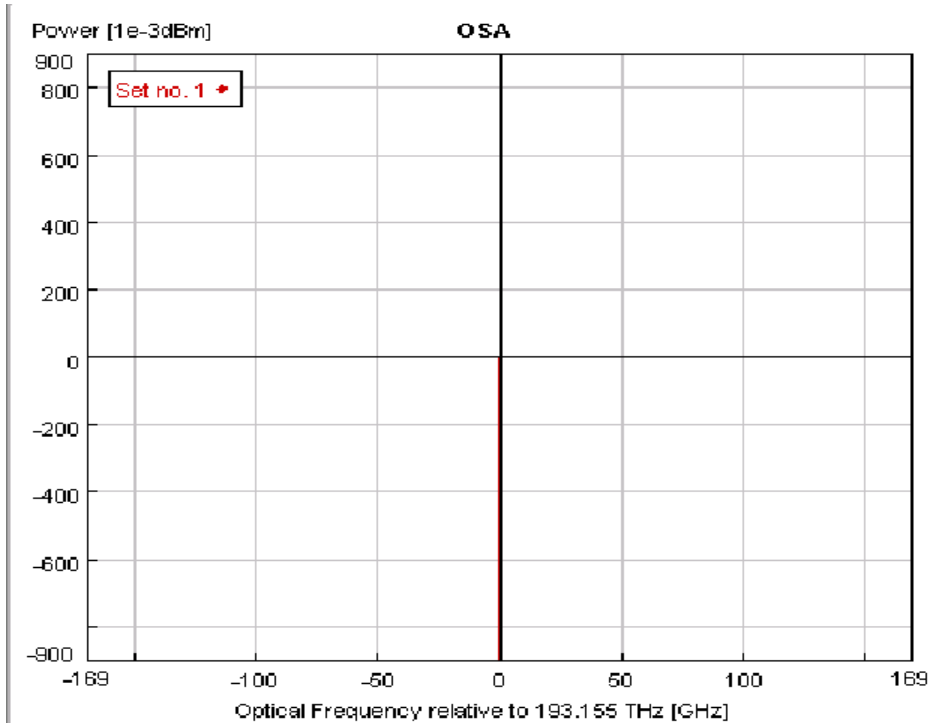
Illustration 42: CW στα 193.1THz



Φάσμα CW στα 193.1THz



CW στα 193.155THz



Φάσμα CW στα 193.155THz

Αξίζει να σημειωθεί, εδώ, 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.

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

3.6.2. Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή

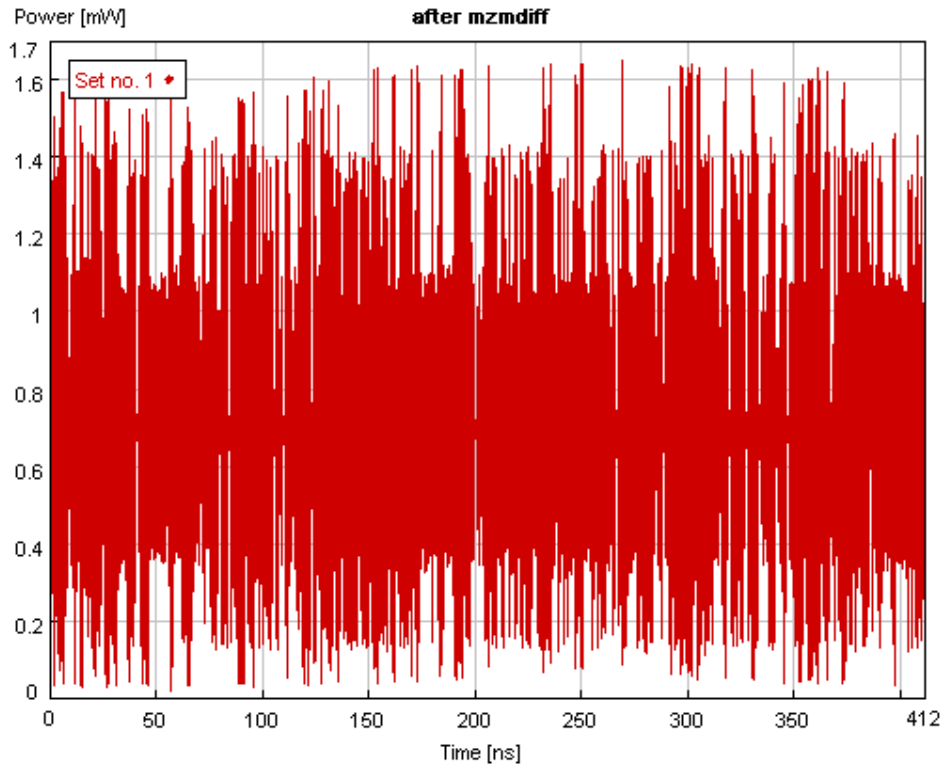


Illustration 46: Σήμα εξόδου του οπτικού διαμορφωτή

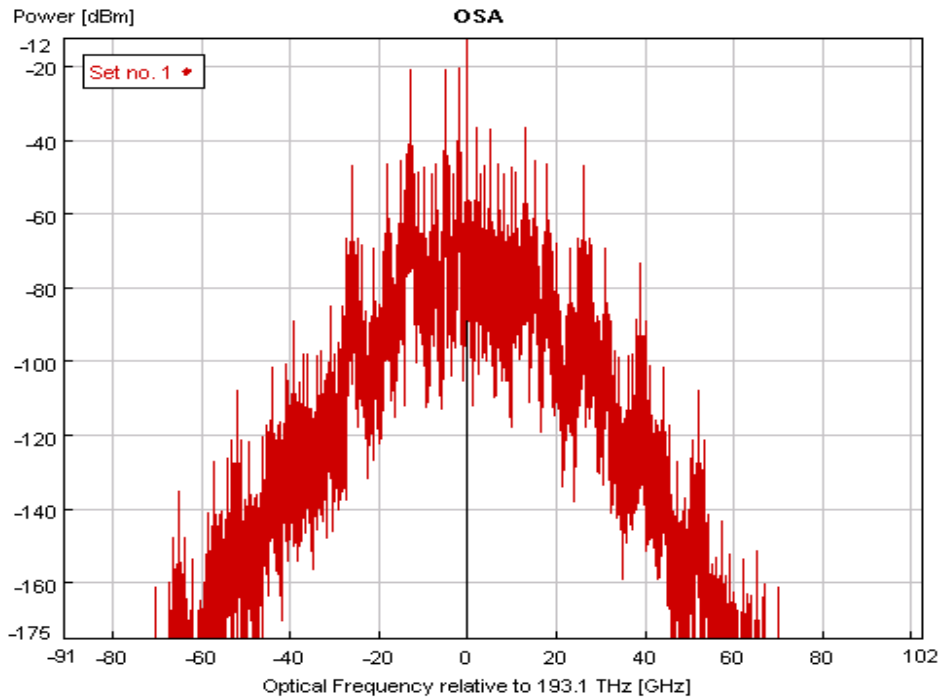


Illustration 47: Φάσμα σήματος εξόδου του οπτικού διαμορφωτή

Παρατηρώντας το φάσμα μετά τον mzm, 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 αριστερά του οπτικού carrier, στις συχνότητες -2, -5 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 20dBm χαμηλότερα σε ισχύ σε σχέση με τις υποφέρουσες τις αριστερής 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 δεξιά του carrier είναι μειωμένες κατά τουλάχιστον 20dBm.

3.6.3 Οπτικό σήμα 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.

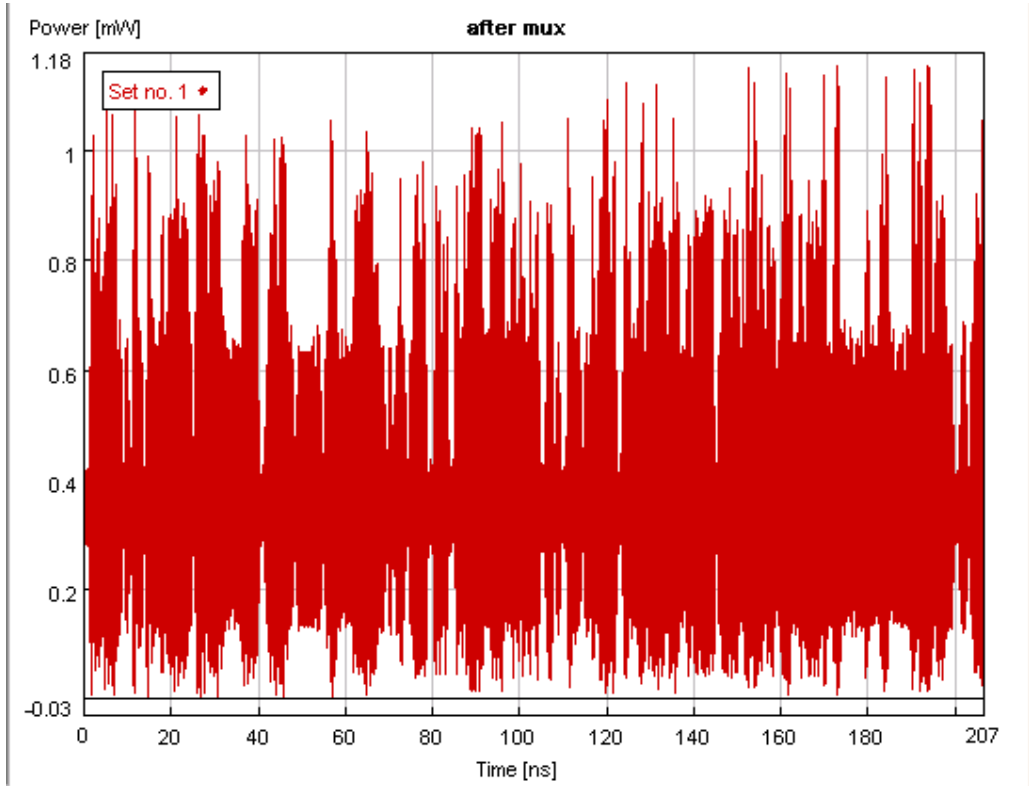


Illustration 48: Σήμα μετά τον 2X1 MUX

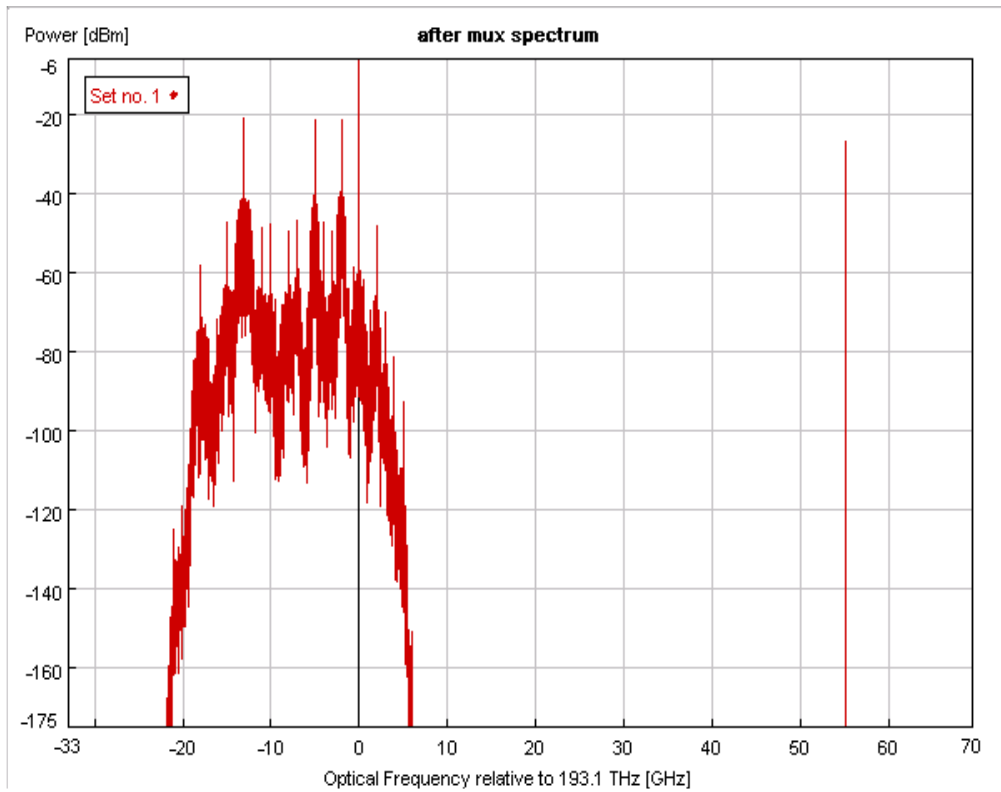


Illustration 49: Φάσμα μετά τον 2X1 MUX

Όπως απεικονίζεται στο φάσμα του σήματος μετά τον 2X1 MUX, έχουν δημιουργηθεί οι τρεις υποφέρουσες και τα δύο CW. Με το CW των 193.155THz θα κάνει Heterodyne, στο δέκτη, η πληροφορία που βρίσκεται στα -5GHz.

Σε αυτό το σημείο ολοκληρώνεται η αρχιτεκτονική του πομπού. 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.

3.7 Κύκλωμα Δέκτη

Το συνολικό κύκλωμα του δέκτη απεικονίζεται στην εικόνα που ακολουθεί.

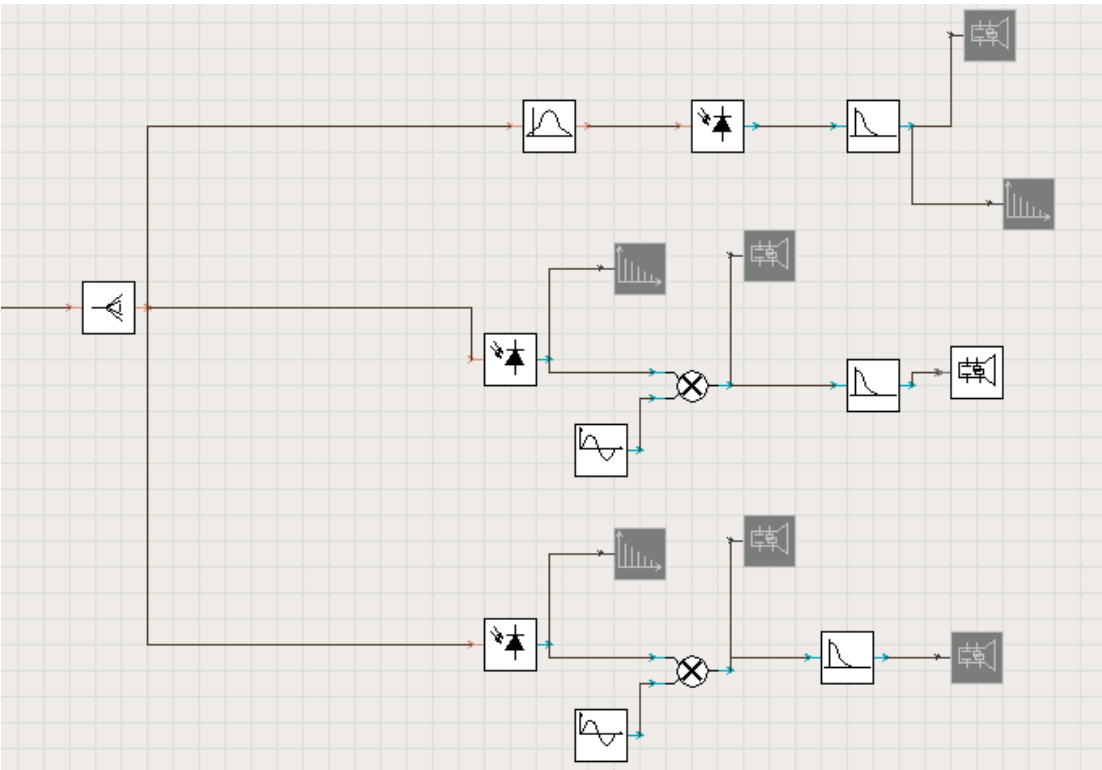


Illustration 50: Κύκλωμα Δέκτη

Φαίνεται ότι δέκτης αποτελείται από τρία τμήματα, κάθε ένα από τα οποία υλοποιεί τον δέκτη μιας από τις τρεις υπηρεσίες που έχουμε μεταδώσει. Έτσι έχουμε κατά σειρά τον δέκτη για το Fiber to the Home, για το Wi-Fi (2GHz) και για το WPAN στα 60GHz.

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 , όπως φαίνεται στο σχήμα.

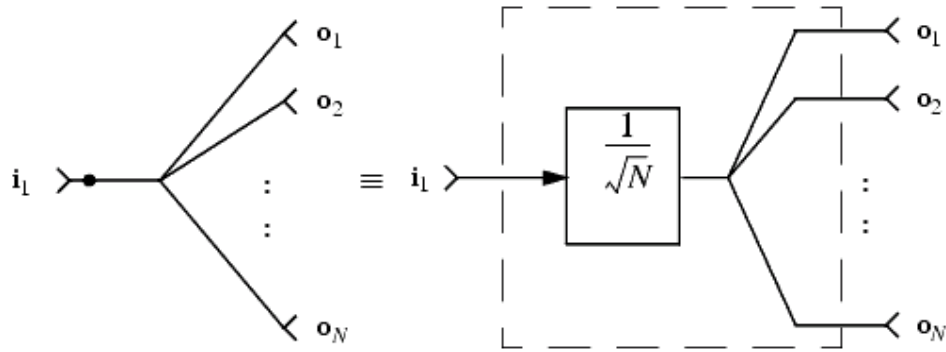


Illustration 51: Splitter 1xN

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.

Η δομή του δέκτη έχει ως εξής:

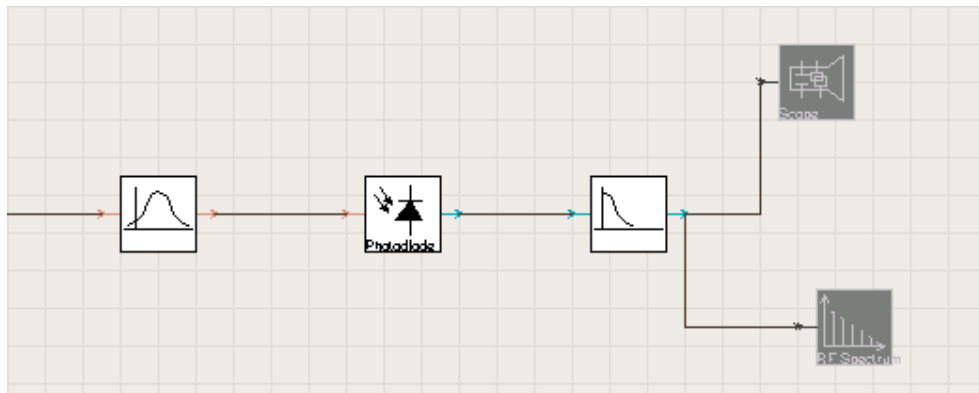


Illustration 52: Δέκτης FTTH

Το σήμα από τον splitter περνάει από ένα ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο, έτσι ώστε να κρατήσουμε την υποφέρουσα που μεταφέρει την πληροφορία για το FTTH 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.

Παρατίθενται, εδώ, οι τιμές των μεταβλητών όπως ορίστηκαν για τα διάφορα στοιχεία του FTTH δέκτη:

- Οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο

Ορίστηκε κεντρική συχνότητα του φίλτρου τα 193.087 THz δηλαδή 13GHz κάτω 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.

- Φωτοдиодος

Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδιοδο.

- Βαθυπερατό Ηλεκτρικό Φίλτρο

Για το βαθυπερατό φίλτρο επιλέχθηκε εύρος 1244 MHz , 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.

3.7.1.1 Σήμα μετά τη φωτοδιοδο

Το οπτικό σήμα που έχει προκύψει προσπίπτει στη φωτοδιοδο 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 φωτοδιοδο:

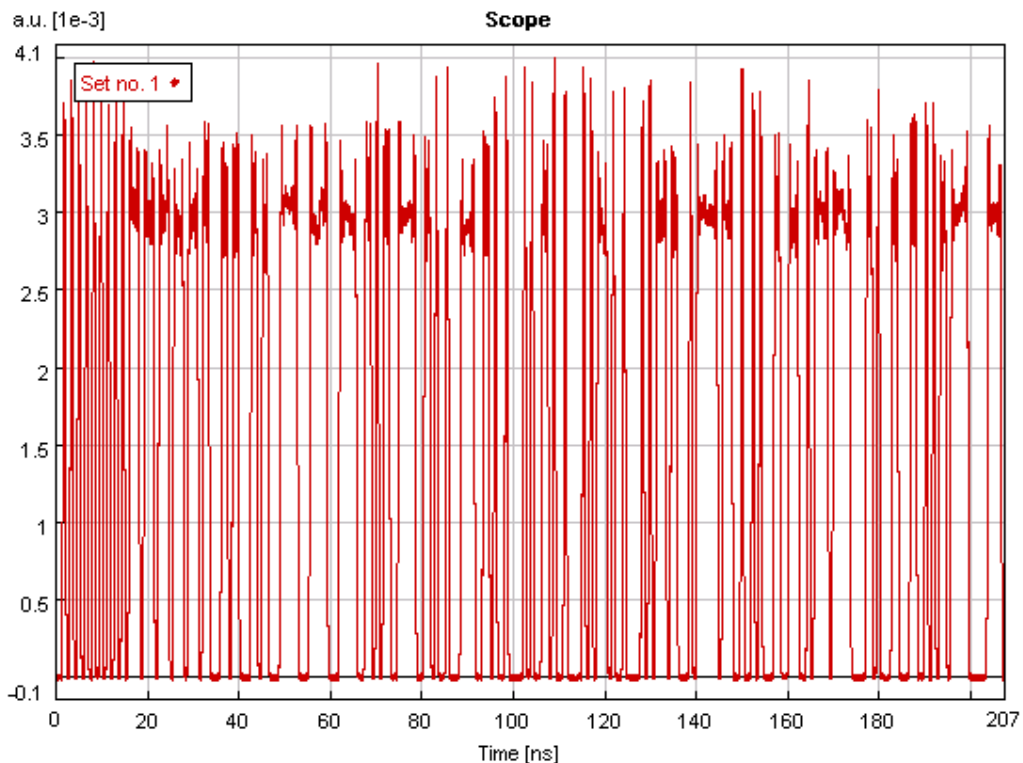


Illustration 53: Παλμοσειρά μετά την φωτοδίοδο

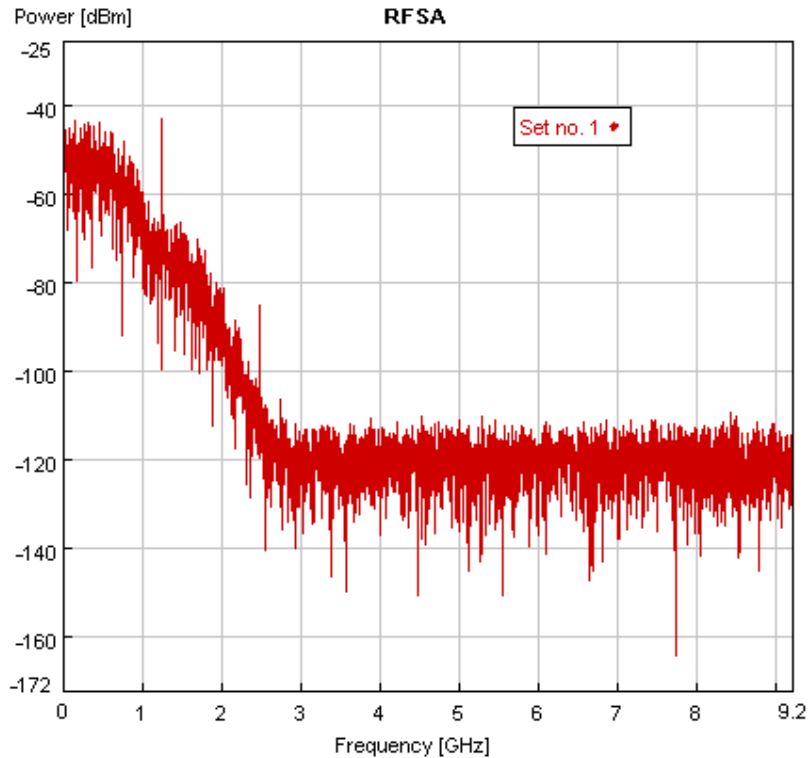


Illustration 54: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

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.

3.7.1.2 Σήμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο

Το εύρος του φίλτρου έχει επιλεγεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε να περνούν μόνο οι συνιστώσες του σήματος.

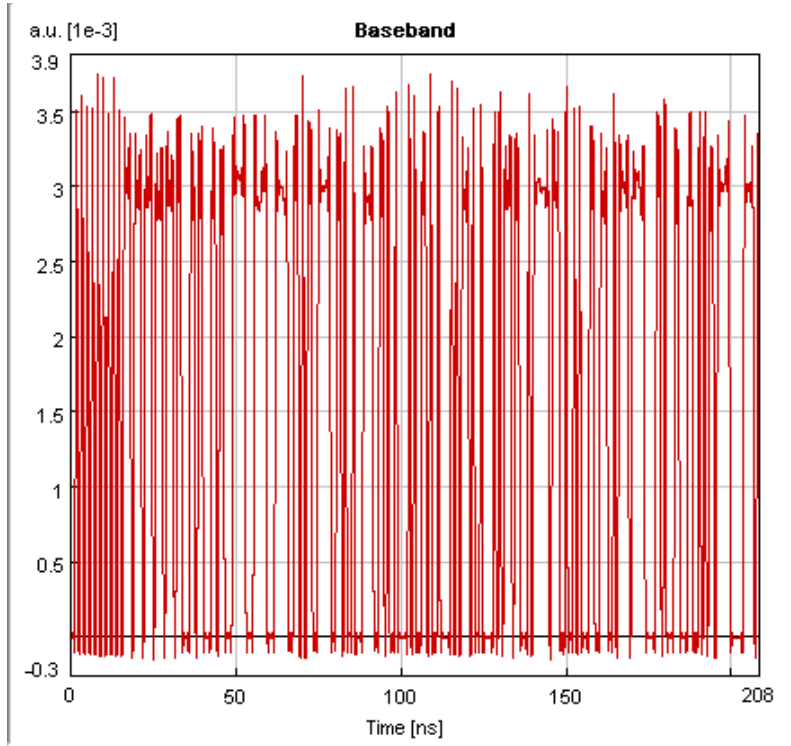
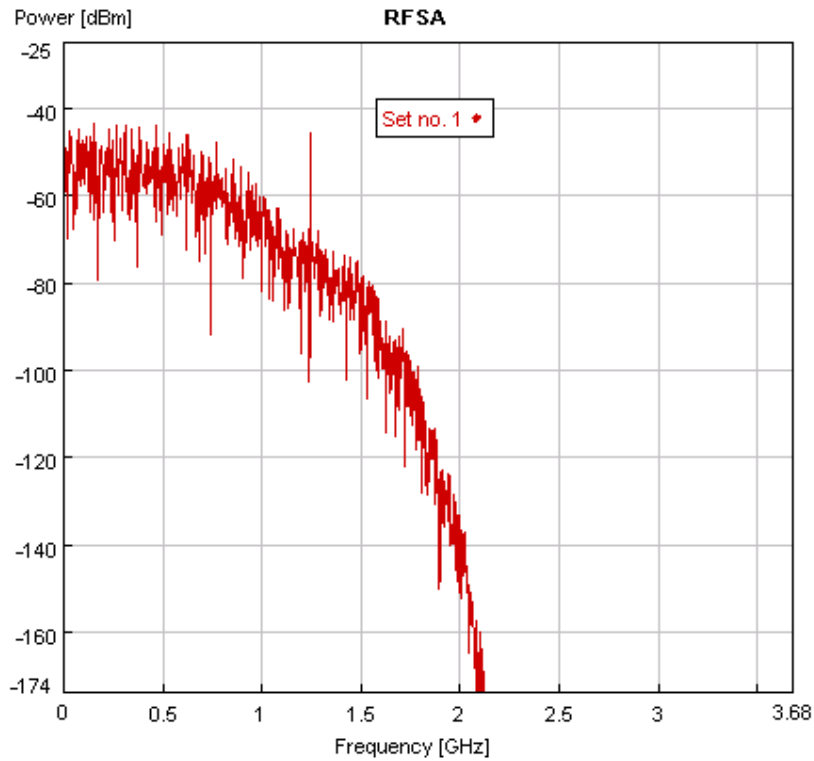


Illustration 55: Παλμοσειρά μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο



Φάσμα μετά το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο

Ανακτήσαμε, όπως είναι φανερό το σήμα που είχαμε δημιουργήσει στον RF πομπό, ενώ τοβαθυπερατό 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.

3.7.2 Δέκτης για Wi-Fi

Η δομή του δέκτη έχει ως εξής:

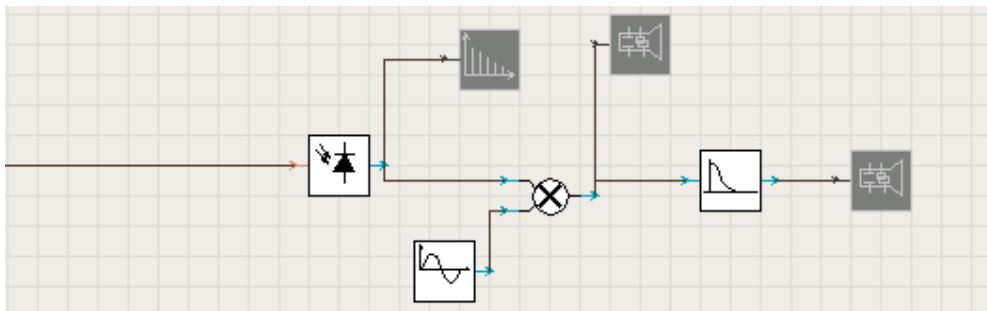


Illustration 57: Δέκτης WLAN

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.

Το σήμα που προκύπτει από τον splitter προσπίπτει στη φωτοδίοδο και μετατρέπεται σε ηλεκτρικό, το οποίο όμως βρίσκεται στα 2GHz και όχι στο baseband, αφού έχει γίνει ετερόδυνα αποδιαμόρφωση του οπτικού. Τη φωτοδίοδο ακολουθεί το ηλεκτρικό κυκλωμα το οποίο υποβιβάζει το σήμα στο baseband, ώστε να γίνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων που μεταφέρει.

Ακολουθούν οι παράμετροι, όπως έχουν ρυθμιστεί, για τα διάφορα στοιχεία του δέκτη:

- Φωτοδίοδος

Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.

- 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 2GHz, ενώ η φάση της είναι στις -1100. Η έξοδος της πολλαπλασιάζεται με το σήμα

που προκύπτει από το PIN 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.

3.7.2.1 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο

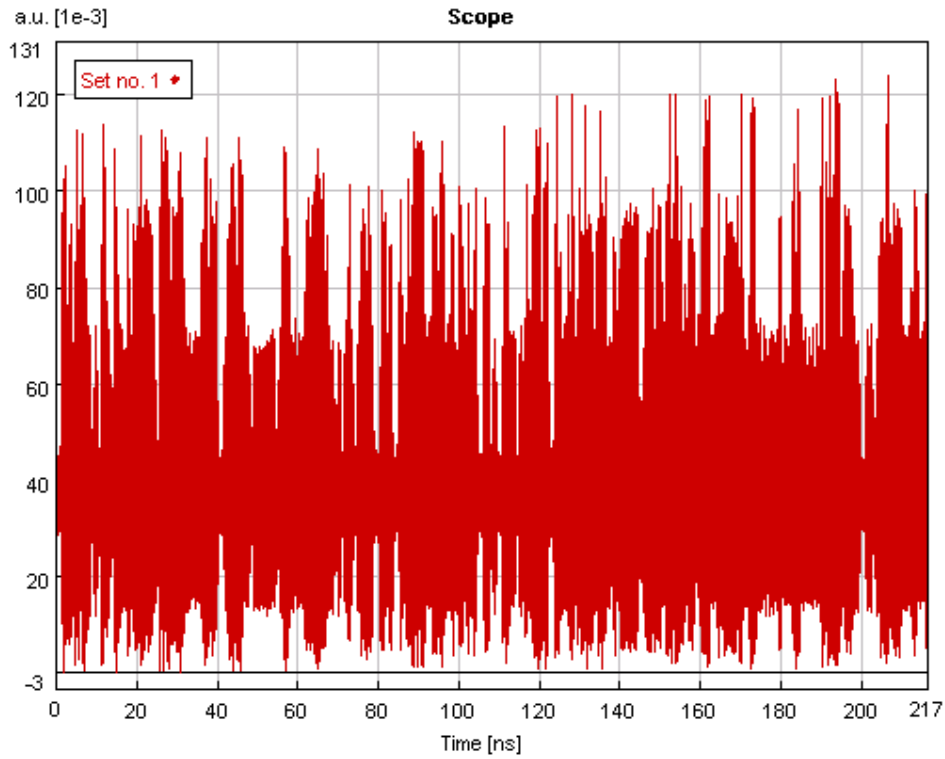


Illustration 58: Παλμοσειρά μετά τη φωτοδίοδο

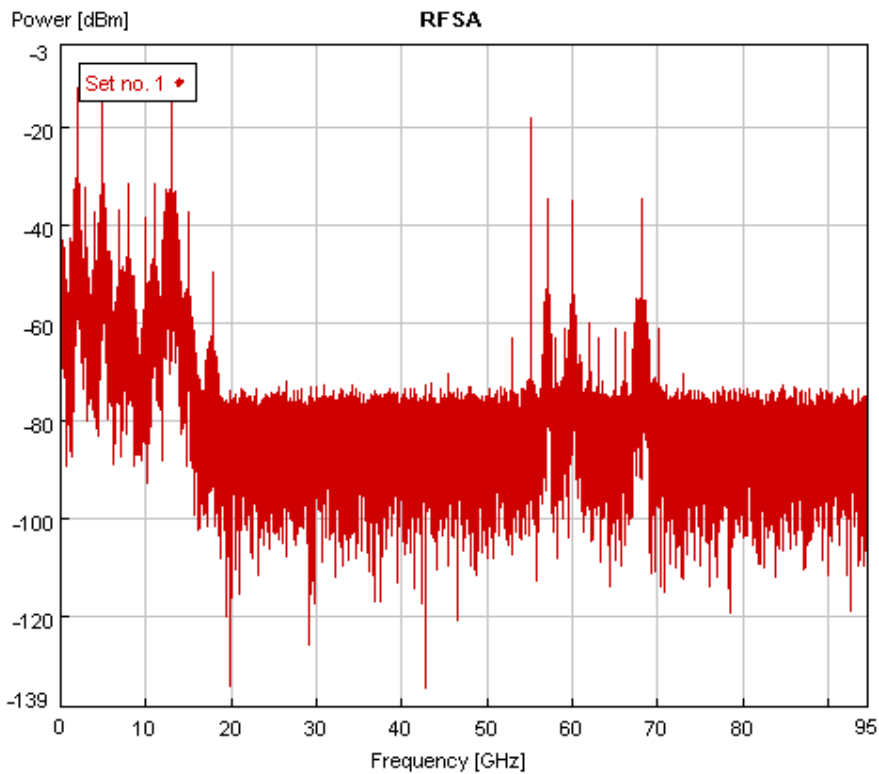


Illustration 59: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

Εξετάζοντας το φάσμα που έχει προκύψει, παρατηρούμε πως έχει γίνει O/E (optical to electrical) μετατροπή στο σήμα μας.

