

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

**ΜΕΛΕΤΗ OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗ
ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΕ ΚΑΝΑΛΙ ΓΡΑΜΜΩΝ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ**

Πελαγία Κ. Κωνσταντάκη

Μεταπτυχιακή Εργασία

Ηράκλειο, Σεπτέμβριος 2003

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΜΕΛΕΤΗ OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΕ ΚΑΝΑΛΙ ΓΡΑΜΜΩΝ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Εργασία που υποβλήθηκε από την

Πελαγία Κ. Κωνσταντάκη

ως μερική εκπλήρωση των απαιτήσεων για την απόκτηση
ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟΥ ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΣ ΕΙΔΙΚΕΥΣΗΣ

Συγγραφέας:

Κωνσταντάκη Πελαγία

Τμήμα Επιστήμης Υπολογιστών

Εισηγητική Επιτροπή:

Τραγανίτης Απόστολος, Καθηγητής, Επόπτης

Τσακαλίδης Παναγιώτης, Αναπληρωτής Καθηγητής, Μέλος

Σύρης Βασίλης, Επίκουρος Καθηγητής, Μέλος

Δεκτή:

Πλεξουσάκης Δημήτρης, Αναπληρωτής Καθηγητής,
Πρόεδρος Επιτροπής Μεταπτυχιακών Σπουδών

Ηράκλειο, Σεπτέμβριος 2003

Μελέτη OFDM Διαμόρφωσης για μετάδοση Ψηφιακών Δεδομένων σε κανάλι Γραμμών Ενέργειας.

**Κωνσταντάκη Πελαγία
Μεταπτυχιακή Εργασία
Τμήμα Επιστήμης Υπολογιστών
Πανεπιστήμιο Κρήτης**

Περίληψη

Οι επικοινωνίες με Γραμμές Ενέργειας αποτελούν μία αναπτυσσόμενη περιοχή που προσελκύει το ερευνητικό ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια. Αν και το δίκτυο των γραμμών ενέργειας δεν έχει σχεδιαστεί εξαρχής για μετάδοση δεδομένων, συχνότητες της τάξης των μερικών MHz διατίθενται ήδη για τηλεπικοινωνιακούς σκοπούς. Και καθώς οι επικοινωνίες με γραμμές ενέργειας ανοίγουν ένα νέο πεδίο για τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες σε κατοικημένες περιοχές -χωρίς επιπρόσθετη καλωδίωση- καθίσταται αναγκαία η επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων. Οι συνθήκες όμως στο εσωτερικό του δικτύου διανομής ηλεκτρικής ενέργειας, όπως η επιλεκτική απόσβεση συχνοτήτων, τα μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης, και τα επίπεδα θορύβου (κυρίως κρουστικού τύπου), καθιστούν εξαιρετικά δύσκολη την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης, ειδικά με συστήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούν ένα μόνο φέρον.

Προκειμένου να επιτευχθούν οι επιθυμητοί ρυθμοί μετάδοσης, απαιτούνται πολύπλοκες και καλά σχεδιασμένες μέθοδοι και τεχνικές. Μέσα στα πλαίσια της παρούσας εργασίας, μελετήθηκε η μέθοδος πολλαπλών φερόντων OFDM σαν σχήμα διαμόρφωσης για τη μετάδοση δεδομένων πάνω από γραμμές ενέργειας. Η Ορθογώνια Μέθοδος Διαίρεσης Συχνοτήτων (OFDM) αποτελεί μία ειδική περίπτωση διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων, η οποία αντιμετωπίζει κάποιες από τις ανεπιθύμητες ιδιότητες των γραμμών ενέργειας, και επιπλέον επιτυγχάνει αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος.

Στο πρώτο μέρος της εργασίας παρουσιάζεται η OFDM διαμόρφωση και αναλύονται τα πλεονεκτήματα αλλά και οι περιορισμοί που αυτή επιβάλλει, και τα χαρακτηριστικά και οι παράμετροι που την προσδιορίζουν. Παρουσιάζεται επίσης ένα μοντέλο πομπού-δέκτη

που την προσομοιώνει, το οποίο σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε σε περιβάλλον Simulink. Με την βοήθεια αυτού του μοντέλου γίνονται μετρήσεις με διαφοροποίηση βασικών χαρακτηριστικών του συστήματος μετάδοσης από τις οποίες προκύπτουν ορισμένες γραφικές παραστάσεις και συμπεράσματα.

Στο δεύτερο μέρος της εργασίας μελετώνται οι ιδιότητες και τα χαρακτηριστικά που εμφανίζει μία γραμμή ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης, και υιοθετούνται ορισμένα μαθηματικά μοντέλα που προσεγγίζουν τις επιμέρους διαταραχές, τα οποία και υλοποιούνται στο περιβάλλον προσομοίωσης, Simulink. Ο συνδυασμός των μοντέλων του συστήματος OFDM και του καναλιού των γραμμών ενέργειας επιτρέπει την ρεαλιστική προσομοίωση ενός συστήματος μετάδοσης δεδομένων μέσω γραμμών ενέργειας. Οι μετρήσεις και οι προκύπτουσες γραφικές παραστάσεις οδηγούν σε συμπεράσματα για την εξάρτηση των επιδόσεων του OFDM από τα χαρακτηριστικά των γραμμών μεταφοράς ενέργειας

Επόπτης Εργασίας : Απόστολος Τραγανίτης
Καθηγητής Τμήματος Επιστήμης Υπολογιστών,
Πανεπιστήμιο Κρήτης

OFDM modulation technique for transmitting Digital Data over a Channel of Power Lines

**Constantaki Pelagia
Master of Science Thesis
Computer Science Department
University of Crete**

Abstract

Power Line Communications (PLC) is an area of research that has attracted much attention in the last few years. In fact, high-speed PLC opens up a new field for telecommunication services in domestic households without additional cabling. Although, the power line network has not been designed for transferring data, frequency ranges of some MHz are at the disposal for telecommunication purposes. Characteristics of a PLC channel such as frequency selective properties, varying impedance, considerable noise (impulsive), high attenuation and other effects, act as an obstacle to achieve a high-speed transmission with a conventional single-carrier approach.

In order to achieve high data rates of some Mbps sophisticated and well designed digital transmission schemes and methods are necessary. In this thesis, the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique is considered as the modulation scheme for transmission over a power line channel. OFDM is a special case of multi-carrier transmission that manages to cope with the most distinct property of the power line channel. Furthermore, OFDM achieves a very efficient use of the allocated bandwidth possible.

The first part of this thesis is a detailed study about OFDM modulation, as a transmission technique. In particular, the advantages and limitations of OFDM are presented, while the characteristics and the parameters that designate this method are investigated. Finally, a transmission model that simulate OFDM modulation scheme was designed and implemented in Simulink. The appropriate measurements were done and useful graphs and conclusions came up.

In the second part of this work, properties and effects that characterize a power line are described and appropriate mathematical models to simulate them are adopted. These models were implemented in Simulink environment and measurements, graphs and conclusions were extracted.

Supervisor: Traganitis Apostolos
Professor, Computer Science Department
University of Crete

Ευχαριστίες

Στο σημείο αυτό αποτελεί υποχρέωσή μου να ευχαριστήσω όλους όσους βοήθησαν, με κάποιον άμεσο ή έμμεσο τρόπο, στην ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας.

Καταρχάς οφείλω να ευχαριστήσω τους φορείς και τα μέλη της πανεπιστημιακής κοινότητας για την στήριξη και την καθοδήγησή τους κατά τη διάρκεια της φοίτησης μου στο μεταπτυχιακό πρόγραμμα σπουδών. Και συγκεκριμένα, το τμήμα Επιστήμης Υπολογιστών, για την υλικοτεχνική υποδομή και την οικονομική στήριξη που μου παρείχε, την Επιτροπή Μεταπτυχιακών Σπουδών και τα μέλη της, για την άμεση απόκρισή τους σε αιτήματα που με απασχολούσαν (όπως η επιπλέον παράταση του χρόνου σπουδών μου), τους καθηγητές των οποίων τα μαθήματα παρακολούθησα με επιτυχία, και φυσικά την κ. Ρένα Καλαϊτζάκη, η οποία ήταν πάντα πρόθυμη να μου απαντήσει σε απορίες και ερωτήσεις διαδικαστικής φύσεως.

Ιδιαίτερώ ευχαριστώ τον επόπτη καθηγητή μου κ. Τραγανίτη Απόστολο, αφενός που από την πρώτη στιγμή δέχτηκε τη συμμετοχή μου στο μεταπτυχιακό πρόγραμμα ως μέλος της ομάδας του και αφετέρου για την καθοδήγηση και την συμπαράστασή του καθ' όλη τη διάρκεια της συνεργασίας μας. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καθηγητές κ. Τσακαλίδη Παναγιώτη και κ. Σύρη Βασίλειο για τη συμμετοχή τους στην επιτροπή εξέτασης της εργασίας αυτής.

Τέλος ευχαριστώ θερμά όλους τους φίλους και συμφοιτητές μου που με τον δικό τους τρόπο με στήριξαν και κατάφεραν να μετατρέψουν σε ευχάριστες τις ώρες που για εργασιακούς λόγους έπρεπε να περάσω στα υπόγεια των λευκών κτιρίων. Ας είναι καλά όπου κι αν είναι, ότι κι αν κάνουν. Θα τους θυμάμαι πάντα με αγάπη.

«Η ικανότητα να ελπίζουμε είναι το σημαντικότερο γεγονός της ζωής.

Παρέχει στους ανθρώπους την αίσθηση του προορισμού και την ενέργεια για το ξεκίνημα.»

