

Τμήμα
Μηχανικών
Πληροφορικής τ.ε.

Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα
Δυτικής Ελλάδας

Πτυχιακή Εργασία

Στο πλαίσιο του Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών
«Τεχνολογίες και Συστήματα Ευρυζωνικών Εφαρμογών και
Υπηρεσιών»

**«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM
διαμόρφωσης»**

Ταρνάρης Παναγιώτης
Α.Μ.: Μ21

Επιβλέποντες:
Επικ. Καθ. Μιχάλης Παρασκευάς

Αντίρριο, Φεβρουάριος 2018

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	7
Abstract	8
Κεφάλαιο 1 ISI και FDM Πολυπλεξία	9
1.1 Εισαγωγή	9
1.2 Σκίαση, Διαλείψεις και Διασυμβολική Παρεμβολή (ISI).....	9
1.3 Μετάδοση Απλού Φέροντος και Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας FDM	12
Κεφάλαιο 2 OFDM Διαμόρφωση	14
2.1 Εισαγωγή	14
2.2 Ιδιότητα της Ορθογωνικότητας.....	15
2.3 Κυκλικό πρόθεμα(CP)	17
2.3.1 Εισαγωγή	17
2.3.2 Μέγιστη Διάρκεια Κυκλικού Προθέματος	21
2.3.3 Κυκλικό Πρόθεμα και Συγχρονισμός.....	22
2.3.4 Σφάλμα Συγχρονισμού	23
2.4 Βασικές Μέθοδοι Ψηφιακής Διαμόρφωσης.....	24
2.4.1 Διαμόρφωση BPSK	24
2.4.2 Διαμόρφωση QPSK.....	25
2.4.3 Διαμόρφωση 16-QAM.....	26
2.5 Δομή Συστήματος OFDM.....	27
2.6 Αδυναμίες OFDM	29
2.6.1 Πλευρικοί Λοβοί.....	29
2.6.2 Διαφερωντική Παρεμβολή (ICI)	30
Κεφάλαιο 3 F-OFDM Διαμόρφωση	31
3.1 Εισαγωγή	31
3.2 5G δίκτυα και ανάγκες για F-OFDM.....	32
3.3 Γενικό πλαίσιο	35
3.3.1 Δομή πομπού	35
3.3.2 Δομή δέκτη	36
3.3.3 Ευελιξία και συνύπαρξη.....	37
3.3.4 Η διαδρομή της εξέλιξης	38
3.4 Σημαντικά θέματα σχεδιασμού	39
Κεφάλαιο 4 Υλοποίηση	40
4.1 Εισαγωγή	40
4.2 Παράμετροι συστήματος	40
4.3 F-OFDM σχεδιασμός φίλτρου	41

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

4.4 Διαδικασία μετάδοσης από τον πομπό	43
4.4.1 OFDM.....	43
4.4.2 F-OFDM.....	44
4.4.3 Σύγκριση για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις και σταθερό φίλτρο(L = 513)	45
4.4.4 Σύγκριση για διαφορετικό μήκος φίλτρου και σταθερή ψηφιακή διαμόρφωση (64-QAM).....	51
4.5 Διαδικασία λήψης από τον δέκτη	57
4.5.1 OFDM.....	57
4.5.2 F-OFDM.....	58
4.5.3 Σύγκριση για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις και σταθερό φίλτρο(L = 513)	59
4.5.4 Σύγκριση για διαφορετικό μήκος φίλτρου και σταθερή ψηφιακή διαμόρφωση (256-QAM).....	63
Κεφάλαιο 5 Αξιολόγηση και Ζητήματα	69
5.1 Τελική αξιολόγηση	69
5.2 Ζητήματα προς περαιτέρω εξέταση.....	70
5.2.1 Ορισμός PARP	70
5.2.2 Συνέπειες PARP	71
5.2.3 Κριτήρια αντιμετώπισης PARP	71
Βιβλιογραφία	72

Κατάλογος Εικόνων και Πινάκων

Εικόνα 1.1: Σειριακή μετάδοση συμβόλων	10
Εικόνα 1.2: Σειριακή μετάδοση συμβόλων λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης	11
Εικόνα 1.3: Σειριακή μετάδοση συμβόλων με διασυμβολική παρεμβολή λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης	11
Εικόνα 1.4: Σειριακή single carrier μετάδοση 5 συμβόλων διάρκειας D_t	13
Εικόνα 1.5: Παράλληλη μετάδοση με πολυπλεξία FDM 5 συμβόλων διάρκειας T	13
Εικόνα 2.1: Φασματική μορφή τετραγωνικού παλμού που αντιστοιχεί σε σύμβολο.....	15
Εικόνα 2.2: Φασματική μορφή 2 τετραγωνικών παλμών μετάδοσης FDM που αντιστοιχούν σε 2 σύμβολα.....	16
Εικόνα 2.3: Φασματική μορφή 3 τετραγωνικών παλμών μετάδοσης OFDM που αντιστοιχούν σε 3 σύμβολα.....	16
Εικόνα 2.4: Δίαυλος στο πεδίο του χρόνου.....	17
Εικόνα 2.5: Δίαυλος στο πεδίο της συχνότητας.....	18
Εικόνα 2.6: Δίαυλος στο πεδίο του διακριτού χρόνου.....	18
Εικόνα 2.7: Δίαυλος στο πεδίο της διακριτής συχνότητας.....	19
Εικόνα 2.8: OFDM σύμβολο χωρίς διάστημα φύλαξης στο πεδίο του χρόνου.....	20
Εικόνα 2.9: Δύο OFDM σύμβολα χωρίς διάστημα φύλαξης στο πεδίο του χρόνου.....	20
Εικόνα 2.10: Δύο OFDM σύμβολα με «κενό» διάστημα φύλαξης στο πεδίο του χρόνου.....	20
Εικόνα 2.11: OFDM σύμβολο με κυκλικό πρόθεμα CP στο πεδίο του χρόνου.....	21
Εικόνα 2.12: Δύο OFDM σύμβολα με κυκλικό πρόθεμα CP στο πεδίο του χρόνου.....	21
Εικόνα 2.13: Σύμβολο και κυκλικό πρόθεμα.....	21
Εικόνα 2.14: Τρία αφικνούμενα σύμβολα με καθυστέρηση λήψης από τον δέκτη.....	22
Εικόνα 2.15: Τρία αφικνούμενα σύμβολα με πρόωρη λήψη από τον δέκτη.....	22
Εικόνα 2.16: Τρία αφικνούμενα σύμβολα με CP και καθυστέρηση λήψης από τον δέκτη.....	23
Εικόνα 2.17: Περιοχές συμβόλων BPSK.....	24
Εικόνα 2.18: Περιοχές συμβόλων QPSK.....	25
Εικόνα 2.19: Περιοχές συμβόλων 16-QAM.....	27
Εικόνα 2.20: Δομή πομπού OFDM.....	27
Εικόνα 2.21: Δομή δέκτη OFDM.....	28
Εικόνα 2.22: Πλευρικοί λοβοί τριών φερόντων OFDM.....	29
Εικόνα 3.1: Πομπός F-OFDM	36
Εικόνα 3.2: Δέκτης F-OFDM	37
Εικόνα 3.3: Ευελιξία και συνύπαρξη κυματομορφών που ενεργοποιούνται από το f-OFDM.....	38
Εικόνα 3.4: Πιθανή πορεία εξέλιξης από OFDM σε 4G LTE σε f-OFDM σε 5G.....	39
Εικόνα 4.1: Παλμική απόκριση του φίλτρου που χρησιμοποιείται στην F-OFDM πολυπλεξία.....	42
Εικόνα 4.2: Αναπαράσταση OFDM πομπού με βάση τον παρακάτω κώδικα.....	43
Εικόνα 4.3: Αναπαράσταση F-OFDM πομπού με βάση τον παρακάτω κώδικα.....	44
Εικόνα 4.4: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για BPSK διαμόρφωση.....	46

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Εικόνα 4.5: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για QPSK διαμόρφωση	47
Εικόνα 4.6: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για 16-QAM διαμόρφωση	48
Εικόνα 4.7: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για 64-QAM διαμόρφωση	49
Εικόνα 4.8: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για 256-QAM διαμόρφωση	50
Εικόνα 4.9: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=5.....	52
Εικόνα 4.10: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=51.....	53
Εικόνα 4.11: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=501.....	54
Εικόνα 4.12: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=5001.....	55
Εικόνα 4.13: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=15001.....	56
Εικόνα 4.14: Αναπαράσταση OFDM πομπού με βάση τον παρακάτω κώδικα	57
Εικόνα 4.15: Αναπαράσταση F-OFDM πομπού	58
Εικόνα 4.16: BER to SNR(16-QAM)	60
Εικόνα 4.17: BER to SNR(64-QAM)	61
Εικόνα 4.18: BER to SNR(256-QAM)	62
Εικόνα 4.19: BER to SNR(L=5)	64
Εικόνα 4.20: BER to SNR(L=51)	65
Εικόνα 4.21: BER to SNR(L=501)	66
Εικόνα 4.22: BER to SNR(L=5001)	67
Εικόνα 4.23: BER to SNR(L=15001)	68
Πίνακας 4.1: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για BPSK	59
Πίνακας 4.2: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για QPSK	59
Πίνακας 4.3: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για 16-QAM	60
Πίνακας 4.4: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για 64-QAM	61
Πίνακας 4.5: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για 256-QAM	62
Πίνακας 4.6: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για L=5	63
Πίνακας 4.7: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για L=51	64
Πίνακας 4.8: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για L=501	65
Πίνακας 4.9: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για L=5001	66
Πίνακας 4.10: Σύγκριση τιμών BER(OFDM) και BER(F-OFDM) για L=15001	67

Υπόμνημα Όρων

ISI	Inter-symbol Interference
FDM	Frequency Division Multiplexing
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
BPSK	Binary Phase-shift keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature amplitude modulation
ICI	Inter-carrier Interference
F-OFDM	Filter Orthogonal Frequency Division Multiplexing
TTI	Transmission Time Interval
FFT	Fast Fourier Transform
OOBE	Out Off-Band Emissions
BER	Bit Error Rate
SNR	Signal-to-noise ratio
PAPR	Peak-to-average-power ratio

Περίληψη

Σκοπός της ακόλουθης διπλωματικής εργασίας είναι η συγκριτική μελέτη και ανάλυση των διαφορών μεταξύ δύο συγγενικών μεταξύ τους τύπων διαμόρφωσης σήματος OFDM με τη χρήση κυκλικού προθέματος και F-OFDM καθώς και των προβλημάτων και προκλήσεων που αντιμετωπίζει η κάθε μια.

Στο ξεκίνημα γίνεται μια αναφορά στα ζητήματα και τις προκλήσεις στη διαδικασία ασύρματης μετάδοσης και στις προϋποθέσεις που οδήγησαν στην εξέλιξη των υπάρχουσών μεθόδων πολυπλεξίας.

Ακολουθεί η αναλυτική παρουσίαση της πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας OFDM δίνοντας προσοχή στην ιδιότητα της ορθογωνιότητας και στο κυκλικό πρόθεμα(CP). Παρουσιάζεται παράλληλα και ένα απλοποιημένο μοντέλο συστήματος μαζί με τις αντίστοιχες μαθηματικές σχέσεις που το χαρακτηρίζουν.

Εξετάζεται η πολυπλεξία F-OFDM μια παραλλαγή της OFDM όπου το καθορισμένο εύρος ζώνης θα χωριστεί σε διάφορες υποζώνες και στη συνέχεια εφαρμόζεται φιλτράρισμα με βάση την υποζώνη για την καταστολή της παρεμβολής μεταξύ υποζώνων.

Παρουσιάζονται οι υλοποιήσεις των δύο πολυπλεξιών σε κώδικα matlab, οι παραστάσεις και οι γραφικές που προκύπτουν στους πομπούς και στους δέκτες των δύο υλοποιήσεων καθώς και η αναλυτική σύγκριση στην απόδοση των δύο συστημάτων για διαφορές μετρικές τους.

Τέλος γίνεται μια τελική αξιολόγηση των 2 μεθόδων πολυπλεξίας και επισήμανση μελλοντικών ζητημάτων που προκύπτουν.

Abstract

The purpose of the following thesis is to compare and analyze the differences between two related types of OFDM signal multiplexing using a circular prefix and F-OFDM as well as the problems and challenges each faces.

At the beginning a reference is made to the issues and challenges in the wireless transmission process and the conditions that led to the evolution of existing multiplexing methods. A detailed presentation of the OFDM frequency division multiplex is following by paying attention to the property of the orthogonality and the circular prefix (CP). At the same time, a simplified system model is presented along with the corresponding mathematical relations that characterize it..

Then the F-OFDM multiplexing which is an OFDM variation, where the specified bandwidth will be divided into different subbands and subband-based filtering is applied to suppress interpolar interpolation.

There are also presented the implementation of the two multiplexing in matlab code, the representations and graphs that arise in the transmitters and the receivers of the two implementations, as well as the analytical comparison in the performance of the two systems for different metrix.

Finally, there is a final comparison between the two multiplexing methods and the identification of future issues.

Κεφάλαιο 1

ISI και FDM Πολυπλεξία

1.1 Εισαγωγή

Ένα συνηθισμένο πρόβλημα στη μετάδοση δεδομένων με υψηλό ρυθμό είναι η διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference – ISI).

Είναι ένα πρόβλημα που οφείλεται στη συχνά επιλεκτική συμπεριφορά του διαύλου (frequency selective fading) λόγω της πολύ-διαδρομικής διάδοσης (multipath propagation). Αυτό συμβαίνει όταν σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών η εκπομπή γίνεται σε πολλές κατευθύνσεις και ο δέκτης λαμβάνει πολλά “αντίγραφα” του σήματος του πομπού εξαιτίας των ανακλάσεων που συμβαίνουν σε μεγάλα αντικείμενα όπως βουνά και κτίρια, τα αντίγραφα αυτά του σήματος φτάνουν στο δέκτη καθυστερημένα με αποτέλεσμα να παρεμβάλουν στο αρχικό σήμα. Το φαινόμενο αυτό προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή. Πιο συγκεκριμένα λαμβάνοντας υπόψη πως τα δεδομένα μας που μεταδίδονται διαμορφωμένα στο σήμα αντιστοιχούν σε σύμβολα, διασυμβολική παρεμβολή έχουμε όταν το ένα σύμβολο παρεμβάλλει στα επόμενα εξαιτίας των χρονικά μετατοπισμένων αντιγράφων του σήματος που φτάνουν στο δέκτη. Ως σύμβολο ορίζουμε μια μονάδα πληροφορίας που αποτελείται από ένα επιλεγμένο αριθμό bits. Ο αριθμός των bit ανά σύμβολο αποτελεί τον ρυθμό baud (baud rate) της πληροφορίας που εξαρτάται από τον τύπο της διαμόρφωσης. π.χ Αν σε μια μετάδοση κάθε σύμβολο πληροφορίας εκφράζεται από 2 bits τότε $\text{baud} = 2 \text{ bit} / \text{symbol}$.

1.2 Σκίαση, Διαλείψεις και Διασυμβολική Παρεμβολή (ISI)

Ας θεωρήσουμε ένα δέκτη που κινείται σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης. Το σήμα του πομπού όπως είναι λογικό υφίσταται μία εξασθένηση ανάλογη της απόστασης του πομπού από το δέκτη. Οι σταθερές απώλειες αυτές στην ισχύ του σήματος καλούνται απώλειες διάδοσης. Πέρα όμως από τις απώλειες διάδοσης έχουμε και μία τυχαία εξασθένηση του σήματος λόγω της σκίασης.

Σκίαση είναι η εξασθένηση της ισχύος του σήματος λόγω των εμποδίων που παρεμβάλλονται στην πορεία του (πχ. τείχη, υψώματα, αυτοκίνητα κτλ). Γενικά το φαινόμενο κατά το οποίο το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει στο δέκτη εξασθενημένο και έχει ως αποτέλεσμα την αλλοίωση των δεδομένων που αποστέλλονται ονομάζεται διάλειψη.

Οι διαλείψεις που οφείλονται στους ανωτέρω λόγους ονομάζονται διαλείψεις μεγάλης κλίμακας ή αργές διαλείψεις. Λέγονται αργές γιατί η αλλοίωση του λαμβανόμενου σήματος εν σχέση με το αρχικό είναι περίπου η ίδια για μια σχετικά ευρεία περιοχή που μπορεί να βρεθεί ο δέκτης, με αποτέλεσμα η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος να μεταβάλετε «αργά» ενόσω ο δέκτης κινείται. Αν όμως

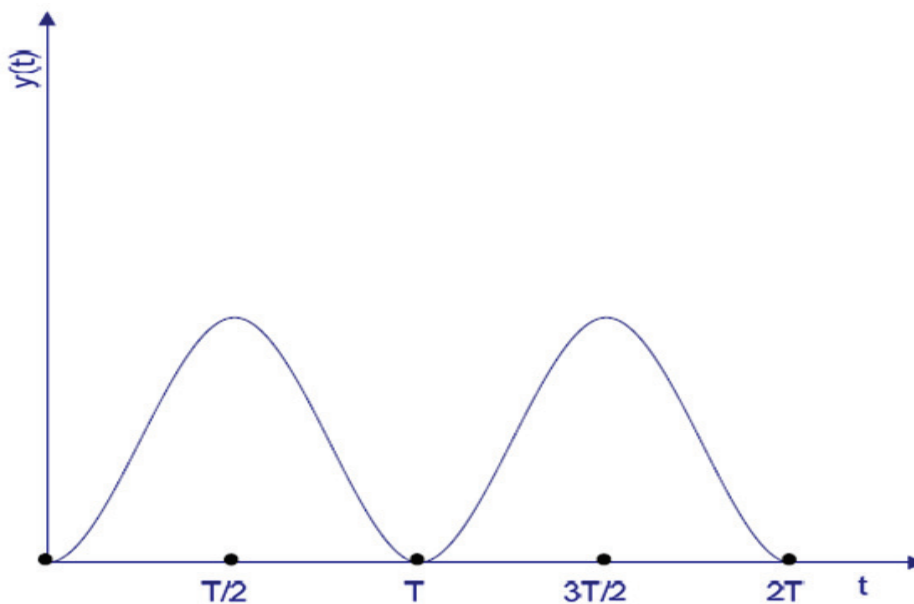
«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

λάβουμε υπόψη μας και τα ανακλώμενα αντίγραφα του σήματος που φτάνουν στο δέκτη τότε παρατηρούμε ότι η αλλοίωση (πλάτος και φάση) του εκπεμπόμενου σήματος μεταβάλλεται αρκετά ακόμα και για πολύ μικρές κινήσεις του κινητού σταθμού της τάξης του $\lambda/2$. Όπου λ το μήκος κύματος του σήματος. Οι διαλείψεις αυτές που οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης, καθώς επίσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου από τη μετατόπιση του δέκτη και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση, λέγονται διαλείψεις μικρής κλίμακας ή γρήγορες διαλείψεις. Αποτέλεσμα αυτών είναι η διασυμβολική παρεμβολή.

Συγκεκριμένα διασυμβολική παρεμβολή (ISI) έχουμε όταν η μέγιστη διαφορά στην καθυστέρηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι μεγαλύτερη από ένα τμήμα ενός συμβόλου (συνήθως το ήμισυ της περιόδου του).

Παράδειγμα 1.1

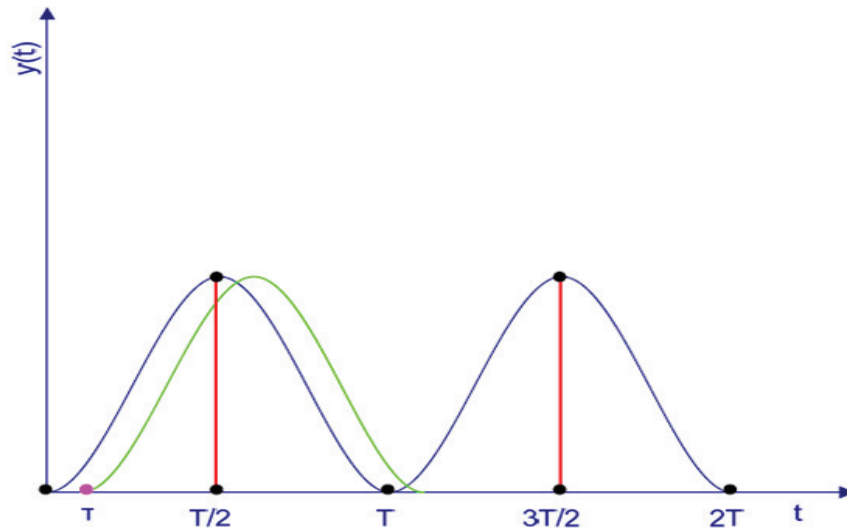
Έστω ότι έχουμε σύμβολα διάρκειας ενός παλμού T . Παρακάτω στην εικόνα 1.1 φαίνονται 2 τέτοια σύμβολα που μεταδίδονται σειριακά.



Εικόνα 1.1: Σειριακή μετάδοση συμβόλων

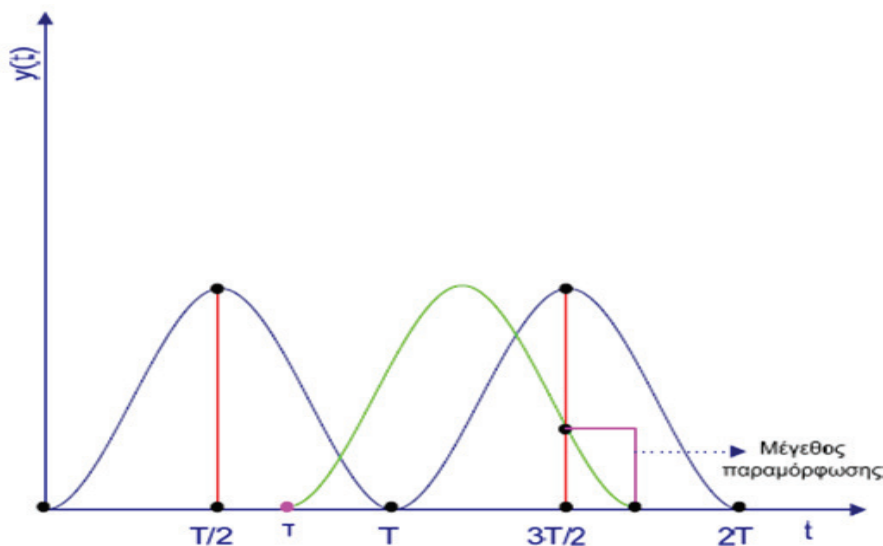
Μετά την επίδραση του διαύλου έστω ότι λαμβάνουμε στον δέκτη το σήμα της εικόνας 1.2 εφόσον η χρονική διασπορά τ είναι μικρή εν σχέση με την περίοδο του παλμού T .