Για την αποδιαμόρφωση του, θα χρειαστεί να το πολλαπλασιάσουμε με ένα ημίτονο.

3.7.2.2 Σήμα μετά τον πολλαπλασιαστή

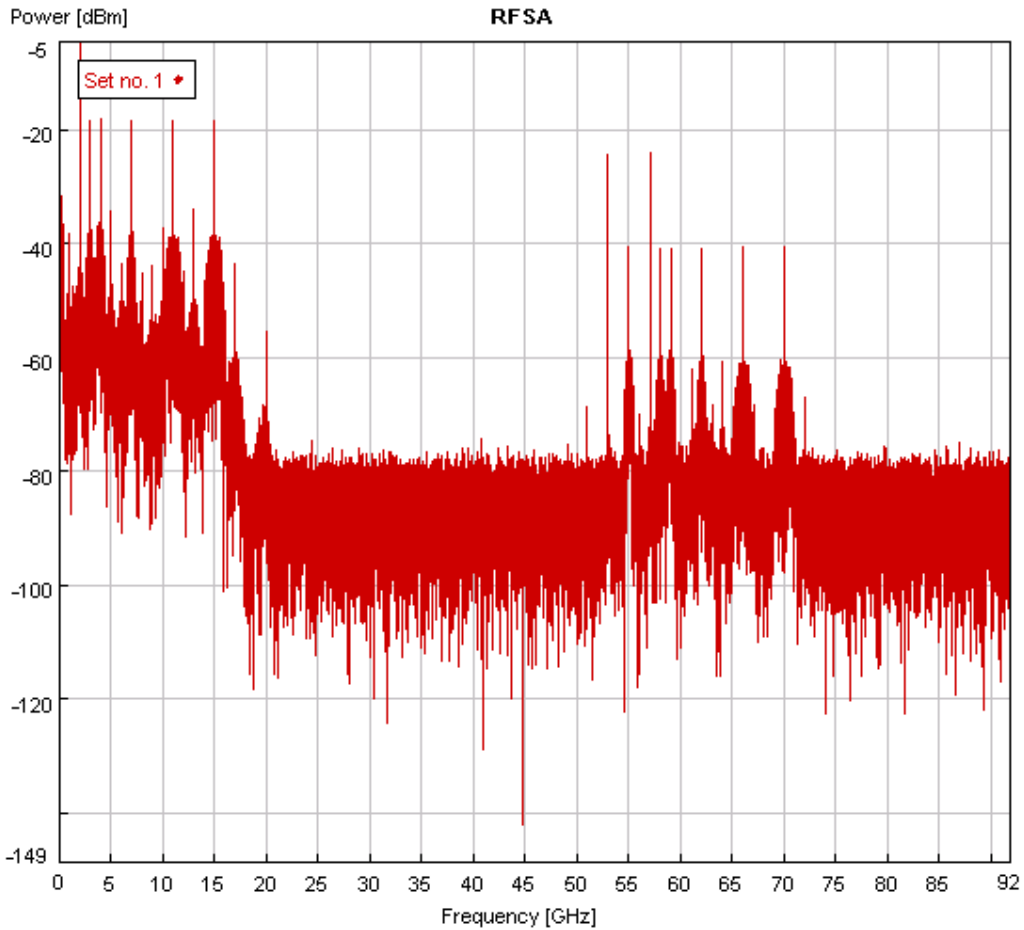


Illustration 60: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή

Τώρα, αν αποκόψουμε την πληροφορία που μας ενδιαφέρει, στα 2 GHz, θα προκύψει το Wi-Fi σήμα που επιθυμούμε.

3.7.2.3 Σήμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

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

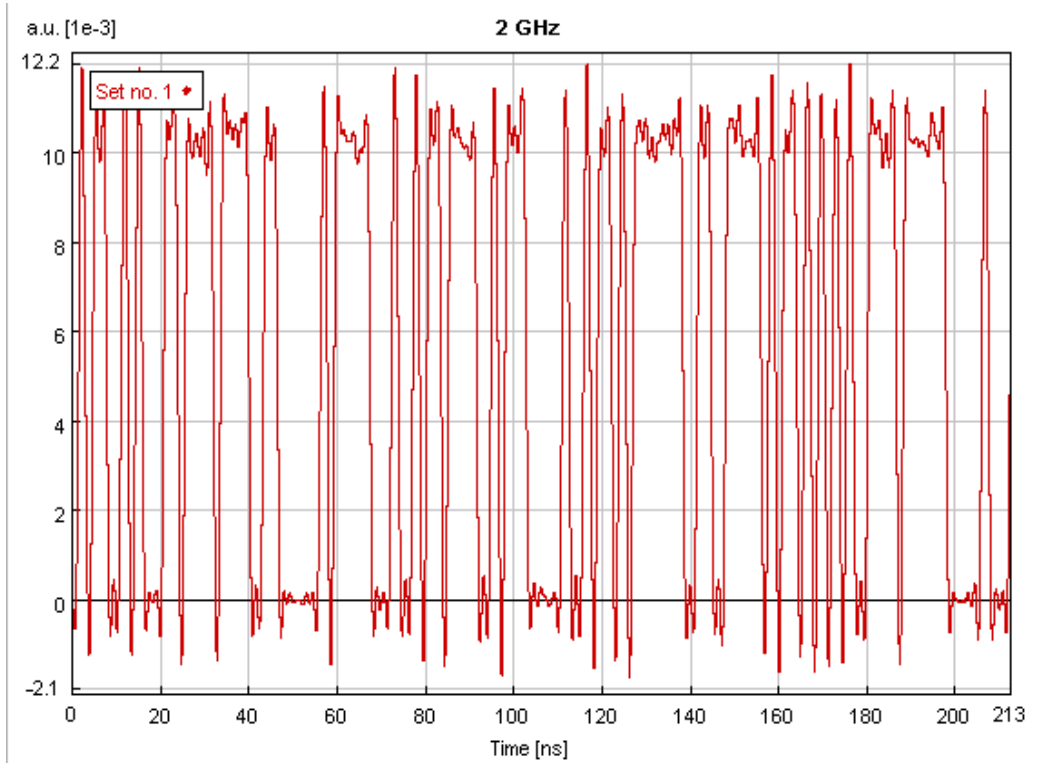


Illustration 61: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθουπερατό Φίλτρο

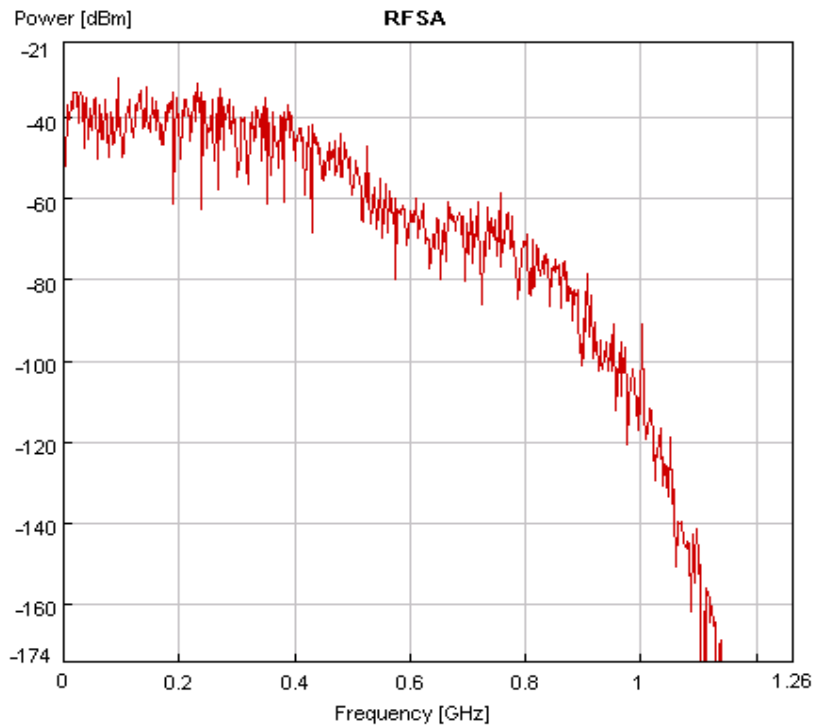


Illustration 62: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθουπερατό Φίλτρο

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.

3.7.3 Δέκτης για WPAN

Ο δέκτης για WPAN έχει ίδια δομή με το δέκτη για το WLAN, όπως φαίνεται στο σχήμα

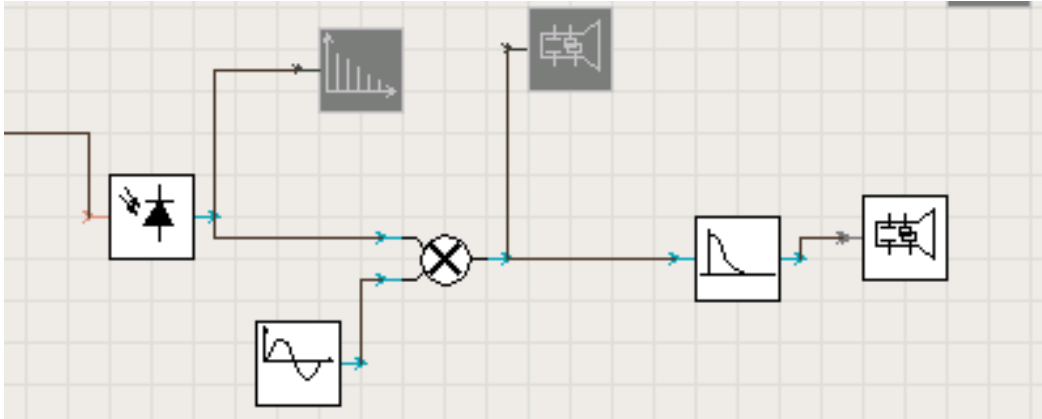


Illustration 63: Δέκτης WPAN

Υπενθυμίζεται ότι στη φωτοδίοδο 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 WPan:

- Φωτοδίοδος

Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.

- 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 60GHz. Η αρχική φάση είναι 800. 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.

Ακολουθούν τα διαγράμματα για τις παλμοσειρές και τα φάσματα, όπως προκύπτουν μετά τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος του δέκτη.

Επαναλαμβάνονται τα ίδια διαγράμματα, με τον δέκτη του δευτέρου καναλιού, για το τρίτο κανάλι.

3.7.3.1 Σήμα μετά τη φωτοδίοδο

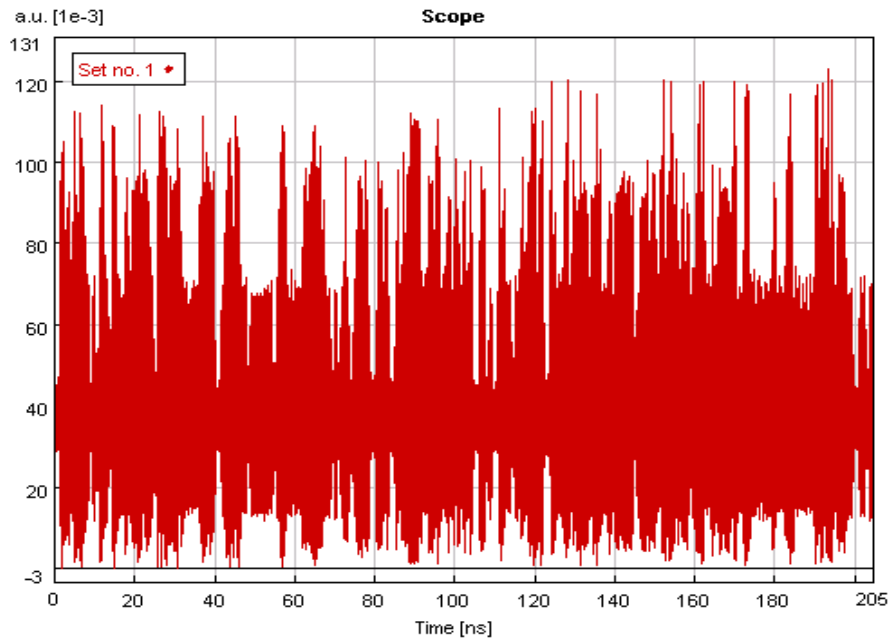


Illustration 64: Σήμα μετά τη φωτοδίοδο

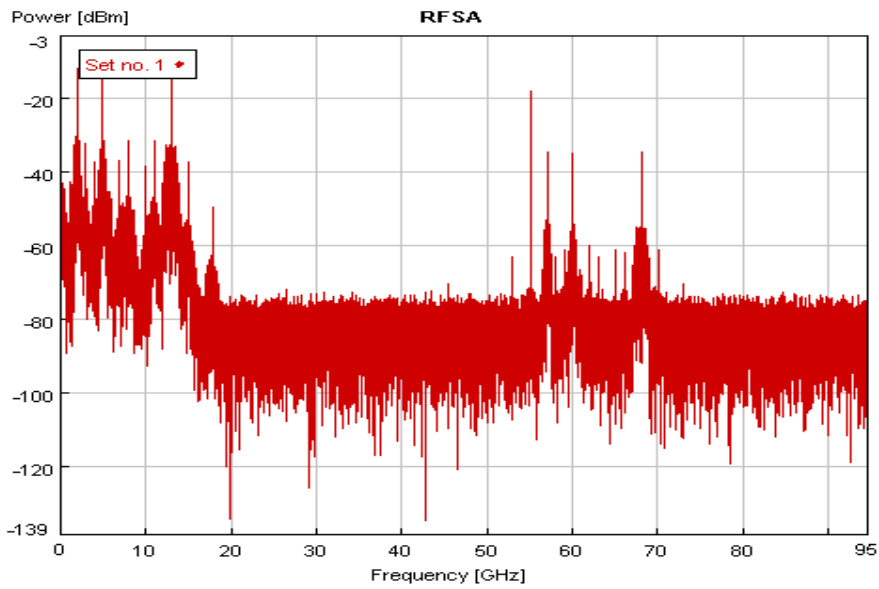


Illustration 65: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

3.7.3.2 Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή

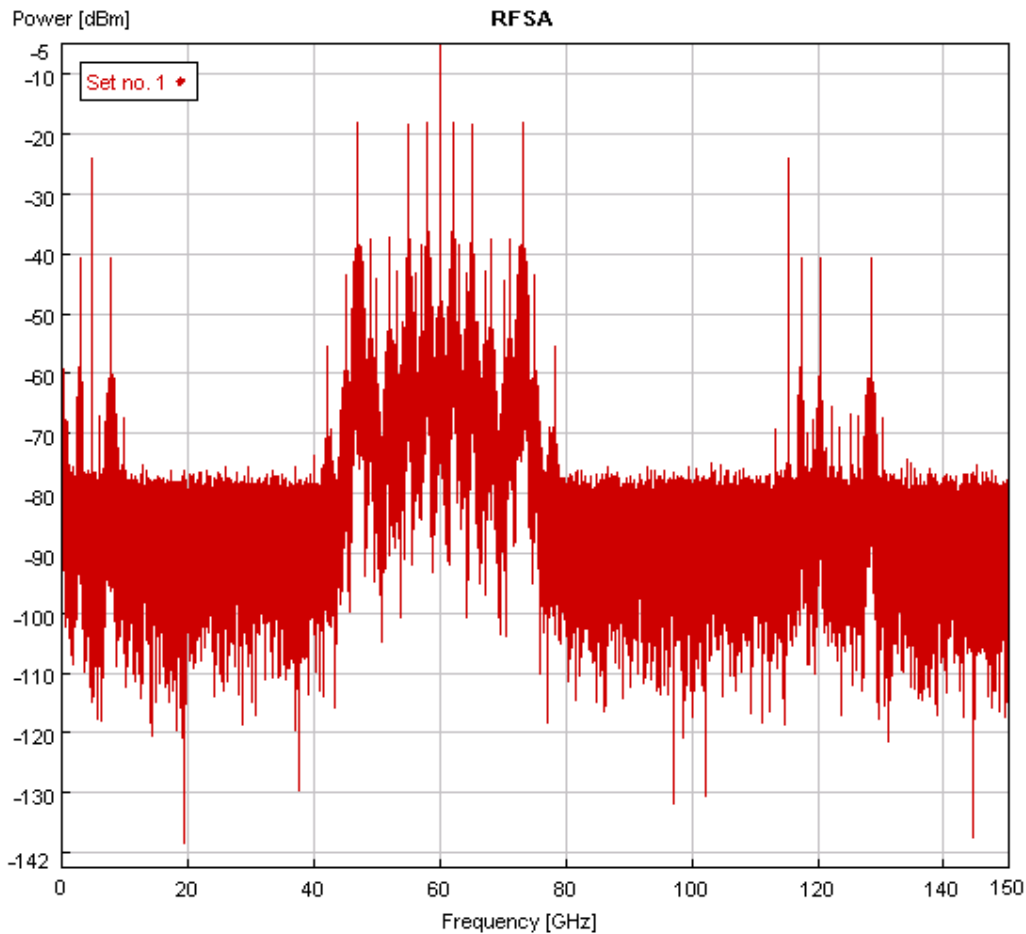


Illustration 66: Φάσμα μετά τον πολλαπλασιαστή

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 διαμόρφωση του carrier κατά τέτοιο τρόπο.

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

3.7.3.3 Σήμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

Η τοποθέτηση του φίλτρου ολοκληρώνει τη διαδικασία της μετάδοσης και της λήξης για το τρίτο κανάλι, αφού αποκόπτεται η πληροφορία που μας ενδιαφέρει, στα 60 GHz και προκύπτει το Wi-Fi σήμα που επιθυμούμε. Έτσι τα διαγράμματα που ακολουθούν είναι το αποτέλεσμα της λειτουργίας του κυκλώματος για το τρίτο κανάλι.

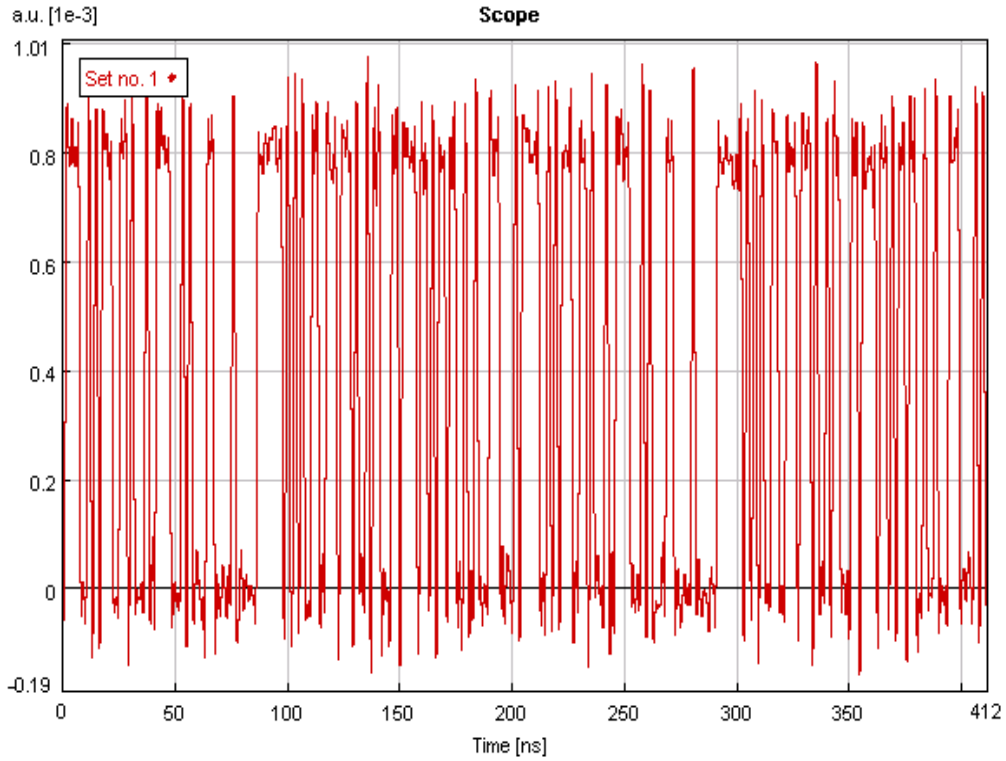


Illustration 67: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

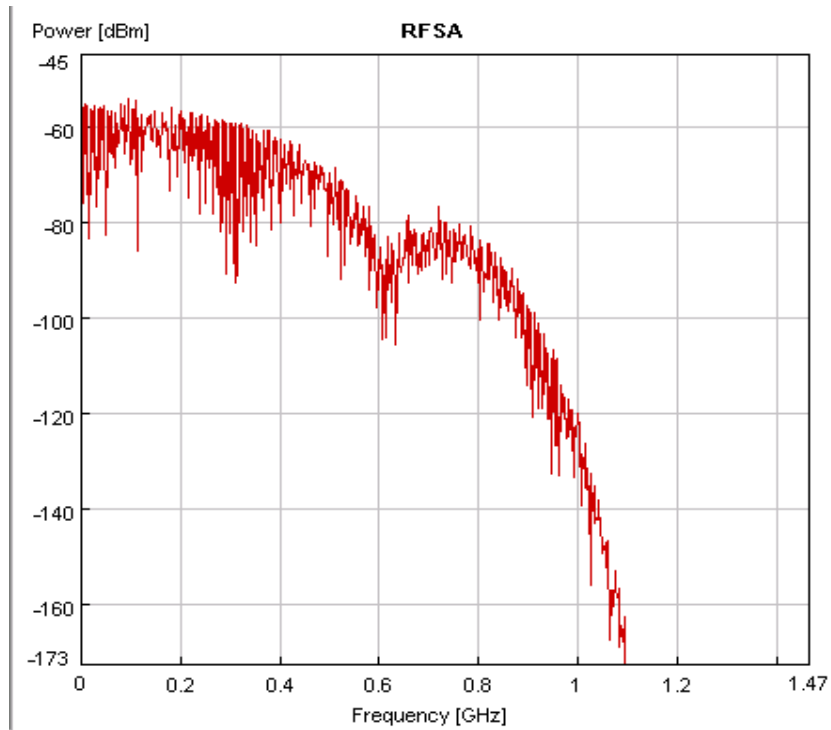


Illustration 68: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

Γίνεται αντιληπτό πως ανακτήσαμε πλήρως την παλμοσειρά που είχε δημιουργηθεί από τον κωδικοποιητή του τρίτου 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.

3.8 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°.
- 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 ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ Radio over Fiber

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 δούμε 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.

4.2 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.

4.3 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 αποστέλλουμε 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 κατώφλιου 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 δυνατόν 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 η πιθανότητα να έχει σταλεί “y” και να ληφθεί “x”. Για ίσες πιθανότητες αποστολής “0” και “1” υπολογίζεται:

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

4.4. Κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις

Για την καταγραφή των BER 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. Το άλλο ήταν ένα κύκλωμα που σχεδιάστηκε με σκοπό να βοηθήσει στη λήψη των BER στην back-to-back (B2B) μέτρηση.

Η back-to-back μέτρηση για τα BER 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 κύκλωμα με το οποίο ελήφθησαν οι B2B μετρήσεις είναι αρκετά απλό στη σύνθεσή του, καθώς δεν πραγματοποιείται σύνθετη διαδικασία φώρασης. Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα:

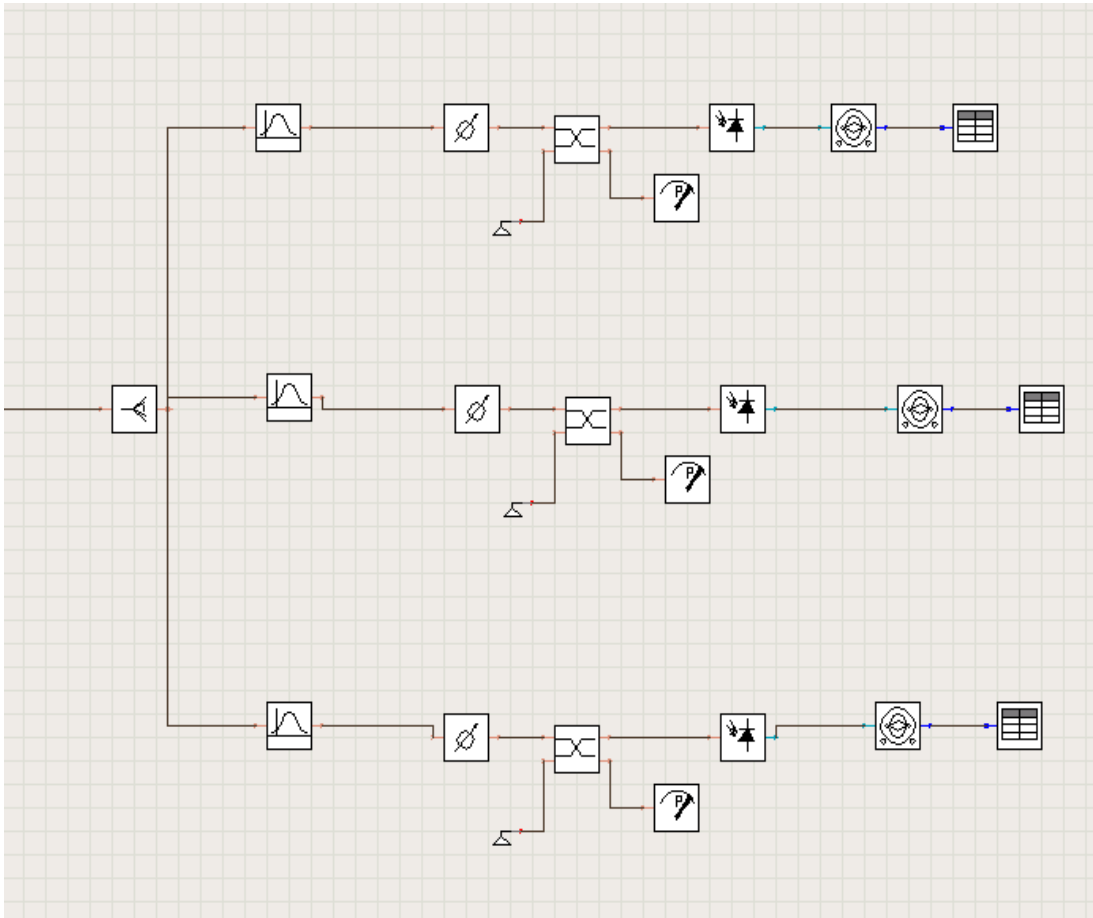
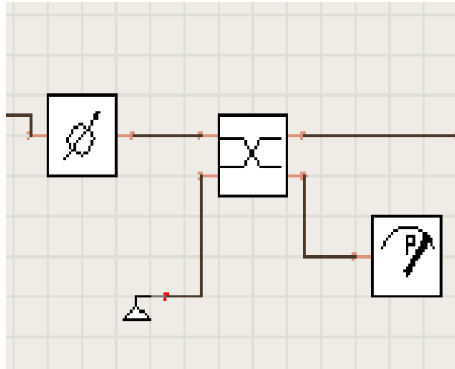


Illustration 69: Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των Back - to - Back μετρήσεων

Ο splitter συνδέεται στο επιθυμητό στοιχείο του κυκλώματος, στη συγκεκριμένη περίπτωση στον οπτικό ενισχυτή, στον πομπό. Παρατηρούμε ότι σε όλα τα κανάλια πραγματοποιείται φώραση με απευθείας ανίχνευση (Direct Detection). Αυτό γίνεται

ώστε να μπορέσουμε να αξιολογήσουμε την επίδραση που έχει στο κύκλωμα η διαδικασία του RHD καθώς και η AMDSB 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 απευθείας ανίχνευση, και έτσι η μόνη επιβάρυνση που θα μπορέσουμε να μετρήσουμε, θα είναι αυτή της μετάδοσης.

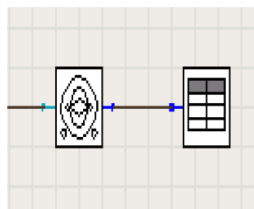
Για να λάβουμε τις μετρήσεις, ακολουθήσαμε την εξής διαδικασία. Χρησιμοποιήσαμε τη διάταξη που φαίνεται στο σχήμα, η οποία αποτελείται από έναν attenuator, ένα coupler και ένα power meter.



Ο splitter έχει συνδεθεί με τον attenuator, στην πάνω αριστερά επαφή του, ενώ γειώθηκε η κάτω. Οπότε, ουσιαστικά, στις άλλες δύο επαφές του φτάνει, σε καθεμία, ακριβώς η μισή ισχύς. Η ένδειξη του power meter, λοιπόν, μας επιτρέπει να γνωρίζουμε την ακριβή ισχύ του σήματος, για το οποίο μετράμε BER.

Σημειώνεται εδώ, πως ο power meter εμφανίζει την ισχύ σε dBm, οπότε για να βρούμε τη συνολική ισχύ, απλά προσθέτουμε 3dBm.

Τα στοιχεία που ουσιαστικά μετρούν το BER φαίνονται στο ακόλουθο σχήμα



Αναλυτής σήματος για υπολογισμό BER

Το κύκλωμα για τη μέτρηση των BER στην πλευρά του δέκτη ακολουθεί στο σχήμα

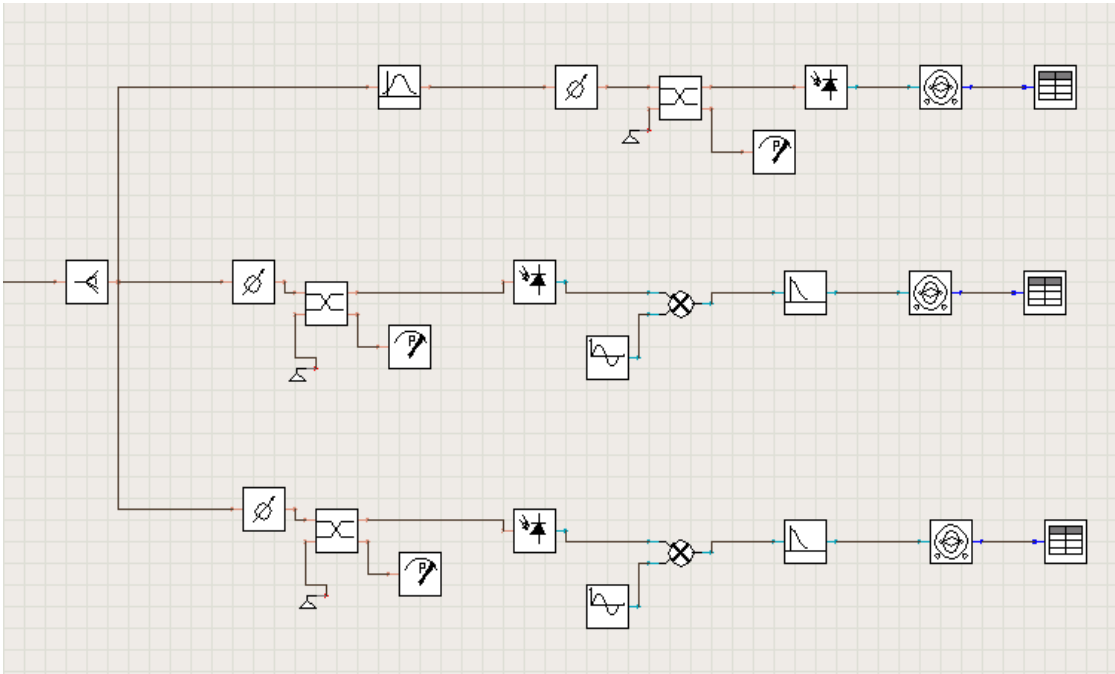


Illustration 70: Κύκλωμα λήψης μετρήσεων στο δέκτη, για BER και για διαγράμματα ματιού

Πρόκειται για το δέκτη όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο που προηγήθηκε. Οι μετρήσεις λαμβάνονται από τα modules που συνδέονται με τα βαθυπερατά ηλεκτρικά φίλτρα και καταγράφονται στο τελευταίο module που είναι ένας καταγραφικό κειμένου.

4.5. Μετρήσεις των BER

Για να έχουμε μια πλήρη εικόνα της αποδοσης του κυκλώματος έπρεπε να λάβουμε μετρήσεις των BER 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

4.6. 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. Προσέξαμε, λοιπόν, ότι το τρίτο κανάλι, που αναφέρεται στην υπηρεσία WiPan 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, το οποίο αντιστοιχεί στην υπηρεσία Wi-Fi. Όπως εξηγήσαμε και στην παράγραφο όπου 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 απευθείας ανίχνευση και όχι RHD.

Στις παραγράφους που ακολουθούν, περιλαμβάνονται οι καμπύλες που αφορούν τα BER για το κάθε κανάλι στα διάφορα στάδια του κυκλώματος.