Norman Cousins

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1	1
Εισαγωγή.....	1
1.1 Εισαγωγή.....	1
1.2 Προηγούμενη Ερευνητική Δραστηριότητα	2
1.2.1 Ορθογώνια Μέθοδος Διαμόρφωσης - OFDM.....	3
1.2.2 Μετρήσεις, Μοντέλα και Χαρακτηριστικά Καναλιού Γραμμών Ενέργειας.....	5
1.2.3 OFDM και Γραμμές Ενέργειας.....	7
1.3 Αντικείμενο της παρούσας εργασίας.....	9
1.4 Δομή της εργασίας.....	12
Κεφάλαιο 2	13
Οι Γραμμές Ενέργειας και τα Χαρακτηριστικά τους	13
2.1 Γενικά περί των Γραμμών Ενέργειας	13
2.2 Δικτύωση με Γραμμές Ενέργειας	14
2.3 Χαρακτηριστικά Δικτύου Ενέργειας	15
2.4 Χαρακτηριστικά των Γραμμών Ενέργειας	18
2.5 Παροχή Υπηρεσιών Δικτύου Γραμμών Ενέργειας	19
2.6 Η Γραμμή Ενέργειας ως Κανάλι Μετάδοσης Δεδομένων.....	19
2.6.1 Περιορισμοί του Εύρους Φάσματος (Bandwidth).....	20
2.6.2 Εκπομπή Ακτινοβολίας (Radiation) από το μεταδιδόμενο σήμα.....	21
2.6.3 Ασυμβατότητα Αντιστάσεων (Impedance Mismatches).....	22
2.6.4 Ο λόγος Σήμα προς θόρυβο (Signal-to-Noise-Ratio).....	22
2.6.5 Απόκριση του Καναλιού (channel Response).....	23
2.7 Ποιότητα Καναλιού Γραμμής Ενέργειας	24
2.8 Παράσταση Καναλιού Γραμμής Ενέργειας	25
2.9 Μορφές Θορύβου στις Γραμμές Ενέργειας.....	26

2.10 Φασματική Ανάλυση του Θορύβου	30
2.10.1 Φασματική Ανάλυση Background Noise	30
2.10.2 Φασματική Ανάλυση Impulsive Noise	31
2.11 Μοντέλα Προσομοίωσης Θορύβου	34
2.11.1 Μοντέλο background θορύβου	34
2.11.2 Θόρυβος Στενής Ζώνης.....	35
2.11.3 Κρουστικός Θόρυβος	35
2.12 Αντιμετώπιση Κρουστικού Θορύβου	39
2.13 Συνάρτηση Μεταφοράς του Καναλιού Γραμμής Ενέργειας.....	39
2.13.1 Χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς σε γραμμές ενέργειας	40
2.13.2 Διάδοση του σήματος σε πολλαπλά μονοπάτια (multipath propagation).....	41
2.13.3 Εξασθένιση λόγω απωλειών των καλωδίων.....	43
Κεφάλαιο 3	46
Η Ορθογώνια Μέθοδος Διαμόρφωσης OFDM	46
3.1 Μέθοδοι Διαμόρφωσης επί των Γραμμών Ενέργειας.....	46
3.2 Σύγκριση των Μεθόδων Διαμόρφωσης.....	47
3.3 Η λύση του OFDM	48
3.4 Αρχή Λειτουργίας του OFDM	49
3.5 Η χρήση του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (FFT)	51
3.6 Η αρχή της Ορθογωνικότητας των φερόντων	53
3.7 Αντιμετώπιση της Αλληλοπαρεμβολής των Συμβόλων	57
3.8 Βασικές Αρχές ενός συστήματος OFDM μετάδοσης	58
3.9 Το OFDM κατά του Κρουστικού (Impulsive) Θορύβου	61
3.10 Περιορισμοί στη χρήση του OFDM και τρόποι αντιμετώπισης τους	62
3.10.1 Λόγος Μέγιστης προς Μέση Ισχύ (PAPR).....	62
3.10.2 Αλληλοπαρεμβολή Φερόντων	64
3.10.3 Αλληλοπαρεμβολή Συμβόλων.....	65
3.10.4 Διαλείψεις Επιλεκτικές της Συχνότητας (Frequency Selective Fading channel)	66

3.10.5 Προβλήματα Συγχρονισμού.....	66
Κεφάλαιο 4	67
Μοντέλα προσομοίωσης της OFDM Διαμόρφωσης σε Simulink και Πειραματικές Μετρήσεις	67
4.1 Το Περιβάλλον Simulink και τα Μοντέλα προσομοίωσης.....	67
4.2 Περιγραφή Πομπού στην OFDM Διαμόρφωση	69
4.2.1 Παραγωγή Δεδομένων εισόδου	69
4.2.2 Μέθοδοι Διαμόρφωσης της πηγής	70
4.2.3 Μετατροπή ακολουθίας εισόδου από σειριακή σε παράλληλη	72
4.2.4 Παραγωγή OFDM σήματος με χρήση IFFT.....	73
4.2.5 Επέκταση OFDM συμβόλου με χρήση Κυκλικού Προθέματος (cyclic prefix).....	74
4.2.6 Διαμόρφωση Βασικής ζώνης - Αντιστοίχιση σε πραγματικές συχνότητες	75
4.3 Περιγραφή Δέκτη στην OFDM Διαμόρφωση	76
4.4 Μοντέλο OFDM Πομποδέκτη στο Simulink	77
4.5 Προσδιορισμός Παραμέτρων του Μοντέλου	90
4.6 Επίδραση Λευκού Προσθετικού Gaussian Θορύβου σε ένα OFDM σύστημα.....	93
4.6.1 Διαφοροποίηση της Μεθόδου Διαμόρφωσης.....	95
4.6.2 Διαφοροποίηση του μεγέθους του IFFT.....	98
4.6.3 Διαφοροποίηση του μήκους του cyclic prefix.....	100
4.7 Επίδραση της ISI στο OFDM και Κυκλική Επέκταση του σήματος.....	101
Κεφάλαιο 5	106
Μοντέλα προσομοίωσης Καναλιού Γραμμής Ενέργειας σε Simulink και Πειραματικές Μετρήσεις	106
5.1 Υλοποίηση της Γραμμικής Παραμόρφωσης του Καναλιού	106
5.2 Υλοποίηση Μοντέλου Background Θορύβου	113
5.3 Υλοποίηση Μοντέλου NarrowBand Θορύβου.....	118

5.4 Υλοποίηση Μοντέλου Impulsive Θορύβου	122
5.4.1 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής του πλάτους των παλμών	124
5.4.2 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής του εύρους των παλμών.....	125
5.4.3 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής Χρόνων Άφιξης των παλμών	126
5.4.4 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής των Παλμών.....	128
5.5 Συγκριτικά αποτελέσματα και Παρατηρήσεις	131
Κεφάλαιο 6	137
6.1 Επίλογος.....	137
6.2 Μελλοντική Εργασία	139
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	142

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ ΚΑΙ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Εικόνα 1.1: Μοντέλο Καναλιού Γραμμής Ενέργειας.....	5
Εικόνα 1.2: Γενικό μοντέλο OFDM συστήματος.....	8
Εικόνα 2.1: Δικτύωση με γραμμές ενέργειας.....	16
Εικόνα 2.2: Τοπολογία διαδρόμου σε ένα δίκτυο με Γραμμές Ενέργειας.....	17
Εικόνα 2.3: Η γραμμή ενέργειας ως κανάλι μεταφοράς δεδομένων.....	19
Εικόνα 2.4: Ζώνη συχνοτήτων που παραχωρείται στις ΓΕ.....	20
Εικόνα 2.5: Η απόκριση του καναλιού (πλάτος και φάση) μεταβάλλονται με τη συχνότητα.....	24
Εικόνα 2.6: Μοντέλο της γραμμής ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης.....	26
Εικόνα 2.7: Απλοποιημένο μοντέλο της γραμμής ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης.....	26
Εικόνα 2.8: Μορφές θορύβου στις γραμμές ενέργειας.....	27
Εικόνα 2.9: Αναπαράσταση φάσματος Background θορύβου.....	29
Εικόνα 2.10: Φάσμα μιας εγγραφής του θορύβου που εμφανίζεται σε γραμμές ενέργειας.....	30
Εικόνα 2.11: 1 ^ο παράδειγμα παλμού κρουστικού θορύβου.....	31
Εικόνα 2.12: 2 ^ο παράδειγμα παλμού κρουστικού θορύβου.....	32
Εικόνα 2.13: Φασματική Πυκνότητα ισχύος του παλμού της Εικόνας 2.11.....	33
Εικόνα 2.14: Φασματική Πυκνότητα ισχύος του παλμού της Εικόνας 2.12.....	33
Εικόνα 2.15: Δικτύωση μεταξύ υποσταθμού βάσης πελάτη.....	40
Εικόνα 2.16: Κύκλωμα με μια γραμμή ενέργειας ως μέσο διάδοσης.....	43
Εικόνα 3.1: Ορθογώνια OFDM διαμόρφωση.....	50
Εικόνα 3.2: Σύγκριση φάσματος OFDM και FDM.....	52
Εικόνα 3.3: Διαγράμματα αστερισμού QPSK/QAM.....	55
Εικόνα 3.4: Απόκριση στο πεδίο συχνοτήτων ενός OFDM σήματος με 5 carriers.....	57
Εικόνα 3.5 :Αντιμετώπιση της ISI με προσθήκη Cyclic Prefix.....	58
Εικόνα 3.6: Σύστημα OFDM σε δίκτυο με γραμμές ενέργειας.....	60
Σχήμα 4.1: Διάγραμμα Υλοποίησης OFDM μετάδοσης.....	69
Εικόνα 4.1: Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης 16-QAM.....	70
Εικόνα 4.2:Αστερισμός 16-QAM των λαμβανόμενων συμβόλων αλλοιωμένος από θόρυβο.....	71

Εικόνα 4.3: Εφαρμογή του IFFT στο OFDM symbol	74
Εικόνα 4.4: Προσθήκη κυκλικού προθέματος σε OFDM σύμβολο	75
Εικόνα 4.5: Ψηφιακή σε Αναλογική μετατροπή με χρήση IQ μετατροπέα	75
Εικόνα 4.6: Μοντέλο υλοποίησης OFDM μετάδοσης σε Simulink	77
Σχήμα 4.2: Ακολουθία συμβόλων εισόδου	84
Σχήμα 4.3: Αναπαράσταση με δυαδικά σύμβολα (bits) της ακολουθίας δεδομένων εισόδου	85
Σχήμα 4.4: Η παράλληλη ακολουθία των συμβόλων μετά την εφαρμογή του IFFT	85
Σχήμα 4.5: Μέτρο του μετασχηματισμού IFFT	86
Σχήμα 4.6: Επέκταση της ακολουθίας μετάδοσης κατά 4 δείγματα	87
Σχήμα 4.7: Ακολουθία συμβόλων μετά την έξοδό τους από το κανάλι του λευκού θορύβου	87
Σχήμα 4.8: Ακολουθία συμβόλων στον δέκτη μετά την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος	88
Σχήμα 4.9: Ακολουθία των bits στον δέκτη μετά τον μετασχ. FFT	88
Σχήμα 4.10: Ακολουθία συμβόλων εξόδου στον δέκτη	89
Σχήμα 4.11: Μέτρηση σφαλμάτων μεταξύ πομπού- δέκτη	90
Εικόνα 4.7: Μοντέλο Υλοποίησης OFDM μετάδοσης σε Simulink.....	95
Σχήμα 4.12: Γραφική παράσταση SER προς SNR για QAM διαμόρφωση.....	96
Σχήμα 4.13: Γραφική παράσταση SER προς SNR για PSK διαμόρφωση.....	97
Σχήμα 4.14: Γραφική παράσταση BER προς SNR για διάφορα μεγέθη FFT.....	99
Σχήμα 4.15: Γραφική παράσταση SER προς SNR για διάφορα μεγέθη FFT	99
Σχήμα 4.16: Γραφική παράσταση BER προς SNR για διάφορα μεγέθη Cyclic Prefix	100
Σχήμα 4.17: Γραφική παράσταση SER προς SNR για διάφορα μεγέθη Cyclic Prefix.....	101
Σχήμα 4.18: Ραβδόγραμμα ρυθμού BER ως προς την καθυστέρηση των OFDM συμβόλων (delay) για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος (CP)	103
Σχήμα 4.19: Λογαριθμική απεικόνιση του BER προς delay για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος	103
Σχήμα 4.20: Ραβδόγραμμα ρυθμού SER ως προς την καθυστέρηση των OFDM συμβόλων (delay) για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος (CP)	104