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»



Εικόνα 1.2: Σειριακή μετάδοση συμβόλων λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης

Παρατηρούμε πως το χρονικά μετατοπισμένο αντίγραφο του πρώτου παλμού-συμβόλου που έφτασε στο δέκτη (εδώ με πράσινο χρώμα) δεν παρεμβάλει στο επόμενο σύμβολο. Αυτό συμβαίνει διότι η παραμόρφωση του δεύτερου παλμού που εισάγεται από τον πρώτο δεν φτάνει ως το σημείο που ο δέκτης δειγματοληπτεί και παίρνει απόφαση για την τιμή του bit που αντιστοιχεί στο σύμβολο (κόκκινη γραμμή στο σχήμα). Αν υποθέσουμε όμως ότι ο λόγος τ / T είναι μεγάλος τότε λαμβάνουμε κάτι σαν το παρακάτω σήμα στην εικόνα 1.3



Εικόνα 1.3: Σειριακή μετάδοση συμβόλων με διασυμβολική παρεμβολή λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης

Βλέπουμε πως εδώ το αντίγραφο του πρώτου συμβόλου απέχει περισσότερο από $T/2$ από το αρχικό πρώτο σύμβολο και παρεμβάλει στο δεύτερο σύμβολο,

δεδομένου ότι η δειγματοληψία γίνεται ανά χρόνο T . Σε αυτή τη περίπτωση λέμε πως έχουμε διασυμβολική παρεμβολή (ISI).

1.3 Μετάδοση Απλού Φέροντος και Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας FDM

Στην μετάδοση απλού φέροντος (single carrier) τα σύμβολα μεταδίδονται σειριακά με παλμούς πολύ μικρής διάρκειας Δt το καθένα. Λέγεται απλού φέροντος διότι το σύνολο της μεταδιδόμενης πληροφορίας εκπέμπεται μέσω μόνο μίας φέρουσας συχνότητας και κάθε ένας παλμός καταλαμβάνει όλο το διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων. Δηλαδή το «στενό» χρονικά μεταδιδόμενο σήμα που αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο είναι πολύ «πλατύ» όταν εκφραστεί στην συχνότητα μέσω κατάλληλου μετασχηματισμού (ως επί το πλείστον Fourier) και καταλαμβάνει ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων του καναλιού. Εάν ο δίαυλος δεν είναι «καλός», παρουσιάζει δηλαδή διαλείψεις. Τότε κάθε σύμβολο είναι πολύ εύκολο να φτάσει αλλοιωμένο στο δέκτη εξαιτίας των ελαφρά μετατοπισμένων χρονικών αντιγράφων του παλμού που φτάνουν μαζί με τον αρχικό. Έχουμε δηλαδή αλλοίωση του ίδιου του συμβόλου καθώς επίσης και παρεμβολή στα γειτονικά σύμβολα (διασυμβολική παρεμβολή). Αυτό οδήγησε στην αναζήτηση νέων τρόπων μετάδοσης που να αξιοποιούν καλύτερα το εύρος ζώνης του καναλιού. Η προσπάθεια που έγινε σε αυτήν την κατεύθυνση είχε να κάνει με την παράλληλη μετάδοση περισσότερων του ενός συμβόλου ταυτόχρονα. Κάθε ένα σύμβολο θα ήταν μεγαλύτερο χρονικά εν σχέση με την single carrier μετάδοση και πολύ στενότερο φασματικά, έτσι ώστε στο διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού να χωρέσουν όλα τα σύμβολα.

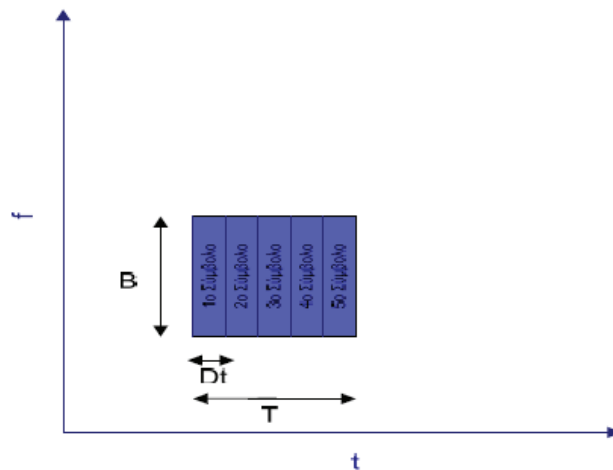
Αυτή ήταν η βασική ιδέα της πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας FDM (Frequency Division Multiplexing). Αν θεωρήσουμε πως ο ίδιος πομπός χρησιμοποιεί FDM για παράλληλη μετάδοση ενός σήματος τότε έχουμε την φασματική διαίρεση του προς μετάδοση σήματος ευρείας ζώνης (wideband) σε μεγάλο αριθμό υποκαναλιών (subchannels) στενής ζώνης (narrowband). Τα δεδομένα διοχετεύονται παράλληλα στον δίαυλο μετάδοσης. Αυτό επιτυγχάνεται έχοντας ουσιαστικά πολλά συστήματα που μεταδίδουν ταυτόχρονα ένα μικρό μέρος της πληροφορίας με αργό ρυθμό μετάδοσης. Με αυτόν τον τρόπο κάθε μεταδιδόμενο σήμα είναι σήμα στενής ζώνης και ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης της συνολικής πληροφορίας είναι ο ίδιος με τα συμβατικά συστήματα. Όμως ακριβώς αυτό το γεγονός ότι δηλαδή κάθε μεταδιδόμενο σήμα είναι σήμα στενής ζώνης φασματικά και μεγάλης χρονικής διάρκειας κάνει το σύστημα μας ιδιαίτερα ανθεκτικό στο πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής που παρουσιάζεται στα σήματα μικρής διάρκειας. Πράγμα που είναι απολύτως λογικό καθώς ένα ελαφρώς μετατοπισμένο χρονικά αντίγραφο ενός σήματος μεγάλης χρονικής διάρκειας δεν θα έχει σοβαρή επίπτωση

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

στο αρχικό σήμα αυτό καθώς και στα άλλα σήματα-σύμβολα που προηγούνται ή ακολουθούν.

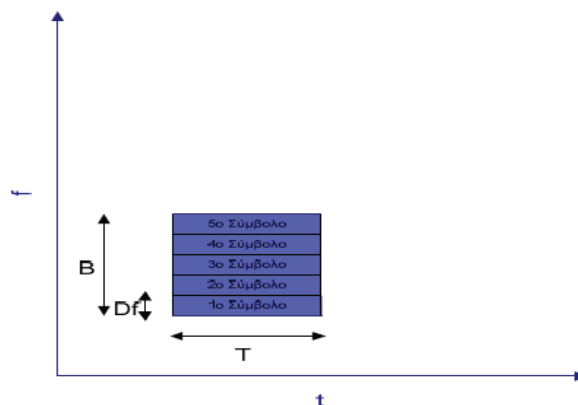
Παράδειγμα 1.2

Έστω ότι έχουμε να μεταδώσουμε 5 σύμβολα με single carrier μετάδοση. Η διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου είναι Δt και καταλαμβάνει εύρος συχνοτήτων B . Η συνολική διάρκεια μετάδοσης θα είναι $5 \cdot \Delta t = T$



Εικόνα 1.4: Σειριακή single carrier μετάδοση 5 συμβόλων διάρκειας Δt

Στο αντίστοιχο FDM σύστημα η διάρκεια μετάδοσης του ενός συμβόλου θα είναι ίση με T και θα καταλαμβάνει εύρος συχνοτήτων Δf . Και τα 5 σύμβολα μαζί θα καταλαμβάνουν εύρος συχνοτήτων $5 \cdot \Delta f = B$



Εικόνα 1.5: Παράλληλη μετάδοση με πολυπλεξία FDM 5 συμβόλων διάρκειας T

Και στις δύο αυτές περιπτώσεις θεωρούμε βέβαια ότι έχουμε τέλειες συνθήκες μετάδοσης χωρίς την απαίτηση διαστημάτων φύλαξης σε χρόνο και συχνότητα αντίστοιχα.

Κεφάλαιο 2

OFDM Διαμόρφωση

2.1 Εισαγωγή

Ένα μεγάλο μειονέκτημα της μετάδοσης με πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας FDM ήταν ότι παρόλο που τα σήματα-σύμβολα ήταν μεγάλης χρονικής διάρκειας, η παράλληλη μετάδοση τους δεν μπορούσε να γίνει χωρίς να υπάρχει κάποια, έστω και μικρή, φασματική επικάλυψη τους στο πεδίο της συχνότητας (InterCarrier Interference - ICI). Για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο αυτό που θα είχε ως αποτέλεσμα την απώλεια χρήσιμης πληροφορίας και την υποβάθμιση στην ποιότητα της επικοινωνίας, έπρεπε να κρατούνται μεγάλες αποστάσεις μεταξύ των γειτονικών υποκαναλιών (subchannels). Οι αποστάσεις αυτές ήταν αρκετά μεγάλες και είχαν ως αποτέλεσμα τη δέσμευση μεγάλου εύρους φάσματος σε σχέση με τη μεταδιδόμενη πληροφορία.

Η OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) κρίθηκε ως η καταλληλότερη μέθοδος για μετάδοση υψηλού ρυθμού δεδομένων. Οι αρχές της Ορθογωνικής Πολύπλεξης με Διαίρεση Συχνότητας (OFDM) αναπτύχθηκαν τη δεκαετία του 1960 αλλά το ενδιαφέρον για αυτή την τεχνική αυξήθηκε μόλις πρόσφατα εξαιτίας της εξέλιξης στα πεδία της επεξεργασίας σήματος και της μικροηλεκτρονικής. Όπως και στην απλή FDM η βασική ιδέα της OFDM διαμόρφωσης ήταν η φασματική διαίρεση του προς μετάδοση σήματος ευρείας ζώνης (wideband) σε μεγάλο αριθμό υποκαναλιών (subchannels) στενής ζώνης (narrowband).

Η βασική αρχή του OFDM είναι να διαιρεί υψηλούς-ρυθμούς μετάδοσης σε χαμηλότερους ρυθμούς που μεταδίδονται ταυτόχρονα πέρα από ένα υποφέρον (subcarrier). Επειδή η διάρκεια συμβόλων αυξάνεται για τους χαμηλότερους ρυθμούς παράλληλων υποφερόντων (subcarriers), το σύνολο των διασκορπισμένων στο χρόνο που προκαλείται εγκαίρως από την πολλαπλή καθυστέρηση διάδοσης είναι μειωμένη. Η ενδοσυμβολική παρεμβολή (Intersymbol interference-ISI) αποβάλλεται σχεδόν πλήρως με την εισαγωγή ενός χρόνου φρουράς σε κάθε σύμβολο OFDM. Στο διάστημα φρουράς, το σύμβολο OFDM πρόκειται κυκλικά να αποφύγει την παρεμβολή (intercarrier interference ICI).

Για τη σχεδίαση OFDM συστημάτων, λαμβάνονται υπόψη διάφοροι παράμετροι, όπως ο αριθμός υποφερόντων, ο χρόνος φρουράς, η διάρκεια συμβόλου, το διάστημα υποφερόντων, ο τύπος διαμόρφωσης ανά υποφέρον, και ο τύπος κωδικοποίησης διορθώσεων λάθους. Η επιλογή των παραμέτρων επηρεάζεται από τις απαιτήσεις συστημάτων, όπως το διαθέσιμο εύρος ζώνης, το απαραίτητο ρυθμό δυαδικών ψηφίων, η καθυστέρηση διάδοσης (delay spread) όπως και οι εξάπλωση Doppler. Για να διακρίνουμε τα υποκανάλια χρησιμοποιούμε πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDM) και πολυπλεξία με διαίρεση κώδικα (CDM). Σε μερικές

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

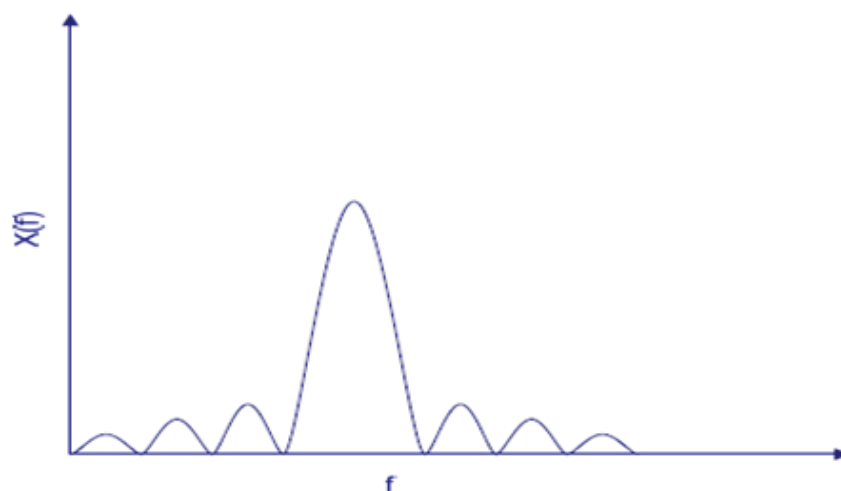
περιπτώσεις, η πρώτη μέθοδος καλείται μετάδοση πολλαπλού φέροντος και η δεύτερη μετάδοση πολλαπλού κώδικα. Το OFDM είναι τεχνική μετάδοσης πολλαπλού φέροντος και περιγράφεται παρακάτω.

2.2 Ιδιότητα της Ορθογωνικότητας

Ένα μεγάλο πλεονέκτημα της OFDM και κύριο σημείο διαφοροποίησης της από την απλή FDM είναι η ορθογωνιότητα των παράλληλα μεταδιδόμενων παλμών. Η ορθογωνιότητα είναι μια ιδιότητα που επιτρέπει σε πολλαπλά σήματα πληροφορίας να μεταδίδονται σε ένα κοινό κανάλι επικοινωνίας και να ανιχνεύονται χωρίς μεταξύ τους παρεμβολή. Τα υποκανάλια μεταδίδουν παράλληλα πληροφορία στο πεδίο του χρόνου, ενώ επιτρέπουν και την φασματική τους επικάλυψη χωρίς τον κίνδυνο αλλοίωσης στο πεδίο της συχνότητας, με την προϋπόθεση ότι είναι μεταξύ τους ορθογώνια. Έτσι λοιπόν δεν χρειάζεται πλέον να κρατάμε αποστάσεις μεταξύ των παράλληλα μεταδιδόμενων συμβόλων στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας αλλά μπορούν να μεταδίδονται το ένα «κολλητά» στο άλλο επιτυγχάνοντας έτσι μεγάλη εξοικονόμηση φάσματος διατηρώντας ταυτόχρονα και το αναλλοίωτο της πληροφορίας που μας ενδιαφέρει. Η βασική αρχή της ορθογωνιότητας εξασφαλίζει ότι στα σημεία όπου το φάσμα ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή, εκεί το φάσμα των γειτονικών υποκαναλιών θα παρουσιάζει μηδενισμό. Για να ισχύει αυτό θα πρέπει τα υποκανάλια να έχουν φέρουσες συχνότητες που να είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας.

Παράδειγμα 2.1

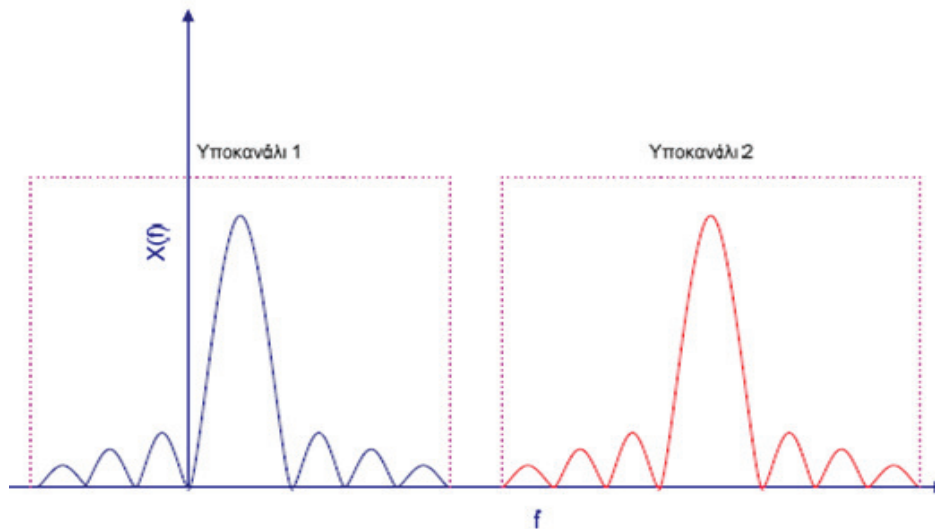
Δεδομένου ότι τα σύμβολα μεταδίδονται με τετραγωνικούς παλμούς, ένα σύμβολο αντιστοιχεί σε ένα τετραγωνικό παλμό. Η φασματική μορφή του στο πεδίο της συχνότητας θα είναι όπως στην εικόνα 2.1.



Εικόνα 2.1: Φασματική μορφή τετραγωνικού παλμού που αντιστοιχεί σε σύμβολο.

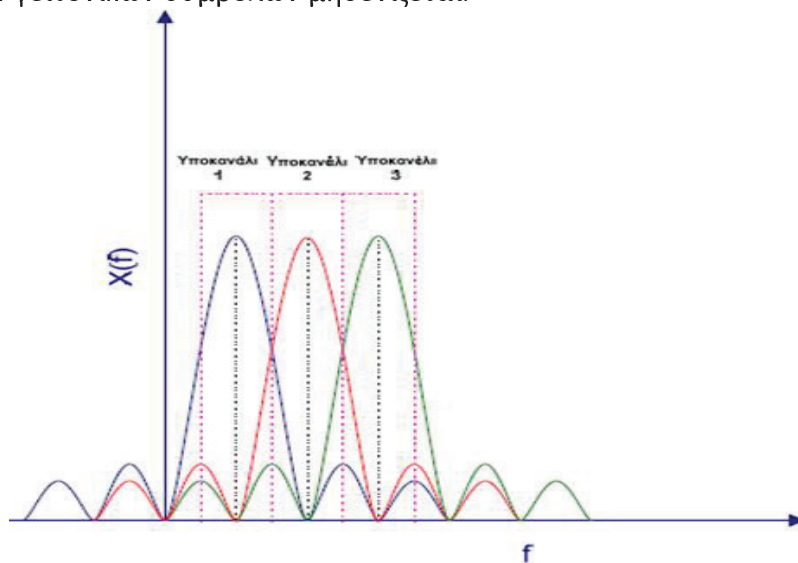
«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Παρακάτω στην εικόνα 2.2 φαίνονται δύο μεταδιδόμενα σύμβολα όμοια με το προηγούμενο στο πεδίο της συχνότητας σε σύστημα FDM. Για να μην υπάρχει μεταξύ τους επικάλυψη (ICI) λόγω των πλευρικών συνιστωσών των τετραγωνικών παλμών, είναι απαραίτητο να κρατήσουμε μια σεβαστή απόσταση μεταξύ των δύο συμβόλων. Με αυτό τον τρόπο όμως μεγάλο μέρος του διαθέσιμου φάσματος μένει αναξιοποίητο.



Εικόνα 2.2: Φασματική μορφή 2 τετραγωνικών παλμών μετάδοσης FDM που αντιστοιχούν σε 2 σύμβολα.

Στην OFDM δεν χρειάζεται να κρατάμε φασματική απόσταση μεταξύ των παράλληλα μεταδιδόμενων συμβόλων με την προϋπόθεση να είναι ορθογώνια. Στη εικόνα 2.3 φαίνονται τρία σύμβολα όμοια με τα προηγούμενα στο πεδίο της συχνότητας σε σύστημα OFDM. Όπου το φάσμα του ενός συμβόλου έχει κορυφή το φάσμα των γειτονικών συμβόλων μηδενίζεται.



Εικόνα 2.3: Φασματική μορφή 3 τετραγωνικών παλμών μετάδοσης OFDM που αντιστοιχούν σε 3 σύμβολα.

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Φαίνεται ξεκάθαρα η φασματική εξοικονόμηση με την μείωση της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποκαναλιών. Το σύνολο των συμβόλων(φερόντων) που μεταδίδονται σε μια χρονική περίοδο T και καταλαμβάνουν ολόκληρο το εύρος συχνοτήτων B του καναλιού ενός OFDM συστήματος αποτελούν ένα OFDM σύμβολο.

2.3 Κυκλικό πρόθεμα(CP)

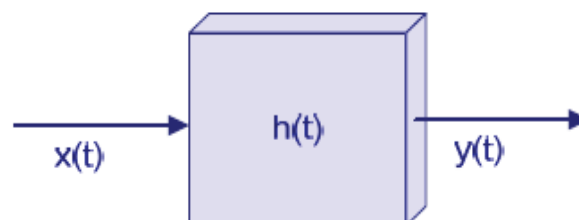
2.3.1 Εισαγωγή

Αν και η ορθογώνια παράλληλη μετάδοση των συμβόλων αποτελεί μία αποτελεσματική μέθοδο αντιμετώπισης της διασυμβολικής παρεμβολής(ISI), εντούτοις όμως δεν εξαλείφει εντελώς το πρόβλημα. Το αποτέλεσμα είναι να υπάρχει ένα μικρό διάστημα που κάθε OFDM σύμβολο παρεμβάλλει στο αμέσως επόμενο του. Επιπλέον το λαμβανόμενο σήμα ύστερα από την ανάλυση και την αποδιαμόρφωση στο δέκτη και αφού γίνει μετατροπή από τον αναλογικό κόσμο στον ψηφιακό με έναν A/D (Analog to Digital Converter) δεν είναι συνεχούς χρόνου αλλά διακριτό. Το γεγονός αυτό δημιουργεί νέες συνθήκες στην επεξεργασία του σήματος γιατί δεν ισχύουν ακριβώς οι ίδιες μαθηματικές ιδιότητες που ισχύουν στα σήματα συνεχούς χρόνου.

Τα προβλήματα ISI παρεμβολής μπορούν να αντιμετωπιστούν αποδοτικά στο ψηφιακό σύστημα με την προσθήκη ενός επιπλέον τμήματος στην αρχή(ή στο τέλος) κάθε OFDM συμβόλου που ονομάζεται κυκλικό πρόθεμα(Cyclic Prefix). Λέγεται κυκλικό πρόθεμα διότι το τμήμα αυτό είναι ένα μικρό κομμάτι από το τέλος (ή από την αρχή αντίστοιχα) του OFDM συμβόλου το οποίο επαναλαμβάνεται στην αρχή(ή στο τέλος) του συμβόλου.

Παράδειγμα 2.2

Ας υποθέσουμε ένα σήμα συνεχούς χρόνου $x(t)$ που εκπέμπεται σε δίαυλο με κρουστική απόκριση $h(t)$ και στην έξοδο(δέκτης) λαμβάνουμε το $y(t)$.



Εικόνα 2.4: Δίαυλος στο πεδίο του χρόνου.

