



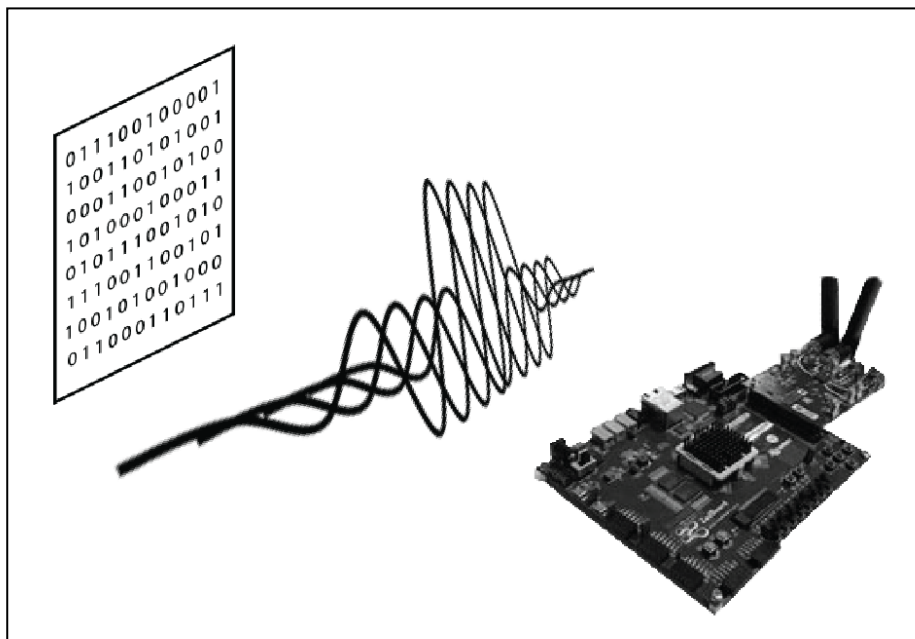
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Ανάπτυξη τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων OFDM με την αναπτυξιακή πλατφόρμα ZedBoard Zynq-7000 ARM/FPGA SoC.



**Φοιτητής: Μπακογιάννης Δημήτριος
ΑΜ: 50106861**

Επιβλέπων Καθηγητής

**Καραμπέτσος Σωτήριος
Επίκουρος Καθηγητής**

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2020



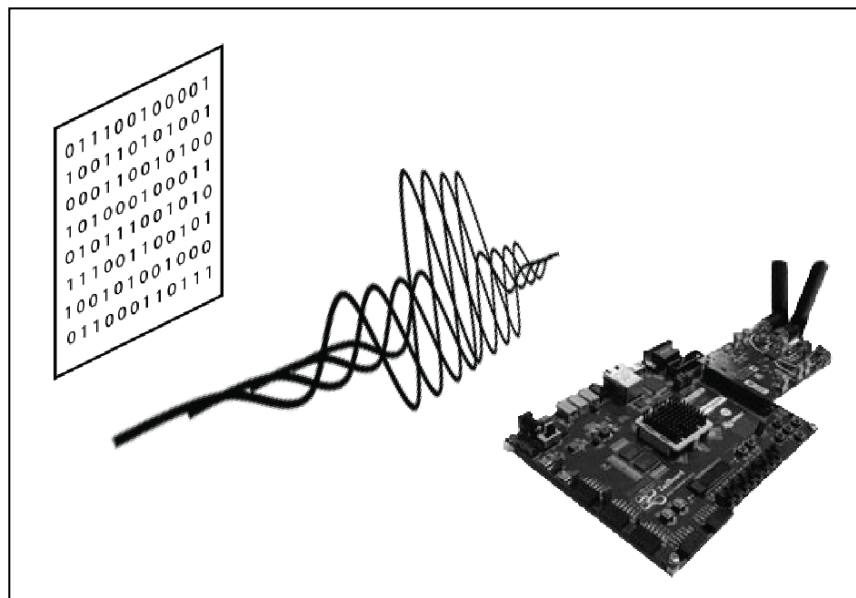
UNIVERSITY OF WEST ATTICA

FACULTY OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

OFDM telecommunication subsystems with the ZedBoard Zynq-7000 ARM/FPGA SoC development board



Student: Bakogiannis Dimitrios
Registration Number: 50106861

Supervisor

Karabetsos Sotiris
Assistant Professor

ATHENS-EGALEO, OCTOMBER 2020

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Μπακογιάννης Δημήτριος, Οκτώβριος, 2020

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΠΝΕΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΑΙΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπόγραφα ότι η παρούσα εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα αποκλειστικά και ότι είμαι ο αποκλειστικός συγγραφέας του κειμένου της.

Η εργασία μου δεν προσβάλλει οποιασδήποτε μορφής δικαιώματα πνευματικής ιδιοκτησίας, προσωπικότητας ή προσωπικών δεδομένων τρίτων, δεν περιέχει έργα/εισφορές τρίτων για τα οποία απαιτείται άδεια των δημιουργών/δικαιούχων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής ή λογοκλοπής.

Κάθε βοήθεια που έλαβα για την ολοκλήρωση της εργασίας είναι αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στο κείμενό της. Ειδικότερα, έχω αναφέρει ευδιάκριτα μέσα στο κείμενο και με την κατάλληλη παραπομπή όλες τις πηγές δεδομένων, κώδικα προγραμματισμού Η/Υ, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών που χρησιμοποιήθηκαν, είτε κατά κυριολεξία είτε βάσει επιστημονικής παράφρασης, και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Επιπλέον, όλες οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον και πληρούν τους κανόνες της επιστημονικής παράθεσης κατά τα διεθνή πρότυπα.

Τέλος δηλώνω ενυπόγραφα ότι αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της είναι προϊόν λογοκλοπής.

Ημερομηνία 27/10/2020
(Ονοματεπώνυμο φοιτητή)
Μπακογιάννης Δημήτριος

(Υπογραφή)



Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, σηματοδοτείται η ολοκλήρωση του προπτυχιακού κύκλου σπουδών μου στο τμήμα Ηλεκτρολόγων & Ηλεκτρονικών Μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής. Έτσι θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους συνέβαλαν με τον τρόπο τους, για την επιτυχή και έγκαιρη περάτωση των σπουδών μου .

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καθηγητές μου, που σε αυτό το ταξίδι των πέντε ετών, μου προσέφεραν τις κατάλληλες γνώσεις, συμβουλές και εφόδια, ώστε να ξεκινήσω την επαγγελματική μου σταδιοδρομία.

Συγκεκριμένα, επιθυμώ να ευχαριστήσω τον υπεύθυνο καθηγητή μου κ. Σωτήριο Καραμπέτσο, για την θαυμάσια συνεργασία μας όλα αυτά τα χρόνια, όπως επίσης και για την εξαιρετική και συνεχή καθοδήγηση που μου παρείχε στην παρούσα εργασία.

Τέλος, οφείλω ένα μεγάλο «ευχαριστώ» στην οικογένειά μου, διότι δίχως αυτούς όσα έχω καταφέρει μέχρι σήμερα δεν θα ήταν πραγματικότητα. Ειδικά, ευχαριστώ την μητέρα μου Ανδριάνα, που αποδέχτηκε όλες τις επιλογές μου και με στήριξε ψυχολογικά και οικονομικά, καθώς επίσης και τον θείο μου Παναγιώτη, που με βοήθησε πάρα πολύ στην διαβίωσή μου εδώ στην Αθήνα.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία απαρτίζεται από τέσσερα κύρια κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο της ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (OFDM), καθώς και οι παράμετροι που χρειάζονται να ληφθούν υπόψιν για την ανάπτυξη και υλοποίηση τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων βασισμένων επάνω σε αυτήν. Στο δεύτερο κεφάλαιο εξετάζεται η μεθοδολογία σχεδίασης μέσω λογισμικού και αναλύονται οι αναπτυξιακές πλατφόρμες που αξιοποιούνται για τα συστήματα ραδιοεπικοινωνιών μέσω λογισμικού, όπως η ZedBoard, η AD-FMCOMMS4-EBZ και το Matlab. Αναφέρονται τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν και επιπλέον περιγράφεται η αρχιτεκτονική και η αρχή λειτουργίας των επί μέρους εξαρτημάτων του εργαστηριακού εξοπλισμού που χρησιμοποιήθηκε για αυτήν την εργασία όπως και ένας αναλυτικός οδηγός για την σύνδεση και την αποκατάσταση της επικοινωνίας μεταξύ του εξοπλισμού αυτού και ενός προγραμματιστικού περιβάλλοντος σε ηλεκτρονικό υπολογιστή. Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφεται η κατασκευή ενός OFDM πομποδέκτη βάση των παραμέτρων των δύο προηγούμενων κεφαλαίων και εξετάζεται η λειτουργία του, για διάφορες ψηφιακές διαμορφώσεις. Στο τελευταίο κεφάλαιο της εργασίας αυτής, αναφέρονται τα προβλήματα που προέκυψαν κατά τη διάρκειά της, γίνονται διάφοροι σχολιασμοί για τα αποτελέσματα των μετρήσεων που πάρθηκαν καθώς εξάγονται συμπεράσματα σχετικά με την λειτουργικότητα και την αξιοπιστία της συνολικής κατασκευής.

Λέξεις – κλειδιά

OFDM, SDR, Κυκλικό Πρόθεμα, FFT, Πιλότοι, ZedBoard, AD-FMCOMMS4-EBZ, AD9364.

Abstract

The current diploma thesis, consists of four main chapters. The first chapter includes the theoretical background of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) , as well as the parameters that need to be considered for the development and implementation of telecommunication subsystems, that are based on it. The second chapter consists of the examination of software design radiocommunication methodology and the analysis of the development platforms, that are being used for the software defined radiocommunication systems ,such as ZedBoard, AD-FMCOMMS4-EBZ and Matlab .The offered advantages are concluded, and also the architecture and the operating principle of the individual components of the laboratory equipment that was used for this assignment, as well as an analytic guide for the connection and restoration of the communication, between this equipment and a computer programming environment. The third chapter describes the construction of an OFDM transceiver based on the parameters of the two previous chapters and examines its operation for multiple digital modulations. In the fourth and last chapter of this assignment, the problems that came up during its course are being referred and several comments for the measurement results are being written. Last but not least, conclusions about functionality and reliability of the total construction are drawn.

Keywords

OFDM, SDR, Cyclic Prefix, FFT, Pilots, ZedBoard, AD-FMCOMMS4-EBZ, AD9364.

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων.....	8
Κατάλογος Εικόνων	8
Αλφαβητικό Ευρετήριο.....	10
1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Εισαγωγή	13
1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....	13
1.2 Σκοπός και στόχοι.....	13
1.3 Μεθοδολογία	14
1.4 Καινοτομία	14
1.5 Δομή	14
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας - OFDM.....	16
2.1 Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας - FDM	17
2.2 FDM vs. OFDM.....	18
2.3 Εισαγωγή OFDM.....	19
2.3.1 Βασικά Χαρακτηριστικά OFDM	21
2.3.2 Κυκλικό πρόθεμα.....	22
2.3.3 Φαινόμενο PARP	24
2.4 Υλοποίηση OFDM	26
2.5 Αντιστάθμιση Καναλιού – Πιλότοι	29
2.6 Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα OFDM.....	31
3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Συστήματα Ραδιοεπικοινωνίας Μέσω Λογισμικού - SDR	33
3.1 Εισαγωγή SDR	34
3.1.1 Υλοποίηση	34
3.1.2 Εφαρμογές	36
3.1.3 Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα	36
3.2 ZedBoard	37
3.2.1 Zynq – 7000 SoC	39
3.2.2 AD-FMCOMMS4-EBZ.....	40
3.3 Διασύνδεση εξοπλισμού με το προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab.....	42
4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Τηλεπικοινωνιακά Υποσυστήματα OFDM	53
4.1 Παράμετροι OFDM συστήματος.....	54
4.2 Πομπός OFDM.....	55
4.3 Δέκτης OFDM.....	60
4.4 Αποτελέσματα	67
4.4.1 BPSK	68
4.4.2 QPSK	70
4.4.3 16-QAM.....	72
4.4.4 32-QAM.....	73
4.4.5 64-QAM.....	75
4.4.6 128-QAM.....	76
5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Συμπεράσματα	79
Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές	80
Παράρτημα Α «Κώδικας»	82

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 4.1.1 Χαρακτηριστικά OFDM συστήματος.....	[55]
Πίνακας 4.4.1 Αντιστοίχιση παραμέτρου “indx” με την εκάστοτε ψηφιακή διαμόρφωση.....	[68]
Πίνακας 4.4.6.1 Αποτελέσματα επιδόσεων M-QAM διαμορφώσεων.....	[79]

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 2.1.1 Διαμοιρασμός φάσματος καναλιού σε υποκανάλια.....	[17]
Εικόνα 2.2.1 Διάταξη φασμάτων OFDM υποκαναλιών σε σύγκριση με τα FDM υποκανάλια....	[18]
Εικόνα 2.3.1 Φάσμα κυματομορφής sinc (f)	[19]
Εικόνα 2.3.2 Φάσμα 4 OFDM υποκαναλιών	[20]
Εικόνα 2.3.3 Σχηματικό παράδειγμα OFDM διαμόρφωσης.....	[21]
Εικόνα 2.3.2.1 Εισαγωγή Cyclic Prefix	[23]
Εικόνα 2.3.3.1 Παράδειγμα φαινομένου PAPR[4]	[24]
Εικόνα 2.4.1 Μπλοκ διάγραμμα OFDM τηλεπικοινωνιακού συστήματος[6]	[27]
Εικόνα 2.4.2 Μετασχηματισμός αρχικού διανύσματος δεδομένων σε κατάλληλο διάνυσμα για την εισαγωγή του στον IFFT αλγόριθμο[6]	[29]
Εικόνα 2.5.1 Μπλοκ διάγραμμα εισόδου και εξόδου σήματος από τηλεπικοινωνιακό δίαυλο	[30]
Εικόνα 2.5.2 Εισαγωγή πιλότων στα πεδία του χρόνου και τις συχνότητας[6]	[31]
Εικόνα 3.1.1.1 Μπλοκ διάγραμμα SDR συστήματος	[35]
Εικόνα 3.2.1 Πλακέτα ZedBoard [10]	[37]
Εικόνα 3.2.2 Μπλοκ διάγραμμα εξαρτημάτων της πλακέτας ZedBoard [11]	[38]
Εικόνα 3.2.1.1 Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής οικογένειας επεξεργαστών Zynq-7000Soc[13]...	[39]
Εικόνα 3.2.2.1 Πλακέτα AD-FMCOMMS4-EBZ[14].....	[40]
Εικόνα 3.2.2.2 Μπλοκ διάγραμμα δομής ολοκληρωμένου AD9364 [15].....	[41]
Εικόνα 3.2.2.3 Μπλοκ διάγραμμα δέκτη AD9364.....	[42]
Εικόνα 3.2.2.4 Μπλοκ διάγραμμα πομπού AD9364.....	[42]
Εικόνα 3.3.1 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (1/15)	[43]
Εικόνα 3.3.2 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (2/15).....	[44]
Εικόνα 3.3.3 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (3/15).....	[44]
Εικόνα 3.3.4 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (4/15).....	[45]

Εικόνα 3.3.5 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (5/15).....	[45]
Εικόνα 3.3.6 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (6/15).....	[46]
Εικόνα 3.3.7 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (7/15).....	[46]
Εικόνα 3.3.8 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (8/15).....	[47]
Εικόνα 3.3.9 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (9/15).....	[48]
Εικόνα 3.3.10 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (10/15).....	[48]
Εικόνα 3.3.11 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (11/15).....	[49]
Εικόνα 3.3.12 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (12/15).....	[50]
Εικόνα 3.3.13 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (13/15).....	[50]
Εικόνα 3.3.14 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (14/15).....	[51]
Εικόνα 3.3.15 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (15/15).....	[52]
Εικόνα 4.1.1 Συνδεσμολογία εξοπλισμού	[55]
Εικόνα 4.2.1 Αρχικοποίηση OFDM συστήματος	[56]
Εικόνα 4.2.2 QAM διαμόρφωση	[57]
Εικόνα 4.2.3 Προετοιμασία διαμόρφωσης OFDM και εισαγωγή πιλότων	[58]
Εικόνα 4.2.4 OFDM διαμόρφωση και εισαγωγή κυκλικού προθέματος	[58]
Εικόνα 4.2.5 Παραμετροποίηση SDR	[59]
Εικόνα 4.2.6 Αποστολή σήματος	[60]
Εικόνα 4.2.7 Μορφή εκπεμπόμενου baseband σήματος	[60]
Εικόνα 4.3.1 Λήψη σήματος	[61]
Εικόνα 4.3.2 Ειδική περίπτωση λαμβανόμενου baseband σήματος	[61]
Εικόνα 4.3.3 Μορφή λαμβανόμενου baseband σήματος	[62]
Εικόνα 4.3.4 Ειδική περίπτωση πιλοτικών αιχμών στο λαμβανόμενο σήμα	[63]
Εικόνα 4.3.5 Εντοπισμός πιλοτικών αιχμών	[64]
Εικόνα 4.3.6 Εντοπισμός πλαισίου πληροφορίας	[65]
Εικόνα 4.3.7 Προετοιμασία αποδιαμόρφωσης OFDM	[66]
Εικόνα 4.3.8 OFDM αποδιαμόρφωση	[66]
Εικόνα 4.3.9 Εύρεση data subcarriers	[66]
Εικόνα 4.3.10 Εκτίμηση και διόρθωση καναλιού	[67]
Εικόνα 4.3.11 QAM αποδιαμόρφωση	[67]
Εικόνα 4.4.1.1 Φάσμα εκπεμπόμενου OFDM σήματος με χρήση BPSK	[68]

Εικόνα 4.4.1.2 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση BPSK	[69]
Εικόνα 4.4.1.3 Λαμβανόμενος αστερισμός BPSK σε σχέση με τον εκπεμπόμενο BPSK αστερισμό ..	[70]
Εικόνα 4.4.1.4 Αποτελέσματα επίδοσης BPSK διαμόρφωσης	[70]
Εικόνα 4.4.2.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση QPSK	[71]
Εικόνα 4.4.2.2 Λαμβανόμενος αστερισμός QPSK σε σχέση με τον εκπεμπόμενο QPSK αστερισμό	[71]
Εικόνα 4.4.2.3 Αποτελέσματα επίδοσης QPSK διαμόρφωσης	[72]
Εικόνα 4.4.3.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 16-QAM	[72]
Εικόνα 4.4.3.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 16-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 16-QAM αστερισμό	[73]
Εικόνα 4.4.4.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 32-QAM	[73]
Εικόνα 4.4.4.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 32-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 32-QAM αστερισμό	[74]
Εικόνα 4.4.4.3 Αποτελέσματα επίδοσης 32-QAM διαμόρφωσης	[75]
Εικόνα 4.4.5.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 64-QAM	[75]
Εικόνα 4.4.5.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 64-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 64-QAM αστερισμό	[76]
Εικόνα 4.4.5.3 Αποτελέσματα επίδοσης 64-QAM διαμόρφωσης	[76]
Εικόνα 4.4.5.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 128-QAM	[77]
Εικόνα 4.4.6.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 128-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 128-QAM αστερισμό	[77]
Εικόνα 4.4.6.3 Αποτελέσματα επίδοσης 128-QAM διαμόρφωσης	[78]

Αλφαβητικό Ευρετήριο

ADC: Analog to Digital Converter

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line

AGC: Automatic Gain Control

ARM: Advanced RISC Machine

ATTN: Attenuator

AXI: Advanced eXtensible Interface

BER: Bit Error Rate

BPSK: Binary Phase Shift Keying

CP: Cyclic Prefix

DAB: Digital Audio Broadcasting

DAC: Digital to Analog Converter

DF: Decimation Filter

DFT: Discrete Fourier Transform

DSP: Digital Signal Processors

DVB: Digital Video Broadcasting

FDM: Frequency Division Multiplexing

FFT: Fast Fourier Transform

FIR: Finite Impulse Response – FIR

FMC: Fixed Mobile Convergence

FPGA: Field Programmable Gate Array

GPP: General Purpose Processors

I: In-phase

ICI: Intercarrier Interference

IDFT: Inverse Discrete Fourier

IF: Interpolation Filter

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

ISI: Intersymbol Interference

LNA: Low Noise Amplifier

LO: Local Oscillator

LTE: Long Term Evolution

LTE-A: Long Term Evolution Advanced

MAC: Multiply Accumulates

MCM: Multi Carrier Modulation

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PAPR: Peak to Average Power Ratio

PC: Personal Computer

PS: Processing System

PL: Programmable Logic

PSK: Phase Shift Keying

Q: Quadrature

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

RF: Radio Frequency

SDR: Software Defined Radio

SoC: System on a Chip

TIA: Transimpedance Amplifier

Wi-Max: Worldwide Interoperability for Microwave Access

1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια στον κόσμο των τηλεπικοινωνιών έχει παρουσιαστεί μια ολοένα και περισσότερο αυξητική τάση στην χρήση της τεχνικής ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) με σκοπό την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης της πληροφορίας. Συγκεκριμένα αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται σε πολλά τηλεπικοινωνιακά πρότυπα ασύρματης δικτύωσης όπως είναι το IEEE-802.11a/g/n/ad και το Worldwide Interoperability for Microwave Access (Wi-Max). Επιπλέον χρησιμοποιείται και σε πολλά πρότυπα κινητών επικοινωνιών όπως είναι το Long Term Evolution (LTE) και το Long Term Evolution Advanced (LTE-A). Ακόμα, η κατά κόρον χρήση της είναι υπαρκτή σε αρκετές τεχνολογίες μετάδοσης δεδομένων όπως είναι η Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL), η Digital Audio Broadcasting (DAB) και η Digital Video Broadcasting (DVB) [1]. Επιπλέον την εποχή αυτή, η μεθοδολογία σχεδίασης και υλοποίησης συστημάτων τηλεπικοινωνιών μέσω λογισμικού (SDR) έχει παρουσιάσει μεγάλη άνοδο, λόγω του ότι δίνουν την δυνατότητα στον χρήστη να δημιουργήσει, να υλοποιήσει, να δοκιμάσει και να μετρήσει την επίδοση διάφορων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και τεχνικών διαμόρφωσης, χωρίς κάθε φορά την απαίτηση χρήσης διαφορετικού εξοπλισμού (hardware) και εξαρτημάτων. Έτσι, με τον συνδυασμό του θεωρητικού υποβάθρου της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, του κατάλληλου υλικού (Hardware) και λογισμικού (Software) και με την βοήθεια ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή, πλέον είναι εφικτά όλα τα παραπάνω μόνο με την εκτέλεση κάποιου προγράμματος.

1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο της OFDM, η αναλυτική περιγραφή του SDR εξοπλισμού που χρησιμοποιήθηκε καθώς και η διασύνδεσή μεταξύ των επιμέρους τμημάτων του. Επίσης θα κατασκευαστεί προγραμματιστικά ο αλγόριθμος ενός OFDM συστήματος συγκεκριμένων χαρακτηριστικών ο οποίος θα αποτελεί τον κεντρικό άξονα του συνολικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Το σύστημα αυτό θα απαρτίζεται από διάφορα επιμέρους τμήματα που θα εξηγηθούν στην πορεία όπως και θα εξηγηθούν ειδικές περιπτώσεις οι οποίες προέκυψαν κατά την δημιουργία του συστήματος και οι τρόποι που αυτές αντιμετωπίστηκαν.

1.2 Σκοπός και στόχοι

Σκοπός της εργασίας αυτής είναι η κατανόηση της μεθοδολογίας και της λειτουργίας των SDR συστημάτων και των δυνατοτήτων που αυτά προσφέρουν, με πεδίο εφαρμογής την τεχνική διαμόρφωσης OFDM. Έτσι υλοποιώντας ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα βήμα-βήμα βασισμένο σε

αυτά τα δύο θα μπορέσει εύκολα ο αναγνώστης χωρίς την απαίτηση κάποιων προ απαιτούμενων εξειδικευμένων γνώσεων στον τομέα των ψηφιακών επικοινωνιών, να προσέξει κάποια σημεία και κάποιες παραμέτρους στην δημιουργία τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με την χρήση SDR, να κατασκευάσει ο ίδιος ένα παρόμοιο τηλεπικοινωνιακό σύστημα ή τουλάχιστον να καταλάβει την δομή και τον τρόπο σκέψης που θα πρέπει να ακολουθηθεί για την δημιουργία τέτοιων συστημάτων. Επιπλέον θα είναι σε θέση να κατανοήσει τον λόγο που η τεχνική OFDM χρησιμοποιείται κατά κόρον σε όλα τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα και συστήματα καθώς και τον ρόλο των παραμέτρων αυτής, οι οποίες ανάλογα την ρύθμισή τους την καταστούν κατάλληλη για κάθε είδους εφαρμογή.

1.3 Μεθοδολογία

Αρχικά για την δημιουργία του OFDM τηλεπικοινωνιακού συστήματος θα πρέπει να εξηγηθεί αναλυτικά η τεχνική OFDM, οι παράμετροί της και το αντίτυπο αυτών, όπως επίσης και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που προσφέρει. Στη συνέχεια εξηγείται ο τρόπος με τον οποίο λειτουργούν τα SDR συστήματα, η δομή του πομπού και του δέκτη καθώς και οι διασυνδέσεις που απαιτούνται για να λειτουργήσουν. Έπειτα θα αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο αυτά συνδέονται με κάποιο συγκεκριμένο προγραμματιστικό περιβάλλον και ο τρόπος λειτουργίας τους. Το επόμενο βήμα είναι η κατασκευή ενός αλγορίθμου που θα εξομοιώνει την βασική λειτουργία του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Επίσης θα πρέπει να προσμετρηθεί στον αλγόριθμο αυτόν κάθε πιθανό σενάριο λειτουργίας του εξοπλισμού και θα πρέπει επίσης για αυτά τα σενάρια να υπάρχουν τρόποι οι οποίοι θα τα αντιμετωπίζουν και θα τα παρακάμπτουν ή στην περίπτωση που δεν θα μπορούν να αντιμετωπιστούν το σύστημα θα πρέπει να αυτοπροσασμόζεται.

1.4 Καινοτομία

Μέσω της παρούσας εργασίας έχει επιτευχθεί η δημιουργία και η κατασκευή ενός πραγματικού και αξιόπιστου τηλεπικοινωνιακού συστήματος, το οποίο μπορεί εύκολα να προσαρμοστεί λειτουργικά σε κάθε είδους περιβάλλον. Επιπλέον αυτό το σύστημα μπορεί να παραμετροποιηθεί κατάλληλα χωρίς να απαιτείται άλλος εξοπλισμός πέρα από αυτόν που χρησιμοποιείται ήδη ώστε να αλλάξει η λειτουργία του και να προσφέρει ακόμα υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης.

1.5 Δομή

Η συγκεκριμένη εργασία χωρίζεται σε τρία βασικά κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στην τεχνική FDM και εξηγείται η βασική ανάγκη που προέκυψε για την δημιουργία της OFDM. Έπειτα βρίσκονται οι διαφορές αυτών των δύο και αναλύονται τα βασικά χαρακτηριστικά της OFDM όπως και οι παράμετροι που θα πρέπει να προσμετρηθούν ώστε να χρησιμοποιηθεί σε κάποια εφαρμογή. Ακόμα θα αναλυθεί το πως μπορεί να υλοποιηθεί αυτή η τεχνική, τα

πλεονεκτήματα-μειονεκτήματά της όπως επίσης και ο τρόπος που μπορεί να διορθώσει την παραμόρφωση που εισάγει ο δίαυλος επικοινωνίας στο σήμα. Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στα SDR συστήματα, αναλύεται η δομή τους καθώς επίσης παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους, σε συνδυασμό με πιθανές εφαρμογές που μπορούν να έχουν. Στη συνέχεια αναλύεται η δομή των πλακετών που χρησιμοποιείται καθώς και δίνονται αναλυτικές οδηγίες για το πως αυτές συνδέονται μεταξύ τους κι έπειτα με ένα συγκεκριμένο προγραμματιστικό περιβάλλον όπου σε αυτό περιγράφεται ο τρόπος λειτουργίας του τηλεπικοινωνιακού συστήματος που απαρτίζουν. Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύονται οι παράμετροι του OFDM συστήματος, καθώς και η δημιουργία των επιμέρους συνεργαζόμενων υποσυστημάτων-σταδίων που αποτελούν τον πομπό και τον δέκτη. Αμέσως μετά παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων των επιδόσεων των ψηφιακών διαμορφώσεων που χρησιμοποιήθηκαν και επίσης απεικονίζονται τα διαγράμματα και οι αστερισμοί των αποσταλμένων και λαμβανόμενων σημάτων. Τέλος συνοψίζονται όλα αυτά τα κεφάλαια, σχολιάζονται τα αποτελέσματα που πάρθηκαν και προτείνονται τρόποι για την βελτίωση ολόκληρου του τηλεπικοινωνιακού OFDM συστήματος.

2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας - OFDM

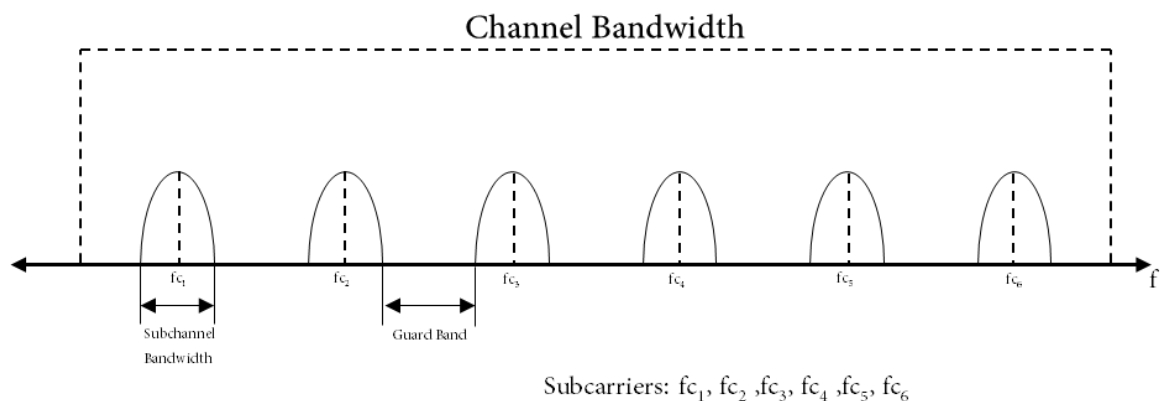
Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται αρχικά η τεχνική πολυπλεξίας συχνότητας (Frequency Division Multiplexing - FDM) καθώς και τα οφέλη των διαμορφώσεων με την χρήση πολλαπλών φερόντων έναντι αυτών μονού φέροντος. Έπειτα εντοπίζοντας τα μειονεκτήματα των διαμορφώσεων μονού φέροντος αλλά και της FDM, προκύπτουν ερωτήματα για την βελτίωσή τους και έτσι παρουσιάζεται η τεχνική ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) η οποία εξαλείφει αυτά τα προβλήματα. Έτσι παρουσιάζονται οι βασικές διαφορές αυτών των δύο τεχνικών κι έπειτα αναλύονται εκτενώς τα βασικά χαρακτηριστικά της OFDM καθώς και κάποιοι επιμέρους παράμετροι που έχουν να κάνουν με την καταπολέμηση της διασυμβολικής παρεμβολής, την αντιστάθμιση του επικοινωνιακού δίαυλου, καθώς και το φαινόμενο PAPR. Επιπλέον επεξηγείτε και παρουσιάζεται αναλυτικά η υλοποίηση ενός OFDM συστήματος καθώς και τα πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα αυτής της τεχνικής.

2.1 Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας - FDM

Η τεχνική πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας FDM (Frequency Division Multiplexing) ανήκει στις μεθόδους ψηφιακής διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων (Multi Carrier Modulation - MCM) και είναι μία μέθοδος παράλληλης μεταφοράς δεδομένων πληροφορίας, μέσω ενός κοινού διαύλου επικοινωνίας. Αρχή λειτουργίας της μεθόδου αυτής, είναι η διαχώριση του διαθέσιμου φάσματος του διαύλου επικοινωνίας σε υποκανάλια (subchannels) στενής ζώνης. Για να μην υπάρχει παρεμβολή των υποκαναλιών μεταξύ τους, ανάμεσα σε αυτά υπάρχει μια κενή συχνοτικά περιοχή που ονομάζεται περιοχή «φύλαξης» (Guard Band).

Το κάθε υποκανάλι έχει μια υποφέρουσα συχνότητα (subcarrier) και ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης, στο οποίο βάση αυτής της συχνότητας απονέμεται ένα κομμάτι της προ μετάδοσης πληροφορίας. Με την διαίρεση της προ μετάδοσης πληροφορίας και τον καταμοιρασμό αυτής σε στενά φασματικά υποκανάλια, πετυχαίνουμε τον σχηματισμό συστημάτων που μεταδίδουν ταυτόχρονα τμήματα της πληροφορίας με αργό ρυθμό μετάδοσης. Έτσι, λόγω του ότι το σήμα αποκτά μεγάλη χρονική διάρκεια η πολυδιαδρομικότητα του καναλιού δεν το επηρεάζει και πλέον το συνολικό σύστημα καθίστατε πιο ανθεκτικό στη διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference-ISI) έναντι των συστημάτων μονού φέροντος.

Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται ο καταμοιρασμός του φάσματος του διαύλου επικοινωνίας σε υποκανάλια, τα υποφέρωντα καθώς και τα διαστήματα φύλαξης που διαμεσολαβούν ώστε αυτά να μην παρεμβάλλονται μεταξύ τους.