Σχήμα 4.21: Λογαριθμική απεικόνιση του SER προς delay για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος	104
Εικόνα 5.1: Γραφική παράσταση της Συνάρτησης Μεταφοράς καναλιού Γραμμής Ενέργειας.....	107
Εικόνα 5.2: Γραφική αναπαράσταση της Συνάρτησης Μεταφοράς του καναλιού Γραμμής Ενέργειας	108
Εικόνα 5.3: Κρουστική απόκριση καναλιού γραμμής ενέργειας για N=4 μονοπάτια διόδευσης.....	110
Εικόνα 5.4: Κρουστική απόκριση καναλιού γραμμής ενέργειας για N=6 μονοπάτια διόδευσης.....	110
Εικόνα 5.5: Μοντέλο OFDM μετάδοσης με κρουστική απόκριση στο κανάλι	111
Σχήμα 5.1: Ρυθμός σφαλμάτων SER στο κανάλι λόγω της κρουστικής απόκρισης	112
Σχήμα 5.2: Μοντέλο προσομοίωσης θορύβου περιβάλλοντος	113
Εικόνα 5.6: Αναπαράσταση στο επίπεδο-z.....	114
Σχήμα 5.3: Φασματική απόκριση background θορύβου	115
Σχήμα 5.4: Ρυθμός σφαλμάτων συμβόλων SER στο κανάλι λόγω θορύβου περιβάλλοντος	117
Σχήμα 5.5: Ρυθμός σφαλμάτων bits BER στο κανάλι λόγω θορύβου περιβάλλοντος	117
Σχήμα 5.6: Φασματική απόκριση θορύβου Στενής Ζώνης.....	119
Σχήμα 5.7: Ρυθμός σφαλμάτων SER στο κανάλι λόγω θορύβου Στενής Ζώνης	120
Σχήμα 5.8: Ρυθμός σφαλμάτων BER στο κανάλι λόγω θορύβου Στενής Ζώνης.....	121
Σχήμα 5.9: Γεννήτρια παραγωγής κρουστικού θορύβου	123
Σχήμα 5.10: Κατανομή πλάτους κρουστικών διαταραχών.....	124
Σχήμα 5.11: Πλήθος εμφάνισης πλατών κρουστικού θορύβου για 1000 δείγματα διαταραχών.....	125
Σχήμα 5.12: Πλήθος εμφάνισης Εύρους κρουστικών παλμών για 1000 δείγματα	126
Σχήμα 5.13: Χρόνοι εμφάνισης διαδοχικών παλμών του κρουστικού θορύβου.....	128
Σχήμα 5.14: Ρυθμός σφαλμάτων SER στο κανάλι λόγω Κρουστικού Θορύβου.....	130
Σχήμα 5.15: Ρυθμός σφαλμάτων BER στο κανάλι λόγω Κρουστικού Θορύβου	131
Σχήμα 5.16: Σχέση ισχύος σήματος και ρυθμού SNR στο κανάλι	133
Σχήμα 5.17: Ρυθμός σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR στο κανάλι	134
Σχήμα 5.18: Σχέση ισχύος σήματος και ρυθμού SNR στο κανάλι	135
Σχήμα 5.19: Ρυθμός σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR στο κανάλι	135

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 2.1: Μορφές καλωδίωσης δικτύων	15
Πίνακας 2.2: Μονοπάτια διάδοσης σήματος σε γραμμές ενέργειας	42
Πίνακας 2.3: Παράμετροι που χαρακτηρίζουν τη γραμμή ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης.....	45
Πίνακας 3.1: IQ συνιστώσες για την QPSK διαμόρφωση	55
Πίνακας 4.1: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση για πλήθος φερόντων 256 και ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps.	91
Πίνακας 4.2: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση για πλήθος φερόντων 512 και ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps.	92
Πίνακας 4.3: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση για πλήθος φερόντων 1024 και ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps.	92
Πίνακας 4.4: Κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) κατά την προσομοίωση.	93
Πίνακας 5.1: Παράμετροι της συνάρτησης μεταφοράς για ένα κανάλι γραμμής ενέργειας.....	106
Πίνακας 5.2: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση.	107
Πίνακας 5.3: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση	108
Πίνακας 5.4: Συγκριτικός πίνακας ρυθμών σφαλμάτων στο κανάλι	132

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Εισαγωγή

Η ποικιλία των εφαρμογών και η πτώση του μονοπωλίου των εθνικών οργανισμών τηλεπικοινωνιών παγκοσμίως κατά τα έτη γύρω στο 2000, αποτελούν τους κύριους λόγους για την αύξηση του ενδιαφέροντος, τόσο από βιομηχανικής όσο και από ερευνητικής πλευράς, για τον τομέα των Επικοινωνιών Γραμμών Ενέργειας και των Εφαρμογών τους. Το πεδίο αυτό προκάλεσε και συνεχίζει να προκαλεί το ενδιαφέρον διαφόρων ομάδων ερευνητών ψηφιακών επικοινωνιών, σχεδιαστών βιομηχανικών εφαρμογών καθώς επίσης και παροχέων ενέργειας. Η ανάπτυξη εμπορικά ελκυστικών εφαρμογών στο συγκεκριμένο τεχνολογικό πεδίο, φαίνεται να είναι αρκετά δύσκολη για διάφορους λόγους που θα επισημάνουμε παρακάτω. Αυτό όμως ίσως είναι και το γεγονός που προσδίδει στον συγκεκριμένο ερευνητικό τομέα εξαιρετικό ενδιαφέρον.

Καταρχάς πρέπει να αναφέρουμε ότι στις επικοινωνίες με γραμμές ενέργειας έχουμε να αντιμετωπίσουμε ένα πολύ σύνθετο κανάλι που συνδυάζει την εχθρική συμπεριφορά μιας γραμμής ενέργειας με ορισμένα επιθυμητά χαρακτηριστικά και την καθαρότητα που πρέπει να έχει ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι. Σε μία σύγκριση με την κοινή τηλεφωνία ή τις ασύρματες ζεύξεις ως μέσα μετάδοσης δεδομένων αξίζει να αναφέρουμε ότι η χρήση των γραμμών ενέργειας είναι αρκετά πίσω σε επίπεδο ανάπτυξης και προόδου. Συγκεκριμένα, σε μία περίοδο είκοσι χρόνων, σύγχρονες μέθοδοι διαμόρφωσης αύξησαν τις ταχύτητες μετάδοσης στα παραδοσιακά τηλεφωνικά δίκτυα κατά 10 φορές. Οι τεχνικές DSL φαίνεται να συνεισφέρουν σε περαιτέρω αύξηση αυτού του παράγοντα. Επιπλέον, τα τελευταία χρόνια πολλά ερευνητικά ιδρύματα επικεντρώθηκαν στην ανάπτυξη ασύρματων επικοινωνιακών συστημάτων υψηλών ρυθμών μετάδοσης, όπως το GSM, το UMTS, το 802.11x κλπ. Το γεγονός ότι το περιβάλλον μετάδοσης των γραμμών ενέργειας φαίνεται να είναι κατά πολύ χειρότερο από αυτό των ασύρματων επικοινωνιών μας παραπέμπει στην στρατολόγηση των πιο εξελιγμένων υπάρχουσων τεχνολογιών καθώς και στην αναζήτηση νέων καινοτομικών τεχνολογιών.

Γύρω στο 1985 εμφανίστηκε η πεποίθηση ότι στις επικοινωνίες γραμμών ενέργειας θα μπορούσαν να βρουν εφαρμογή οι τεχνολογίες εκτεταμένου φάσματος (Spread Spectrum). Για ένα αφιλόξενο μέσο όπως αυτό των γραμμών ενέργειας είναι φυσικό να απαιτείται μία εξαιρετική τεχνική διαμόρφωσης και η ιδέα του εκτεταμένου φάσματος σε γενική έννοια έδειχνε να ικανοποιεί αυτές τις απαιτήσεις.

Ένα δεύτερο πολύ ενδιαφέρον σημείο στις επικοινωνίες των γραμμών ενέργειας αποτελεί ο καθορισμός των προτύπων (standards) που θα διαμορφώνουν τη λειτουργία τους. Καθώς, την τρέχουσα χρονική στιγμή, υπάρχουν πολλά διαφορετικά διεθνή standards και κανονισμοί που ορίζουν τη λειτουργία και τα χαρακτηριστικά των γραμμών ενέργειας, είναι αυτονόητο ότι θα εμφανιστεί και μεγάλη ποικιλία διαφορετικών προϊόντων και εφαρμογών σχετικά με τις επικοινωνίες αυτής της μορφής.

Η υπάρχουσα υποδομή γραμμών ενέργειας με την κατάλληλη αξιοποίηση της, δύναται να αποτελέσει μία εμπορικά βιώσιμη και με πολύ χαμηλό κόστος επιλογή στην επέκταση και περαιτέρω ενδυνάμωση των προσωπικών επικοινωνιών και τεχνολογιών. Δεν υπάρχει αμφιβολία ότι οι τελευταίες δεκαετίες έχουν επιφέρει εκπληκτική ανάπτυξη στον τομέα των επικοινωνιών με γραμμές ενέργειας, πάραυτα κανείς από εμάς δεν μπορεί επακριβώς να προβλέψει την εμβέλεια της προόδου σ' αυτόν τον τομέα μέσα στον 21^ο αιώνα. Υπάρχει μόνο η εξής βεβαιότητα: αυτή η εξέλιξη θα προάγεται και θα ενισχύεται από τις παγκόσμιες επιχειρησιακές απαιτήσεις τόσο των χρηστών όσο και των παροχών υπηρεσιών επικοινωνιών.