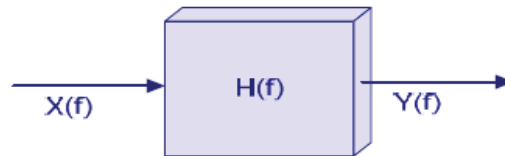
Ισχύει ότι το $y(t)$ ισούται με τη συνέλιξη του $x(t)$ με το $h(t)$

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Δηλαδή $y(t) = x(t) * h(t)$

$$x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t - \tau) dt \quad (2.1)$$

Ο υπολογισμός ενός τέτοιου ολοκληρώματος είναι συνήθως πολύ δύσκολος έως αδύνατος. Ειδικά αφού τα $x(t)$, $h(t)$ είναι στοχαστικά χρονο-μεταβλητά σήματα. Για το λόγο αυτό εκφράζουμε μέσω μετασχηματισμού Fourier τα $x(t)$, $h(t)$, $y(t)$ στο πεδίο της συχνότητας. Έτσι παίρνουμε αντίστοιχα τα $X(f)$, $H(f)$, $Y(f)$.



Εικόνα 2.5: Δίαυλος στο πεδίο της συχνότητας.

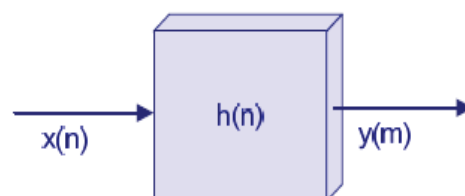
Αν γνωρίζαμε τέλεια το $H(f)$ και μπορούσαμε να εκτιμήσουμε με ακρίβεια το $Y(f)$ τότε θα ήταν δυνατόν να υπολογίσουμε το $X(f)$ με μία απλή διαίρεση.

$$X(f) = \frac{Y(f)}{H(f)} \quad (2.2)$$

και στη συνέχεια το $y(t)$ με χρήση αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier.

Όμως τα σήματα μας σε ένα πραγματικό σύστημα μετά τη δειγματοληψία είναι διακριτού χρόνου και δεν ισχύουν οι ανωτέρω ιδιότητες. Επίσης για τον ακριβή υπολογισμό του μετασχηματισμού Fourier (όπως και του ολοκληρώματος της συνέλιξης) απαιτείται η λήψη ολόκληρου του εκπεμπόμενου σήματος καθώς τα άκρα ολοκλήρωσης εκτείνονται στο άπειρο, πράγμα πρακτικά αδύνατο καθώς θα εισήγαγε τεράστια καθυστέρηση μη ανεκτή από υπηρεσίες (όπως πχ μετάδοση φωνής). Τέλος το υπολογιστικό φορτίο και οι απαιτήσεις μνήμης θα ήταν τεράστιες.

Περνώντας στο διακριτό πεδίο του χρόνου, μετά τη δειγματοληψία, αντί για τα $x(t)$, $h(t)$, $y(t)$ θα έχουμε τα διακριτά $x(n)$, $h(n)$, $y(m)$. Όπου $h(n)$ το διακριτό ισοδύναμο της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Θα υπάρχει επίσης η απαίτηση αποδιαμόρφωσης κάθε OFDM συμβόλου κατά την ολοκλήρωση της λήψης του ξεχωριστά.



Εικόνα 2.6: Δίαυλος στο πεδίο του διακριτού χρόνου.

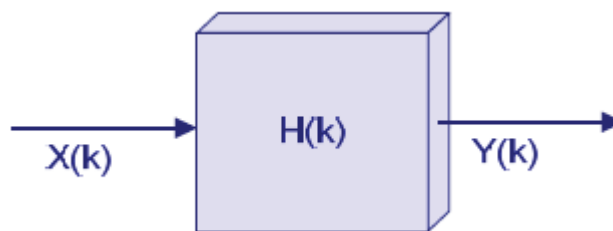
«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Θα ισχύει:

$$y(m) = x(n) * h(n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) * h(m - n) \quad (2.3)$$

Ισούται δηλαδή το $y(m)$ με την απλή διακριτή συνέλιξη των $x(n)$ και $h(n)$.

Μεταφέροντας τα ανωτέρω διακριτά σήματα στο πεδίο της συχνότητας μέσω διακριτού μετασχηματισμού Fourier(DFT) παίρνουμε τα $X(k)$, $H(k)$, $Y(k)$.



Εικόνα 2.7: Δίαυλος στο πεδίο της διακριτής συχνότητας.

Όμως δεν ισχύει $X(k) * H(k) = Y(k)$ και αυτό γιατί για τα διακριτά σήματα η δυαδική πράξη του πολλαπλασιασμού στη συχνότητα δεν είναι η απλή συνέλιξη στο χρόνο $x(n) * h(n)$ αλλά η κυκλική συνέλιξη.

$$x(n) * h(n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) * h([m - n]_N) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) * h([m - n]) \quad (2.4)$$

Όπου $(m - n)_N$ είναι το $(m - n) \bmod N$ δηλαδή το υπόλοιπο της διαίρεσης του $(m - n)$ με το N . Και N το μήκος(πλήθος δειγμάτων) του $x(n)$ για ένα OFDM σύμβολο (η αλλιώς το μέγεθος του FFT/DFT για τον υπολογισμό των $X(k)$, $H(k)$ και $Y(k)$).

Προσθέτοντας στο $x(n)$ το κυκλικό πρόθεμα παίρνουμε το $x^{CP}(n)$

Όπου:

$$x^{CP}(n) = \begin{cases} x(N - N_{CP} + n) & \text{για } -N_{CP} \leq n \leq -1 \\ x(n) & \text{για } 0 \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

Με N_{CP} το μήκος(πλήθος δειγμάτων) του Cyclic Prefix(CP).

Αν το μήκος της κρουστικής απόκρισης του διαύλου είναι μικρότερο του N_{CP} , τότε

$$y^{CP} = x^{CP}(n) * h(n) = x(n) \otimes h(n) \quad (2.6)$$

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Για $n=0,\dots,N-1$.

Με τον τρόπο αυτόν λοιπόν η απλή συνέλιξη μετατρέπεται σε κυκλική. Αντίστοιχα όταν μετασχηματίσουμε τη σχέση αυτή στη συχνότητα θα λάβουμε την

$$Y^{CP}(k) = X(k) * H(k) \quad (2.7)$$

Ισχύει τώρα ύστερα από την προσθήκη του CP ο πολλαπλασιασμός στη συχνότητα, πράγμα που μας διευκολύνει πολύ στον υπολογισμό του αρχικού σήματος $x(t)$. Αυτό γίνεται απλά υπολογίζοντας το $X(k)$ από την ανωτέρω σχέση. Πολλαπλασιάζουμε το $Y^{CP}(k)$ με το $H^{-1}(k)$.

Παράδειγμα 2.3

Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζεται συνοπτικά η χρησιμότητα του κυκλικού προθέματος(CP).

A) OFDM σύμβολο(συνεχούς χρόνου) χωρίς κυκλικό πρόθεμα μετά τη διέλευση από τον ραδιο-δίαυλο.



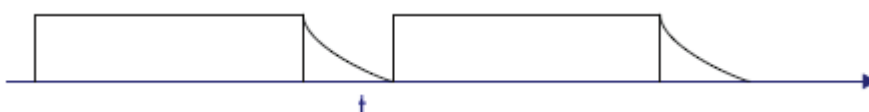
Εικόνα 2.8: OFDM σύμβολο χωρίς διάστημα φύλαξης στο πεδίο του χρόνου.

B) Δύο OFDM σύμβολα χωρίς τη χρήση κυκλικού προθέματος. Παρατηρούμε ότι υπάρχει κάποια παρεμβολή στο χρόνο απ' το πρώτο στο δεύτερο.



Εικόνα 2.9: Δύο OFDM σύμβολα χωρίς διάστημα φύλαξης στο πεδίο του χρόνου.

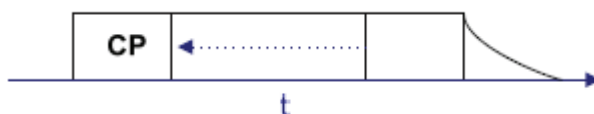
Γ) Αν κρατούσαμε ένα «κενό»(χωρίς πληροφορία) διάστημα φύλαξης μεταξύ των συμβόλων δεν θα είχαμε παρεμβολή. Με αυτόν τον τρόπο κάθε διακριτό OFDM σύμβολο που φτάνει στο δέκτη $y(n)$ προκύπτει με την απλή συνέλιξη του εκπεμπόμενου συμβόλου $x(n)$ με την κρουστική απόκριση $h(n)$. Έτσι όμως είναι δυσκολότερη η εύρεση του $X(k)$ ή του $x(n)$ στο δέκτη.



Εικόνα 2.10: Δύο OFDM σύμβολα με «κενό» διάστημα φύλαξης στο πεδίο του χρόνου.

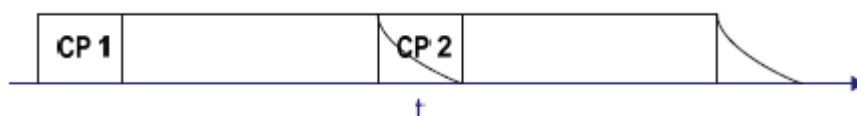
«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Δ) OFDM σύμβολο με κυκλικό πρόθεμα. Ένα τμήμα από το τέλος του συμβόλου προστίθεται στην αρχή του.



Εικόνα 2.11: OFDM σύμβολο με κυκλικό πρόθεμα CP στο πεδίο του χρόνου.

Ε) Δεν έχουμε παρεμβολή. Επιπλέον Το αντίστοιχο OFDM σύμβολο που θα φτάσει στο δέκτη $y(n)$ προκύπτει με την κυκλική συνέλιξη του εκπεμπόμενου συμβόλου $x(n)$ και της κρουστική απόκρισης $h(n)$. Έτσι υπολογίζονται εύκολα τα $X(k)$ και $x(n)$ στο δέκτη.



Εικόνα 2.12: Δύο OFDM σύμβολα με κυκλικό πρόθεμα CP στο πεδίο του χρόνου.

2.3.2 Μέγιστη Διάρκεια Κυκλικού Προθέματος

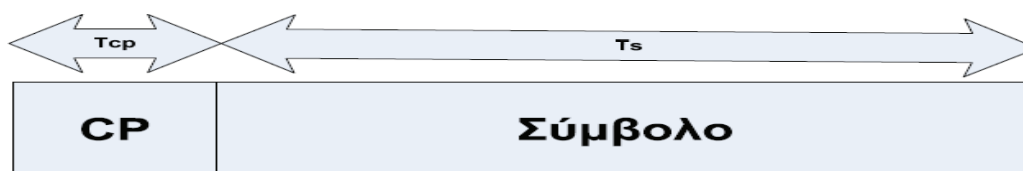
Για να αποφεύγεται η διασυμβολική παρεμβολή θα πρέπει η διάρκεια του κυκλικού προθέματος να είναι τουλάχιστον ίση με τη μέγιστη χρονική διασπορά του διαύλου.

Αν η διάρκεια του κυκλικού προθέματος είναι T_{cp} και η διάρκεια του συμβόλου T_s τότε θα έχουμε μείωση του ρυθμού μετάδοσης κατά:

$$R = \frac{T_s}{T_s + T_{cp}} \quad (2.8)$$

Εάν δεν θέλουμε να έχουμε πτώση του ρυθμού μετάδοσης μεγαλύτερη από 1dB τότε καθορίζουμε τη μέγιστη διάρκεια του κυκλικού προθέματος ίση με 20% της συνολικής διάρκειας του OFDM συμβόλου. Πράγματι:

$$10 \log_{10} \left(\frac{T_s}{T_s + T_{cp}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{T_s}{T_s + \frac{1}{4} T_s} \right) = 10 \log_{10} (0.8) \cong -1 \text{ dB} \quad (2.9)$$



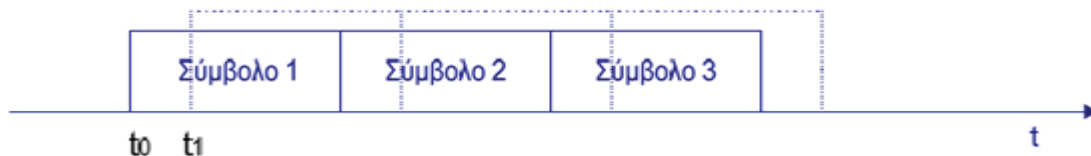
Εικόνα 2.13: Σύμβολο και κυκλικό πρόθεμα.

2.3.3 Κυκλικό Πρόθεμα και Συγχρονισμός

Ένα ακόμα σημαντικό όφελος του κυκλικού προθέματος(CP) είναι το γεγονός ότι λύνει σε πολύ μεγάλο βαθμό τα προβλήματα συγχρονισμού. Ο δέκτης πρέπει να γνωρίζει με πολύ μεγάλη ακρίβεια τη χρονική στιγμή που φτάνει σε αυτόν το εκπεμπόμενο σήμα ώστε να ξεκινήσει τη λήψη και την περαιτέρω επεξεργασία του. Τυχόν σφάλματα στον συγχρονισμό έχουν ως αποτέλεσμα την αλλοίωση των συμβόλων που λαμβάνονται. π.χ. Αν ο δέκτης ξεκινήσει να λαμβάνει το σήμα κάποιο χρονικό διάστημα t μετά από την άφιξη του πρώτου δείγματος του σήματος είναι προφανές ότι τα αρχικά τμήματα των συμβόλων που αντιστοιχούν στο διάστημα αυτό χάνονται. Αυτό συνεπάγεται όμως και μεγάλη πιθανότητα αλλοίωσης της πληροφορίας.

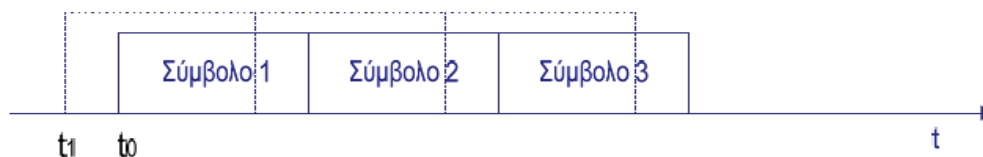
Παράδειγμα 2.4

Η εικόνα 2.14 φαίνονται τρία μεταδιδόμενα σύμβολα που έφτασαν στο δέκτη και με διακεκομμένες τα σύμβολα που λαμβάνει ο δέκτης. Η χρονική στιγμή της άφιξης του σήματος στο δέκτη είναι η t_0 και η χρονική στιγμή που αρχίζει τη λήψη του σήματος ο δέκτης η t_1 . Παρατηρούμε υπάρχει μια καθυστέρηση στη λήψη του σήματος και τα σύμβολα που λαμβάνονται είναι λανθασμένα. π.χ. Το πρώτο δεν έχει ένα κομμάτι του αρχικού πρώτου συμβόλου που έφτασε και έχει ένα κομμάτι που ανήκει στο αρχικό δεύτερο σύμβολο.



Εικόνα 2.14: Τρία αφικνούμενα σύμβολα με καθυστέρηση λήψης από τον δέκτη.

Τα ίδια προβλήματα θα έχουμε και στην περίπτωση που η λήψη του σήματος ξεκινήσει πριν από την άφιξη του σήματος όπως φαίνεται παρακάτω στην εικόνα 2.15



Εικόνα 2.15: Τρία αφικνούμενα σύμβολα με πρόωρη λήψη από τον δέκτη.

Με την προσθήκη του κυκλικού προθέματος το πρόβλημα λύνεται διότι το κομμάτι του συμβόλου που χάνεται περιέχεται στο κυκλικό πρόθεμα. Έτσι έχουμε περιθώριο σφάλματος στο συγχρονισμό $|t_0 - t_1|$, αν θεωρηθεί επίπεδο καναλιού. Διαφορετικά $|t_0 - t_1 - t_L|$ όπου t_L η χρονική διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του ραδιο-διαύλου.



Εικόνα 2.16: Τρία αφικνούμενα σύμβολα με CP και καθυστέρηση λήψης από τον δέκτη.

2.3.4 Σφάλμα Συγχρονισμού

Αν φτάνει στο δέκτη σήμα $s(t)$ και υπάρχει ένα σφάλμα στο συγχρονισμό τ (time-offset) μεταξύ πομπού και δέκτη τότε το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης θα είναι:

$$\bar{s}(t, \tau) = \begin{cases} s(t + \tau) & \text{για } 0 \leq t \leq T_s - \tau \\ e(t - T_s + \tau) & \text{για } T_s - \tau \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.10)$$

Όπου το $e(t)$ εκφράζει την παρεμβολή λόγω του τ (time offset) και T_s η περίοδος του συμβόλου.

Το αποδιαμορφωμένο σήμα στο δέκτη είναι:

$$\begin{aligned} X_m &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \bar{s}(t, \tau) e^{-j2\pi f_m t} dt = \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s - \tau} \bar{s}(t + \tau) e^{-j2\pi f_m t} dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_s - \tau}^{T_s} e(t - T_s + \tau) e^{-j2\pi f_m t} dt = \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau}^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_m (t - \tau)} dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau} e(t) e^{-j2\pi f_m (t - \tau)} dt = \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_m (t - \tau)} dt - \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau} s(t) e^{-j2\pi f_m (t - \tau)} dt + \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau} e(t) e^{-j2\pi f_m (t - \tau)} dt = \\ &= s_m e^{j2\pi f_m \tau} + \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau} [e(t) - s(t)] e^{-j2\pi f_m (t - \tau)} dt \end{aligned} \quad (2.11)$$

Το σφάλμα συγχρονισμού είναι:

$$K = \frac{1}{T_s} \int_0^{\tau} [e(t) - s(t)] e^{-j2\pi f_m(t-\tau)} dt \quad (2.12)$$

Για $\tau = T_{cp}$ είναι $e(t) = s(t)$ και συνεπώς το σφάλμα συγχρονισμού είναι μηδέν.

2.4 Βασικές Μέθοδοι Ψηφιακής Διαμόρφωσης

Τρεις είναι οι κυριότερες μέθοδοι διαμόρφωσης για κάθε υποκανάλι ξεχωριστά που χρησιμοποιούνται στην OFDM. Η BPSK, η QPSK και η 16-QAM.

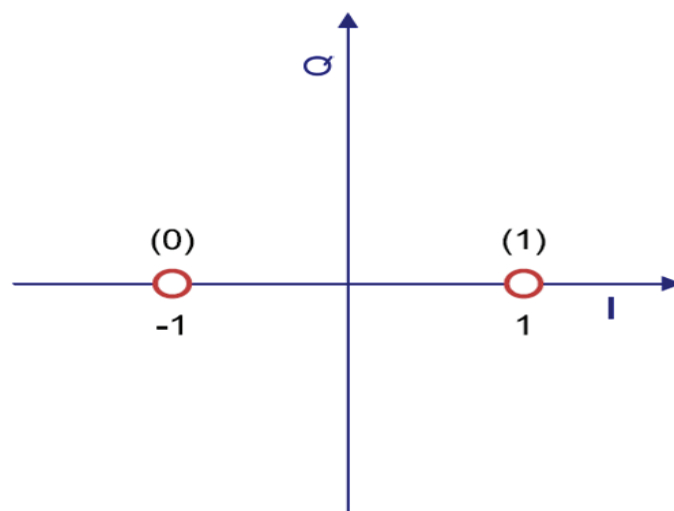
2.4.1 Διαμόρφωση BPSK

Στη διαμόρφωση BPSK το κάθε σύμβολο έχει δύο μόνο πιθανές τιμές τις 1 και -1 που αντιστοιχούν στις αντίστοιχες τιμές bit 1 και 0.

Όπως είναι προφανές ο ρυθμός των εσφαλμένων bit θα ισούται με τον ρυθμό των εσφαλμένων συμβόλων. Αποδεικνύεται πως η πιθανότητα εμφάνισης λανθασμένου bit είναι:

$$P_b^{BPSK} = Q\sqrt{2 * \gamma_b} \quad (2.13)$$

Παρακάτω στην εικόνα 2.17 απεικονίζονται τα λογικά σύμβολα στο μιγαδικό επίπεδο καθώς και οι αντίστοιχες περιοχές επιλογής τους για την BPSK. Το δεξί μιγαδικό ημί-επίπεδο αντιστοιχεί στο σύμβολο 1 (bit 1) και το αριστερό στο σύμβολο -1 (bit 0). Αυτό σημαίνει πως αν η τιμή του σήματος που αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο στο δέκτη ληφθεί ίση με κάποιο μιγαδικό αριθμό στο δεξί ημι-επίπεδο τότε λαμβάνουμε για το σύμβολο την τιμή 1 και για το αντίστοιχο bit την τιμή 1. Ανάλογα για την περίπτωση που η τιμή του συμβόλου βρεθεί στο αριστερό μιγαδικό ημι-επίπεδο.



Εικόνα 2.17: Περιοχές συμβόλων BPSK.

2.4.2 Διαμόρφωση QPSK

Η QPSK είναι ουσιαστικά δύο διαμορφώσεις BPSK ορθογώνιες μεταξύ τους. Στη διαμόρφωση αυτή αντιστοιχούν δύο bits για κάθε σύμβολο. Οι τιμές των μιγαδικών συμβόλων και οι αντίστοιχες τιμές bits που αντιστοιχούν σε αυτά είναι οι παρακάτω:

$$(1 + j) / \sqrt{2} : 00$$

$$(1 - j) / \sqrt{2} : 01$$

$$(-1 + j) / \sqrt{2} : 10$$

$$(-1 - j) / \sqrt{2} : 11$$

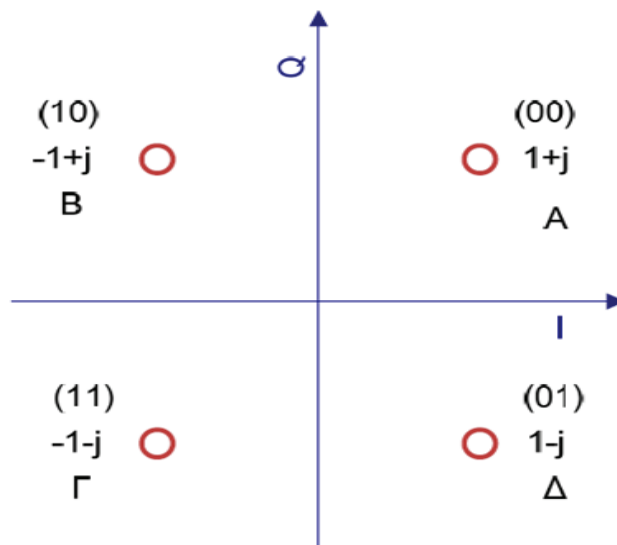
Η πιθανότητα και τα δύο λαμβανόμενα bits ενός συμβόλου να είναι σωστά είναι:

$$[1 - P_b^{\text{BPSK}}]^2 = [1 - Q\sqrt{2 * \gamma_b}]^2 \quad (2.14)$$

Άρα η πιθανότητα να είναι το σύμβολο εσφαλμένο είναι:

$$P_s^{\text{QPSK}} = 1 - [1 - P_b^{\text{BPSK}}]^2 = 1 - [1 - Q\sqrt{2 * \gamma_b}]^2 \quad (2.15)$$

Εδώ το μιγαδικό επίπεδο χωρίζεται σε τέσσερις ίσες περιοχές από τους δύο κάθετους άξονες. Η περιοχή Α για παράδειγμα (1ο τεταρτημόριο) αντιστοιχεί στο σύμβολο $1 + j$ και στα bit (00). Αντίστοιχα προκύπτουν και οι υπόλοιπες αποφάσεις.