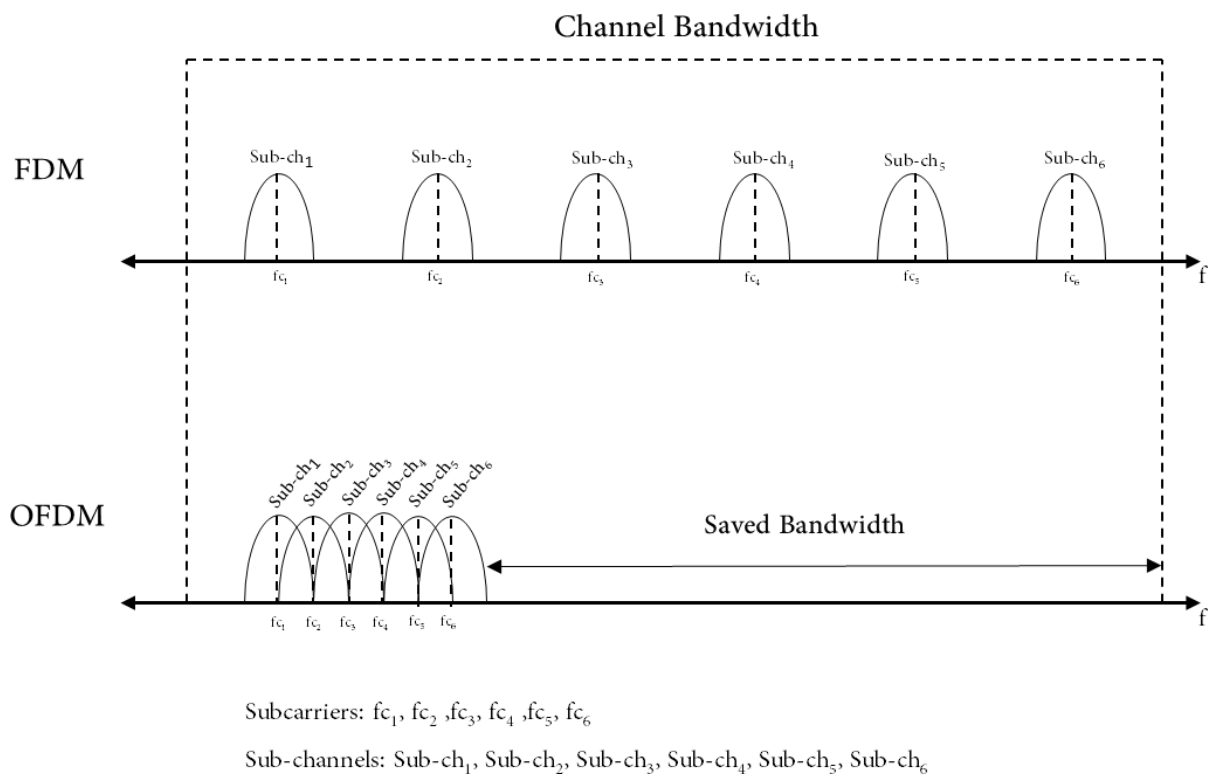
Εικόνα 2.1.1 Διαμοιρασμός φάσματος καναλιού σε υποκανάλια

Είναι φανερό ότι η ύπαρξη των διαστημάτων φύλαξης είναι αναγκαία για την εξάλειψη της παρεμβολής μεταξύ των subcarriers (Intercarrier Interference - ICI) και το πρόβλημα που παρουσιάζεται είναι ότι το πλήθος αυτών καταλαμβάνει ένα σημαντικό ποσοστό του διαθέσιμου φάσματος το οποίο μένει ανεκμετάλλευτο. Για τον λόγο αυτό, θα πρέπει να βρεθεί κάποια άλλη

τεχνική η οποία δεν θα χρησιμοποιεί τέτοια διαστήματα φύλαξης ώστε να υπάρξει σημαντική εξοικονόμηση στο φάσμα αυτό.

2.2 FDM vs. OFDM

Το πρόβλημα αυτό λύθηκε με την ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας OFDM. Όπως είδαμε νωρίτερα, στην κλασσική τεχνική πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας FDM, οι συχνότητες των υποφερόντων επιλέγονται να έχουν κάποια αρκετά μεγάλη συχνοτικά απόσταση μεταξύ τους, ώστε τα διαμορφωμένα φάσματα πληροφορίας γειτονικών υποφερόντων να μην επικαλύπτονται. Αντίθετα στην OFDM, οι υποφέρουσες συχνότητες επιλέγονται με τέτοιον τρόπο, ώστε να είναι ορθογώνιες διαδοχικά μεταξύ τους έτσι ώστε να μην παρεμβάλει η μία την άλλη και συνεπακόλουθα, την μη χρήση διαστημάτων φύλαξης όπως στην FDM. Επομένως η OFDM δεν απαιτεί την χρήση guard bands με αποτέλεσμα την εξοικονόμηση ή την πλήρη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος του διαύλου επικοινωνίας .



Εικόνα 2.2.1 Διάταξη φασμάτων OFDM υποκαναλιών σε σύγκριση με τα FDM υποκανάλια

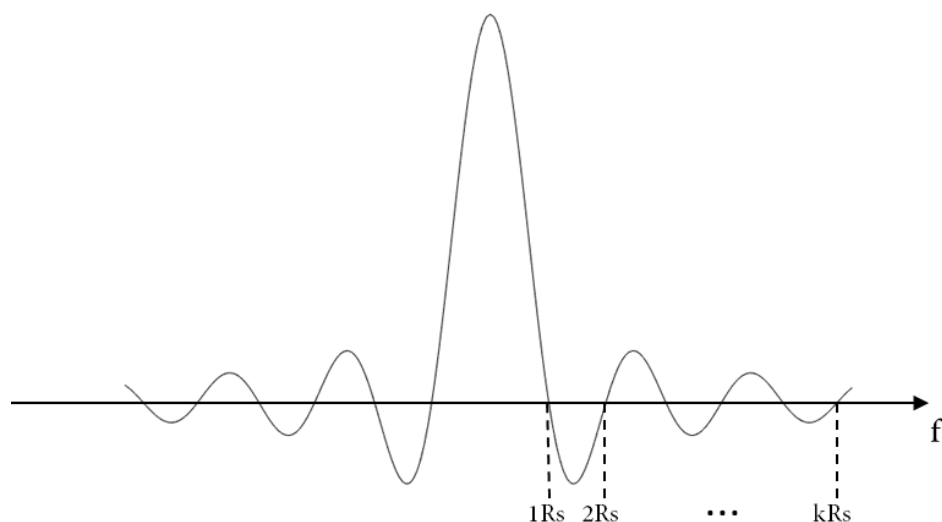
Επιπλέον τα υποφέροντα της OFDM χαρακτηρίζουν τα υποκανάλια της τα οποία έχουν εύρος ζώνης ίσο με την συχνοτική απόσταση των υποφερόντων. Ακόμα, τα φάσματα αυτών των subchannels είναι αλληλεπικαλυπτόμενα μεταξύ τους αλλά δεν επιδρά το ένα με το άλλο λόγω της ορθογωνιότητας αυτών.

Οι βασικές διαφορές μεταξύ της FDM και της OFDM είναι ότι η OFDM χρησιμοποιεί πολλά υποφέροντα (υποκανάλια) τα οποία είναι ορθογώνια μεταξύ τους και ότι σε αυτά προστίθεται ένα

κενό χρονικά διάστημα μόνο στην αρχή του κάθε OFDM σήματος που ονομάζεται διάστημα «φύλαξης» (Guard Interval), ώστε να μειωθεί η καθυστέρηση του καναλιού (delay spread) και η διασυμβολική παρεμβολή ISI. Επιπλέον το μεγάλο πλεονέκτημα της OFDM έναντι της FDM είναι η εξοικονόμηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης, διότι στην FDM για να υπάρχει σωστή επιλεκτικότητα της κάθε φέρουσας συχνότητας, απαιτείτε η ύπαρξη μεγάλης κενής συχνοτικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων, ώστε να επιτευχθεί η σωστή αποδιαμόρφωση του κάθε υποκαναλιού χωρίς να υπάρχει παρεμβολή από το διπλανό του, ενώ στην OFDM η απόσταση μεταξύ των subcarriers δεν μένει ανεκμετάλλευτη και επιπλέον είναι σημαντικά μικρότερη. Παρόλα αυτά όπως θα εξηγηθεί σε επόμενη ενότητα ,για να επιτύχουμε αυτό το μεγάλο πλεονέκτημα της OFDM καθώς και για να λειτουργεί σωστά το σύστημα αυτής, είναι απαραίτητο να διατηρηθεί η ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφερόντων της.

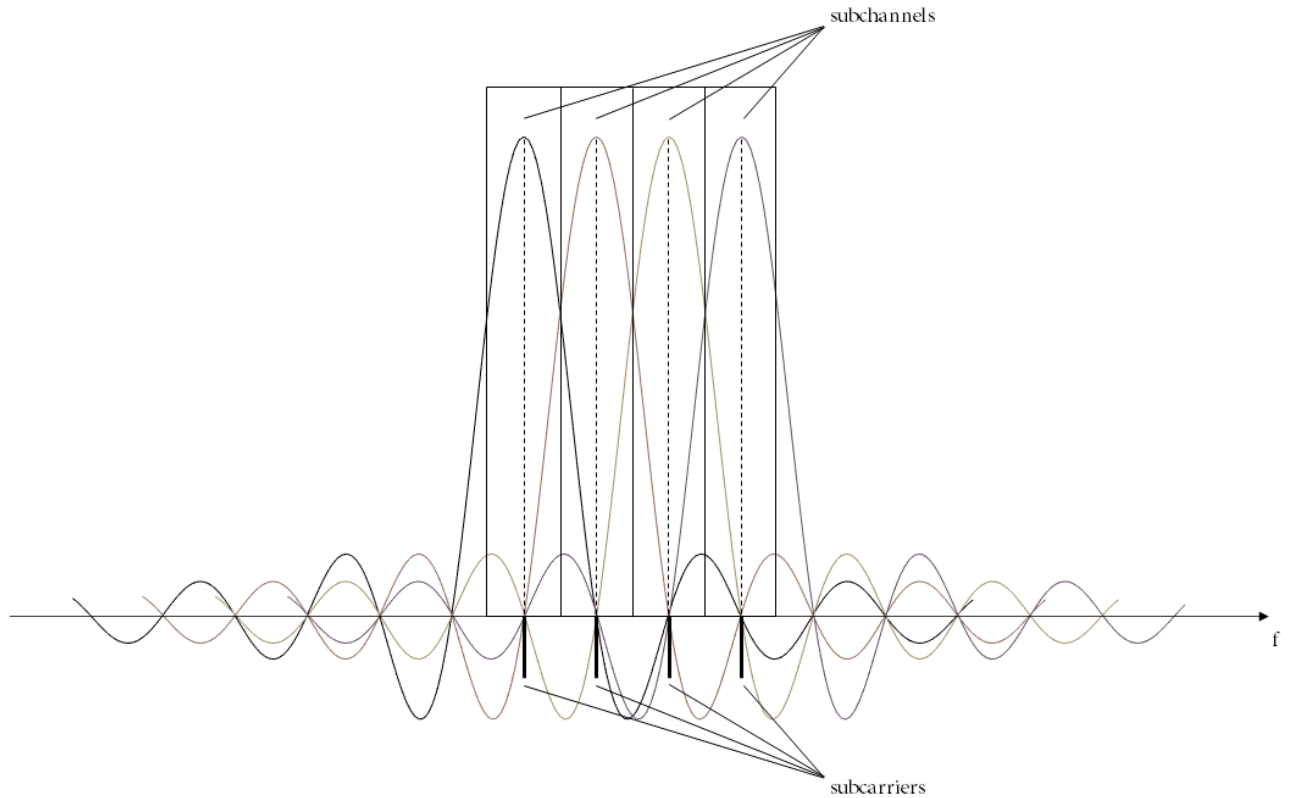
2.3 Εισαγωγή OFDM

Η τεχνική ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας OFDM, ανήκει και αυτή στις μεθόδους ψηφιακής διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων. Σκοπός είναι η διαχώριση του διαθέσιμου εύρους ζώνης του καναλιού σε πολλά επικαλυπτόμενα αυτή τη φορά υποκανάλια στενής ζώνης, με σκοπό την ταυτόχρονη μετάδοση πληροφορίας. Έτσι ένα πλήθος από υποφέρουσες συχνότητες οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους, χρησιμοποιείται με σκοπό την μεταφορά των ήδη διαμορφωμένων συμβόλων που έχουν δημιουργηθεί πρωτότερα από κάποια άλλη ψηφιακή διαμόρφωση μονού φέροντος όπως είναι η M-PSK και η M-QAM. Στο καθένα subcarrier της OFDM μπορεί να απονεμηθεί μόνο ένα σύμβολο από τις προαναφερθείσες ψηφιακές διαμορφώσεις. Επειδή τα σύμβολα μεταδίδονται χρονικά ως στάθμες σήματος, δηλαδή ως τετραγωνικοί παλμοί οι οποίοι στο πεδίο της συχνότητας έχουν την μορφή της κυματομορφής sinc(f) με μηδενισμούς σε πολλαπλάσια του ρυθμού συμβόλων.



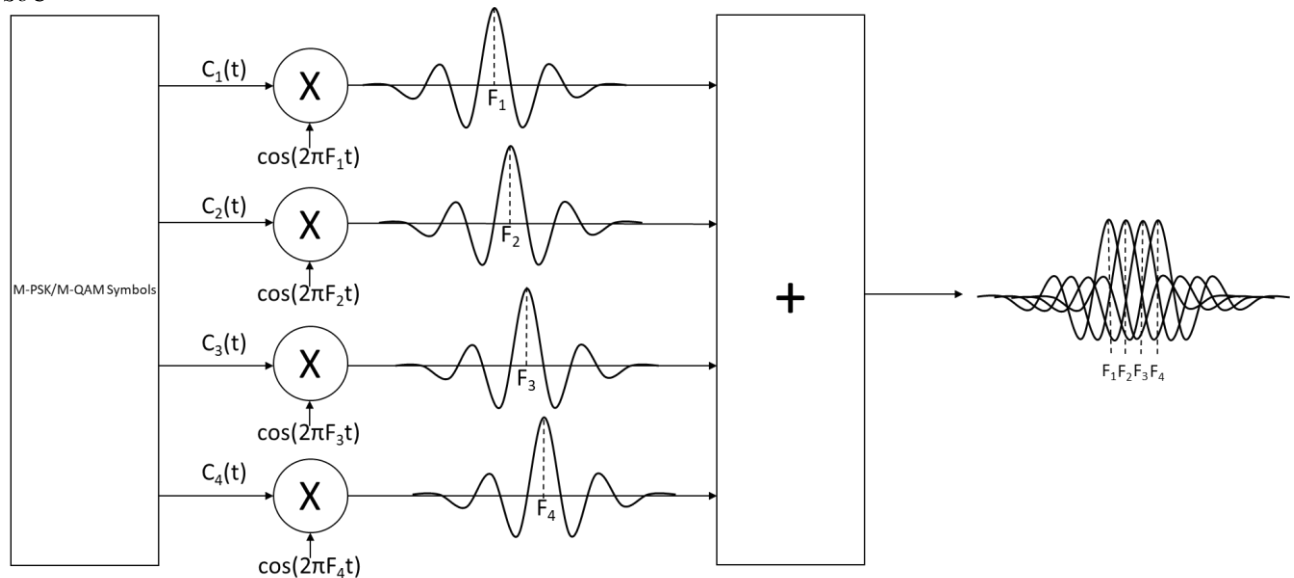
Εικόνα 2.3.1 Φάσμα κυματομορφής sinc (f)

Για να μην παρεμβάλλονται τα subcarriers μεταξύ τους, είναι πολύ σημαντικό να διασφαλιστεί η ορθογωνιότητα μεταξύ τους, δηλαδή στην κορυφή του φάσματος του ενός υποκαναλιού, τα υπόλοιπα να παρουσιάζουν μηδενισμό. Έτσι στην Εικόνα 2.3.2 παρουσιάζεται ένα απλό παράδειγμα τεσσάρων υποκαναλιών της OFDM που διατηρείτε η ορθογωνιότητα των subcarriers μεταξύ τους.



Εικόνα 2.3.2 Φάσμα 4 OFDM υποκαναλιών

Κάθε φορά τα σύμβολα των διαμορφώσεων βασικής ζώνης που αναφέρθηκαν, διοχετεύονται παράλληλα ώστε να διαμορφωθούν με τα subcarriers της OFDM, τα οποία subcarriers είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας. Έπειτα αν προσθέσουμε αυτά τα ξανά-διαμορφωμένα σήματα μεταξύ τους, θα σχηματιστεί ένα OFDM σύμβολο.



Εικόνα 2.3.3 Σχηματικό παράδειγμα OFDM διαμόρφωσης

Αυτή η διαδικασία μπορεί να υλοποιηθεί εφαρμόζοντας αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (Inverse Discrete Fourier Transform - IDFT) στα σύμβολα που προέκυψαν από τις ψηφιακές διαμορφώσεις μονού φέροντος. Ο IDFT χρησιμοποιείται διότι σχηματίζει μια τράπεζα ορθογώνιων φερόντων τα οποία είναι κατάλληλα για την υλοποίηση της OFDM. Αντίθετα, η αποδιαμόρφωση των OFDM συμβόλων γίνεται με την αντίστροφη διαδικασία του IDFT η οποία είναι ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (Discrete Fourier Transform - DFT).

2.3.1 Βασικά Χαρακτηριστικά OFDM

Όπως αναφέραμε και προηγουμένως, η βασική ιδέα είναι η διαχώριση του διαθέσιμου φάσματος W του καναλιού, σε N_{SC} υποκανάλια ίσου εύρους ζώνης. Αυτά τα υποκανάλια έχουν μία κεντρική συχνότητα η οποία απέχει την λιγότερη δυνατή συχνοτική απόσταση με την διπλανή της ώστε να εξασφαλιστεί η ορθογωνιότητα μεταξύ τους και συνεπώς να εξοικονομηθεί φάσμα. Για να γίνουν όλα αυτά, η απόσταση των subcarriers πρέπει να είναι σταθερή και ίση με:

$$\Delta f = \frac{W}{N_{SC}} \quad (1)$$

Ορθογώνια χαρακτηρίζονται τα διανύσματα που το εσωτερικό τους γινόμενο είναι ίσο με το 0. Έτσι δύο χρονικά σήματα $x(t)$ και $y(t)$ θεωρούνται ορθογώνια όταν :

$$\langle x(t), y(t) \rangle = \int_{t_1}^{t_2} x(t)y(t)dt = 0 \quad (2)$$

Η διαφορετικά, όταν η μέση τιμή του γινομένου τους στον χρόνο T που εκτείνονται είναι ίση με 0:

$$\frac{1}{T} \int_T x(t)y(t)dt = 0 \quad (3)$$

Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι τα δύο αυτά σήματα δεν αυτοσυσχετίζονται, δηλαδή είναι δύο διαφορετικά ανεξάρτητα σήματα που εξελίσσονται στον χρόνο χωρίς το ένα να αλληλοεπιδρά με το άλλο.

Σύμφωνα με την Υποενότητα 2.2, , η απόσταση δύο διαδοχικών subcarriers είναι ίση με το εύρος ζώνης ενός subchannel που αυτή είναι ίση με Δf . Μπορούμε εύκολα να καταλάβουμε ότι η συχνότητα του πρώτου subcarrier (F_0) είναι ίση με Δf όπως φαίνεται και στην Εξίσωση (4).

$$F_0 = \Delta f \quad (4)$$

Αυτή είναι η συχνότητα που ονομάζεται βασική, και συνεπώς είναι φανερό ότι τα επόμενα subcarriers είναι ακέραια πολλαπλάσια αυτής:

$$F_{k-1} = kF_0, \text{ όπου } k=1,2,\dots,N_{SC} \quad (5)$$

Την χρονική διάρκεια ενός OFDM συμβόλου (T_s), την ορίζει το αντίστροφο της βασικής συχνότητας F_0 και ισούται με:

$$T_s = \frac{1}{F_0} \quad (6)$$

Επιπλέον εφόσον γνωρίζουμε την χρονική διάρκεια που εκτείνεται ένα OFDM σύμβολο, αυτόματα γνωρίζουμε και τον ρυθμό μετάδοσης ο οποίος είναι ο αντίστροφος αυτής της χρονικής διάρκειας και μετριέται σε σύμβολα ανά δευτερόλεπτο (sym/sec). Συνεπώς εφόσον το αντίστροφο του χρόνου αυτού είναι η βασική συχνότητα (F_0), είναι εύκολα κατανοητό ότι ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας ισούται με αυτήν, όπως φαίνεται και στην σχέση 7:

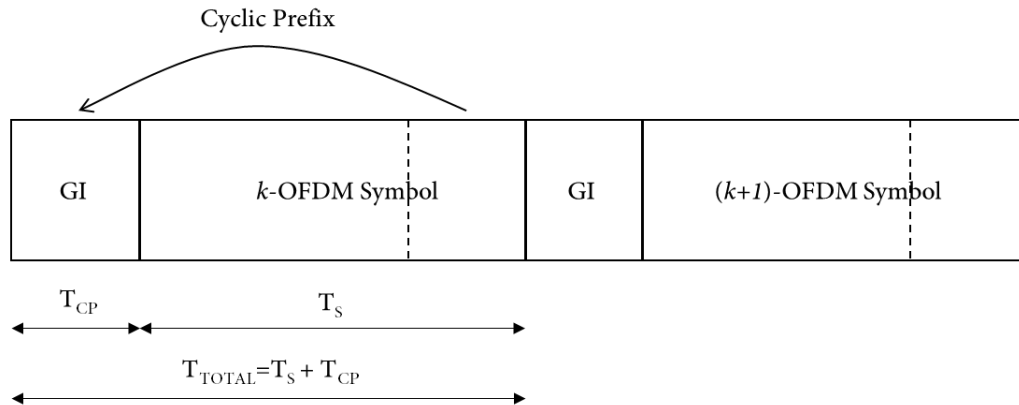
$$R_s = F_0 = \frac{1}{T_s} \quad (7)$$

Στην Εικόνα 2.2.3 είναι φανερό πλέον ότι ο κύριος λοβός της κάθε κυματομορφής sinc(f) έχει τοποθετηθεί στην κεντρική συχνότητα του κάθε subchannel (F_k) και σύμφωνα με τις ιδιότητές της, αυτή μηδενίζει σε κάθε ακέραιο πολλαπλάσιο του $1/T_s$. Επομένως συνοψίζοντας, φαίνεται ότι η μέγιστη τιμή αυτών είναι στην κεντρική συχνότητα του κάθε subchannel ,ενώ στα γειτονικά subcarriers που απέχουν από αυτήν κατά $1/T_s$, η τιμή της είναι 0. Έτσι είναι πλέον ξεκάθαρο το αποτέλεσμα της ορθογωνιότητας μεταξύ των subcarriers της OFDM και η ανάγκη της διατήρησης αυτής της συχνοτικά απόστασης μεταξύ τους ώστε να μην δημιουργηθεί το φαινόμενο του ICI.

2.3.2 Κυκλικό πρόθεμα

Όπως είχε αναφερθεί στην Υποενότητα 2.1, η διάσπαση της πληροφορίας και η μείωση του χρόνου συμβόλου μέσω της παράλληλης μετάδοσης αυτής, μειώνει το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής που συμβαίνει λόγω της πολυδιαδρομικότητας του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από

διάφορα σημεία του χώρου, αλλά δεν το εξαλείφει πλήρως. Έτσι με σκοπό την εξάλειψη αυτής, πλέον στα κενά σημεία φύλαξης τα οποία προστίθενται στην αρχή του κάθε OFDM συμβόλου (GI), που είχαν αναφερθεί και στην υπό ενότητα 2.2, αντιγράφεται και τοποθετείται το τελευταίο μέρος του κάθε OFDM συμβόλου. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται εισαγωγή κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix) και παρουσιάζεται σχηματικά στην Εικόνα 2.5.1.



Εικόνα 2.3.2.1 Εισαγωγή Cyclic Prefix

Μετά την εισαγωγή του κυκλικού προθέματος (CP), είναι φανερό ότι πλέον η διάρκεια του OFDM συμβόλου αυξήθηκε κατά τον χρόνο που διαρκεί το κυκλικό πρόθεμα (T_{CP}). Λόγω του ότι το κυκλικό πρόθεμα δεν περιέχει κάποια ωφέλιμη πληροφορία, αλλά απλά ένα αντίγραφο της ήδη υπάρχουσας μεταδιδόμενης, ο ρυθμός μετάδοσης R_s του OFDM συμβόλου πριν την εισαγωγή του CP αντί να αυξάνεται κι αυτός κι αυτός, πλέον μειώνεται όπως φαίνεται στην Εξίσωση (8) [2]:

$$R_{TOTAL} = R_s - \frac{T_{CP}}{T_{CP} + T_S} \quad (8)$$

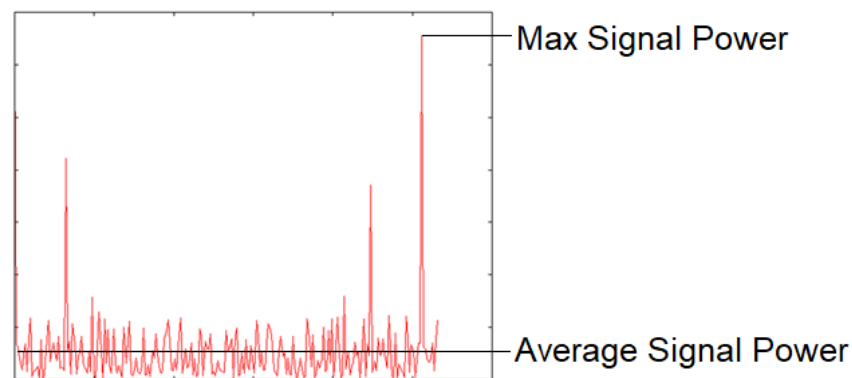
Η χρονική διάρκεια του κυκλικού προθέματος εξαρτάται από την χρονική διασπορά που εισάγει ο διάυλος. Έτσι η διάρκεια του CP θα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με την μέγιστη χρονική διασπορά του διαύλου ώστε να αποφευχθεί η διασυμβολική παρεμβολή. Εκτός απ' το κατώτατο όριο του CP έχει θεσπιστεί και το άνω όριο το οποίο καθορίζεται από την μέγιστη αποδεκτή μείωση του ρυθμού μετάδοσης. Εμπειρικά έχει καθοριστεί ότι η μέγιστη χρονική διάρκεια του κυκλικού προθέματος δεν πρέπει να ξεπερνά το 1/5 της συνολικής διάρκειας του OFDM συμβόλου πριν την εισαγωγή αυτού ώστε να μην υπάρξει δραματική μείωση στον συνολικό ρυθμό μετάδοσης [2]. Η χρήση του κυκλικού προθέματος είναι απαραίτητη στην OFDM και με αυτό διασφαλίζεται η υψηλή επίδοσή της ακόμα και σε συνθήκες όπου τα επίπεδα των αντανακλάσεων λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης είναι υψηλά.

2.3.3 Φαινόμενο PAPR

Ένα απ' τα σημαντικότερα μειονεκτήματα της OFDM είναι το πρόβλημα του υψηλού λόγου της μέγιστης ισχύος του σήματος προς την μέση τιμή του (Peak to Average Power Ratio – PAPR) και συνήθως εκφράζεται σε dB. Ο λόγος PAPR για ένα σήμα συνεχούς χρόνου $s(t)$ περιγράφεται στην Εξίσωση (9):

$$PAPR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\max[s(t)s^*(t)]}{E[s(t)s^*(t)]} \right), \text{ όπου } s^*(t) \text{ είναι το συζυγές μιγαδικό σήμα (9)}$$

Στην Εικόνα 2.3.3.1 φαίνεται οπτικά μέσα από ένα απλό παράδειγμα το φαινόμενο αυτό.



Εικόνα 2.3.3.1 Παράδειγμα φαινομένου PAPR [4]

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ένα OFDM σύμβολο δημιουργείται με την βοήθεια N -subcarriers στα οποία διοχετεύονται κάποια άλλα σύμβολα που έχουν δημιουργηθεί από κάποια ψηφιακή διαμόρφωση μονού φέροντος. Αυτό το πρόβλημα προκύπτει όταν υπάρχουν πολλά διαμορφωμένα subcarriers τα οποία είναι συμφασικά και η στιγμιαία τιμή του συνολικού χρονικά μεταδιδόμενου σήματος γίνεται πολύ μεγάλη.

Δεδομένου ότι ένα σύμβολο OFDM μπορεί να εκφράζεται ως ένα άθροισμα πολλών ορθογώνιων σημάτων, για αρχή θα υπολογιστεί το PAPR ενός σήματος. Δεδομένου ότι το σήμα αυτό είναι της μορφής:

$$x(t) = e^{2\pi ft} \quad (10)$$

Η μέγιστη τιμή αυτού του σήματος είναι :

$$\begin{aligned} \max[x(t)x^*(t)] &\rightarrow \\ \max[e^{2\pi ft} e^{-2\pi ft}] &\rightarrow \quad (11) \\ \max[e^0] &= 1 \end{aligned}$$

Η μέση τιμή αυτού είναι:

$$E[x(t)x^*(t)] \rightarrow (12)$$

$$E[e^{2\pi ft} e^{-2\pi ft}] = 1$$

Έτσι με την χρήση της Εξίσωσης (9), το PAPR για το συγκεκριμένο σήμα σε dB υπολογίζεται ως:

$$PAPR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\max[x(t)x^*(t)]}{E[x(t)x^*(t)]} \right) \rightarrow$$

$$PAPR_{dB} = 10 \log \left(\frac{1}{1} \right) = 0dB$$

Στην περίπτωση ενός OFDM σήματος το οποίο αποτελείται από N subcarriers, το σήμα αυτό είναι της μορφής:

$$x(t) = \sum_0^{N-1} a_N e^{\frac{j2\pi Nt}{T}} (13)$$

Δεδομένου ότι για κάθε ένα από τα N subcarriers $a_N=1$, η μέγιστη τιμή του σήματος είναι:

$$\max[x(t)x^*(t)] \rightarrow$$

$$\max \left[\sum_0^{N-1} a_N e^{\frac{j2\pi Nt}{T}} \sum_0^{N-1} a_N e^{\frac{-j2\pi Nt}{T}} \right] \rightarrow (14)$$

$$\max \left[a_N^2 \sum_0^{N-1} \sum_0^{N-1} e^{\frac{j2\pi Nt}{T}} e^{\frac{-j2\pi Nt}{T}} \right] = N^2$$

Ενώ η μέση τιμή του σήματος είναι:

$$E[x(t)x^*(t)] \rightarrow$$

$$E \left[\sum_0^{N-1} a_N e^{\frac{j2\pi Nt}{T}} \sum_0^{N-1} a_N e^{\frac{-j2\pi Nt}{T}} \right] \rightarrow (15)$$

$$E \left[a_N^2 \sum_0^{N-1} \sum_0^{N-1} e^{\frac{j2\pi Nt}{T}} e^{\frac{-j2\pi Nt}{T}} \right] = N$$

Έτσι για N subcarriers, βάση της εξέτασης του χειρότερου σεναρίου ,που είναι να διαμορφωθούν όλα με το ίδιο σύμβολο δηλαδή να είναι συμφασικά, προκύπτει ότι το PAPR σε dB είναι :

$$PAPR_{dB} = 10 \log(N) (16)$$

Αυτή η τιμή έχει πολύ μικρές πιθανότητες να παρουσιαστεί αλλά πρέπει να ληφθεί υπόψιν κατά τον σχεδιασμό του συστήματος. Ένα παράδειγμα με πραγματικά νούμερα, είναι στο πρότυπο IEEE 802.11a που ο αριθμός των subcarriers N που χρησιμοποιούνται για να συγκροτηθεί το OFDM

σύμβολο είναι 52 , προκύπτει ότι η τιμή του PAPR είναι περίπου ίση με 17dB [5]. Το μεγάλο αντίκτυπο που έχει αυτό, είναι στην λειτουργία και στην επιλογή του τελικού RF ενισχυτή ισχύος που χρησιμοποιείται για την μετάδοση του τελικού εκπεμπόμενου σήματος στον πομπό. Από την μία, αν έχει επιλεγεί κάποιος τελικός ενισχυτής του οποίου η γραμμική περιοχή είναι όσο το δυνατόν μικρότερη για να είναι όσο το δυνατόν πιο αποδοτικός ενώ ταυτόχρονα να καλύπτει την μέση τιμή του σήματος, εάν δεν λάβουμε υπόψιν τον παράγοντα PAPR είναι κατανοητό ότι κάποιες φορές ο ενισχυτής θα δουλεύει στην περιοχή του κόρου, όπου εκεί θα παρουσιάζει μία μη γραμμική συμπεριφορά με αποτέλεσμα την αύξηση του BER (Bit Error Rate) στον δέκτη. Από την άλλη αν επιλεγεί ένας τελικός ενισχυτής του οποίου η γραμμική περιοχή καλύπτει και τον παράγοντα PAPR δηλαδή είναι πολύ μεγάλη, αυτός είναι λιγότερο αποδοτικός με αποτέλεσμα την μεγάλη κατανάλωση ενέργειας και συνεπακόλουθα την αύξηση του κόστους του συστήματος [6]. Αυτό που μπορεί να συμβεί για την εξάλειψη αυτού του προβλήματος είναι η μείωση της ισχύς εκπομπής σε επιθυμητά επίπεδα, γεγονός που επηρεάζει το SNR του λαμβανόμενου σήματος και το BER. Ακόμα ένας τρόπος για την εξάλειψη του PAPR είναι η μείωση του αριθμού των subcarriers της OFDM κάτι που έχει ως αποτέλεσμα την μείωση του ρυθμού μετάδοσης της πληροφορίας, οπότε δεν είναι αποδοτικό. Συνήθως, τεχνικές scrambling των δεδομένων εφαρμόζονται προσπαθώντας να μειώσουν την πιθανότητα να βρεθούν συμφασικά υποφέροντα.

2.4 Υλοποίηση OFDM

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως η διαμόρφωση και η αποδιαμόρφωση της OFDM μπορεί να υλοποιηθεί με την χρήση του IDFT και του DFT αλγόριθμου αντίστοιχα. Ο IDFT και ο DFT σχηματίζουν μια τράπεζα ορθογώνιων υποφερόντων της μορφής :

$$d(n) = e^{j\frac{2\pi}{N}nm} \quad (17),$$

όπου:

m ο αριθμός του υποφέροντος,

n ο χρονικός δείκτης,

N ο αριθμός των δειγμάτων της βασικής περιόδου.

Για την διαμόρφωση και την δημιουργία των OFDM συμβόλων ,αρχικά είναι απαραίτητη η διαμόρφωση των δυαδικών bits της προς αποστολής πληροφορίας, με κάποια ψηφιακή διαμόρφωση (PSK, QAM) ώστε να παρθούν σαν αποτέλεσμα ζευγάρια I και Q τιμών τα οποία είναι της μορφής:

$$\tilde{C}(m) = \tilde{I}_m + j\tilde{Q}_m \quad (18),$$

όπου m ο αριθμός του ζευγαριού της διαμορφωμένης δυαδικής πληροφορίας.

Για την προγραμματιστική υλοποίηση των μετασχηματισμών IDFT και DFT χρησιμοποιούνται δύο αλγόριθμοι που τους υλοποιούν και είναι προγραμματιστικά εύκολοι και γρήγοροι στην χρήση τους. Αυτοί είναι ο αντίστροφος γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (Inverse Fast Fourier Transform - IFFT) και ο ευθύς γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (Fast Fourier Transform - FFT). Έτσι για να σχηματιστεί το OFDM σύμβολο, κάθε ζευγάρι τιμών $C(m)$ θα πρέπει να διαμορφώσει από ένα υποφέρον $d(n)$ και στο τέλος αυτά τα πλέον διαμορφωμένα subcarriers να αθροιστούν μεταξύ τους. Έτσι τα OFDM σύμβολα έχουν την μορφή :

$$OFDM_{SYM}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} C(m) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nm} \quad (19),$$

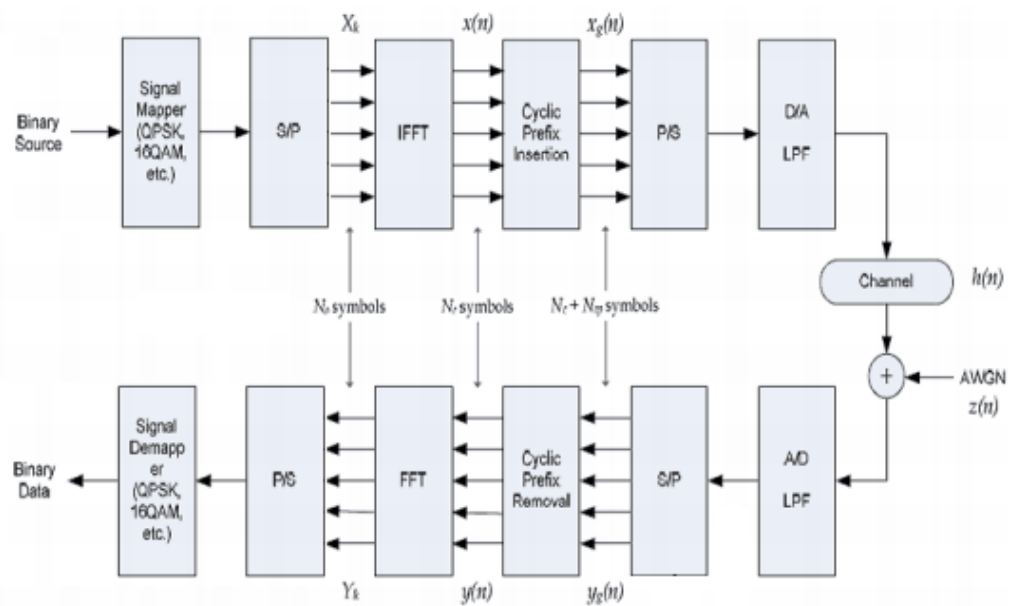
όπου:

N ο αριθμός των subcarriers ,

n ο χρονικός δείκτης,

m ο δείκτης του εκάστοτε subcarrier.