1.2 Προηγούμενη Ερευνητική Δραστηριότητα

Τρεις είναι οι βασικές κατηγορίες εργασιών που μπορούμε να διακρίνουμε και οι οποίες έχουν άμεση σχέση με το αντικείμενο της παρούσας εργασίας. Η πρώτη κατηγορία αφορά γενικά την ορθογώνια μέθοδο διαμόρφωσης OFDM και τις εφαρμογές της σε διάφορους τομείς των επικοινωνιών (ασύρματα και ενσύρματα δίκτυα). Η δεύτερη κατηγορία σχετίζεται αποκλειστικά με τις γραμμές ενέργειας και τη συμπεριφορά τους ως κανάλια μεταφοράς, ενώ η τρίτη κατηγορία συνίσταται στην διερεύνηση του συνδυασμού των δύο παραπάνω τεχνολογιών.

1.2.1 Ορθογώνια Μέθοδος Διαμόρφωσης - OFDM

Το OFDM είναι μία μέθοδος διαμόρφωσης που επιτρέπει σε ψηφιακά δεδομένα να μεταδίδονται με αποδοτικότητα και αξιοπιστία ακόμα και σε περιβάλλοντα με έντονο το φαινόμενο της πολυδιόδευσης. Με την μέθοδο της ορθογώνιας διαμόρφωσης τα δεδομένα μεταδίδονται χρησιμοποιώντας ένα πλήθος από φέροντα (carriers) στενού φάσματος. Αυτά τα φέροντα είναι ομοιόμορφα καταναμημένα στο πεδίο συχνοτήτων. Η απόσταση μεταξύ των συχνοτήτων των φερόντων και ο συγχρονισμός τους επιλέγονται έτσι ώστε τα φέροντα να είναι τελικά ορθογώνια μεταξύ τους. Ακριβώς σε αυτήν την ιδιότητα οφείλει και το όνομά της η μέθοδος. **OFDM** = “**Orthogonal Frequency Division Multiplexing**”. Πραγματοποιεί δηλαδή ουσιαστικά πολύπλεξη των δεδομένων στο πεδίο των συχνοτήτων χρησιμοποιώντας για τη μετάδοση φέροντα που είναι ορθογώνια μεταξύ τους.

Η αρχή της ανάπτυξης της ορθογώνιας διαμόρφωσης τοποθετείται στο τέλος της δεκαετίας του 1950 με την παρουσίαση της τεχνικής FDM (Frequency Division Multiplexing) στις επικοινωνίες δεδομένων [1]. Το 1966 προτάθηκε [2] και δημοσιεύτηκε [3] από τον Chang η δομή της λειτουργίας του OFDM. Το 1971 εισήχθη από τον Weinstein [4] η ιδέα της χρήσης του Διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT) στην υλοποίηση της δημιουργίας και μετάδοσης OFDM σημάτων ελαχιστοποιώντας την απαίτηση χρήσης αναλογικών ταλαντωτών για την παραγωγή των φερόντων. Αυτή η ιδέα οδήγησε στη δυνατότητα εύκολης υλοποίησης της ορθογώνιας διαμόρφωσης μέσω της Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος (**Digital Signal Processing**), ιδιαίτερα με τη χρήση του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (**Fast Fourier Transform**). Η ανάπτυξη του OFDM για εμπορική χρήση άρχισε ουσιαστικά στο τέλος της δεκαετίας του 1980 και συγκεκριμένα με την ανάπτυξη των συστημάτων **Digital Audio Broadcasting (DAB)**, **Digital Television Terrestrial Broadcasting (dTTb)**, **HIPERLAN II**.

Συγκεκριμένα, η πρώτη εμπορική χρήση του OFDM ήταν στα συστήματα **Digital Audio Broadcasting (DAB)** [5], [6]. Η ανάπτυξη των DAB συστημάτων τοποθετείται στο 1987, ενώ οι υπηρεσίες του ξεκίνησαν να παρέχονται σε Μεγάλη Βρετανία και Σουηδία το 1995. Ουσιαστικά τα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης ήχου (DAB) αντικατέστησαν την FM μετάδοση παρέχοντας υψηλή ποιότητα ψηφιακού ήχου και υπηρεσίες πληροφοριών. Το OFDM χρησιμοποιήθηκε σε αυτού του είδους τα συστήματα εξαιτίας της ανοχής του ως προς την πολυδιόδευση (διάδοση πολλαπλών μονοπατιών). Και καθώς τα συστήματα

ευρείας μετάδοσης πραγματοποιούν μεταδόσεις σε μεγάλες αποστάσεις (20-100km), η πολυδιόδευση και κατά συνέπεια η αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (ISI) που αυτή δημιουργεί, ήταν ένα έντονο πρόβλημα που έπρεπε να αντιμετωπιστεί και σ' αυτό συνετέλεσε αποφασιστικά η χρήση της OFDM μεθόδου.

Το OFDM επίσης αποτέλεσε standard για τις επίγειες (terrestrial) μεταδόσεις στα ψηφιακά συστήματα ευρείας μετάδοσης video (Digital Video Broadcasting (DVB)), η ανάπτυξη των οποίων ξεκίνησε κατά το 1993 [7]. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούν ένα σχήμα μετάδοσης βασισμένο στο MPEG-2 standard, σαν μία μέθοδο για τη μεταφορά υψηλής ποιότητας ψηφιακού ήχου και video από ένα σε πολλαπλά σημεία (point to multipoint). Τα DVB standards καθορίζουν τον μηχανισμό μεταφοράς για μία ευρεία γκάμα εφαρμογών, ανάμεσα στις οποίες η δορυφορική τηλεόραση (DVB-S), τα καλωδιακά συστήματα (DVB-C) και οι επίγειες μεταδόσεις (DVB-T) [8]. Σε κάθε μία από αυτές τις εφαρμογές τα standards στο φυσικό επίπεδο βελτιστοποιούνται ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του καναλιού. Για παράδειγμα στις δορυφορικές μεταδόσεις χρησιμοποιείται κανάλι μονού φέροντος με QPSK διαμόρφωση καθώς επιτρέπει μεγάλες ολισθήσεις κατά Doppler και μέγιστη αποδοτικότητα ενέργειας του φάσματος. Αυτή η μέθοδος όμως είναι ακατάλληλη για επίγειες μεταδόσεις καθώς η διόδευση πολλαπλών μονοπατιών καθιστά αδύνατη την επίτευξη υψηλού ρυθμού μεταδόσεων διαμέσου ενός μονού φέροντος. Γι' αυτό το λόγο το OFDM εμφανίζεται ιδανικό για αυτές τις εφαρμογές.

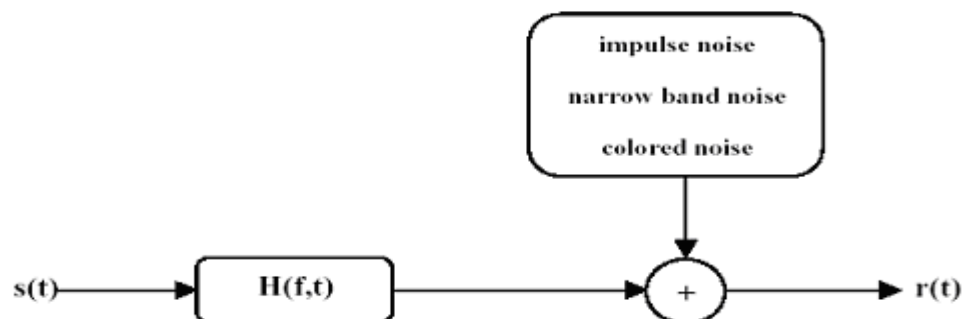
Η ιδέα τώρα της χρήσης του OFDM στις ασύρματες επικοινωνίες δεδομένων έδειξε πολλά οφέλη: υψηλή χωρητικότητα των δικτύων, μεγάλοι ρυθμοί μετάδοσης των δεδομένων, αξιοπιστία και ευστάθεια ακόμα και σε ασταθή περιβάλλοντα. Τα περισσότερα συστήματα WLAN (Wireless Local Access Networks) χρησιμοποιούν προς το παρόν το standard τυποποίησης IEEE802.11b που παρέχει μέγιστο ρυθμό δεδομένων περίπου 11Mbps [9]. Πιο πρόσφατα WLAN standards όπως το IEEE802.11a [10], το HiperLAN2 [11], [12] και τα 802.11g, 802.16x στηρίζονται στην OFDM διαμόρφωση και παρέχουν κατά πολύ υψηλότερους ρυθμούς (μέχρι και 54Mbps). Και καθώς οι ανάγκες που εξυπηρετούν αυτού του είδους τα δίκτυα (υπηρεσίες φωνής, Internet, μετάδοση ψηφιακών αρχείων δεδομένων, υπηρεσίες video, ηλεκτρονικό ταχυδρομείο κλπ.) αποτελούν πλέον ανάγκες διαδεδομένες σε όλα τα σύγχρονα σπίτια και φυσικά σε επιχειρήσεις και υπηρεσίες, προέκυψε η ιδέα της συσχέτισης της OFDM διαμόρφωσης με συστήματα

Γραμμών Ενέργειας (**Power Line Communications**) με βασικό κίνητρο το κατά πολύ μικρότερο κόστος εγκατάστασης και συντήρησης τους από ότι τα ασύρματα δίκτυα.

1.2.2 Μετρήσεις, Μοντέλα και Χαρακτηριστικά Καναλιού Γραμμών Ενέργειας

Προκειμένου να καταστεί ικανή η σχεδίαση και η πρόβλεψη της απόδοσης των συστημάτων επικοινωνιών αποτελεί ζωτικής σημασίας η πλήρης κατανόηση των χαρακτηριστικών του καναλιού μετάδοσης. Στις επικοινωνίες γραμμών ενέργειας το λαμβανόμενο σήμα συχνά μοντελοποιείται ως το αποτέλεσμα της σύμπραξης του εκπεμπόμενου σήματος και των παρεμβαλλόμενων, κατά τη διάρκεια της μεταφοράς του στο κανάλι, σημάτων (διάφορων ειδών θόρυβοι και αλλοιώσεις). Εξαιτίας των ιδιοτήτων που εμφανίζει το περιβάλλον των γραμμών ενέργειας, τα χαρακτηριστικά του καναλιού θα είναι εξαρτημένα τόσο από τη συχνότητα όσο και από το χρόνο, καθώς επίσης και από την τοποθεσία του πομπού και του δέκτη στη συγκεκριμένη τεχνολογική υποδομή δικτύου. Έτσι, το κανάλι μιας γραμμής ενέργειας μπορεί γενικά να περιγραφεί σαν τυχαία χρονικά μεταβαλλόμενο, ενώ ο λόγος σήματος προς θόρυβο που εμφανίζει εξαρτάται από τη χρησιμοποιούμενη κάθε φορά συχνότητα.