Εικόνα 2.18: Περιοχές συμβόλων QPSK.

2.4.3 Διαμόρφωση 16-QAM

Στη διαμόρφωση αυτή χρησιμοποιούνται 4 bits για κάθε ένα σύμβολο. Έχουμε 16 διαφορετικά σύμβολα και τις αντίστοιχες ακολουθίες bit που τα περιγράφουν:

$(-1 + j) / \sqrt{10}$: 0101
$(-1 - j) / \sqrt{10}$: 1101
$(1 + j) / \sqrt{10}$: 0111
$(1 - j) / \sqrt{10}$: 1111
$(-3 + j) / \sqrt{10}$: 0100
$(-3 - j) / \sqrt{10}$: 1100
$(3 + j) / \sqrt{10}$: 0110
$(3 - j) / \sqrt{10}$: 1110
$(-1 + 3j) / \sqrt{10}$: 0001
$(-1 - 3j) / \sqrt{10}$: 1001
$(1 + 3j) / \sqrt{10}$: 0011
$(1 - 3j) / \sqrt{10}$: 1011
$(-3 + 3j) / \sqrt{10}$: 0000
$(-3 - 3j) / \sqrt{10}$: 1000
$(3 - 3j) / \sqrt{10}$: 1010
$(3 + 3j) / \sqrt{10}$: 0010

Αποδεικνύεται ότι η πιθανότητα σφάλματος για την 16-QAM διαμόρφωση είναι:

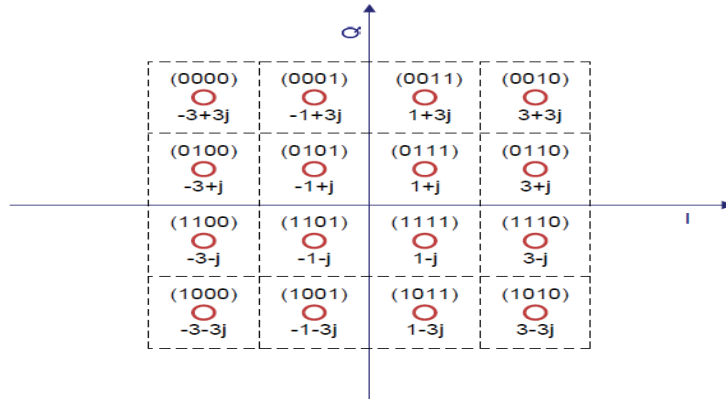
$$P_S^{16-QAM} = 1 - \left[1 - \frac{3}{2} * Q\left(\sqrt{\frac{3*\gamma_s}{15}}\right)\right]^2 \quad (2.16)$$

Γενικά η πιθανότητα σφάλματος στη M-QAM διαμόρφωση είναι:

$$P_S^{M-QAM} = 1 - \left[1 - \frac{2*(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} * Q\left(\sqrt{\frac{3*\gamma_s}{M-1}}\right)\right]^2 \quad (2.17)$$

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Στην 16-QAM έχουμε 16 περιοχές συμβόλων στο μιγαδικό επίπεδο όπως φαίνεται στην εικόνα 2.19.

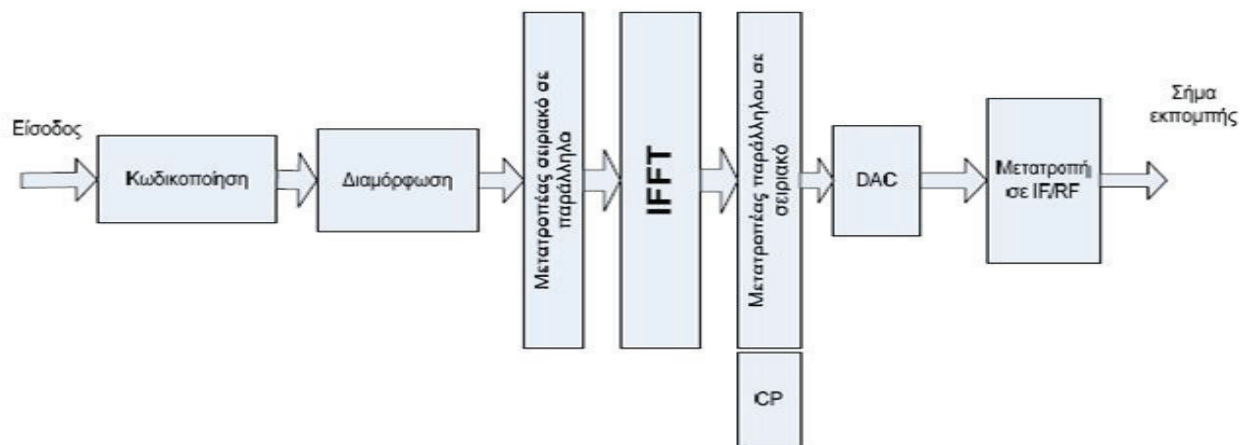


Εικόνα 2.19: Περιοχές συμβόλων 16-QAM.

2.5 Δομή Συστήματος OFDM

Στην εικόνα φαίνεται το βασικό δομικό διάγραμμα ενός πομπού OFDM.

- Το σήμα αρχικά κωδικοποιείται και διαχωρίζεται σε πακέτα και μετά διαμορφώνεται ψηφιακά στη βασική ζώνη με μία μέθοδο ψηφιακής διαμόρφωσης.
- Ύστερα μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλους συρμούς N συμβόλων και τροφοδοτείται σε ένα κύκλωμα IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Συμβατικά θεωρούμε πως τα ψηφιακά σύμβολα στην είσοδο του IFFT αντιστοιχούν στο πεδίο της συχνότητας και στην έξοδο του IFFT στο πεδίο του χρόνου.
- Στη συνέχεια το σήμα περνάει μέσα από ένα μετατροπέα παράλληλου προς σειριακό στον οποίο προστίθεται και το Cyclic Prefix.
- Τέλος μετατρέπεται σε αναλογικό.



Εικόνα 2.20: Δομή πομπού OFDM.

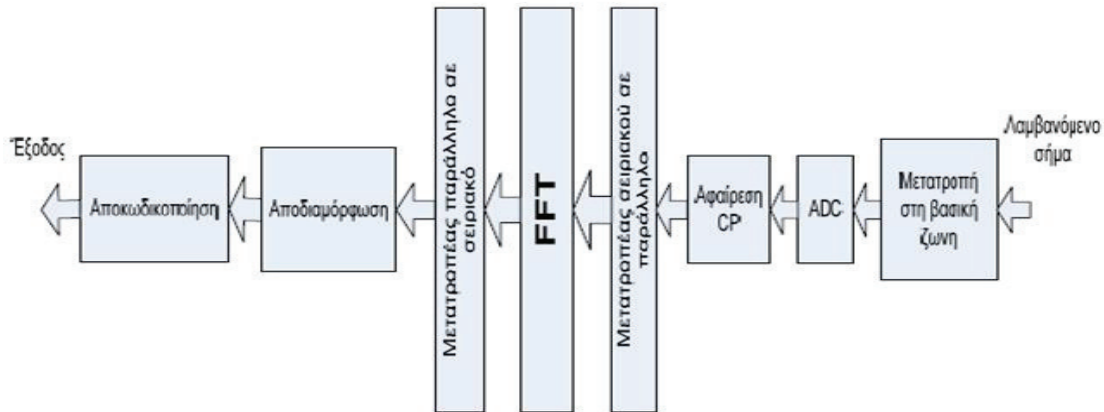
«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Αν έχουμε να μεταδώσουμε τα σύμβολα $\{X_k\}_{k=0}^{N-1}$ τότε η n-οστή έξοδος του IFFT θα είναι:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k * e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.18)$$

Η αντίστροφη διαδικασία ακολουθείται στο δέκτη.

- Από το λαμβανόμενο σήμα αφού μετατραπεί σε ψηφιακό αφαιρείται το Cyclic Prefix και τροφοδοτείται σε έναν μετατροπέα σειριακού προς παράλληλο.
- Μετά περνάει από έναν FFT(Fast Fourier Transform) και μετατρέπεται σε σειριακό.
- Στο τέλος αποδιαμορφώνεται και αποκωδικοποιείται.



Εικόνα 2.21: Δομή δέκτη OFDM.

Η έξοδος του FFT θα είναι:

$$\begin{aligned}
 Y_m &= \frac{1}{\sqrt{N}} * \sum_{n=0}^{N-1} y_n * e^{\frac{-j2\pi nm}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k * e^{\frac{j2\pi nk}{N}} * e^{\frac{-j2\pi nm}{N}} = \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k * e^{\frac{j2\pi n(k-m)}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_m = \\
 &= X_m, \quad 0 \leq m \leq N - 1 \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

2.6 Αδυναμίες OFDM

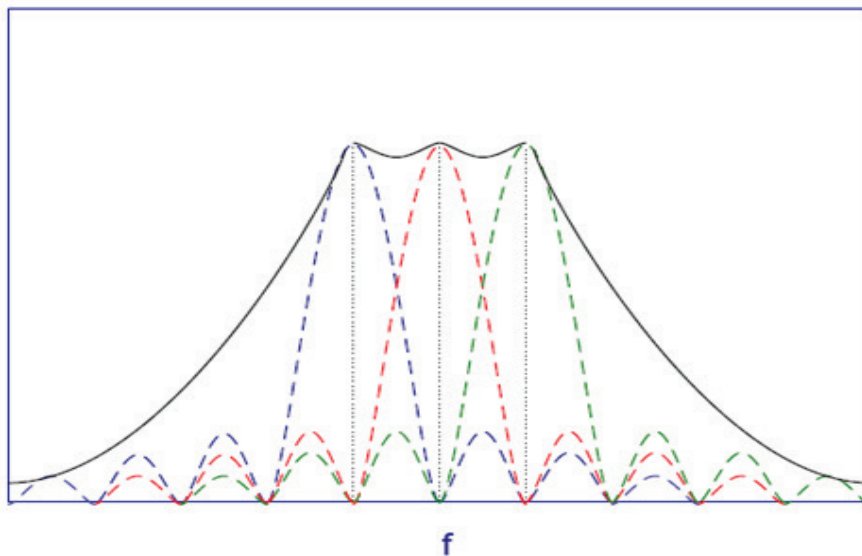
Η OFDM διαμόρφωση όπως προαναφέραμε παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με την απλή FDM που συνοψίζονται παρακάτω:

- Το OFDM είναι ανθεκτικό στην πολυδιαδρομική μετάδοση λόγω της αυξημένης διάρκειας των OFDM συμβόλων κάθε υποφέροντος.
- Η υλοποίησή του στο ψηφιακό πεδίο είναι εύκολη μέσω της χρήσης (I)FFT ολοκληρωμένων.
- Ο διαμελισμός του εύρους ζώνης σε υποφέροντα προσφέρει νέες δυνατότητες για το επίπεδο υπηρεσιών και τη διαχείριση ραδιοπόρων μιας και είναι εφικτή η ικανοποίηση των απαιτήσεων των χρηστών με τον ελάχιστο δυνατό αριθμό πόρων.
- Λόγω της ορθογωνιότητας των υποφερόντων, δεν υπάρχουν παρεμβολές μεταξύ τους παρά το γεγονός ότι επικαλύπτονται.

Παρουσιάζει όμως και κάποια προβλήματα κυριότερα απ' τα οποία είναι οι πλευρικοί λοβοί και η διαφερωντική παρεμβολή(ICI).

2.6.1 Πλευρικοί Λοβοί

Η OFDM αν και πετυχαίνει μεγάλη εξοικονόμηση φάσματος εν σχέση με την απλή FDM, παρόλα αυτά λόγω της μορφής στη συχνότητα του τετραγωνικού παλμού, καταλαμβάνεται ένα μεγάλο μέρος γειτονικών στο φάσμα του συστήματος συχνοτήτων χωρίς να μεταδίδεται σε αυτές καμιά χρήσιμη πληροφορία. Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται τρεις γειτονικοί τετραγωνικοί παλμοί σε OFDM σύστημα. Παρατηρούμε πως οι συχνότητες των πλευρικών λοβών έχουν αρκετά μεγάλες τιμές. Προκύπτει λοιπόν ένα σημαντικό πρόβλημα αφού οι συχνότητες αυτές ενώ δεν μεταφέρουν δεδομένα, δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν από γειτονικά συστήματα.



Εικόνα 2.22: Πλευρικοί λοβοί τριών φερόντων OFDM.

2.6.2 Διαφοροντική Παρεμβολή(ICI)

Ένα ακόμη πρόβλημα της OFDM είναι το σφάλμα στο συγχρονισμό των φερόντων(Carrier Synchronization Error). Εξαιτίας μιας μικρής διαφοράς στη συχνότητα των τοπικών ταλαντωτών πομπού και δέκτη προκαλείται μια μικρή απόκλιση στη συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος. Η απόκλιση αυτή προκαλεί εξασθένηση του σήματος σε κάθε υποκανάλι καθώς και παρεμβολές μεταξύ γειτονικών υποκαναλιών(ICI) λόγω του ότι χάνεται μερικώς η ιδιότητα της ορθογωνικότητας.

Έστω ότι ο πομπός στέλνει σήμα $s(t)$ και στο δέκτη φτάνει σήμα $r(t)$. Εξαιτίας του σφάλματος στο συγχρονισμό φερόντων ο δέκτης λαμβάνει το σήμα $r'(t)$ αντί για το $r(t)$. Το $r'(t)$ για μία απόκλιση συχνότητας δf μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως εξής:

$$r'(t) = r(t) * e^{j(2\pi(\delta f)t+\theta)} \quad (2.20)$$

Εφόσον γνωρίζουμε τις χρονικές στιγμές kT που ξεκινάει κάθε OFDM σύμβολο, τα σύμβολα στην έξοδο του δέκτη υπολογίζονται από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t) e^{j(2\pi(\delta f)t+\theta)} \\ y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t) e^{j(2\pi(\delta f)t+\theta)} e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}} dt \\ &= e^{j2\pi\theta} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[\int_{\tau=0}^{\tau_{nfx}} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + \right. \\ &\left. n(t) \right] e^{j2\pi(\delta f)t} e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}} \end{aligned}$$

(2.21)

Όπου $n(t)$ η επίδραση του θορύβου.

Αν αντί για το $s(t)$ έχουμε τις διακριτές συνιστώσες $x_{i',k}$, τότε αποδεικνύεται ότι τα $y_{i,k}$ δίνονται από την (2.22).

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \\ &e^{j(\theta+2\pi(\delta f)kT)} \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=0}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi * (\frac{i-i'}{T_{FFT}} - \delta f)u} du \\ &+ n_{i,k} \quad (2.22) \end{aligned}$$

Κεφάλαιο 3

F-OFDM Διαμόρφωση

3.1 Εισαγωγή

Τα κινητά δίκτυα 5ης γενιάς ή τα ασύρματα συστήματα 5ης γενιάς, συντομογραφημένα 5G, είναι τα προτεινόμενα επόμενα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα πέρα από τα τρέχοντα πρότυπα 4G / IMT-Advanced, που λειτουργούν στις ζώνες χιλιοστομετρικών κυμάτων (28, 38 και 60 GHz). Ο σχεδιασμός 5G στοχεύει σε υψηλότερη χωρητικότητα από την τρέχουσα 4G, επιτρέποντας μεγαλύτερη πυκνότητα χρηστών ευρυζωνικών κινητών τηλεφώνων και υποστηρίζοντας πιο αξιόπιστες και μαζικές επικοινωνίες μεταξύ συσκευών. Η έρευνα και ανάπτυξη 5G στοχεύει επίσης σε χαμηλότερη καθυστέρηση από τον εξοπλισμό 4G και χαμηλότερη κατανάλωση μπαταρίας, για καλύτερη εφαρμογή του Διαδικτύου. Προς το παρόν δεν υπάρχει πρότυπο για εφαρμογές 5G.

Ορισμένες πηγές υποδεικνύουν ότι μια νέα γενιά προτύπων 5G μπορεί να εισαχθεί στις αρχές της δεκαετίας του 2020. Ωστόσο, συνεχίστηκε σημαντική συζήτηση σχετικά με το τι ήταν ακριβώς το 5G. Πριν από το 2012, ορισμένοι εκπρόσωποι της βιομηχανίας εξέφρασαν σκεπτικισμό έναντι της 5ης γενιάς. Το 3GPP πραγματοποίησε διάσκεψη τον Σεπτέμβριο του 2015 για να προγραμματίσει την ανάπτυξη του νέου προτύπου.

Στις νέες κινητές γενιές χορηγούνται συνήθως νέες ζώνες συχνοτήτων και ευρύτερο φάσμα φασματικών καναλιών ανά κανάλι συχνότητας (1G έως 30 kHz, 2G έως 200 kHz, 3G έως 5 MHz και 4G έως 20 MHz), αλλά οι σκεπτικιστές υποστηρίζουν ότι δεν υπάρχουν πολλά χώροι για μεγαλύτερα εύρη ζώνης καναλιών και νέες ζώνες συχνοτήτων που είναι κατάλληλες για ραδιοεπικοινωνίες εδάφους-κινητής τηλεφωνίας. Οι υψηλότερες συχνότητες αλληλεπικαλύπτονται με τις μεταδόσεις της ζώνης K των δορυφόρων επικοινωνίας. Από την άποψη των χρηστών, οι προηγούμενες γενιές κινητής τηλεφωνίας έχουν προκαλέσει σημαντική αύξηση στο bitrate αιχμής (δηλ. Τα καθαρά bitrate φυσικής στρώσης για επικοινωνία μικρής απόστασης), μέχρι 1 gigabit ανά δευτερόλεπτο που προσφέρεται από την 4G.

Εάν εμφανιστεί το 5G και αντικατοπτρίζει αυτές τις προγνώσεις, τότε η κύρια διαφορά, από την άποψη του χρήστη, μεταξύ 4G και 5G πρέπει να είναι κάτι άλλο εκτός από μεγαλύτερη ταχύτητα (αυξημένος ρυθμός bit κορυφής). Για παράδειγμα, μεγαλύτερος αριθμός ταυτόχρονα συνδεδεμένων συσκευών, υψηλότερη φασματική απόδοση του συστήματος (όγκος δεδομένων ανά μονάδα επιφάνειας), χαμηλότερη κατανάλωση μπαταρίας, χαμηλότερη πιθανότητα διακοπής (καλύτερη κάλυψη), υψηλά ποσοστά δυαδικών ψηφίων σε μεγαλύτερα τμήματα της περιοχής κάλυψης, χαμηλότερες λανθάνουσες περιόδους, των υποστηριζόμενων συσκευών,

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

χαμηλότερο κόστος ανάπτυξης υποδομής, υψηλότερη ευελιξία και δυνατότητα κλιμάκωσης ή υψηλότερη αξιοπιστία επικοινωνίας.

3.2 5G δίκτυα και ανάγκες για F-OFDM

Έχουν καταγράψει τρία πολύ διαφορετικά σχέδια δικτύου 5G που είχαν αναδειχθεί μέχρι το 2014:

- Ένα εξαιρετικά αποδοτικό δίκτυο κινητής τηλεφωνίας που παρέχει ένα δίκτυο με καλύτερη απόδοση για χαμηλότερο επενδυτικό κόστος. Αντιμετωπίζει την πιεστική ανάγκη των φορέων εκμετάλλευσης κινητών δικτύων να δουν το μοναδιαίο κόστος μεταφοράς δεδομένων να πέφτει περίπου στο ίδιο ρυθμό με τον όγκο της ζήτησης δεδομένων αυξάνεται. Θα ήταν ένα άλμα προς τα εμπρός στην αποτελεσματικότητα που βασίζεται στη φιλοσοφία του Δικτύου Προσανατολισμού Ζήτησης της IET.
- Ένα εξαιρετικά γρήγορο κινητό δίκτυο που περιλαμβάνει την επόμενη γενιά μικρών κυψελών που συγκεντρώνονται πυκνά ώστε να παρέχουν συνεχή κάλυψη σε τουλάχιστον αστικές περιοχές και να φέρουν τον κόσμο στο τελικό σύνορο της πραγματικής "ευρείας περιοχής κινητικότητας". Θα απαιτούσε πρόσβαση στο φάσμα κάτω των 4 GHz, ίσως μέσω της πρώτης παγκόσμιας εφαρμογής της δυναμικής πρόσβασης στο φάσμα.
- Ένα συγκλίνον ασύρματο δίκτυο ινών που χρησιμοποιεί για πρώτη φορά για ασύρματη πρόσβαση στο Διαδίκτυο τις ζώνες χιλιοστομετρικών κυμάτων (20-60 GHz), έτσι ώστε να επιτρέπουν ραδιοφωνικά κανάλια πολύ ευρείας ζώνης ικανά να υποστηρίζουν ταχύτητες πρόσβασης δεδομένων έως και 10 Gbit / s. Η σύνδεση περιλαμβάνει ουσιαστικά "μικρές" ασύρματες συνδέσεις στο τέλος του τοπικού καλωδίου οπτικών ινών. Θα ήταν περισσότερο μια "νομαδική" υπηρεσία (όπως Wi-Fi) και όχι μια "κινητή" υπηρεσία ευρείας περιοχής.

Τα βασικότερα πλεονεκτήματα της πρακτικής εφαρμογής τέτοιων 5G δικτύων είναι:

- Δυνατότητα για τεράστια χωρητικότητα και μαζική συνδεσιμότητα.
- Υποστήριξη διαφορετικών ετερογενών τύπων συσκευών, εφαρμογών και χρηστών.
- Ευέλικτη και αποδοτική εκμετάλλευση όλου του διαθέσιμου φάσματος για διαφορετικά σενάρια.
- Ικανότητα για υπερυψηλής ανάλυσης οπτικές επικοινωνίες και διαδραστικά πολυμέσα.

Οι επιδόσεις και οι προδιαγραφές θα εξαρτώνται άμεσα από τις διαφορετικές υπηρεσίες. Αναμένονται:

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

- Τουλάχιστον 1 Gb/s ρυθμός δεδομένων για υψηλής ποιότητας video και εφαρμογές εικονικής πραγματικότητας.
- Ρυθμοί 10 Gb/s για υποστήριξη υπηρεσιών mobile cloud .
- Καθυστέρηση μικρότερη του 1 ms.
- 1000 φορές μικρότερη κατανάλωση ενέργειας ανά bit.