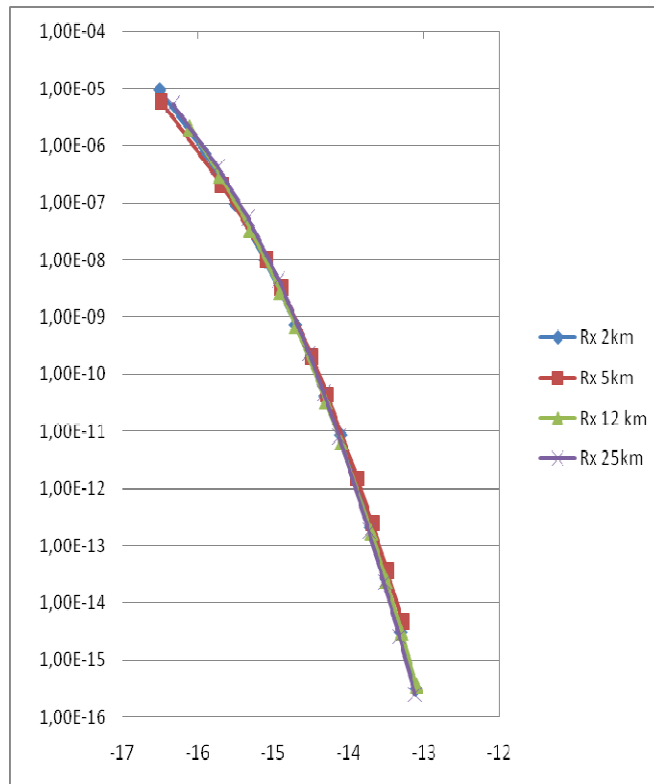
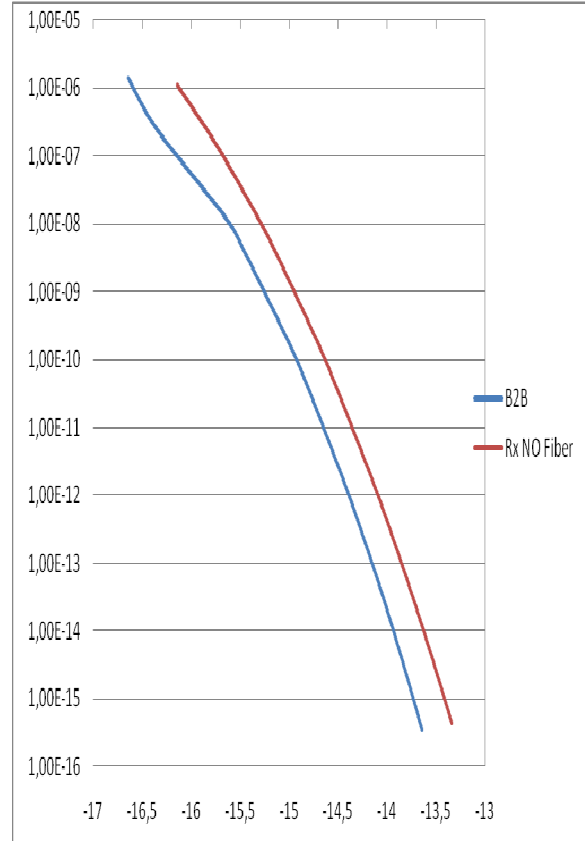
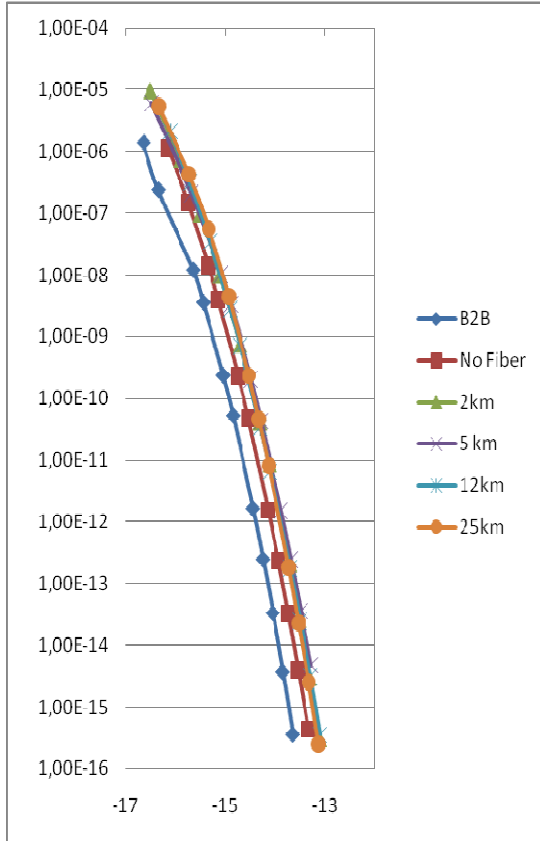
4.7. Μετρήσεις για Channel 1

Δεν θεωρήθηκε σημαντικό να παρουσιαστούν οι πίνακες με τα BER, 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.

4.7.1. Διαγράμματα BER 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 προσπίπτουσα ισχύ σε dBm



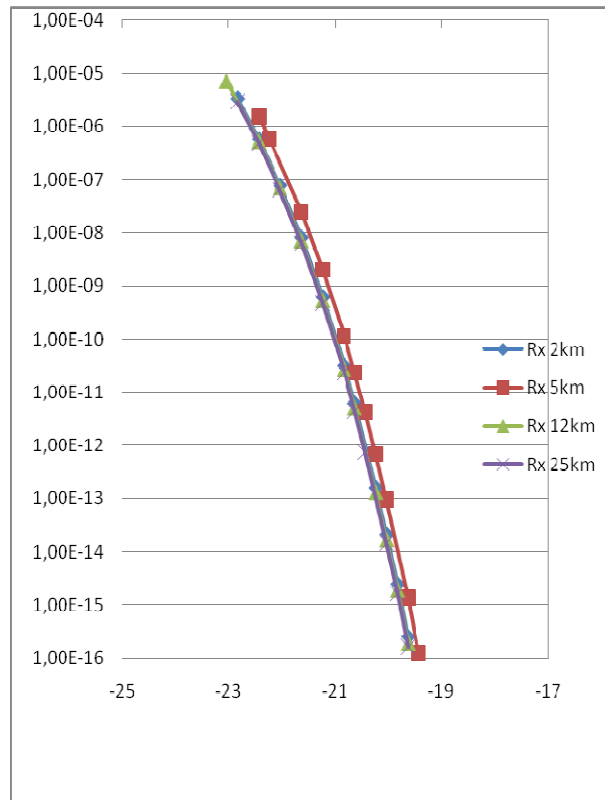
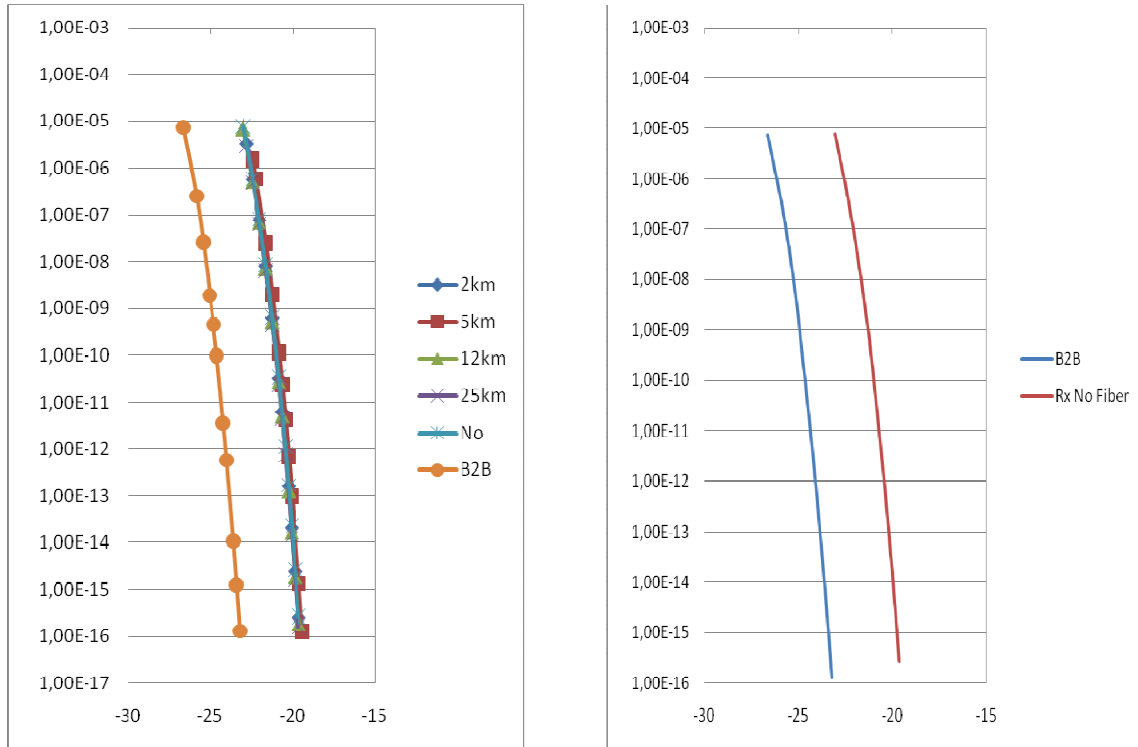
4.7.1.1. Συμπεράσματα για το πρώτο κανάλι

Τα συμπεράσματα προκύπτουν κυρίως από την παρατήρηση των διαγραμμάτων καθώς περιέχουν συγκεντρωμένα τα περιεχόμενα των πινάκων. Έτσι όσον αφορά τα συγκεκριμένα διαγράμματα, 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 του BER, που αναφέρεται στη λήψη από το δέκτη χωρίς να έχει προηγηθεί μετάδοση, σε σχέση με την καμπύλη που αναφέρεται στο B2B. Προφανώς κάτι τέτοιο οφείλεται στη διαδικασία λήψης, όπως αυτή διαμορφώνεται στο δέκτη, και είναι αναμενόμενο σε κάθε κύκλωμα να συμβαίνει.
- 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.

4.8 Μετρήσεις για το Channel 2

4.8.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπίπτουσα ισχύ σε dBm για το Channel 2



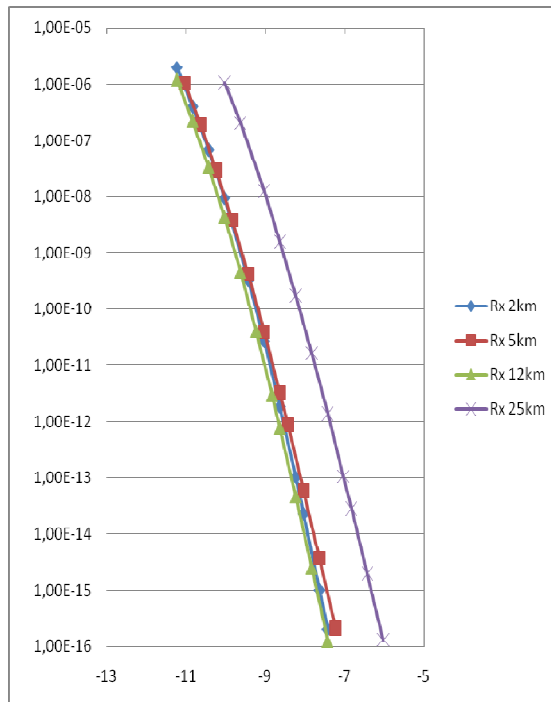
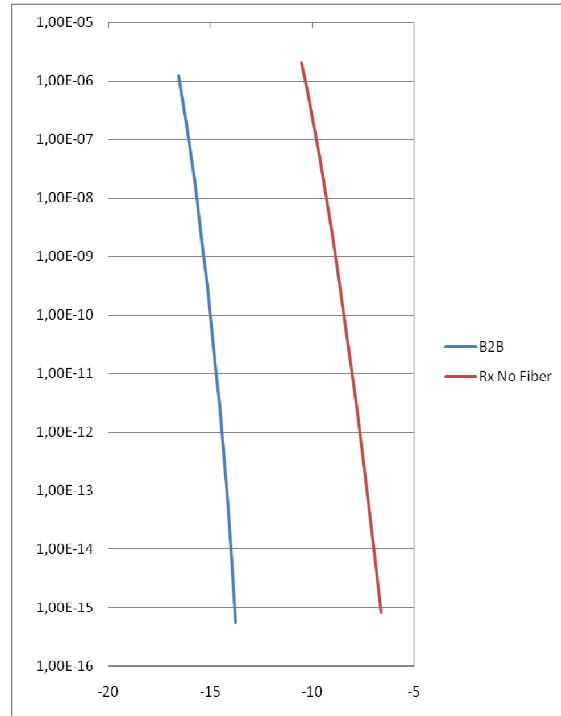
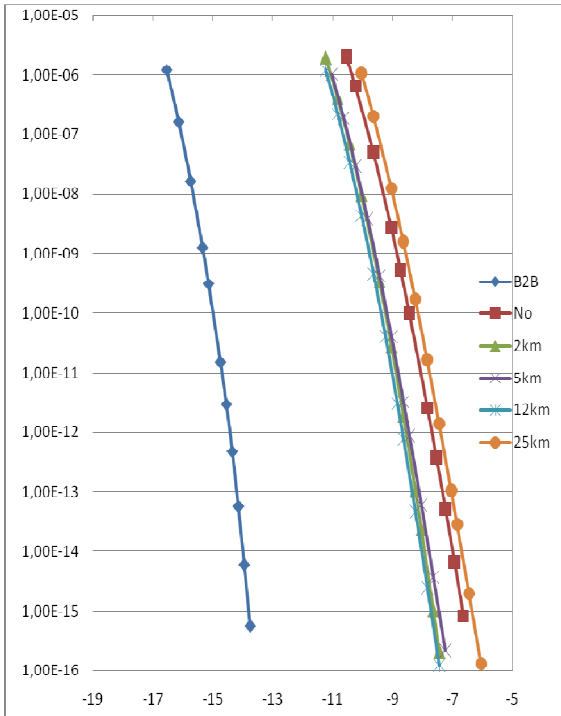
4.8.2. Συμπεράσματα για το δεύτερο κανάλι

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. 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 τρίτο 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 ελάχιστη αν αντί για 2km ίνας χρησιμοποιήσουμε 25km.

4.9 Μετρήσεις για το Channel 3

4.9.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm για το Channel 3



4.9.2. 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 5dB 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 3, δεν αυξάνει, παρά 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 γραμμικών 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 5km είναι πολύ εμφανές, καθώς εμφανίζει power penalty υψηλότερο σε σχέση με την μετάδοση μέσω ίνας 12 km. Όπως προαναφέρθηκε, η αναντιστοιχία αυτή των αποτελεσμάτων οφείλεται σε εσφαλμένη ρύθμιση της φάσης του τοπικού ταλαντωτή 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.

4.10 Καταγραφή των διαγραμμάτων ματιού

Εκτός από τα BER, θεωρήθηκε σημαντικό να αξιολογηθεί η λειτουργία του κυκλώματος και βάσει των διαγραμμάτων ματιού, όπως αυτά ελήφθησαν σε διαφορετικά σημεία του κυκλώματος και ανά 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 ανά κανάλι, ξεκινώντας από το κανάλι 1.

4.10.1. Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1

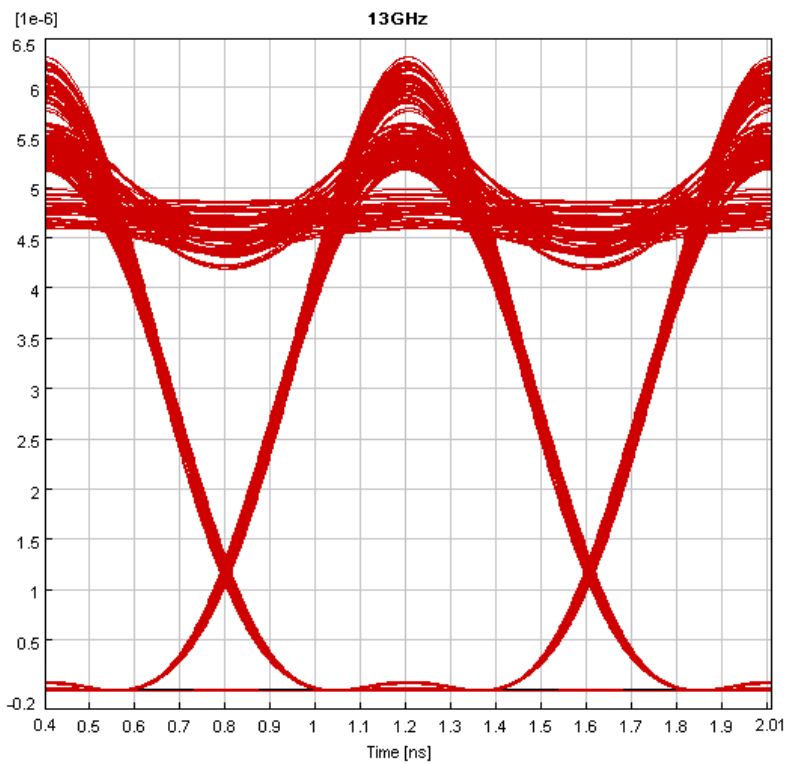


Illustration 71: Eye Diagram B2B

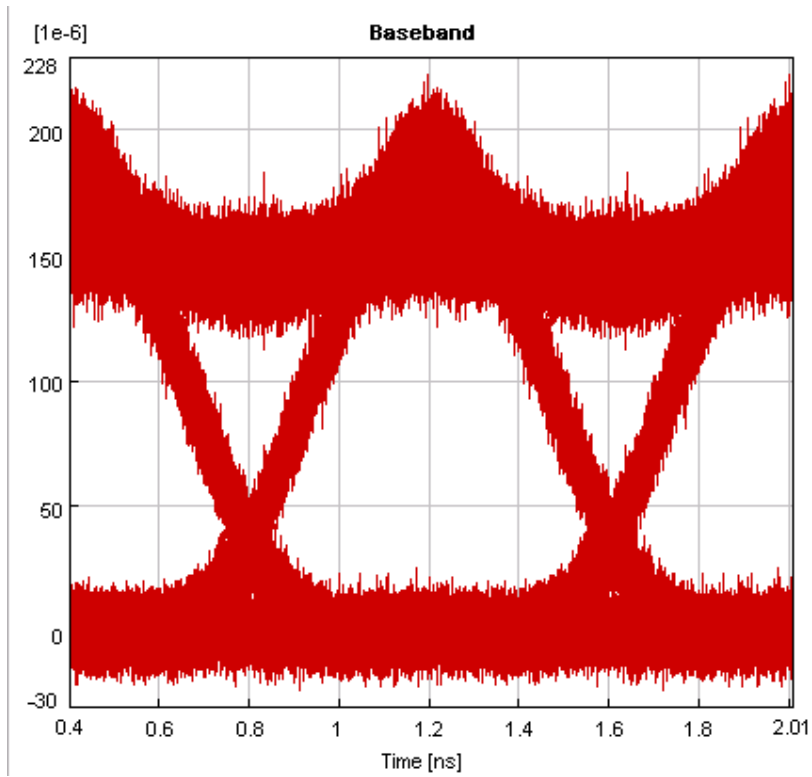


Illustration 72: Eye Diagram Receiver – no Fibre.

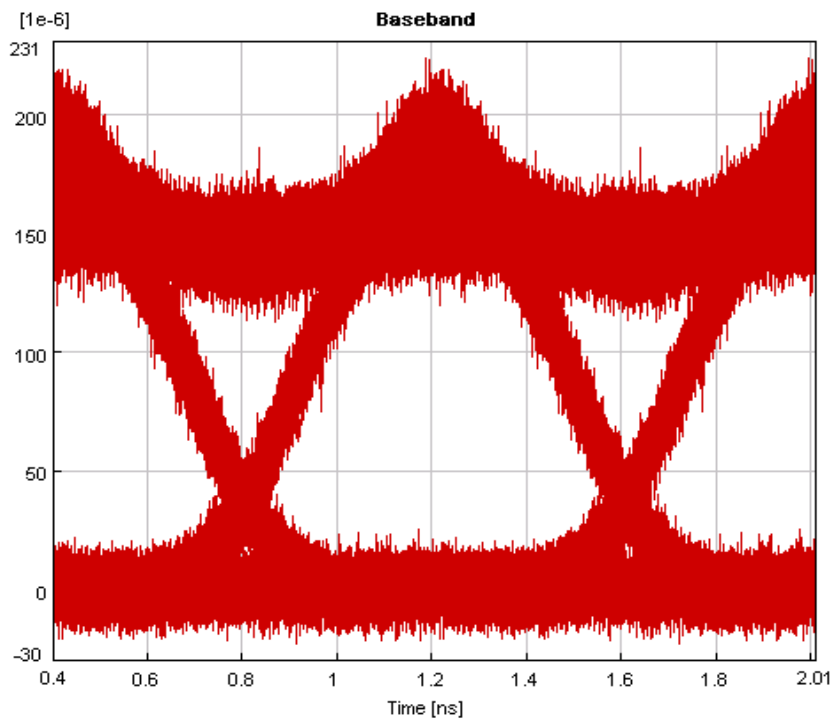


Illustration 73: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

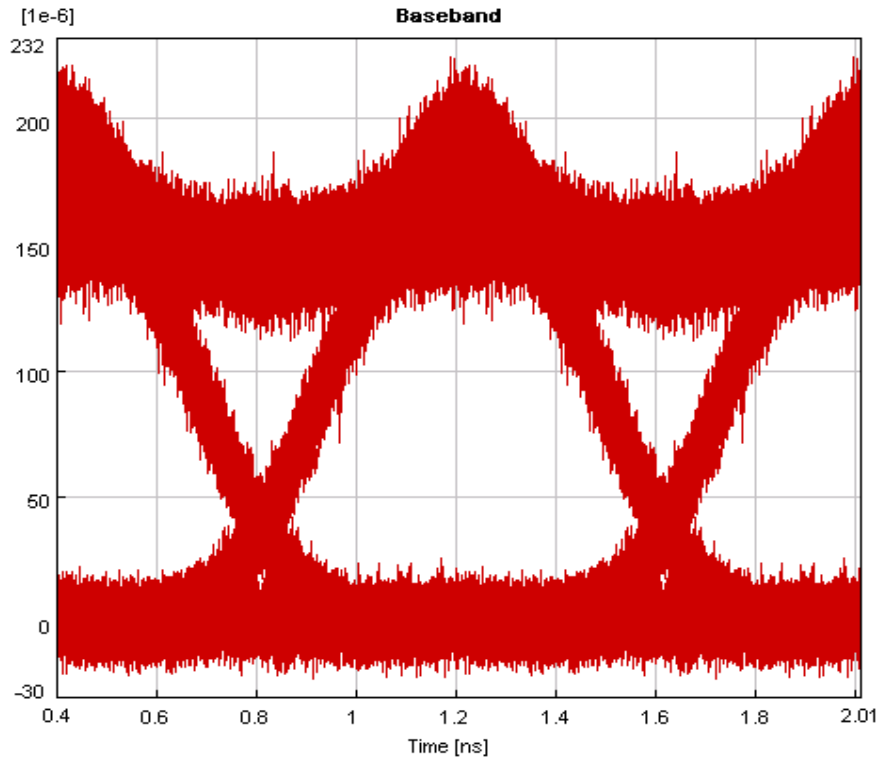


Illustration 74: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

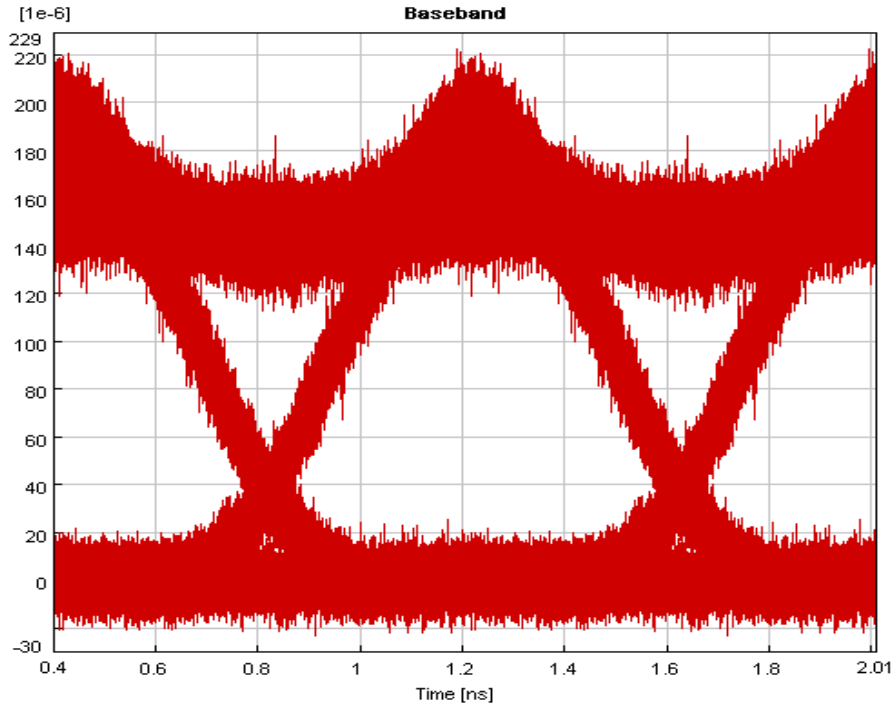


Illustration 75: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

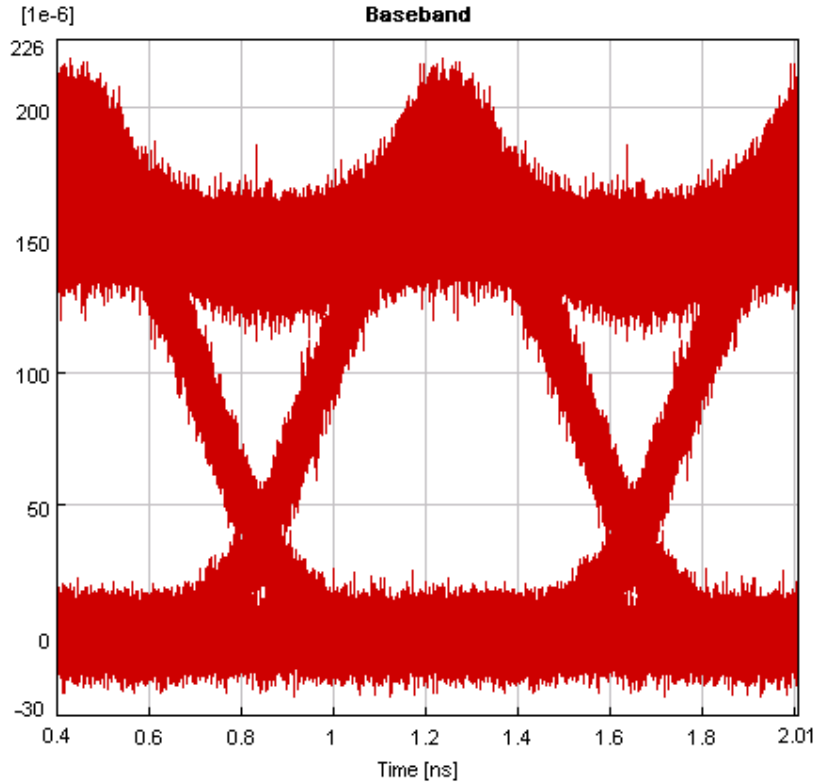


Illustration 76: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre

4.10.1.1. 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 στις θέσεις B2B και μετά τη μετάδοση χωρίς ίνα, βλέπουμε ότι οι διαδικασίες που υλοποιούνται στο δέκτη, αλλοιώνουν σημαντικά το σήμα
- Παρατηρώντας τα διαγράμματα που έχουν ληφθεί από τη θέση No Fiber μέχρι και τη μετάδοση σε ίνα 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 ίνα μέχρι 25km, μήκος αρκετά ικανοποιητικό αν σκεφτεί κανείς ότι η αρχιτεκτονική προορίζεται για access δίκτυο.

4.10.2 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2

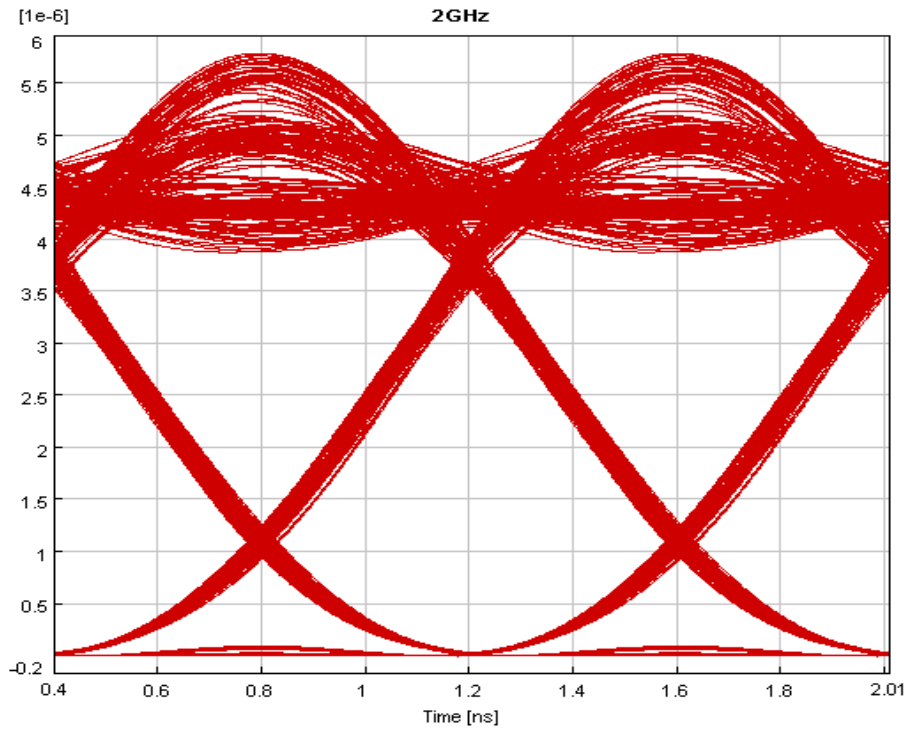


Illustration 77: Eye Diagram B2B

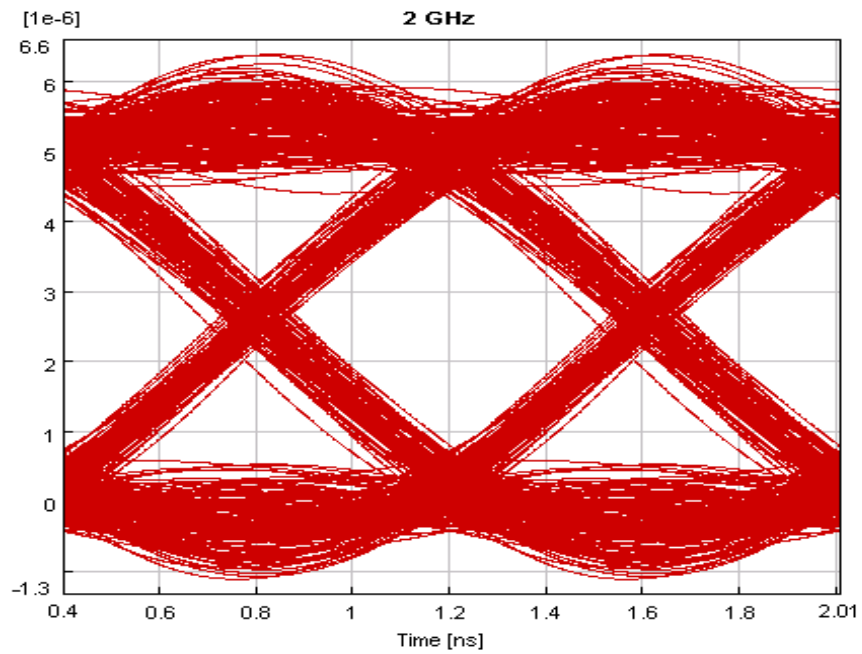


Illustration 78: Eye Diagram Receiver – no Fiber.

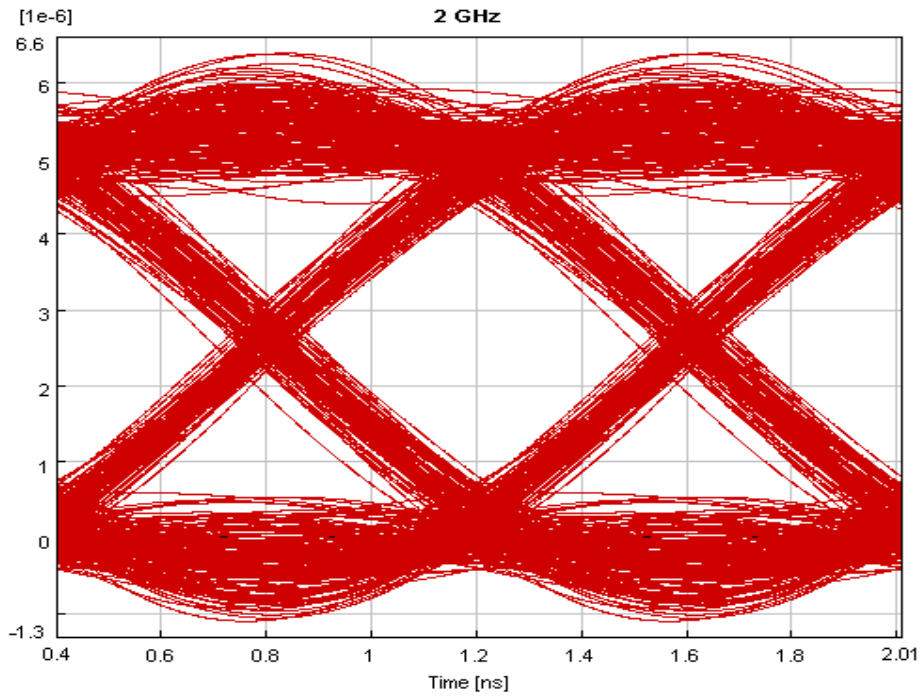


Illustration 79: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

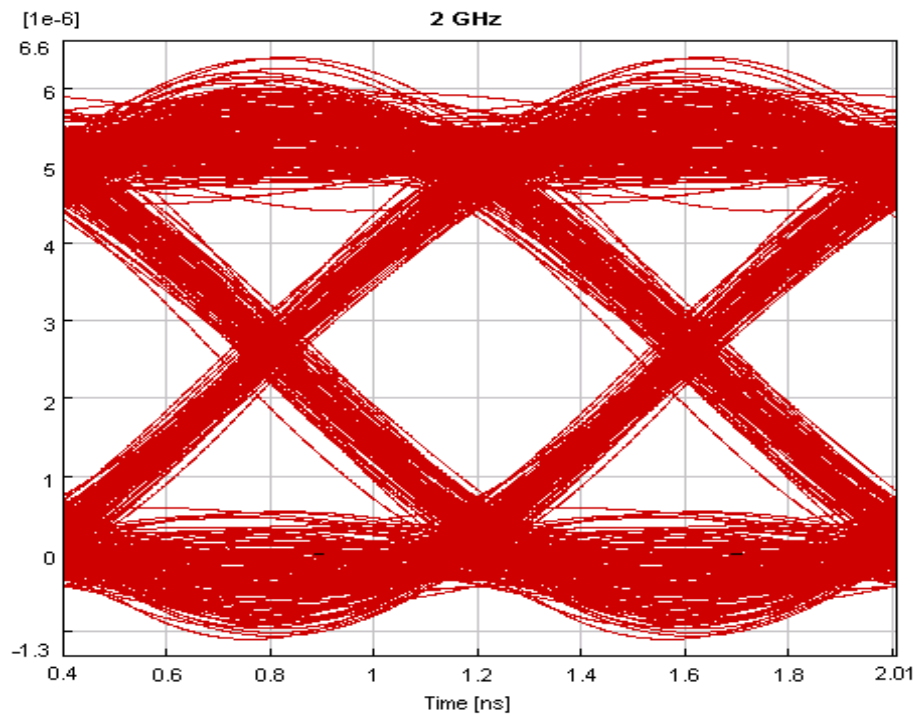


Illustration 80: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

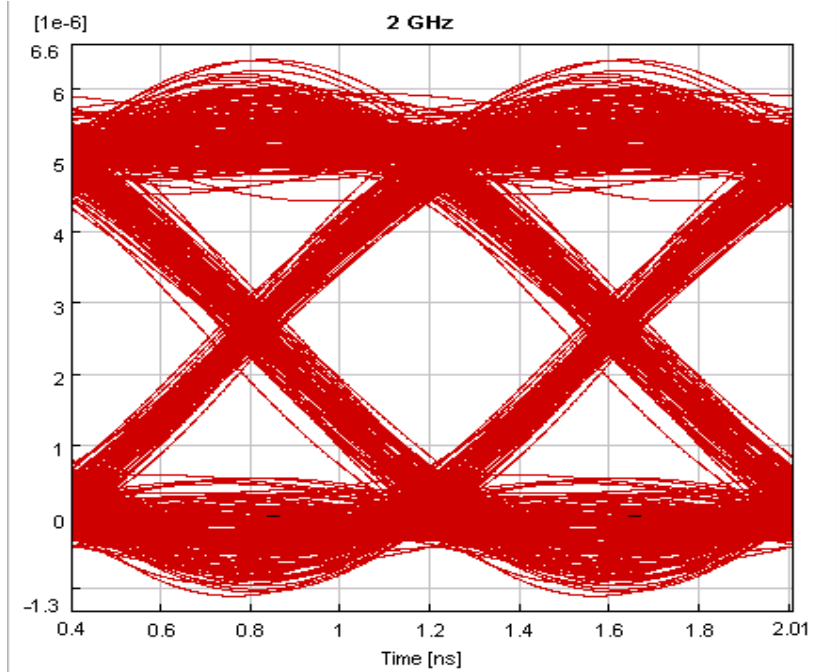


Illustration 81: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

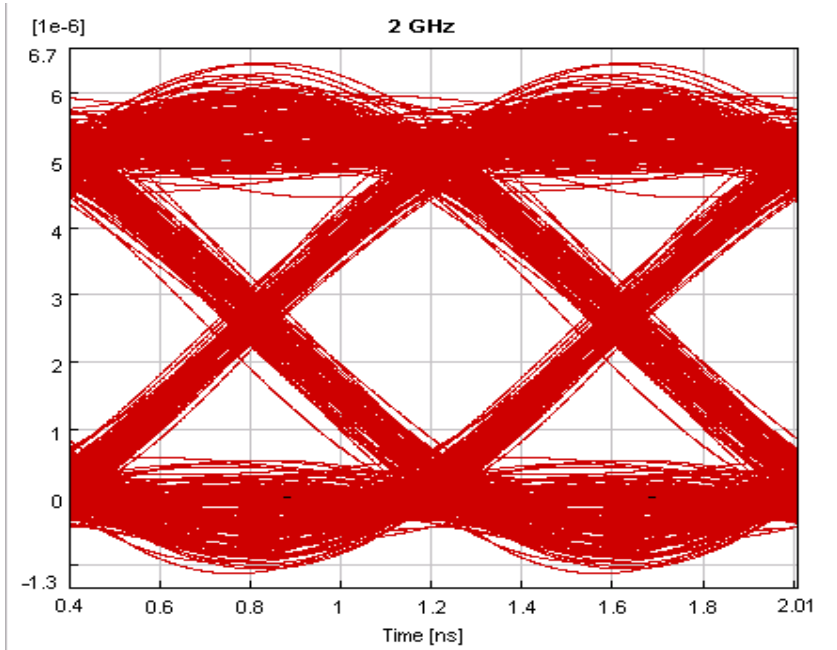


Illustration 82: Eye Diagram Reveiver – 25km Fibre

4.10.2.1. Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του δεύτερου καναλιού

Καταλήγουμε στα παρακάτω συμπεράσματα:

- Συγκρίνοντας το πρώτο και το δεύτερο διάγραμμα, που έχουν ληφθεί στις θέσεις B2B και μετά τη μετάδοση χωρίς ίνα, βλέπουμε ότι οι διαδικασίες που υλοποιούνται στο δέκτη, αλλοιώνουν σημαντικά το σήμα
- Τέλος, 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.