Παρακάτω παρατίθεται περιληπτικά [13] ένα σύνολο από άρθρα που σκιαγραφούν τη σημαντική δουλειά που έχει γίνει σχετικά με τη συμπεριφορά των γραμμών ενέργειας ως κανάλια μεταφοράς ψηφιακών δεδομένων. Μπορεί να παρατηρηθεί ότι υπάρχει ένας διαρκώς αυξανόμενος αριθμός από άρθρα που εστιάζει στο διάστημα του φάσματος υψηλών συχνοτήτων (1-20MHz), γεγονός που θα εξηγήσουμε σε επόμενο κεφάλαιο γιατί συμβαίνει.



Εικόνα 1.1: Μοντέλο Καναλιού Γραμμής Ενέργειας

Φάσμα Χαμηλών Συχνοτήτων

- Ο *Hooijen (1997)* παρουσίασε μετρήσεις σχετικά με τον θόρυβο και τη συνάρτηση μεταφοράς στο φάσμα συχνοτήτων που ορίζει το standard της CENELEC. Οι μετρήσεις έγιναν σε μία περίοδο διάρκειας τριών μηνών σε κατοικημένη περιοχή του Άμστερνταμ. Εδώ περιγράφονται ο Background θόρυβος, ο κρουστικός θόρυβος, ο σύγχρονος θόρυβος στη συχνότητα ενέργειας (50 Hz), και ο στενού φάσματος θόρυβος. Οι μετρήσεις δίνουν ως αποτέλεσμα ότι τα επίπεδα εξασθένησης του σήματος κυμαίνονται από 40 έως 100 dB/km.

- Οι *Arzberger, Dostert, Waldeck και Zimmermann (1997)* παρουσίασαν μετρήσεις που περιγράφουν τα χαρακτηριστικά της αντίστασης, της εξασθένησης και του θορύβου στις γραμμές ενέργειας. Οι μετρήσεις έγιναν στο διάστημα συχνοτήτων 20-150 kHz. Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν την εξάρτηση των ιδιοτήτων μιας γραμμής ενέργειας από τη συχνότητα καθώς επίσης και από το χρόνο.

- Οι *Ramseier, Sabbattini και Imboden (1998)* περιέγραψαν μία μέθοδο βασισμένη στην αυτο-συσχέτιση για να μετρήσουν την κρουστική απόκριση του καναλιού. Επίσης χρησιμοποιήθηκαν αναλυτικές μέθοδοι στο πεδίο των συχνοτήτων και στο πεδίο του χρόνου για να εξαχθούν συμπεράσματα για τα χαρακτηριστικά του καναλιού.

- Οι *Yavuz, Kural, Çoban, Ercan και Safak (2000)* παρουσίασαν μετρήσεις σχετικά με τα επίπεδα θορύβου στις γραμμές ενέργειας, καθώς και την εξασθένηση του σήματος και την ολίσθηση της φάσης του. Οι συχνότητες που ερευνήθηκαν ήταν μέχρι και τα 250kHz.

Φάσμα Υψηλών Συχνοτήτων

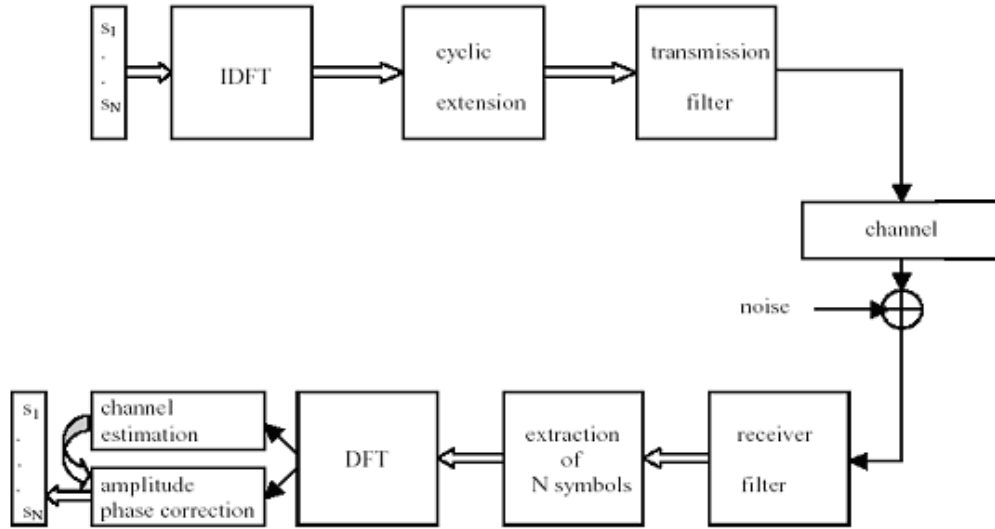
- Ο *Dostert (1998)* εξέτασε τις φυσικές ιδιότητες του πλέγματος γραμμών ενέργειας σχετικά με εφαρμογές τηλεπικοινωνιών. Παρουσίασε μετρήσεις και μοντέλα του καναλιού για συχνότητες μέχρι και 20MHz. Ένα από τα συμπεράσματα ήταν ότι για αυτό το φάσμα συχνοτήτων επιτυγχάνονται ρυθμοί αρκετών Mbps σε τυπικά δίκτυα διανομής ενέργειας στην Ευρώπη.

- Ο *Philipps (1998)* παρουσίασε μετρήσεις και μοντέλα για μετάδοση εντός κτιρίων με γραμμές ενέργειας και για συχνότητες μέχρι και 30MHz. Ανέφερε χαρακτηριστικά των αντιστάσεων σε διάφορες τοποθεσίες καθώς και του θορύβου και της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού.

- Οι *Voglsang, Langguth, Körner, Steckenbille και Knorr (2000)* περιέγραψαν ένα στατιστικό μοντέλο θορύβου για τις γραμμές ενέργειας στο εσωτερικό των κτιρίων και για συχνότητες 1-30 MHz. Διάφοροι παράμετροι μοντελοποίησης προκύπτουν από αυτές τις μετρήσεις. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σύμφωνα με τα γερμανικά standards VDE 0871 και VDE 0877.
- Ο *Philipp (2000)* παρουσίασε ένα στατιστικό μοντέλο περιγραφής του καναλιού για κανάλια στο εσωτερικό κτιρίων για συχνότητες μέχρι 30MHz. Το μοντέλο βασίζεται σε μετρήσεις πάνω σε μερικές εκατοντάδες κανάλια γραμμών ενέργειας.
- Οι *Zimmermann και Dostert (2000)* επικεντρώθηκαν στα χαρακτηριστικά (σε πεδίο χρόνου αλλά και συχνοτήτων) του θορύβου για συχνότητες από μερικά kHz μέχρι 20MHz. Οι ιδιότητες του θορύβου περιβάλλοντος και του κρουστικού θορύβου, μελετώνται λεπτομερειακά. Διάφορα μοντέλα σχετικά με τους θορύβους προτείνονται, ενώ εισάγεται η ιδέα της προσέγγισης του ασύγχρονου κρουστικού θορύβου με χρήση διαιρεμένων αλυσίδων Markov. Ένα από τα συμπεράσματα του paper είναι ότι οι γραμμές ενέργειας υποφέρουν κυρίως από στενής ζώνης διαταραχές και κρουστικό θόρυβο.
- Οι *Corlay, Coudoux, Gazalet, Ruolt και Haine (2001)* υιοθέτησαν ένα μοντέλο πολλαπλών μονοπατιών για τις επικοινωνίες με γραμμές ενέργειας στο εσωτερικό κτιρίων και για φάσμα συχνοτήτων 1-30MHz. Τα αποτελέσματα από μετρήσεις και από το προτεινόμενο μοντέλο συγκρίνονται και στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο των συχνοτήτων.

1.2.3 OFDM και Γραμμές Ενέργειας

Η Ορθογώνια μέθοδος Διαμόρφωσης με Διαίρεση Συχνοτήτων (OFDM) μπορεί να θεωρηθεί ως μια ελκυστική μέθοδος για την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης πάνω σε κανάλια από γραμμές ενέργειας. Η ανάκτηση γνώσης σχετικά με την πολυπλοκότητα της υλοποίησης και της χρήσης του OFDM σε εχθρικά περιβάλλοντα όπως οι γραμμές ενέργειας είναι επίκαιρη σε ερευνητικά περιβάλλοντα. Προβλήματα που επηρεάζουν την απόδοση είναι ο έλεγχος της ενέργειας του φέροντος, οι διαλείψεις αναλόγως της συχνότητας και ο κρουστικός θόρυβος. Μία άλλη πηγή εκφυλισμού των μεταδόσεων αποτελούν οι διαταραχές στενού εύρους, που οφείλονται σε ραδιοφωνικές μεταδόσεις στην ίδια ζώνη συχνοτήτων.



Εικόνα 1.2: Γενικό μοντέλο OFDM συστήματος

Ανάλυση της Απόδοσης

- Οι *Nomura, Shirai, Itami* και *Itoh (2001)* πρότειναν ένα σύστημα όπου η μεταδιδόμενη ισχύς κάθε φέροντος του OFDM σήματος ελέγχεται, έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) με τον περιορισμό ότι η συνολική μεταδιδόμενη ισχύς θα παραμένει σταθερή. Αποδεικνύεται τότε ότι ο ρυθμός λαθών είναι βελτιωμένος όταν γίνεται η κατάλληλη κατανομή ισχύος για κάθε φέρον. Το σύστημα χρησιμοποιεί πληροφορία της κατάστασης του καναλιού για τον προσδιορισμό της συνάρτησης μεταφοράς του και της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου.

- Οι *Lampe, Fisher* και *Schober (2000)* εξέτασαν τη χρήση της μη σύμφωνης διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων OFDM πάνω σε κανάλια γραμμών ενέργειας. Εδώ εξετάζονται τόσο προσαρμόσιμες (χρησιμοποιούν πληροφορία για την κατάσταση του καναλιού) όσο και μη-προσαρμόσιμες τεχνικές διαμόρφωσης. Αποδεικνύεται ότι η κωδικοποίηση του καναλιού μειώνει αισθητά το χάσμα της απόδοσης μεταξύ προσαρμοστικού και μη OFDM συστήματος.

- Οι *Häring* και *Vinck (2000)* ανέλυσαν την επίδραση του κρουστικού θορύβου στην OFDM μετάδοση. Σαν μοντέλο αναπαράστασης του χρησιμοποιείται το μοντέλο Middleton Class A. Σαν συμπέρασμα προκύπτει ότι ειδική μεταχείριση απαιτείται για αυτό το είδος θορύβου.