Η σχεδίαση του 5G δεν θα αφορά μόνο την ασύρματη διεπαφή, αλλά όλες τις πιθανές εκφάνσεις του συστήματος.

Μετά από χρόνια συζητήσεων σε ολόκληρο τον βιομηχανικό κλάδο και τον ακαδημαϊκό χώρο, οι απαιτήσεις και οι προσδοκίες για τα κυψελοειδή δίκτυα 5ης γενιάς (5G) έχουν καταστεί σαφείς. Ενώ το χιλιοστό κύμα αναμένεται να παρέχει υψηλής ταχύτητας πρόσβαση ραδιοκυμάτων μικρής εμβέλειας κατά δεκάδες Gbps, οι ζώνες χαμηλότερων συχνοτήτων (π.χ. αυτές που χρησιμοποιούνται σήμερα από τα δίκτυα 4G μακροπρόθεσμης εξέλιξης (LTE)) θα εξακολουθήσουν να παρέχουν πανταχού παρούσα και αξιόπιστη αλλά με επιπλέον βελτίωση απόδοση φάσματος. Για το σκοπό αυτό, πρέπει να επανεξεταστεί η διεπαφή αέρα, ειδικά η υποκείμενη κυματομορφή. Η υποκείμενη κυματομορφή υπήρξε ανέκαθεν παράγοντας διαμόρφωσης για κάθε γενεά των κυψελοειδών δικτύων, όπως η πολυπλεξία ορθογώνιας διαίρεσης συχνότητας (OFDM) για τα κυψελοειδή δίκτυα 4ης γενιάς (4G).

Στα δίκτυα 4G LTE, η ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM) χρησίμευσε ως μια κομψή λύση για την καταπολέμηση της επιλεκτικότητας συχνότητας και για την ενίσχυση της αποδοτικότητας του ραδιοφάσματος. Πρόσφατα, γίνεται η διατύπωση ότι η βασική κυματομορφή της 5G θα πρέπει να προσφέρει τη δυνατότητα αλλά όχι αποκλειστικά για:

- Προσαρμοσμένες υπηρεσίες για διαφορετικές ανάγκες και χαρακτηριστικά καναλιών.
- Μειωμένες εκπομπές εκτός ζώνης (OOBE).
- Εξαιρετική ανοχή στην κακή ευθυγράμμιση της συχνότητας.

Όσον αφορά αυτές τις νέες απαιτήσεις, το OFDM φαίνεται ανεπαρκές:

1. Η πρόσφατη εξέλιξη στην κοινωνία της πληροφορίας έχει παρουσιάσει πολλούς νέους τύπους υπηρεσιών επικοινωνίας με διαφοροποιημένες απαιτήσεις επιδόσεων. Για παράδειγμα, για να αποφευχθεί η σύγκρουση μεταξύ των οχημάτων ταχείας κυκλοφορίας, ο σχεδιασμός της επικοινωνίας από οχήματος με όχημα πρέπει να αποσκοπεί σε εξαιρετικά χαμηλή λανθάνουσα κατάσταση και εξαιρετικά υψηλή αξιοπιστία. Σε αυτή την περίπτωση, η αριθμολογία OFDM και η δομή πλαισίου 4G LTE, που επιλέγεται κυρίως για την υπηρεσία κινητής ευρυζωνικότητας (MBB), η

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

οποία δεν είναι τόσο ευαίσθητη στην καθυστέρηση ή την αξιοπιστία, δεν φαίνεται να είναι η καλύτερη επιλογή. Εν τω μεταξύ, για να παρέχεται επαρκής κάλυψη με χαμηλή κατανάλωση ρεύματος επιτρέποντας έτσι το διαδίκτυο των πραγμάτων, αντί για το OFDM, θα μπορούσε να προτιμάται μια κυματομορφή στενής ζώνης μονοφασικού φορέα. Γενικά, απαιτώντας ενοποιημένη αριθμολογία σε όλο το καθορισμένο εύρος ζώνης, είναι δύσκολο για το OFDM να ταιριάζει ταυτόχρονα στις ανάγκες των διαφόρων τύπων υπηρεσιών και των συναφών χαρακτηριστικών του καναλιού.

2. Παρά το γεγονός ότι το OFDM παρέχει υψηλή απόδοση φάσματος μέσω πολυπλεξίας ορθογώνιας συχνότητας, το ΟΟΒΕ του OFDM δεν είναι ακόμα πολύ ικανοποιητικό. Για να είμαστε συγκεκριμένοι, στο 4G LTE, το 10% του επιτρεπόμενου εύρους ζώνης διατηρήθηκε σαν ζώνη ασφαλείας για να δοθεί χώρος ώστε τα σήματα να εξασθενίσουν και έτσι να καλύψουν τη μάσκα φάσματος. Αναμφισβήτητα, αυτό ήταν μια σημαντική απώλεια της πηγής συχνότητας, η οποία γίνεται όλο και πιο πολύτιμη.
3. Με το OFDM, οι πόροι χρόνου και συχνότητας κατανέμονται ομοιόμορφα σε πολλά στοιχεία ίσου μεγέθους φέρων πληροφορίες. Για να επιτευχθεί ορθογωνικότητα και έτσι να αποφευχθεί η παρεμβολή μεταξύ συμβόλων / καναλιού, απαιτείται αυστηρή ευθυγράμμιση χρόνου και συχνότητας, με αποτέλεσμα τη βαριά σηματοδότηση για συγχρονισμό, ειδικά για τη μετάδοση μέσω ανερχόμενης ζεύξης. Οι αποτυχίες για την καθιέρωση σχεδόν τέλεια ευθυγράμμισης χρόνου-συχνότητας θα οδηγήσουν σε σημαντικές υποβάσεις της απόδοσης. Δηλαδή, το OFDM απαιτεί παγκόσμιο συγχρονισμό που έρχεται με την τιμή της πρόσθετης σηματοδότησης.

Για να αποφευχθούν οι παραπάνω περιορισμοί του OFDM και να αντιμετωπιστούν οι νέες προκλήσεις που αντιμετωπίζει η κυματομορφή στα 5G, παρουσιάζεται ένα νέο είδος διαμόρφωσης για εύκαμπτη κυματομορφή, που ονομάζεται φιλτραρισμένος OFDM (f-OFDM). Με τη διαίρεση και το φιλτράρισμα με βάση την υποζώνη, ανεξάρτητα συστήματα OFDM (και ενδεχομένως άλλες κυματομορφές) βρίσκονται στενά στο καθορισμένο εύρος ζώνης.

Με αυτό τον τρόπο, το f-OFDM είναι ικανό να ξεπεράσει τα μειονεκτήματα του OFDM διατηρώντας παράλληλα τα πλεονεκτήματα του:

- Πρώτα απ' όλα, με το φιλτράρισμα που βασίζεται στην υποζώνη, η απαίτηση για παγκόσμιο συγχρονισμό είναι χαλαρή και η ασύγχρονη μετάδοση μεταξύ υποζωνών μπορεί να υποστηριχθεί.
- Δεύτερον, με τα κατάλληλα σχεδιασμένα φίλτρα για την καταστολή του ΟΟΒΕ, η κατανάλωση προστατευτικής ζώνης για αποφυγή παρεμβολών μεταξύ των υποζωνών μπορεί να μειωθεί σε ένα ελάχιστο επίπεδο.

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

- Τρίτον, σε κάθε υποζώνη, μπορεί να εφαρμοστεί βελτιστοποιημένη αριθμολογία που ταιριάζει στις ανάγκες ορισμένων τύπων υπηρεσιών.

Γενικά, οι νέες απαιτήσεις επιδόσεων που αντιμετωπίζει η κυματομορφή 5G μπορούν να ικανοποιηθούν από το f-OFDM και η συνολική αποδοτικότητα φάσματος μπορεί να βελτιωθεί. Μεταξύ όλων των υποψηφίων κυματομορφών 5G, το f-OFDM εμφανίζεται ως το πιο ελπιδοφόρο, όσον αφορά τη συνολική απόδοση, τη σχετική πολυπλοκότητα και το κόστος και την ομαλότητα στην πορεία εξέλιξης από την 4G LTE.

3.3 Γενικό πλαίσιο

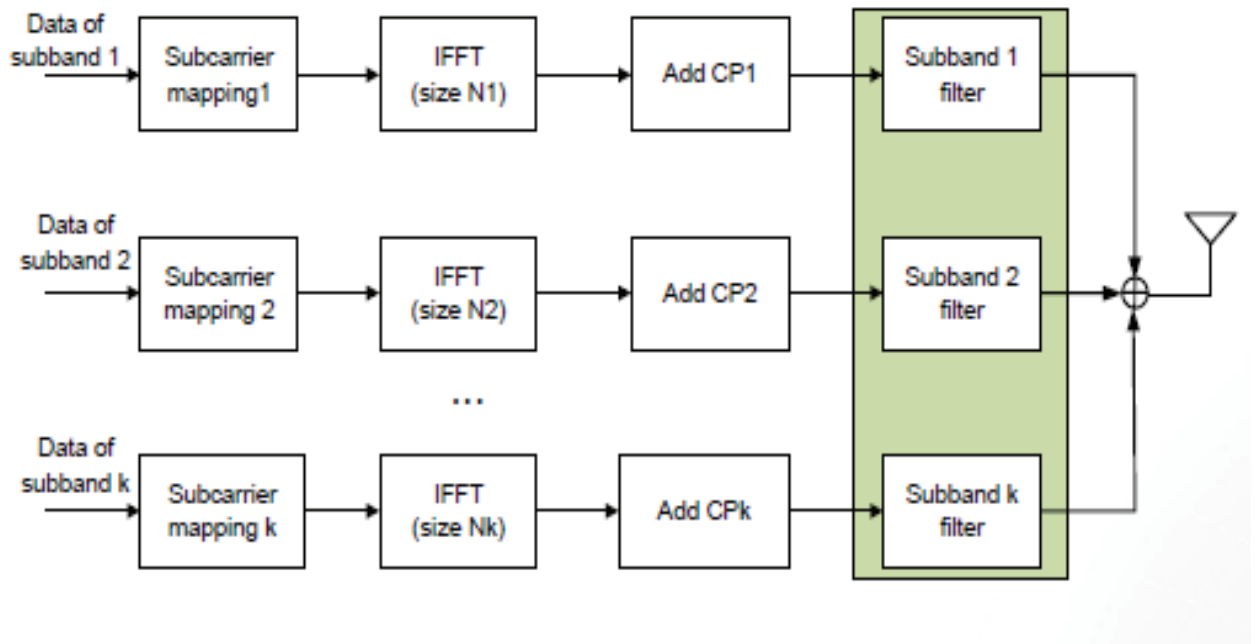
Για να αυξηθεί ο ρυθμός δεδομένων, αναμένεται ότι ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης θα κατανεμηθεί σε 5G, π.χ. 100-200 MHz. Με το f-OFDM, το καθορισμένο εύρος ζώνης θα χωριστεί σε διάφορες υποζώνες. Σε κάθε υποζώνη, ένα συμβατικό OFDM (και ενδεχομένως άλλη κυματομορφή) είναι προσαρμοσμένο ώστε να ταιριάζει στις ανάγκες ενός συγκεκριμένου τύπου υπηρεσίας και των συναφών χαρακτηριστικών του καναλιού, π.χ. με κατάλληλο διάκενο υπογέφυρας (SC), μήκος κυκλικού προθέματος (CP) και χρονικό διάστημα μετάδοσης (TTI). Στη συνέχεια εφαρμόζεται φιλτράρισμα με βάση την υποζώνη για την καταστολή της παρεμβολής μεταξύ υποζώνων και η ορθογωνικότητα του χρονικού πεδίου μεταξύ των διαδοχικών συμβόλων OFDM σε κάθε υποζώνη σπάει σκόπιμα για χαμηλότερο OOB με αμελητέα απώλεια απόδοσης σε άλλες πτυχές. Συνεπώς, η ασύγχρονη μετάδοση σε υποζώνες μπορεί τώρα να υποστηριχθεί και ο παγκόσμιος συγχρονισμός δεν απαιτείται πλέον, σε αντίθεση με τον συμβατικό OFDM. Επιπλέον, το f-OFDM παρέχει σημαντικές μειώσεις στην κατανάλωση φάσματος από τη ζώνη προστασίας, οδηγώντας σε μια πιο αποτελεσματική χρήση του.

3.3.1 Δομή πομπού

Οι λειτουργίες του πομπού μιας τέτοιας κυματομορφής μπορούν να συνοψισθούν ως εξής:

- Το σήμα OFDM κάθε υποζώνης με την ειδική αριθμολογία της, δηλαδή την απόσταση του υποκείμενου, το μήκος CP και το μήκος TTI, παράγεται ανεξάρτητα.
- Το σήμα OFDM κάθε υποζώνης διέρχεται από ένα "φίλτρο διαμόρφωσης υποζώνης". Ο κύριος σκοπός αυτού του φιλτραρίσματος είναι να αποφεύγεται η διαρροή παρεμβολών στις γειτονικές υποζώνες.

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»



Εικόνα 3.1: Πομπός F-OFDM

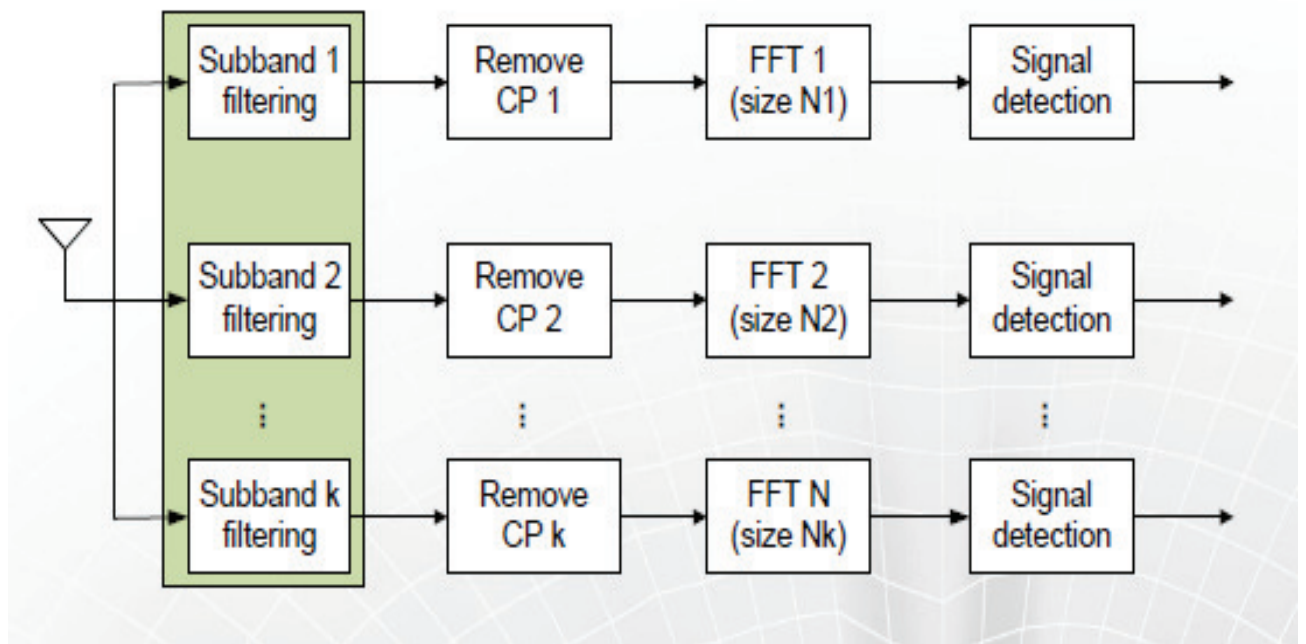
Όπως φαίνεται και στην εικόνα, προκύπτουν τα ακόλουθα:

- Φίλτρο υποζώνης που προστίθεται στην κορυφή του CP-OFDM, χωρίς καμία αλλαγή σε υπάρχον CP-OFDM .
- Φιλτράρισμα για κάθε υποζώνη (υποζώνη $BW \geq 1RB$).
- Ανεξάρτητη απόσταση υποφορέων / μήκος CP / διαμόρφωση TTI για κάθε υποζώνη.
- Χαμηλή ανάγκη για προστασία από γειτονικές υποζώνες.
- Υποστήριξη ασύγχρονης μετάδοσης μεταξύ ζωνών.

3.3.2 Δομή δέκτη

Οι λειτουργίες του δέκτη της κυματομορφής μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

- Φίλτρο διαμόρφωσης υποζώνης: Για να φιλτράρει τα σήματα των γειτονικών υποζωνών, το λαμβανόμενο σήμα περνάει πρώτα διαμέσου της διαμόρφωσης υποζώνης στο δέκτη.
- Επεξεργασία υποζώνης OFDM: Μετά τη διαμόρφωση της υποζώνης, το προκύπτον σήμα περνάει από την κανονική επεξεργασία της OFDM, όπως φαίνεται στο σχήμα.



Εικόνα 3.2: Δέκτης F-OFDM

Πλεονεκτήματα F-OFDM

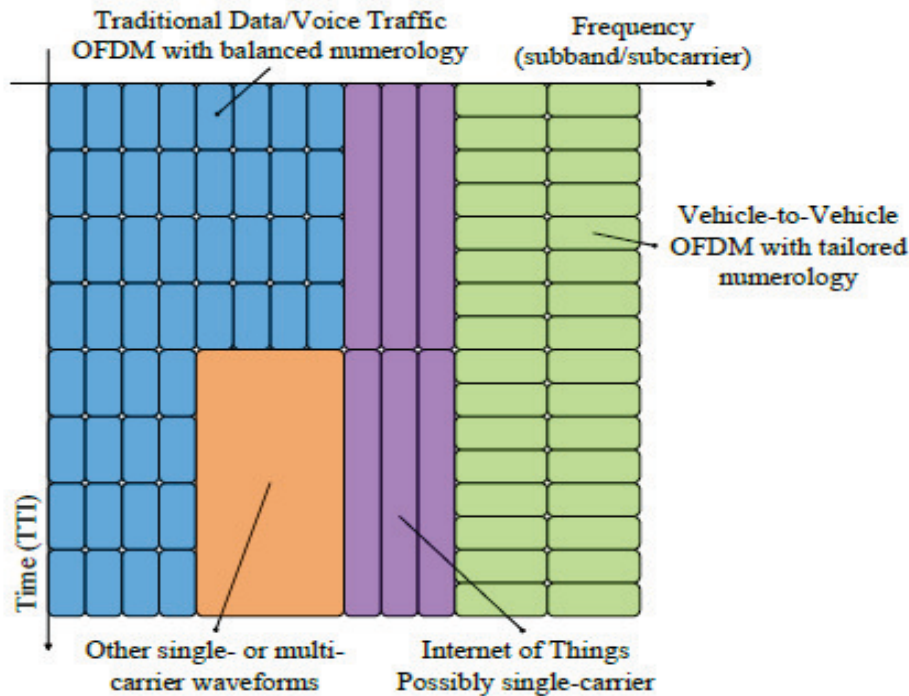
- Διατήρηση της κυματομορφής χρησιμοποιώντας διαφορετικό πρωτότυπο OFDM.
- Διαφορετικό κυκλικό πρόθεμα για κάθε συγκεκριμένη υποζώνη χωρίς να υπάρχει ανάγκη περιορισμού τους.
- Υποστήριξη ασύγχρονης μετάδοσης, κάτι που δεν ήταν δυνατόν με την OFDM που απαιτείται ρύθμιση χρονισμού.
- Καλή αποτροπή διαρροής εκτός ζώνης χωρίς να απαιτείται ζώνη προστασίας 10% όπως στην OFDM.

3.3.3 Ευελιξία και συνύπαρξη

Παρακάτω απεικονίζεται η ευελιξία και η συνύπαρξη κυματομορφών που ενεργοποιούνται από το f-OFDM. Όπως μπορεί να φανεί, αντί της ομοιόμορφης κατανομής όπως χρησιμοποιείται από το OFDM σε 4G LTE, η ρύθμιση της χρονικής συχνότητας / κατανομή της f-OFDM είναι πολύ πιο ευέλικτη. Για παράδειγμα, για να παρέχει εξαιρετικά χαμηλή λανθάνουσα κατάσταση και υψηλή αξιοπιστία για επικοινωνία από οχήματος με όχημα, η διάρκεια του TTI συντομεύεται ενώ η απόσταση μεταξύ των φορέων OFDM διευρύνεται, σε σύγκριση με την αριθμολογία OFDM που χρησιμοποιείται στην 4G LTE. Παρομοίως, για να δοθεί επαρκής κάλυψη με χαμηλή κατανάλωση ρεύματος για το internet of things, συμπεριλαμβάνεται μια προσαρμοσμένη κυματομορφή ενός φορέα, ενδεχομένως με μικρή συχνότητα

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

κάλυψης(για να αυξηθεί η πυκνότητα ισχύος εκπομπής και να ξεπεραστεί η απώλεια διείσδυσης) και μια μακράς διάρκειας TTI (αξιοποιώντας το σχεδόν στατικό κανάλι για την αξιοπιστία της μετάδοσης). Γενικά, διαφορετικές κυματομορφές μπορούν να ενσωματωθούν στο πλαίσιο του f-OFDM και η διάταξη χρονικής συχνότητας μπορεί να αλλάξει με το χρόνο, προσαρμόζοντας τις απαιτήσεις υπηρεσίας και τα χαρακτηριστικά καναλιού του χρόνου.

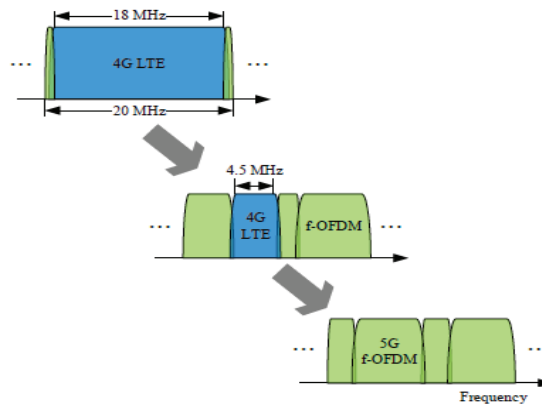


Εικόνα 3.3: Ευελιξία και συνύπαρξη κυματομορφών που ενεργοποιούνται από το f-OFDM.

3.3.4 Η διαδρομή της εξέλιξης

Με ανεξάρτητες κυματομορφές ενσωματωμένες σε κάθε υποζώνη f-OFDM, μπορεί να αναμένεται μια ομαλή εξέλιξη από OFDM σε f-OFDM. Το σχήμα 3 παρουσιάζει ένα προσωρινό σχέδιο για την εξέλιξη από OFDM σε 4G σε f-OFDM σε 5G. Στο αρχικό στάδιο, η ζώνη προστασίας 10% των δικτύων 4G θα χρησιμοποιηθεί για τη μετάδοση δεδομένων μέσω f-OFDM και δεν απαιτείται καμία αλλαγή για τις παλαιές κινητές συσκευές 4G, ενώ το υπόλοιπο εύρος ζώνης και τα νέα φάσματα θα διατεθούν σε 5G μορφή για πιο ευέλικτη και αποτελεσματική χρήση του φάσματος κάτι που επιτρέπει το f-OFDM. Με αυτό τον τρόπο, το f-OFDM παρέχει τόσο συμβατότητα προς τα πίσω όσο και προς τα εμπρός.