4.10.3 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 3

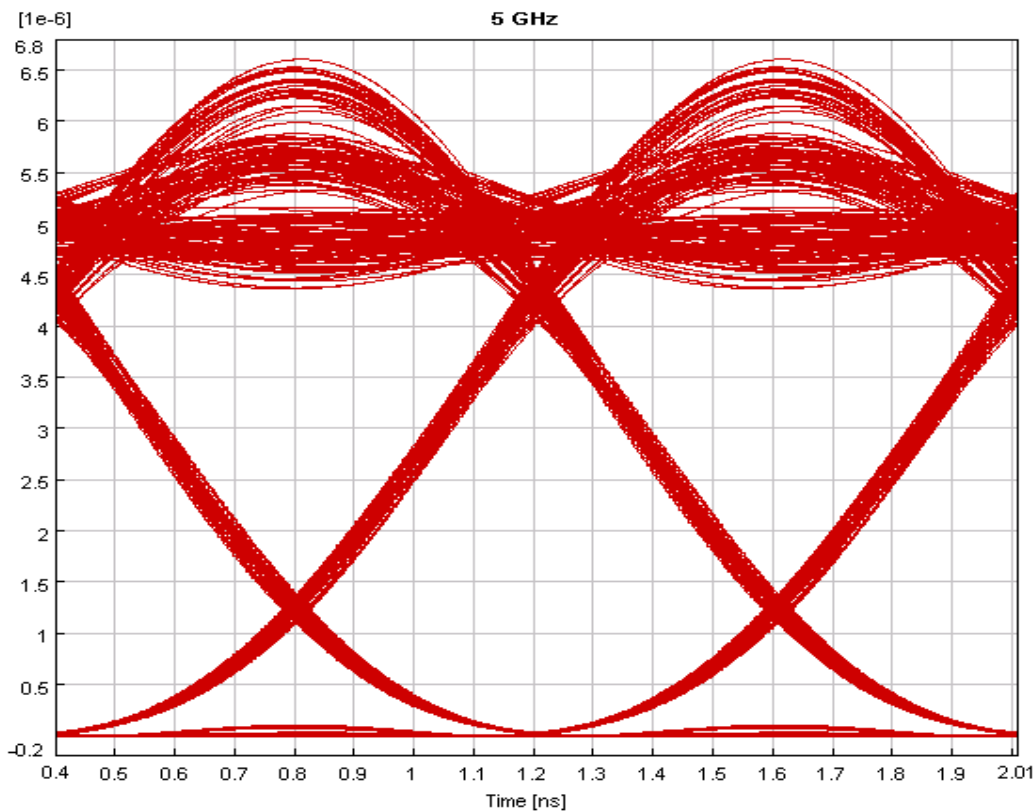


Illustration 83: Eye Diagram B2B

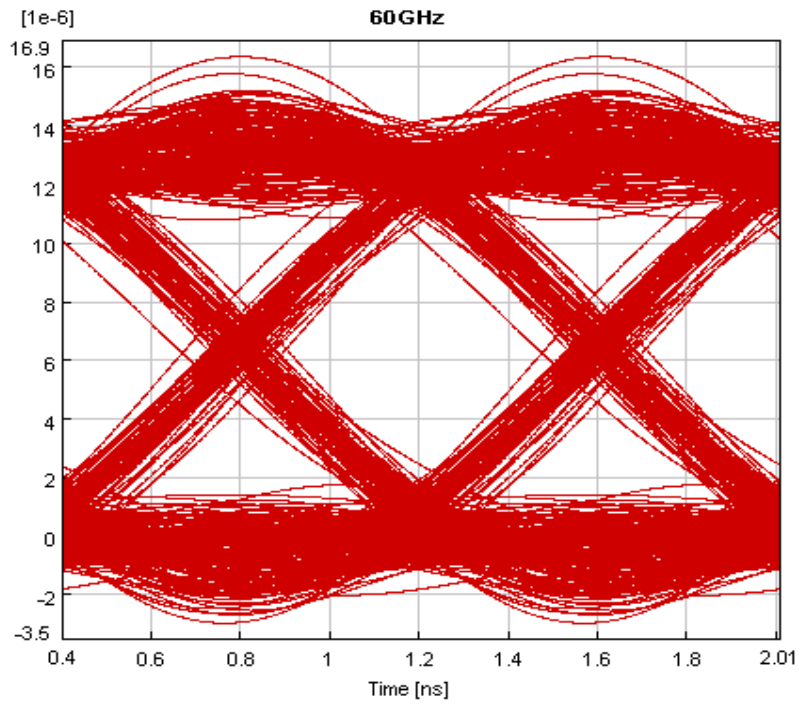


Illustration 84: Eye Diagram Receiver – no Fiber

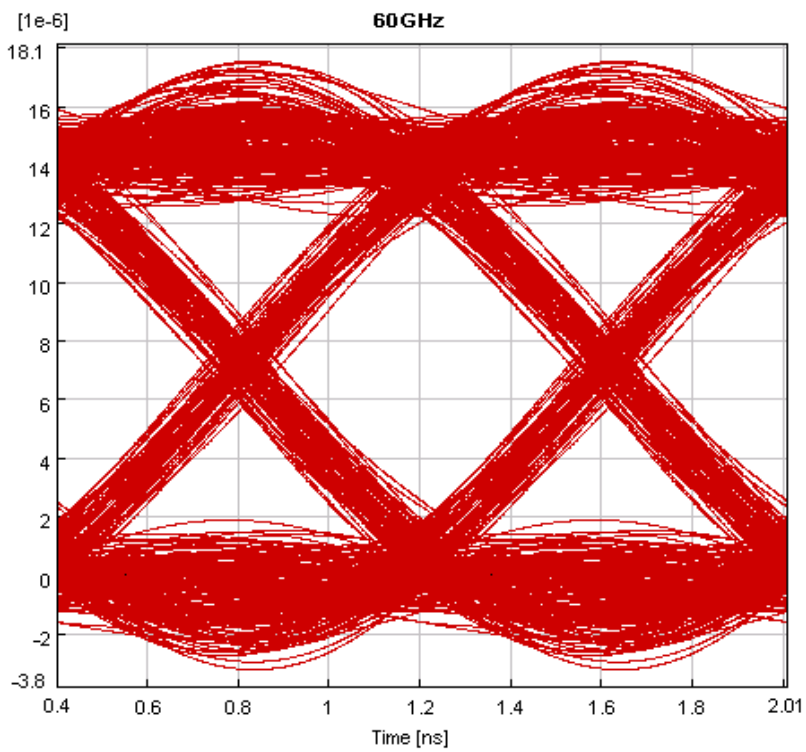


Illustration 85: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

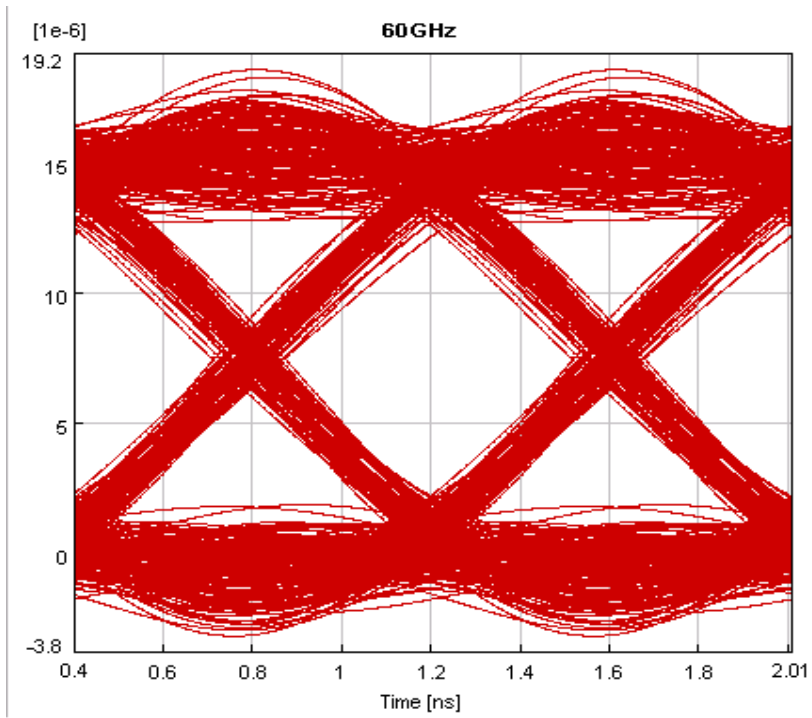


Illustration 86: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

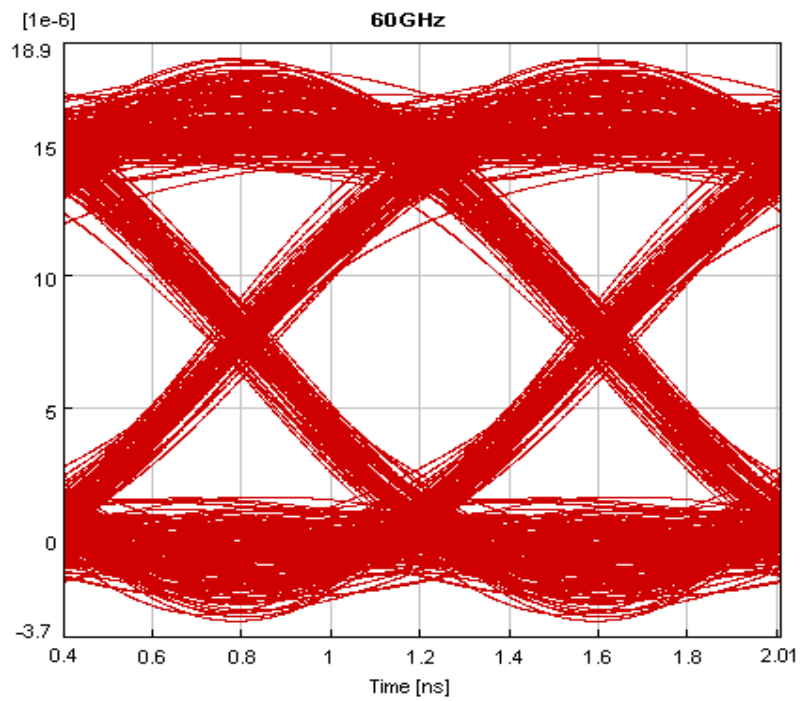


Illustration 87: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

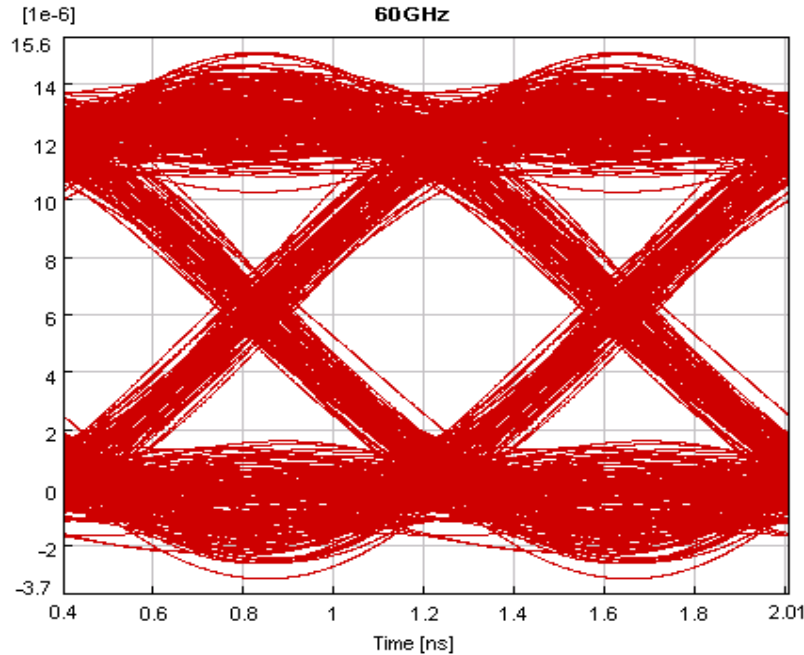


Illustration 88: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre.

4.10.3.1. 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 και το δεύτερο διάγραμμα, που έχουν ληφθεί στις θέσεις B2B και μετά τη μετάδοση χωρίς ίνα, βλέπουμε ότι οι διαδικασίες που υλοποιούνται στο δέκτη, αλλοιώνουν σημαντικά το σήμα
- Το σημαντικότερο ίσως στοιχείο που μας δίνουν τα διαγράμματα, το οποίο άλλωστε έχουμε ήδη επισημάνει στην παράγραφο που σχολιάσαμε τις μετρήσεις των BER, 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 και τα διαγράμματα ματιού

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΜΕ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

5.1. Διάταξη Προσομοίωσης

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

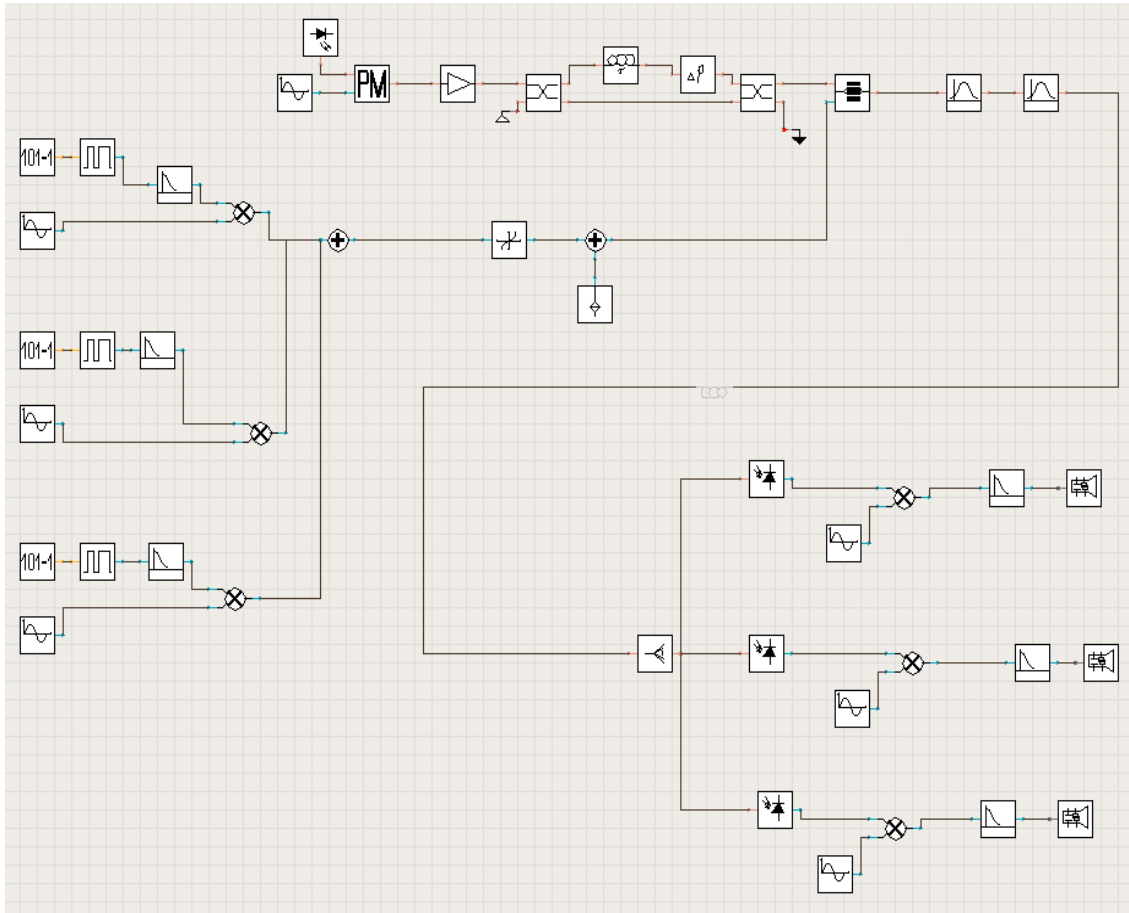


Illustration 89: Συνολικό Κύκλωμα

Το συνολικό κύκλωμα αποτελείται ουσιαστικά από τέσσερα μέρη, τον Transmitter, που δημιουργεί τα 3 RF σήματα, τον linearizer, που θέτει τα πλάτη των σημάτων στα επιθυμητά επίπεδα, τον Modulator, που τα διαμορφώνει ως υποφέρουσες γύρω από την κεντρική συχνότητα μετάδοσης και τέλος, τον Receiver, τον δέκτη μας.

Η γενική ιδέα 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 Remote Antenna Units που καλύπτουν τις ασύρματες επικοινωνίες

5.2 Πομπός Οπτικού Σήματος – Οπτικός Διαμορφωτής

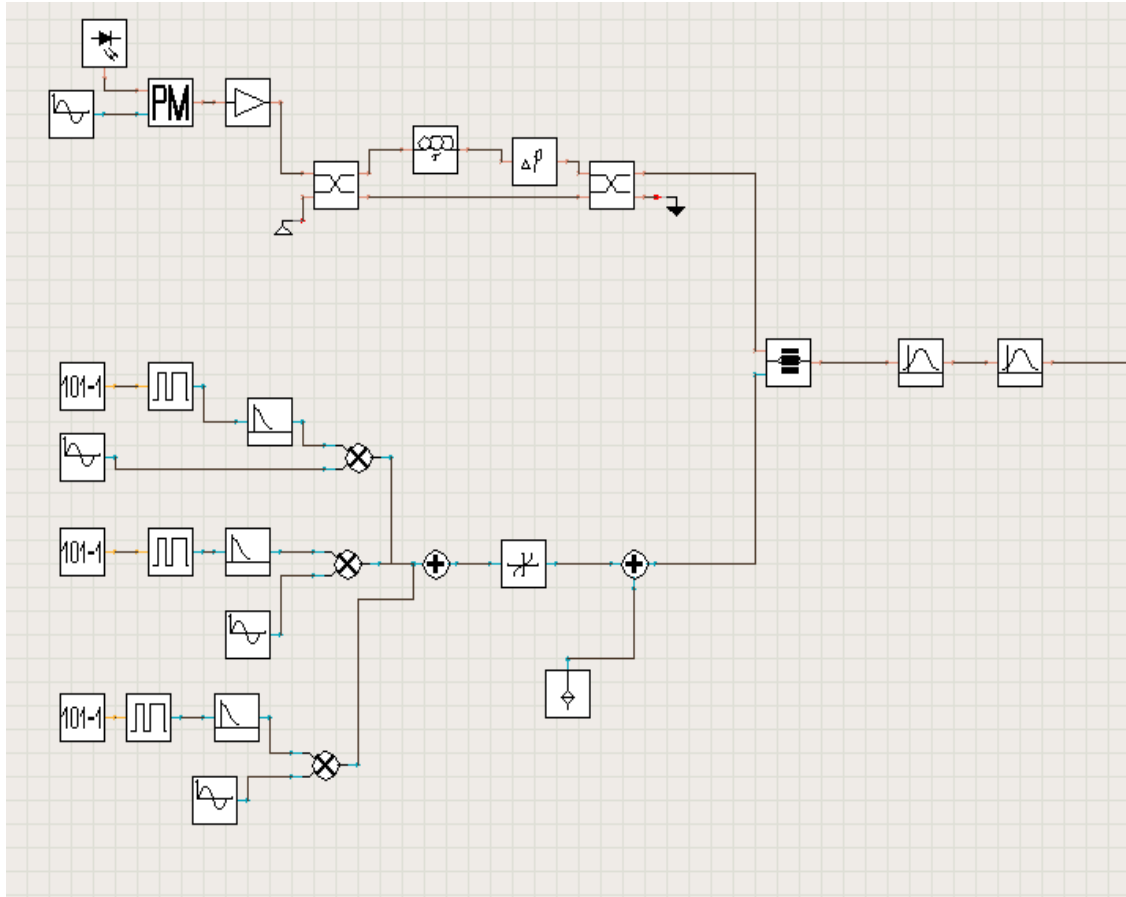


Illustration 90: OFM Transmitter

Αρχικά δημιουργούνται τρία RF σήματα, τα οποία στη συνέχεια προστίθενται και τροφοδοτούν τον modulator. Από αυτά τα δύο είχαν BitRate 622Mbps (ασύρματα) και το τρίτο 1244Mbps καθώς προοριζόταν για wired πρόσβαση.

Το πρώτο σήμα προορίζεται για FTTH και ανακτάται στην πλευρά του δέκτη με direct Detection. Τοποθετήθηκε τυχαία στα 13GHz, ώστε να έχει ασφαλή φασματική απόσταση από 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.

Το δεύτερο κανάλι είναι στη συχνότητα των 1.8GHz, έτσι ώστε με RHD με τους οπτικούς Carriers (αναφερόμαστε στους carriers που βρίσκονται στα 193.070 και 193.070 THz) στο δέκτη να παραχθεί ένα RF 1.8GHz (για WLAN).

Τέλος, το τρίτο τοποθετήθηκε στα 5GHz, με σκοπό να παραχθεί wireless σήμα στα 55GHz (για WPAN).

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

- Μια γεννήτρια παραγωγής μιας ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας PRBS
- Ένα στοιχείο Coder NRZ, το οποίο παράγει ένα, κωδικοποιημένο σε NRZ (Non Return to Zero), σήμα, ορισμένο, ουσιαστικά, από την σειρά των bits που φτάνουν στην είσοδο του Coder. Την αλληλουχία, αυτή, των bits παρέχει η γεννήτρια PRBS.
- Μια γεννήτρια ημιτόνου, η οποία παράγει το ημιτονικό σήμα, το οποίο πρόκειται να διαμορφωθεί.
- Ένας πολλαπλασιαστής ηλεκτρικών σημάτων, όπου η ακολουθία των παλμών πολλαπλασιάζεται με το ημίτονο (διαμόρφωση κατά πλάτος) έτσι ώστε να μεταφερθεί στην επιθυμητή συχνότητα και να μπορεί πλέον να εκπεμφθεί
- Και, τέλος, ένα βαθυπερατό φίλτρο, με το οποίο κρατάμε το φασματικό περιεχόμενο των NRZ παλμών μέχρι το σημείο του πρώτου “μηδενισμού” του φάσματος.

Η διαδικασία γίνεται ξεχωριστά για κάθε ένα από τα επιμέρους σήματα, ενώ, ακολούθως, αυτά προστίθενται ώστε να οδηγήσουν τον modulator ως ένα, πλέον, σήμα.

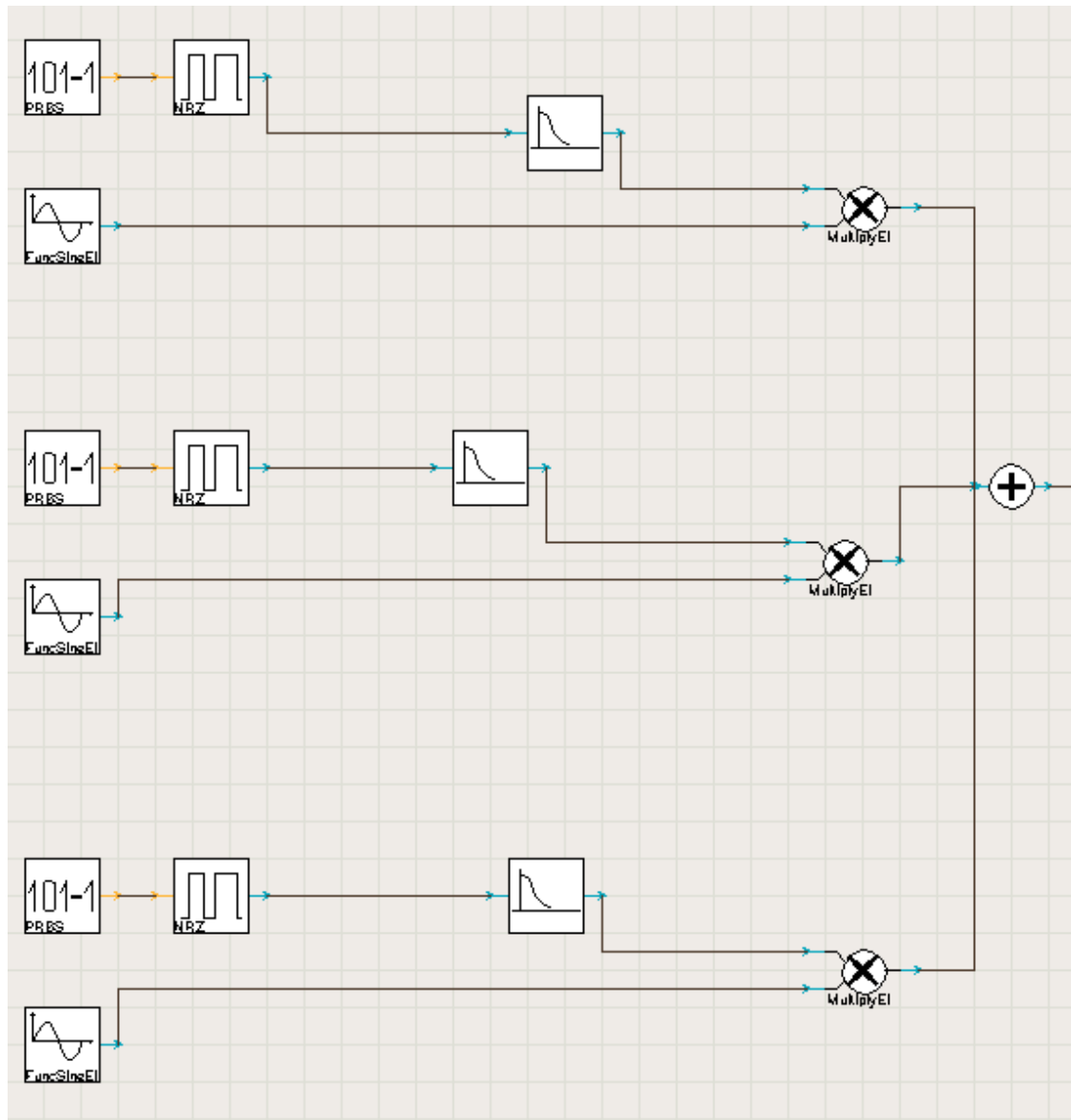


Illustration 91:RF Generator

Αναλυτικά τα modules έχουν τις εξής ρυθμίσεις:

- PRBS

Οι Prbs που χρησιμοποιήθηκαν για τα τρία channels ήταν διαφορετικές. Για το ένα 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 21ης τάξης, στο δεύτερο 14ης και στο τρίτο 7ης. Αυτό μεταφράζεται στο ότι το pattern του πρώτου καναλιού θα επαναλαμβάνεται μετά από $N=221-1$, ψηφία, το pattern του δεύτερου μετά απο $N=214-1$, και του τρίτου $N=27-1$ ψηφία.

- Coder NRZ

Το στοιχείο αυτό έχει το ίδιο BitRate με την PRBS από την οποία τροφοδοτείται με ψηφία. Το Sample rate υποχρεωτικά πρέπει να 2ν επι το BitRate (επιβάλλεται από το πρόγραμμα) και έτσι έχει επιλεγεί το SampleRateDefault 512*622e6 όλα τα κανάλια.

Οι υπόλοιπες μεταβλητές παρέμειναν στις default τιμές.

- Γεννήτρια ημιτόνου

Οι συχνότητες των ημιτόνων είναι 13, 1.8, και 5GHz, ενώ για τα πλάτη επιλέχθηκε τιμή 1a.u. Τα σήματα που προκύπτουν μετά τον πολλαπλασιασμό είναι ουσιαστικά οι NRZ παλμοί που έχουν διαμορφώσει κατά πλάτος τα συνημίτονα. Αντίστοιχα το φάσμα είναι αυτό του NRZ μετατεθειμένο γύρω από τη συχνότητα του συνημιτόνου.

- Βαθυπερατό φίλτρο

Μπορούμε να περιορίσουμε φασματικά τον NRZ, 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 του πρώτου καναλιού, για τον ίδιο λόγο.