Στην Εικόνα 2.4.1 παρουσιάζεται το βασικό μπλοκ διάγραμμα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασισμένο στην OFDM.

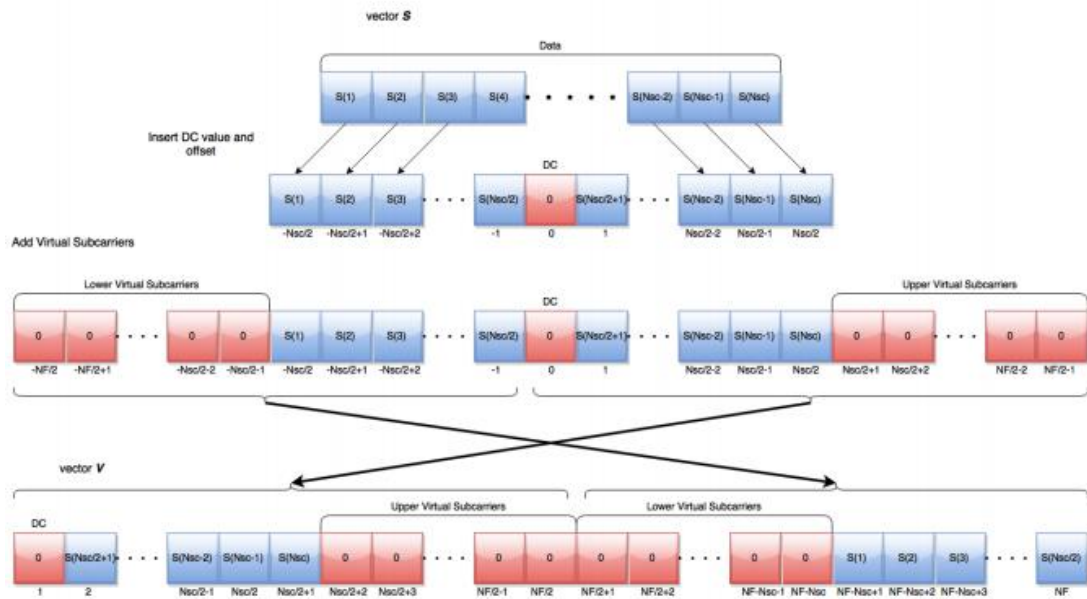


Εικόνα 2.4.1 Μπλοκ διάγραμμα OFDM τηλεπικοινωνιακού συστήματος [6]

Χωρίζοντας νοητά το παραπάνω μπλοκ διάγραμμα οριζοντίως στη μέση, διακρίνονται δύο περιοχές, η άνω και η κάτω. Στην άνω περιοχή φαίνεται το τμήμα του πομπού. Έτσι πλέον είναι ευδιάκριτες οι διαδικασίες που λαμβάνουν χώρα στην δημιουργία του προς αποστολή OFDM σήματος.

Όπως ειπώθηκε και προηγουμένως, τα ψηφιακά διαμορφωμένα σύμβολα των δυαδικών bits διοχετεύονται παράλληλα στην είσοδο του IFFT αλγορίθμου. Ο IFFT που χρησιμοποιείται για αυτόν τον σκοπό, πρέπει να είναι μεγαλύτερος από το πλήθος των υποφερόντων πληροφορίας (N_{SC}) δηλαδή τουλάχιστον $N_{SC}+1$ σημείων (N_F). Το πρώτο subcarrier σε αυτόν τον αλγόριθμο (F_0) έχει μηδενική τιμή διότι κατά την μετάδοση, αυτή η θέση θα αποτελέσει την θέση της συχνότητας του τελικού φέροντος. Επιπλέον αυτός ο αλγόριθμος είναι σημαντικά πιο γρήγορος για μικρό πλήθος σημείων και επιπλέον όταν αυτά τα επιλεγόμενα σημεία του, είναι κάποια δύναμη του 2. Έτσι κάθε φορά για την βέλτιστη λειτουργία του, πρέπει να επιλέγεται η μικρότερη δυνατή τιμή για το πλήθος των σημείων του, τα οποία θα είναι κάποια δύναμη του 2 και επιπρόσθετα θα είναι περισσότερα από τα $N_{SC}+1$ OFDM subchannels. Έτσι επειδή τις περισσότερες φορές κάποιο ζυγό πλήθος σημείων του IFFT περισσεύει και μένει κενό, σε αυτά τα σημεία προστίθενται μηδενικά, τα οποία πλέον αποτελούν κάποια εικονικά υποφέροντα (Virtual Subcarriers). Αυτά τα υποφέροντα χωρίζονται σε Upper και Lower Virtual Subcarriers. Στην Εικόνα 2.4.2 φαίνεται η προετοιμασία του διανύσματος πληροφορίας ώστε να εισαχθεί στην είσοδο του IFFT αλγορίθμου.

Αρχικά το διάνυσμα S είναι το διάνυσμα που περιέχει τα ζευγάρια I-Q τιμών των συμβόλων της πληροφορίας. Στη μέση αυτών των σημείων ,δηλαδή στο πρώτο subcarrier (F_0) εισάγεται η DC συνιστώσα ώστε να χρησιμοποιηθεί αργότερα για το τελικό φέρον. Έπειτα δημιουργείται ένας καινούριο διάνυσμα το οποίο έχει το μέγεθος του πλήθους των σημείων του IFFT (N_F) και έτσι το προηγούμενο διάνυσμα με την DC συνιστώσα μετατοπίζεται και μοιράζεται συμμετρικά στο κέντρο αυτού. Στη συνέχεια τα κενά σημεία στην αρχή και στο τέλος του καινούργιου διανύσματος που είναι κενά, γεμίζονται με μηδενικά κι έτσι σχηματίζεται τα Lower και τα Upper Virtual Subcarriers αντίστοιχα. Τέλος για να δεχθεί αυτό το διάνυσμα ο IFFT αλγόριθμος, θα πρέπει να σχηματιστεί ένα καινούριο διάνυσμα V το οποίο θα έχει την εξής δομή. Στην αρχή του θα περιέχει από την DC συνιστώσα του προηγούμενου διανύσματος μέχρι και τα Upper Virtual Subcarriers και στην συνέχεια θα περιέχει τα προηγούμενα αρχικά σημεία του διανύσματος ,δηλαδή από τα Lower Virtual Subcarriers μέχρι και το $S(N_{SC}/2)$.



Εικόνα 2.4.2 Μετασχηματισμός αρχικού διανύσματος δεδομένων σε κατάλληλο διάνυσμα για την εισαγωγή του στον IFFT αλγόριθμο [6]

Η συχνότητα δειγματοληψίας υπολογίζεται ως το γινόμενο των σημείων του IFFT (N_F) και της συχνοτικής απόστασης των υποφερόντων (Δf) όπως φαίνεται και στην Εξίσωση (19) [6]:

$$F_S = N_F \cdot \Delta f \quad (20)$$

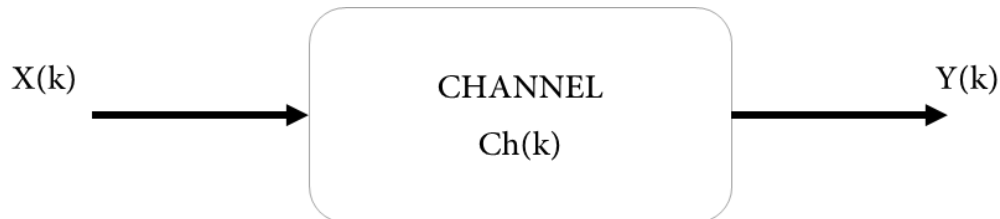
Μετά την ολοκλήρωση της παραπάνω διαδικασίας, πλέον έχουν δημιουργηθεί τα OFDM σύμβολα. Έπειτα μετά την προσθήκη του κυκλικού προθέματος, τα OFDM σύμβολα συντάσσονται και ενώνονται σειριακά, ώστε να μετατραπούν από ψηφιακά δεδομένα σε αναλογικό σήμα με την χρήση ενός DAC (Digital to Analog Converter) μετατροπέα. Έπειτα αφού αυτό το αναλογικό σήμα φιλτραριστεί, οδηγείται στον τελικό ενισχυτή όπου και εκεί γίνεται η ασύρματη μετάδοσή του. Αντίστοιχα στην μεριά της αποδιαμόρφωσης – του δέκτη, που φαίνεται στο δεύτερο μισό του μπλοκ διαγράμματος, γίνεται η αντίστροφη διαδικασία από αυτήν που έγινε κατά την διαμόρφωση. Έτσι με την ίδια λογική θα χρησιμοποιηθεί ο FFT αλγόριθμος ο οποίος θα είναι ίσων σημείων με τον IFFT και κάνοντας τα αντίστροφα βήματα από αυτά που περιεγράφηκαν παραπάνω, θα εξαχθεί το διάνυσμα των I-Q τιμών το οποίο θα αποδιαμορφωθεί με την αντίστροφη από την αρχική ψηφιακή διαμόρφωση κι έτσι θα παρθούν τα δυαδικά δεδομένα.

2.5 Αντιστάθμιση Καναλιού – Πιλότοι

Ένα από τα βασικότερα προβλήματα στις τηλεπικοινωνίες είναι η παραμόρφωση και ο θόρυβος που εισάγει ο τηλεπικοινωνιακός διάυλος, με αποτέλεσμα την αλλοίωση της εκπεμπόμενης πληροφορίας. Ποτέ τα απεσταλμένα σήματα δεν φτάνουν στον δέκτη όπως ακριβώς εστάλησαν,

δίχως να έχουν δηλαδή υποστεί κάποια αλλαγή στο πλάτος τους και στην φάση τους. Έτσι ο δέκτης καλείται να ανασυγκροτήσει το αρχικό σήμα της πληροφορίας μέσω κάποιων τεχνικών εκτίμησης και διόρθωσης του καναλιού.

Έστω τα φάσματα δύο σημάτων $X(k)$ και $Y(k)$, τα οποία αντιπροσωπεύουν το εκπεμπόμενο σήμα του πομπού και το λαμβανόμενο σήμα στον δέκτη αντίστοιχα:



Εικόνα 2.5.1 Μπλοκ διάγραμμα εισόδου και εξόδου σήματος από τηλεπικοινωνιακό δίαυλο

Θα ήταν ιδανικό να ισχυε:

$$Y(k) = X(k) \quad (20)$$

Δηλαδή το λαμβανόμενο σήμα να είναι ακριβώς ίδιο με το εκπεμπόμενο, αλλά λόγω του ότι ο επικοινωνιακός δίαυλος δεν είναι ποτέ ιδανικός και συνεχώς αλλάζει η απόκρισή του, όταν το εκπεμπόμενο σήμα διέλθει από αυτόν η παραπάνω σχέση γίνεται:

$$Y(k) = Ch(k) \cdot X(k) \quad (21)$$

Βλέποντας την παραπάνω σχέση είναι εύκολα κατανοητό ότι θα μπορούσαμε να εκτιμήσουμε την συμπεριφορά του καναλιού κάθε φορά, εάν ξέραμε για παράδειγμα τα δεδομένα που έπρεπε να ληφθούν. Έτσι συγκρίνοντας τα λαμβανόμενα δεδομένα με τα δεδομένα που γνωρίζουμε ότι στάλθηκαν, η εκτίμηση του καναλιού προκύπτει από την Εξίσωση (22):

$$Ch_{estim}(k) = \frac{Y(k)}{X_p(k)} \quad (22),$$

όπου:

$X_p(k)$ το γνωστό εκπεμπόμενο σήμα και

Ch_{estim} η εκτίμηση της απόκρισης του καναλιού.

Τα γνωστά αυτά εκπεμπόμενα σήματα στην OFDM ονομάζονται πιλότοι (pilots) και αν στέλνονται ανά τακτά χρονικά διαστήματα, επειδή η απόκριση του καναλιού μένει σταθερή για κάποιο μικρό χρονικό διάστημα, μπορεί η εκτίμηση του καναλιού ($Ch_{estim}(k)$), να χρησιμοποιηθεί ώστε να διορθώσει και την λαμβανόμενη πληροφορία της οποίας η τιμή της δεν είναι γνωστή.

Συνεπώς, το πλέον διορθωμένο λαμβανόμενο σήμα προκύπτει από:

$$Y_{RX_cor}(k) = \frac{Y_{RX}(k)}{Ch_{estim}(k)} \xrightarrow{Y_{RX}(k)=X_{TX}(k) \cdot Ch(k)} \rightarrow$$

$$Y_{RX_cor}(k) = \frac{X_{TX}(k) \cdot Ch(k)}{Ch_{estim}(k)} \xrightarrow{Ch(k)=Ch_{estim}(k)} \rightarrow (23),$$

$$Y_{RX_cor}(k) = X_{TX}(k)$$

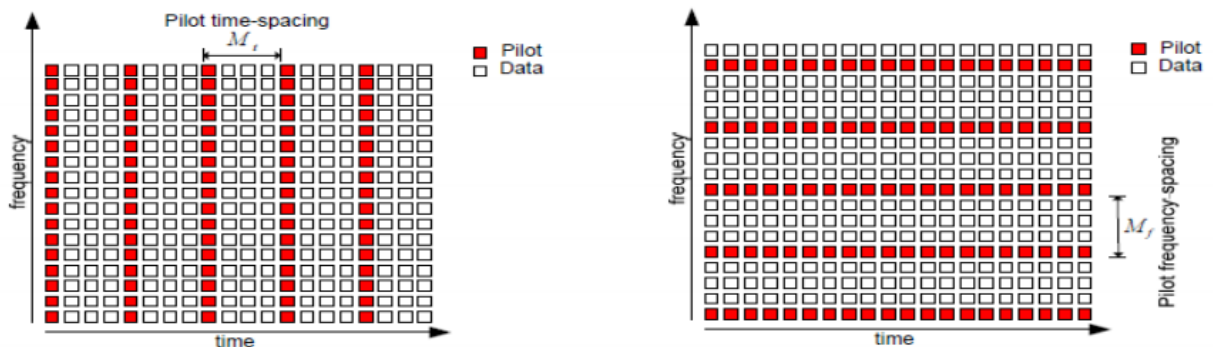
όπου:

Y_{RX_cor} το πλέον διορθωμένο σήμα στον δέκτη,

Y_{RX} το λαμβανόμενο σήμα προ διόρθωσης,

X_{TX} το εκπεμπόμενο σήμα

Έτσι, είναι φανερό ότι με αυτήν την τεχνική, η επίδραση του καναλιού μειώνεται σημαντικά έως και εξαλείφεται. Στην OFDM, αυτά τα πιλοτικά σήματα μπορούν να τοποθετηθούν σε διάφορες θέσεις μέσα στην εκπεμπόμενη πληροφορία. Για παράδειγμα μπορούν να καταλαμβάνουν ένα ολόκληρο OFDM σύμβολο το οποίο θα εκπέμπεται ανά τακτά χρονικά διαστήματα ή μπορεί να καταλαμβάνουν μόνο μερικά subcarriers τα οποία συνεχώς «κουβαλάνε» αυτούς τους πιλοτικούς τόνους όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.5.2.



Εικόνα 2.5.2 Εισαγωγή πιλότων στα πεδία του χρόνου και τις συχνότητας[6]

Σαν επίπτωση αυτής της διόρθωσης όμως, είναι η μείωση του ρυθμού μετάδοσης της ωφέλιμης πληροφορίας. Επειδή οι πιλοτικοί τόνοι καταλαμβάνουν θέσεις υποφερόντων, σε αυτές πλέον δεν μπορεί να απονεμηθεί ωφέλιμη πληροφορία και συνεπώς παρόλο που η διάρκεια του OFDM συμβόλου δεν αλλάζει και παραμένει σταθερή, ο ρυθμός μετάδοσης μειώνεται.

2.6 Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα OFDM

Όπως αναφέρθηκε και στο εισαγωγικό κεφάλαιο αυτής της εργασίας, η OFDM χρησιμοποιείται κατά κόρον σε πολλά τηλεπικοινωνιακά πρότυπα που έχουν απαιτήσεις σε υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που προσφέρει.

Ένα από τα κύρια πλεονεκτήματα της OFDM είναι ότι κάνει πιο αποδοτική τη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης καθώς επιτρέπει την φασματική επικάλυψη των υποκαναλιών της χωρίς αυτά να παρεμβάλλονται μεταξύ τους [7]. Επιπλέον, επειδή η διαχώριση αυτού του εύρους ζώνης γίνεται σε στενά υποκανάλια, την καθιστά πιο ανθεκτική στην επιλεκτική εξασθένηση συχνότητας (frequency selective fading) και έτσι επηρεάζονται μόνο κάποιες υποφέρουσες και όχι ολόκληρο το σήμα[8]. Έτσι, χρησιμοποιώντας κάποιους επαρκούς κώδικες προστασίας και διόρθωσης σφαλμάτων, μπορούν τα σύμβολα που χάθηκαν λόγω του προηγούμενου προβλήματος χωρίς να απαιτηθεί η επανάληψη της αποστολής ολόκληρου του σήματος να ανακτηθούν. Ένα ακόμα πλεονέκτημά της, είναι ότι η αντιστάθμιση του καναλιού γίνεται απλούστερη σε σχέση με τις τεχνικές διαμόρφωσης μονού φέροντος. Επιπρόσθετα ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα είναι ότι εξαλείφει τα προβλήματα της διασυμβολικής παρεμβολής που οφείλονται στην πολυδιαδρομική διάδοση, επειδή τα χρονικά διαστήματα των συμβόλων είναι μεγαλύτερα (αύξηση χρόνου συμβόλου συγκριτικά με ισοδύναμα συστήματα μονού φέροντος) σε σχέση με την διασπορά των καθυστερήσεων από τα σήματα των πολλαπλών διαδρομών που λαμβάνονται και επιπλέον λόγω της χρήσης του κυκλικού προθέματος [8]. Τέλος, είναι υπολογιστικά πιο αποδοτική ως προς τη διαμόρφωση και την αποδιαμόρφωσή της, λόγω της χρήσης του IFFT και FFT αντίστοιχα.

Από την άλλη, τα κύρια μειονεκτήματά της είναι η μεγάλη αναλογία κορυφής προς μέση ισχύ (PAPR) που παρουσιάζει, με αποτέλεσμα να απαιτούνται RF ενισχυτές οι οποίοι πρέπει να έχουν μεγάλη γραμμική περιοχή λειτουργίας και να προσαρμόζονται στις μεγάλες μεταβολές πλάτους, που αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μην λειτουργούν με υψηλό επίπεδο απόδοσης. Επιπλέον είναι ευαίσθητη σε μετατοπίσεις συχνότητας της φέρουσας που προκαλούνται από αναταραχές και από το φαινόμενο Doppler και τέλος είναι απαιτητική ως προς τον συγχρονισμό ανάμεσα στον πομπό και στον δέκτη.

3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Συστήματα Ραδιοεπικοινωνίας Μέσω Λογισμικού - SDR

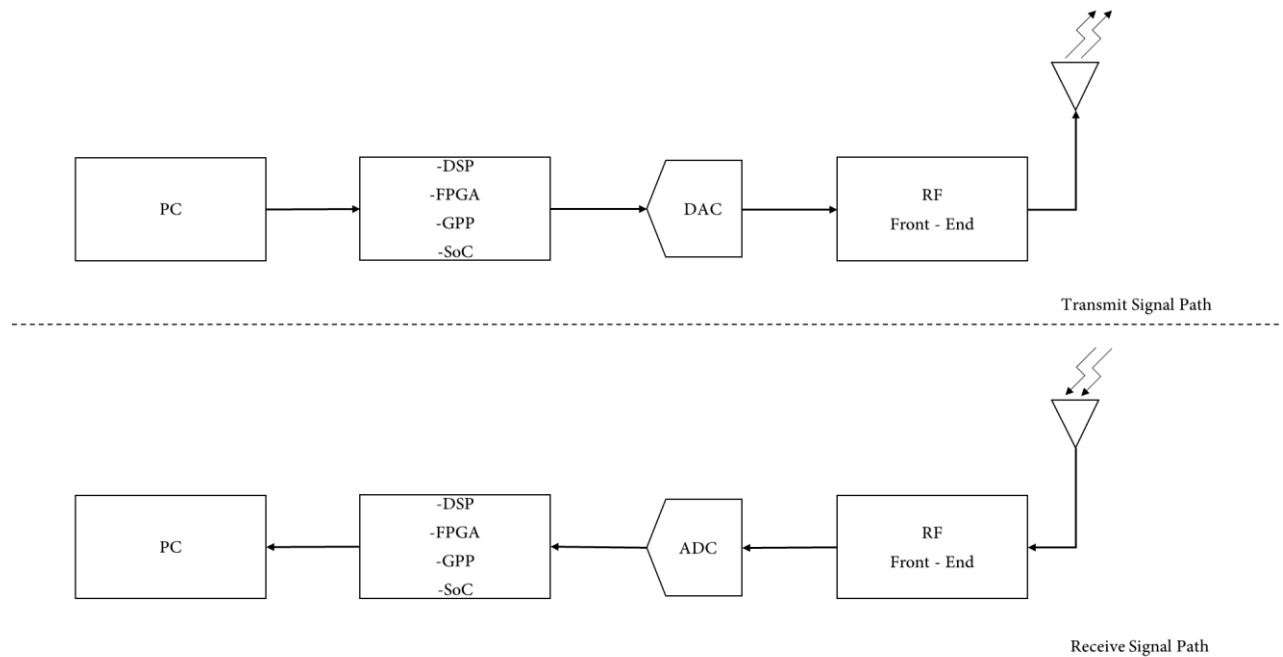
Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετηθεί ο τομέας των συστημάτων ραδιοεπικοινωνίας μέσω λογισμικού και η ευελιξία τους στην κατασκευή, τροποποίηση και δημιουργία διάφορων επιμέρους αλλά και εξ' ολοκλήρων τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων και πρωτοκόλλων. Ακόμα θα αναλυθούν οι προαπαιτήσεις τους, οι τεχνικές για την υλοποίησή τους όπως και πιθανές εφαρμογές τους και τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν. Παράλληλα θα αναφερθούν τα χαρακτηριστικά του εξοπλισμού που χρησιμοποιήθηκε για την δημιουργία των τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων της παρούσας διπλωματικής εργασίας, οι αρχιτεκτονικές κατασκευής των τμημάτων που τον απαρτίζουν καθώς και τα χαρακτηριστικά με τις δυνατότητες που προσφέρει. Στο τέλος του κεφαλαίου αυτού παρουσιάζεται ο αναλυτικός οδηγός για την διασύνδεση του εξοπλισμού με ηλεκτρονικό υπολογιστή και η επικοινωνία αυτού με το προγραμματιστικό περιβάλλον του Matlab.

3.1 Εισαγωγή SDR

Το Software Defined Radio (SDR) αφενός μπορεί να ειπωθεί ως μεθοδολογική προσέγγιση σχεδίασης και υλοποίησης και αφετέρου είναι ένα σύστημα ραδιοεπικοινωνίας όπου τα εξαρτήματα που παραδοσιακά χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση οποιαδήποτε εφαρμογής (π.χ. μίκτες, φίλτρα, ενισχυτές, διαμορφωτές, αποδιαμορφωτές, ανιχνευτές κλπ.) πλέον υλοποιούνται μέσω λογισμικού σε προσωπικό υπολογιστή (PC) ή σε οποιοδήποτε ενσωματωμένο σύστημα. Μερικά από τα ενσωματωμένα συστήματα που μπορούν να προγραμματιστούν για την υλοποίηση οποιασδήποτε SDR εφαρμογής είναι οι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processors - DSP), οι επιτόπιες συστοιχίες προγραμματιζόμενων πυλών (Field Programmable Gate Array - FPGA) ,οι επεξεργαστές γενικής χρήσης (General Purpose Processors – GPP) και τα ενιαία συστήματα επεξεργαστών (System on a Chip - SoC). Ενώ η έννοια του SDR δεν είναι καινούργια, οι ταχύτατα εξελισσόμενες δυνατότητες των ψηφιακών ηλεκτρονικών καθιστούν πλέον εφικτές πολλές διαδικασίες που κάποτε ήταν μόνο θεωρητικές. Ένα βασικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασισμένο σε SDR μπορεί να αποτελείται, πέρα από τις ειδικές διατάξεις υλικού, ακόμα και από έναν προσωπικό υπολογιστή που είναι εφοδιασμένος με κάρτα ήχου ή άλλο μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter - ADC) ενώ στην συνέχεια ακολουθεί κάποια μορφή RF διάταξη. Ένας τέτοιος σχεδιασμός παράγει ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, που μπορεί να λαμβάνει και να μεταδίδει ευρέως διαφορετικά τηλεπικοινωνιακά πρωτόκολλα χωρίς την απαίτηση χρήσης διαφορετικού hardware κάθε φορά αλλά με την χρήση του κατάλληλου software [9].

3.1.1 Υλοποίηση

Σκοπός κάθε SDR συστήματος είναι η επεξεργασία καθώς και η μετάδοση και λήψη σημάτων. Όπως είναι γνωστό στους τηλεπικοινωνιακούς διαύλους δεν μεταδίδονται ψηφιακά σήματα αλλά αναλογικά. Έτσι γνωρίζοντας ότι ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να επεξεργαστεί μόνο πλήρως ψηφιακά σήματα λόγω της κατασκευής του, κάθε φορά από την μεριά του πομπού για την αποστολή της πληροφορίας είναι απαραίτητη η μετατροπή των ψηφιακών σημάτων σε αναλογικών καθώς και η μετατροπή των αναλογικών σημάτων σε ψηφιακών από την μεριά του δέκτη, για την επεξεργασία της λαμβανόμενης πληροφορίας .



Εικόνα 3.1.1.1 Μπλοκ διάγραμμα SDR συστήματος

Επιπλέον τα συστήματα αυτά λειτουργούν με δύο βασικούς τρόπους ,ως διεπαφές και ως αυτόνομα (stand-alone). Το μπλοκ διάγραμμα της Εικόνας 3.1.1.1 περιγράφει τον πρώτο τρόπο όπου η δημιουργία των σημάτων πληροφορίας γίνεται στον ηλεκτρονικό υπολογιστή με την χρήση του κατάλληλου προγράμματος. Έτσι από την μεριά του πομπού, η πληροφορία επεξεργάζεται μέσω του προγράμματος που υλοποιήθηκε για την εκάστοτε εφαρμογή και τα δεδομένα στέλνονται στον αντίστοιχο επεξεργαστή ο οποίος απλά τα δρομολογεί στον μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό ώστε να φτάσουν στο τελικό στάδιο όπου βρίσκεται η RF διάταξη η οποία θα τα αποστείλει. Στην μεριά του δέκτη, τα αναλογικά σήματα που λαμβάνονται μετατρέπονται σε ψηφιακά μέσω του κατάλληλου μετατροπέα, στη συνέχεια μεταβιβάζονται σε κάποιον επεξεργαστή ο οποίος απλά δρομολογεί τα δεδομένα ανέγγιχτα στον προσωπικό υπολογιστή ώστε να γίνει η τελική επεξεργασία των λαμβανόμενων σημάτων και να εξαχθεί από αυτά η αποσταλμένη πληροφορία. Από την άλλη μεριά, για την λειτουργία stand-alone αυτών των συστημάτων, απαιτείται μόνο μία φορά η χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή ώστε να προγραμματιστεί με τον αλγόριθμο της εκάστοτε εφαρμογής ο αντίστοιχος επεξεργαστής. Επομένως από την μεριά του πομπού, τα σήματα που περιέχουν την πληροφορία δημιουργούνται κατευθείαν από τον ενσωματωμένο επεξεργαστή του συστήματος (FPGA, SoC κ.α.), μετατρέπονται από ψηφιακά σε αναλογικά στον αντίστοιχο μετατροπέα και επομένως αποστέλλονται όταν φτάσουν στην τελική RF διάταξη. Στον δέκτη τα πράγματα ακολουθούν την αντίστροφη διαδικασία και όπως αναφέρθηκε προηγουμένως τα λαμβανόμενα αναλογικά σήματα που λαμβάνονται από την RF διάταξη, μετατρέπονται σε ψηφιακά στον αντίστοιχο μετατροπέα και έπειτα φτάνουν στο τελικό στάδιο που είναι ο ενσωματωμένος επεξεργαστής του συστήματος, όπου αυτή τη φορά η

επεξεργασία και η ανάλυση των σημάτων αυτών λαμβάνει χώρα εκεί. Οι ενσωματωμένοι επεξεργαστές αποτελούν μέρη μιας πιο ολοκληρωμένης πλακέτας η οποία διαθέτει διεπαφές για την διασύνδεση των επεξεργαστών με περιφερειακές συσκευές ή και εξωτερικές μνήμες. Έτσι ,μπορούν να σηματοδοτήσουν ενέργειες μέσω των αποφάσεων που έχουν ληφθεί από την επεξεργασία της πληροφορίας, να αποθηκευτεί ή απλά να γίνει η απεικόνισή της μέσω κάποιας διασυνδεδεμένης οθόνης.

3.1.2 Εφαρμογές

Τα συστήματα SDR χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές στα πεδία των κινητών τηλεφωνικών υπηρεσιών και της άμυνας καθώς και για εφαρμογές στον τομέα της έρευνας και ανάπτυξης. Στον τομέα των κινητών τηλεφωνικών υπηρεσιών χρησιμοποιούνται διότι με την αλλαγή του software είναι εφικτό να πραγματοποιηθούν αλλαγές στα ήδη υπάρχοντα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα, χωρίς την απαίτηση κάποιου επιπρόσθετου εξοπλισμού και πολλές φορές αυτές οι τροποποιήσεις μπορούν ακόμα και να λάβουν χώρα εξ 'αποστάσεως. Επιπλέον στον τομέα της άμυνας η χρήση ενός συγκεκριμένου και μόνο SDR εξοπλισμού, παρέχει πολλές δυνατότητες και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για πολλούς σκοπούς απλά με την φόρτωση κάθε φορά του κατάλληλου προγράμματος. Τέλος στον τομέα της έρευνας και ανάπτυξης μπορούν να δοκιμαστούν και να βελτιωθούν ήδη υπάρχοντα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα καθώς και να κατασκευαστούν καινούρια, χωρίς να χρειαστεί η σχεδίαση και η κατασκευή καινούριας κυκλωματικής διάταξης από την αρχή [9].

3.1.3 Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα

Όπως ειπώθηκε και προηγουμένως, το κύριο πλεονέκτημα των SDR συστημάτων είναι ότι για την υλοποίηση διαφορετικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και προτύπων δεν απαιτείται αλλαγή και τροποποίηση του υπάρχοντος εξοπλισμού παρά μόνο η φόρτωση του κατάλληλου προγράμματος που υλοποιεί την αντίστοιχη εφαρμογή. Επιπλέον, τα SDR συστήματα λόγω της εύκολης ευελιξίας και των πολλών δυνατοτήτων που προσφέρουν, μπορούν να ρυθμιστούν έτσι ώστε να επιτυγχάνεται πάντα η βέλτιστη λειτουργία τους, π.χ. μπορούν να ρυθμίζουν την ισχύς εκπομπής τους με αποτέλεσμα να είναι ιδανικά για την αποφυγή παρεμβολών με άλλους σταθμούς και επιπλέον για την εξοικονόμηση ενέργειας σε φορητούς εξοπλισμούς. Από την άλλη, τα δύο κύρια μειονεκτήματα που έχουν είναι ότι για πολύ απλές εφαρμογές ο εξοπλισμός τους δεν αξιοποιείται πλήρως με αποτέλεσμα το κόστος του συνολικού συστήματος να είναι υψηλό και επιπλέον η περιοχή λειτουργίας τους είναι πεπερασμένη. Αντίθετα, τα φθηνά εμπορικά διαθέσιμα SDR μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μία ευρεία γκάμα τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών αλλά όχι σε όλες, διότι τα ηλεκτρονικά τους εξαρτήματα έχουν συγκεκριμένες περιοχές λειτουργίας. Για παράδειγμα οι μετατροπείς ADC έχουν περιορισμένο εύρος λειτουργίας καθώς και κάποιο όριο

στην διακριτική του ικανότητα καθώς μαζί με άλλα εξαρτήματα δεν μπορούν να λειτουργήσουν από κάποιο συχνοτικό όριο και άνω. Για πιο απαιτητικές εφαρμογές υπάρχουν ακριβότερες λύσεις που ωστόσο λειτουργούν με παρόμοια λογική.

3.2 ZedBoard

Η ZedBoard είναι μια αναπτυξιακή πλακέτα χαμηλού κόστους της εταιρίας AVNET, βασισμένη στον επεξεργαστή XC7Z020-CLG484 της οικογένειας ολοκληρωμένων ενιαίων συστημάτων επεξεργαστών Zynq – 7000 SoC της εταιρίας Xilinx. Αυτή η πλακέτα περιέχει ό,τι χρειάζεται ώστε να σχεδιαστεί κάποια εφαρμογή η οποία να είναι συμβατή με Linux, Android, Windows ή και κάποιο άλλο λειτουργικό σύστημα. [10]

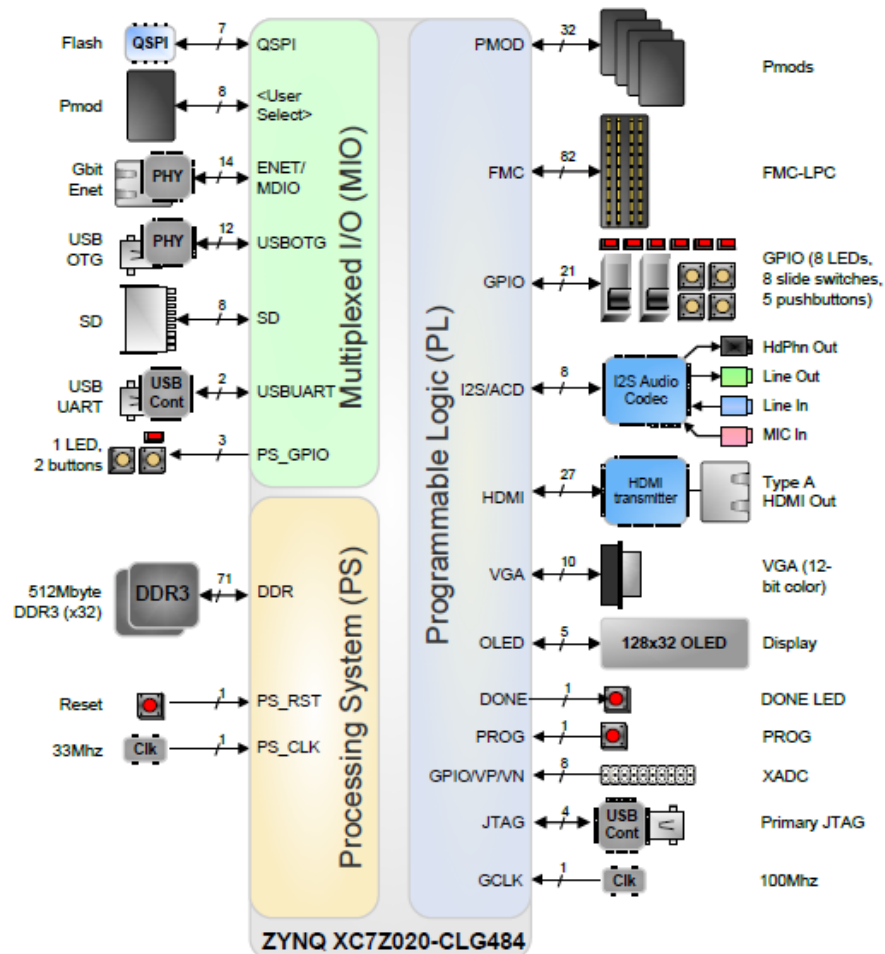


Εικόνα 3.2.1 Πλακέτα ZedBoard [10]

Μερικά από τα χαρακτηριστικά της πλακέτας είναι [10] :

- Μνήμες:
 - 512 MB DDR3
 - 256 Mb Quad-SPI Flash
 - 4 GB SD card
- Θύρες προγραμματισμού USB – JTAG
- Gigabit Ethernet
- Επαφές εισόδου εξόδου για αύξηση PS και PL
- Θύρα FMC
- 1080p HDMI / 8-bit VGA / 128x32 OLED
- Κωδικοποιητή ήχου I2S

Το μπλοκ διάγραμμα της παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.2.2 που ακολουθεί.