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»



Εικόνα 3.4: Πιθανή πορεία εξέλιξης από OFDM σε 4G LTE σε f-OFDM σε 5G.

3.4 Σημαντικά θέματα σχεδιασμού

Για να ενεργοποιηθεί το φιλτράρισμα με βάση την υποζώνη και, συνεπώς, να αποκοιμηθούν τα οφέλη που προσδοκούνται από το f-OFDM, απαιτούνται κατάλληλα σχεδιασμένα φίλτρα. Γενικά, ο σχεδιασμός του φίλτρου περιλαμβάνει την ανταλλαγή μεταξύ των χαρακτηριστικών πεδίου χρόνου και συχνότητας και βασίζεται επίσης στην πολυπλοκότητα εφαρμογής. Η εξάπλωση της ενέργειας στο πεδίο του χρόνου θα πρέπει να περιοριστεί για να ελαχιστοποιήσει την αλληλεπίδραση μεταξύ συμβόλων (ISI) καθώς επίσης να επιδιωχθεί η ευκρίνεια της περιοχής μετάβασης στον τομέα συχνοτήτων.

Συνοπτικά για να είναι κατάλληλο ένα φίλτρο για f-OFDM, πρέπει να πληρούνται τα ακόλουθα κριτήρια:

- Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο επίπεδη πάνω από τους υποφορείς που περιέχονται στην υποζώνη. Αυτό εξασφαλίζει ότι η παραμόρφωση που προκαλεί το φίλτρο στα δεδομένα των υποφορεών είναι ελάχιστη.
- Η συχνότητα εκτροπής του φίλτρου πρέπει να ξεκινά από τις άκρες της ζώνης διέλευσης και επίσης η μεταβατική ζώνη του φίλτρου πρέπει να είναι απότομη, με άλλα λόγια η ευκρίνεια της μεταβατικής ζώνης να είναι αρκετά καλή. Αυτό εξασφαλίζει ότι το εύρος ζώνης του συστήματος χρησιμοποιείται όσο το δυνατόν αποτελεσματικότερα, δηλ. με ελάχιστη επιβάρυνση της ζώνης προστασίας. Επίσης, τα γειτονικά σήματα υποζώνης με διαφορετικές αριθμολογίες μπορούν να τοποθετηθούν το ένα δίπλα στο άλλο σε συχνότητα με ελάχιστο αριθμό υποθαλάμων φρουράς.
- Το φίλτρο θα πρέπει να έχει αρκετή εξασθένιση στη ζώνη διακοπή για να εξασφαλίσει ότι η διαρροή παρεμβολής μεταξύ των γειτονικών υποζώνων είναι αμελητέα.

Κεφάλαιο 4

Υλοποίηση

4.1 Εισαγωγή

Η υλοποίηση του πειραματικού μέρους περιλαμβάνει τη σύγκριση της διαμόρφωσης φίλτρου-OFDM με τη γενική ρύθμιση κυκλικού προθέματος OFDM (CP-OFDM) σε περιβάλλον matlab, με σκοπό να διασαφηνιστούν τα πλεονεκτήματα του υποψήφιου διαγράμματος διαμόρφωσης για τα συστήματα επικοινωνίας της πέμπτης γενιάς (5G). Στο F-OFDM, εφαρμόζεται ένα καλά σχεδιασμένο φίλτρο στο σύμβολο OFDM χρονικού πεδίου για τη μείωση της ακτινοβολίας εκτός ζώνης(OOBE) του σήματος υποζώνης, διατηρώντας παράλληλα την ορθογωνικότητα των συμβόλων OFDM.

Πρώτα καθορίζονται οι παράμετροι που λαμβάνει υπόψη το σύστημα. Οι παράμετροι που θα τροποποιηθούν κατά τη διάρκεια των πειραμάτων με σκοπό τη λήψη ακριβέστερων μετρήσεων θα είναι το `bitsPerSubCarrier`, ο αριθμός bit ανά υποφορέα που στην ουσία καθορίζει τον τύπο της ψηφιακής διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται για κάθε υποκανάλι ξεχωριστά και το `L` μήκος του φίλτρου που καθορίζει τον αριθμό των διαχωρισμών και παράλληλων επεξεργασιών των υποζωνών και που πρέπει να είναι μονός αριθμός.

Στη συνέχεια σχεδιάζεται το φίλτρο που χρησιμοποιείται για την F-OFDM, το οποίο προϋποθέτει εκτός από τις παραπάνω και άλλες απαιτήσεις που παρουσιάζονται παρακάτω.

Ύστερα ακολουθεί ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων εκπομπής με βάση τις δύο μεθόδους πολυπλεξίας, με όλα τα στάδια επεξεργασίας και διαμόρφωσης πριν από την εκπομπή του σήματος και η σύγκριση μεταξύ των φασματικών τους αποδόσεων και του PAPR, πρώτα για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις και σταθερού μεγέθους φίλτρο και ύστερα για σταθερή ψηφιακή διαμόρφωση και διαφορετικού μεγέθους φίλτρα.

Τέλος γίνεται η παρουσίαση των κυκλωμάτων λήψης, οι διαδικασίες που ακολουθούνται στις αποδιαμορφώσεις, οι διαφορές στην απόδοση των δεκτών μέσω του ρυθμού εμφάνισης σφαλμάτων BER και η τελική αξιολόγηση των αποτελεσμάτων με τις παραμέτρους να αλλάζουν όπως και παραπάνω.

4.2 Παράμετροι συστήματος

Το παρακάτω παράδειγμα υλοποιεί μια διαμόρφωση φίλτρου-OFDM με διαμορφώσιμες παραμέτρους. Επισημαίνει την τεχνική σχεδιασμού του φίλτρου και τη βασική επεξεργασία μετάδοσης / λήψης.

```
s = rng(211);           % Set RNG state for repeatability
```


«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Ορίζονται οι παράμετροι του συστήματος για το παράδειγμα. Αυτές οι παράμετροι μπορούν να τροποποιηθούν για να διερευνήσουν τις επιπτώσεις τους στο σύστημα.

numFFT = 1024;	% αριθμός των σημείων που γίνεται Fast Fourier μετασχηματισμός
numRBs = 50;	% αριθμός των λαμβανόμενων πακέτων
rbSize = 12;	% αριθμός των υποφορέων ανά πακέτο
cpLen = 72;	% κυκλικό πρόθεμα σε δείγματα.
bitsPerSubCarrier = 6;	% 1: BPSK, 2: QPSK, 4: 16QAM, 6: 64QAM, 8: 256QAM, αριθμός bit ανά υποφορέα
snrDB = 18;	% SNR in dB
toneOffset = 2.5;	% Tone offset or excess bandwidth (in subcarriers)
L = 513;	% Μήκος φίλτρου(=filterOrder+1), περιττός

Στην παρούσα εργασία θα γίνει τροποποίηση για το bitsPerSubCarrier και το L. Το 1 αντιπροσωπεύει την ψηφιακή διαμόρφωση BPSK, το 2 την QPSK και το 4, 6 και 8 για τις 16QAM, 64QAM και 256QAM αντίστοιχα.

4.3 F-OFDM σχεδιασμός φίλτρου

Το κατάλληλο φιλτράρισμα για F-OFDM πρέπει να πληροί τα ακόλουθα κριτήρια:

- Πρέπει να έχει μια επίπεδη ζώνη διέλευσης πάνω από τους υποφορείς στην υποζώνη.
- Θα πρέπει να έχει μια οξεία ζώνη μετάβασης για να ελαχιστοποιήσει τις ζώνες ασφαλείας.
- Πρέπει να έχει επαρκή εξασθένηση της ζώνης διακοπής.

Ένα φίλτρο με απόκριση ορθογώνιας συχνότητας, πληροί αυτά τα κριτήρια. Για να γίνει αυτό δυνατόν, το φίλτρο χαμηλής διέλευσης σχεδιάζεται χρησιμοποιώντας ένα παράθυρο, το οποίο, αποκομίζει με αποτελεσματικό τρόπο την παλμική απόκριση και προσφέρει ομαλές μεταβάσεις στο μηδέν και στις δύο άκρες.

Κώδικας σχεδιασμού F-OFDM φίλτρου

```
% αριθμός υποφορέων στο υποκανάλι  
numDataCarriers = numRBs*rbSize;  
halfFilt = floor(L/2);  
n = -halfFilt:halfFilt;
```

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

% η ημιτονική συνάρτηση του πρωτότυπου φίλτρου

```
pb = sinc((numDataCarriers+2*toneOffset). *n./numFFT);
```

% παράθυρο, το οποίο, αποκομίζει με αποτελεσματικό τρόπο την παλμική απόκριση και προσφέρει ομαλές μεταβάσεις στο μηδέν και στις δύο άκρες.

```
w = (0.5*(1+cos(2*pi.*n/(L-1))))).^0.6;
```

% κανονικοποιημένοι συντελεστές φίλτρου χαμηλής διέλευσης

```
fnum = (pb.*w)/sum(pb.*w);
```

% απόκριση παλμού του φίλτρου

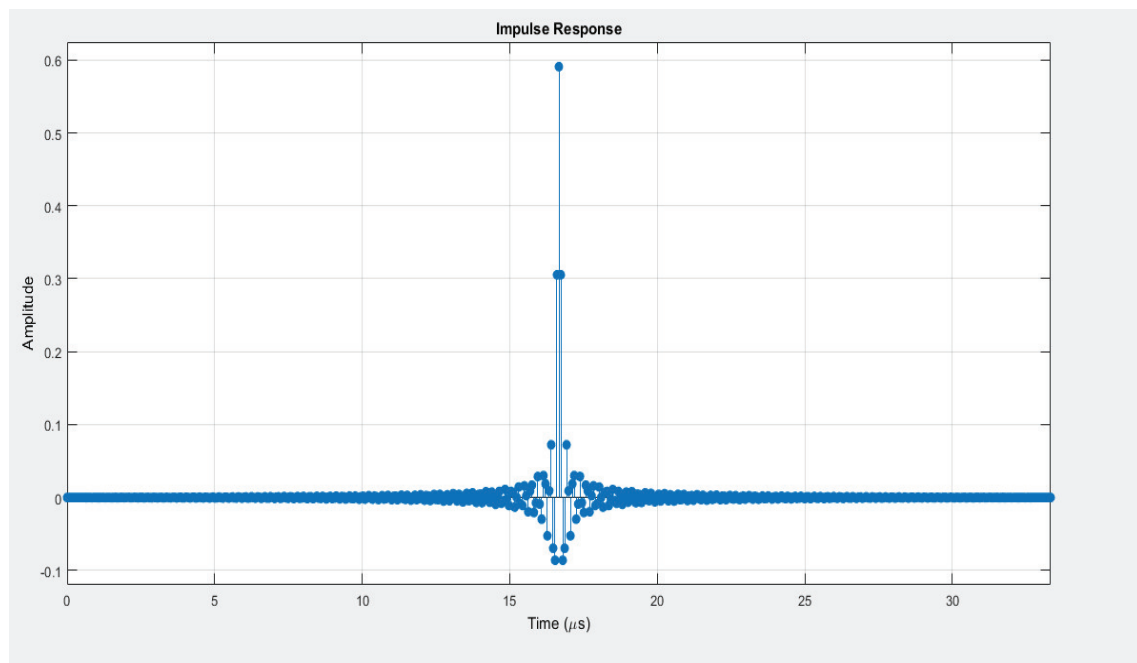
```
h = fvtool(fnum, 'Analysis', 'impulse', ...  
    'NormalizedFrequency', 'off', 'Fs', 15.36e6);  
h.CurrentAxes.XLabel.String = 'Time (\mus)';  
h.FigureToolbar = 'off';
```

% επιστρέφει στον πομπό ένα σύστημα φίλτρου FIR με συγκεκριμένες ιδιότητες όσο αναφορά τη δομή του (στην περίπτωση μας απόλυτα συμμετρική) και καθορίζει τους αριθμητικούς συντελεστές του φίλτρου ως πραγματικό ή πολύπλοκο αριθμητικό διάνυσμα γραμμών.

```
filtTx = dsp.FIRFilter('Structure', 'Direct form symmetric', ...  
    'Numerator', fnum);
```

% δημιουργία φίλτρου στον δέκτη

```
filtRx = clone(filtTx);
```



Εικόνα 4.1: Παλμική απόκριση του φίλτρου που χρησιμοποιείται στην F-OFDM πολυπλεξία.

4.4 Διαδικασία μετάδοσης από τον πομπό

4.4.1 OFDM

Στον παρακάτω κώδικα εκτελείται η βασική διαδικασία διαμόρφωσης του σήματος από τον πομπό χρησιμοποιώντας την OFDM.

Μέσω του κώδικα:

- Γίνεται ο καθορισμός της διαμόρφωση qam που θα χρησιμοποιηθεί βάση των δεδομένων που επιλέξαμε.
- Η παραγωγή των δεδομένων και η διαμόρφωση τους με πρότυπο την επιλεγμένη QAM.
- Ο μετασχηματισμός FF κατά τον οποίο τα δεδομένα εισέρχονται σε ένα OFDM σύμβολο.
- Η εισαγωγή του κυκλικού προθέματος.
- Ο υπολογισμός της ισχύ της φασματικής πυκνότητας ή αλλιώς την ισχύ του φάσματος για την OFDM.
- Ο υπολογισμός της peak-to-average-power ratio (PAPR) που υποδεικνύει πόσο ακραίες είναι οι κορυφές σε μια κυματομορφή.

Ακολουθεί η σχηματική αναπαράσταση του κώδικα και οι εντολές του.



Εικόνα 4.2: Αναπαράσταση OFDM πομπού με βάση τον παρακάτω κώδικα.

Κώδικας OFDM πομπού:

```
% καθορίζεται η διαμόρφωση Qam προσδιορίζοντας τον αριθμό των σημείων της στον αστερισμό του σήματος, αν η είσοδος είναι bits ή ακέραιοι αριθμοί, τη μέθοδο που χρησιμοποιείται για την ομαλοποίηση του αστερισμού του σήματος και τη μέση ισχύ των συμβόλων στον αστερισμό ως μια θετική, πραγματική, αριθμητική κλιμακωτή τιμή  
qamMapper = comm.RectangularQAMModulator( ...  
'ModulationOrder', 2^bitsPerSubCarrier, 'BitInput', true, ...  
'NormalizationMethod', 'Average power');
```

```
% Παραγωγή των δεδομένων και διαμόρφωση τους  
bitsIn = randi([0 1], bitsPerSubCarrier*numDataCarriers, 1);  
symbolsIn = qamMapper(bitsIn);
```

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

```
% Εισαγωγή των δεδομένων σε ένα OFDM σύμβολο μέσω της διαδικασίας
μετασχηματισμού FFT
offset = (numFFT-numDataCarriers)/2;
symbolsInOFDM = [zeros(offset,1); symbolsIn; ...
                 zeros(numFFT-offset-numDataCarriers,1)];
ifftOut = ifft(fftshift(symbolsInOFDM));

% εισαγωγή του κυκλικού προθέματος
txSigOFDM = [ifftOut(end-cpLen+1:end); ifftOut];

% Υπολογίζει την ισχύ της φασματικής πυκνότητας ή αλλιώς την ισχύ του φάσματος
για την OFDM
[psdofdm,f1] = periodogram(txSigOFDM, rectwin(length(txSigOFDM)), numFFT*2, ...
                          1, 'centered');

% Υπολογίζει την peak-to-average-power ratio (PAPR) που υποδεικνύει πόσο
ακραίες είναι οι κορυφές σε μια κυματομορφή.
PAPR2 = comm.CCDF('PAPROutputPort', true, 'PowerUnits', 'dBW');
[~,~,paprOFDM] = PAPR2(txSigOFDM);
disp(['Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = ' num2str(paprOFDM) ' dB']);
```

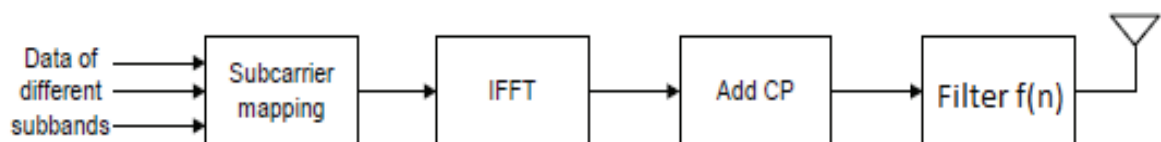
4.4.2 F-OFDM

Στο F-OFDM ακολουθείται αρχικά η ίδια διαδικασία, μόνο που στο τέλος της το σήμα υποζώνης CP-OFDM διέρχεται μέσω του φίλτρου που σχεδιάστηκε παραπάνω. Καθώς η ζώνη διέλευσης του φίλτρου ανταποκρίνεται στο εύρος ζώνης του σήματος, επηρεάζονται μόνο οι λίγοι υποφορείς κοντά στο άκρο.

Ένας βασικός παράγοντας είναι ότι το μήκος του φίλτρου μπορεί να υπερβεί το μήκος του κυκλικού προθέματος για το F-OFDM.

Η παρεμβολή μεταξύ συμβόλων που προκύπτει είναι ελαχιστοποιημένη λόγω του σχεδιασμού του φίλτρου που χρησιμοποιεί παράθυρο (με μαλακή περικοπή).

Οι επεξεργασίες κατά τη διάρκεια της μετάδοσης εμφανίζονται στο ακόλουθο διάγραμμα πομπού F-OFDM.



Εικόνα 4.3: Αναπαράσταση F-OFDM πομπού με βάση τον παρακάτω κώδικα.

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Κώδικας σχεδιασμού F-OFDM πομπού(συνέχεια του προηγούμενου):

```
% Φιλτράρισμα
txSigFOFDM = filtTx([txSigOFDM; zeros(L-1,1)]);

% Υπολογίζει την ισχύ της φασματικής πυκνότητας ή αλλιώς την ισχύ του φάσματος
για την F-OFDM
[psdfofd,f2] = periodogram(txSigFOFDM, rectwin(length(txSigFOFDM)), ...
    numFFT*2, 1, 'centered');

% Υπολογίζει την peak-to-average-power ratio (PAPR) που υποδεικνύει πόσο
ακραίες είναι οι κορυφές σε μια κυματομορφή.
PAPR = comm.CCDF('PAPROutputPort', true, 'PowerUnits', 'dBW');
[~,~,paprFOFDM] = PAPR(txSigFOFDM);
disp(['Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = ' num2str(paprFOFDM) ' dB']);
```

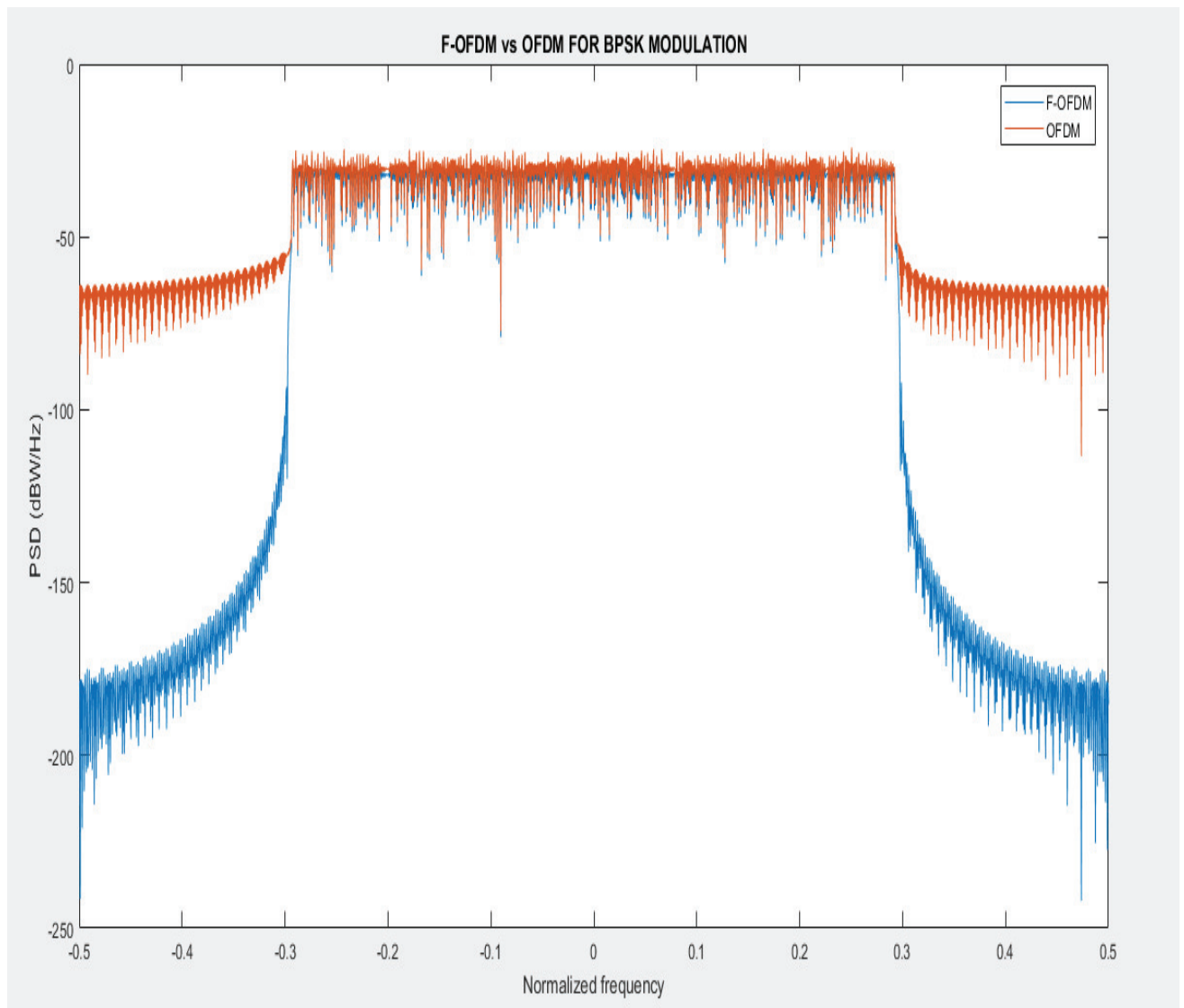
4.4.3 Σύγκριση για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις και σταθερό φίλτρο(L = 513)

Οι παρακάτω εντολές μας δίνουν τις γραφικές παραστάσεις των ισχύων φάσματος και για τις δύο περιπτώσεις.

```
plot(f1,10*log10(psd1),f2,10*log10(psd2));
xlabel('Normalized frequency') % x-axis label
ylabel('PSD (dBW/Hz)') % y-axis label
title('F-OFDM vs OFDM')
legend('F-OFDM','OFDM')
```

Οι κώδικες εκτελέστηκαν για διάφορες ψηφιακές διαμορφώσεις, αλλάζοντας κάθε φορά την αρχική παράμετρο bitsPerSubCarrier(BPSK=1, QPSK=2, 16-QAM=4, 64-QAM=6, 256-QAM=8) και διατηρώντας σταθερό το L.