- Οι *Dégardin, Liénard, Degauque, Zeddarn και Gauthier (2001)* βελτιστοποιούν την OFDM μετάδοση σε σχέση βέβαια με τα χαρακτηριστικά του θορύβου στο κανάλι, προωθώντας βελτιώσεις που βασίζονται στη χρήση κωδίκων Reed-Solomon και τη διαφύλλωση.
- Οι *Galda και Rohling (2001)* διερευνούν την εφαρμογή του OFDM παρουσία του θορύβου στενής ζώνης. Γίνεται επισκόπηση των διαθέσιμων τεχνικών για τη μείωση των διαταραχών στενής ζώνης και σύγκριση αυτών ως προς την πολυπλοκότητά τους.
- Οι *Langfeld και Dostert (2000)* αναλύουν ένα OFDM σύστημα με γραμμές ενέργειας από άποψη συγχρονισμού. Προτείνουν μία μέθοδο και έναν αλγόριθμο βασισμένα σε πιλοτικές ακολουθίες συμβόλων.

1.3 Αντικείμενο της παρούσας εργασίας

Παρατηρούμε ότι στο πεδίο έρευνας που αφορά τη χρήση της OFDM διαμόρφωσης σε διάφορα συστήματα επικοινωνιών, και ειδικότερα σε συστήματα με γραμμές ενέργειας που μας ενδιαφέρει άμεσα, έχει γίνει αρκετή ερευνητική δουλειά και έχουν δημοσιευθεί αρκετά papers με παρατηρήσεις και προτάσεις. Πάραυτα δεν υπάρχει σε καμία περίπτωση βεβαιότητα για την ορθότητα και την βελτιστοποίηση που προσφέρουν οι συγκεκριμένες προτάσεις, καθώς δεν υπάρχουν στην πράξη εμπορικές εφαρμογές που να τις πιστοποιούν.

Επιπλέον, δεν υπάρχουν πρότυπα που να ορίζουν τη λειτουργία των γραμμών ενέργειας ως κανάλια μετάδοσης, ιδιαίτερα στο φάσμα συχνοτήτων από μερικά KHz έως τα 20MHz που απαιτείται για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και ούτε πιστοποιημένα μοντέλα που να αντιπροσωπεύουν επακριβώς τις ιδιότητες τους. Και επειδή οι γραμμές ενέργειας, όπως έχει εν γένει διαπιστωθεί είναι ένα αρκετά μη γραμμικό μέσο με πολλών τύπων διακυμάνσεις και επιδράσεις, προέχει η συγκεντρωτική περιγραφή όλων αυτών των επιμέρους διαταραχών που τις επηρεάζουν, μια και όπως μπορεί να παρατηρηθεί οι ήδη δημοσιευμένες εργασίες σε αυτό το επίπεδο ασχολούνται συνήθως με επιμέρους τμήματα αυτών των διαδικασιών.

Στα πλαίσια της εργασίας αυτής επιχειρούμε μια συστηματική μελέτη των παραμέτρων και των ιδιοτήτων που διέπουν τις γραμμές ενέργειας ως μέσα μετάδοσης και του τρόπου με τον οποίο αυτές επηρεάζουν την ποιότητα μετάδοσης τηλεπικοινωνιακών δεδομένων. Πραγματοποιείται επίσης μελέτη, θεωρητική και σε επίπεδο προσομοίωσης ενός OFDM

συστήματος, ανεξάρτητα από το μέσο μετάδοσης. Συγκεκριμένα, πως επιδρούν στην απόδοσή του διάφοροι άμεσα εμπλεκόμενοι παράγοντες, όπως η τεχνική διαμόρφωσης του καναλιού, το μέγεθος του παραγόμενου OFDM συμβόλου, το μέγεθος του χρησιμοποιούμενου κυκλικού προθέματος κ.α. Για την μοντελοποίηση των παραμέτρων και κατά συνέπεια την εξαγωγή μετρήσεων και συμπερασμάτων χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο του Matlab, Simulink. Η παρούσα εργασία αποτελείται από δύο κύρια τμήματα:

A. Μελέτη και προσομοίωση ενός OFDM πομπού-δέκτη

Στο πρώτο μέρος της εργασίας γίνεται μια συστηματική διερεύνηση της αξιοπιστίας και της λειτουργικότητας ενός πομποδέκτη ψηφιακών σημάτων που χρησιμοποιεί την ορθογώνια διαμόρφωση και ένα κανάλι λευκού Gaussian θορύβου. Η μελέτη μας αφορά τη δομή που αυτός πρέπει να έχει σε επίπεδο υλοποίησης καθώς και των παραμέτρων που επηρεάζουν την απόδοσή του. Οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται σε ένα τέτοιο σύστημα και μπορούν να διαφοροποιηθούν είναι οι ακόλουθες:

- Η τεχνική διαμόρφωσης της πηγής των δεδομένων (QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM).
- Το μέγεθος του παραγόμενου προς μετάδοση OFDM συμβόλου, το οποίο όπως θα δούμε κατωτέρω συμπίπτει με το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier.
- Το μέγεθος του κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix) που χρησιμοποιείται για επέκταση του μεταδιδόμενου σήματος.
- Ο ρυθμός και το πλήθος των μεταδιδόμενων δεδομένων.
- Ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) σε ένα κανάλι με λευκό προσθετικό gaussian θόρυβο.

Επιπλέον προσομοιώνεται και μελετάται η ύπαρξη αλληλοπαρεμβολής συμβόλων (ISI) κατά τη μετάδοση στο κανάλι και κατά πόσο αυτή μπορεί να αποφευχθεί και να αντιμετωπιστεί με τη χρήση του cyclic prefix.

B. Μελέτη και προσομοίωση του καναλιού μιας Γραμμής Ενέργειας και των χαρακτηριστικών του

Στο δεύτερο μέρος της εργασίας και θεωρώντας ως διαθέσιμο προς χρήση το φάσμα συχνοτήτων 1-20MHz, επιχειρούμε μία συγκεντρωτική μελέτη των χαρακτηριστικών μιας γραμμής ενέργειας. Προτείνουμε πώς αυτά θα μπορούσαν να υλοποιηθούν σε επίπεδο προσομοίωσης, υιοθετώντας συγκεκριμένα μοντέλα περιγραφής τους και προσδιορίζουμε κατά πόσο αυτά αλλοιώνουν το καθένα ξεχωριστά και όλα μαζί συνολικά τη μετάδοση στο μέσο. Μεγαλύτερη έμφαση, όπως είναι φυσικό, δίνεται στη μελέτη του θορύβου που κυριαρχεί στις γραμμές ενέργειας και τις καθιστά εχθρικά μέσα μετάδοσης. Συγκεκριμένα μελετώνται και προσομοιώνονται οι εξής διαταραχές του καναλιού:

- Η γραμμική παραμόρφωση του καναλιού (Channel Linear Distortion) που οφείλεται στα χαρακτηριστικά του φυσικού μέσου και συγκεκριμένα σε φαινόμενα όπως η πολυδιάσπαση του σήματος και η εξασθένιση στο εσωτερικό των καλωδίων.
- Ο θόρυβος Περιβάλλοντος (Background Noise) που παράγεται από μία πηγή λευκού θορύβου με φιλτράρισμα της. Η διασπορά της πηγής λευκού θορύβου και οι συντελεστές της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου έπρεπε να προταθούν και να διερευνηθούν στα πλαίσια της παρούσας εργασίας.
- Ο θόρυβος Στενής Ζώνης (Narrow Band Noise) και πως αυτός μπορεί να προσεγγιστεί μέσω μαθηματικού μοντέλου που ορίζει την υπέρθεση N ανεξάρτητων ημιτονοειδών κυματομορφών. Το πλήθος N των κυματομορφών καθώς και τα χαρακτηριστικά τους (πλάτος, φάση, συχνότητα) αποτέλεσαν αντικείμενο έρευνας της εργασίας μας, αφού δεν υπήρχαν κάπου ορισμένα παρά μόνο η συνολική μορφή του συγκεκριμένου θορύβου όπως αυτή προέκυπτε από πειραματικές μόνο μετρήσεις.
- Ο Κρουστικός θόρυβος (Impulsive Noise) και η σύνθεσή του βάσει των τριών βασικών χαρακτηριστικών του (πλάτος, εύρος και χρόνοι άφιξης των παλμών του). Οι παράμετροι αυτοί παράγονται από τρεις διαφορετικές γεννήτριες και ακολουθούν συγκεκριμένες στατιστικές ιδιότητες που προκύπτουν μετά από παρατηρήσεις σε πρακτικές μετρήσεις.

1.4 Δομή της εργασίας

Η αναφορά της εργασίας που ακολουθεί έχει την εξής δομή:

Στο Κεφάλαιο 2 δίνεται μια περιγραφή του περιβάλλοντος των γραμμών ενέργειας και συγκεκριμένα τα θεωρητικά μοντέλα που περιγράφουν τη συνάρτηση μεταφοράς και τα διάφορα είδη θορύβου που εμφανίζει. Επίσης περιγράφονται τα οφέλη που προκύπτουν από τη χρήση δικτύων γραμμών ενέργειας καθώς όμως και οι περιορισμοί που από τη φύση τους οι γραμμές ενέργειας επιβάλλουν.

Στο Κεφάλαιο 3 γίνεται μία αναλυτική περιγραφή της OFDM διαμόρφωσης, και συγκεκριμένα των αρχών που την διέπουν, των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων που προκύπτουν από τη χρήση της, των παραμέτρων που την επηρεάζουν καθώς και μια θεωρητική περιγραφή του βασικού μοντέλου υλοποίησης ενός OFDM συστήματος.

Στο Κεφάλαιο 4 περιγράφεται αναλυτικά ο τρόπος με τον οποίο το μοντέλο ενός πομπού-δέκτη για OFDM διαμόρφωση υλοποιήθηκε σε Simulink. Κατόπιν πραγματοποιούνται μετρήσεις σε αυτό, θεωρώντας ένα κανάλι λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου (AWGN), που αφορούν τις παραμέτρους του συστήματος που μπορούν να διαφοροποιηθούν (είδος διαμόρφωσης φερόντων, πλήθος φερόντων, ρυθμός μετάδοσης κλπ.). Δίνονται οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις και κάποια χρήσιμα συμπεράσματα που προκύπτουν.

Στο Κεφάλαιο 5 περιγράφεται ο τρόπος με την οποία τα θεωρητικά μοντέλα του θορύβου και της συνάρτησης μεταφοράς των γραμμών ενέργειας, που περιγράψαμε στο κεφάλαιο 2, υλοποιούνται σε περιβάλλον προσομοίωσης Simulink. Διερευνώνται οι τιμές των παραμέτρων των μοντέλων αυτών και παρατίθενται οι αντίστοιχες μετρήσεις από κατάλληλες προσομοιώσεις, οι προκύπτουσες από αυτές γραφικές παραστάσεις και κάποια συμπεράσματα και παρατηρήσεις σχετικά με το πώς τελικά επηρεάζουν ένα σύστημα μετάδοσης OFDM.