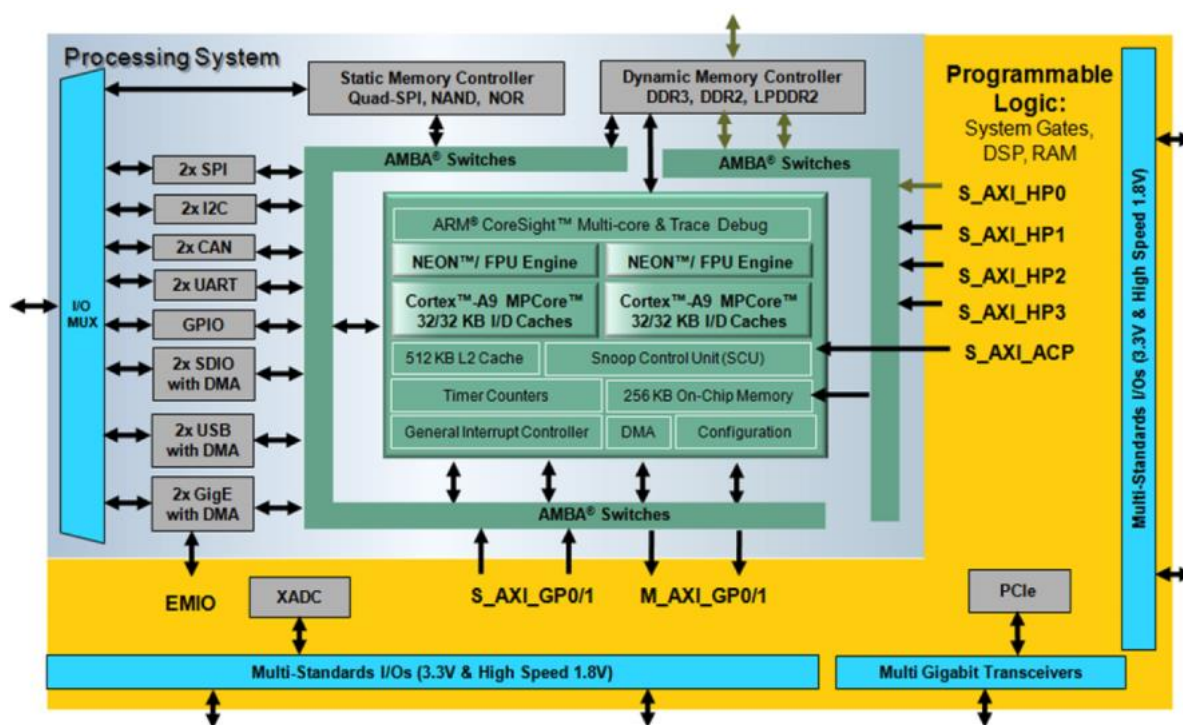
Εικόνα 3.2.2 Μπλοκ διάγραμμα εξαρτημάτων της πλακέτας Zedboard [11]

Η πλακέτα αυτή μπορεί να υλοποιήσει αμέτρητες εφαρμογές λόγω των πολλών συνδυασμών που μπορεί να προσφέρει με την χρήση των περιφερειακών της καθώς και με τις προγραμματιστικές της δυνατότητες. Στην περίπτωση που η πλακέτα χρησιμοποιηθεί ως διεπαφή σε κάποια εφαρμογή με προσωπικό υπολογιστή η επικοινωνία μεταξύ τους πραγματοποιείται μέσω της θύρας Gigabit Ethernet που παρέχει. Η πλακέτα για να λειτουργήσει χρειάζεται κάποιο firmware οδηγών (drivers), ώστε να πραγματοποιήσει συγκεκριμένες εσωτερικές λειτουργίες και αυτό εκτελείται κατά την ενεργοποίησή της (boot), το οποίο για τέτοιες εφαρμογές συνήθως φορτώνεται στην SD εξωτερική κάρτα. Παρόλα αυτά η πλακέτα παρέχει την δυνατότητα αυτό το firmware να φορτωθεί είτε από την Quad-SPI Flash μνήμη, είτε από την SD κάρτα είτε να εκτελείται σειριακά από την JTAG θύρα [11]. Από την άλλη, στην περίπτωση που η πλακέτα χρησιμοποιηθεί σε κάποια stand-alone εφαρμογή, ο προγραμματισμός της γίνεται από την θύρα USB αλλά όπως ειπώθηκε και προηγουμένως μπορεί να πραγματοποιηθεί και από την θύρα JTAG η οποία συνήθως χρησιμοποιείτε για τον έλεγχο της πλακέτας σε πραγματικό χρόνο καθώς και για αποσφαλμάτωση (debugging). Ένα προγραμματιστικό περιβάλλον που χρησιμοποιείται κατά κόρον ώστε να

προγραμματίζεται η πλακέτα για τέτοιου είδους εφαρμογές είναι το *Vivado Design Suite* της εταιρίας *Xilinx*. Η θύρα FMC όπως θα αναφερθεί στο επόμενο κεφάλαιο είναι πολύ χρήσιμη στην διασύνδεση περιφερειακών ειδικού σκοπού και έχει χρησιμοποιηθεί σε αυτήν την εργασία για την προσθήκη της τελικής RF διάταξης.

3.2.1 Zynq – 7000 SoC

Η *Zynq – 7000 SoC* (System on a Chip) είναι μια οικογένεια ολοκληρωμένων ενιαίων συστημάτων προγραμματιζόμενων επεξεργαστών της εταιρίας *Xilinx* [12], που συνήθως χρησιμοποιείται ως πυρήνας πλακετών βασιζόμενων επάνω σε αυτή όπως είναι και η *ZedBoard*. Αποτελείται από ένα ολοκληρωμένο προγραμματιζόμενο ARM σύστημα, ενσωματωμένη προγραμματιζόμενη λογική (programming logic) για χρήση επέκτασης του συνολικού συστήματος επεξεργασίας, μετατροπείς ADC καθώς και θύρες εισόδου-εξόδου (I/O) [12].



Εικόνα 3.2.1.1 Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής οικογένειας επεξεργαστών Zynq – 7000Soc [13]

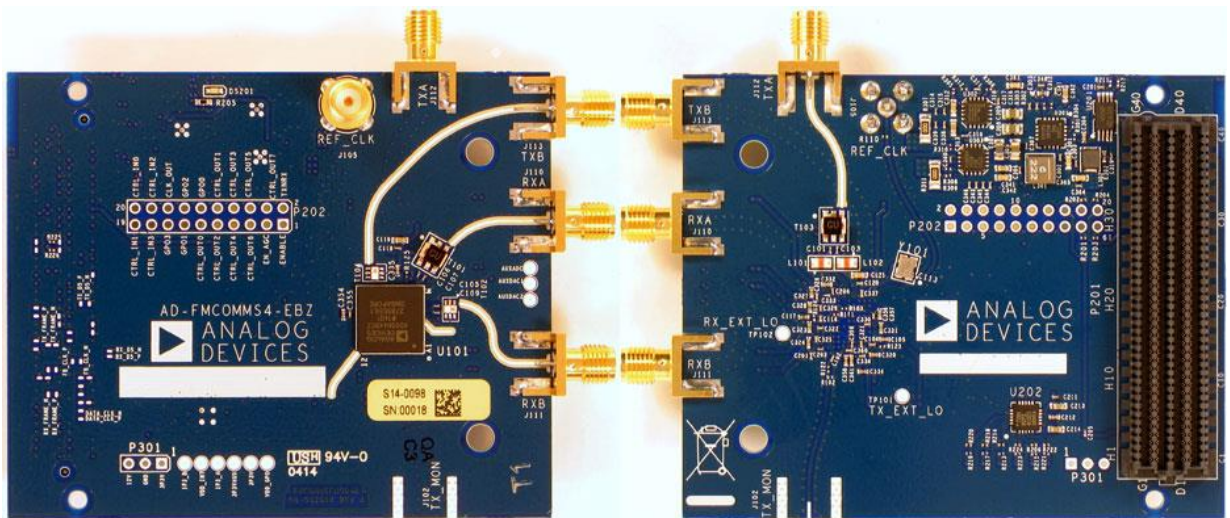
Η αρχιτεκτονική της οικογένειας *Zynq – 7000 SoC* αποτελείται από δύο κύριους τομείς, το σύστημα επεξεργασίας (Processing System – PS) και την προγραμματιζόμενη λογική (Programmable Logic – PL) [13]. Το σύστημα επεξεργασίας περιέχει έναν διπλό επεξεργαστή ARM Cortex-A9 καθώς και πολλά περιφερειακά συστήματα. Ο τομέας PL αποτελείται από ένα FPGA 7^{ης} σειράς της *Xilinx*, από 6.6 εκατομμύρια λογικές πύλες, 554 χιλιάδες flip-flops, δύο μετατροπείς ADC των 12-bit, καθώς και 2020 DSPs που υποστηρίζουν πολλαπλασιαστές-συσσωρευτές (Multiply Accumulates – MACs) οι οποίοι χρησιμεύουν για ψηφιακή επεξεργασία σημάτων [13]. Η *Xilinx* χρησιμοποιεί το πρωτόκολλο AMBA AXI (Advanced eXtensible Interface)

Ανάπτυξη τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων OFDM με την αναπτυξιακή πλατφόρμα ZedBoard Zynq-7000 ARM/FPGA SoC

για την επικοινωνία μεταξύ PS και PL. Το AXI είναι μέρος του ARM AMBA, μιας οικογένειας διαύλων επικοινωνίας για μικροελεγκτές. Το AMBA είναι ένα συνηθισμένο πρότυπο για την σύνδεση και την διαχείριση των λειτουργικών μπλόκ σε έναν SoC. Διευκολύνει τη σωστή ανάπτυξη σχεδιάσεων που εμπεριέχουν πολλαπλούς επεξεργαστές με μεγάλο αριθμό ελεγκτών και περιφερειακών.

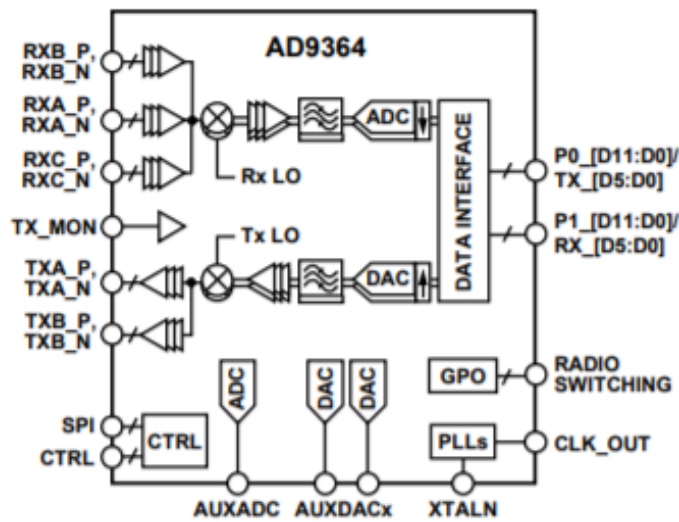
3.2.2 AD-FMCOMMS4-EBZ

Η πλακέτα AD-FMCOMMS4-EBZ είναι μια FMC (Fixed Mobile Convergence) RF διάταξη της εταιρίας Analog Devices βασισμένη στο ολοκληρωμένο σύστημα AD9364 της ίδιας εταιρίας [14]. Σκοπός αυτής είναι η υλοποίηση και η εξομοίωση αναλογικών και ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων μετάδοσης 1x1 μεταξύ της συχνοτικής περιοχής των 70 MHz και των 6GHz με δυνατότητα επιλογής εύρους καναλιών από 200KHz μέχρι 56MHz.



Εικόνα 3.2.2.1 Πλακέτα AD-FMCOMMS4-EBZ [14]

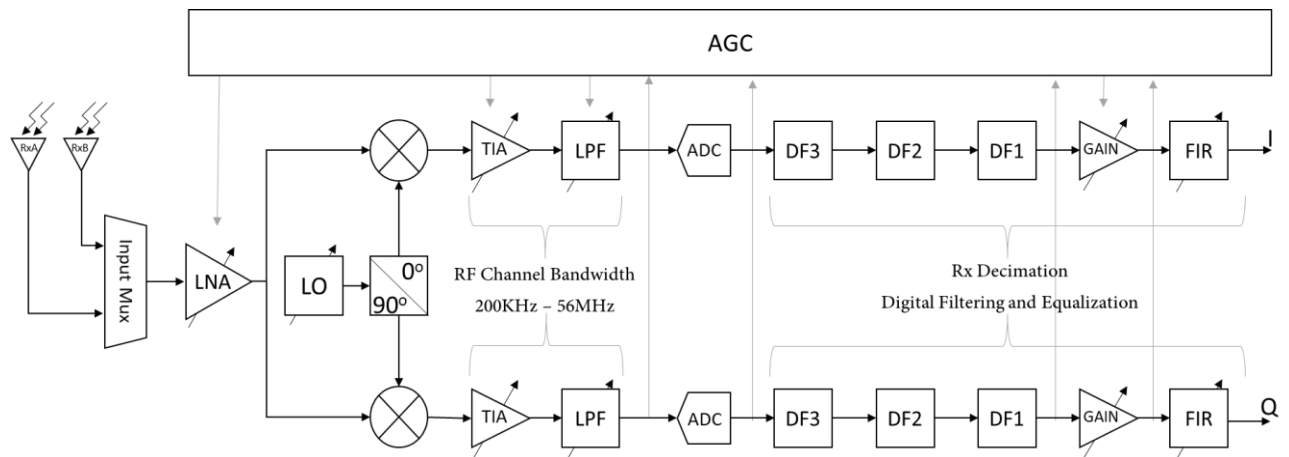
Το ολοκληρωμένο AD9364 είναι ένας ενσωματωμένος RF πομποδέκτης - μείκτη, σχεδιασμένος για να χρησιμοποιείται σε 3G και 4G σταθμούς βάσης. Το γεγονός της μεγάλης συχνοτικής περιοχής λειτουργίας του σε συνδυασμό με την προγραμματιστική του ευελιξία το καθιστούν ιδανικό για εφαρμογές ευρείας εμβέλειας όπως σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα σύζευξης σημείου προς σημείο (Point to Point communication), σε σταθμούς βάσης femto/pico/micro κελιών και γενικού σκοπού ραδιοσυστήματα [15].



Εικόνα 3.2.2.2 Μπλοκ διάγραμμα δομής ολοκληρωμένου AD9364 [15]

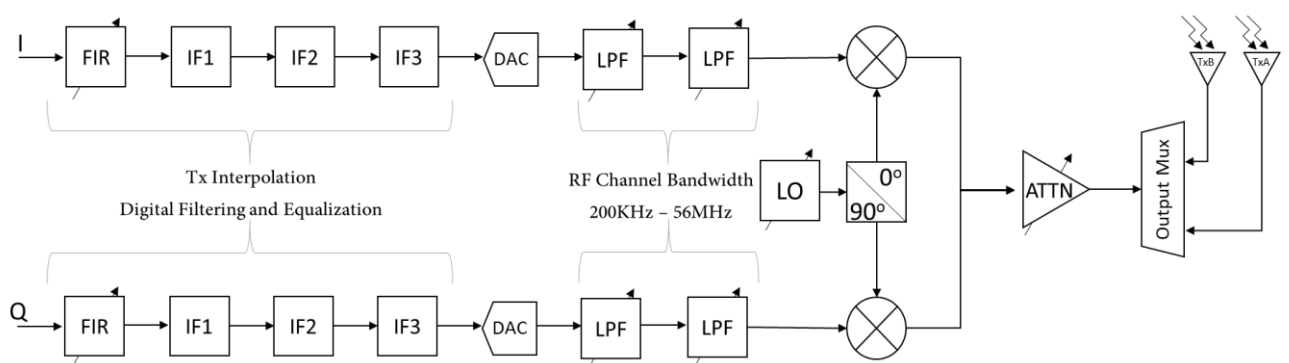
Επιπλέον αυτό συνδυάζει μια ευέλικτη RF front-end ολοκληρωμένη διάταξη η οποία μπορεί να καθοριστεί και να ρυθμίσει τα επιμέρους τμήματά της μέσω της ψηφιακής διεπαφής (interface) που διαθέτει. Το υποσύστημα του δέκτη περιέχει αυτόνομο ανεξάρτητο βρόγχο ρυθμιζόμενου κέρδους (Automatic Gain Control – AGC), διόρθωση dc συνιστώσας (dc offset correction), διόρθωση πλάτους (quadrature correction) και ψηφιακό φιλτράρισμα, χωρίς να χρειάζεται η εμπλοκή επόμενων σταδίων που βρίσκονται πιο κοντά στο χρήστη, να πραγματοποιήσουν κάποιες άλλες ενέργειες στην σωστή αποδιαμόρφωση των pass-band σημάτων που λαμβάνονται από αυτό [15].

Ο δέκτης είναι αρχιτεκτονικής άμεσης μετατροπής (Direct Conversion). Το υποσύστημά του περιέχει έναν αποπολιπλέκτη ο οποίος επιλέγει κάθε φορά την κεραία που θα λαμβάνει το ηλεκτρομαγνητικό σήμα και στην συνέχεια αυτός συνδέεται έναν ενισχυτή χαμηλής στάθμης θορύβου (Low Noise Amplifier - LNA) ο οποίος διοχετεύει το λαμβανόμενο σήμα σε δύο I-Q μίκτες ώστε αποδιαμορφωθεί με την χρήση του τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator – LO) αλλά και για να εξαχθούν τα φανταστικά (In-phase – I) και τα πραγματικά (Quadrature – Q) σήματα. Αφού αυτά τα σήματα ενισχυθούν από έναν τελεστικό ενισχυτή διαντίστασης (Transimpedance Amplifier – TIA) και απομονωθεί το προκαθορισμένο εύρος ζώνης τους μέσω φιλτραρίσματος από ένα φίλτρο χαμηλής ζώνης (Low Pass Filter – BPF) ,έπειτα ο κάθε Σ-Δ ADC μετατροπέας τα ψηφιοποιεί ώστε να παραχθεί μια ψηφιακή λέξη των 12 bits. Τέλος τα δύο ξεχωριστά ψηφιακά σήματα διέρχονται από μία συστοιχία φίλτρων αποδεκατισμού (Decimation Filter – DF) ώστε να γίνει η υποδειγματοληψία αυτών (down converting) καθώς και από ένα πλήρως προγραμματιζόμενο ψηφιακό φίλτρο πεπερασμένης απόκρισης παλμών (Finite Impulse Response – FIR) 128 σημείων ώστε να επιτευχθεί η αντιστάθμιση, το φιλτράρισμα καθώς και ο επιθυμητός ρυθμός δειγματοληψίας (sample rate) [15] .



Εικόνα 3.2.2.3 Μπλοκ διάγραμμα δέκτη AD9364

Ο πομπός έχει επίσης σχεδιαστεί βάση της direct conversion αρχιτεκτονικής. Αρχικά τα I και Q σήματα διέρχονται από ένα FIR προγραμματιζόμενο φίλτρο 128 σημείων που συνδέεται με μια συστοιχία φίλτρων παρεμβολής (Interpolation Filter – IF), με σκοπό το φιλτράρισμα, καθώς και την υπερδειγματοληψία (upconverting) των δύο ψηφιακών σημάτων ώστε να είναι συμβατά με τους μετατροπείς DAC. Έπειτα στην έξοδο των μετατροπέων λαμβάνονται πλέον τα αναλογικά I-Q σήματα τα οποία διαμορφώνονται στην επιλεγμένη συχνότητα μέσω των μικτών και του τοπικού ταλαντωτή και στη συνέχεια αυτά συνθέτονται ώστε να προκύψει ένα τελικό σήμα προς αποστολή. Τέλος αυτό το τελικό διαμορφωμένο αναλογικό σήμα διέρχεται από έναν προγραμματιζόμενο εξασθενητή πλάτους (Attenuator – ATTN) ο οποίος μειώνει την δυναμική περιοχή του και στη συνέχεια μέσω του πολυπλέκτη επιλέγεται η κεραία με την οποία θα αποσταλεί [15].



Εικόνα 3.2.2.4 Μπλοκ διάγραμμα πομπού AD9364

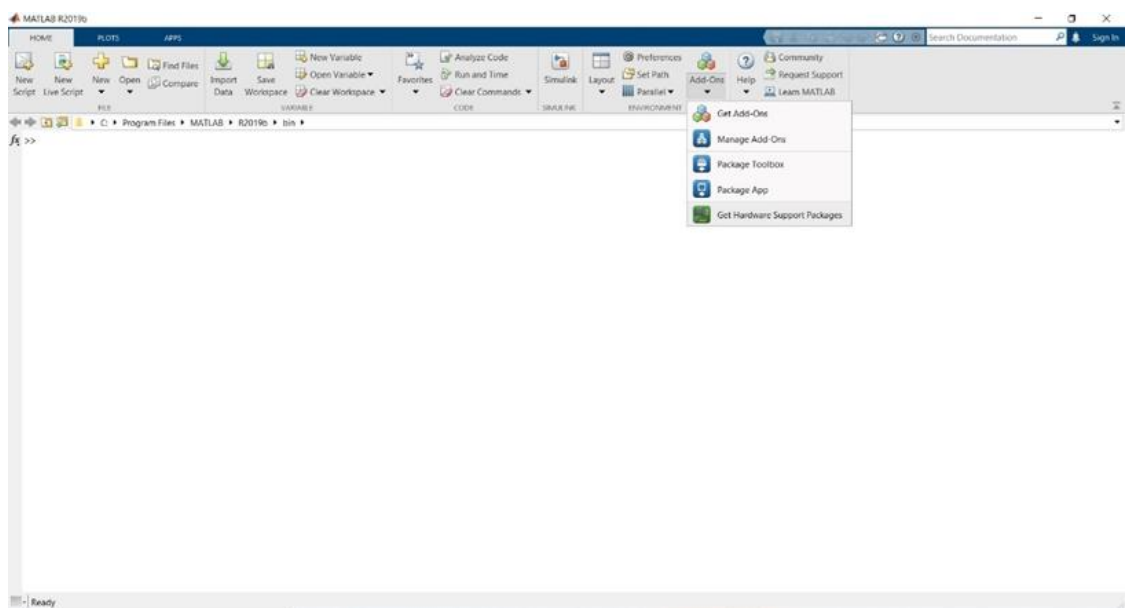
3.3 Διασύνδεση εξοπλισμού με το προγραμματιστικό περιβάλλον Matlab

Για την διασύνδεση του εξοπλισμού με το προγραμματιστικό περιβάλλον του Matlab όπου και εκεί θα δημιουργηθούν οι αλγόριθμοι των τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων, θα χρειαστεί η εγκατάσταση μιας προσθήκης (Add-On) με σκοπό όπως αναφέρθηκε προηγουμένως την

αποκατάσταση της επικοινωνίας μεταξύ των πλακετών αλλά και για την προσθήκη κάποιων καινούριων εντολών οι οποίες θα ρυθμίζουν τις παραμέτρους της RF διάταξης. Αυτό το Add-On ονομάζεται “Communication Toolbox Support Package for Xilinx Zynq-Based Radio” και να σημειωθεί ότι στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε η έκδοση Matlab 2020.a σε λογισμικό Windows .

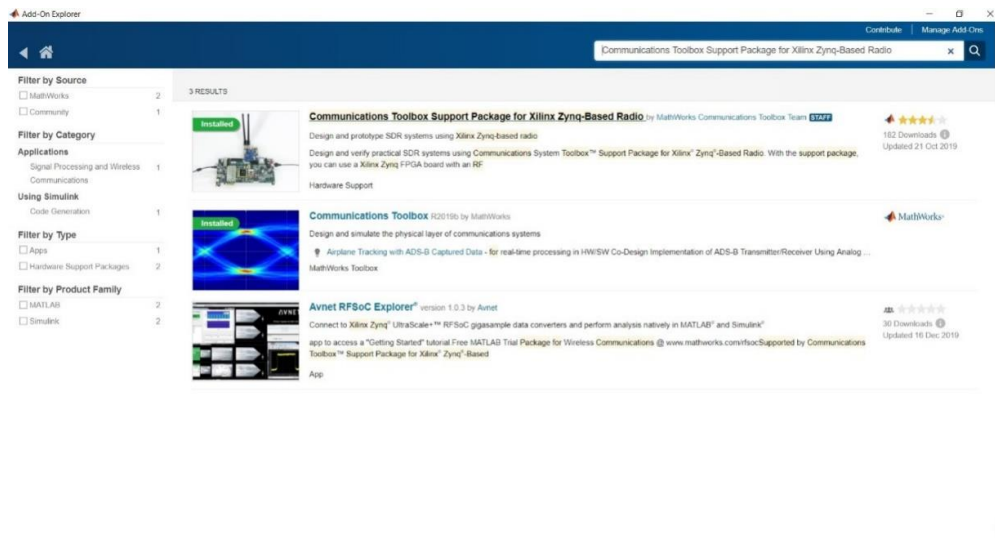
Για την επίτευξη των παραπάνω στόχων θα πρέπει να ακολουθηθεί μια διαδικασία βημάτων τα οποία αναλύονται παρακάτω και έχουν ως εξής:

1. Αρχικά στην καρτέλα “Home” του Matlab, πρέπει να επιλεγθεί “Add Ons > Get Hardware Support Packages”.



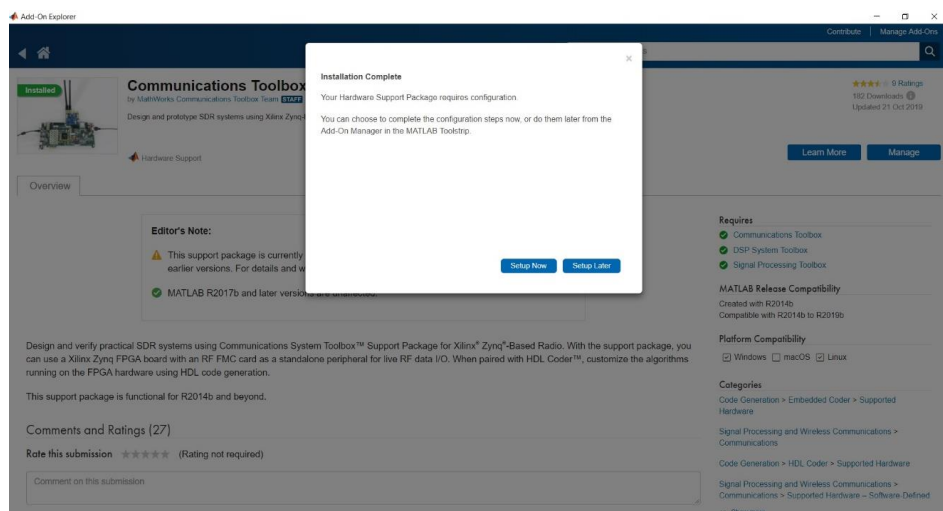
Εικόνα 3.3.1 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (1/15)

2. Στην αναζήτηση επάνω δεξιά του παραθύρου που άνοιξε, θα πρέπει να αναζητηθεί το “Communication Toolbox Support Package for Xilinx Zynq-Based Radio” και να εγκατασταθεί.



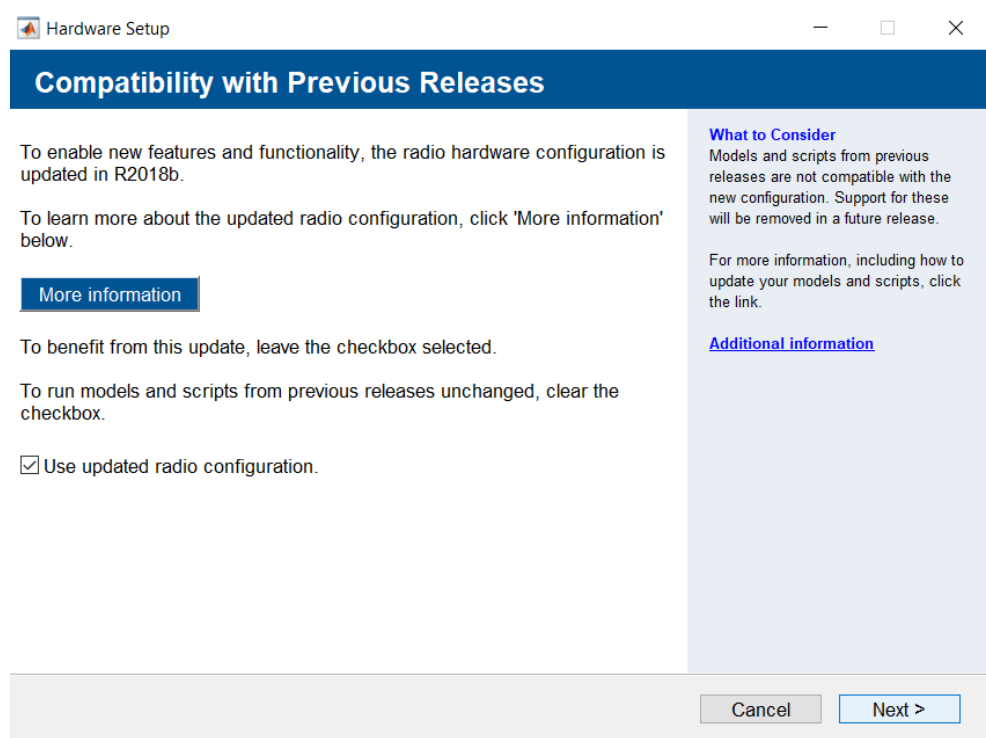
Εικόνα 3.3.2 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (2/15)

- Μετά την ολοκλήρωση της εγκατάστασης για να ανοίξει ο οδηγός ο οποίος θα συνδέσει τις πλακέτες με το περιβάλλον του Matlab θα πρέπει να επιλεγεί “Setup Now”.



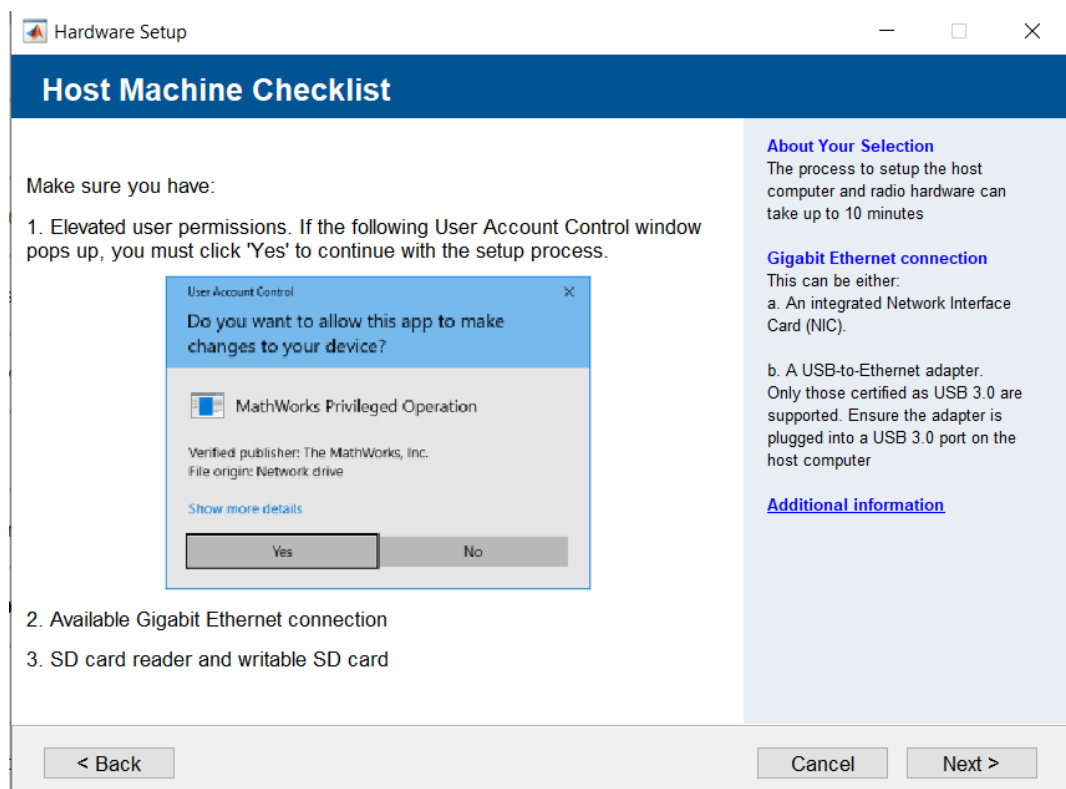
Εικόνα 3.3.3 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (3/15)

- Στο παράθυρο που αφορά την ενημέρωση της συμβατότητας προγραμματιστικών παλαιών μοντέλων με τις νεότερες εκδόσεις του Matlab επιλέγεται “Next”.