BPSK (L =513)



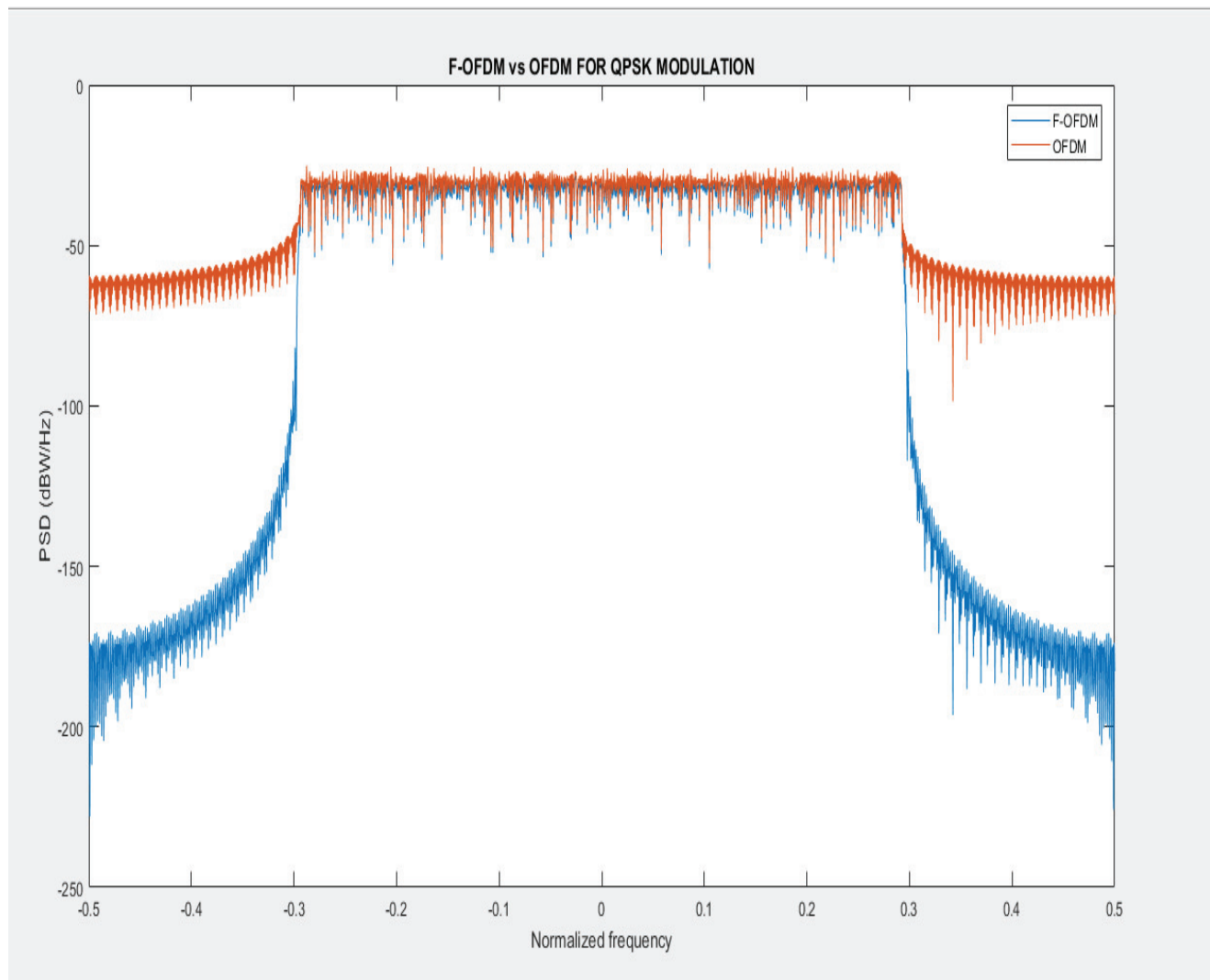
Εικόνα 4.4: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για BPSK διαμόρφωση

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 7.9255 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 9.5979 dB

Παρατηρείται, χάρις το φίλτρο, μια πιο απότομη κοπή των πλευρικών λοβών και της ζώνης μετάβασης και μια πιο ξεκάθαρη προβολή της ζώνης διέλευσης, που συμβάλλει στην καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος. Αντίθετα αυξάνεται το Peak-to-Average-Power-Ratio φαινόμενο που παρουσιάζεται αναλυτικά παρακάτω.

QPSK (L =513)



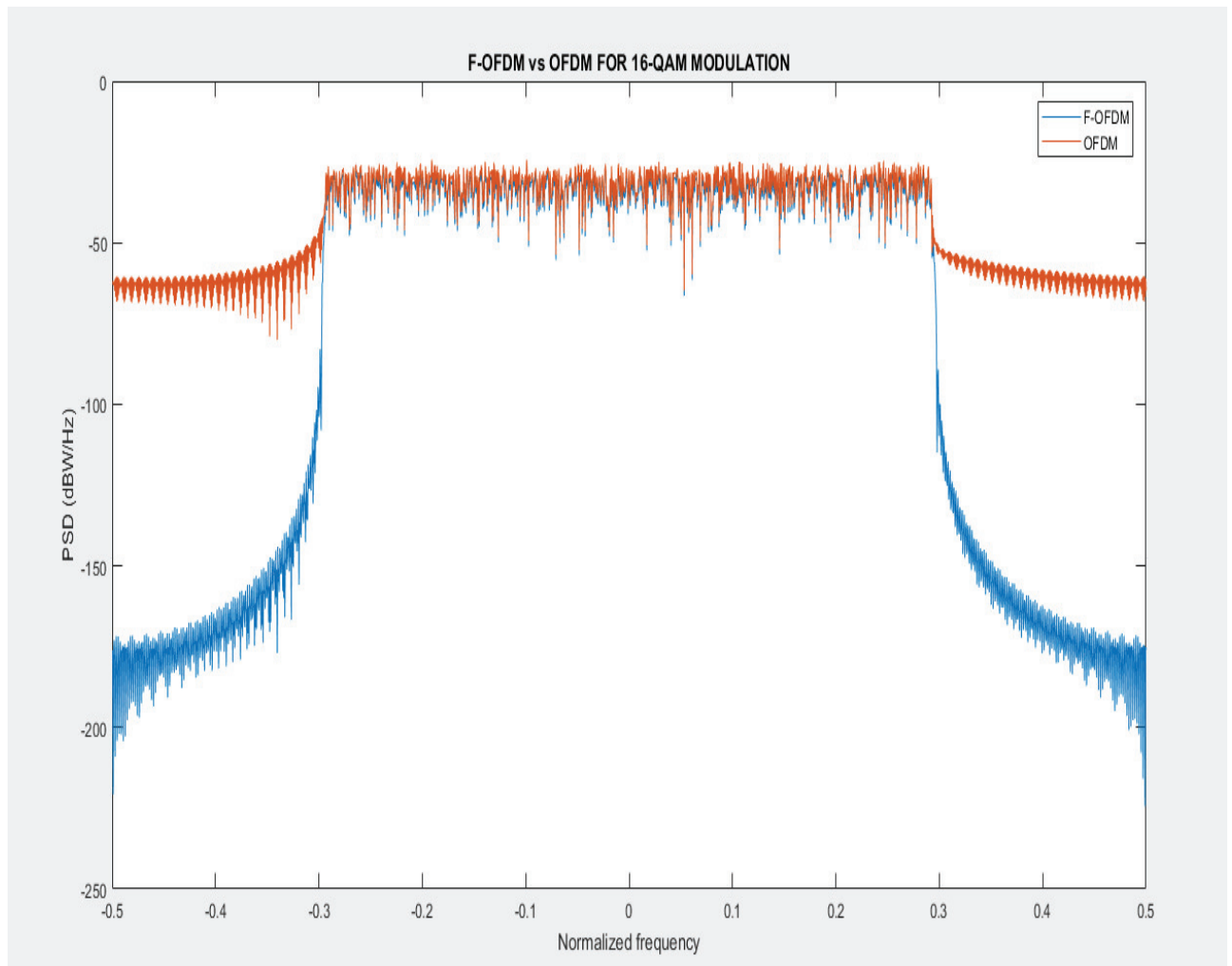
Εικόνα 4.5: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για QPSK διαμόρφωση

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 7.9283 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 9.5988 dB

Δεν παρουσιάζεται κάποια σημαντική αλλαγή σε σχέση με την παραπάνω περίπτωση. Το φίλτρο εξακολουθεί να προσφέρει πιο απότομες μεταβάσεις στη ζώνη διέλευσης και μεγαλύτερη φασματική απόδοση σε σχέση με την κλασική OFDM.

16-QAM (L =513)

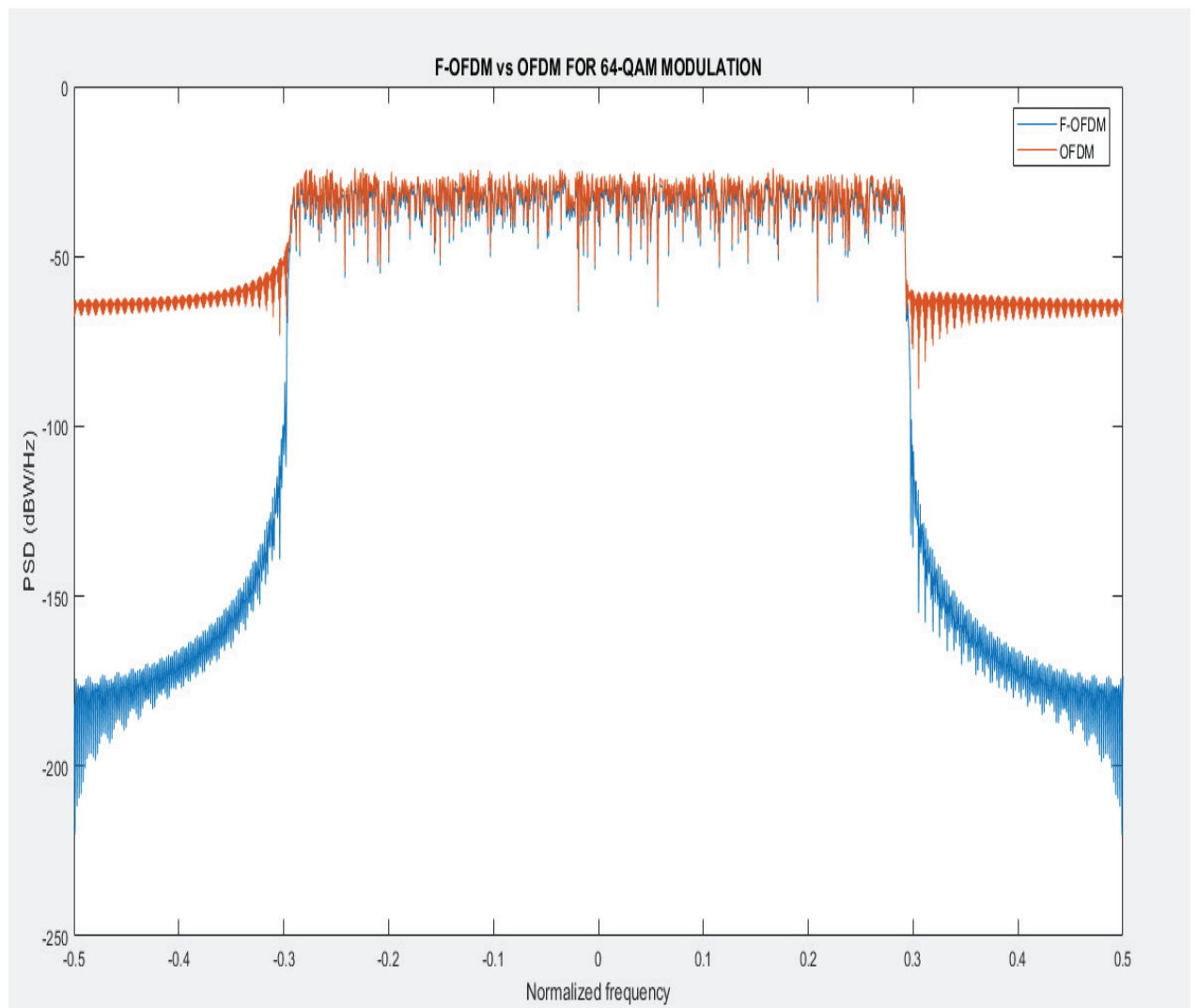


Εικόνα 4.6: Ισχύς πικνοτήτων φάσματος για 16-QAM διαμόρφωση

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 7.8622 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 9.5307 dB

64-QAM (L =513)

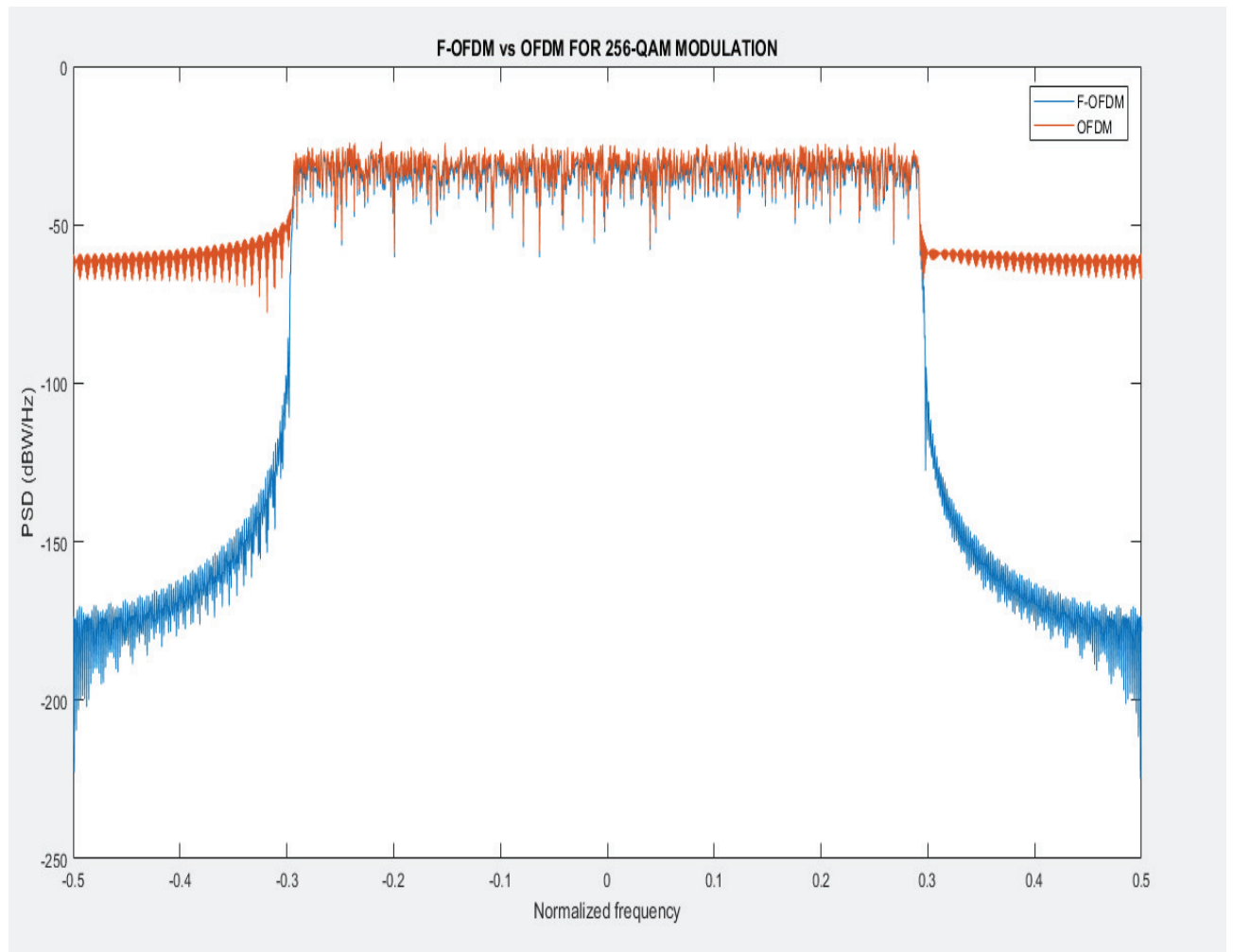


Εικόνα 4.7: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για 64-QAM διαμόρφωση

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 9.721 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 11.371 dB

256-QAM (L =513)



Εικόνα 4.8: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για 256-QAM διαμόρφωση

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 7.8176 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 9.4842 dB

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

Συγκρίνοντας τα διαγράμματα των φασματικών πυκνοτήτων για τα εικονιζόμενα OFDM και F-OFDM, παρατηρείται ότι για κάθε περίπτωση ψηφιακής διαμόρφωσης ο F-OFDM έχει χαμηλότερα πλευρικά τοιχώματα που σημαίνει ότι καταλαμβάνει μικρότερο μέρος από τις γειτονικές στο φάσμα συχνότητες σε σχέση με το OFDM με αποτέλεσμα αυτές να μπορούν να χρησιμοποιηθούν καλύτερα από γειτονικά σύμβολα. Έχουμε δηλαδή χαμηλότερη διαρροή εκτός ζώνης του φάσματος (OOBE).

- Επιτρέπει εξοικονόμηση και έτσι μεγαλύτερη και ικανοποιητικότερη χρήση του κατανεμημένου φάσματος, οδηγώντας σε αυξημένη φασματική απόδοση, κάτι που ικανοποιεί τις απαιτήσεις των 5G δικτύων για μεταφορά μεγαλύτερου όγκου δεδομένων.
- Πετυχαίνει πιο απότομη ζώνη μετάβασης που ελαχιστοποιεί τις ζώνες ασφαλείας(κυκλικό πρόθεμα CP), με αποτέλεσμα την αποτελεσματικότερη χρήση του εύρους ζώνης.
- Η ορθογωνικότητα του παλμού δεν επηρεάζεται.

Η αλλαγή στον τύπο της ψηφιακής διαμόρφωσης QAM δεν φαίνεται να επιδρά στις αποδόσεις των φασματικών πυκνοτήτων.

Το PAPR που είναι η σχέση μεταξύ της μέγιστης ισχύος ενός δείγματος σε ένα δεδομένο σύμβολο εκπομπής διαιρούμενο με τη μέση ισχύ του συμβόλου, είναι σε όλες τις περιπτώσεις υψηλότερο για το F-OFDM, πράγμα που σημαίνει ότι υποβαθμίζει την απόδοση του ενισχυτή ισχύος στον πομπό. Συμβαίνει όταν σε ένα σύστημα πολλαπλών μεταφορέων οι διάφοροι υποφορείς είναι εκτός φάσης μεταξύ τους. Εξαιτίας του γεγονότος ότι στην περίπτωση του F-OFDM έχουμε παράλληλες και ανεξάρτητες μεταξύ τους υποζώνες άρα και ανεξαρτήτους τους υποφορείς σε σχέση με το CP-OFDM, η τιμή του είναι φυσικά μεγαλύτερη, όπως και αυτή του CP-OFDM σε σχέση με ένα απλό μονού-φορέα σύστημα.

4.4.4 Σύγκριση για διαφορετικό μήκος φίλτρου και σταθερή ψηφιακή διαμόρφωση (64-QAM)

Το μόνο που θα αλλάξουμε στην προκειμένη περίπτωση είναι το μήκος του φίλτρου, που όπως προαναφέραμε καθορίζει τον αριθμό των παράλληλων επεξεργασιών των δεδομένων των υποζωνών και θα μείνει σταθερός ο τύπος διαμόρφωσης.