5.2.1 Παλμοσειρές και φάσματα μετά το βαθυπερατό φίλτρο

5.2.1.1 Κανάλι 1.8GHz

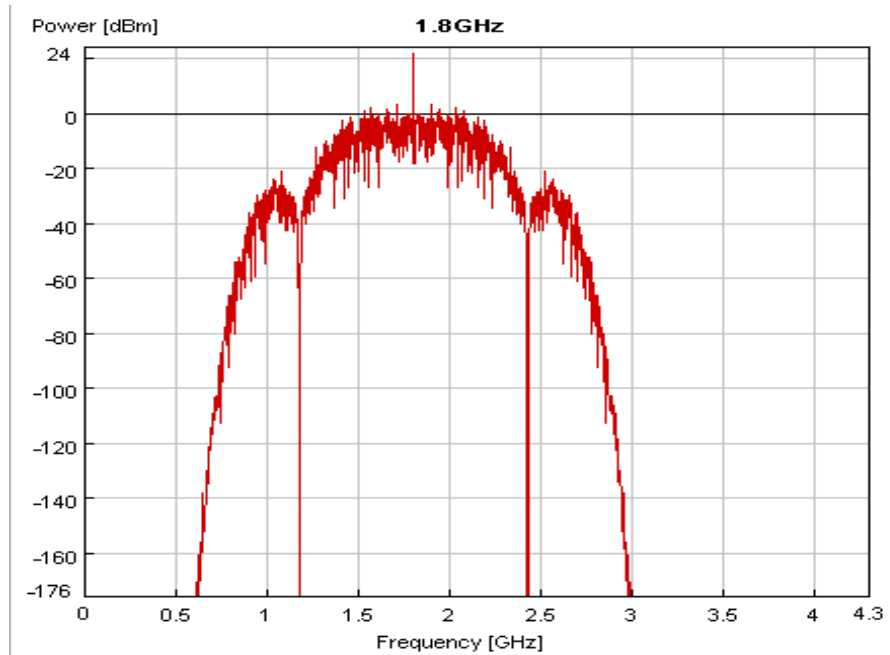


Illustration 92: Φάσμα πρώτου καναλιού

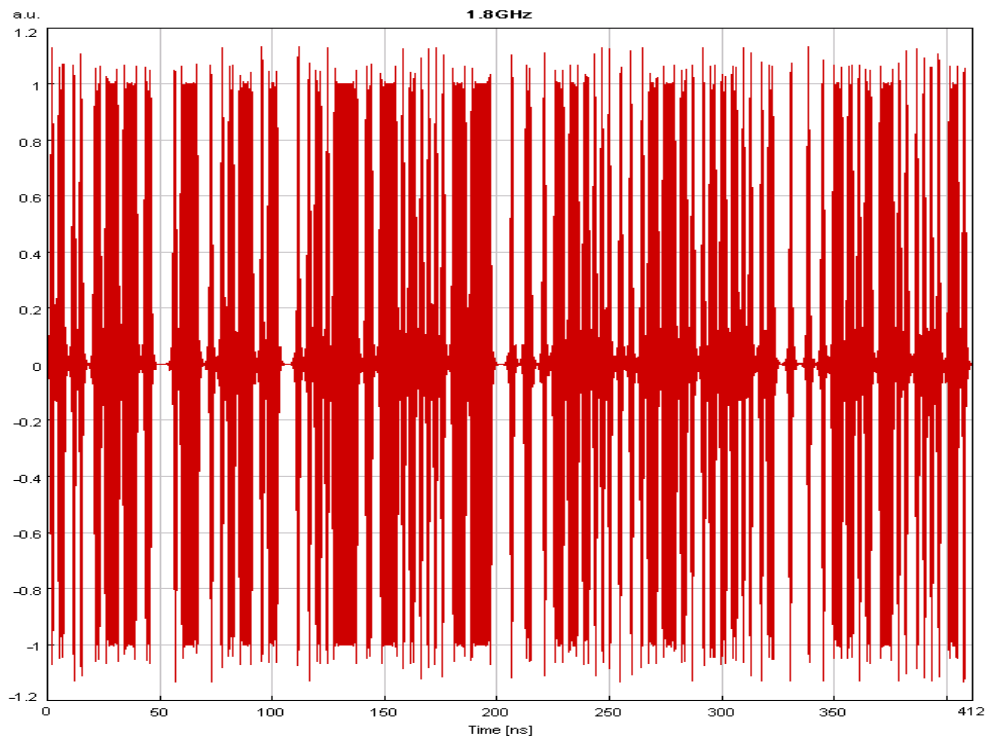


Illustration 93: Παλμοσειρά πρώτου καναλιού

Κανάλι 13GHz

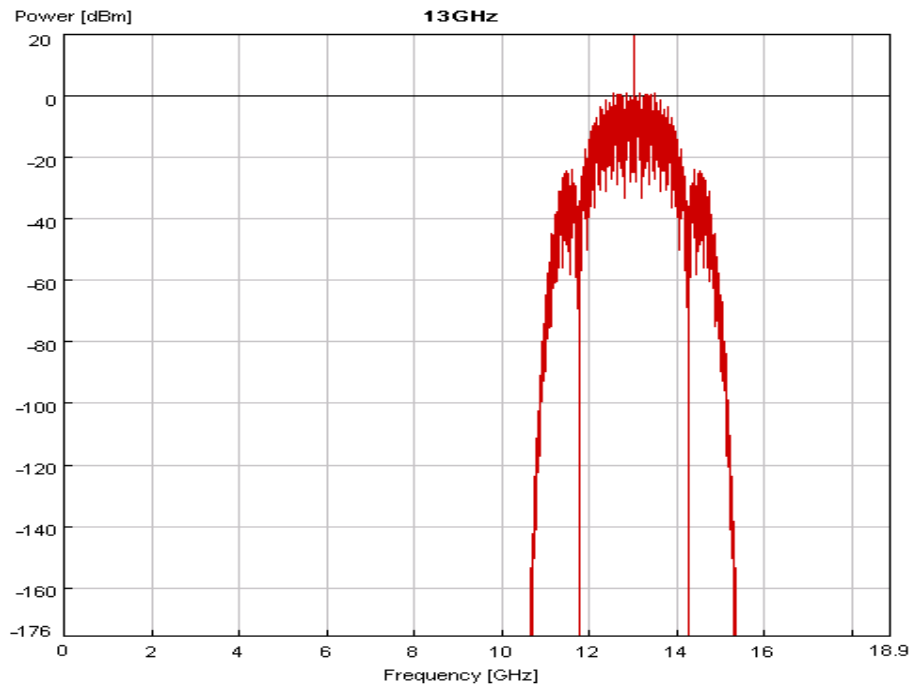


Illustration 94: Φάσμα καναλιού 2

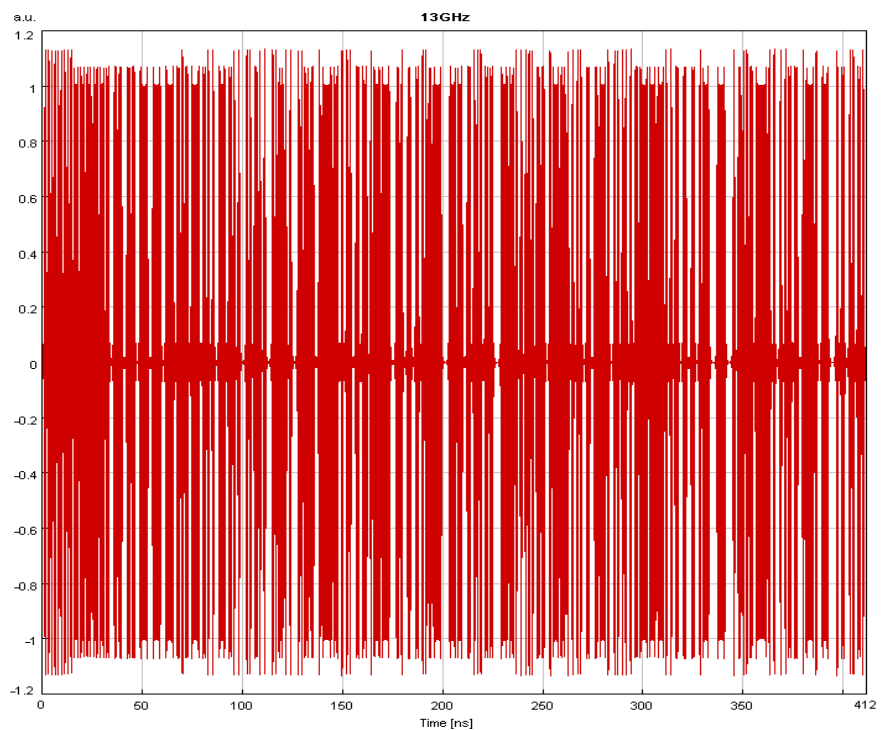


Illustration 95: Παλμοσειρά καναλιού 2

Κανάλι 5GHz

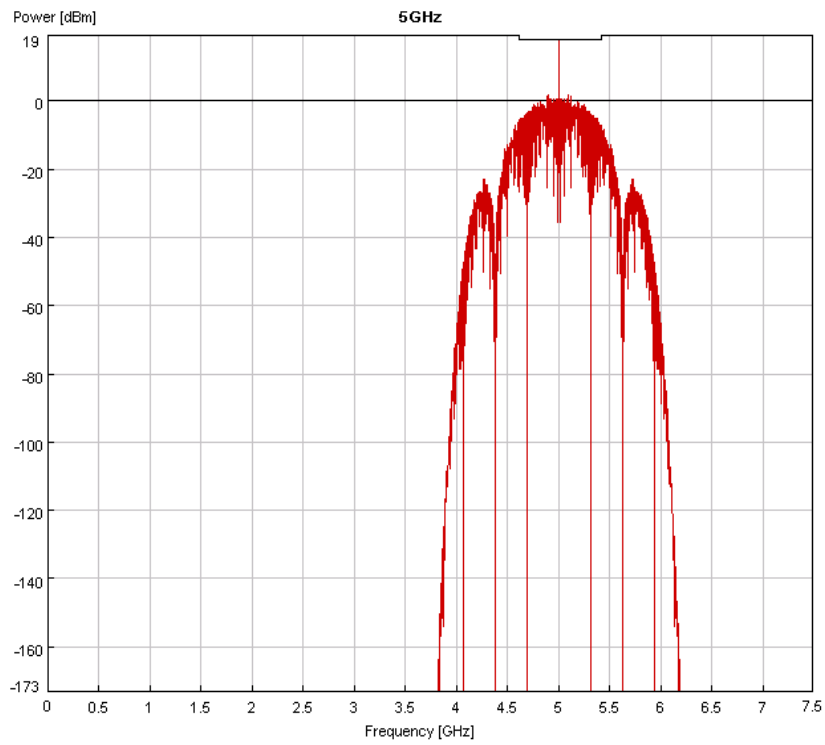


Illustration 96: Φάσμα καναλιού 3

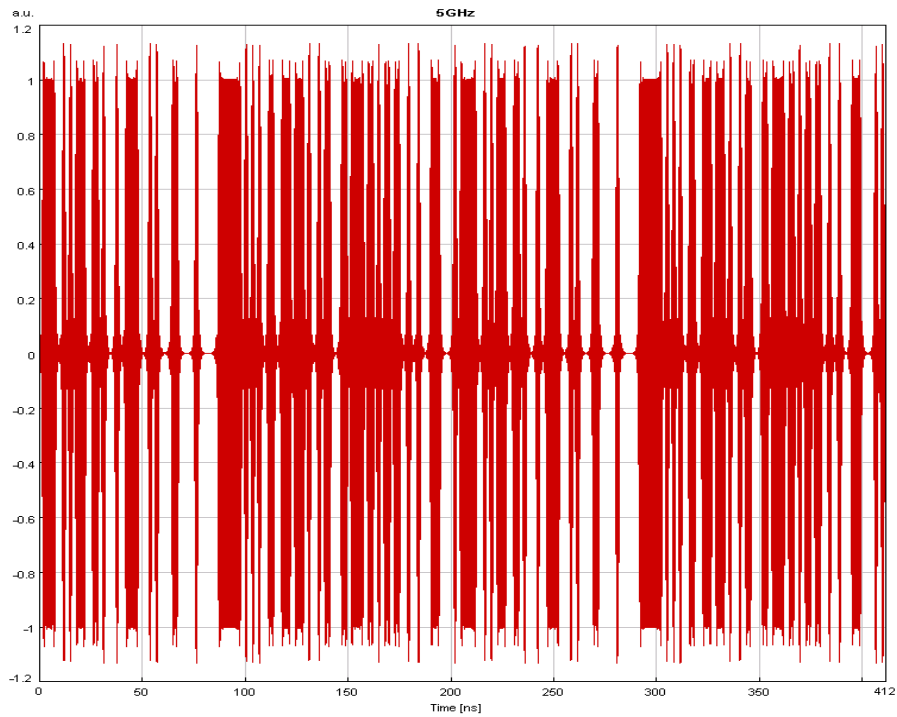


Illustration 97: Παλμοσειρά καναλιού 3

5.2.2 Παλμοσειρά και φάσμα μετά τον αθροιστή

Τα τρία RF σήματα, που έχουμε δημιουργήσει, προστίθενται με έναν απλό αθροιστή ηλεκτρικών σημάτων, ώστε να οδηγήσουν τον MZModulator. Σημειώνεται, εδώ, πως τα σήματα βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες και άρα μπορούν να προστεθούν χωρίς να καταστραφούν.

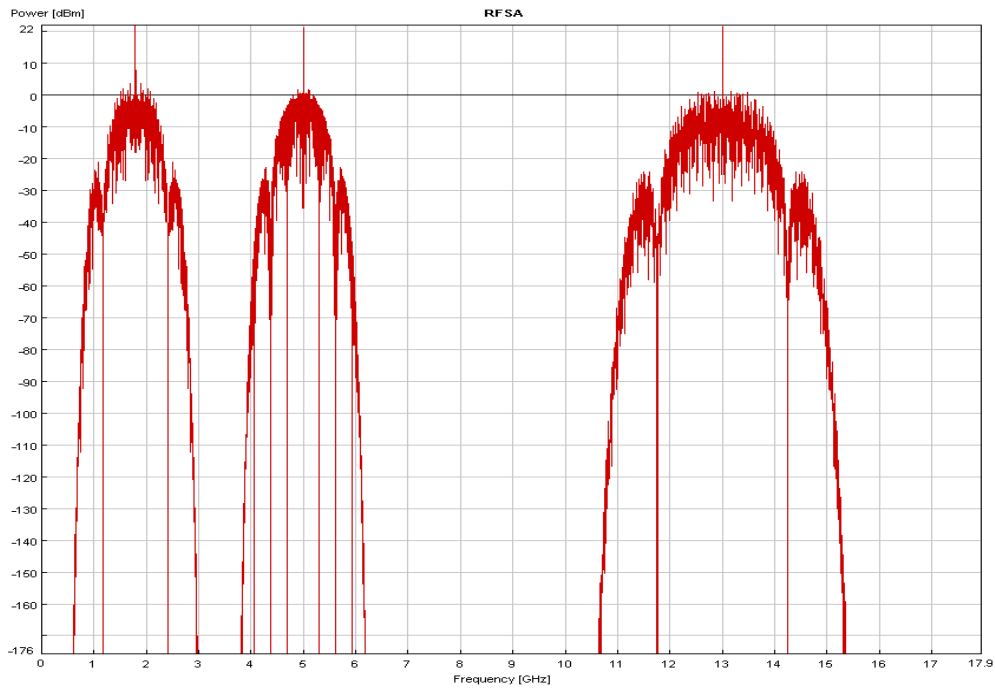


Illustration 98: Φάσμα μετά τον αθροιστή

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 1.8GHz, μια στα 5GHz, 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.

Έχει δημιουργηθεί με αυτό τον τρόπο το RF σήμα που θα οδηγήσει τον οπτικό διαμορφωτή.

5.2.3 Οπτικός Διαμορφωτής

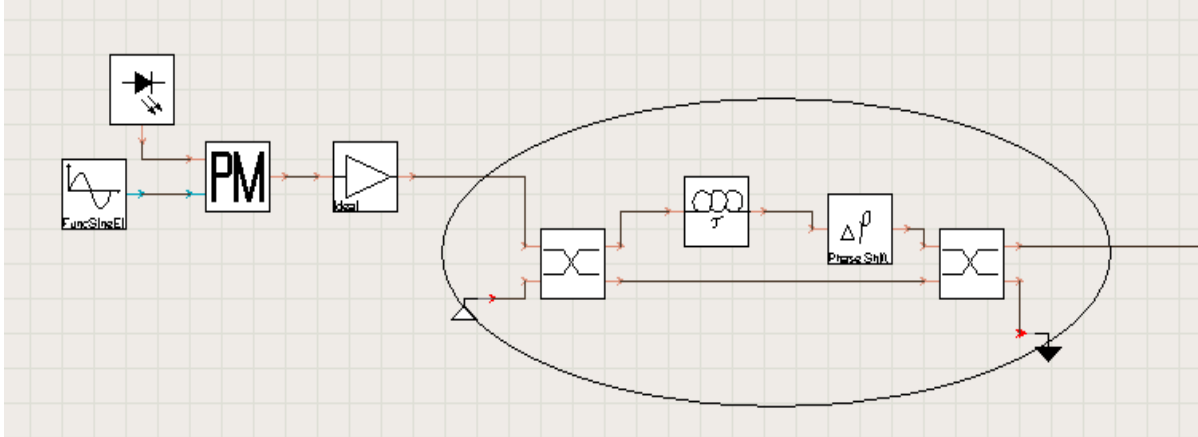


Illustration 99: Οπτικός Διαμορφωτής

Σημειώνεται εδώ, πως η διάταξη που είναι κυκλωμένη στο σχήμα, αντιστοιχεί στο module του VPI που παριστά το Mach Zender Interferometer φίλτρο. Χρησιμοποιήθηκε η εν λόγω διάταξη για λόγους μη συμβατότητας του module του VPI.

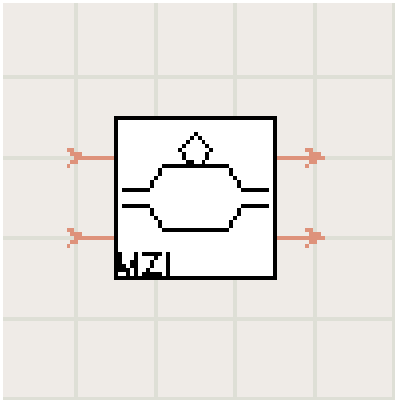


Illustration 100:Module του VPI για MZI

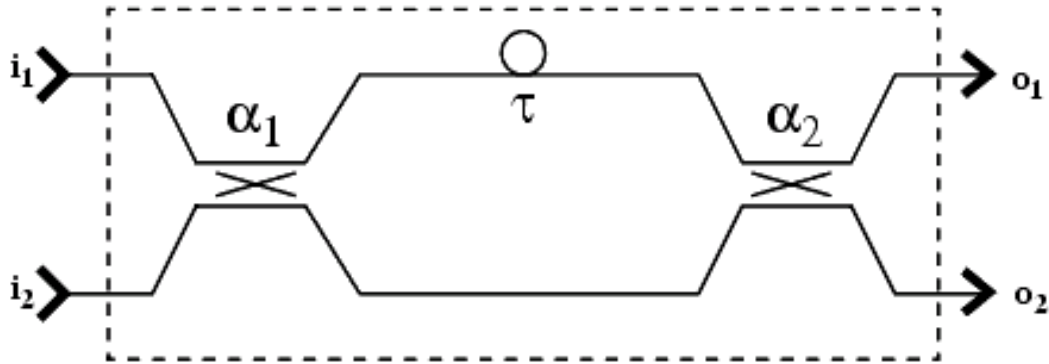


Figure 1. Characterization of FilterMZI_Opt module

Illustration 101: Εσωτερική δομή του Mach Zehnder Interferometer

Τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν τον οπτικό πομπό και οι σχετικές ρυθμίσεις.

> Ένα CW laser, το οποίο δίνει στον modulator τον carrier ο οποίος θα διαμορφωθεί. Η συχνότητα λειτουργίας αυτού του laser είναι στην προεπιλεγμένη τιμή που είναι τα 193.1THz ενώ η ισχύς εκπομπής είναι ρυθμισμένη στα 5mW. Τέλος, ρυθμίζουμε το linewidth του laser στην τιμή 0.

> Γεννήτρια ημιτόνου

Η συχνότητες του ημιτόνου είναι 15GHz, ενώ για το πλάτος επιλέχθηκε τιμή 0,75 a.u.

>Ιδανικός Διαμορφωτής φάσης.

Στην είσοδο του διαμορφωτή για τον carrier συνδέσαμε το CW laser και στην είσοδο δεδομένων συνδέσαμε τη γεννήτρια ημιτόνου.

> Τα δεδομένα του Mach Zehnder Interferometer:

✓ Διαφορά χρόνου διαδρομής: $Dt= 0.033$ ns

✓ Phase shift 60 degrees

Όλες αυτές οι τιμές ορίστηκαν με τρόπο ώστε η περιοδικότητα του φίλτρου να βολεύει τις συχνότητες της προσομοίωσης

>Τα δεδομένα του Mach Zehnder Modulator:

Extinction = 50

Chirp Definition : Symmetry Factor

Symetry Factor= -1.0

Chirp Sign : Positive

>Οπτικά φίλτρα.

Ένα ζωνοπερατό και ένα bandpass φίλτρο χρησιμοποιούνται για την αποκοπή των συχνοτήτων που δεν περιέχουν ωφέλιμη πληροφορία.

> Τέλος, ο ενισχυτής είναι ουσιαστικά το module του VPI που περιγράφει έναν ιδανικό ενισχυτή (Ideal Optical Amplifier) το οποίο ορίζεται σε λειτουργία Gain Controlled που σημαίνει ότι καθορίζουμε την τιμή της ενίσχυσης που προσφέρεται στο εισερχόμενο σήμα. Το Gain ρυθμίστηκε στα 30dB.

Συνεχίζουμε παραθέτοντας διαγράμματα που έχουν ληφθεί από την προσομοίωση, αναφερόμενοι σταδιακά στα διάφορα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα του οπτικού διαμορφωτή και σχολιάζοντας τα αποτελέσματα

5.2.3.1 Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή

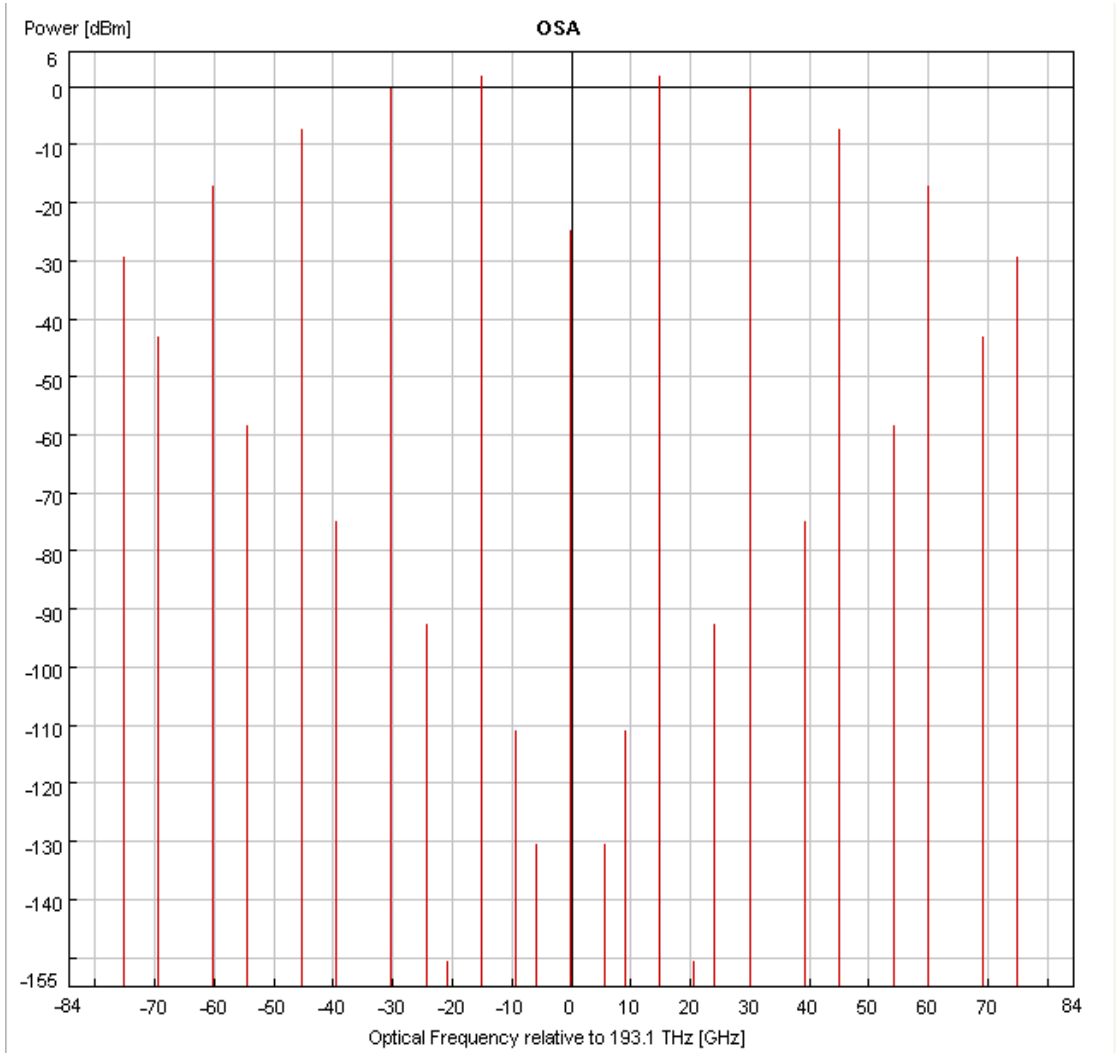


Illustration 102: Οπτικό σήμα μετά τον διαμορφωτή

5.2.3.2 Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Interferometer

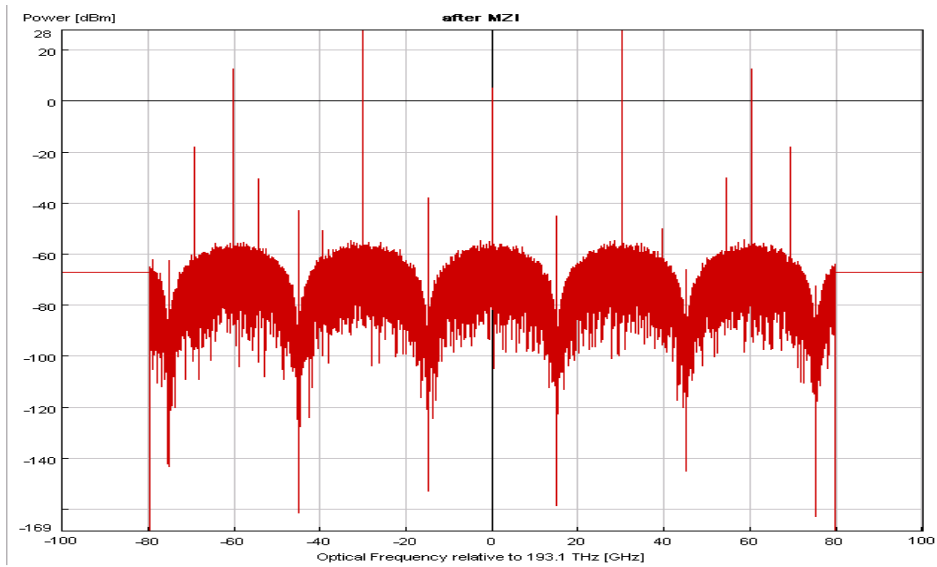


Illustration 103: Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Interferometer

5.2.3.3. Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Modulator

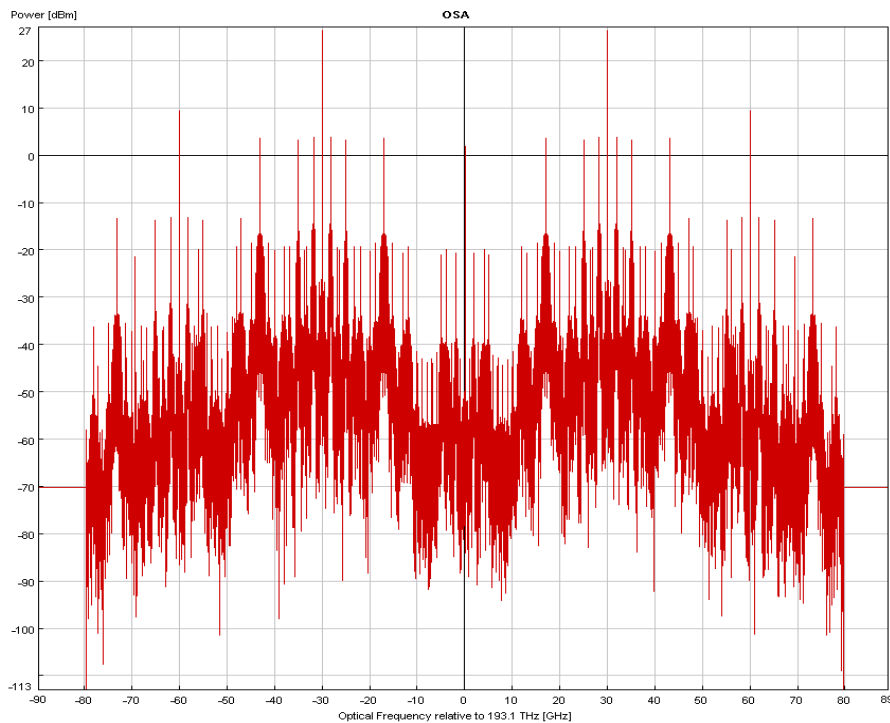


Illustration 104: Οπτικό φάσμα μετά το Mach Zender Modulator

5.2.3.4. Οπτικό φάσμα μετά το Ζωνοπερατό Φίλτρο

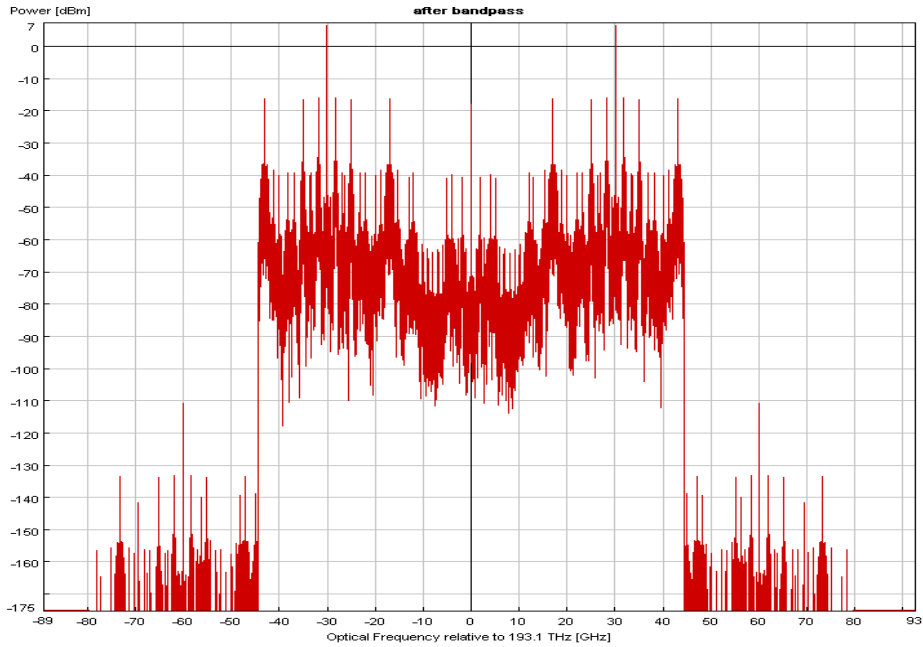


Illustration 105: Οπτικό φάσμα μετά το Ζωνοπερατό Φίλτρο

5.2.3.5. Οπτικό φάσμα μετά το Bandstop Φίλτρο

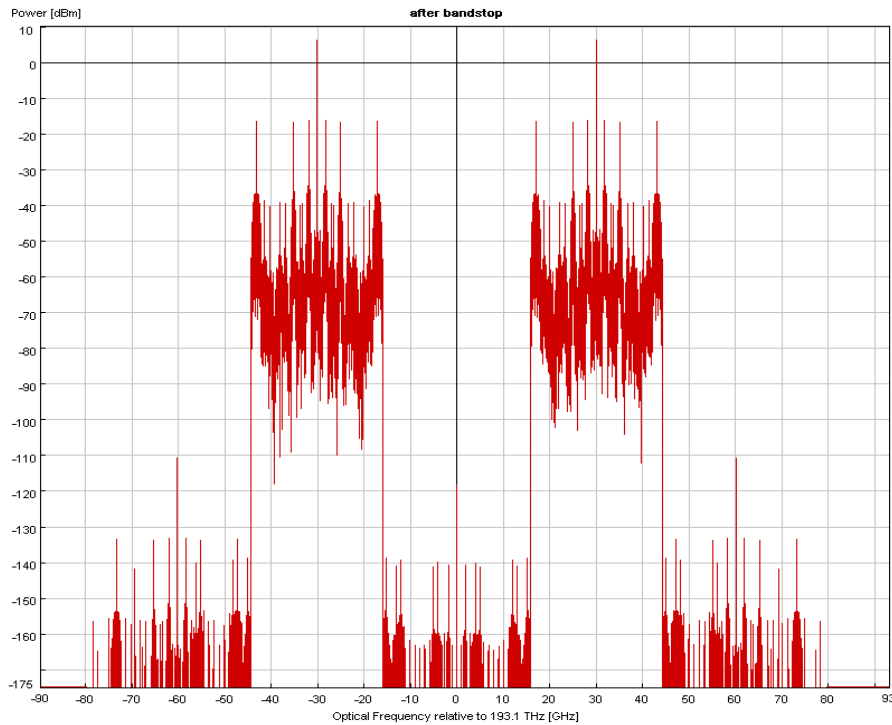


Illustration 106: Οπτικό φάσμα μετά το Bandstop Φίλτρο

5.3 Κύκλωμα Δέκτη

Το συνολικό κύκλωμα του δέκτη απεικονίζεται στην εικόνα που ακολουθεί.

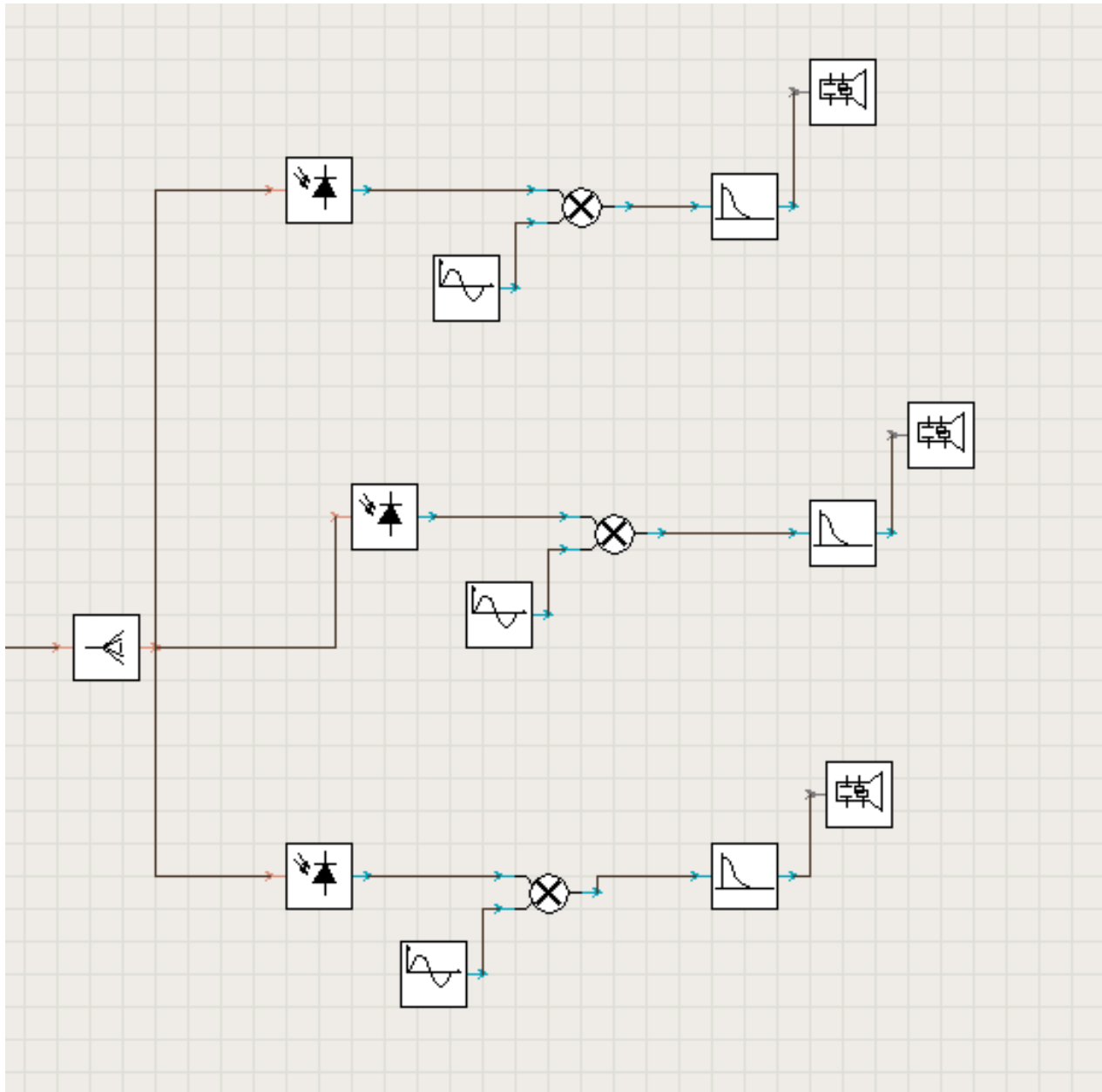


Illustration 107: Κυκλωμα Δέκτη

Φαίνεται ότι δέκτης αποτελείται από τρία τμήματα, κάθε ένα από τα οποία υλοποιεί τον δέκτη μιας από τις τρεις υπηρεσίες που έχουμε μεταδώσει. Έτσι έχουμε κατά σειρά τον δέκτη για το Fiber to the Home, για το Wi-Fi (2GHz) και για το WPAN στα 55GHz.