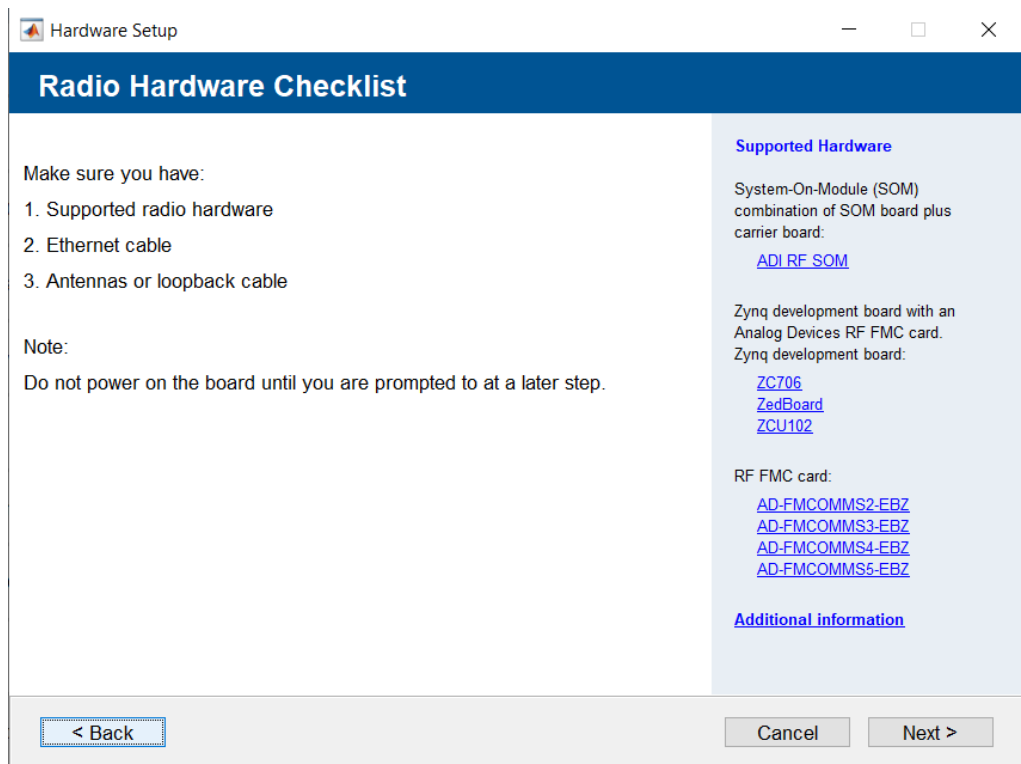
Εικόνα 3.3.4 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (4/15)

5. Στη συνέχεια επιλέγεται “Yes” στο αναδυόμενο παράθυρο των Windows που ζητάει την άδεια στο να γίνουν κάποιες αλλαγές σχετικά με την κάρτα δικτύου του υπολογιστή και έπειτα επιλέγεται “Next” στο παράθυρο διαλόγου του Matlab.



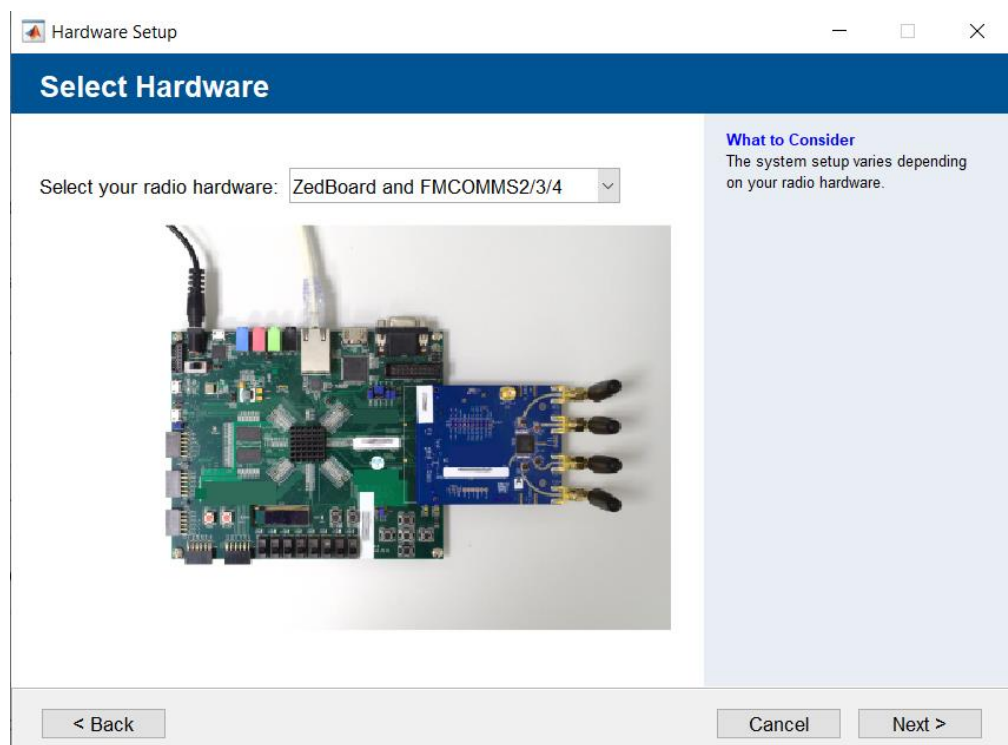
Εικόνα 3.3.5 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (5/15)

6. Σε αυτό το παράθυρο το Matlab ενημερώνει για τον προαπαιτούμενο εξοπλισμό, έτσι επιλέγεται “Next”.



Εικόνα 3.3.6 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (6/15)

7. Αφού βρεθεί ο συνδυασμός των πλακετών που θα χρησιμοποιηθούν στο συγκεκριμένο παράθυρο όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα επιλέγεται “Next”.



Εικόνα 3.3.7 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (7/15)

8. Σε αυτό το παράθυρο ο οδηγός που εκτελείτε, προσπαθεί να απονέμει την IP διεύθυνση “192.168.3.1” στον υπολογιστή, έτσι ώστε να μπορέσει να επικοινωνήσει ο υπολογιστής με την ZedBoard όταν αυτή συνδεθεί. Έτσι εντοπίζεται η διαθέσιμη κάρτα δικτύου στην οποία ανήκει η χρησιμοποιούμενη θύρα Ethernet και στη συνέχεια θα επιλεγεί “Next”.

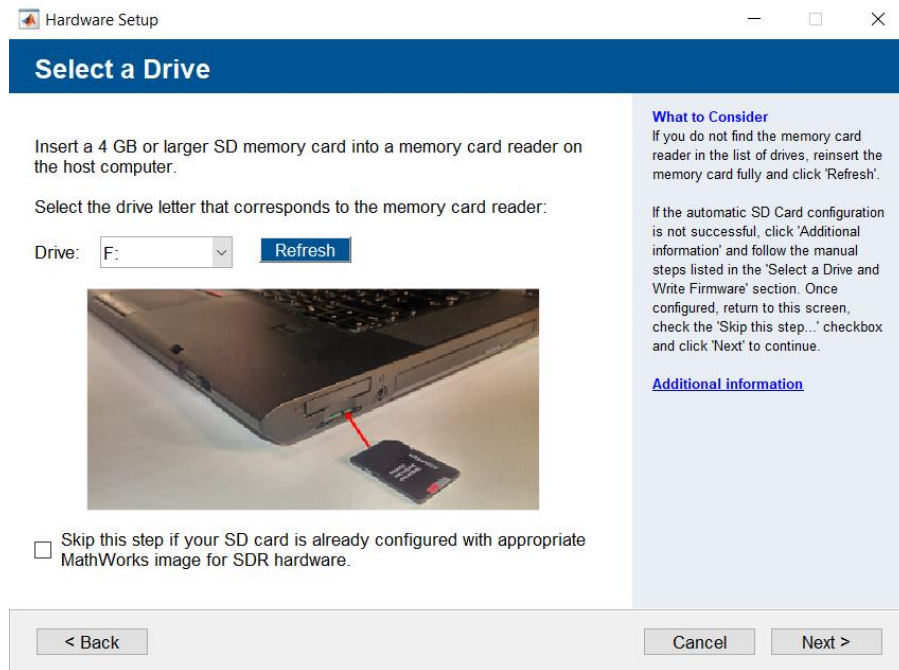
The screenshot shows a window titled "Hardware Setup" with a sub-header "Configure Network Connection on the Host". The main content area is divided into several sections:

- Select a NIC to Connect with the Radio Hardware:** A dropdown menu shows "Realtek PCIe GBE Family Controller (Available)" with a "Refresh" button.
- Table:** A table with the following data:

Name	Ethernet
Description	Realtek PCIe GBE Family Controller
MAC Address	10-62-E5-6B-1F-28
IP Address	
- Set Network Configuration:** Fields for "Zynq Radio IP Address" (192.168.3.2), "Subnet Mask" (255.255.255.0), and "Host Network Card IP" (192.168.3.1).
- Checkbox:** "Skip this step if your network card is already configured for communicating with radio hardware." (unchecked).
- Buttons:** "< Back", "Cancel", and "Next >".
- Right Panel:** Contains "About Your Selection" (explaining automatic configuration), "What to Consider" (explaining manual steps), and "Additional information" (a link).

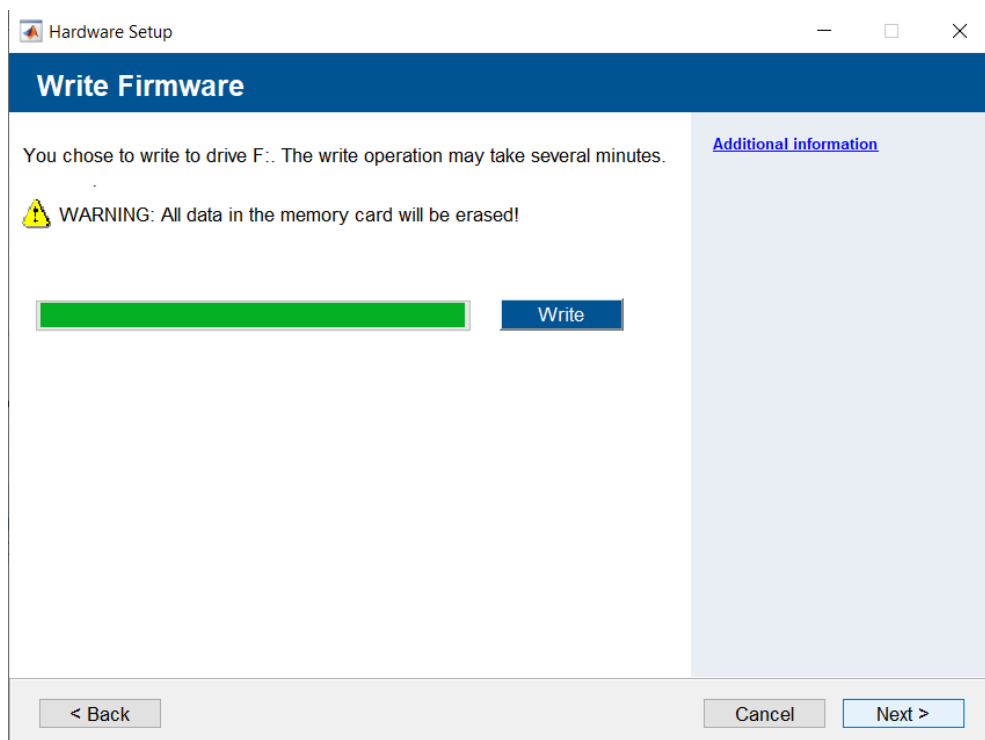
Εικόνα 3.3.8 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (8/15)

- Σε περίπτωση που μέσα στην παρένθεση δίπλα από το όνομα της επιλεγόμενης κάρτας δικτύου αναγράφει “In Use” ,σημαίνει ότι η κάρτα αυτή έχει ήδη κάποια διεύθυνση IP χωρίς να χρησιμοποιείται. Αν επιλεγεί τέτοιου είδους κάρτα, συχνά ο οδηγός δεν είναι ικανός να αλλάξει αυτόματα αυτή την διεύθυνση κι έτσι θα πρέπει να σβηστεί η υπάρχουσα IP της κάρτας χειροκίνητα.
9. Τώρα θα χρειαστεί να συνδεθεί η SD κάρτα μνήμης στον υπολογιστή και να εντοπιστεί στο συγκεκριμένο παράθυρο ώστε στο επόμενο βήμα να γίνει η εγγραφή του απαιτούμενο firmware σε αυτή. Επιλέγεται “Next”.



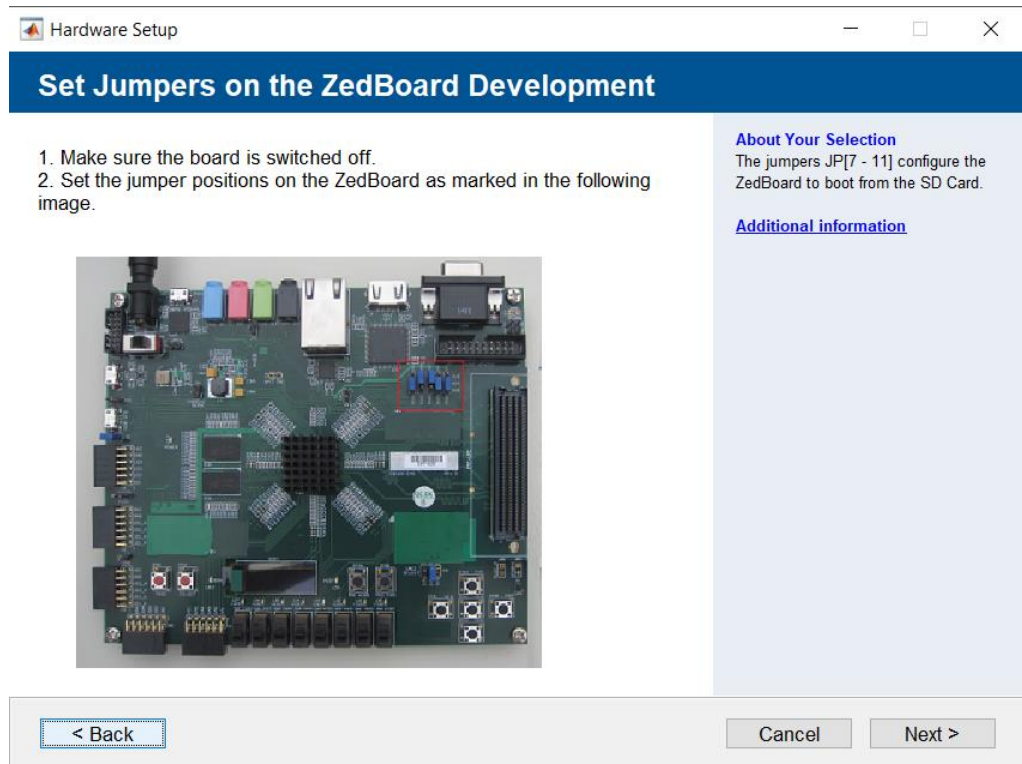
Εικόνα 3.3.9 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (9/15)

10. Σε αυτό το σημείο επιλέγοντας “Write” το firmware που θα είναι υπεύθυνο για την οδήγηση και σύνδεση των πλακετών με τον υπολογιστή θα φορτωθεί στην SD κάρτα μνήμης και μετά την ολοκλήρωσή του θα πρέπει να συνεχιστεί ο οδηγός επιλέγοντας “Next” .



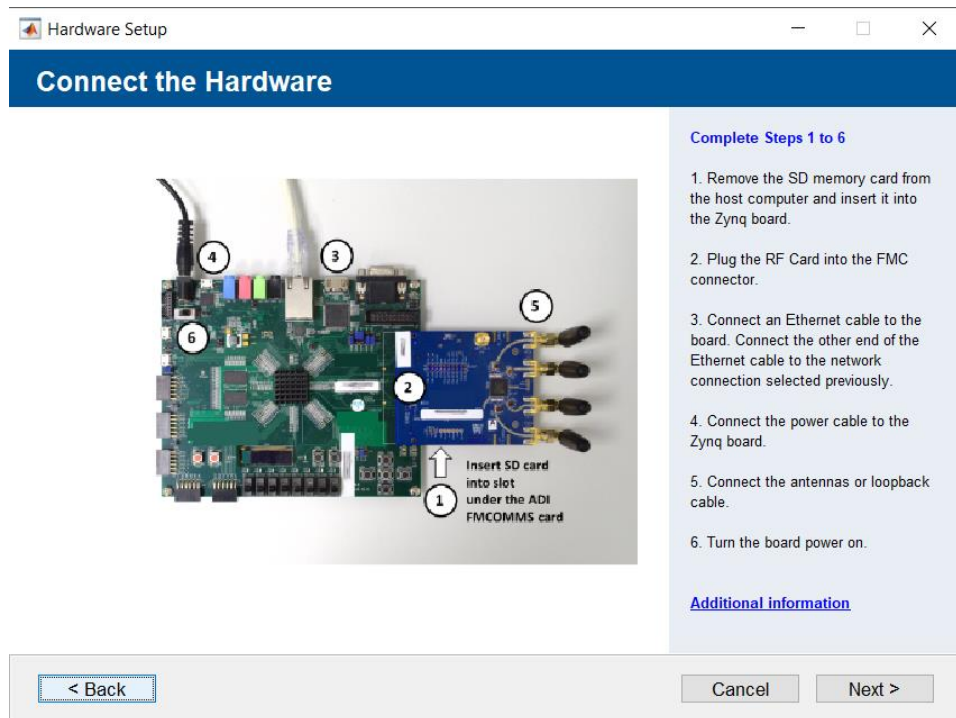
Εικόνα 3.3.10 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (10/15)

11. Επιλέγεται “Next” εφόσον σιγουρευτεί ότι οι βραχυκυκλωτήρες (Jumpers) του εικονιζόμενου σημείου της πλακέτας είναι σε αυτήν την θέση. Αυτό συμβαίνει με σκοπό την ρύθμιση της ZedBoard για να πραγματοποιήσει boot μέσω της κάρτας SD.



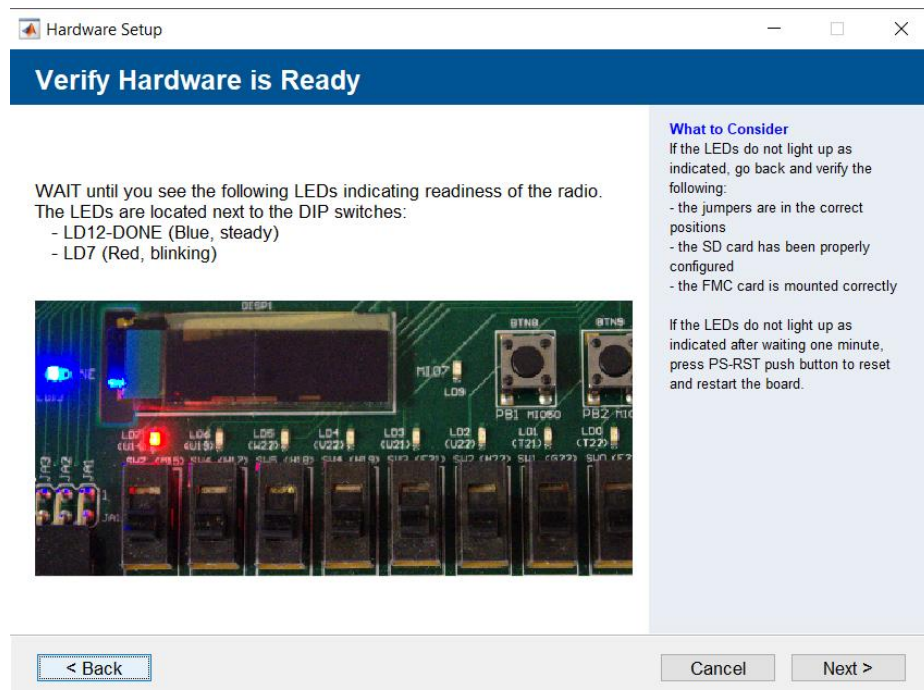
Εικόνα 3.3.11 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (11/15)

12. Η πλακέτα πλέον είναι έτοιμη να συνδεθεί με τον υπολογιστή. Έτσι αρχικά πρέπει πρώτα η SD κάρτα να συνδεθεί στην SD υποδοχή της ZedBoard και έπειτα οι θύρες Ethernet του υπολογιστή και της πλακέτας θα πρέπει να συνδεθούν απευθείας μεταξύ τους με την χρήση Ethernet καλωδίου. Στη συνέχεια θα πρέπει να βιδωθούν επάνω στην RF διάταξη, συγκεκριμένα στις υποδοχές TxΑ και RxΑ οι κατάλληλες κεραιές που θα χρησιμοποιηθούν και τέλος η πλακέτα μαζί με το τροφοδοτικό της συνδέεται στο ρεύμα. Έπειτα ενεργοποιείτε η πλακέτα μέσω του On/Off διακόπτη της και επιλέγεται “Next” στο παράθυρο του Matlab.



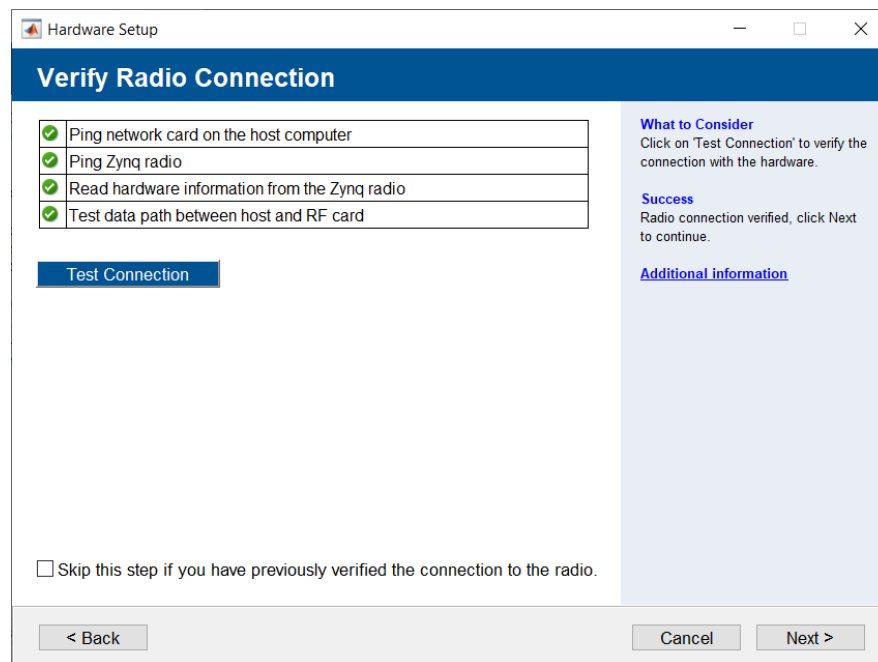
Εικόνα 3.3.12 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (12/15)

13. Επιλέγεται “Next” εφόσον το κόκκινο LED (LD7) της πλακέτας ξεκινήσει να αναβοσβήνει διαρκώς. Αυτό σημαίνει ότι η πλακέτα κατάφερε επιτυχώς να πραγματοποιήσει boot μέσω της SD κάρτας και να διαβάσει το φορτωμένο.



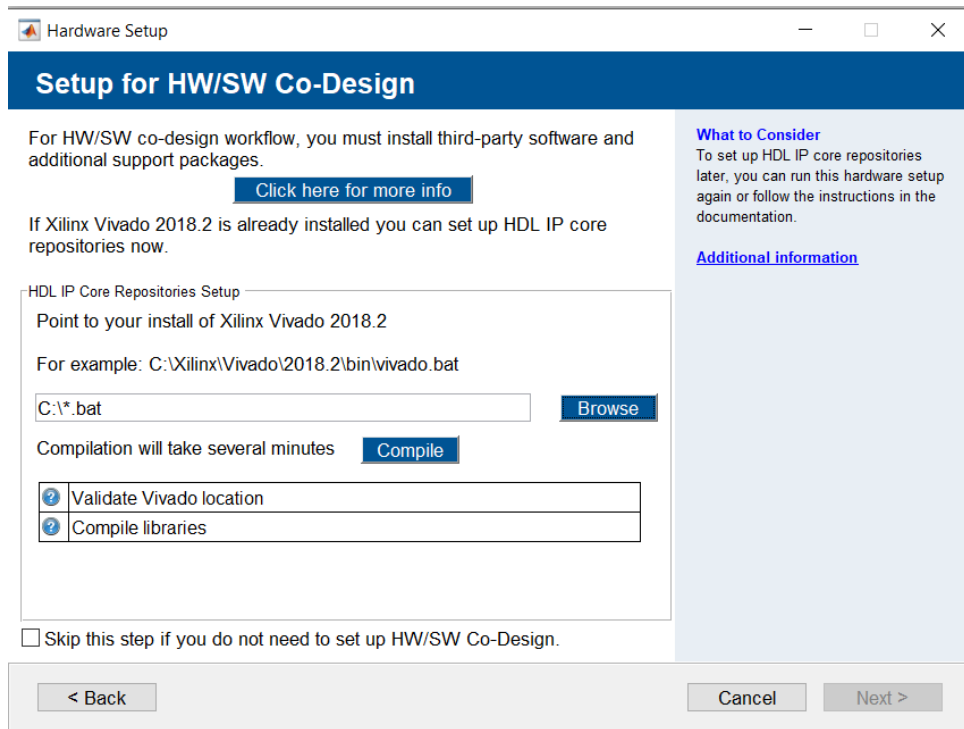
Εικόνα 3.3.13 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (13/15)

14. Με σκοπό τον έλεγχο αρχικά της σύνδεσης της ZedBoard με τον υπολογιστή, έπειτα της επικοινωνίας μεταξύ ZedBoard και AD-FMCOMMS4-EBZ πλακέτας, επίσης την επικοινωνία μεταξύ της AD-FMCOMMS4-EBZ πλακέτας και του υπολογιστή καθώς και τον έλεγχο της λήψης και αποστολής δεδομένων μέσω των πλακετών και των κεραιών, θα πρέπει να επιλεγεί το “Test Communication” και αφού πραγματοποιηθούν οι τέσσερις έλεγχοι με επιτυχία, επιλέγεται “Next”.



Εικόνα 3.3.14 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (14/15)

15. Τέλος, επειδή οι πλακέτες χρησιμοποιούνται ως διεπαφή και όχι ως stand alone επιλέγεται “Cancel” ώστε ο οδηγός του Matlab να τερματίσει.



Εικόνα 3.3.15 Οδηγός εγκατάστασης εργαστηριακού εξοπλισμού στο Matlab (15/15)

Μετά την ολοκλήρωση των βημάτων, πλέον η ZedBoard καθώς και η AD-FMCOMMS4-EBZ πλακέτα είναι συνδεδεμένες με τον ηλεκτρονικό υπολογιστή και με το περιβάλλον του Matlab. Πλέον μόνο μέσω εκτέλεσης κώδικα Matlab και συγκεκριμένων εντολών που καθορίζουν την συμπεριφορά των πλακετών, μπορούν να δημιουργηθούν οποιαδήποτε τηλεπικοινωνιακά πρωτόκολλα καθώς και συστήματα, χωρίς την αλλαγή hardware κάθε φορά.

4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Τηλεπικοινωνιακά Υποσυστήματα OFDM

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναφερθούν αναλυτικά οι προκαθορισμένοι παράμετροι του OFDM τηλεπικοινωνιακού συστήματος καθώς και θα εξηγηθεί η δομή του αλγορίθμου που έχει δημιουργηθεί στο περιβάλλον του Matlab. Ειδικότερα θα αναλυθεί κάθε υποσύστημα που απαρτίζει τον πομπό και τον δέκτη του συστήματος καθώς και θα περιγραφούν και κάποιες ιδιαίτερες περιπτώσεις που προκύπτουν κατά την μετάδοση και λήψη του σήματος. Τέλος θα καταγραφούν τα αποτελέσματα των επιδόσεων των διάφορων ψηφιακών διαμορφώσεων που χρησιμοποιήθηκαν στην διαμόρφωση των υποφερόντων της OFDM και θα αποτυπωθούν αναλυτικά διαγράμματα και αστερισμού των εκπεμπόμενων και λαμβανόμενων σημάτων.

4.1 Παράμετροι OFDM συστήματος

Ο αλγόριθμος του τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασισμένο στην OFDM αναπτύχθηκε εξ' ολοκλήρου προγραμματιστικά σε περιβάλλον Matlab και χωρίζεται σε δύο κύριους τομείς, τον πομπό και τον δέκτη. Αυτοί οι δύο τομείς περιέχουν επιμέρους υποσυστήματα και λόγω του ότι όλα τα προγράμματα εκτελούνται σειριακά, έτσι και στην συγκεκριμένη περίπτωση τα υποσυστήματα αυτά είναι εικονικά διασυνδεδεμένα σειριακά μεταξύ τους. Αυτό σημαίνει ότι οι διεργασίες του κάθε υποσυστήματος δέχονται, παράγουν και μεταβιβάζουν ψηφιακά δεδομένα σε κάποιο επακόλουθο υποσύστημα. Η δομή του προγράμματος και εν συνεχεία ολόκληρου του OFDM συστήματος, αποτελείται από δεκατέσσερα στάδια τα οποία είναι τα εξής :

1. Στάδιο αρχικοποιήσεων
2. QAM διαμόρφωση
3. Προετοιμασία διαμόρφωσης OFDM και εισαγωγή πιλότων
4. OFDM διαμόρφωση και εισαγωγή κυκλικού προθέματος
5. Παραμετροποίηση SDR
6. Αποστολή σήματος
7. Λήψη σήματος
8. Εντοπισμός πλαισίου πληροφορίας
9. Προετοιμασία αποδιαμόρφωσης OFDM
10. OFDM αποδιαμόρφωση
11. Εύρεση data subcarriers
12. Εκτίμηση και διόρθωση καναλιού
13. QAM αποδιαμόρφωση
14. Αποτελέσματα

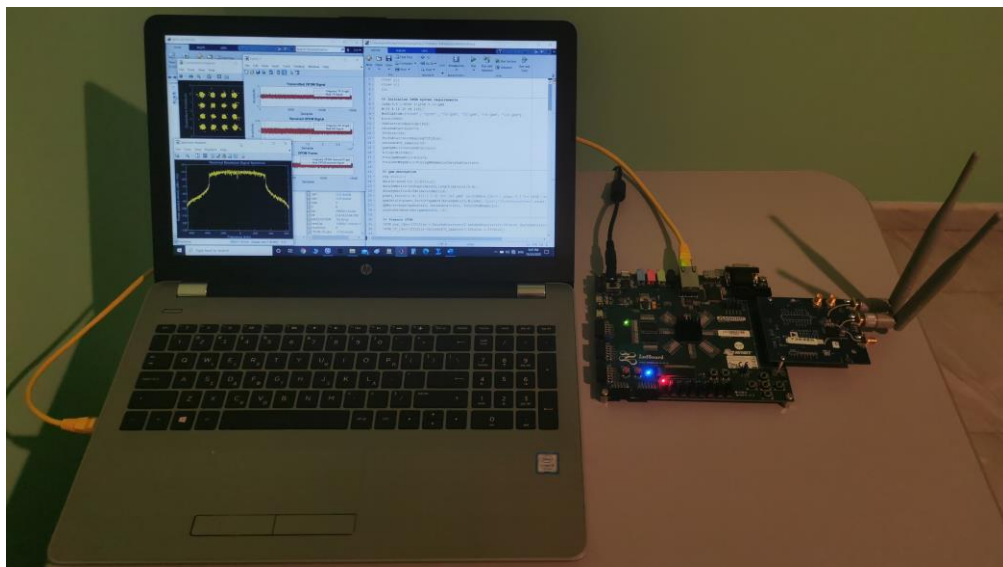
Τα πρώτα έξι στάδια αφορούν την δομή του πομπού του συστήματος OFDM και τα επόμενα εφτά απαρτίζουν τον δέκτη.

Το συνολικό OFDM τηλεπικοινωνιακό σύστημα θα μεταδώσει 29400 bits χρησιμοποιώντας κάθε φορά μία από τις ψηφιακές διαμορφώσεις BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM και 128-QAM. Έπειτα για την διαμόρφωση OFDM θα χρησιμοποιηθούν 70 υποφέροντα δεδομένων και οι αλγόριθμοι IFFT και FFT που θα χρησιμοποιηθούν θα είναι 128 σημείων. Τα υποφέροντα της OFDM θα έχουν 10KHz συχνοτική απόσταση μεταξύ τους και επιπλέον στο κάθε OFDM σύμβολο θα γίνει εισαγωγή κυκλικού προθέματος 12 σημείων. Τέλος η συχνότητα που θα επιλεγεί για να γίνει η ασύρματη μετάδοση θα είναι τα 2.4GHz. Τα χαρακτηριστικά φαίνονται αναλυτικά στον Πίνακα 4.1.1.

Bits	29400
Modulation	BPSK/QPSK/16-QAM 32-QAM/64-QAM 128-QAM
Data Subcarriers	70
OFDM Subcarriers	128
Δf	10KHz
CP samples	12
Fc	2.4GHZ

Πίνακας 4.1.1 Χαρακτηριστικά OFDM συστήματος

Τέλος, η διάταξη καθώς και η συνδεσμολογία του εξοπλισμού που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα κατασκευή και στεγάζει το ολικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασισμένο στην OFDM, φαίνεται στην Εικόνα 4.1.1. Για λόγους εξοικονόμησης κόστους, αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί η ίδια η RF πλακέτα ως πομπός και δέκτης του όλου συστήματος. Έτσι η πρώτη κεραία, είναι η κεραία εκπομπής του πομπού, ενώ η δεύτερη είναι η κεραία λήψης που χρησιμοποιεί ο δέκτης.



Εικόνα 4.1.1 Συνδεσμολογία εξοπλισμού

4.2 Πομπός OFDM

Όπως συμβαίνει σε κάθε πρόγραμμα, έτσι και εδώ το πρώτο στάδιο είναι το στάδιο που θα αρχικοποιηθούν οι μεταβλητές που θα χρησιμοποιηθούν αργότερα σε όλον τον αλγόριθμο του συστήματος.

```
%% Initialize OFDM system requirements
indx=1; % 1:BPSK | 2:QPSK | 3:16-QAM | 4:32-QAM | 5:64-QAM | 6:128-QAM
M=[2 4 16 32 64 128];
bits=29400;
SubCarriersSpacing=10e3;
DataSubCarriers=70;
fftSize=128;
Fs=SubCarriersSpacing*fftSize;
extendedCP_samples=12;
QamSymbols=DataSubCarriers;
k=log2(M(indx));
TotalQAMSymbols=bits/k;
TotalOFDMSymbols=TotalQAMSymbols/DataSubCarriers;
```

Εικόνα 4.2.1 Αρχικοποίηση OFDM συστήματος

Αρχικά θα χρησιμοποιηθεί ένας δείκτης `indx` που θα λαμβάνει τιμές από το 1 έως το 6 ο οποίος κάθε φορά θα επιλέγει την ψηφιακή διαμόρφωση που θα χρησιμοποιηθεί για να διαμορφωθούν τα δυαδικά προς αποστολή bits. Επειδή η BPSK μπορεί να θεωρηθεί και ως 2-QAM όπως και η QPSK ως 4-QAM, θα χρησιμοποιηθεί ένας πίνακας `M` ο οποίος θα περιέχει το είδος της QAM, και κάθε φορά θα διαβάζεται η αντίστοιχη τιμή από αυτό, ανάλογα με την διαμόρφωση που θα έχει επιλεγεί νωρίτερα. Στη συνέχεια αρχικοποιείται η συχνοτική απόσταση μεταξύ των OFDM υποφερόντων (`SubCarriersSpacing`), ο αριθμός των ωφέλιμων υποφερόντων (`DataSubCarriers`) καθώς και το μήκος του IFFT/FFT που δηλώνει τον συνολικό αριθμό των υποφερόντων (`fftSize`). Έπειτα, όπως είχε ειπωθεί στο κεφάλαιο 2.4 μπορεί εύκολα να υπολογιστεί η συχνότητα δειγματοληψίας (`Fs`) του συστήματος μέσω του γινομένου του συνολικού αριθμού των υποφερόντων και της συχνοτικής απόστασης μεταξύ τους. Στην συγκεκριμένη περίπτωση προκύπτει ότι η συχνότητα δειγματοληψίας είναι 1.28MHz. Στο επόμενο βήμα θα οριστεί ο αριθμός των δειγμάτων του κυκλικού προθέματος (`extendedCP_samples`), θα υπολογιστεί ο αριθμός των bits που μπορεί να περιγράψει κάθε QAM σύμβολο (`k`), ο αριθμός των QAM συμβόλων που θα προκύψουν, όπως επίσης και το πλήθος των OFDM συμβόλων.