Ενδεικτικά θα πάρουμε 5 περιττές τιμές:

L=5

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

L= 51

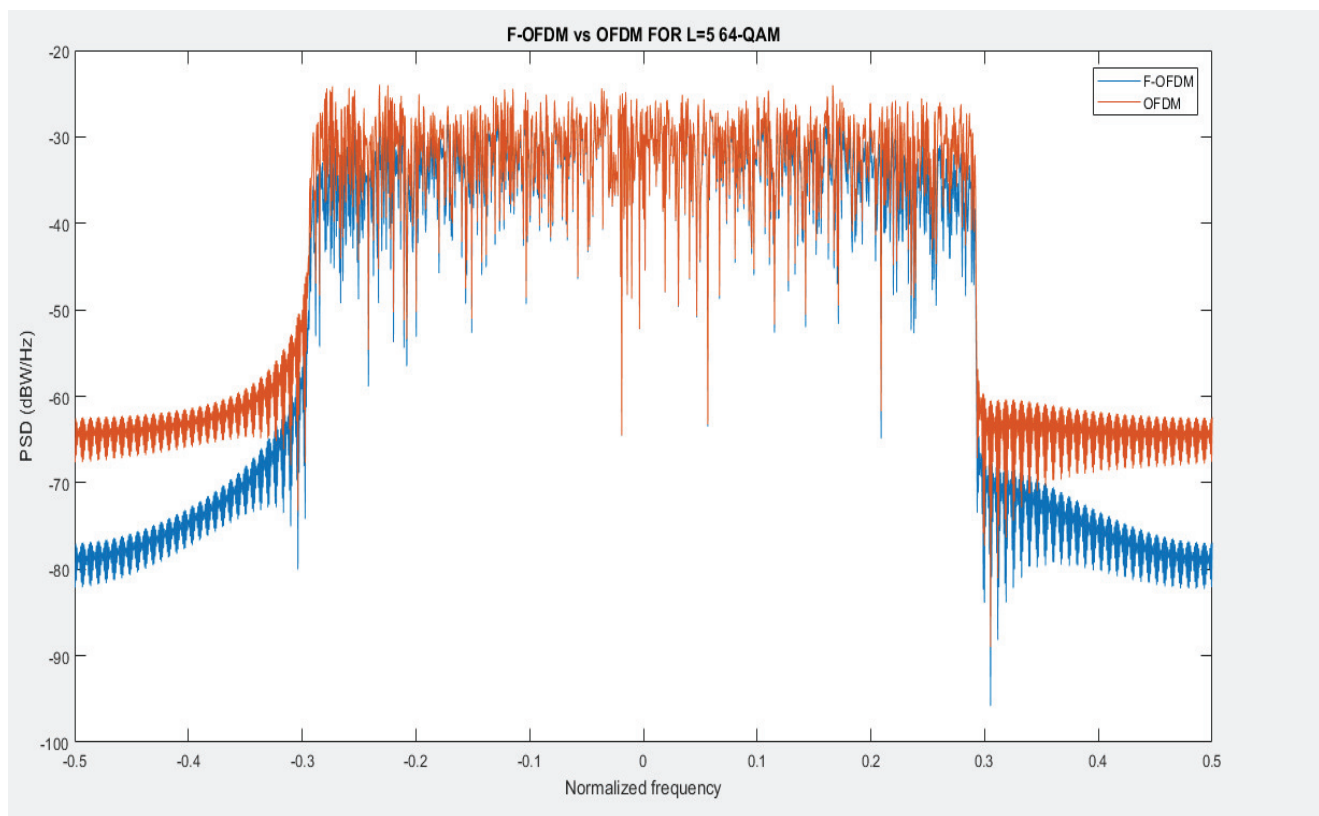
L= 501

L= 5001

L= 15001

Η ψηφιακή διαμόρφωση επιλέγεται να είναι η 64-QAM

L =5 (64-QAM)



Εικόνα 4.9: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=5

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 9.721 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 9.0621 dB

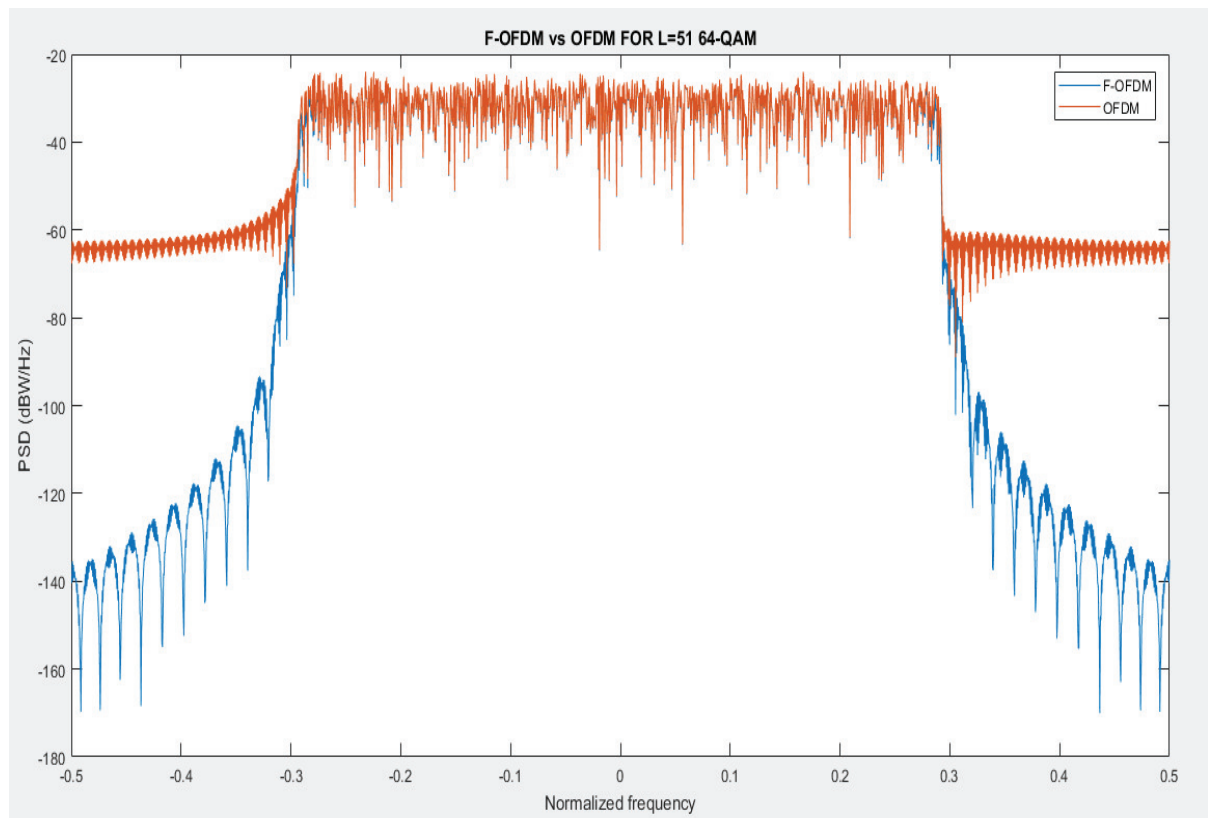
Η μεγάλη μείωση του μήκους του φίλτρου είχε σαν συνέπεια να μην τηρούνται οι προϋποθέσεις που απαιτούνται για την σωστή απόδοση του καθώς δεν υπάρχει το απότομο κάθετο κόψιμο των πλευρικών λοβών με αποτέλεσμα να υπάρχει μεγαλύτερη διαρροή εκτός ζώνης του φάσματος σε σημείο που να διαφέρει ελάχιστα από το αρχικό OFDM. Αποτέλεσμα να προκαλείται αύξηση των ζωνών προστασίας σε σχέση με μεγαλύτερου μήκους φίλτρα και κατά συνέπεια

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

χαμηλότερη φασματική απόδοση και λιγότερο αποτελεσματική χρήση του σε σχέση ένα μεγαλύτερο μήκος φίλτρου.

Από την άλλη το Peak-to-Average-Power-Ratio μειώνεται σε σχέση με αυτό των φίλτρων με μεγαλύτερο μέγεθος καθώς μειώνονται και οι υποζώνες, σε σημείο ώστε πέφτει κάτω από αυτό του OFDM.

L =51 (64-QAM)



Εικόνα 4.10: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=51

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 9.721 dB

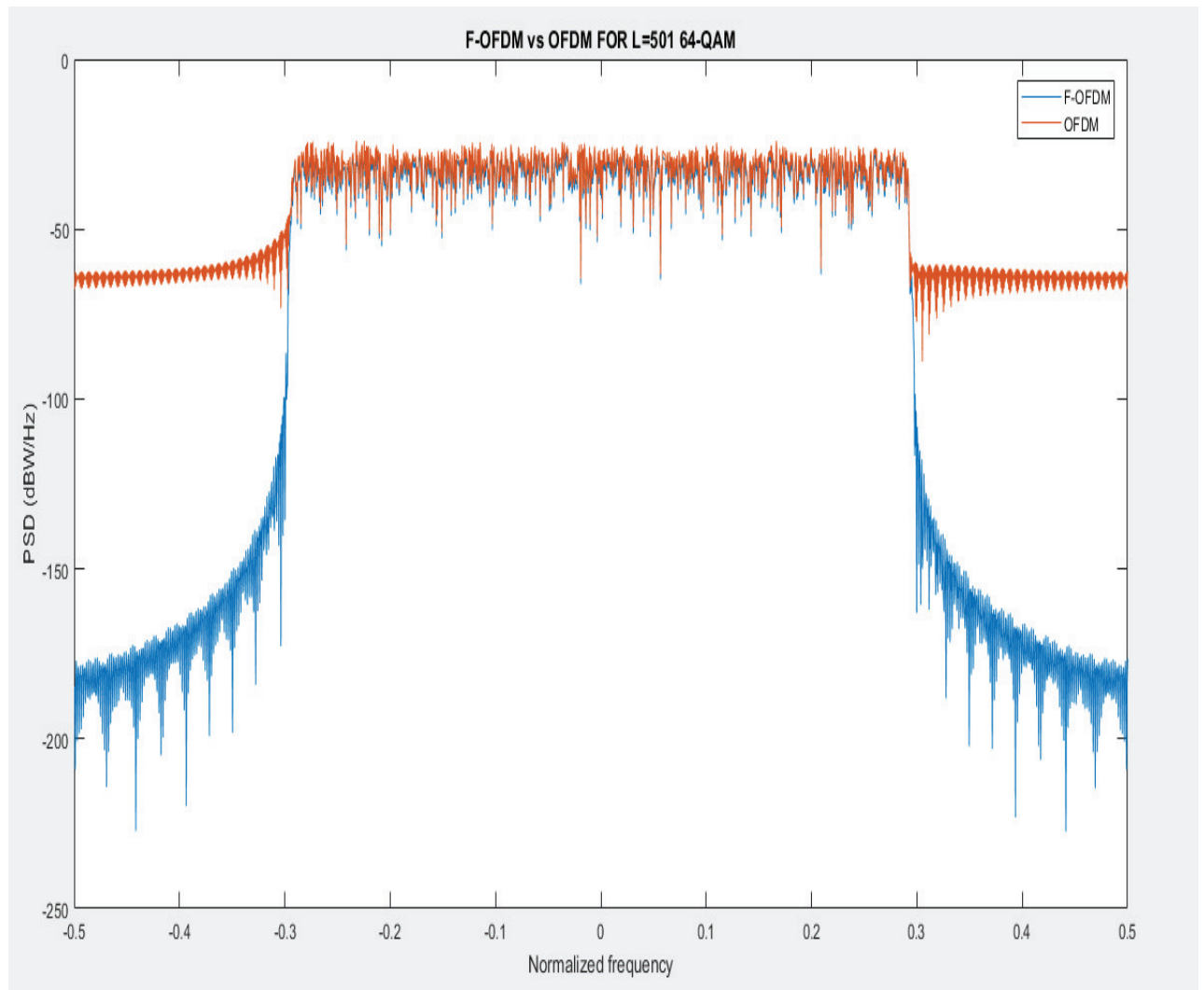
Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 9.8366 dB

Παρουσιάζεται και εδώ όχι τόσο απότομο κόψιμο και παρόλο που ακόμη πετυχαίνει καλύτερα αποτελέσματα από το κλασικό OFDM, όχι τόσο ικανοποιητική απόδοση φάσματος σε σχέση με τα μεγαλύτερου μήκους φίλτρα.

Και εδώ το Peak-to-Average-Power-Ratio τείνει να μειώνεται σε σχέση με αυτό των φίλτρων με μεγαλύτερο μέγεθος καθώς μειώνονται ο αριθμός των παράλληλων υποζωνών και πλησιάζει αυτό του OFDM.

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

L =501(64-QAM)

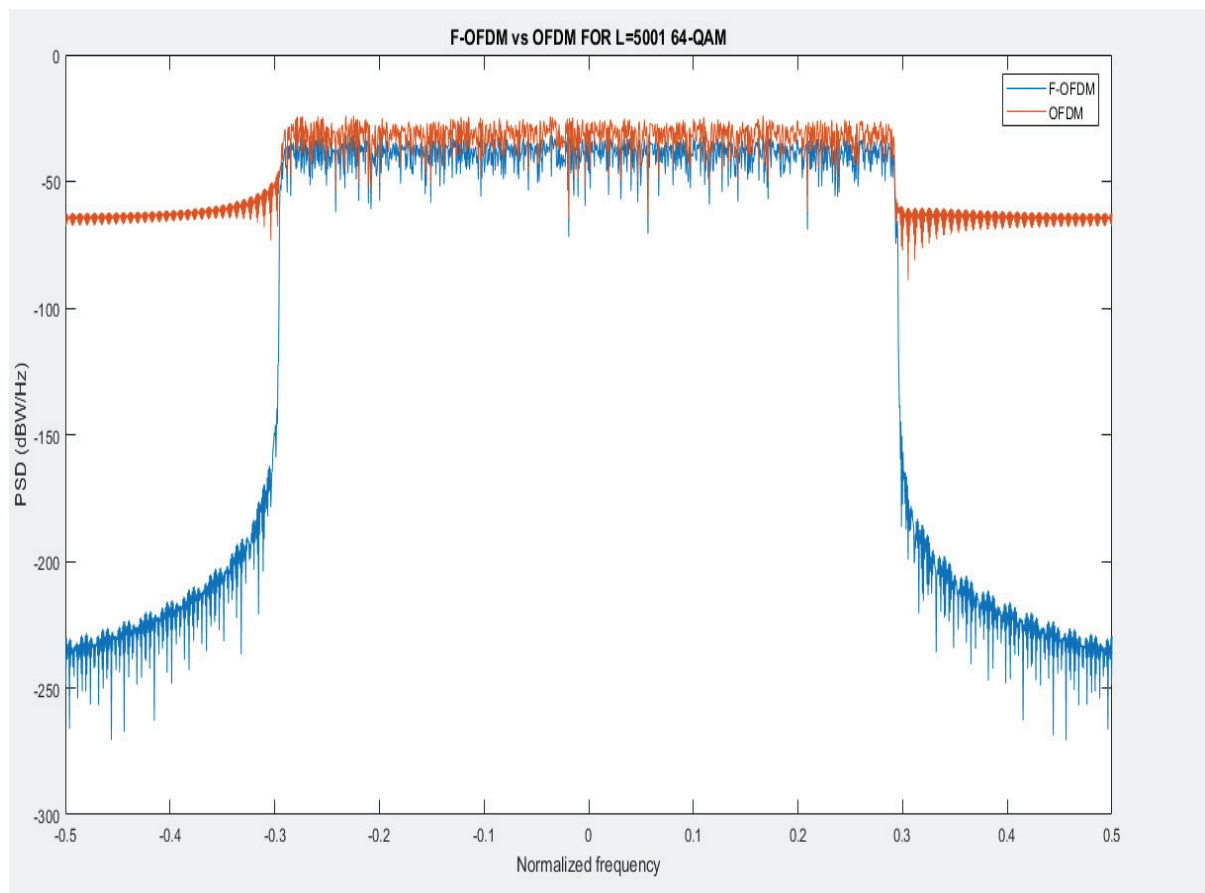


Εικόνα 4.11: Ισχύς πικνοτήτων φάσματος για L=501

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 9.721 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 11.3385 dB

L =5001 (64-QAM)



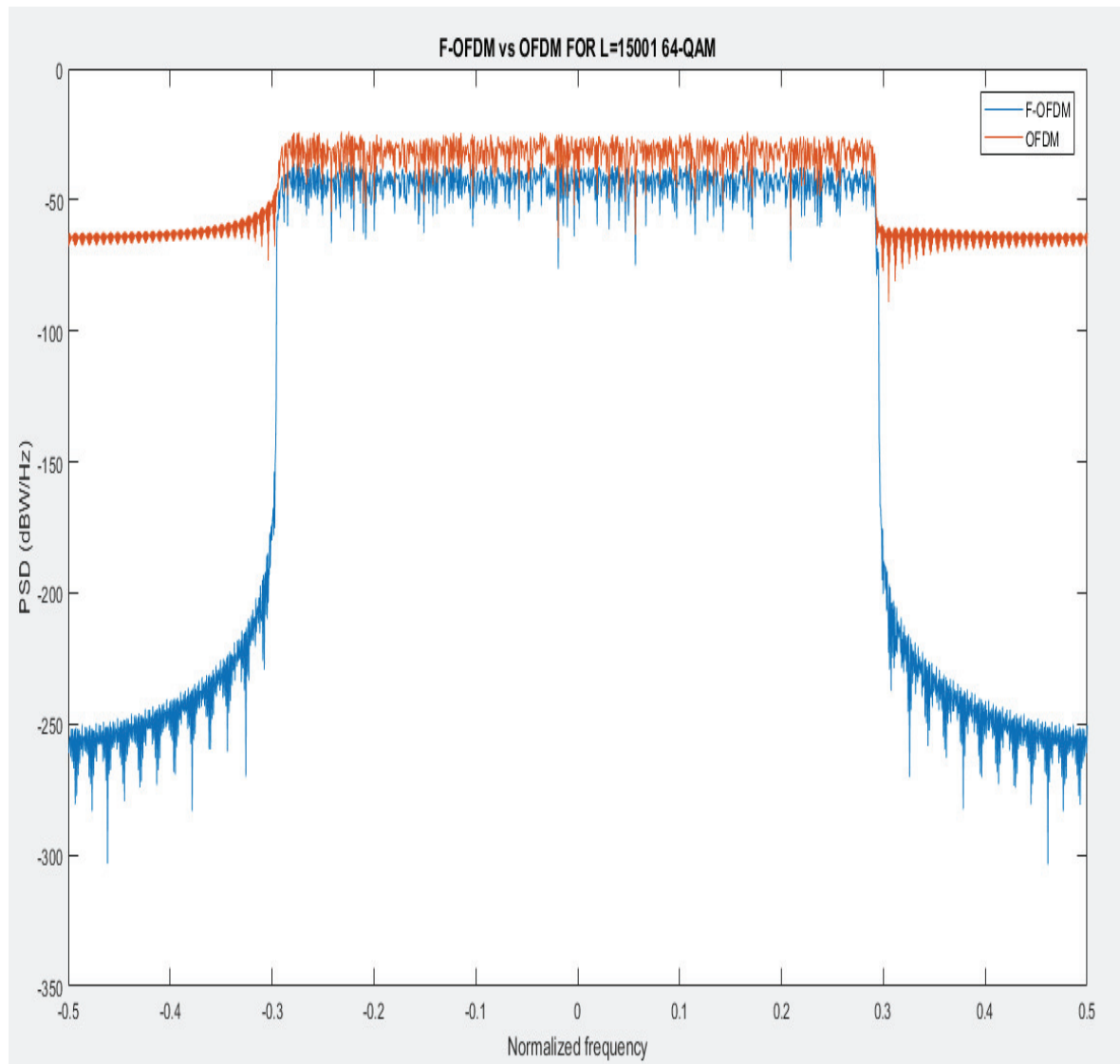
Εικόνα 4.12: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=5001

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 9.721 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 17.1546 dB

Είναι φανερό ότι όσο αυξάνεται το μήκος του φίλτρου και άρα ο αριθμός των παράλληλων επεξεργασιών των υποζωνών, τόσο πιο απότομα αποκόβονται οι πλευρικοί λοβοί με συνέπεια την μείωση των διαρροών του φάσματος σε γειτονικές συχνότητες και σε βελτίωση της φασματικής απόδοσης σαν συνέπεια των μειώσεων στις ανάγκες για ζώνες προστασίας. Αντιστρόφως λόγω αύξησης των παράλληλων υποζωνών που επεξεργάζονται ανεξάρτητα, αυξάνεται ο συντελεστής PAPR που υποβαθμίζει την απόδοση του ενισχυτή ισχύος στον πομπό.

L =15001(64-QAM)



Εικόνα 4.13: Ισχύς πυκνοτήτων φάσματος για L=15001

Peak-to-Average-Power-Ratio for OFDM = 9.721 dB

Peak-to-Average-Power-Ratio for F-OFDM = 21.3722 dB

Από ένα σημείο και μετά ενώ συνεχίζει να υπάρχει βελτίωση στην φασματική απόδοση καθώς οι διαρροές κόβονται ακόμα περισσότερο και γίνεται ακόμη πιο ξεκάθαρη η ζώνη μετάβασης, αρχίζει και γίνεται πιο αισθητός ο παράγοντας PAPR, ο οποίος σχετίζεται με την ανομοιότητα ισχύος στον πομπό και θα αναλυθεί περισσότερο παρακάτω.

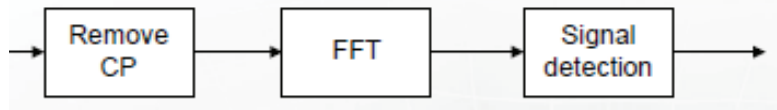
4.5 Διαδικασία λήψης από τον δέκτη

4.5.1 OFDM

Στον παρακάτω κώδικα εκτελείται η διαδικασία αποδιαμόρφωσης του σήματος από τον δέκτη χρησιμοποιώντας την OFDM. Σε αυτό το παράδειγμα δεν εξετάζεται κάποιο κανάλι εξασθένησης αλλά προστίθεται θόρυβος στο ληφθέν σήμα για να επιτευχθεί το επιθυμητό SNR.

Η διαδικασία είναι αντίστροφη της μετάδοσης:

- Γίνεται αφαίρεση του κυκλικού προθέματος cp.
- Εκτελείται μετασχηματισμός FF.
- Η εξισορρόπηση του καναλιού δεν είναι απαραίτητη εδώ καθώς δεν έχει διαμορφωθεί κανένα κανάλι.
- Συλλέγονται τα δεδομένα των υποφορέων.
- Πραγματοποιείται ψηφιακή αποδιαμόρφωση.
- Υπολογίζεται ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων.



Εικόνα 4.14: Αναπαράσταση OFDM πομπού με βάση τον παρακάτω κώδικα

Κώδικας OFDM δέκτη:

% Δίνουμε τιμή στο snrdB

```
snrdB= 18;
```

% εγκαθιστούμε τις συναρτήσεις αποδιαμόρφωσης και υπολογισμού σφάλματος

```
qamDemod = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder', ...
```

```
2^bitsPerSubCarrier, 'BitOutput', true, ...
```

```
'NormalizationMethod', 'Average power');
```

```
BER = comm.ErrorRate;
```

% Προσθέτουμε λευκό γκαουσιανό θόρυβο στο κανάλι

```
rxSigofdm = awgn(txSigOFDM, snrdB, 'measured');
```

% φτάνοντας στον δέκτη αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα

```
rxSymbolofdm = rxSigofdm (cpLen+1:end);
```

«Συγκριτική μελέτη μεταξύ OFDM και F-OFDM διαμόρφωσης»

% γίνεται μετασχηματισμός FFT

```
RxSymbolsofdm = fftshift(fft(rxSymbolofdm));
```

% συλλέγουμε τα δεδομένα των υποφορέων

```
dataRxSymbolsofdm = RxSymbolsofdm(offset+(1:numDataCarriers));
```

% πραγματοποιούμε ψηφιακή αποδιαμόρφωση και έλεγχο και καταγραφή λαθών

```
rxBitsofdm = qamDemod(dataRxSymbolsofdm);
```

```
xofdm = BER(bitsIn, rxBitsofdm);
```

```
berofdm = xofdm(1);
```

4.5.2 F-OFDM

Το επόμενο παράδειγμα παρουσιάζει τη βασική επεξεργασία λήψης για το F-OFDM για ένα ενιαίο σύμβολο OFDM. Το λαμβανόμενο σήμα διέρχεται από ένα φίλτρο που αντιστοιχεί και ακολουθεί ο κανονικός δέκτης CP-OFDM. Αποτελεί τόσο την ράμπα φιλτραρίσματος όσο και την καθυστέρηση λόγω φίλτρου πριν επαναλάβει την ίδια διαδικασία με την OFDM που ξεκινάει με την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος.

Οι λειτουργίες επεξεργασίας λήψης εμφανίζονται στο ακόλουθο διάγραμμα δέκτη F-OFDM.

Εικόνα 4.15: Αναπαράσταση F-OFDM πομπού

Η εκτέλεση του κώδικα διαφέρει από την προηγούμενη στο ότι περιλαμβάνει τη λήψη από το φίλτρο και την καθυστέρηση από αυτό.

Κώδικας F-OFDM δέκτη:

```
snrdB= 18;
```

```
qamDemod = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder', ...  
      2^bitsPerSubCarrier, 'BitOutput', true, ...  
      'NormalizationMethod', 'Average power');
```

```
BER = comm.ErrorRate;
```

```
rxSigfofdm = awgn(txSigFOFDM, snrdB, 'measured');
```

```
% λ
```

ERROR: stackunderflow
OFFENDING COMMAND: exch

STACK:

/_ct_na