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 , όπως φαίνεται στο σχήμα.

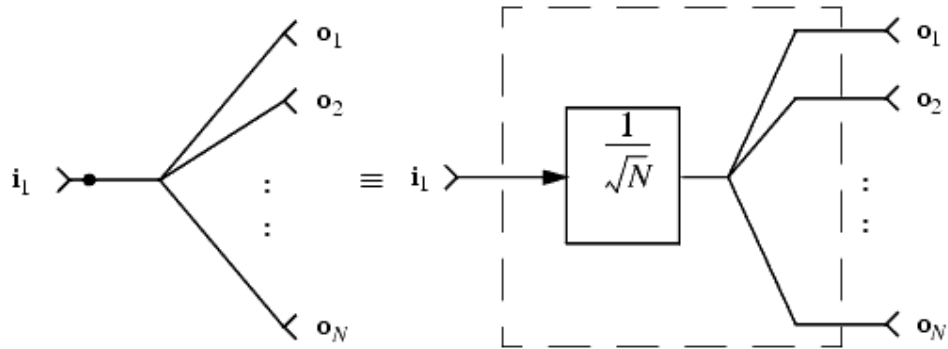


Illustration 51: Splitter 1xN

5.3.1 Δέκτης για Wi-Fi

Η δομή του δέκτη έχει ως εξής:

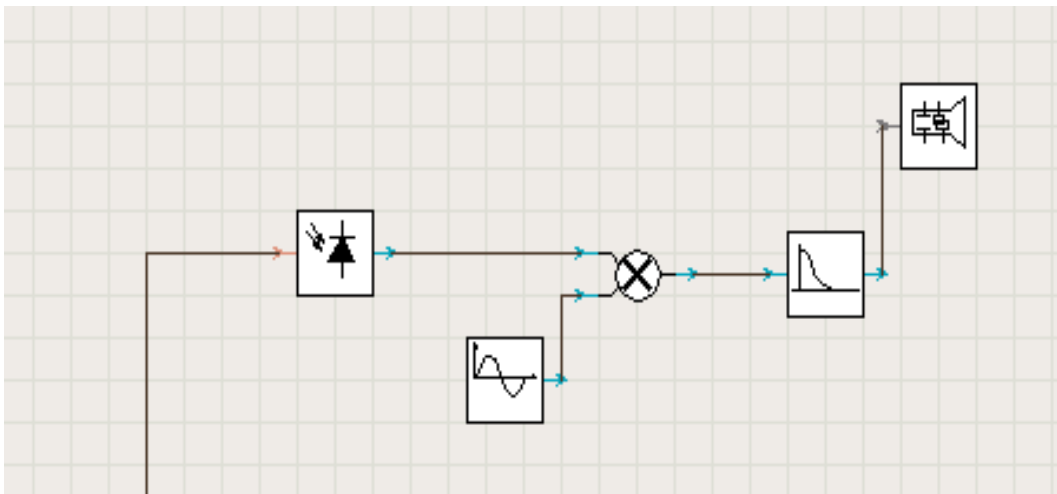


Illustration 108: Δέκτης WLAN

Ο δέκτης που χρησιμοποιείται για τη λήψη του WLAN περιλαμβάνει ένα ηλεκτρικό κύκλωμα που φροντίζει για το down-convert από τη συχνότητα εκπομπής στο baseband, για να γίνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων.

Το σήμα που προκύπτει από τον splitter προσπίπτει στη φωτοδίοδο και μετατρέπεται σε ηλεκτρικό, το οποίο όμως βρίσκεται στα 2GHz και όχι στο baseband, αφού έχει γίνει αποδιαμόρφωση του οπτικού. Τη φωτοδίοδο ακολουθεί το ηλεκτρικό κυκλώμα

το οποίο υποβιβάζει το σήμα στο baseband, ώστε να γίνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων που μεταφέρει.

Ακολουθούν οι παράμετροι, όπως έχουν ρυθμιστεί, για τα διάφορα στοιχεία του δέκτη:

- Φωτοδίοδος

Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.

- 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 1.8GHz, ενώ η φάση της είναι στις 0. Η έξοδος της πολλαπλασιάζεται με το σήμα που προκύπτει από το PIN 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.

5.3.1.1 Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

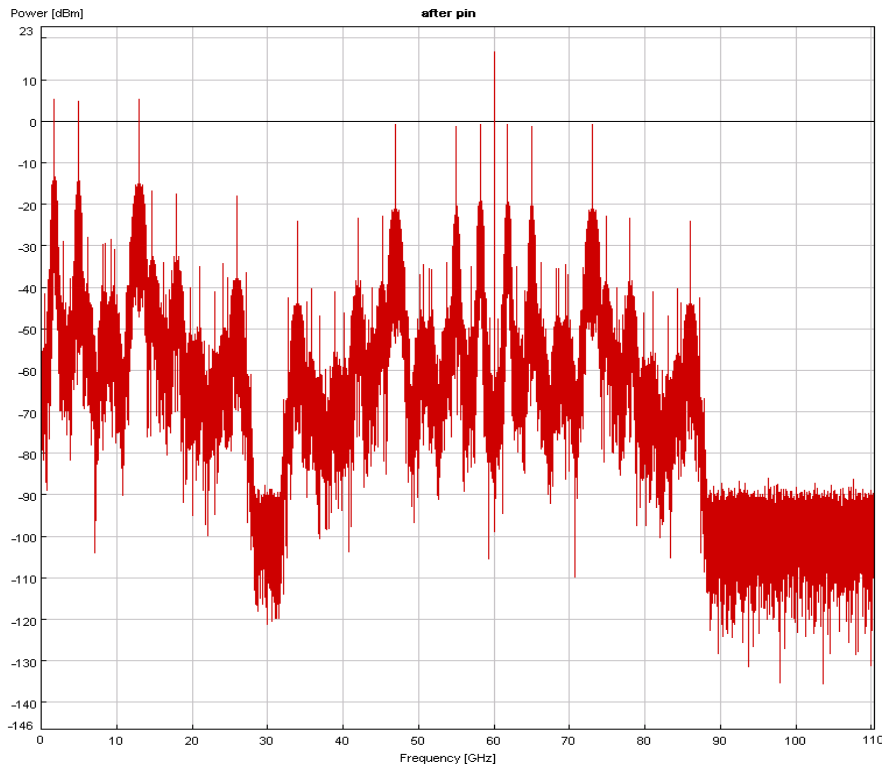


Illustration 109: Φάσμα μετά τη φωτοδίοδο

Παρατηρούμε την ύπαρξη συνιστωσών, τόσο στα 1.8, 5 και 13GHz, που προέρχονται από RoF των carriers στα 193.070 και 193.130 THz με τα αντίστοιχα subcarriers, όσο και συνιστώσες σε υψηλότερες συχνότητες (55, 65, 73, 47, 61,8 και 58,2) που προκύπτουν από το OFM.

Τέλος, φαίνεται κ ο ισχυρός carrier στα 60GHz, που προέρχεται από τη συμβολή των δύο carriers στα 193.070 και 193.130 THz.

5.3.1.2 Σήμα και φάσμα 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.

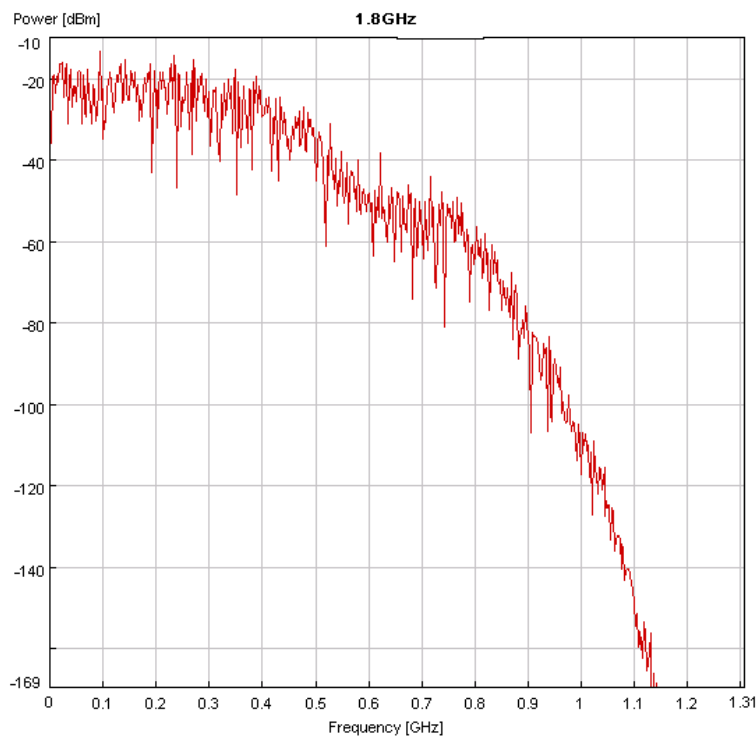


Illustration 110: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

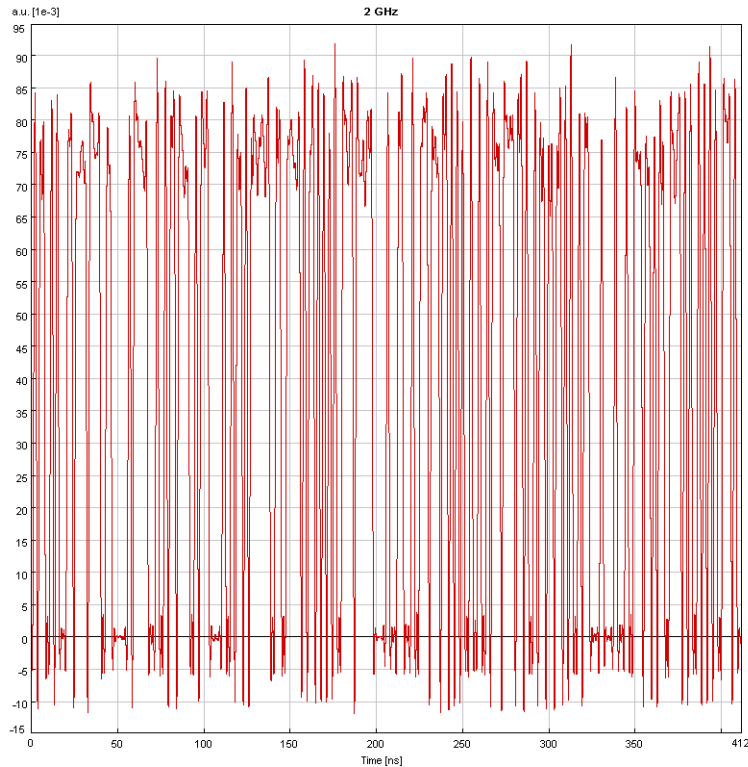


Illustration 111: Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

5.3.2 Δέκτης για WPAN

Ο δέκτης για WPAN έχει ίδια δομή με το δέκτη για το WLAN.

Ακολουθούν οι τιμές των μεταβλητών των διαφόρων στοιχείων που απαρτίζουν το δέκτη WPan:

- Φωτοδίοδος

Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.

- 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 55GHz. Η αρχική φάση είναι 1800.

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.

Ακολουθούν τα διαγράμματα για τις παλμοσειρές και τα φάσματα, όπως προκύπτουν μετά τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος του δέκτη.

Επαναλαμβάνονται τα ίδια διαγράμματα, με τον δέκτη του δεύτερου καναλιού, για το τρίτο κανάλι.

5.3.2.1 Σήμα και φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

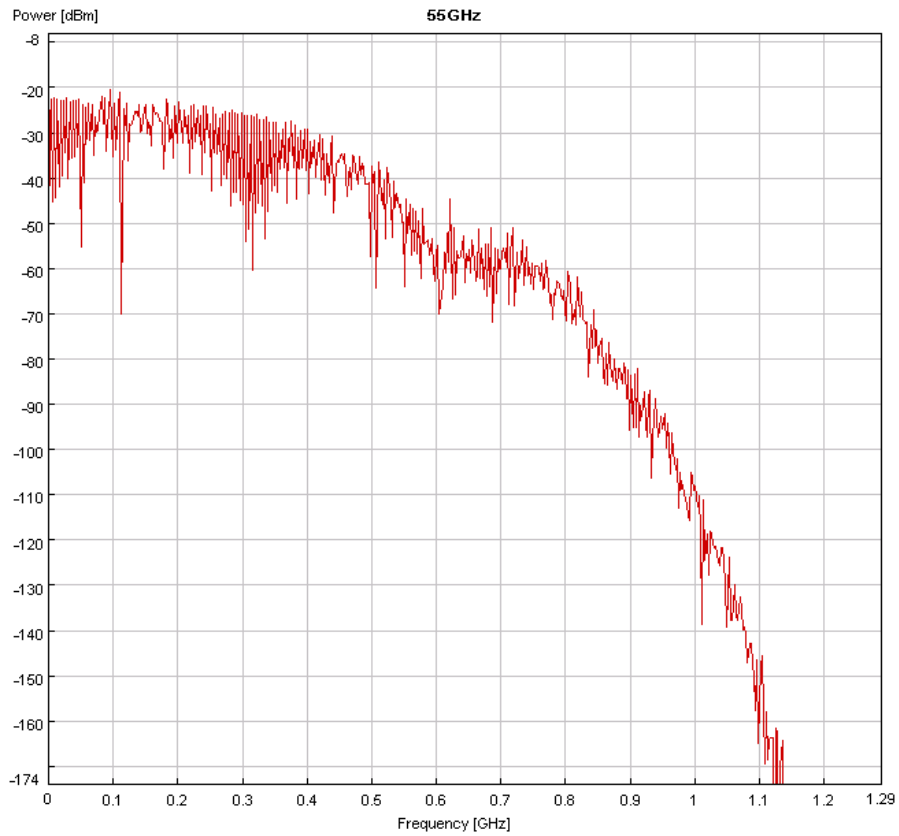
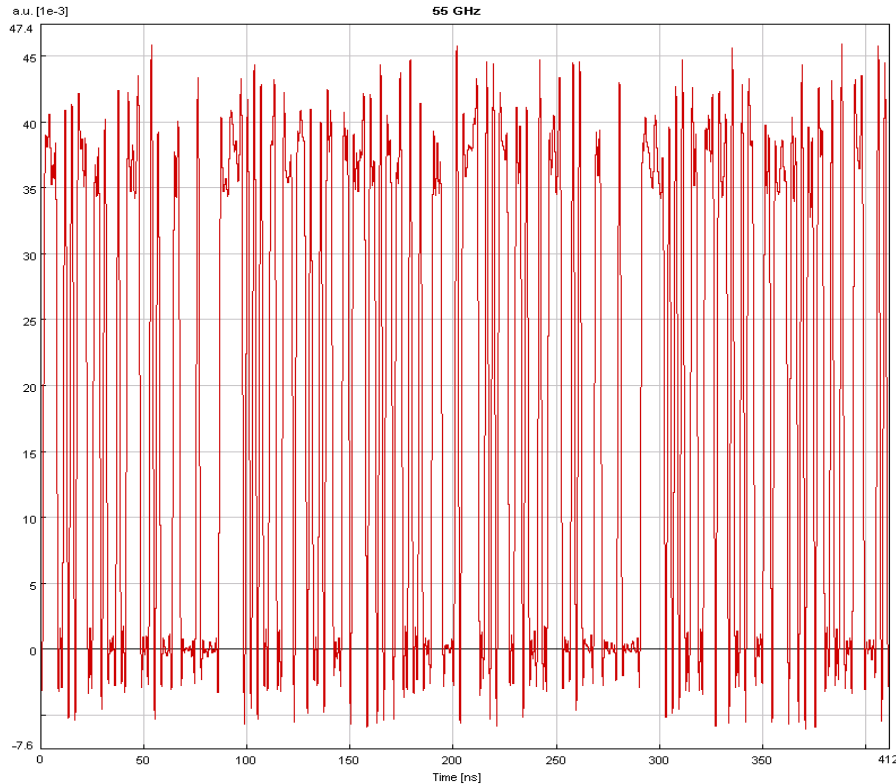


Illustration 112: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο



Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

5.3.3 Δέκτης για FTTH

Το σήμα που προκύπτει από τον splitter προσπίπτει στη φωτοδίοδο και μετατρέπεται σε ηλεκτρικό, το οποίο όμως βρίσκεται στα 13GHz και όχι στο baseband, αφού έχει γίνει αποδιαμόρφωση του οπτικού. Τη φωτοδίοδο ακολουθεί το ηλεκτρικό κυκλωμα το οποίο υποβιβάζει το σήμα στο baseband, ώστε να γίνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων που μεταφέρει.

Ακολουθούν οι παράμετροι, όπως έχουν ρυθμιστεί, για τα διάφορα στοιχεία του δέκτη:

- Φωτοδίοδος

Χρησιμοποιήθηκε το module του VPI που προσομοιάζει μια PIN φωτοδίοδο.

- 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 13GHz, ενώ η φάση της είναι στις 0. Η έξοδος της πολλαπλασιάζεται με το σήμα που προκύπτει από το PIN 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 1244MHz, που είναι όσο και εύρος του σήματος του καναλιού, όπως έχει δημιουργηθεί στον πομπό.

5.3.3.1 Σήμα και φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

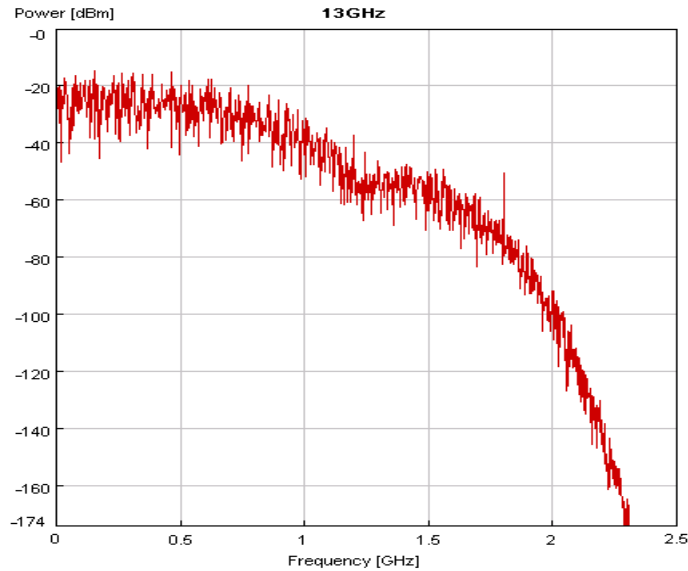
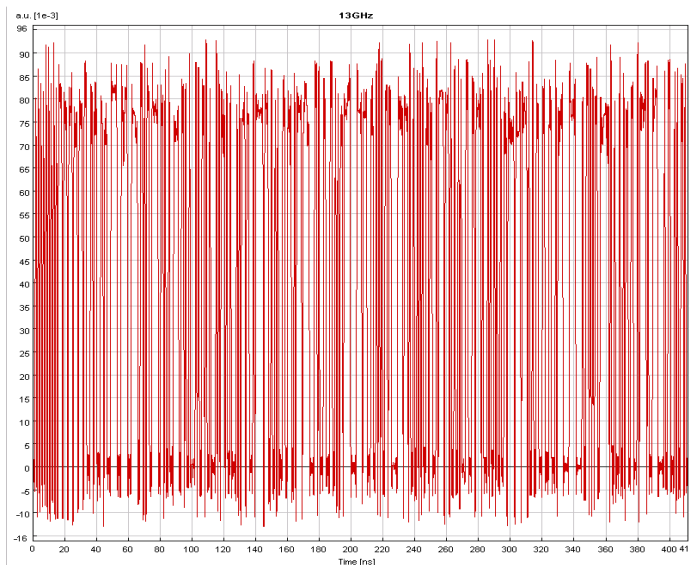


Illustration 114: Φάσμα μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο



Παλμοσειρά μετά το Ηλεκτρικό Βαθυπερατό Φίλτρο

5.4 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.

- Απαιτήθηκε χρήση ίνας DCF(dispersion-compensating fiber), ίνας αρνητικής διασποράς, μετά την SMF ίνα , ώστε να αντισταθμίσουμε την επίδραση της διασποράς στο σήμα μας. Τα σχετικά με τη διασπορά φαινόμενα περιγράφονται αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο
- 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 6: ΜΕΛΕΤΗ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΑΜΙΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

6.1 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 δούμε 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, παρά μόνο οι ισχύς.

6.2. Κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις

Για την καταγραφή των BER 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. Το άλλο ήταν ένα κύκλωμα που σχεδιάστηκε με σκοπό να βοηθήσει στη λήψη των BER στην back-to-back (B2B) μέτρηση.

Η back-to-back μέτρηση για τα BER 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 κύκλωμα με το οποίο ελήφθησαν οι B2B μετρήσεις είναι αρκετά απλό στη σύνθεσή του, καθώς δεν πραγματοποιείται σύνθετη διαδικασία φώρασης. Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα:

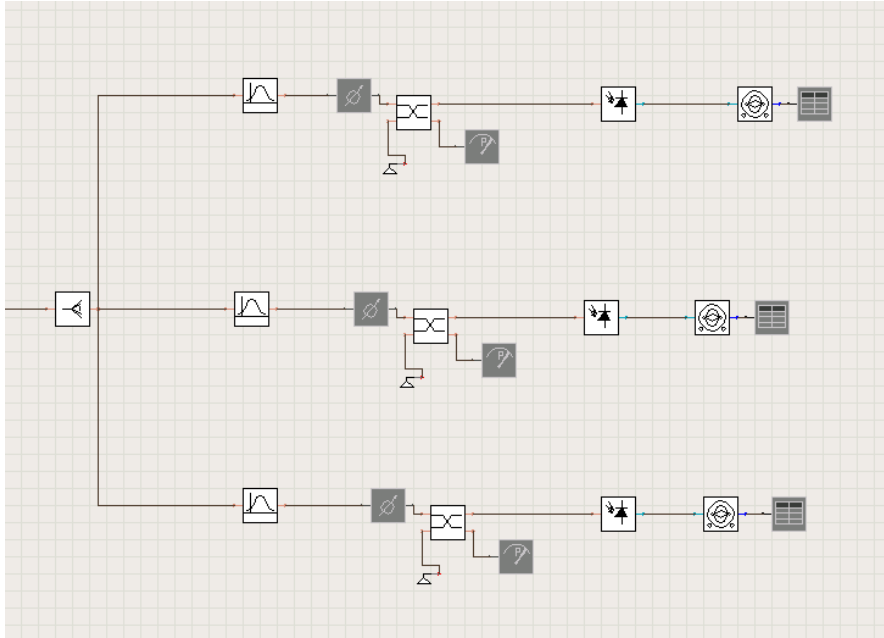


Illustration 116: Κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των Back - to - Back μετρήσεων

Το κύκλωμα για τη μέτρηση των BER στην πλευρά του δέκτη ακολουθεί στο σχήμα

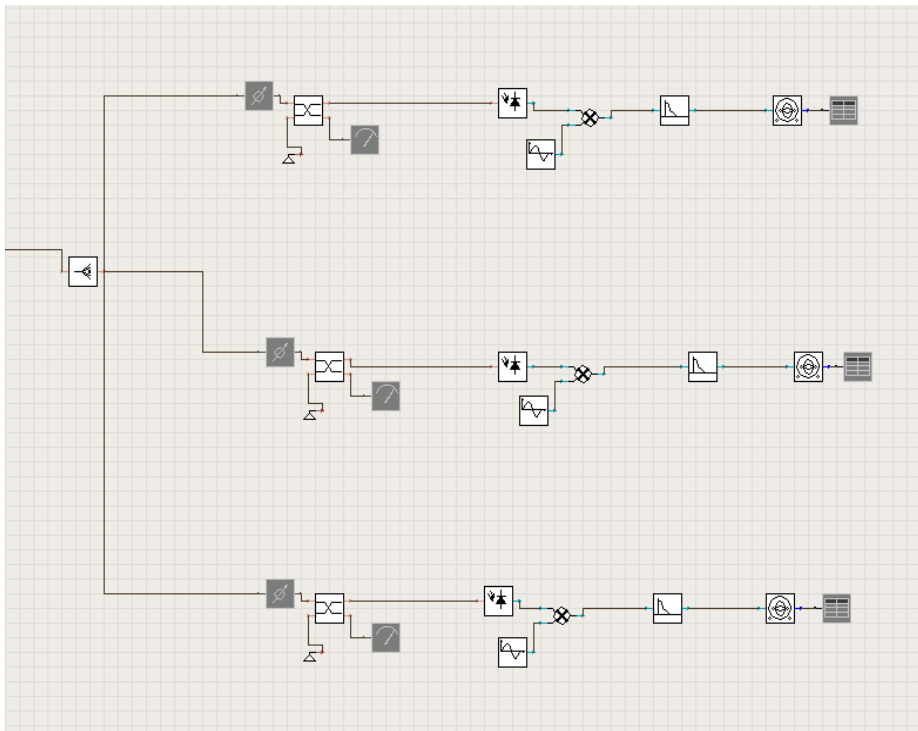


Illustration 117: Κύκλωμα λήψης μετρήσεων στο δέκτη, για BER και για διαγράμματα ματιού

Πρόκειται για το δέκτη όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο που προηγήθηκε. Οι μετρήσεις λαμβάνονται από τα modules που συνδέονται με τα βαθυπερατά ηλεκτρικά φίλτρα και καταγράφονται στο τελευταίο module που είναι ένας καταγραφικό κειμένου.

6.3 Μετρήσεις των BER

Για να έχουμε μια πλήρη εικόνα της αποδοσης του κυκλώματος έπρεπε να λάβουμε μετρήσεις των BER 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

6.3.1. Μετρήσεις για Channel 1

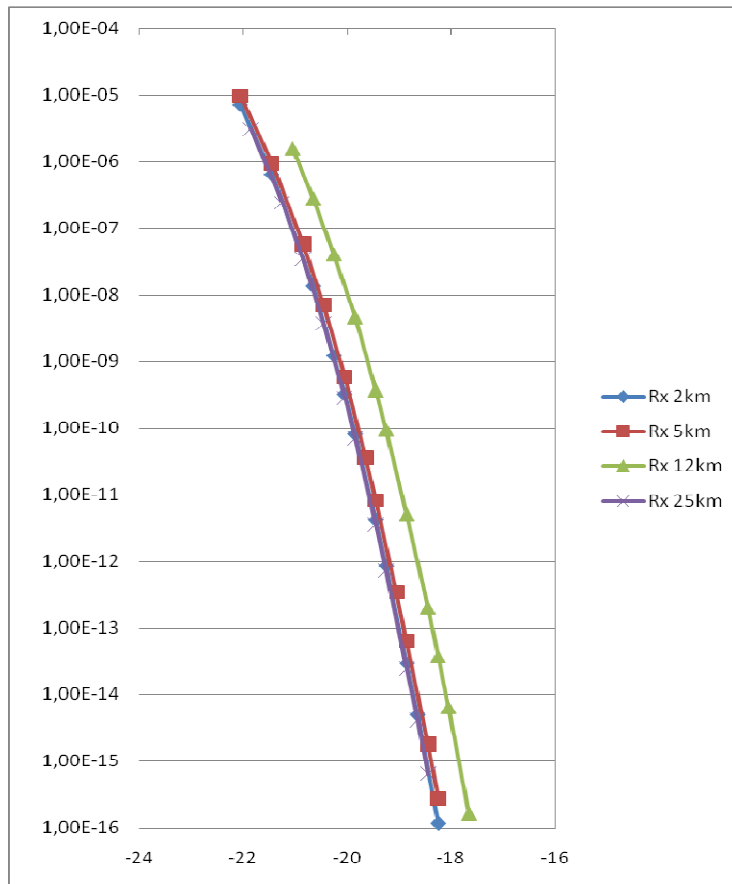
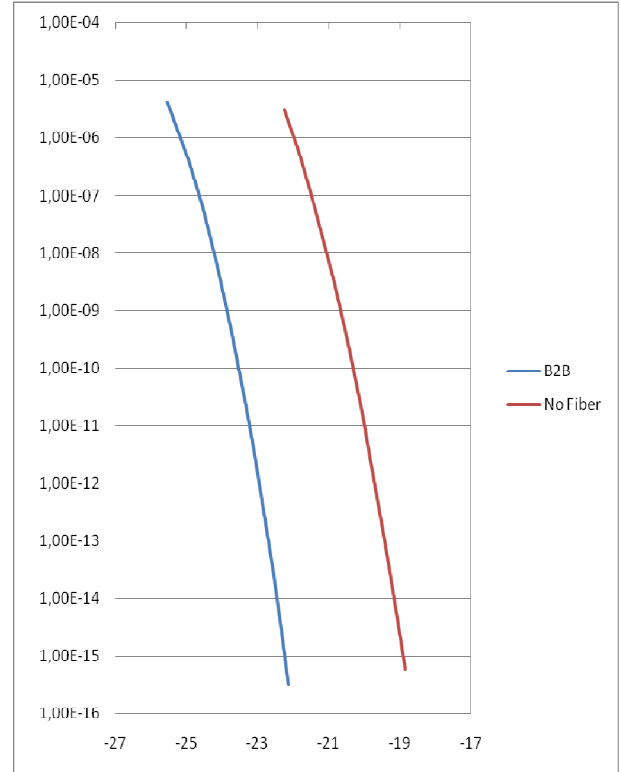
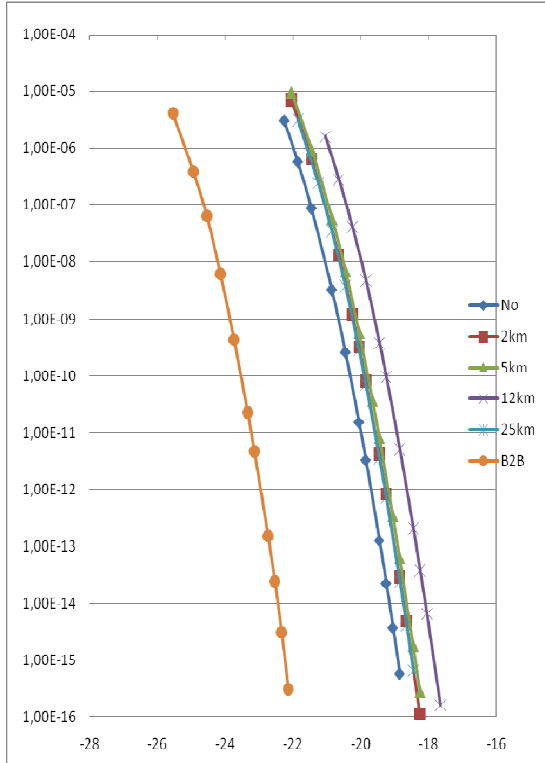
Δεν θεωρήθηκε σημαντικό να παρουσιαστούν οι πίνακες με τα BER, όπως μετρήθηκαν για κάθε σημείο του κυκλώματος καθώς οι πληροφορίες που μπορεί να λάβει κανείς από την παρατήρηση τους είναι μάλλον λίγες, ενώ είναι σίγουρα πολύ λιγότερες από αυτές που μας δίνουν τα συγκριτικά διαγράμματα που ακολουθούν.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

6.3.1.1 Διαγράμματα BER 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

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΟΠΤΙΚΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ, ΓΙΑ ΠΑΡΟΧΗ ΕΥΡΩΖΩΝΙΚΩΝ ΥΠΗΡΕΣΙΩΝ ΜΕ ΑΜΙΓΓΩΣ ΟΠΤΙΚΗ ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

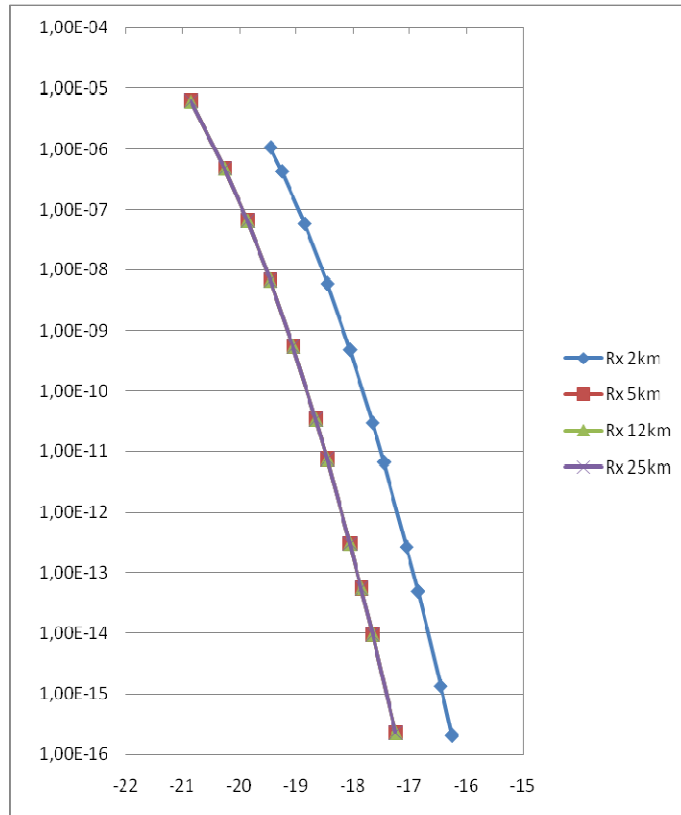
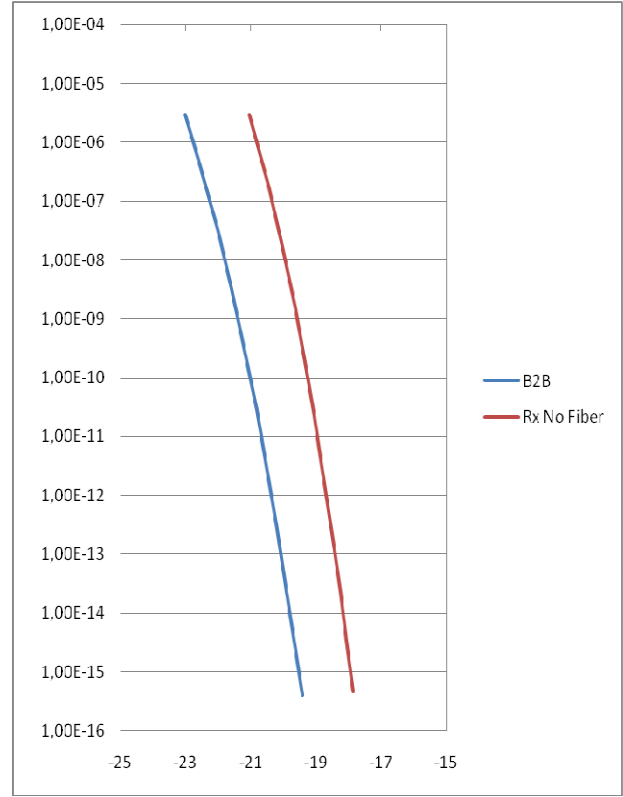
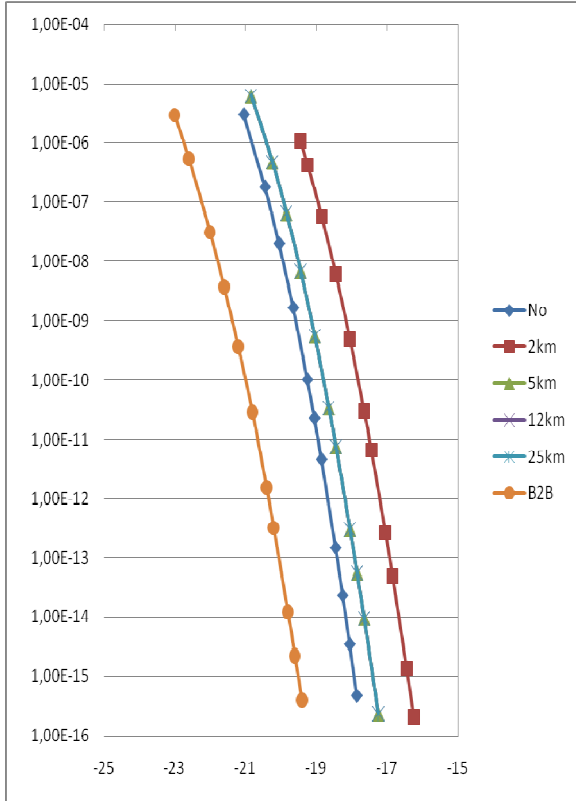