Τέλος, στο Κεφάλαιο 6 γίνεται μια επισκόπηση των γενικών συμπερασμάτων καθώς και της εργασίας που μπορεί να γίνει μελλοντικά ως επέκταση της παρούσας.

Κεφάλαιο 2

Οι Γραμμές Ενέργειας και τα Χαρακτηριστικά τους

2.1 Γενικά περί των Γραμμών Ενέργειας

Στη σημερινή εποχή, η μετάδοση και λήψη ψηφιακών δεδομένων έχει κυριαρχήσει στην καθημερινή ζωή. Η ταχύτατη ανάπτυξη του Internet και των υπηρεσιών που προσφέρουν οι τηλεπικοινωνίες (τηλεδιάσκεψη, ηλεκτρονικό ταχυδρομείο, μεταφορά αρχείων και εφαρμογών, τραπεζικές συναλλαγές, επικοινωνία και διασκέδαση), καθιστά επιτακτική τη χρήση επικοινωνιακών ζεύξεων με υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων και μεγάλη αξιοπιστία. Σημαντικός βέβαια παράγοντας για την πλήρη αξιοποίηση των δυνατοτήτων που προσφέρουν οι ψηφιακές επικοινωνίες αποτελεί η διαρκής (online) και σε πραγματικό χρόνο (real-time) διασύνδεση των χρηστών σε κάποιο τηλεπικοινωνιακό δίκτυο με το χαμηλότερο δυνατό κόστος.

Η ιδέα λοιπόν που προκύπτει από αυτές τις παρατηρήσεις και που κερδίζει συνεχώς έδαφος τα τελευταία χρόνια είναι η χρήση της υπάρχουσας υποδομής από γραμμές ενέργειας (Power Lines) για μετάδοση ψηφιακών δεδομένων. Εάν οι δυνατότητες των γραμμών ενέργειας μπορούσαν να επεκταθούν ώστε να υποστηρίζουν και την ασφαλή μετάδοση δεδομένων τότε θα παρατηρούνταν μία επαναστατική πρόοδος στον τομέα των τηλεπικοινωνιών.

Μία τέτοια καινοτομία σίγουρα διασφαλίζει το χαμηλό κόστος διασύνδεσης, καθώς η υποδομή του δικτύου υπάρχει ήδη και μάλιστα οι γραμμές που την αποτελούν διατίθενται σε πληθώρα και σε πολλαπλά σημεία στο εσωτερικό των κτιρίων. Ως αποτέλεσμα, είναι εφικτή η συνεχής διασύνδεση των χρηστών σε κάθε χρονική στιγμή. Αυτό που απομένει συνεπώς είναι η διασφάλιση της σωστής λειτουργίας και της αξιοπιστίας ενός τέτοιου δικτύου.

Ο πρωταρχικός λόγος ύπαρξης των γραμμών ενέργειας ήταν η διανομή ενέργειας καθώς και κάποιες εφαρμογές που σχετίζονται με αυτή τη λειτουργία. Παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών αποτελούν ο έλεγχος του μεταφερόμενου φορτίου (load control), ο

έλεγχος μετρητών κατανάλωσης ενέργειας (meter reading) και η χρέωση (tariff control). Αυτές οι εφαρμογές ανοίγουν νέες προοπτικές στην αξιοποίηση των γραμμών ενέργειας για τηλεπικοινωνιακούς σκοπούς, καθώς δεν έχουν υψηλές απαιτήσεις όσον αφορά τους ρυθμούς μετάδοσης και σε καμία περίπτωση δεν απαιτούν πραγματικού χρόνου επικοινωνία.

Σε αντίθεση με τις εφαρμογές που σχετίζονται με την παροχή ενέργειας, οι εφαρμογές δικτύου δεδομένων έχουν πολύ υψηλές απαιτήσεις σε ρυθμούς μετάδοσης και σε κάποιες περιπτώσεις (video και TV) απαιτήσεις για πραγματικού χρόνου επικοινωνία. Αυτό δυσκολεύει το σχεδιασμό ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου γενικότερα. Για τις γραμμές ενέργειας ειδικότερα, οι οποίες εξαρχής κατασκευάστηκαν για διανομή ηλεκτρικής ενέργειας και μόνο, απαιτούνται πιο προηγμένα επικοινωνιακά μοντέλα και μέθοδοι.

Σαν αρχικά θέματα για την μελέτη της αξιοποίησης των γραμμών ενέργειας ως επικοινωνιακά μέσα πρέπει λοιπόν να τεθούν:

- Η μορφή που εμφανίζει το υπάρχον δίκτυο από γραμμές ενέργειας.
- Τα χαρακτηριστικά και οι περιορισμοί που οι γραμμές ενέργειας εμφανίζουν ως μέσα μετάδοσης δεδομένων.
- Οι μέθοδοι και οι τεχνικές (διαμόρφωσης, κωδικοποίησης, κλπ.) που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για ικανοποιητικά αποτελέσματα, από τη χρήση των γραμμών ενέργειας.

2.2 Δικτύωση με Γραμμές Ενέργειας

Τα οικιακά δίκτυα δεδομένων (home networks) αποτελούν ένα σύστημα επικοινωνίας μέσω του οποίου δεδομένα μπορούν να μεταφέρονται παντού στο εσωτερικό ενός κτιρίου. Όπως το αίμα ρέει στις φλέβες και στις αρτηρίες του σώματος, έτσι και τα σήματα κυκλοφορούν κατά μήκος ενός οικιακού δικτύου από τον ένα κόμβο στον άλλο μεταφέροντας ψηφιακά δεδομένα όπως κείμενο, φωνή ή εικόνα. Ένα τέτοιο δίκτυο επιτρέπει τη διασύνδεση με το Internet σε κάθε σημείο εντός του κτιρίου, όπως επίσης και χρήση φορητών συσκευών οπουδήποτε μέσα σ' αυτό, καθώς και επικοινωνία μεταξύ των επιμέρους ηλεκτρονικών συσκευών.

Προς το παρόν υπάρχουν τρεις διαδεδομένες τεχνολογίες δικτύωσης: ειδική καλωδίωση δικτύου (όπως CAT5, ομοαξονικά καλώδια ή τηλεφωνικές γραμμές), ασύρματα δίκτυα και δίκτυα γραμμών ενέργειας. Ο παρακάτω πίνακας εμφανίζει κάποια συγκριτικά χαρακτηριστικά των τεχνολογιών αυτών:

Καλωδίωση	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Ειδική καλωδίωση	- σταθερή και αποκλειστική σύνδεση	-απαίτηση προσθήκης νέας καλωδίωσης -δυσκολία προσθήκης νέων κόμβων -ακριβή η μετασκευή του δικτύου
Ασύρματη	- κόμβοι διαθέσιμοι και προσβάσιμοι σχεδόν παντού	-επιπλέον κόστος για ειδικές συσκευές -πολλά πρότυπα -απαιτούνται θέματα ασφαλείας
Γραμμές Ενέργειας	-μικρό κόστος υλοποίησης -ασφάλεια ενσύρματης μετάδοσης -πολλοί διαθέσιμοι κόμβοι -προοπτική για ένα και μοναδικό πρότυπο λειτουργίας	-όχι κατάλληλο για κινητές συσκευές

Πίνακας 2.1: Μορφές καλωδίωσης δικτύων

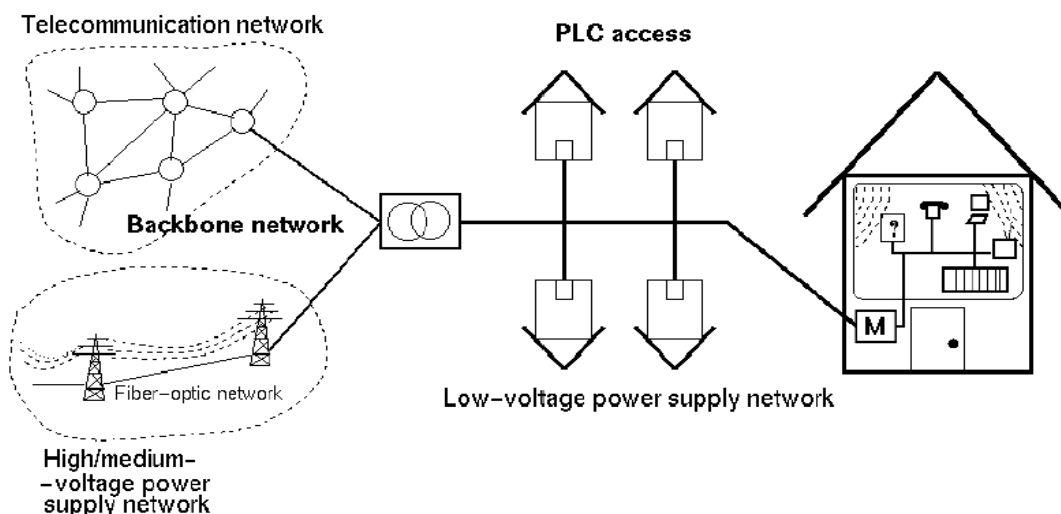
Από τον προηγούμενο πίνακα παρατηρούμε:

- Η χρήση γραμμών ενέργειας αποτελεί πολύ φθηνότερη λύση από τις ασύρματες τεχνολογίες καθώς δε χρειάζεται κεραίες ούτε και υλικό μετατροπής RF.
- Καθώς πολλές συσκευές απαιτούν ηλεκτρικό ρεύμα για να λειτουργήσουν, οι πρίζες είναι ένα βολικό σημείο διασύνδεσης. Χρησιμοποιώντας λοιπόν δίκτυο από γραμμές ενέργειας θα υπάρχουν ήδη στο εσωτερικό των κτιρίων πολλά σημεία διασύνδεσης για τις διάφορες συσκευές δικτύου.
- Τα δίκτυα με γραμμές ενέργειας θα πρέπει να χρησιμοποιούν ένα και μοναδικό standard για να διασφαλίσουν ότι όλες οι συσκευές δικτύου θα λειτουργούν.

2.3 Χαρακτηριστικά Δικτύου Ενέργειας

Το δίκτυο παροχής ηλεκτρικής ενέργειας είναι μία ευρείας έκτασης υποδομή που καλύπτει όλες τις κατοικήσιμες περιοχές. Η ενέργεια κατά το μεγαλύτερο ποσοστό παράγεται σε εργοστάσια παραγωγής ενέργειας (π.χ. ΔΕΗ) και κατόπιν διοχετεύεται για κοινωφελή χρήση μέσω καλωδίων υψηλής τάσης (high-voltage) σε ενδιάμεσους

υποσταθμούς (sub-stations). Από εκεί διαχωρίζεται με γραμμές χαμηλών τάσεων (low voltage grid) και διαμοιράζεται στους επιμέρους χρήστες (π.χ. κτίρια).