Σε αυτό το σημείο ξεκινάει η υλοποίηση της αντίστοιχης M-QAM διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί πρωτίτερα. Έτσι ορίζεται η γεννήτρια των ψευδοτυχαίων αριθμών που θα χρησιμοποιηθεί και δημιουργείται το πλήθος τυχαίων bits (`dataIn`) που είχε οριστεί στο προηγούμενο στάδιο. Μετά δημιουργείτε ένας πίνακας (`dataInMatrix`) ο οποίος καταμοιράζει τα προηγούμενα bits σε “k” στήλες δηλαδή όσες είναι και το πλήθος των bits που περιγράφει κάθε QAM σύμβολο. Η αμέσως επόμενη εντολή δημιουργεί έναν καινούριο πίνακα (`dataSymbolIn`) στον οποίο αποθηκεύονται πλέον οι τιμές στο δεκαδικό σύστημα που προκύπτουν μετά την μετατροπή της κάθε γραμμής του “`dataInMatrix`” πίνακα, ώστε αργότερα να γίνει η αντιστοίχιση της δυαδικής πληροφορίας με το αντίστοιχο QAM σύμβολο. Στη συνέχεια ορίζεται ένας συντελεστής ισχύος (`power_factor`) ο οποίος λαμβάνει τιμές ανάμεσα στην περιοχή [1, 1.9] και στην ουσία ρυθμίζει την ισχύ μετάδοσης του σήματος. Όταν ο συντελεστής παίρνει την μέγιστη τιμή του, τότε το σύστημα εκπέμπει με την

υψηλότερη δυνατή ίση ισχύ για όλες τις διαμορφώσεις χωρίς να φτάνει σε κορεσμό, με αποτέλεσμα την επίτευξη της όσο το δυνατόν μικρότερης τιμής του Bit Error Rate (BER). Από την άλλη όταν έχει επιλεγεί η μικρότερη τιμή του, τότε το σύστημα εκπέμπει με την μικρότερη δυνατή ισχύ ώστε να λαμβάνεται ένα αξιόπιστο σήμα χωρίς σφάλματα αλλά μόνο για QAM διαμορφώσεις μικρότερων τάξεων όπως είναι η BPSK και η QPSK. Έπειτα τα δυαδικά bits διαμορφώνονται κατά QAM, με κωδικοποίηση Gray και κανονικοποιημένη μέση ισχύς $1W$ και αφού αυτή η ισχύς αλλάξει με τον πολλαπλασιασμό του `power_factor`, τα QAM σύμβολα αυτά αποθηκεύονται στον πίνακα “`qamDataIn`”. Μετέπειτα δημιουργείται ένας πίνακας (QAMs) ο οποίος κατανέμει τα QAM σύμβολα σε τόσες γραμμές όσες είναι το πλήθος των `DataSubCarriers` της OFDM και τόσες στήλες όσες είναι τα υπολογισμένα OFDM σύμβολα. Ύστερα υπολογίζεται η καινούρια μέση ισχύς του M-QAM αστερισμού, βρίσκοντας την μέση τιμή των τετραγώνων των αποστάσεων του κάθε σημείου του.

```
%% QAM MODULATION
rng default;
dataIn=randi([0 1],bits,1);
dataInMatrix=reshape(dataIn,length(dataIn)/k,k);
dataSymbolIn=bi2de(dataInMatrix);
power_factor=1.9; %[1.5,1.9]
qamDataIn=power_factor*qammod(dataSymbolIn,M(indx),'gray','UnitAveragePower',true);
QAMs=reshape(qamDataIn, DataSubCarriers, TotalOFDMSymbols);
avgPower=mean(abs(qamDataIn).^2);
```

Εικόνα 4.2.2 QAM διαμόρφωση

Στο επόμενο βήμα γίνεται η προετοιμασία της OFDM διαμόρφωσης δηλαδή η προετοιμασία των QAM συμβόλων ώστε να εισαχθούν στον IFFT αλγόριθμο. Για αρχή αρχικοποιείται ένας πίνακας με μηδενικά (OFDMvecs) του οποίου το πλήθος των γραμμών του είναι ίσο με το μέγεθος του IFFT/FFT και το πλήθος των στηλών του είναι ίσο με τον αριθμό των OFDM συμβόλων. Στη συνέχεια στις πρώτες γραμμές του πίνακα αυτού τοποθετούνται τα κατανεμημένα QAM σύμβολα του πίνακα “QAMs”. Έπειτα δημιουργείται ένα διάνυσμα γραμμή (OFDM_map_idx) που περιέχει τους δείκτες, οι οποίοι θα δείχνουν τη σειρά όπου οι γραμμές του προηγούμενου πίνακα, δηλαδή τα `data subcarriers` θα εισέλθουν στον IFFT αλγόριθμο. Μετά βάση αυτών των δεικτών, οι κάθε στήλη του προηγούμενου πίνακα ανακατανέμεται και έχει την μορφή του διανύσματος “V” της Εικόνας 2.4.2. Στην παρακάτω εντολή φαίνεται η δημιουργία των πιλοτικών σημάτων. Αρχικά δημιουργούνται BPSK σύμβολα ίσα με το πλήθος των `data subcarriers`, τα οποία θα πρέπει να είναι μεγαλύτερα από τα εξωτερικά σημεία του αστερισμού που έχει ήδη δημιουργηθεί νωρίτερα, ώστε όπως θα διαπιστωθεί και παρακάτω, να είναι εφικτός ο εντοπισμός των πιλότων με σκοπό την απομόνωση του λαμβανόμενου `frame` της πληροφορίας. Στη συνέχεια δημιουργείται ένας πίνακας στήλη με μηδενικά (`preamble`), όπου στις δύο επόμενες εντολές γίνεται η εισαγωγή των BPSK

συμβόλων και ο καταμοιρασμός τους, σύμφωνα με τον καταμοιρασμό που έχουν δεχτεί τα data subcarriers νωρίτερα. Τέλος τα πιλοτικά αυτά σήματα ενώνονται μαζί με τον πίνακα “OFDMvecs”, δημιουργώντας έναν καινούριο (OFDMvecsNew), ο οποίος είναι έτοιμος να εισαχθεί στον αλγόριθμο IFFT.

```
%% Prepare OFDM
OFDMvecs=zeros(fftSize,TotalOFDMSymbols);
OFDMvecs(1:DataSubCarriers,:)=QAMs;

OFDM_map_idx=[fftSize 1:DataSubCarriers/2 DataSubCarriers+2:fftSize (DataSubCarriers/2)+1:DataSubCarriers];
OFDMvecs=OFDMvecs(OFDM_map_idx,:);

%pilots creation
pilots=(power_factor+0.5)*[(-1).^(1:DataSubCarriers)]';
preamble=zeros(fftSize,1);
preamble(1:DataSubCarriers,:)=pilots;
preamble=preamble(OFDM_map_idx);

%pilots insertion
OFDMvecsNew=[preamble OFDMvecs];
```

Εικόνα 4.2.3 Προετοιμασία διαμόρφωσης OFDM και εισαγωγή πιλότων

Στο επόμενο στάδιο λαμβάνει χώρα η OFDM διαμόρφωση. Αφού εφαρμοστεί IFFT αλγόριθμος στον προηγούμενο πίνακα, πλέον τα QAM σύμβολα διαμορφώνονται κατά OFDM. Έτσι προκύπτουν τα OFDM σύμβολα, τα οποία αποθηκεύονται στον πίνακα “OFDMs” και κάθε στήλη αυτού, περιέχει από ένα τέτοιο σύμβολο. Ύστερα δημιουργείται ένα διάνυσμα γραμμή το οποίο αντιγράφει τους δείκτες των τελευταίων δειγμάτων (CP samples) των OFDM συμβόλων στην αρχή τους και στη συνέχεια ο προηγούμενος πίνακας ανακατατάσσεται σύμφωνα με αυτό και η τελική μορφή του αποθηκεύεται στον πίνακα “TX_OFDMs” ο οποίος στην ουσία περιέχει τα OFDM σύμβολα μετά την εισαγωγή του κυκλικού προθέματος.

```
%% OFDM MODULATION
OFDMs=ifft(OFDMvecsNew);

%CP insertion
OFDM_CP_idx=[fftSize-extendedCP_samples+1:fftSize 1:fftSize];
TX_OFDMs=OFDMs(OFDM_CP_idx,:);
```

Εικόνα 4.2.4 OFDM διαμόρφωση και εισαγωγή κυκλικού προθέματος

Σε αυτό το σημείο θα δοθούν οι κατάλληλοι παράμετροι στο SDR σύστημα για να ρυθμιστεί κατάλληλα ώστε να ακολουθήσει τα χαρακτηριστικά που έχουν ορίσει εξαρχής. Αρχικά ορίζεται το όνομα της οικογενείας του ολοκληρωμένου ενσωματωμένου πομποδέκτη που χρησιμοποιεί το SDR σύστημα, το οποίο είναι “AD936x”. Στη συνέχεια δημιουργείται η δομή radio που περιέχει αυτό το όνομα και επιπλέον την IP διεύθυνση της πλακέτας. Έπειτα δημιουργείται το αντικείμενο του

πομπού (sdrTransmitter) και καθορίζεται ο ρυθμός δειγματοληψίας του base band σήματος ο οποίος είναι αυτός που υπολογίστηκε στο αρχικό στάδιο και η κεντρική συχνότητα του φέροντος. Δίνοντας την τιμή 'true' στην παράμετρο "ShowAdvancedProperties" ενεργοποιούνται κάποιες λειτουργίες στον πομπό της πλακέτας, που για το συγκεκριμένο παράδειγμα η πιο βασική είναι η παράκαμψη της δρομολόγησης των δεδομένων μέσω τυχόν κάποιου αλγορίθμου που υπάρχει και εκτελεί το FPGA. Μετά η παράμετρος "Gain" αφορά την τιμή που θα λάβει ο εξασθενητής του πομπού "ATTN" που φαίνεται και στην Εικόνα 3.2.2.4. και ορίζεται ως 0 διότι δεν είναι επιθυμητό να μειωθεί η ισχύς του εκπεμπόμενου σήματος κατά την μετάδοση. Ακολουθεί η δημιουργία του αντικειμένου του δέκτη (sdrReceiver), καθώς ορίζεται σε αυτό η ίδια συχνότητα δειγματοληψίας και η ίδια κεντρική συχνότητα που είχε οριστεί και στον πομπό. Επιπλέον ορίζεται ο τύπος των ψηφιακών δεδομένων που θα ληφθούν, ως 'double' και το κανάλι του πομπού και του δέκτη το οποίο είναι ένα.

```
%% SDR CONFIGURATION
deviceNameSDR='AD936x';
radio=sdrdev(deviceNameSDR);
%Transmitter
sdrTransmitter = sdrtx(deviceNameSDR);
sdrTransmitter.BasebandSampleRate = Fs;
sdrTransmitter.CenterFrequency = 2.4e9;
sdrTransmitter.ShowAdvancedProperties = true;
sdrTransmitter.Gain = 0;
sdrTransmitter.ChannelMapping = 1;
%Receiver
sdrReceiver = sdrxx(deviceNameSDR);
sdrReceiver.BasebandSampleRate = sdrTransmitter.BasebandSampleRate;
sdrReceiver.CenterFrequency = sdrTransmitter.CenterFrequency;
sdrReceiver.OutputDataType = 'double';
sdrReceiver.ChannelMapping = 1;
```

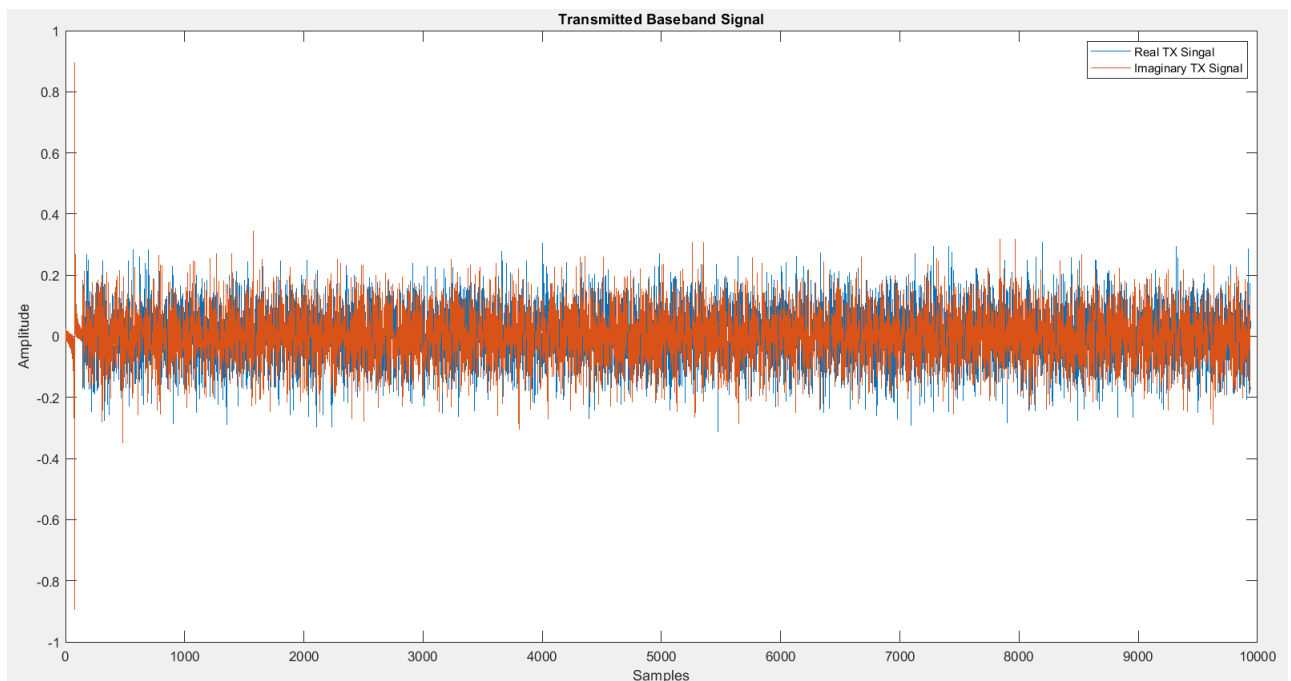
Εικόνα 4.2.5 Παραμετροποίηση SDR

Τέλος σε αυτό το στάδιο γίνεται η εκπομπή του OFDM σήματος στον αέρα. Επειδή όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, κάθε πρόγραμμα έτσι και αυτό, εκτελείτε σειριακά με αποτέλεσμα εδώ να παρουσιαζόταν πρόβλημα με την αποστολή και την λήψη του σήματος. Δηλαδή αφού ολοκληρωνόταν η εντολή της αποστολής του σήματος και συνεπακόλουθα η αποστολή του, όταν θα ήταν η σειρά της εντολής του δέκτη να εκτελεστεί, αυτός δεν θα λάμβανε δεδομένα διότι η αποστολή τους θα είχε ολοκληρωθεί πριν την εκτέλεση αυτής της εντολής. Το πρόβλημα αυτό απαλείφεται με την εντολή "transmitRepeat()", η οποία αυτό που κάνει είναι να μεταφέρει το σήμα που έχει ως όρισμα, στην πλακέτα του SDR συστήματος, να το αποθηκεύει σε κάποια μνήμη της πλακέτας αυτής και να το μεταδίδει συνεχώς ξανά και ξανά χωρίς εισαγωγή καθυστερήσεων και μέχρι να εκτελεστεί η εντολή "release". Η εντολή αυτή δεν δέχεται πίνακα, γι' αυτό και τα OFDM σύμβολα ενώνονται μεταξύ τους σειριακά ώστε να δημιουργήσουν ένα διάνυσμα γραμμή και να αποσταλούν.

```
%% Signal Transmission  
sdrTransmitter.transmitRepeat(TX_OFDMs(:));
```

Εικόνα 4.2.6 Αποστολή σήματος

Η ενδεικτική μορφή του εκπεμπόμενου baseband σήματος φαίνεται στην Εικόνα 4.2.7 η οποία αποτελείται από πραγματικό και φανταστικό μέρος. Επιπλέον στην αρχή του εκπεμπόμενου frame παρουσιάζεται μια μεγάλη αιχμή στο σήμα λόγω των πιλότων. Όπως περιεγράφηκε και στο Κεφάλαιο 2.3.3 αυτό συμβαίνει επειδή τα σύμβολα των πιλότων μπορούν να πάρουν μόνο δύο τιμές (λόγω BPSK) και από αυτό προκύπτει ότι πολλά διαμορφωμένα υποφέροντα της OFDM ήταν συμφασικά. Αυτό είναι κάτι που θα φανεί πολύ χρήσιμο αργότερα για τον εντοπισμό και την αποδιαμόρφωση της ωφέλιμης πληροφορίας.



4.2.7 Μορφή εκπεμπόμενου baseband σήματος

4.3 Δέκτης OFDM

Στην μεριά του δέκτη θα πρέπει να γίνει η λήψη του εκπεμπόμενου σήματος. Νωρίτερα έγινε αντιληπτό ότι ο πομπός ξεκίνησε να εκπέμπει συνεχώς το ίδιο frame. Έτσι, σκοπός είναι αυτό να ληφθεί και να αποδιαμορφωθεί κατάλληλα με τις αντίστροφες διαδικασίες από ότι έγιναν στην μεριά του πομπού ώστε να παρθεί η ωφέλιμη πληροφορία. Επειδή τη στιγμή που θα ενεργοποιηθεί ο δέκτης είναι πολύ σπάνιο έως απίθανο το πρώτο δείγμα που θα λάβει να είναι η αρχή του εκπεμπόμενου frame το ενδεχόμενο που έχει τις περισσότερες πιθανότητες να συμβεί και συμβαίνει πραγματικά είναι την ώρα που θα ενεργοποιηθεί, να αρχίσει να λαμβάνει δεδομένα που βρίσκονται

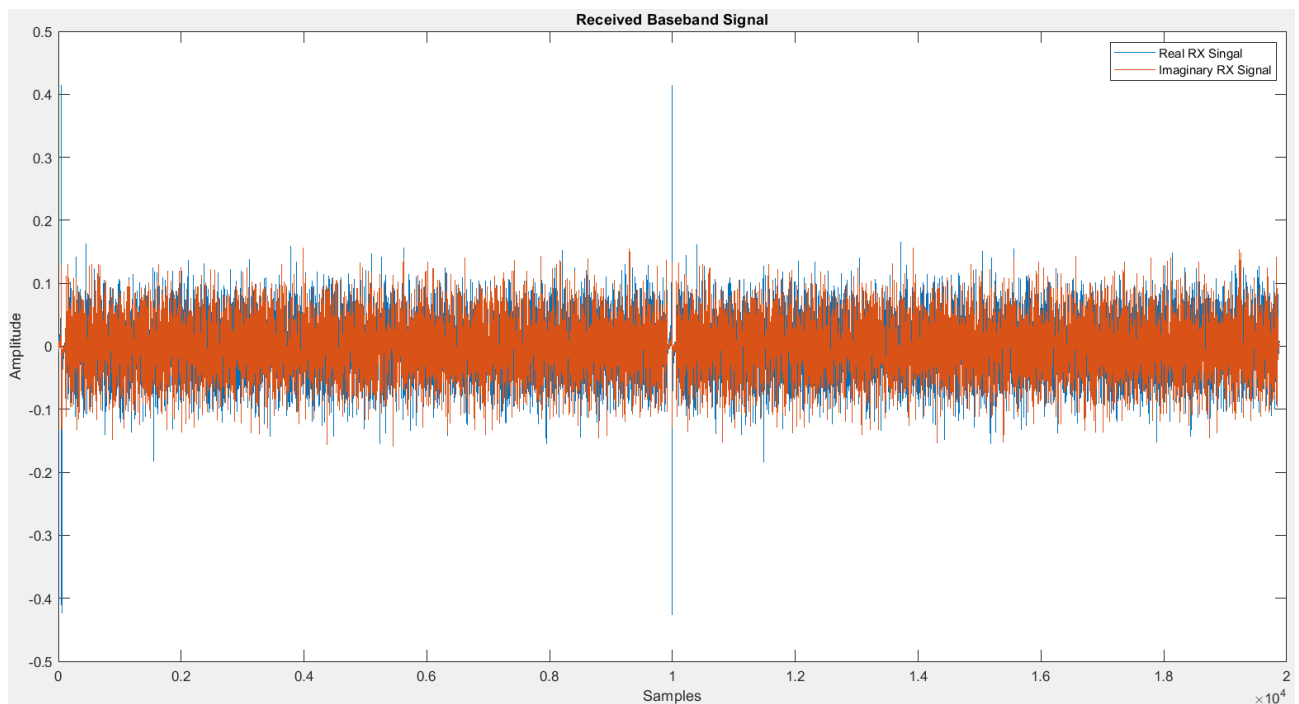
μετά την αρχή του frame. Με αυτό γνώμονα και το ότι ο πομπός εκπέμπει αδιάκοπα το ίδιο frame, αποφασίστηκε ο δεκτής να λάβει διπλάσιο πλήθος δειγμάτων από τα δείγματα που αποτελείται αυτό ώστε να ληφθεί ολόκληρο ακόμα και στην περίπτωση που το πρώτο λαμβανόμενο δείγμα είναι το τελευταίο του απεσταλμένου frame. Οπότε με την πρώτη εντολή μετριέται το μέγεθος του αποσταλμένου frame και με τις δύο επόμενες αποθηκεύονται τα λαμβανόμενα δεδομένα στο διάνυμα γραμμή “capturedData”. Τέλος, αφού έχουν ληφθεί με επιτυχία τα δεδομένα, εκτελούνται οι εντολές release() που έχουν ως όρισμα το αντικείμενο του πομπού και του δέκτη ώστε να σταματήσει η αποστολή καθώς και η λήψη δεδομένων.

```
%% Signal Reception
samplesPerFrame = length(TX_OFDMs(:));
requiredCaptureLength = samplesPerFrame*2;
capturedData = capture(sdrReceiver, requiredCaptureLength, 'Samples');

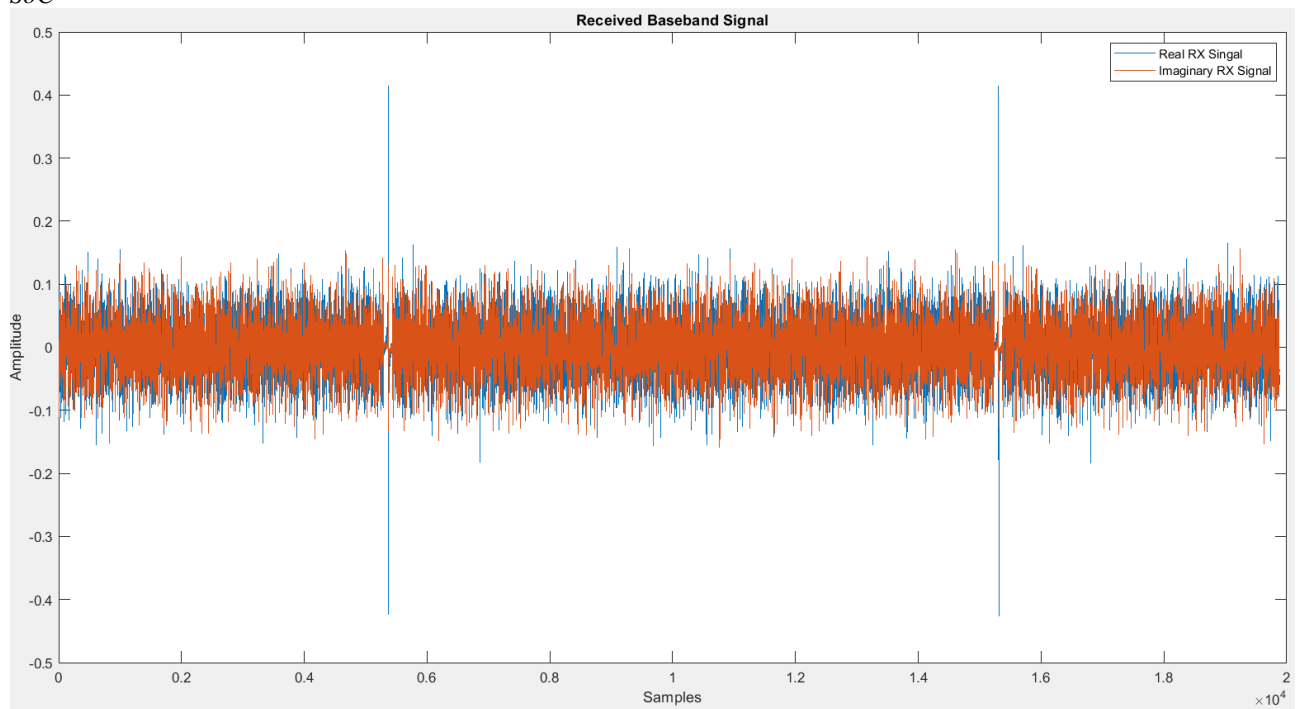
release(sdrTransmitter);
release(sdrReceiver);
```

Εικόνα 4.3.1 Λήψη σήματος

Συνήθως το λαμβανόμενο baseband σήμα έχει τη μορφή που βρίσκεται στην Εικόνα 4.3.3. και μία πιο ιδιαίτερη περίπτωση έχει τη μορφή που βρίσκεται στην Εικόνα 4.3.2 και θα συζητηθεί αργότερα.

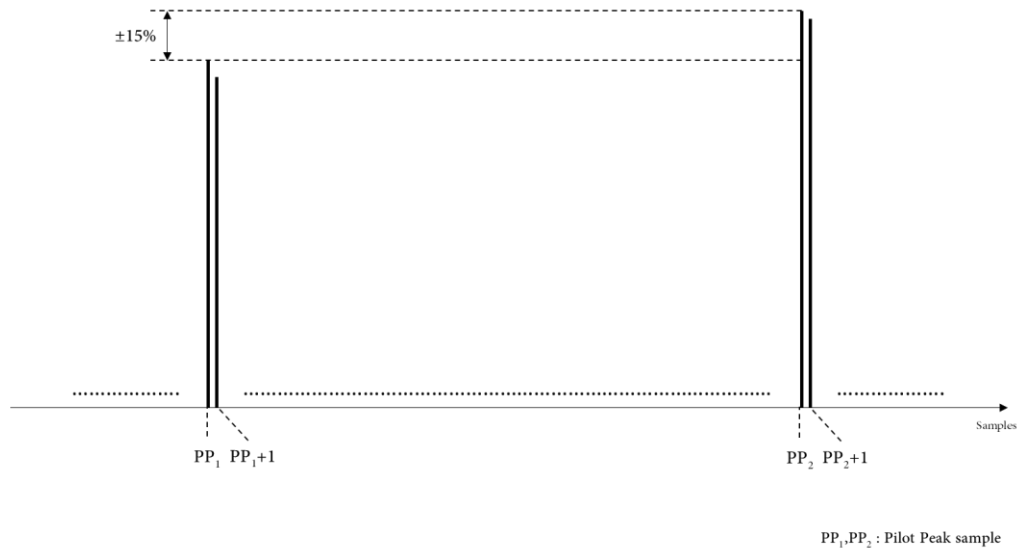


Εικόνα 4.3.2 Ειδική περίπτωση λαμβανόμενου baseband σήματος



Εικόνα 4.3.3 Μορφή λαμβανόμενου baseband σήματος

Όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα, στο συγκεκριμένο παράδειγμα την στιγμή που ο δέκτης άρχισε να λαμβάνει δεδομένα, έλαβε περίπου από την μέση του εκπεμπόμενου frame. Είναι φανερό ότι η περιοχή μεταξύ της αρχής του πρώτου πιλοτικού σήματος και της αρχής του δεύτερου, είναι η περιοχή που βρίσκεται το ωφέλιμο πλαίσιο πληροφορίας. Έτσι το μόνο που μένει, είναι να εντοπιστούν οι δύο αρχές των πιλοτικών σημάτων και στη συνέχεια αυτή η περιοχή να απομονωθεί και να προχωρήσει στα επόμενα στάδια για επεξεργασία. Επειδή οι αρχές των σημάτων αυτών είναι πολύ δύσκολο να εντοπιστούν μέσα στο λαμβανόμενο σήμα, αυτό που μπορεί να εντοπιστεί εύκολα είναι οι ακμές που παρουσιάζουν τα ίδια τα πιλοτικά σήματα. Πειραματικά βρέθηκε ότι οι αιχμές αυτές παρουσιάζονται στο πιλοτικό σήμα στο σημείο “fftSize/2+extendedCP_samples”. Έτσι εάν εντοπιστούν οι θέσεις των δειγμάτων που παρουσιάζονται αυτές οι ακμές, πηγαίνοντας πίσω κατά “fftSize/2 +extendedCP_samples” δείγματα, έχει εντοπιστεί αυτόματα η αρχή και το τέλος του frame που περιέχει την πληροφορία. Τα δείγματα αυτά είναι φανερό ότι έχουν την μεγαλύτερη τιμή σε ολόκληρο το σήμα αλλά παρατηρήθηκε ότι δεν μένει ακριβώς η ίδια και για τα δύο. Το πλάτος αυτών ακόμα και στο συγκεκριμένο παράδειγμα διαφέρει κατά πολύ λίγο. Πειραματικά βρέθηκε ότι το πλάτος των ακμών αυτών μεταξύ τους μπορεί να διαφέρει μέχρι και κατά 15%. Επιπλέον παρατηρήθηκε ότι σε πολλές περιπτώσεις η τιμή του αμέσως επόμενου δείγματος που βρίσκεται μετά την κάθε αιχμή, είναι πολύ κοντινή με την τιμή του πλάτους των αιχμών όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα. Οπότε σε πολλές περιπτώσεις όπως είναι φανερό, δεν φτάνει να εντοπιστούν απλά οι δύο μεγαλύτερες τιμές του λαμβανόμενου σήματος διότι δεν αντιστοιχούν και οι δύο απαραίτητα σε κάθε μία από τις ακμές των πιλοτικών σημάτων.



Εικόνα 4.3.4 Ειδική περίπτωση πιλοτικών αιχμών στο λαμβανόμενο σήμα

Έτσι για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα ορίζεται ένα κατώφλι “thr” το οποίο τίθεται στο 80% της μέγιστης τιμής του λαμβανόμενου σήματος με σκοπό να εντοπιστεί και η δεύτερη πιλοτική ακμή. Επιπλέον εντοπίζονται οι θέσεις των δειγμάτων των οποίων οι τιμή του πλάτους τους είναι μεγαλύτερη από την τιμή του κατωφλίου και αποθηκεύονται στον πίνακα “thesis”.