6.3.1.2 Συμπεράσματα για το πρώτο κανάλι

- 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. 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 ετερόδυνα αποδιαμόρφωση του οπτικού σήματος.
- Παρατηρείται ότι η προσθήκη ίνας, ακόμα και 25km δεν επηρεάζει σημαντικά τη λειτουργία του κυκλώματος, όπως προκύπτει εύκολα από το πρώτο και το τρίτο 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 ελάχιστη αν αντί για 2km ίνας χρησιμοποιήσουμε 25km. Ωστόσο, φαίνεται να βελτιώνεται η ποιότητα του σήματος με την αύξηση του μήκους της ίνας. Ειδικά στην περίπτωση της προσθήκης ίνας 12km είναι πολύ εμφανές, καθώς εμφανίζει power penalty υψηλότερο σε σχέση με την μετάδοση με άλλα μήκη ίνας. Η αναντιστοιχία αυτή των αποτελεσμάτων οφείλεται στην επίδραση της διασποράς στο σήμα, η οποία ποικίλει ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος κ το μήκος της ίνας. Τα σχετικά με την επίδραση της διασποράς φαινόμενα μελετώνται αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

6.3.2 Μετρήσεις για το Channel 2

6.3.2.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm για το Channel 2

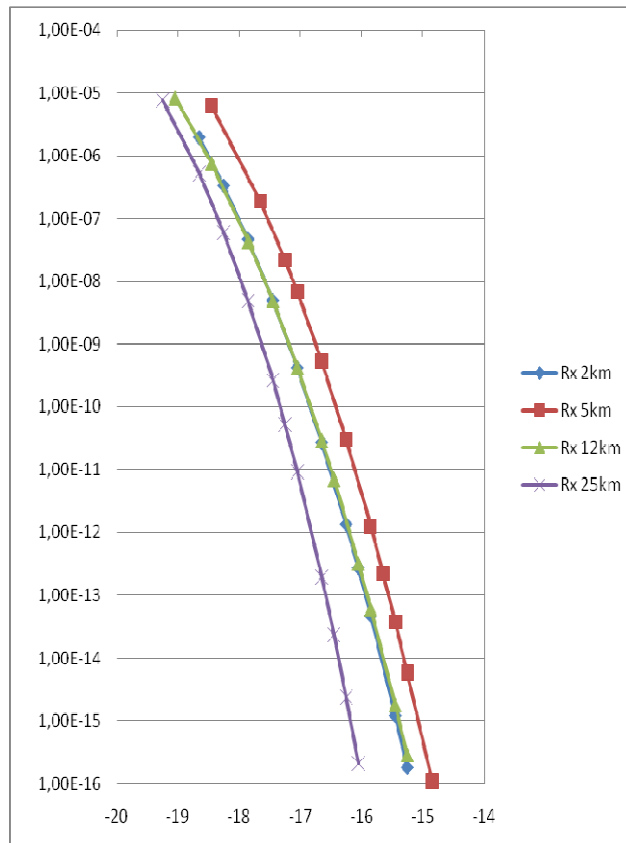
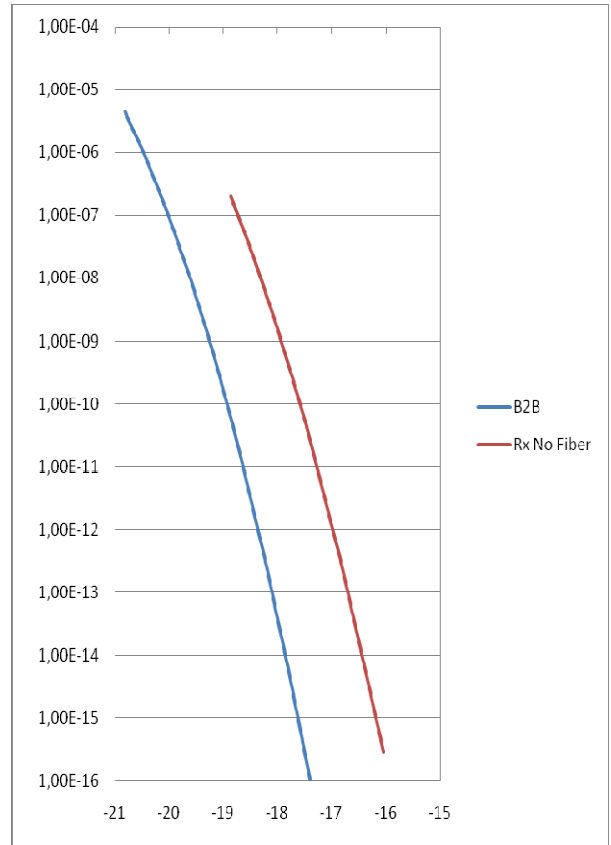
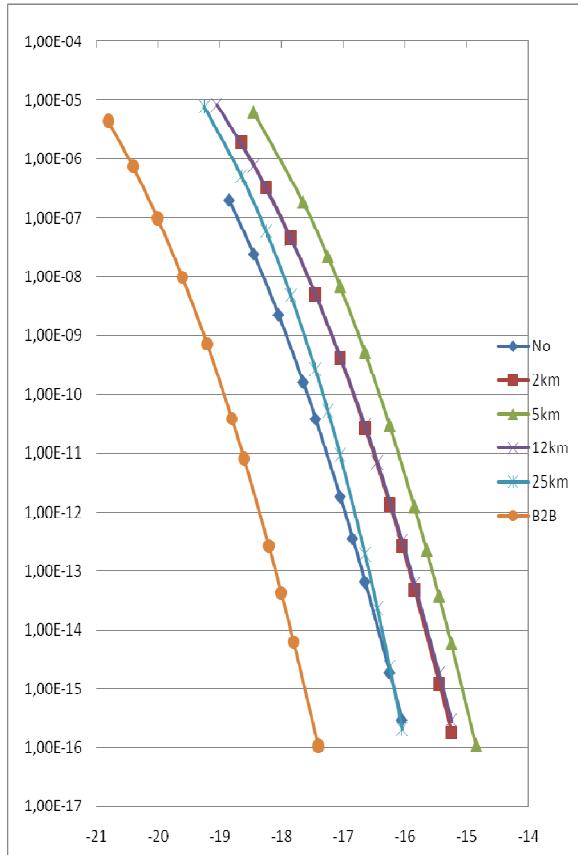


6.3.2.2 Συμπεράσματα για το δεύτερο κανάλι

- 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 του BER, που αναφέρεται στη λήψη από το δέκτη χωρίς να έχει προηγηθεί μετάδοση, σε σχέση με την καμπύλη που αναφέρεται στο B2B. Προφανώς κάτι τέτοιο οφείλεται στη διαδικασία λήψης, όπως αυτή διαμορφώνεται στο δέκτη, και είναι αναμενόμενο σε κάθε κύκλωμα να συμβαίνει.
- Ακόμα διακρίνουμε ότι η μετάδοση μέσω της ίνας δεν έχει ιδιαίτερη επίδραση στην ποιότητα του μεταδιδόμενου σήματος, καθώς, ακόμα και για μετάδοση σε ίνα 25km, δεν παρατηρείται εμφάνιση μεγάλου power penalty, σε σχέση με τη μετάδοση χωρίς ίνα. Ωστόσο, φαίνεται να συμβαίνει και εδώ το παράδοξο της βελτίωσης της ποιότητας του σήματος με την αύξηση του μήκους της ίνας. Όπως προαναφέρθηκε, η αναντιστοιχία αυτή των αποτελεσμάτων οφείλεται στην επίδραση της διασποράς στο σήμα, η οποία ποικίλει ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος κ το μήκος της ίνας.

6.3.3. Μετρήσεις για το Channel 3

6.3.3.1 Διαγράμματα BER ανάλογα με την προσπιπτούσα ισχύ σε dBm για το Channel 3



6.3.3.2 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:

- 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 του BER, που αναφέρεται στη λήψη από το δέκτη χωρίς να έχει προηγηθεί μετάδοση, σε σχέση με την καμπύλη που αναφέρεται στο B2B. Προφανώς κάτι τέτοιο οφείλεται στη διαδικασία λήψης, όπως αυτή διαμορφώνεται στο δέκτη, και είναι αναμενόμενο σε κάθε κύκλωμα να συμβαίνει.
- Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, διακρίνουμε ότι η μετάδοση μέσω της ίνας δεν έχει ιδιαίτερη επίδραση στην ποιότητα του μεταδιδόμενου σήματος, καθώς, ακόμα και για μετάδοση σε ίνα 25km, δεν παρατηρείται εμφάνιση μεγάλου power penalty, σε σχέση με τη μετάδοση χωρίς ίνα. Ωστόσο, φαίνεται να συμβαίνει και εδώ το παράδοξο της βελτίωσης της ποιότητας του σήματος με την αύξηση του μήκους της ίνας. Όπως προαναφέρθηκε, η αναντιστοιχία αυτή των αποτελεσμάτων οφείλεται στην επίδραση της διασποράς στο σήμα, η οποία ποικίλει ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος κ το μήκος της ίνας.

6.4 Καταγραφή των διαγραμμάτων ματιού

Εκτός από τα BER, 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.

6.4.1 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 1

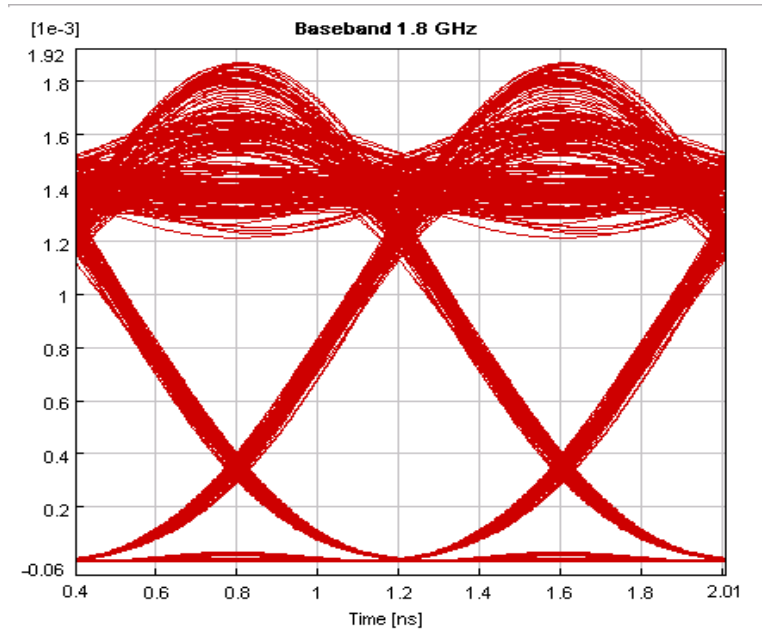


Illustration 118: Eye Diagram B2B

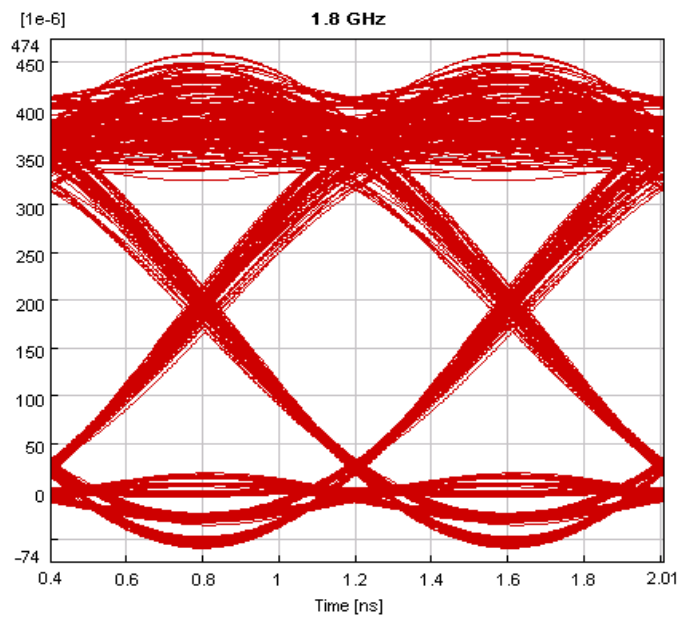


Illustration 119: Eye Diagram Receiver – no Fibre

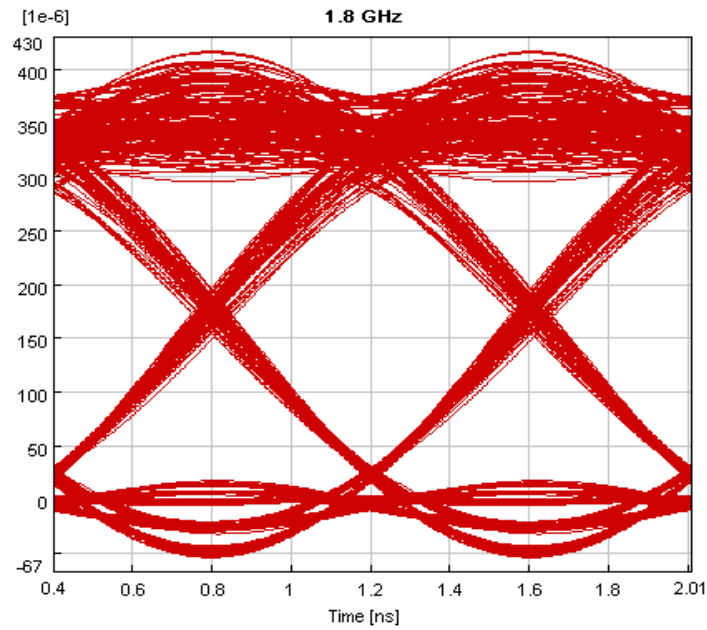


Illustration 120: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

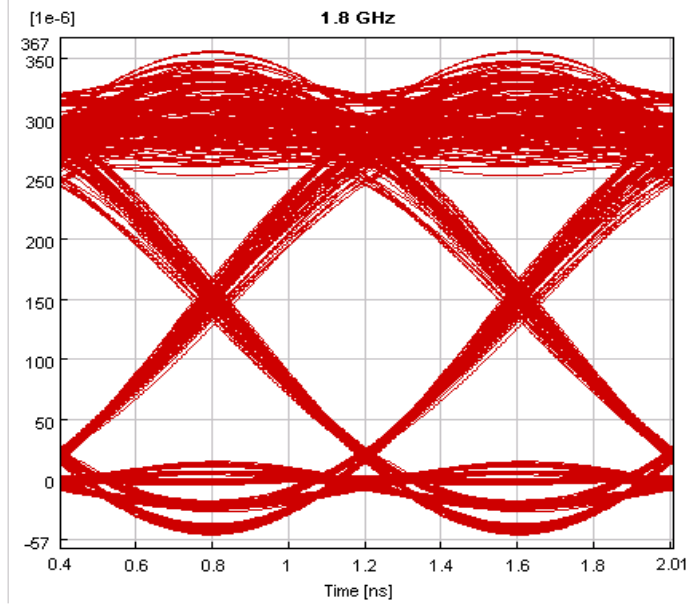


Illustration 121: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

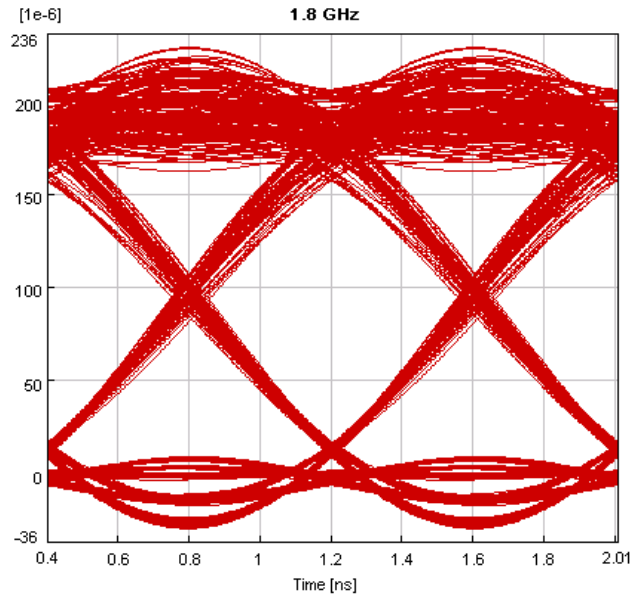


Illustration 122: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

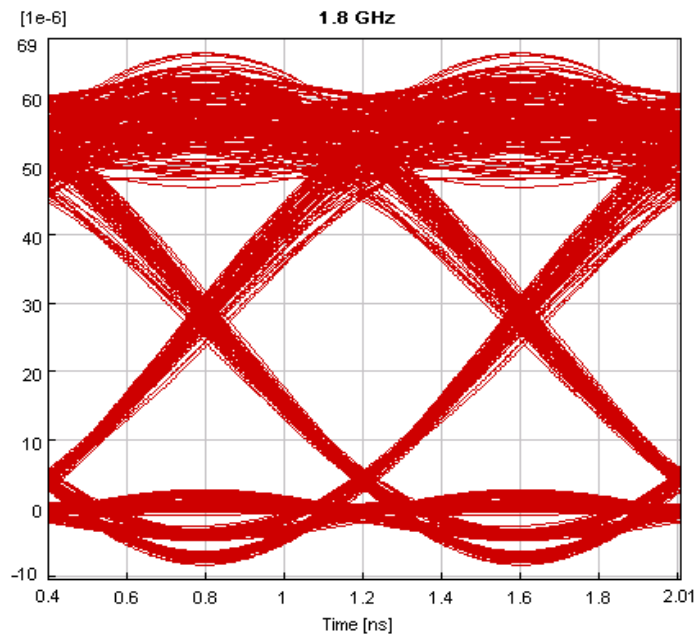


Illustration 123: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre

6.4.1.1 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 στις θέσεις B2B και μετά τη μετάδοση χωρίς ίνα, βλέπουμε ότι οι διαδικασίες που υλοποιούνται στο δέκτη, αλλοιώνουν σημαντικά το σήμα
- Παρατηρώντας τα διαγράμματα που έχουν ληφθεί από τη θέση No Fiber μέχρι και τη μετάδοση σε ίνα 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 ίνα μέχρι 25km, μήκος αρκετά ικανοποιητικό αν σκεφτεί κανείς ότι η αρχιτεκτονική προορίζεται για access δίκτυο. Παρατηρείται μείωση μόνο της ισχύς του ληφθέντος σήματος, καθώς αυξάνει το μήκος της ίνας, φαινόμενο λογικό, αφού κάθε επιπλέον χιλιόμετρο ίνας αποσβαίνει περαιτέρω το σήμα, κατά τη διάδοσή του.

6.4.2 Διαγράμματα Ματιού για το κανάλι 2

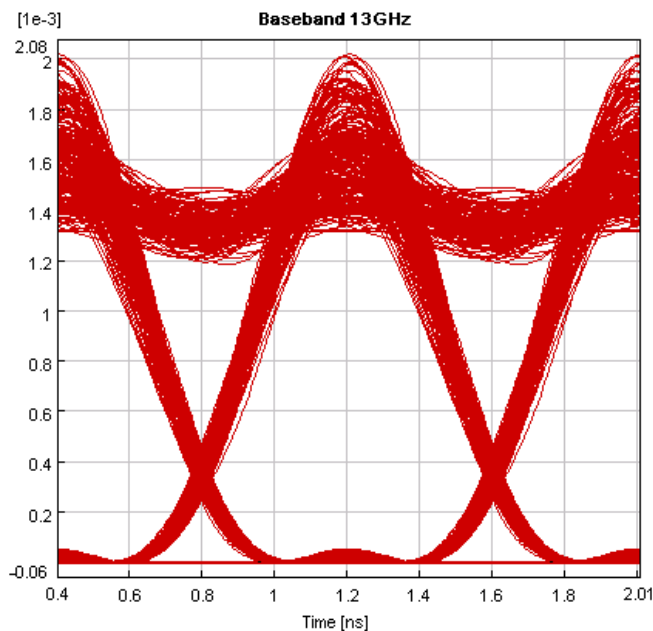


Illustration 124: Eye Diagram B2B

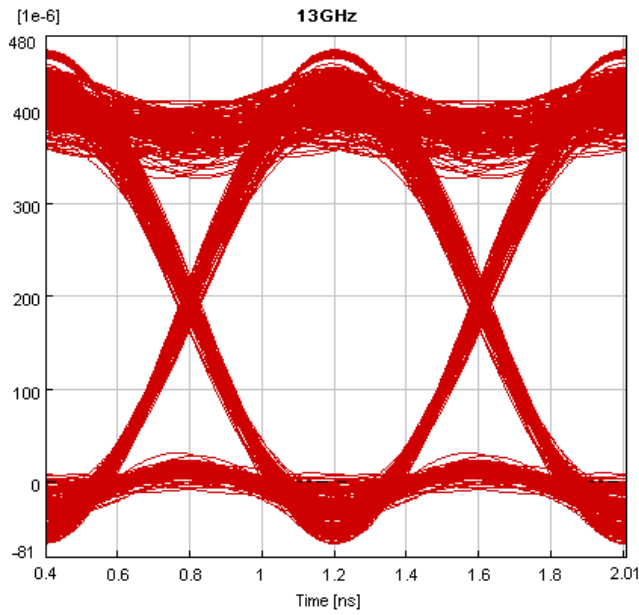


Illustration 125: Eye Diagram Receiver – no Fibre

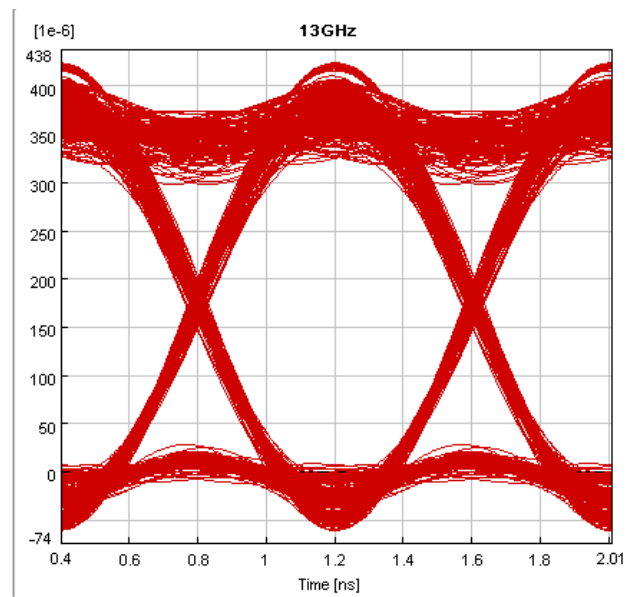


Illustration 126: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

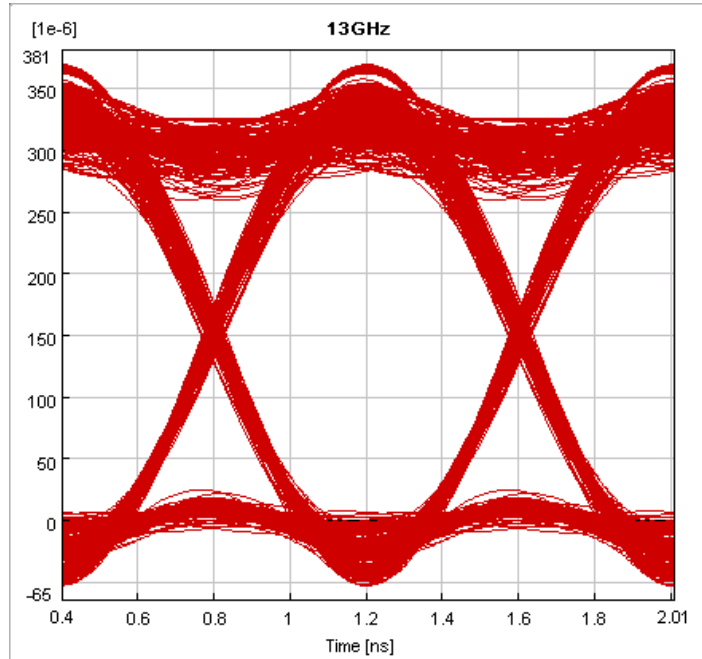


Illustration 127: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

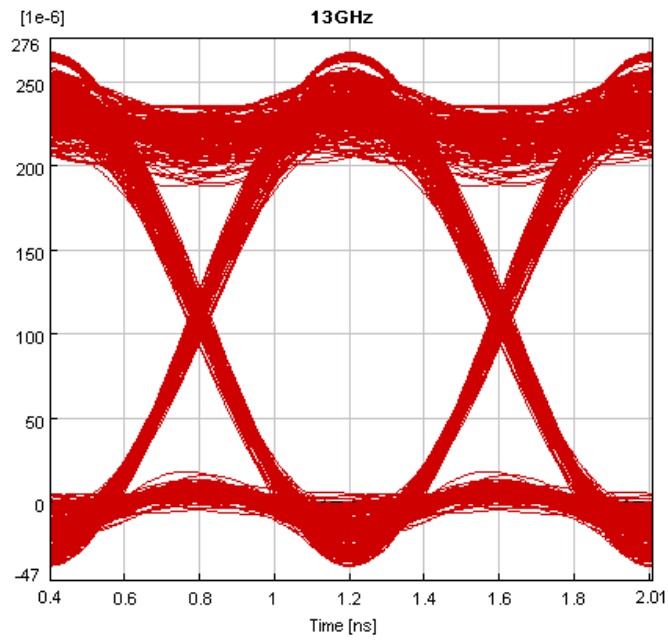


Illustration 128: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

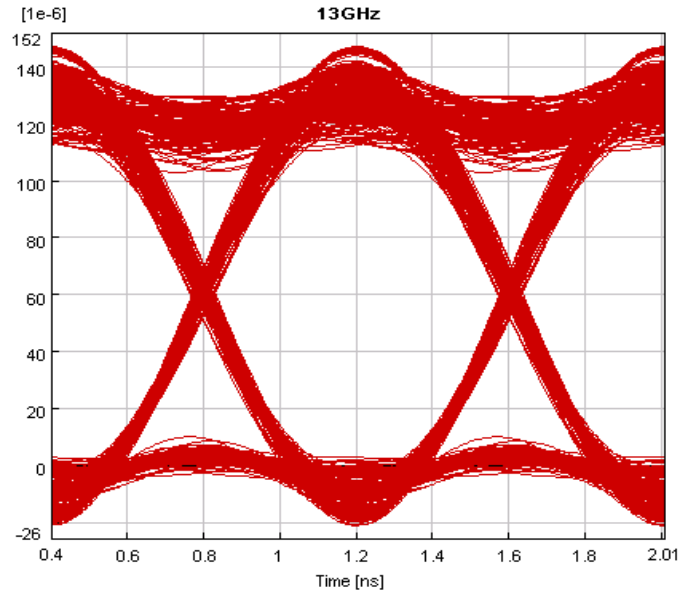


Illustration 129: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre

6.4.2.1 Συμπεράσματα για διαγράμματα ματιού του δεύτερου καναλιού

- Συγκρίνοντας το πρώτο και το δεύτερο διάγραμμα, που έχουν ληφθεί στις θέσεις B2B και μετά τη μετάδοση χωρίς ίνα, βλέπουμε ότι οι διαδικασίες που υλοποιούνται στο δέκτη, αλλοιώνουν σημαντικά το σήμα
- Τέλος, 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. Παρατηρείται μείωση μόνο της ισχύς του ληφθέντος σήματος, καθώς αυξάνει το μήκος της ίνας, φαινόμενο λογικό, αφού κάθε επιπλέον χιλιόμετρο ίνας αποσβαίνει περαιτέρω το σήμα, κατά τη διάδοσή του.

6.4.3 Διαγράμματα Μαιού για το κανάλι 3

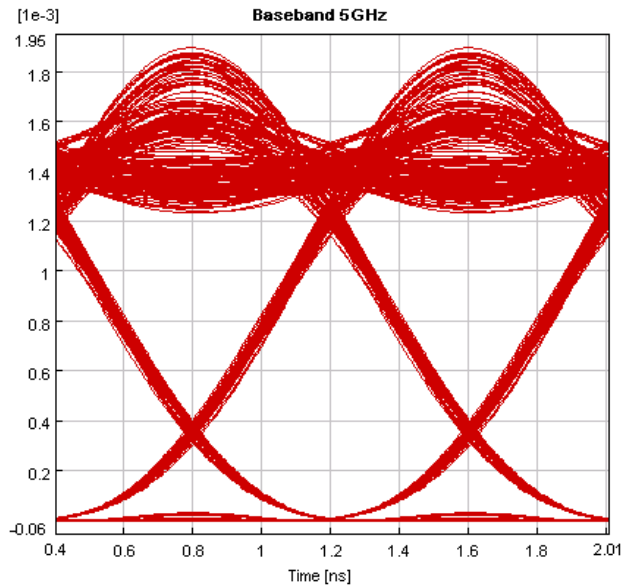


Illustration 130: Eye Diagram B2B

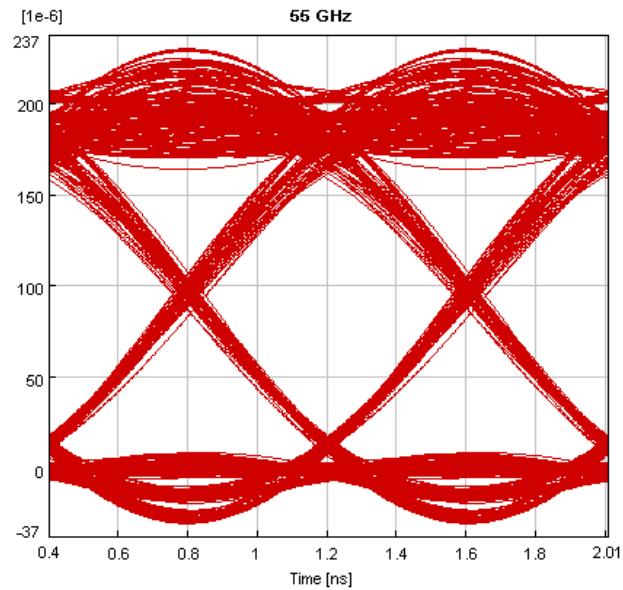


Illustration 131: Eye Diagram Receiver – no Fibre

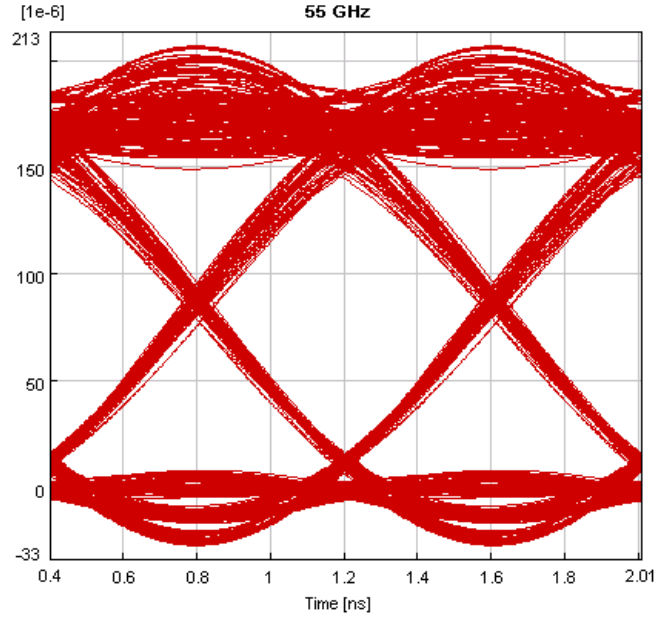


Illustration 132: Eye Diagram Receiver – 2km Fibre

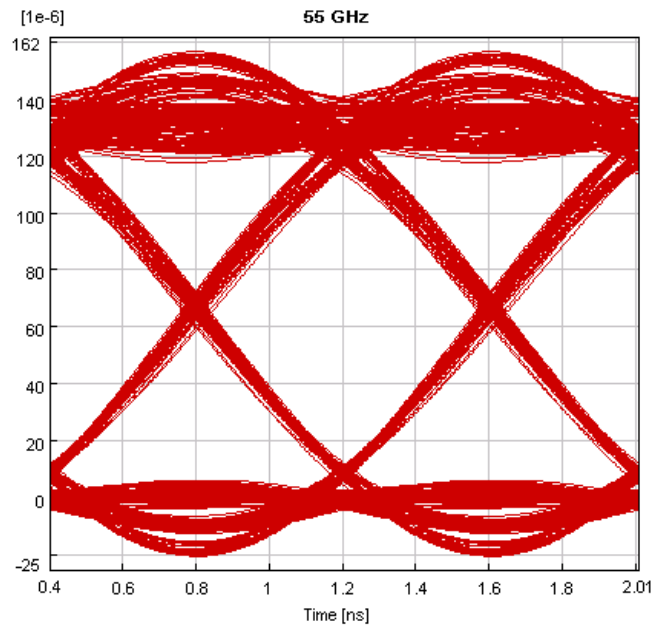


Illustration 133: Eye Diagram Receiver – 5km Fibre

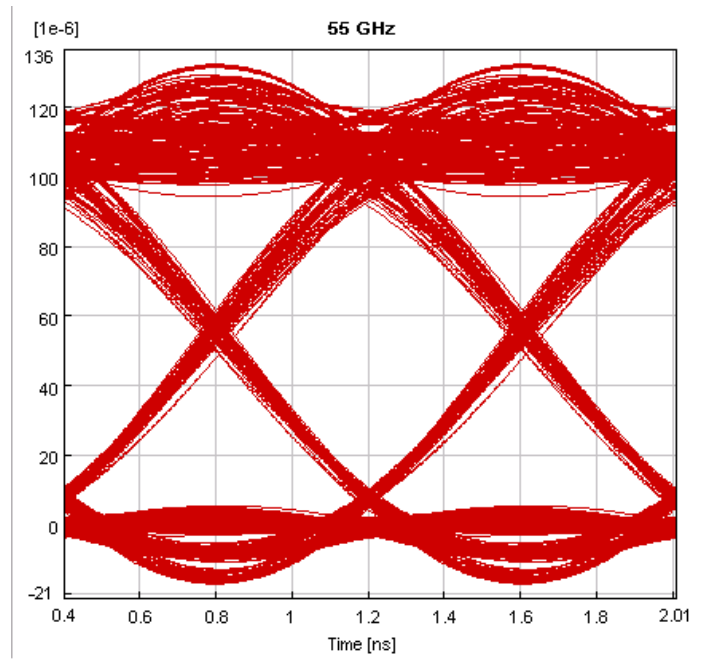


Illustration 134: Eye Diagram Receiver – 12km Fibre

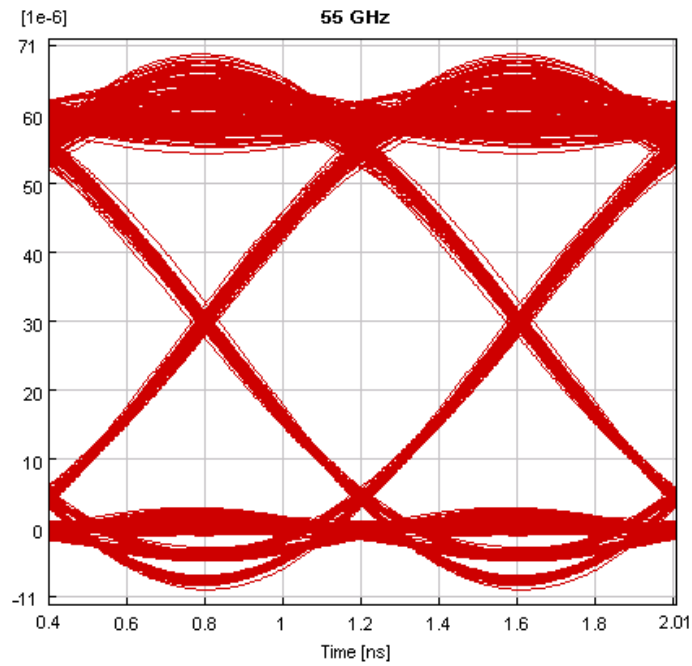


Illustration 135: Eye Diagram Receiver – 25km Fibre

6.4.3.1 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 και το δεύτερο διάγραμμα, που έχουν ληφθεί στις θέσεις B2B και μετά τη μετάδοση χωρίς ίνα, βλέπουμε ότι οι διαδικασίες που υλοποιούνται στο δέκτη, αλλοιώνουν σημαντικά το σήμα
- Το σημαντικότερο ίσως στοιχείο που μας δίνουν τα διαγράμματα, το οποίο άλλωστε έχουμε ήδη επισημάνει στην παράγραφο που σχολιάσαμε τις μετρήσεις των BER, 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 έχει προηγηθεί μετάδοση σε ίνα 25km. Παρατηρείται μείωση μόνο της ισχύς του ληφθέντος σήματος, καθώς αυξάνει το μήκος της ίνας, φαινόμενο λογικό, αφού κάθε επιπλέον χιλιόμετρο ίνας αποσβαίνει περαιτέρω το σήμα, κατά τη διάδοσή του.

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.

6.5 Επίδραση διασποράς και σχετικά φαινόμενα

Στην περίπτωση του OFM παρατηρήθηκε ότι η επίδραση της διασποράς στο σήμα, κατά την μετάδοση σε ίνα, οδηγεί, σε κάποιες περιπτώσεις, σε αλληλοαναίρεση ορισμένων συνιστωσών του σήματος (subcarriers) . Ουσιαστικά δηλαδή εξαφανίζεται η πληροφορία που εμπεριέχεται σε αυτές τις υποφέρουσες συχνότητες.

Μετά από διάδοση σε ίνα SMF μήκους 5km, παρατηρείται στο φάσμα του δέκτη, πως η πληροφορία γύρω από τα 13GHz εξαφανίζεται από το φάσμα, όπως φαίνεται κ στο σχήμα.

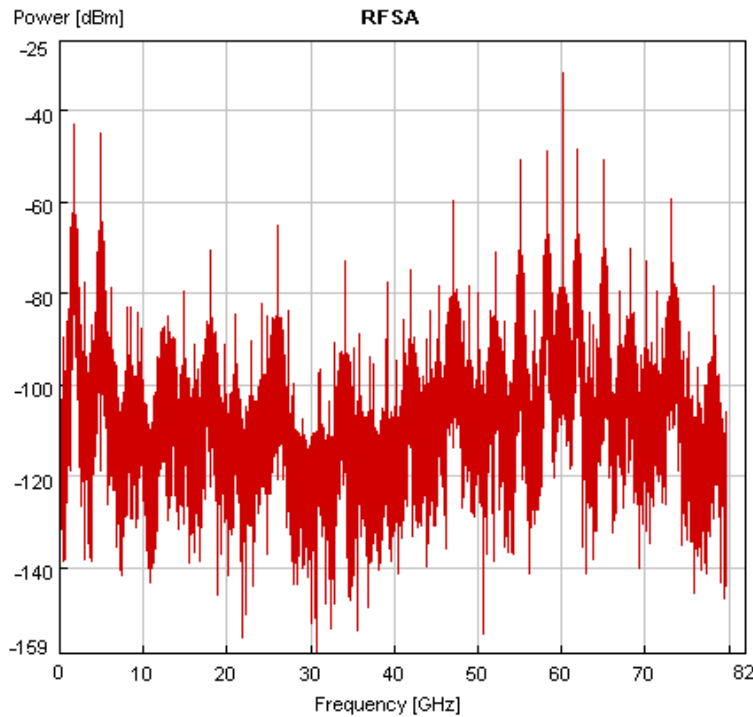


Illustration 137: Φάσμα στο δέκτη με επίδραση διασποράς

Αν όμως μετά την SMF ίνα, τοποθετήσουμε ίνα DCF(dispersion-compensating fiber), ίνα αρνητικής διασποράς, ώστε να αντισταθμίσουμε την επίδραση της διασποράς στο σήμα μας, τότε παρατηρούμε τη συνιστώσα των 13GHz να υπάρχει κανονικά στο φάσμα, όπως φαίνεται και στο σχήμα

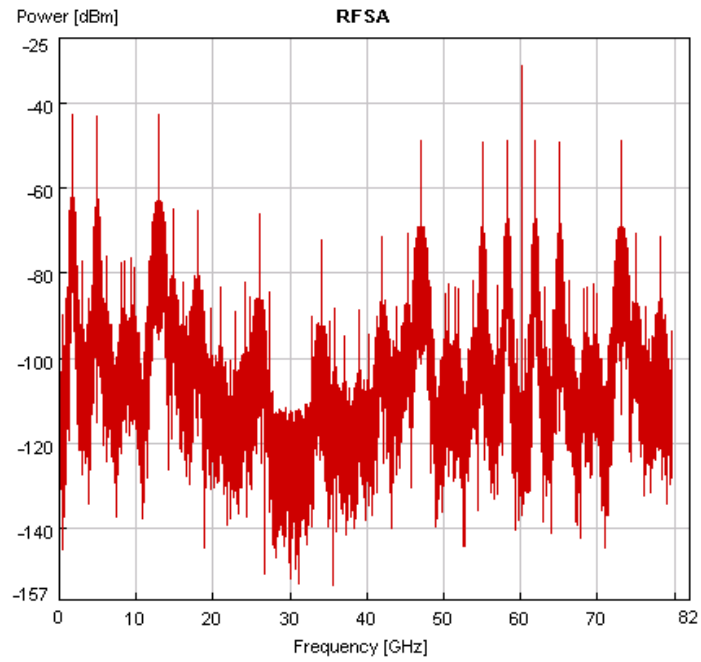


Illustration 138: Φάσμα στο δέκτη χωρίς επίδραση διασποράς

Επανερχόμαστε τώρα στην περίπτωση που το σήμα περνά μόνο από την SMF ίνα, οπότε έχουμε και επίδραση της διασποράς.

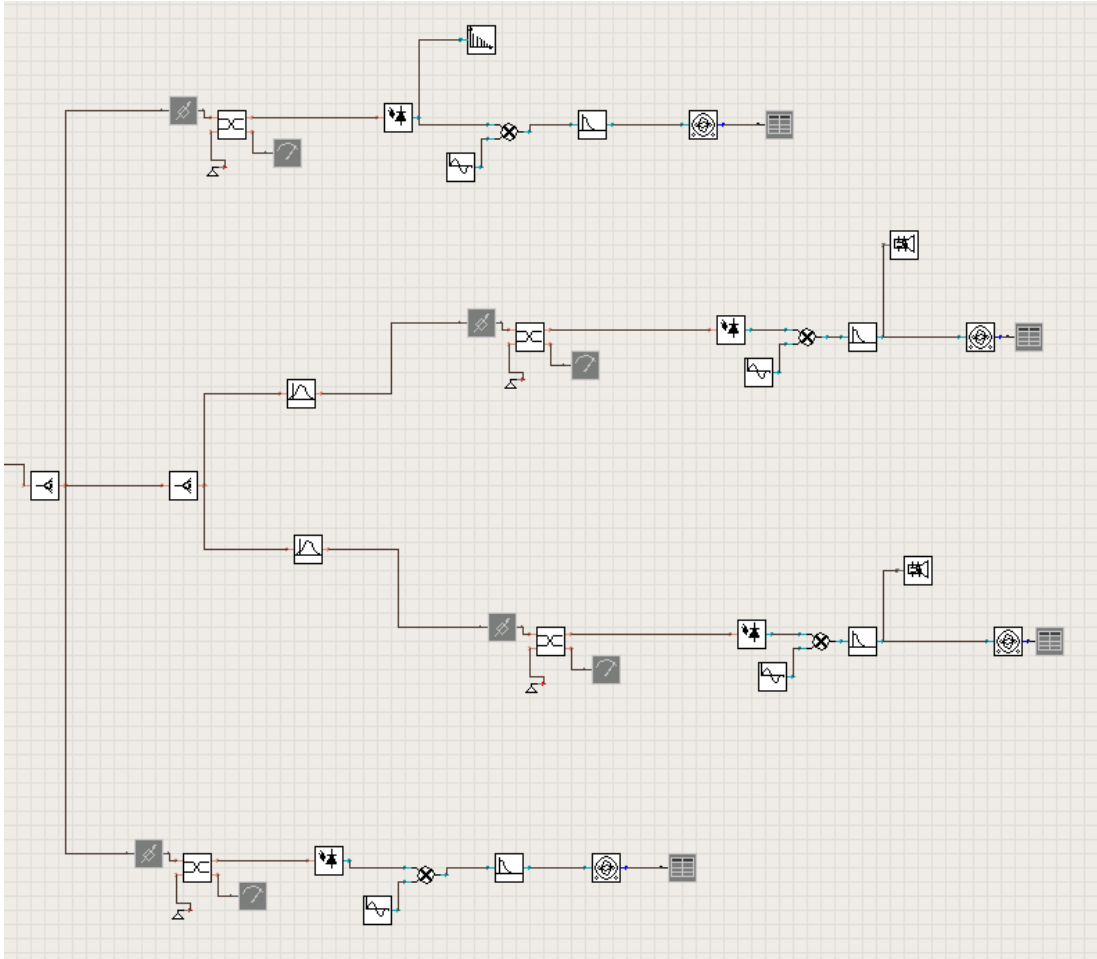
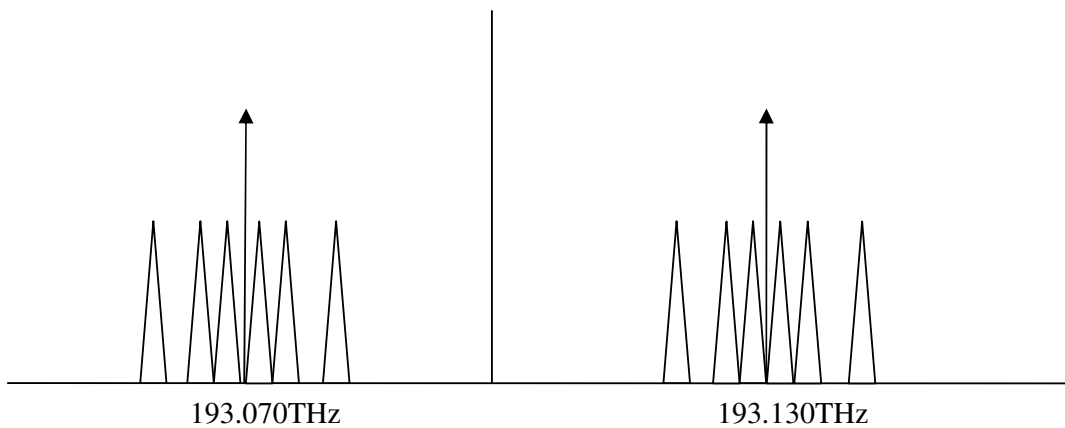


Illustration 136: Διάταξη δέκτη για μελέτη επίδρασης διασποράς

Με τη διάταξη που φαίνεται στο σχήμα, διαχωρίζουμε το σήμα, με το δεύτερο splitter και στη συνέχεια φιλτράρεται, είτε μόνο η πληροφορία γύρω από τον carrier στα 193.070 THz, είτε γύρω από τον carrier που βρίσκεται στα 193.130 THz



Δίνονται εδώ τα traces που προκύπτουν για τα 13GHz, το ένα από το RoF που πραγματοποιείται γύρω από τα 193.070 THz και το άλλο γύρω από τα 193.130 THz.

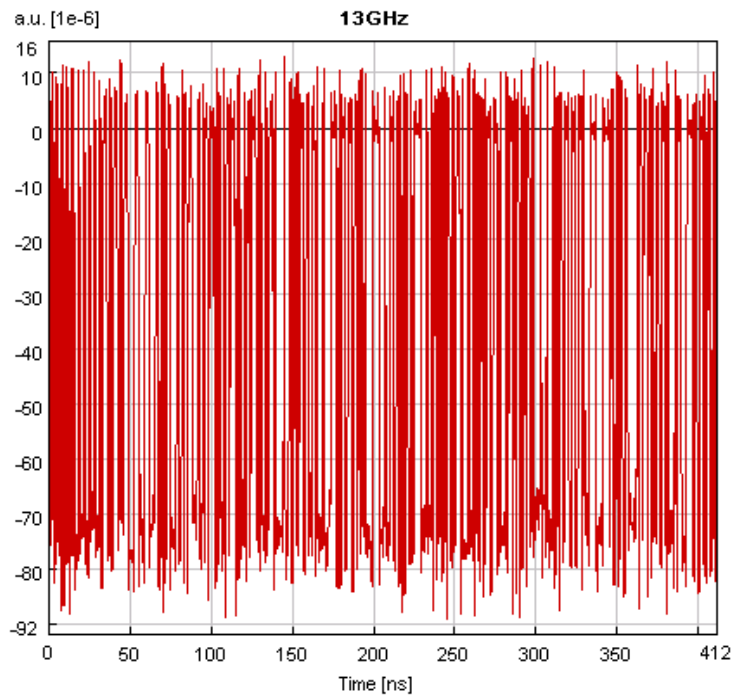


Illustration 139: Παλμοσειρά από RoF γύρω από τα 193.070GHz

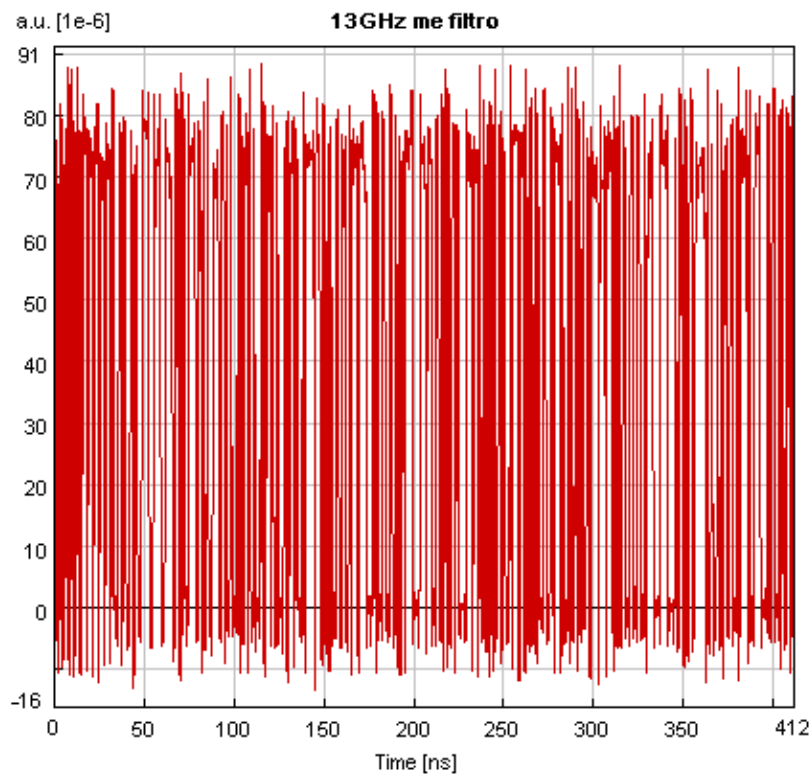


Illustration 140: Παλμοσειρά από RoF γύρω από τα 193.130GHz

Παρατηρούμε πως τα δύο traces έχουν διαφορά φάσης ακριβώς 180 μοίρες. Συνεπώς, η φάραση τους από την ίδια φωτοδιόδο οδηγεί και στην αλληλοαναίρεσή τους, γεγονός που οδηγεί στην εξαφάνιση της αντίστοιχης φασματικής συνιστώσας. Στο ίδιο συμπέρασμα οδηγούμαστε και μετά από τη μελέτη του σήματος πριν το στάδιο της RF αποδιαμόρφωσης

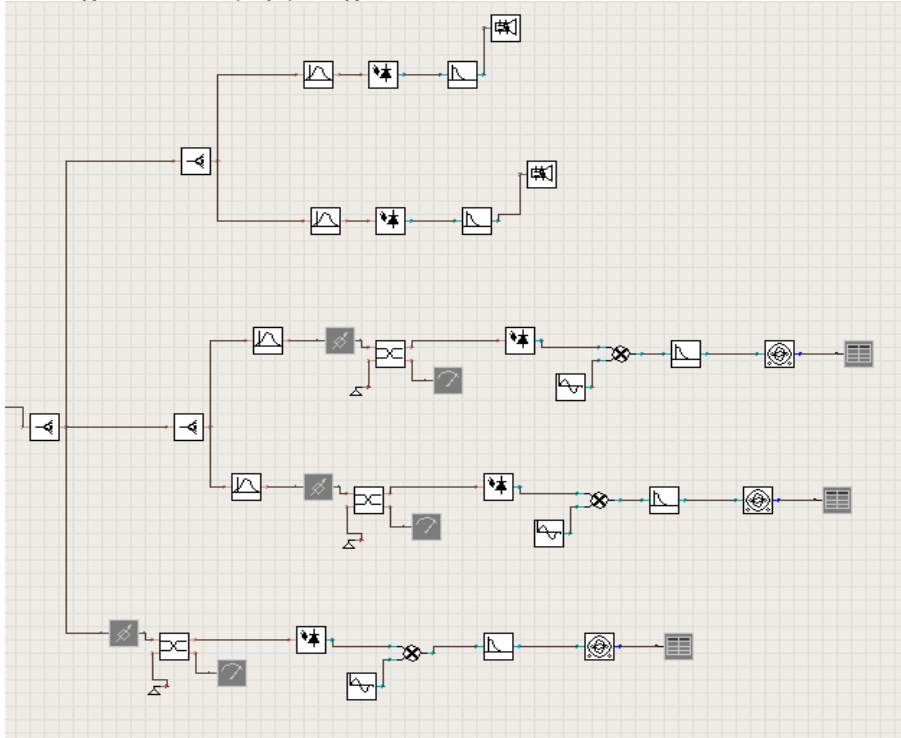
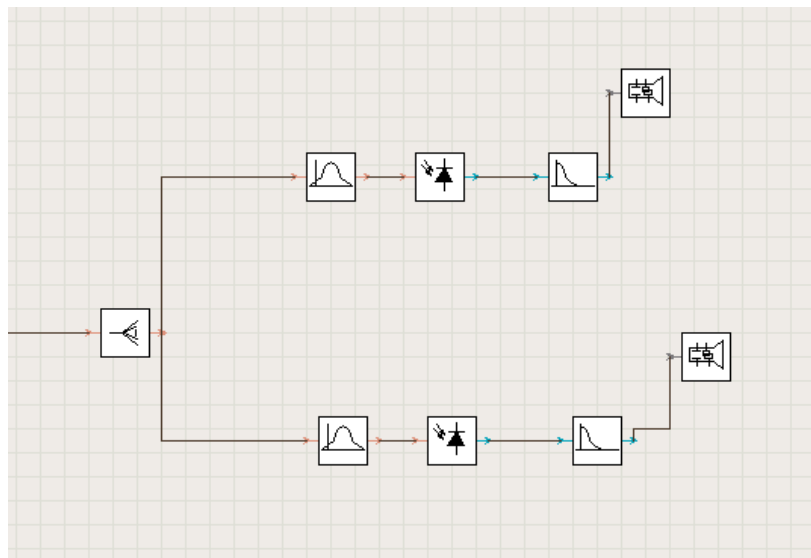


Illustration 141: Διάταξη δέκτη για μελέτη επίδρασης διασποράς πριν την αποδιαμόρφωση του RF σήματος

Προσθέσαμε τη διάταξη που φαίνεται στο ανωτέρω σχήμα, στο δέκτη, ώστε να φιλτράρουμε μόνο την πληροφορία που φέρει το subcarrier στα 13GHz.



Φιλτράρουμε την πληροφορία που μας ενδιαφέρει από το συνολικό οπτικό φάσμα, με το ζωνοπερατό φίλτρο και μετράμε στο PIN το σήμα από οπτικό σε ηλεκτρικό (O/E conversion). Στη συνέχεια, φιλτράρουμε την ωφέλιμη πληροφορία, με το βαθυπερατό φίλτρο και προκύπτει το ημίτονο στο πεδίο του χρόνου.

Παρατίθενται εδώ οι παλμοί που προέκυψαν έπειτα από το διαχωρισμό του σήματος, με το δεύτερο splitter στο δέκτη και αφού φιλτράρεται, είτε μόνο η πληροφορία γύρω από τον carrier στα 193.070 THz, είτε γύρω από τον carrier που βρίσκεται στα 193.130 THz.

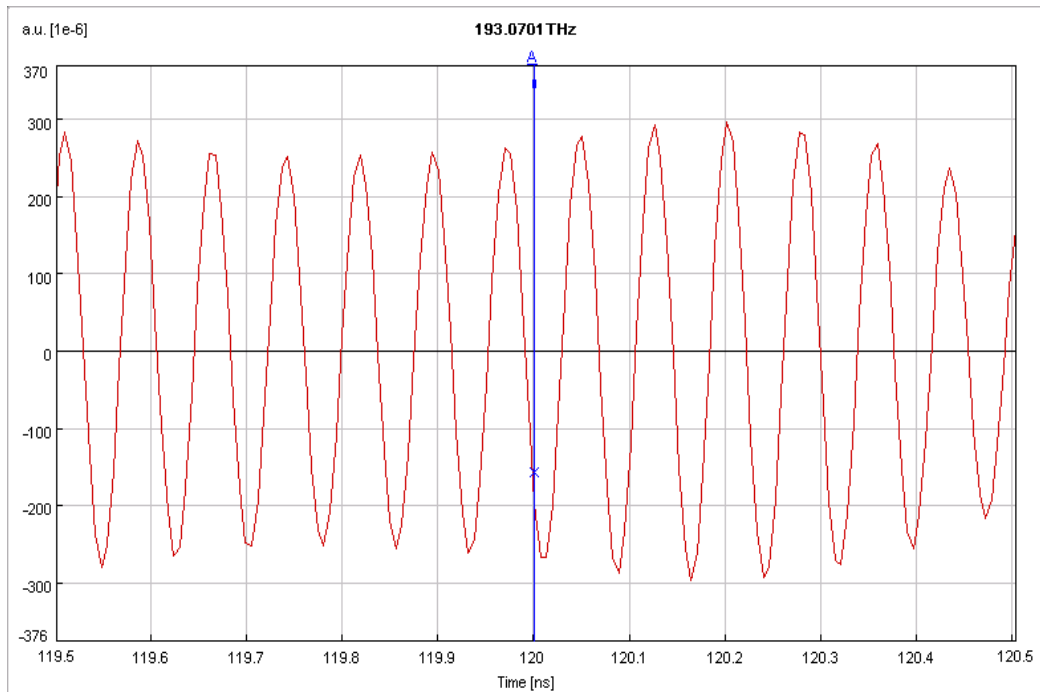


Illustration 142: Παλμός γύρω από τον carrier στα 193.070THz

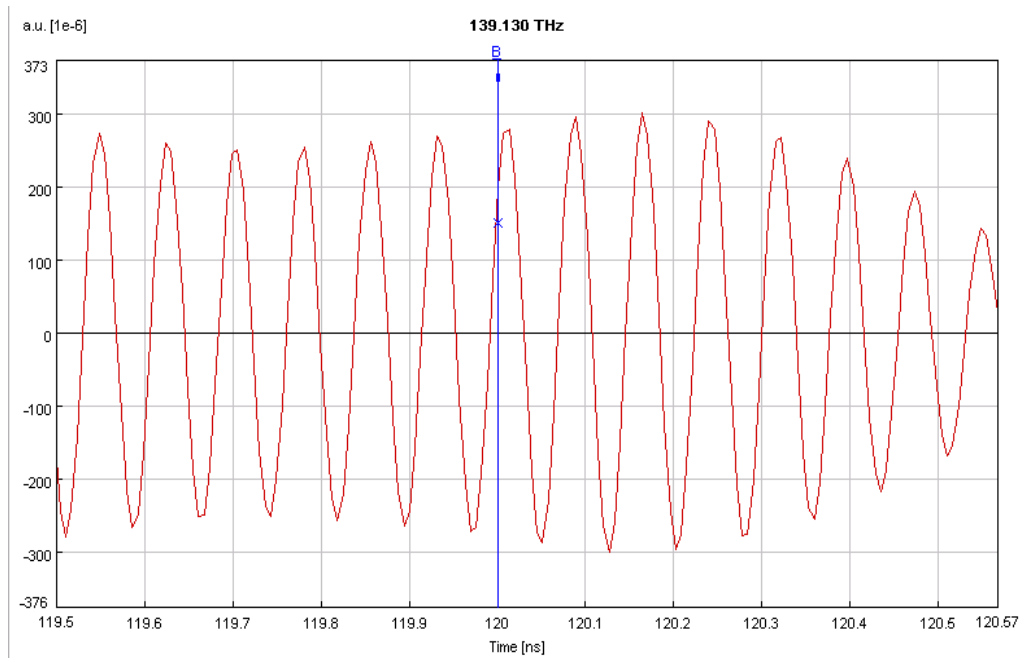
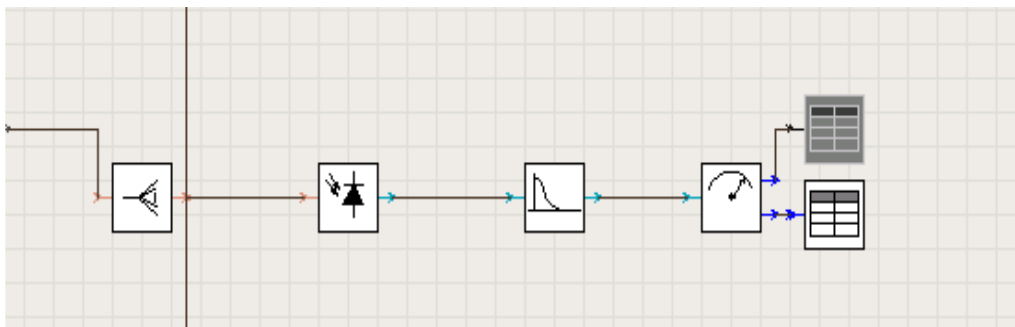


Illustration 143: Παλμός γύρω από τον carrier στα 193.130THz

Παρατηρούμε πως τα δύο ημίτονα είναι συμπληρωματικά, γεγονός που εξηγεί την αλληλοαναίρεσή τους, όταν αυτά προσπίπτουν στην ίδια φωτοδίοδο.

Τέλος, μετρήθηκαν, με χρήση της διάταξης που φαίνεται στο σχήμα, διάφορες τιμές ισχύος στο δέκτη, ανάλογα με τα χιλιόμετρα της ίνας μετάδοσης του σήματος.



Παρατίθενται εδώ τα διαγράμματα της ισχύος σε dBm και του αντίστοιχου μήκους της ίνας, σε km.

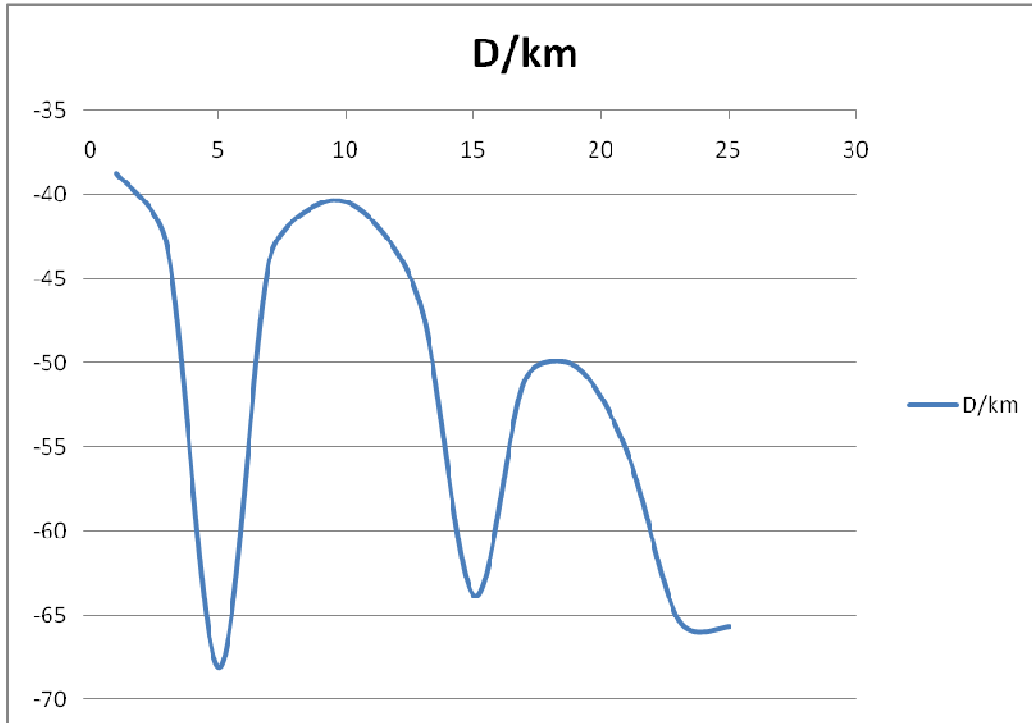


Illustration 144: Μετρήσεις ισχύος για μελέτη διασποράς μέχρι και 25km ίνας

Παρατηρούμε από το διάγραμμα πως, η επίδραση της διασποράς στην ισχύ του σήματος, ανάλογα με τα χιλιόμετρα της ίνας, τείνει να είναι περιοδική, γεγονός το οποίο οφείλεται, με τη σειρά του, στην περιοδικότητα της διαφοράς των φάσεων των σημάτων.

6.6 Πλεονεκτήματα OFM

Είναι γνωστό ότι η χρήση δυο πηγών laser σε τέτοιου είδους εφαρμογές, οι οποίες δεν είναι κλειδωμένες σε φάση, καθιστά πρακτικά αδύνατη την επιτυχή διεξαγωγή οποιουδήποτε πειράματος, λόγω προβλημάτων συνεκτικότητας. Το βασικότερο πλεονέκτημα της αμιγώς οπτικής μετάθεσης συχνότητας είναι η χρήση μιας και μόνο πηγής, για την παραγωγή των απαιτούμενων αρμονικών, που θα συντελέσουν στην πραγματοποίηση της ετερόδυνης αποδιαμόρφωσης στο δέκτη. Με αυτό τον τρόπο αποφεύγουμε την απαίτηση για χρήση ηλεκτρονικού εξοπλισμού υψηλού κόστους στον πομπό, ενώ παράλληλα επιτυγχάνουμε σταθερότητα στη λειτουργία του κυκλώματος. Κάτι τέτοιο γίνεται αισθητό ακόμα και στην προσομοίωση, όπου είναι προφανές ότι υπάρχει πάντα συμφωνία σε φάση μεταξύ των οπτικών πηγών. Σε αυτό το συμπέρασμα μπορεί να καταλήξει εύκολα κανείς με παρατήρηση τόσο των διαγραμμάτων BER, όσο και των διαγραμμάτων ματιού του OFM τα οποία εμφανίζονται σαφώς βελτιωμένα σε σχέση με το απλό RoF.

Συνεπώς, η αμιγώς οπτική μετάθεση συχνότητας εμφανίζεται ως μια πιο αποδοτική εναλλακτική πρόταση για την υπολοίωση Radio over Fiber συστημάτων τα οποία μπορούν να εφαρμοστούν σε δίκτυα πρόσβασης, καθώς δεν επιβαρύνει σημαντικά το κόστος του πομπού.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Αβραμόπουλος Ηρακλής, Φωτονική Τεχνολογία στις Τηλεπικοινωνίες, ΕΜΠ, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ
- [2] Ν.Κ.Ουζούνογλου, Τηλεπικοινωνίες οπτικών ινών, ΕΜΠ, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ
- [3] 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
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] Haykin, S., Συστήματα Επικοινωνίας, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1995.
- [10] Π. Γ Κωττής, Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων, Τζιόλα 2005
- [11] Competent Consulting Services for the Laser and Photonics Industry, <http://www.rp-photonics.com>
- [12] Wikipedia <http://www.en.wikipedia.org>