Ένα πρόβλημα που παρουσιάστηκε, ήταν ότι η RF πλακέτα λόγω κάποιων καθυστερήσεων μεταξύ του πομπού και του δέκτη, αντιμετέθετε τα λαμβανόμενα σήματα κάποιες φορές κι έτσι στον δέκτη τύχαινε το πραγματικό μέρος του εκπεμπόμενου σήματος να λαμβάνεται ως φανταστικό και το φανταστικό ως πραγματικό. Γνωρίζοντας ότι οι πιλοτικές αιχμές είναι οι μεγαλύτερες τιμές του λαμβανόμενου σήματος, έπρεπε αρχικά να βρεθούν αν ανήκουν στο πραγματικό ή στο φανταστικό μέρος πλέον. Αυτό είναι εφικτό να πραγματοποιηθεί με έναν απλό έλεγχο, δηλαδή κοιτάζοντας εάν η μεγαλύτερη τιμή ανήκει στο πραγματικό ή στο φανταστικό μέρος. Έτσι εφόσον οι αιχμές βρίσκονται στο πραγματικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος τότε το κατώφλι ορίζεται έως το 80% της μέγιστης τιμής του πραγματικού σήματος, βρίσκονται οι θέσεις των σημείων που ξεπερνούν αυτό το κατώφλι και στη συνέχεια αποθηκεύεται στο διάνυσμα γραμμής “kat” το πραγματικό μέρος του σήματος ώστε βάση αυτού αργότερα, να μετατοπιστεί το κατώφλι εάν χρειαστεί. Στην περίπτωση που οι αιχμές ανήκουν στο φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος γίνονται οι ίδιες διαδικασίες με πριν με τη μόνη διαφορά ότι το κατώφλι πλέον ορίζεται ως το 80% της μέγιστης τιμής του φανταστικού μέρους του λαμβανόμενου σήματος και επιπλέον στο διάνυσμα “kat” αποθηκεύεται το φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος.

```
%% Frame Location
if max(real(capturedData)) > max(imag(capturedData))
    thr=max(real(capturedData));
    thesis=find(real(capturedData)>thr*0.8);
    kat=real(capturedData);
else
    thr=max(imag(capturedData));
    thesis=find(imag(capturedData)>thr*0.8);
    kat=imag(capturedData);
end
```

Εικόνα 4.3.5 Εντοπισμός πιλοτικών αιχμών

Στη συνέχεια υπολογίζεται ο αριθμός των δειγμάτων που παρουσιάζουν τις αιχμές τους τα πιλοτικά σήματα (`pilot_peak`) και αρχικοποιείται μια σημαία (`flag`) με '0' της οποίας εάν αλλάξει η τιμή της σε '1' θα σηματοδοτεί ότι εντοπίστηκε το frame της πληροφορίας καθώς και μια μεταβλητή (`i`) η οποία θα αυξάνει την τιμή του κατώφλιου κατά 1% μέχρι να γίνει ο εντοπισμός του frame πληροφορίας. Επειδή όπως αναφέρθηκε προηγουμένως η διαφορά μεταξύ των πιλοτικών αιχμών μπορεί να φτάσει μέχρι και το 15% στην χειρότερη περίπτωση από την μέγιστη τιμή του σήματος, τις περισσότερες φορές η διαφορά αυτή είναι μικρότερη από τόσο. Έτσι παρόλο που τα πλάτη των τιμών των αιχμών των πιλοτικών σημάτων μπορεί να απέχουν λιγότερο από 15%, η ζώνη που βρίσκεται επάνω από το κατώφλι παραμένει πάντα ίση με το 20% της μέγιστης τιμής του λαμβανόμενου σήματος. Στην περίπτωση που το σύστημα χρησιμοποιεί μία από τις πρώτες δύο QAM διαμορφώσεις (BPSK, QPSK), παρατηρήθηκε ότι μέσα σε αυτή τη περιοχή μπορούν να βρεθούν δείγματα τα οποία ανήκουν στα ωφέλιμα OFDM σύμβολα και όχι στα πιλοτικά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα στον πίνακα "thesis" να υπάρχουν θέσεις δειγμάτων τα οποία δεν ανήκουν στα πιλοτικά σήματα όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Για τον λόγο αυτό το κατώφλι θα πρέπει να αυξάνεται σταδιακά έως ότου εντοπιστούν τέσσερα δείγματα τα οποία τα πρώτα δύο και τα τελευταία δύο απέχουν μεταξύ τους κατά ένα δείγμα (περίπτωση γειτονικών δειγμάτων με παραπλήσιες τιμές), ή μόνο μέχρι δύο δείγματα τα οποία θα είναι και οι αιχμές των πιλοτικών σημάτων. Με την εντολή `while()` πραγματοποιείται ένας συνεχής έλεγχος στο αν εντοπίστηκε το frame που περιέχει την πληροφορία και αν το κατώφλι έφτασε την μέγιστη τιμή του λαμβανόμενου σήματος. Μέσα σε αυτόν τον βρόγχο επανάληψης ελέγχονται δύο περιπτώσεις. Η πρώτη είναι ο εντοπισμός των θέσεων στην ζώνη που σχηματίζεται μεταξύ του κατώφλιου και της μέγιστης τιμής του σήματος, 4 δειγμάτων που ανά δύο είναι γειτονικά μεταξύ τους (διαφέρουν κατά ένα δείγμα) και η άλλη περίπτωση είναι σε αυτήν την ζώνη να εντοπιστούν 2 δείγματα τα οποία είναι και οι αιχμές των πιλοτικών σημάτων. Εάν δεν ισχύει καμία από της δύο περιπτώσεις το κατώφλι αυξάνεται κατά 1% και επαναλαμβάνεται ο έλεγχος αυτή τη φορά ανάμεσα σε μικρότερη ζώνη. Στην περίπτωση που μέσα σε αυτήν την ζώνη εντοπιστούν 4 δείγματα που ανά δύο είναι γειτονικά μεταξύ τους, ελέγχεται το ενδεχόμενο το λαμβανόμενο σήμα να είναι της μορφής που παρουσιάστηκε στην Εικόνα 4.3.2, δηλαδή η αιχμή του πρώτου πιλοτικού σήματος να βρίσκεται

στην αρχή του λαμβανόμενου σήματος ενώ η αρχή του πρώτου πιλοτικού σήματος να βρίσκεται στο τέλος του λαμβανόμενου σήματος. Έτσι εάν ισχύει αυτό το ενδεχόμενο, το frame της πληροφορίας βρίσκεται στην αρχή του πιλοτικού σήματος της δεύτερης αιχμής και αποθηκεύονται σε ένα διάνυσμα γραμμή (newCap), τα δείγματα που ξεκινάνε από αυτήν την αρχή μέχρι και το δείγμα που απέχει από την αρχή αυτή τόσα δείγματα όσα ήτανε και το μέγεθος του αποσταλμένου frame από τον πομπό (TX_OFDMs). Το άλλο ενδεχόμενο στην περίπτωση αυτή, είναι το λαμβανόμενο σήμα να έχει την μορφή της Εικόνας 4.3.3. Έτσι όπως είχε αναφερθεί και νωρίτερα το frame που έχει την πληροφορία βρίσκεται ανάμεσα στην αρχή του πρώτου και του δεύτερου πιλοτικού σήματος, των οποίων είναι γνωστές οι θέσεις τους λόγω των εντοπισμένων αιχμών που βρίσκονται στο διάνυσμα γραμμή “thesis”. Στην περίπτωση που εντοπιστούν μόνο 2 δείγματα σε αυτήν την ζώνη ελέγχονται πάλι τα ενδεχόμενα το λαμβανόμενο σήμα να είναι της μορφής της Εικόνας 4.3.2 και της Εικόνας 4.3.3. και γίνονται οι αντίστοιχες ενέργειες με πριν.

```
while(flag==0 && i<0.21)
if (length(thesis)==4) && (thesis(2)-thesis(1)==1)
    if thesis(2)<pilot_peak
        newCap=capturedData(thesis(4)-pilot_peak:thesis(4)-pilot_peak+length(TX_OFDMs(:))-1);
        flag=1;
    else
        newCap=capturedData(thesis(2)-pilot_peak:thesis(4)-pilot_peak-1);
        flag=1;
    end
elseif (length(thesis)==2)
    if thesis(1)<pilot_peak
        newCap=capturedData(thesis(2)-pilot_peak:thesis(2)-pilot_peak+length(TX_OFDMs(:))-1);
        flag=1;
    else
        newCap=capturedData(thesis(1)-pilot_peak:thesis(2)-pilot_peak-1);
        flag=1;
    end
else
    thesis=find(kat>thr*(0.8+i));
    i=i+0.01;
end
end
```

Εικόνα 4.3.6 Εντοπισμός πλαισίου πληροφορίας

Εφόσον εντοπίστηκε και απομονώθηκε το frame της πληροφορίας από το λαμβανόμενο σήμα, σειρά έχει αυτά τα OFDM σύμβολα που τώρα βρίσκονται σε ένα διάνυσμα γραμμή (newCap) να τοποθετηθούν σε έναν πίνακα (RXSYMBOLS) όπως είχε γίνει και στην μεριά του πομπού, όπου το η κάθε στήλη αυτού του πίνακα είναι και ένα OFDM σύμβολο. Έπειτα από αυτά τα OFDM σύμβολα εξάγεται το κυκλικό πρόθεμα και παραμένει μόνο το ωφέλιμο τμήμα τους.

```
%% Prepare OFDM Demodulation
RXSYMBOLS=reshape(newCap, size(TX_OFDMs, 1), size(TX_OFDMs, 2));
idx=extendedCP_samples+1;
RXSYMBOLS=RXSYMBOLS(idx:end, :);
```

Εικόνα 4.3.7 Προετοιμασία αποδιαμόρφωσης OFDM

Σε αυτό το σημείο εφαρμόζεται ο αλγόριθμος FFT στα προηγούμενα σύμβολα ώστε να γίνει η αποδιαμόρφωση OFDM και να προκύψουν τα λαμβανόμενα QAM σύμβολα, καθώς αυτά αποθηκεύονται σε έναν καινούριο πίνακα “F_RX”.

```
%% OFDM Demodulation
F_RX=fft(RXSYMBOLS);
```

Εικόνα 4.3.8 OFDM αποδιαμόρφωση

Έπειτα από αυτόν τον πίνακα θα πρέπει να εντοπιστούν και να εξαχθούν τα υποφέροντα που έχουν πληροφορία. Έτσι αρχικοποιούνται δύο διανύσματα γραμμές (idx1, idx2) με τις θέσεις των data subcarriers για το κάθε OFDM σύμβολο. Επειδή στην μεριά του πομπού κατά την OFDM διαμόρφωση δεν είχαν εισαχθεί με τη σειρά τα QAM σύμβολα στον IFFT αλγόριθμο αλλά ανακατεμένα σύμφωνα με το διάνυσμα “V” όπως είχε ειπωθεί, πλέον στον δέκτη λόγω του ότι τα δεδομένα εφαρμόζονται στον FFT αλγόριθμο που είναι ο αντίστροφος του αλγορίθμου διαμόρφωσης στον πομπό, τα data subcarriers αντιστρέφονται μεταξύ τους και λαμβάνονται με την σειρά πλέον. Δηλαδή Έτσι ενώνοντας τα δύο προηγούμενα διανύσματα σε ένα (idx), πηγαίνοντας και αποθηκεύοντας αυτές τις θέσεις των δεδομένων της κάθε στήλης του πίνακα “F_RX”, προκύπτουν τα λαμβανόμενα QAM σύμβολα μαζί με τους πιλότους σε έναν καινούριο πίνακα (F_RX1), ταξινομημένα σε τόσες στήλες όσες ήταν και το πλήθος των OFDM συμβόλων.

```
%% Subcarriers Extraction
idx1=[2:DataSubCarriers/2+1];
idx2=[fftSize-DataSubCarriers/2+1:fftSize];
idx=[idx1 idx2];
F_RX1=F_RX(idx, :);
```

Εικόνα 4.3.9 Εύρεση data subcarriers

Γνωρίζοντας ότι στην πρώτη στήλη του προηγούμενου πίνακα βρίσκονται οι πιλότοι, διαιρώντας τον κάθε έναν από αυτούς με τους πιλότους που είχαν δημιουργηθεί στον πομπό, που στον δέκτη είναι γνωστοί, γίνεται η εκτίμηση της παραμόρφωσης που έχουν υποστεί οι συγκεκριμένες συχνότητες των data subcarriers. Έτσι αποθηκεύοντας αυτή την παραμόρφωση σε ένα διάνυσμα στήλη αυτή τη φορά (Hest), διαιρώντας την κάθε στήλη του πίνακα “F_RX1” με αυτό το διάνυσμα,

τα λαμβανόμενα QAM σύμβολα διορθώνονται και αποθηκεύονται στον πίνακα “RX_QAMs”. Έπειτα αφαιρείται η πρώτη στήλη αυτού του πίνακα διότι περιέχει τους πιλότους που δεν μεταφέρουν πληροφορία, τα QAM σύμβολα αποθηκεύονται στον πίνακα “qamDataOut” και είναι έτοιμα για αποδιαμόρφωση.

```
%% Channel Estimation & Correction
Hest=F_RX1(:,1)./preamble(idx,:);
RX_QAMs=F_RX1./repmat(Hest,1,TotalOFDMSymbols+1);
qamDataOut=RX_QAMs(:,2:end);
```

Εικόνα 4.3.10 Εκτίμηση και διόρθωση καναλιού

Τέλος σειρά έχει η αποδιαμόρφωση των QAM συμβόλων. Έτσι αφού διαιρεθούν με τον “power_factor” που είχαν ενισχυθεί στον πομπό, αποδιαμορφώνονται κατά QAM και αυτό που προκύπτει είναι η τιμή της αξίας των διαμορφωμένων bit στο δεκαδικό σύστημα του κάθε ενός, οι οποίες αποθηκεύονται στον πίνακα “dataSymbolsOut”. Έπειτα με την συνάρτηση “de2bi()”, οι στήλες του προηγούμενου πίνακα ενώνονται αυτόματα σε μία ενιαία και αυτές οι αξίες που περιέχουν μετατρέπονται από το δεκαδικό σύστημα στο δυαδικό, προκύπτουν τόσες στήλες όσες είναι και τα bits που περιέγραφε κάθε QAM σύμβολο και αποθηκεύονται στον πίνακα “dataOutMatrix”. Τέλος μετατρέποντας αυτόν τον πίνακα σε ένα διάνυσμα στήλη εννοώντας της στήλες του σειριακά προκύπτουν τα λαμβανόμενα bits της πληροφορίας.

```
%% QAM Demodulation
dataSymbolsOut = qamdemod(qamDataOut/power_factor, M(indx), 'gray', 'UnitAveragePower', true);
dataOutMatrix = de2bi(dataSymbolsOut,k);
dataOut = dataOutMatrix(:);
```

Εικόνα 4.3.11 QAM αποδιαμόρφωση

4.4 Αποτελέσματα

Πλέον το μόνο που χρειάζεται για να λειτουργήσει το τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασισμένο στην OFDM, είναι να εκτελεστεί ο αλγόριθμος του προγράμματος που αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Επειδή στο πρόγραμμα που θα εκτελεστεί περιέχονται κάποια κομμάτια τα οποία απεικονίζουν απλά τα δεδομένα σε διαγράμματα, η αναλυτική εξήγησή τους είναι περιττή κι έτσι έχουν παραλειφθεί. Ο κώδικας που θα εκτελεστεί επακριβώς για την σημείωση και καταγραφή των αποτελεσμάτων βρίσκεται στο Παράρτημα Α. Έτσι για κάθε μία διαμόρφωση που θα επιλέγεται θα αλλάζει κατάλληλα η παράμετρος “indx” με τον αντίστοιχο αριθμό που χαρακτηρίζει την κάθε διαμόρφωση σύμφωνα με τον Πίνακα 4.4.1.

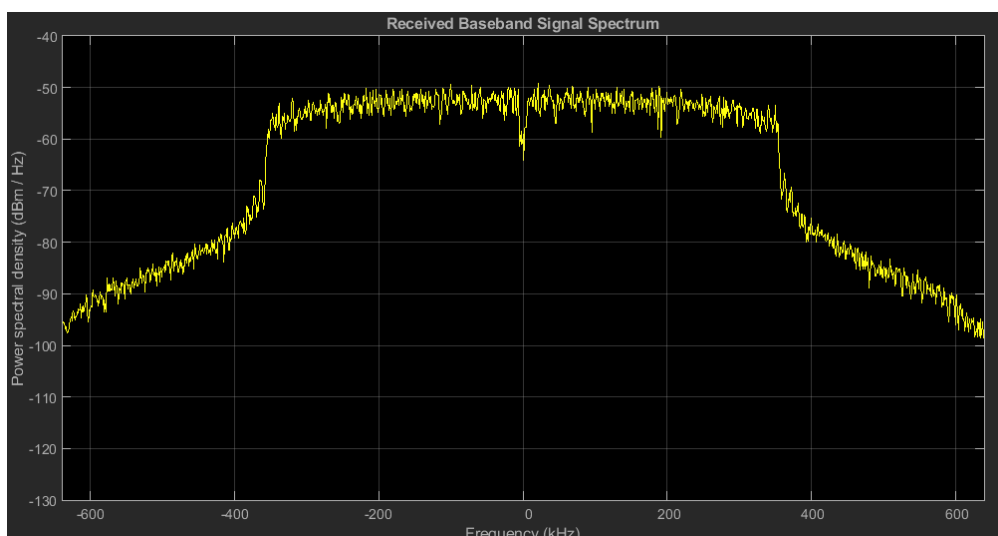
indx	1	2	3	4	5	6
Modulation	BPSK	QPSK	16-QAM	32-QAM	64-QAM	128-QAM

Πίνακας 4.4.1 Αντιστοίχιση παραμέτρου “indx” με την εκάστοτε ψηφιακή διαμόρφωση

Τα αποτελέσματα και οι μετρήσεις που θα καταγραφούν θα αφορούν την χρονική απεικόνιση του εκπεμπόμενου σήματος, του λαμβανόμενου καθώς και του απομονωμένου σήματος της πληροφορίας που προέκυψε μετά τον εντοπισμό του. Επιπλέον θα καταγραφεί το φάσμα του προς αποστολή σήματος και επίσης ο αστερισμός των λαμβανόμενων M-QAM συμβόλων μαζί με τις θέσεις αναφοράς των εκπεμπόμενων M-QAM συμβόλων. Τέλος για να μετρηθεί η επίδοση της κάθε επιλεχθείσας ψηφιακής διαμόρφωσης θα καταγραφεί η ταχύτητα μετάδοσης (Bit Rate) καθώς και το BER. Για να συγκριθούν όλες αυτές οι διαμορφώσεις μεταξύ τους θα πρέπει να έχουν ίδια ισχύ εκπομπής και γι’ αυτό τον λόγο η τιμή της παραμέτρου “power_factor” θα μείνει σταθερή και ίση με ‘1.9’.

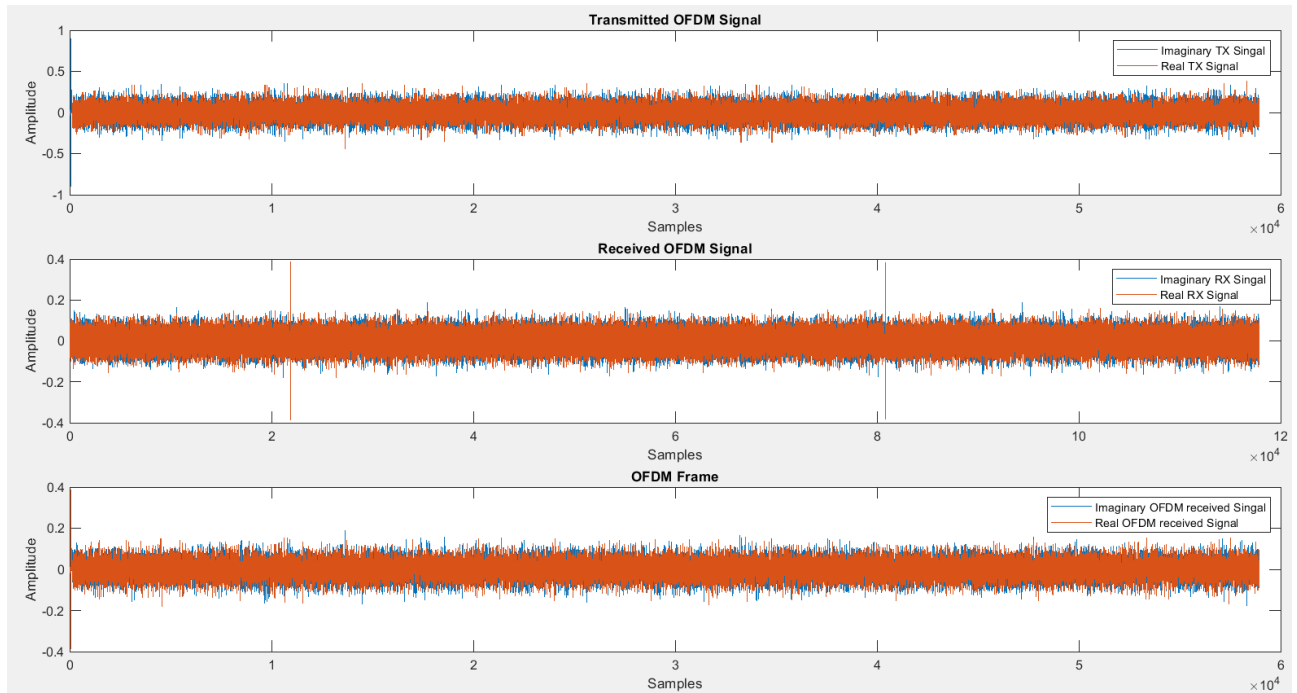
4.4.1 BPSK

Έχοντας επιλέξει το σύστημα να λειτουργήσει με διαμόρφωση BPSK, η εικόνα του φάσματος του baseband OFDM σήματος βρίσκεται στην Εικόνα 4.4.1. Το συνολικό φάσμα αυτό εκτείνεται στην περιοχή $[-F_s/2 \ F_s/2]$ δηλαδή από -640KHz έως 640KHz, ενώ η περιοχή στην οποία υπάρχει η πληροφορία είναι η περιοχή που εκτείνονται τα datasubcarriers. Το φάσμα της περιοχής ισούται με το γινόμενο του πλήθους των data subcarriers επί την συχνοτική απόσταση μεταξύ τους, δηλαδή είναι ίσο με 700KHz. Έτσι η περιοχή αυτή εκτείνεται από τα -350KHz έως τα 350KHz και εφόσον ούτε για επόμενες διαμορφώσεις δεν αλλάζει ούτε το πλήθος των data subcarriers αλλά ούτε και η συχνοτική απόσταση μεταξύ τους, το φάσμα αυτό θα έχει την ίδια συχνοτική έκταση καθώς και την ίδια πλάτος εφόσον δεν αλλάζει ούτε η ισχύς εκπομπής.



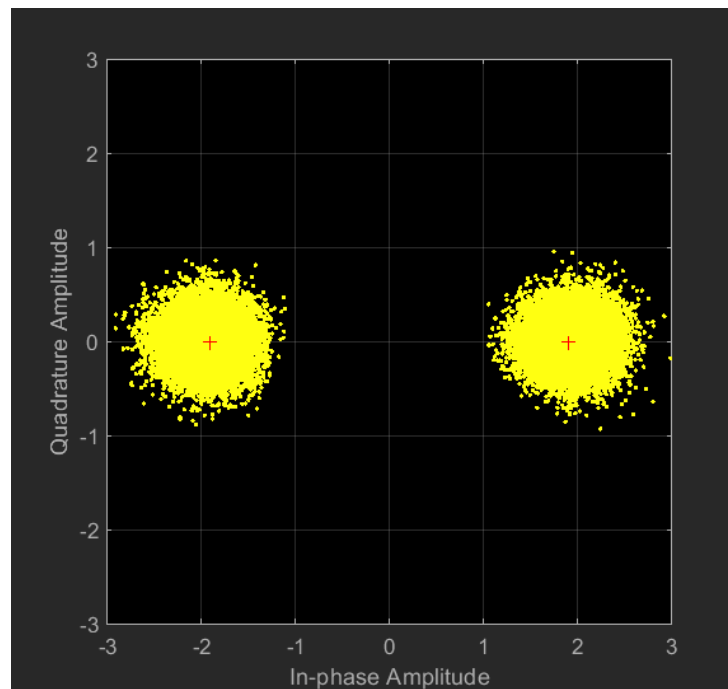
Εικόνα 4.4.1.1 Φάσμα εκπεμπόμενου OFDM σήματος με χρήση BPSK

Στην παρακάτω εικόνα φαίνονται τα τρία σήματα, δηλαδή το εκπεμπόμενο, το λαμβανόμενο καθώς και το σήμα του εντοπισμένου και απομονωμένου frame που εξάχθηκε μέσα από το λαμβανόμενο σήμα. Στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι αντιληπτό ότι η πλακέτα αντιμετάθεσε το πραγματικό με το φανταστικό μέρος του σήματος που έλαβε και αυτό φαίνεται από τους χρωματισμούς των πιλοτικών σημάτων στο πρώτο και στο τρίτο διάγραμμα οι οποίοι δεν είναι ίδιοι.



Εικόνα 4.4.1.2 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση BPSK

Στη συνέχεια, με χρώμα κίτρινο φαίνεται ο αστερισμός των λαμβανόμενων BPSK συμβόλων που εξάχθηκαν από τα OFDM ληφθέντα σύμβολα καθώς και τα σημεία αναφοράς των αποτελούμενων BPSK συμβόλων που είναι σηματοδομένα με κόκκινο σταυρό.



Εικόνα 4.4.1.3 Λαμβανόμενος αστερισμός BPSK σε σχέση με τον εκπεμπόμενο BPSK αστερισμό

Παρόλο που υπάρχει μια αρκετά μεγάλη διασπορά στα BPSK λαμβανόμενα σύμβολα, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα δεν έχει σημειωθεί κανένα λάθος, διότι οι περιοχές απόφασης γύρω από κάθε σημείο αναφοράς του αστερισμού είναι πολύ μεγάλες με αποτέλεσμα κανένα λαμβανόμενο σύμβολο να μην βρίσκεται έξω από αυτές.

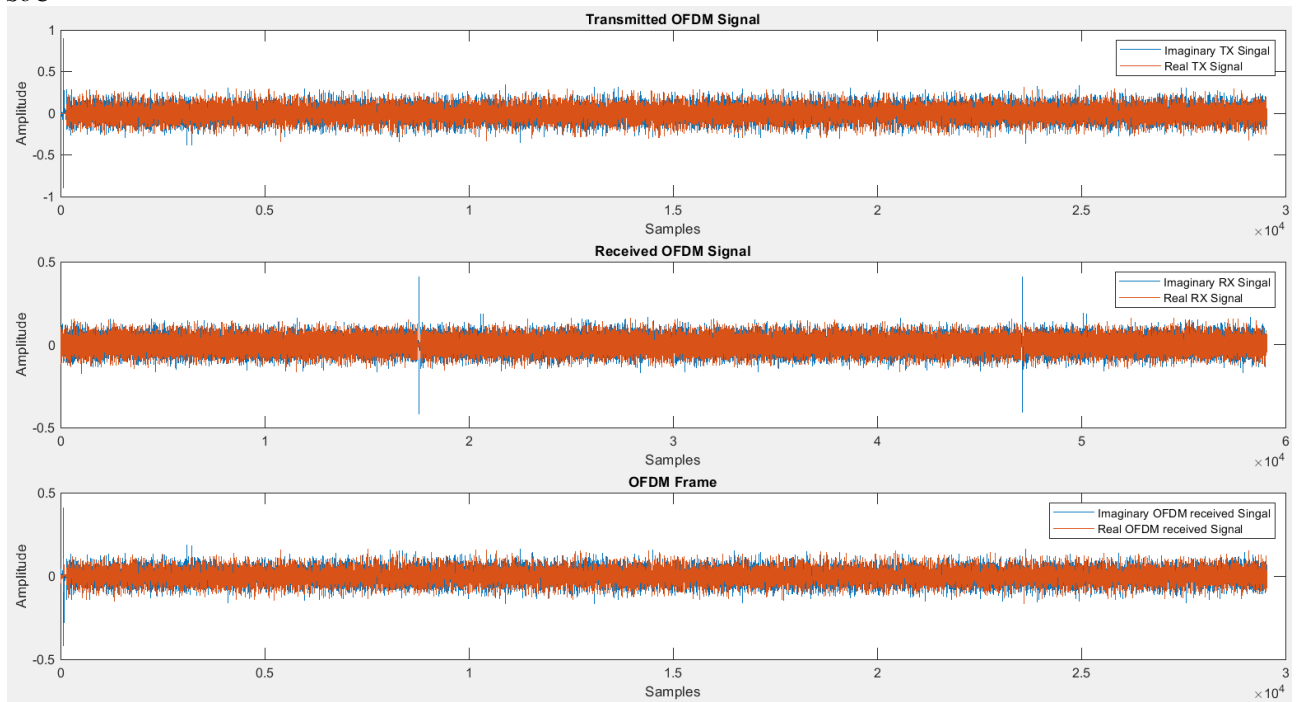
```
Average transmitted power for BPSK is: 3.61 dBm  
Bit Rate is 0.64 Mbps  
Bit Error Rate is 0.00e+00
```

Εικόνα 4.4.1.4 Αποτελέσματα επίδοσης BPSK διαμόρφωσης

Παρόλο που δεν σημειώθηκε κανένα λάθος, ο ρυθμός μετάδοσης είναι αρκετά μικρός. Έτσι αυτή η διαμόρφωση δεν edύκνεται για εφαρμογές που έχουν μεγάλη απαίτηση για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

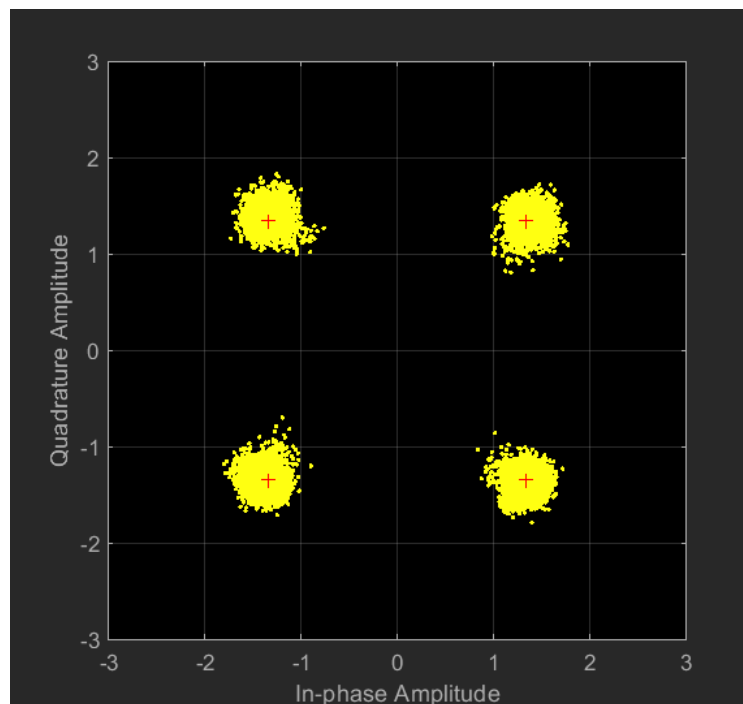
4.4.2 QPSK

Τα προγραμματικά και το φανταστικά μέρη των μεταξύ του εκπεμπόμενου και του λαμβανόμενου σήματος αυτή τη φορά συμπίπτουν. Και εδώ το frame που περιέχει τα OFDM σύμβολα κατάφερε να εντοπιστεί και να απομονωθεί με επιτυχία.



Εικόνα 4.4.2.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση QPSK

Τα QPSK σύμβολα του αστερισμού που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, δείχνουν να είναι εντός των περιοχών απόφασης των συμβόλων αναφοράς κι έτσι αναμένεται πάλι να μην έχει ληφθεί κάποια λάθος απόφαση.



Εικόνα 4.4.2.2 Λαμβανόμενος αστερισμός QPSK σε σχέση με τον εκπεμπόμενο QPSK αστερισμό

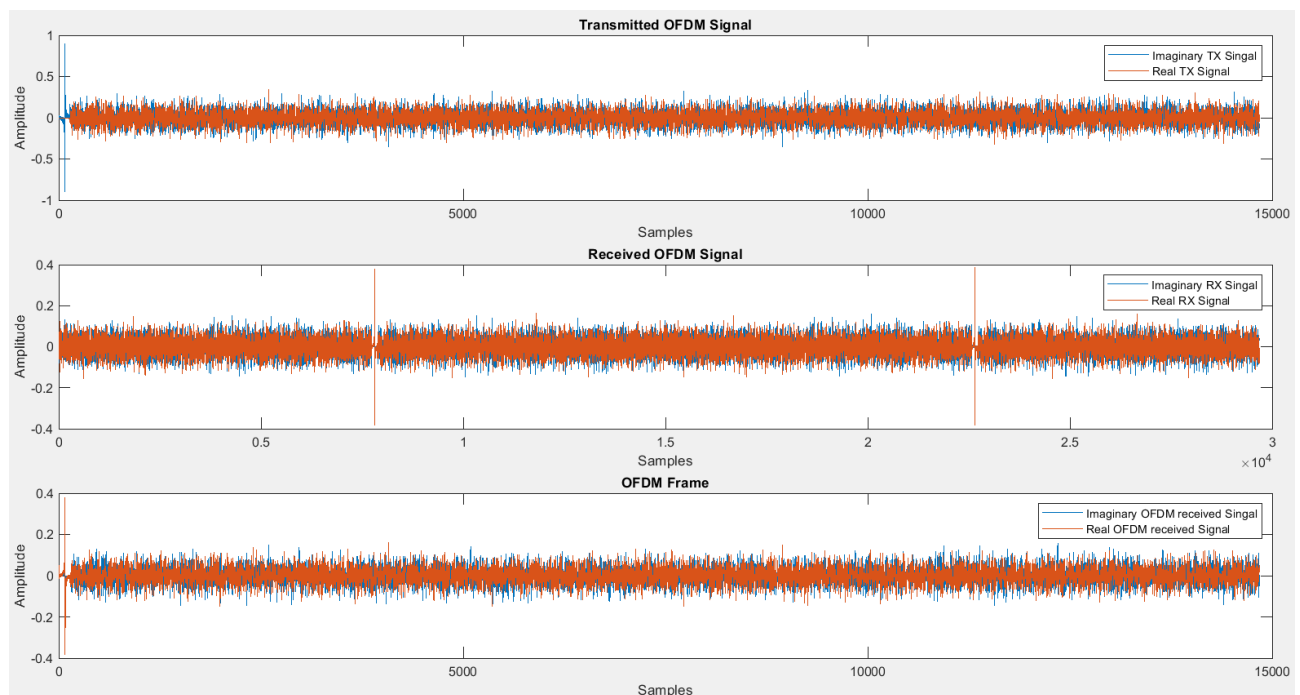
Όντως για την ίδια μέση ισχύ εκπομπής, ο δέκτης δεν έχει αποφανθεί λάθος για την πραγματική τιμή των λαμβανόμενων συμβόλων. Για την BPSK ο ρυθμός μετάδοσης που υπολογίστηκε ήταν 0.68Mbps. Εφόσον τώρα ο αριθμός των συμβόλων διπλασιάστηκε σε σχέση με την BPSK, καθώς και το πλήθος των bits που περιγράφει κάθε σύμβολο έχει διπλασιαστεί, είναι εύκολα αντιληπτό ότι και η ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων θα διπλασιαστεί και αυτή. Η απόκλιση στον ρυθμό μετάδοσης του ενός δεκάτου από την προσδοκώμενη τιμή σε σχέση με την τιμή που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, οφείλεται επειδή στον κώδικα έχουν επιλεγεί να εμφανίζονται μέχρι δύο δεκαδικά ψηφία για το αποτέλεσμα. Έτσι η πραγματική τιμή του ρυθμού μετάδοσης για την BPSK δεν ήταν ακριβώς 0.68Mbps αλλά λίγο παραπάνω, γι' αυτό και υπάρχει αυτό μικρό οπτικό σφάλμα στην εικόνα.

```
Average transmitted power for QPSK is: 3.61 dBm  
Bit Rate is 1.29 Mbps  
Bit Error Rate is 0.00e+00
```

Εικόνα 4.4.2.3 Αποτελέσματα επίδοσης QPSK διαμόρφωσης

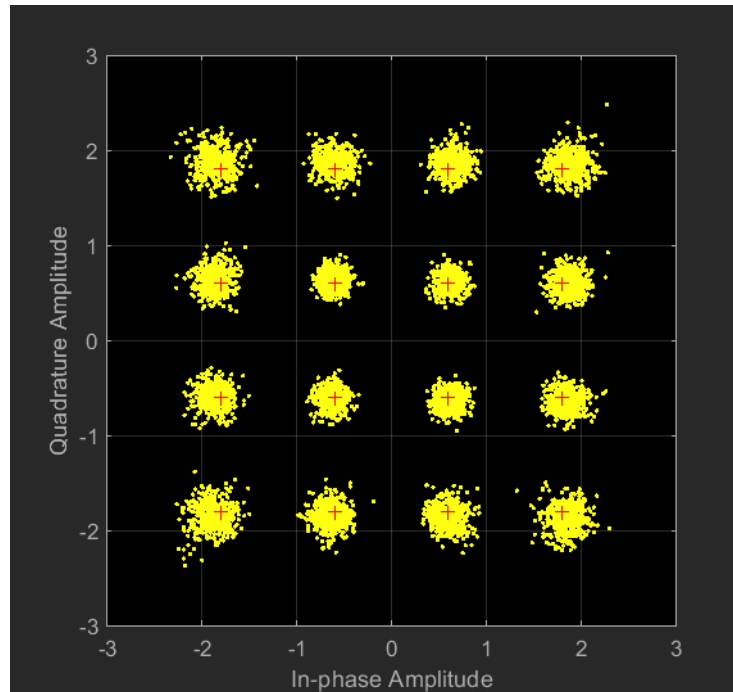
4.4.3 16-QAM

Το φαινόμενο της αντιμετάθεσης του πραγματικού και του φανταστικού μέρους συνεχίζει να υπάρχει και σε αυτήν την περίπτωση.



Εικόνα 4.4.3.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 16-QAM

Ο λαμβανόμενος αστερισμός φαίνεται στην Εικόνα 4.4.3.2. Τα σημεία αναφοράς αυτήν την φορά είναι 16 και από την εικόνα του φαίνεται να μην έχει παρθεί λάθος απόφαση ως προς την πραγματική τιμή του κάθε λαμβανόμενου συμβόλου.



Εικόνα 4.4.3.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 16-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 16-QAM αστερισμό

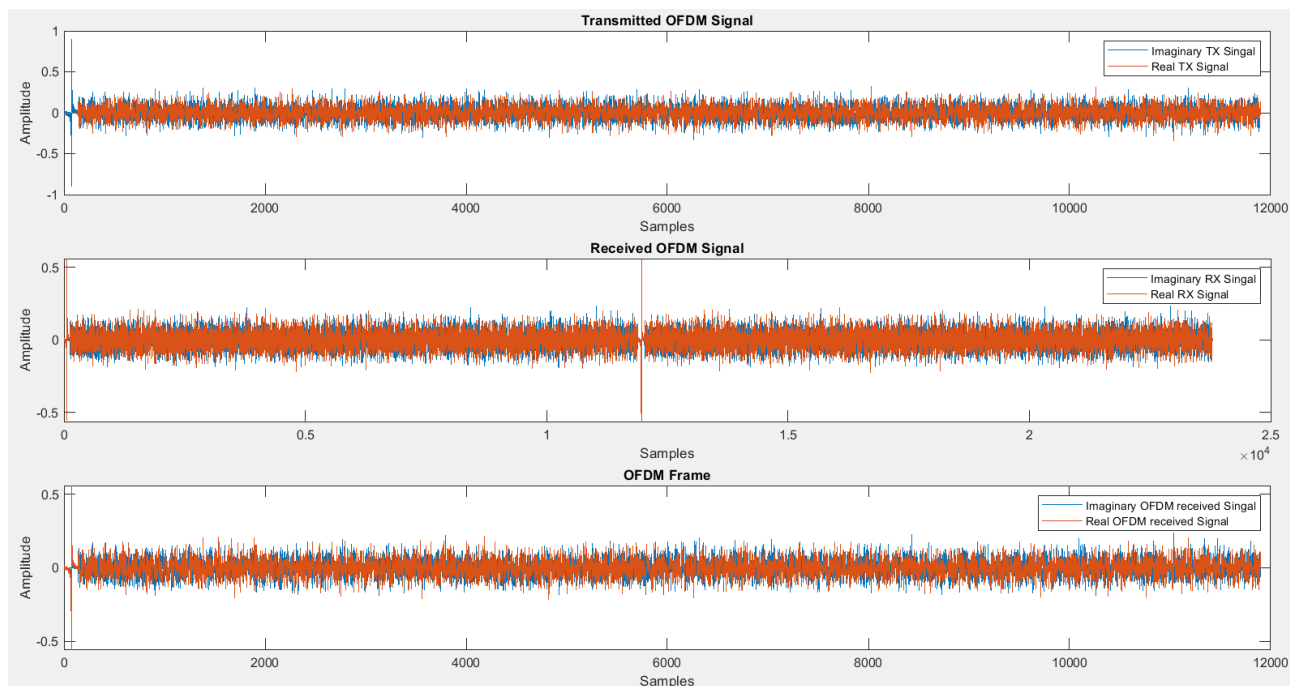
Η διαφορά μεταξύ της εκπεμπόμενης μέσης ισχύς σε αυτήν την περίπτωση σε σχέση με τις τιμές των εκπεμπόμενων ισχύων των δύο προηγούμενων παραδειγμάτων είναι αμελητέα. Ο ρυθμός μετάδοσης τώρα έχει τετραπλασιαστεί σε σχέση με τον ρυθμό μετάδοσης της BPSK επειδή έχει τετραπλασιαστεί και ο αριθμός των bits που μεταφέρει κάθε σύμβολο πλέον.

```
Average transmitted power for 16-QAM is: 3.59 dBm  
Bit Rate is 2.58 Mbps  
Bit Error Rate is 0.00e+00
```

Εικόνα 4.4.3.3 Αποτελέσματα επίδοσης 16-QAM διαμόρφωσης

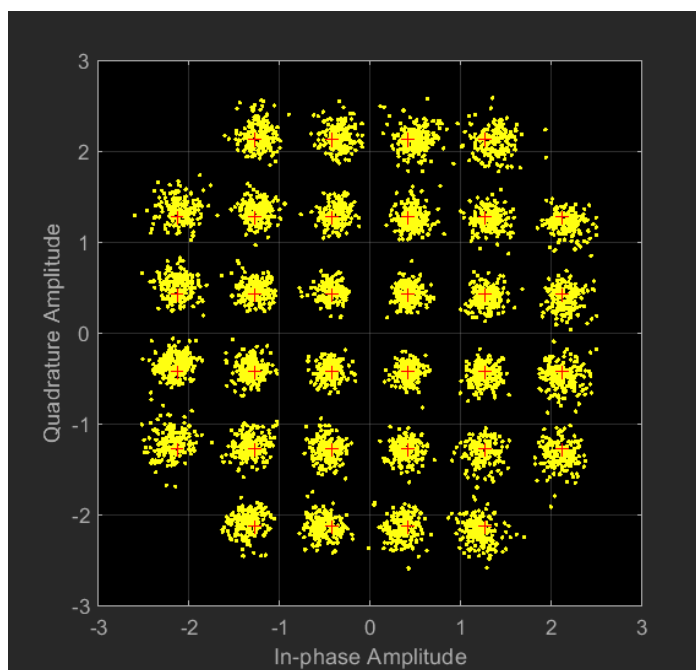
4.4.4 32-QAM

Σε αυτό το παράδειγμα έτυχε πάλι το φαινόμενο της αντιμετάθεσης του πραγματικού με του φανταστικού μέρους καθώς επίσης και η περίπτωση όπου η αρχή του πρώτου πιλοτικού σήματος βρίσκεται στο τέλος του λαμβανόμενου σήματος.



Εικόνα 4.4.4.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 32-QAM

Τα λαμβανόμενα σύμβολα εκ πρώτης όψεως στην εικόνα του αστερισμού δείχνουν να έχουν μια αρκετά μεγάλη διασπορά γύρω από τα σημεία αναφοράς κι έτσι είναι πιθανό αυτή τη φορά να έχουν δημιουργηθεί κάποια λάθη.



Εικόνα 4.4.4.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 32-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 32-QAM αστερισμό

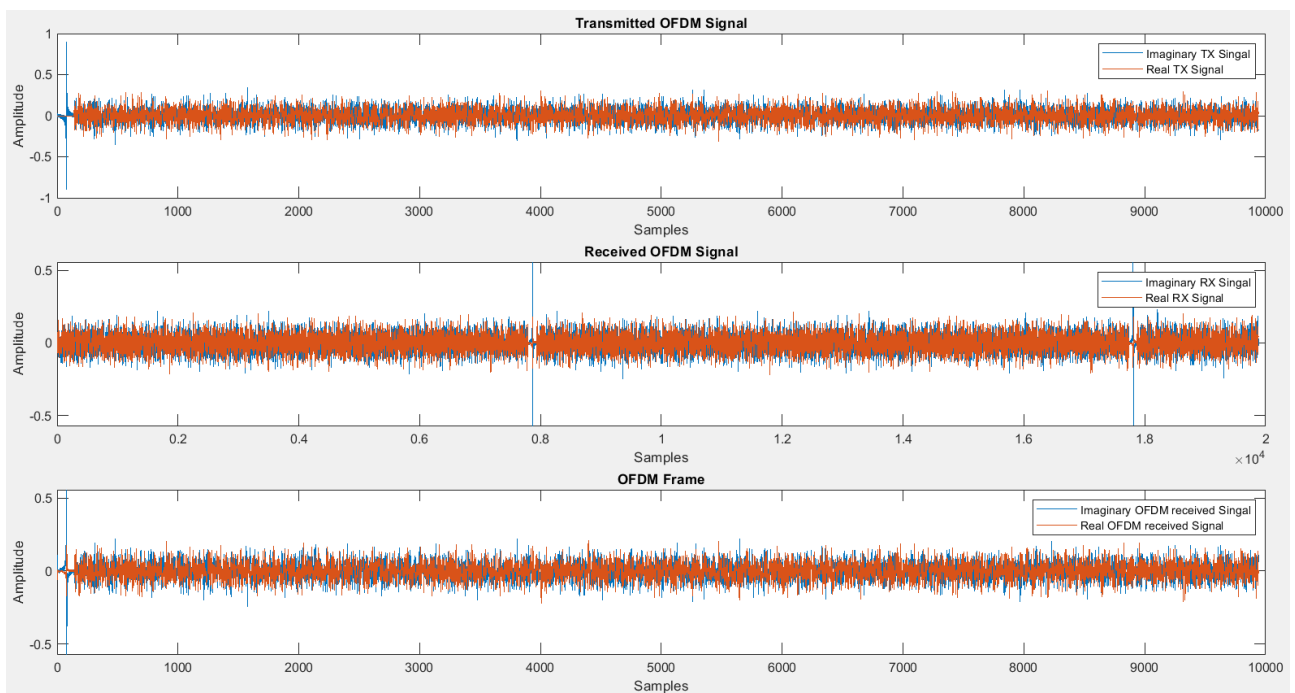
Όντως αυτή τη φορά σημειώθηκαν κάποια λάθη και το BER είναι $3.4 \cdot 10^{-4}$ που αυτό σημαίνει ότι στα 100000 λαμβανόμενα bits τα 34 είναι λάθος. Παρόλα αυτά ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων πενταπλασιάστηκε σε σχέση με τον ρυθμό μετάδοσης της BPSK.

```
Average transmitted power for 32-QAM is: 3.62 dBm
Bit Rate is 3.22 Mbps
Bit Error Rate is 3.40e-04
```

Εικόνα 4.4.4.3 Αποτελέσματα επίδοσης 32-QAM διαμόρφωσης

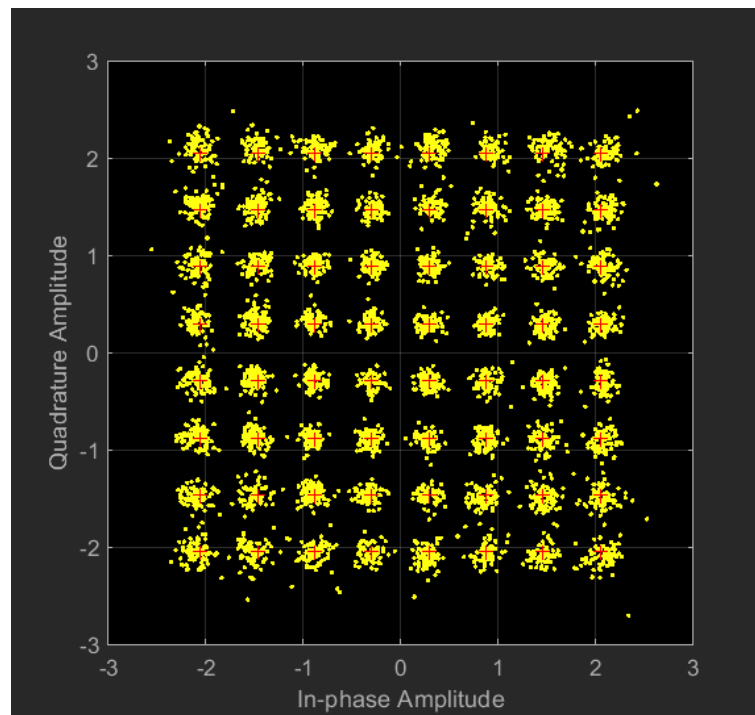
4.4.5 64-QAM

Αυτή τη φορά για την 64-QAM διαμόρφωση έτυχε τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη μεταξύ του εκπεμπόμενου και του λαμβανόμενου σήματος να συμπίπτουν.



Εικόνα 4.4.5.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 64-QAM

Πλέον είναι ευδιάκριτο ότι όσο αυξάνεται η τάξη της QAM διαμόρφωσης τόσο μικραίνουν τα διαστήματα απόφασης.



Εικόνα 4.4.5.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 64-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 64-QAM αστερισμό

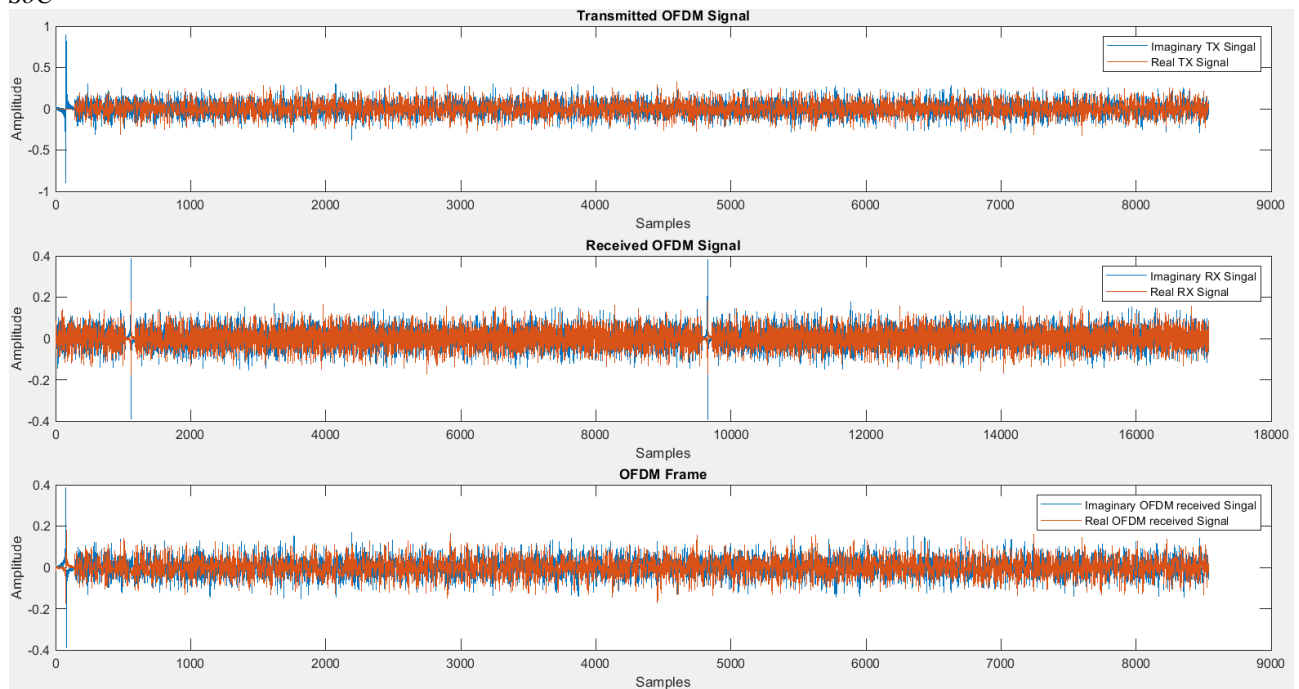
Έτσι εφόσον η ισχύς εκπομπής είναι ίδια με προηγουμένως είναι αναμενόμενο το BER να έχει αυξηθεί σε σχέση με πριν και ταυτόχρονα η ταχύτητα να έχει αυξηθεί.

```
Average transmitted power for 64-QAM is: 3.62 dBm  
Bit Rate is 3.87 Mbps  
Bit Error Rate is 9.18e-04
```

Εικόνα 4.4.5.3 Αποτελέσματα επίδοσης 64-QAM διαμόρφωσης

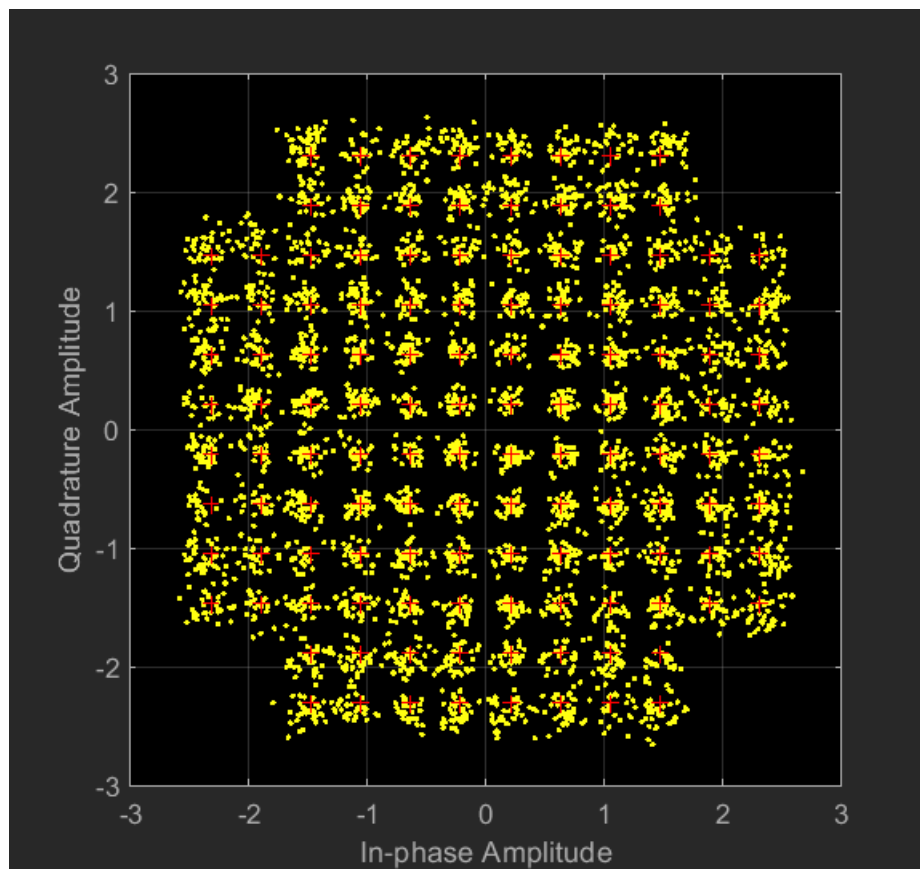
4.4.6 128-QAM

Στην τελευταία περίπτωση όπου χρησιμοποιήθηκε η 128-QAM μπορεί να παρατηρηθεί ότι ο αριθμός των δειγμάτων του εκπεμπόμενου σήματος σε σχέση με τις προηγούμενες διαμορφώσεις έχει μειωθεί. Συγκεκριμένα στην BPSK το εκπεμπόμενο σήμα αποτελούταν από 67370 δείγματα ενώ τώρα μόνο από 8540. Έτσι είναι αντιληπτό ότι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης οφείλεται στο ότι η ίδια ποσότητα πληροφορίας μεταφέρεται κάθε φορά που αυξάνεται η τάξη της QAM διαμόρφωσης, με ένα σήμα που το πλήθος των δειγμάτων του λιγότευει όλο και περισσότερο.



Εικόνα 4.4.5.1 Εκπεμπόμενο, λαμβανόμενο και απομονωμένο baseband σήμα πληροφορίας με χρήση 128-QAM

Ο λαμβανόμενος αστερισμός της 128-QAM φαίνεται στην Εικόνα 4.4.5.2.



Εικόνα 4.4.6.2 Λαμβανόμενος αστερισμός 128-QAM σε σχέση με τον εκπεμπόμενο 128-QAM αστερισμό

Παρόλο που με αυτή τη διαμόρφωση πάρθηκε ο υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, ταυτόχρονα το πάρθηκε και η υψηλότερη τιμή του BER.

```
Average transmitted power for 128-QAM is: 3.63 dBm
Bit Rate is 4.51 Mbps
Bit Error Rate is 6.22e-03
```

Εικόνα 4.4.6.3 Αποτελέσματα επίδοσης 128-QAM διαμόρφωσης

Το BER για αυτήν την διαμόρφωση χρησιμοποιούμενη από συγκεκριμένο τηλεπικοινωνιακό σύστημα δεν μπορεί να μειωθεί, διότι για να μειωθεί θα χρειαζόταν να αυξηθεί η μέση ισχύς εκπομπής, δηλαδή προγραμματιστικά η παράμετρος “power_factor, κάτι που δεν μπορεί να συμβεί διότι ο πομπός φτάνει σε σημείο κορεσμού. Έτσι όπως ειπώθηκε και στην Υποενότητα 4.3 για να λειτουργήσουν και οι έξι διαμορφώσεις QAM του συστήματος με BER μικρότερο του $3 \cdot 10^{-2}$, η μικρότερη τιμή που μπορεί να λάβει η παράμετρος “power_factor” είναι το 1.5 . Για τιμές μικρότερες του 1.5 το BER αρχίζει και αυξάνεται, ακόμα και όταν μειώνεται η τάξη της QAM διαμόρφωσης από 128. Έτσι η μικρότερη τιμή που μπορεί να λάβει ώστε το BER της BPSK να μην ξεπεράσει την τιμή $3 \cdot 10^{-2}$ είναι το 0.3 .

Ο συγκεντρωτικός πίνακας με τα αποτελέσματα των επιδόσεων των έξι ψηφιακών διαμορφώσεων που χρησιμοποιήθηκαν στο OFDM τηλεπικοινωνιακό σύστημα, για σταθερή μέση ισχύ εκπομπής φαίνεται παρακάτω.

Modulation	BPSK	QPSK	16-QAM	32-QAM	64-QAM	128-QAM
Bit Rate (Mbps)	0.64	1.29	2.58	3.22	3.87	4.51
BER	0	0	0	$3.4 \cdot 10^{-4}$	$9.18 \cdot 10^{-4}$	$6.22 \cdot 10^{-3}$

Πίνακας 4.4.6.1 Αποτελέσματα επιδόσεων M-QAM διαμορφώσεων

5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Συμπεράσματα

Τα συστήματα SDR είναι αφενός μια μεθοδολογία σχεδίασης και αφετέρου μια τεχνολογία η οποία παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα καθώς και μεγάλη ευελιξία στον τομέα των ψηφιακών τηλεπικοινωνιών. Σε συνδυασμό με την χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή είδαμε ότι είναι εφικτή η υλοποίηση πολλών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων μόνο με την κατασκευή των αλγορίθμων λειτουργίας τους, χωρίς την ανάγκη χρήσης κάθε φορά διαφορετικού εξοπλισμού. Έτσι οι αλγόριθμοι αυτοί μπορούν να φορτωθούν είτε κατευθείαν σε κάποια προγραμματιζόμενη ενσωματωμένη μονάδα επεξεργασίας όπως είναι ένα FPGA, που συνδυάζεται με κάποια SDR πλακέτα, ή απλά να εκτελούνται σε κάποιον ηλεκτρονικό υπολογιστή ο οποίος έχει ως διεπαφή κάποιο SDR σύστημα, το οποίο είναι ικανό να στείλει και να λάβει δεδομένα. Το μεγάλο τους πλεονέκτημα όπως έχει αναφερθεί αρκετές φορές, είναι ότι μπορούν να αλλάζουν την λειτουργία ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος ή προτύπου, απλά με την αλλαγή και την φόρτωση ενός καινούριου προγράμματος στην μονάδα επεξεργασίας. Έτσι στο προηγούμενο παράδειγμα που υλοποιήθηκε ένα OFDM τηλεπικοινωνιακό σύστημα, είδαμε ότι αυτό το σύστημα μπορεί να παραμετροποιηθεί εύκολα και να λειτουργήσει με πάρα πολλούς τρόπους. Αρχικά ένα απλό παράδειγμα είναι ότι το σύστημα αυτό μπορεί να λειτουργήσει αξιόπιστα με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων σε κανονικά περιβάλλοντα διάδοσης. Επίσης μπορεί ακόμα να λειτουργήσει και σε πολύ θορυβώδη περιβάλλοντα, με μικρότερη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων αλλάζοντας απλά το είδος της QAM διαμόρφωσης. Για να επιτευχθεί αυτό για το παρόν σύστημα, αρκεί απλά η αλλαγή της τιμής μιας μεταβλητής και η επανεκτέλεση του προγράμματος χωρίς να χρειάζεται η αφαίρεση ή η πρόσθεση κάποιων άλλων κυκλωματικών διατάξεων. Επιπλέον μπορεί να μειωθεί η μέση ισχύς εκπομπής, που έχει ως αποτέλεσμα την εξοικονόμηση ενέργειας, την μείωση παρεμβολών σε γειτονικούς σταθμούς καθώς και στην περίπτωση που το όλο σύστημα είναι μέρος φορητού εξοπλισμού, την αύξηση της διάρκειας ζωής της μπαταρίας αυτού. Ακόμα για την επίτευξη ακόμα υψηλότερων ρυθμών δεδομένων θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν περισσότερα υποφέροντα OFDM απλά με την αλλαγή κάποιων παραμέτρων στο ήδη υπάρχον σύστημα. Σαν μελλοντικός στόχος αυτής της κατασκευής, είναι η βελτίωση του αλγορίθμου αυτού με σκοπό την λειτουργικότητά του με πολλά περισσότερα OFDM υποφέροντα ώστε να επιτευχθεί η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων. Επίσης ο απώτερος στόχος είναι η φόρτωση αυτού του αλγορίθμου στο FPGA της ZedBoard το οποίο θα συνεργάζεται μόνο με την RF πλακέτα για να μπορεί να εκπέμπει και να λαμβάνει σήματα αυτόνομα.

Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

- [1]M. Debbah. “Short Introduction to OFDM” github.com. http://chenweixiang.github.io/docs/Short_Introduction_to_OFDM.pdf. (accessed Oct. 10, 2020).
- [2]Α. Κανατάς, Φ. Κωνσταντίνου και Γ. Πάντως, *ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ*. Αθήνα, Παπασωτηρίου εκδόσεις, 2013, pp. 280-281.
- [3]J. Wight. “The OFDM Challenge” eetimes.com. <https://www.eetimes.com/the-ofdm-challenge/>. (accessed Oct. 15, 2020)
- [4]NuRAN Wireless. “Understanding PAPR in OFDM systems.” nutaq.com <https://www.nutaq.com/blog/understanding-papr-ofdm-systems>. (accessed Oct. 2, 2020).
- [5]Techplayon. “ What is PAPR (Peak to average power ratio), Why it matters to Power Amplifier.” Techplayon.com.<http://www.techplayon.com/papr-peak-average-power-ratio-matters-power-amplifier/> (accessed Sept. 15, 2020)
- [6]Σ. Καραμπέτσος. (2020). *Τεχνολογίες διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων* [Online]. Available: <https://eclass.uniwa.gr/modules/document/index.php?course=EEE224&openDir=/5e70fe09ueJ>
- [7]Κ. Μπερμπερίδης, Β. Κεκάτος και Χ. Τσινός. *Κινητά Δίκτυα Επικοινωνιών* [Online]. Available: http://xanthippi.ceid.upatras.gr/courses/mobile/Synolo_A_Merous_ae08_09.pdf
- [8]C. Beard. a. W. Stallings, *Wireless Communication Networks and Systems*, Harlow: Pearson Education (στα Ελληνικά), 2016, pp. 296
- [9]Electronics Notes. “Understanding the Software Defined Radio Receiver SDR” electronics-notes.com. https://www.electronics-notes.com/articles/radio/sdr-software-defined-radioreceiver/sdr-basics.php?fbclid=IwAR3xcauHJUQK-ykf904VCFUmZR6nZR_7taT9FjY0WiMzr8y1udSIpSc7Ig (accessed Sept. 22, 2020)
- [10]Avnet Electronics Marketing. *ZedBoard*, Oct. 2020. [Online]. Available: http://zedboard.org/sites/default/files/product_briefs/5066_PB_AES_Z7EV_7Z020_G_V3c%20%281%29_0.pdf
- [11]Avnet Electronics Marketing. *ZedBoard (Zynq Evaluation and Development) Hardware User’s Guide*, Oct. 2020. [Online]. Available: http://zedboard.org/sites/default/files/documentations/ZedBoard_HW_UG_v2_2.pdf?fbclid=IwAR29Eh4QSMqZajPbywV4cEaAVfOjoBZ-I6-eQNJQaTvB8qjgfn8_hGfFi8M
- [12]Avnet. *Zynq-7000 SoC Data Sheet: Overview*, Oct. 2020. [Online]. Available: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf
- [13]A. Habegger. *Introduction Zynq* [Online]. Available: http://152.66.252.13/system/files/oktatas/targyak/10107/lecture_zynq_slides.pdf?fbclid=IwAR0QST9Fod52xFK-3f4NYET1vbvDPPdSrkuJh0_Bpbu2itaNIJaQBso2f0w
- [14]Analog Devices. “AD-FMCOMMS4-EBZ” analog.com. <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/eval-ad-fmcomms4->

Ανάπτυξη τηλεπικοινωνιακών υποσυστημάτων OFDM με την αναπτυξιακή πλατφόρμα ZedBoard Zynq-7000 ARM/FPGA SoC

ebz.html?fbclid=IwAR0AeFODC5FTlfXYdmZyvHhC0mTrRpR_f235H4XDGI7AHCDMbMYybYUhaHs#eb-overview

[15] Analog Devices. *RF Agile Transceiver AD9364*, Oct. 2020. [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical_documentation/data_sheets/AD9364.pdf?fbclid=IwAR1986R7m78XV1uYWP7WBdGBtexugURaO0WV2GIv0RSIzoN15v09fod3siU

Παράρτημα Α «Κώδικας»

```
clear all
close all
clc

%% Initialize OFDM system requirements
indx=6;% 1:BPSK 2:QPSK 3:16-QAM
M=[2 4 16 32 64 128];
MODULATION=["BPSK" , "QPSK" , "16-QAM", "32-QAM", "64-QAM",
"128-QAM"];
bits=29400;
SubCarriersSpacing=10e3;
DataSubCarriers=70;
fftSize=128;
Fs=SubCarriersSpacing*fftSize;
extendedCP_samples=12;
QamSymbols=DataSubCarriers;
k=log2(M(indx));
TotalQAMSymbols=bits/k;
TotalOFDMSymbols=TotalQAMSymbols/DataSubCarriers;

%% QAM MODULATION
rng default;
dataIn=randi([0 1],bits,1);
dataInMatrix=reshape(dataIn,length(dataIn)/k,k);
dataSymbolIn=bi2de(dataInMatrix);
power_factor=1.9; %[1.5 1.9] for 128-QAM: 3e-2>BER>6.22e-3 |
for BPSK :3e-2>BER>0
```

```
qamDataIn=power_factor*qammod(dataSymbolIn,M(indx),'gray','UnitAveragePower',true);

QAMs=reshape(qamDataIn, DataSubCarriers, TotalOFDMSymbols);

avgPower=mean(abs(qamDataIn).^2);

%% Prepare OFDM

OFDM_map_idx=[fftSize 1:DataSubCarriers/2
DataSubCarriers+2:fftSize
(DataSubCarriers/2)+1:DataSubCarriers];

OFDM_CP_idx=[fftSize-extendedCP_samples+1:fftSize
1:fftSize];

OFDMvecs=zeros(fftSize,TotalOFDMSymbols);
OFDMvecs(1:DataSubCarriers,:)=QAMs;
OFDMvecsNew=OFDMvecs(OFDM_map_idx,:);

pre_pilot=[(-1).^(1:DataSubCarriers)]';
preamble=zeros(fftSize,1);
preamble(1:DataSubCarriers,:)=(power_factor+0.5)*pre_pilot;
preamble=preamble(OFDM_map_idx);

OFDMvecsNew=[preamble OFDMvecsNew];

%% OFDM MODULATION

OFDMs=ifft(OFDMvecsNew);
TX_OFDMs=OFDMs(OFDM_CP_idx,:);

%% SDR CONFIGURATION

deviceNameSDR='AD936x';
radio=sdrdev(deviceNameSDR);
```

```
sdrTransmitter = sdrtx(deviceNameSDR);

sdrTransmitter.BasebandSampleRate = Fs;
sdrTransmitter.CenterFrequency = 2.4e9;
sdrTransmitter.ShowAdvancedProperties = true;
sdrTransmitter.Gain = 0;
sdrTransmitter.ChannelMapping = 1;

sdrReceiver = sdr_rx(deviceNameSDR);
sdrReceiver.BasebandSampleRate =
sdrTransmitter.BasebandSampleRate;
sdrReceiver.CenterFrequency = sdrTransmitter.CenterFrequency;
sdrReceiver.OutputDataType = 'double';
sdrReceiver.ChannelMapping = 1;

%% Signal Transmission & Reception
samplesPerFrame = length(TX_OFDMs(:));
requiredCaptureLength = samplesPerFrame*2;

sdrTransmitter.transmitRepeat(TX_OFDMs(:));
fprintf('\nStarting a new RF capture.\n')
capturedData = capture(sdrReceiver, requiredCaptureLength,
'Samples');

release(sdrTransmitter);
release(sdrReceiver);

%% Frame Location
if max(real(capturedData)) > max(imag(capturedData))
    thr = max(real(capturedData));
    thesis = find(real(capturedData) > thr*0.8);
```

```
kat=real(capturedData);  
  
else  
  
thr=max(imag(capturedData));  
thesis=find(imag(capturedData)>thr*0.8);  
kat=imag(capturedData);  
  
end  
  
pilot_peak=(fftSize/2+extendedCP_samples);  
flag=0;  
i=0.01;  
while(flag==0 && i<0.21)  
if (length(thesis)==4) && (thesis(2)-thesis(1)==1)  
if thesis(2)<pilot_peak  
newCap=capturedData(thesis(4)-pilot_peak:thesis(4)-  
pilot_peak+length(TX_OFDMs(:))-1);  
flag=1;  
else  
newCap=capturedData(thesis(2)-pilot_peak:thesis(4)-  
pilot_peak-1);  
flag=1;  
end  
elseif (length(thesis)==2)  
if thesis(1)<pilot_peak  
newCap=capturedData(thesis(2)-pilot_peak:thesis(2)-  
pilot_peak+length(TX_OFDMs(:))-1);  
flag=1;  
else  
newCap=capturedData(thesis(1)-pilot_peak:thesis(2)-  
pilot_peak-1);  
flag=1;
```

```
    end

else

    thesis=find(kat>thr*(0.8+i));

    i=i+0.01;

end

end

end

%% Prepare OFDM Demodulation
RXSYMBOLS=reshape(newCap,size(TX_OFDMs,1),size(TX_OFDMs,2));
idx=extendedCP_samples+1;
RXSYMBOLS=RXSYMBOLS(idx:end,:);

%% OFDM Demodulation
F_RX=fft(RXSYMBOLS);

%% Subcarriers Extraction
idx1=[2:DataSubCarriers/2+1];
idx2=[fftSize-DataSubCarriers/2+1:fftSize];
idx=[idx1 idx2];
F_RX1=F_RX(idx,:);

%% Channel Estimation & Correction
Hest=F_RX1(:,1)./preamble(idx,:);
RX_QAMs=F_RX1./ repmat(Hest,1,TotalOFDMSymbols+1);
qamDataOut=RX_QAMs(:,2:end);

%% QAM Demodulation
dataSymbolsOut = qamdemod(qamDataOut/power_factor, M(indx),
'gray', 'UnitAveragePower',true);
dataOutMatrix = de2bi(dataSymbolsOut,k);
dataOut = dataOutMatrix(:);
```

```
%% Results

% Scope Configuration

spectrumScope = dsp.SpectrumAnalyzer( ...
    'SpectrumType',    'Power density', ...
    'SpectralAverages', 10, ...
    'YLimits',        [-130 -40], ...
    'Title',          'Received Baseband Signal Spectrum',
    ...
    'YLabel',         'Power spectral density');

spectrumScope.SampleRate = sdrReceiver.BasebandSampleRate;

% Constellation Object Configuration

constDiagram =
comm.ConstellationDiagram('ReferenceConstellation', qamDataIn,
    ...
    'XLimits', [-3 3], 'YLimits', [-3 3]);

%Signal Bandwidth

spectrumScope(capturedData);

%TX & RX Plots

figure(1)
subplot(3,1,1)
plot(1:length(TX_OFDMs(:)), imag(TX_OFDMs(:)))
hold on
plot(1:length(TX_OFDMs(:)), real(TX_OFDMs(:)))
xlabel('Samples')
ylabel('Amplitude')
legend('Imaginary TX Singal', 'Real TX Signal')
title('Transmitted OFDM Signal')

subplot(3,1,2)
plot(1:length(capturedData), imag(capturedData))
```

```
hold on

plot(1:length(capturedData),real(capturedData))

xlabel('Samples')

ylabel('Amplitude')

legend('Imaginary RX Singal','Real RX Signal')

title('Received OFDM Signal')

subplot(3,1,3)

plot(1:length(newCap),imag(newCap))

hold on

plot(1:length(newCap),real(newCap))

xlabel('Samples')

ylabel('Amplitude')

legend('Imaginary OFDM received Singal','Real OFDM received Signal')

title('OFDM Frame')

%Constelation

constDiagram(qamDataOut(:))

%Bit Rate Calculation

tcp=extendedCP_samples/(fftSize+extendedCP_samples);

SymbolDuration=(1+tcp)/SubCarriersSpacing;

SampleRate=1/SymbolDuration;

BitRate=SampleRate*DataSubCarriers*k;

%BER Calculation

[numErrors,ber] = biterr(dataIn,dataOut);

%Result printing

fprintf('\nAverage transmitted power for %s is: %4.2f dBm',
MODULATION(indx),avgPower)

fprintf('\nBit Rate is %.2f ',BitRate/1e6)

fprintf('Mbps')

fprintf('\nBit Error Rate is %.2e \n', ber)
```