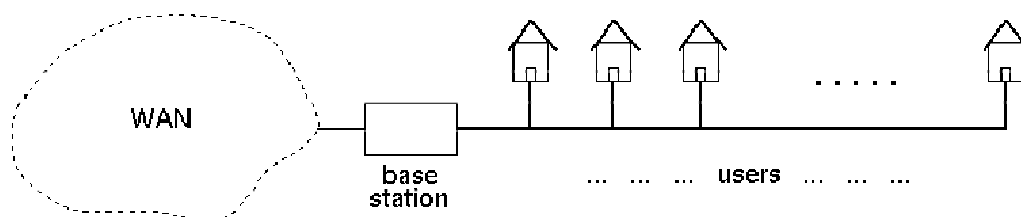
Εικόνα 2.1: Δικτύωση με γραμμές ενέργειας

Υπάρχουν επομένως κάποιοι επιμέρους υποσταθμοί (π.χ. οι κολώνες της ΔΕΗ), οι οποίοι με καλώδια χαμηλής τάσης επικοινωνούν με τα κτίρια, που είναι οι τελικοί αποδέκτες του ηλεκτρικού ρεύματος, ενώ δεν υπάρχει επικοινωνία μεταξύ των επιμέρους χρηστών. Η πληθώρα των χρηστών συνδέεται στο χαμηλής τάσης υπό-δίκτυο, που αποτελεί τμήμα του συνολικού δικτύου. Για το λόγο αυτό αποτελεί ανάγκη η επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης ώστε να διασφαλίζεται ικανοποιητική ποιότητα υπηρεσιών (QoS) καθιστώντας την τεχνολογία επικοινωνιών με γραμμές ενέργειας ανταγωνιστική ως προς τις ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες επικοινωνιών.

Τα οικιακά δίκτυα γραμμών ενέργειας (home networks) συνδέονται μέσω ενός σταθμού βάσης στο δίκτυο κορμού (backbone network). Επίσης, η εσωτερική επικοινωνία των χρηστών εντός του δικτύου γίνεται και αυτή μέσω ενός σταθμού βάσης, ανεξάρτητα της τοπολογίας που μπορεί να εμφανίζουν. Έτσι μπορούμε να διακρίνουμε δύο κατευθύνσεις μετάδοσης σε ένα δίκτυο με γραμμές ενέργειας:

- Downlink/downstream: για μετάδοση από το σταθμό βάσης προς τους χρήστες του δικτύου
- Uplink/upstream: για μετάδοση από κάθε χρήστη προς το σταθμό βάσης.

Ένα σήμα που μεταδίδεται από ένα σταθμό βάσης στην downlink κατεύθυνση, λαμβάνεται από όλους τους χρήστες στο ίδιο υποδίκτυο. Παρόμοια, ένα σήμα που στέλνεται από έναν χρήστη στην uplink κατεύθυνση, δε μεταδίδεται μόνο προς το σταθμό βάσης αλλά επίσης και σε όλους τους χρήστες στο ίδιο υποδίκτυο. Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει μία νοητή τοπολογία διαδρόμου στο σύστημα γραμμών ενέργειας (Εικόνα 2.2). Εμφανής είναι λοιπόν η ανάγκη της αξιοποίησης των ενδιάμεσων υποσταθμών βάσης ώστε να υλοποιούν και υπηρεσίες δρομολόγησης.



Εικόνα 2.2: Τοπολογία διαδρόμου σε ένα δίκτυο με Γραμμές Ενέργειας

Το μοντέλο αυτό επικοινωνίας έχει παρόμοια δομή με άλλα συστήματα επικοινωνιών συμπεριλαμβανομένων ασύρματων και κινητών. Στο GSM, για παράδειγμα, υπάρχει παρομοίως ένας κεντρικός σταθμός βάσης (base station) που εξυπηρετεί ορισμένο αριθμό χρηστών (clients) σε περιορισμένη γεωγραφική περιοχή.

Τα ζητήματα που τίθενται προς μελέτη, βάσει του μοντέλου δικτύου που ορίζουν οι γραμμές ενέργειας είναι:

- με ποιον τρόπο μπορεί να γίνει μετάδοση δεδομένων στο κεντρικό δίκτυο υψηλής τάσης (μέχρι τους επιμέρους υποσταθμούς).
- με ποιον τρόπο θα γίνει η μετάδοση των δεδομένων στο εσωτερικό των κτιρίων, διαμέσου των καλωδίων χαμηλής τάσης.
- με ποιον τρόπο οι υποσταθμοί θα παίξουν το ρόλο του δρομολογητή διαχωρίζοντας τα σήματα δεδομένων μεταξύ των δεκτών (routing).

2.4 Χαρακτηριστικά των Γραμμών Ενέργειας

Οι επικοινωνίες μέσω των γραμμών ενέργειας στηρίζονται στη μετάδοση ηλεκτρικών σημάτων τα οποία μεταφέρουν πληροφορία. Ως επικοινωνιακό κανάλι (communication channel) ορίζεται κάθε φυσικό μονοπάτι επικοινωνίας μεταξύ δύο διαδοχικών κόμβων, μέσω του οποίου σήματα πληροφορίας διαδίδονται. Σε ένα λοιπόν πλέγμα από καλώδια χαμηλής τάσης όλα τα επιμέρους καλώδια μπορούν να θεωρηθούν ως επικοινωνιακά κανάλια μεταξύ του υποσταθμού και του αποδέκτη.

Για κάθε κανάλι επικοινωνίας, ορίζονται ορισμένα χαρακτηριστικά μετάδοσης τα οποία και προσδιορίζουν την απόδοση του. Η απόδοση ενός καναλιού ορίζει πόσο καλή είναι η ποιότητα της μετάδοσης μέσα από αυτό και αποτελεί συνάρτηση του θορύβου και της εξασθένησης που παρουσιάζει το σήμα καθώς διαδίδεται κατά μήκος του καναλιού. Όσο μεγαλύτερο είναι το επίπεδο θορύβου και η εξασθένηση του σήματος, τόσο δυσκολότερη είναι η σωστή επανάκτηση της πληροφορίας στο δέκτη.

Στο δίκτυο των γραμμών ενέργειας ο θόρυβος προέρχεται από τα φορτία που συνδέονται σε αυτό. Επιπλέον, εξωτερικές ραδιοφωνικές εκπομπές προκαλούν παρεμβολές σε τέτοια κανάλια. Η εξασθένηση τώρα σχετίζεται με το φυσικό μήκος του καναλιού και την ασυμβατότητα που μπορούν να προκαλούν οι αντιστάσεις στο δίκτυο. Οι γραμμές ενέργειας γενικά θεωρούνται σαν «τραχύ» περιβάλλον μετάδοσης δεδομένων εξαιτίας των χρονικά μεταβαλλόμενων χαρακτηριστικών που παρουσιάζουν. Συγκεκριμένα:

- Πολλές παροχές εξόδου στο δίκτυο έχουν φορτία τερματισμού με διαφορετικές και μεταβαλλόμενες αντιστάσεις.
- Η απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται στο πεδίο των συχνοτήτων.
- Ο θόρυβος στις γραμμές ενέργειας μεταβάλλεται ως προς το χρόνο με την είσοδο/έξοδο συσκευών από το δίκτυο.
- Ηλεκτρικές συσκευές (όπως ηλεκτρικές σκούπες, φώτα αλογόνου, ηλεκτρικοί φούρνοι κλπ.) προκαλούν παρεμβολές στο σύστημα. Παρεμβολές προκαλούν επίσης σε αυτό και οι ασύρματες εκπομπές.
- Το εύρος φάσματος που διατίθεται για χρήση από τις γραμμές ενέργειας είναι περιορισμένο.

Σ' αυτό ακριβώς το σημείο εστιάζεται και ο κύριος ερευνητικός στόχος: πως θα υπερπηδηθούν τα εμπόδια ώστε οι γραμμές ενέργειας να αποτελέσουν ένα αξιόπιστο δίκτυο δεδομένων με υψηλές ταχύτητες μετάδοσης.

2.5 Παροχή Υπηρεσιών Δικτύου Γραμμών Ενέργειας

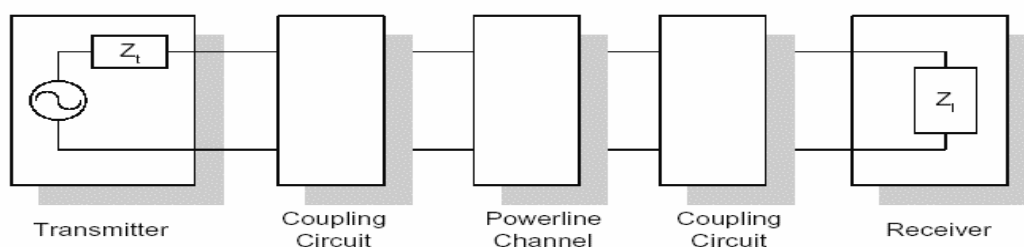
Τα συστήματα γραμμών ενέργειας, προκειμένου να ανταγωνιστούν τα ήδη υπάρχοντα επικοινωνιακά συστήματα, πρέπει να είναι σε θέση να προσφέρουν μία μεγάλη ποικιλία τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών και μάλιστα με ικανοποιητική ποιότητα. Οι παρεχόμενες υπηρεσίες θα μπορούσαν να κατηγοριοποιηθούν σε:

- Σταθερής σύνδεσης (connection oriented) υπηρεσίες, όπως τηλεφωνία και άλλες υπηρεσίες σταθερού ρυθμού (constant bit rate CBR).
- Μη σταθερής σύνδεσης (connectionless) που δεν απαιτούν ποιότητα υπηρεσίας, όπως το Internet.
- Συγκεκριμένες υπηρεσίες που αφορούν τη λειτουργία των γραμμών ενέργειας, όπως meter reading και load control.
- Μετάδοση δεδομένων που απαιτούν ποιότητα υπηρεσίας, όπως video.

2.6 Η Γραμμή Ενέργειας ως Κανάλι Μετάδοσης Δεδομένων

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ως επικοινωνιακό κανάλι θεωρείται κάθε φυσικό μονοπάτι που μεταφέρει δεδομένα από έναν πομπό σε έναν δέκτη. Το πλέγμα χαμηλής τάσης (low voltage grid) που ορίζουν οι γραμμές ενέργειας, αποτελείται από πολλά τέτοια κανάλια τα οποία έχουν διαφορετικά χαρακτηριστικά και ποιότητα μετάδοσης.

Ένα σύστημα που χρησιμοποιεί μια γραμμή ενέργειας ως μέσο μεταφοράς δεδομένων θα έχει την εξής γενική μορφή:



Εικόνα 2.3: Η γραμμή ενέργειας ως κανάλι μεταφοράς δεδομένων

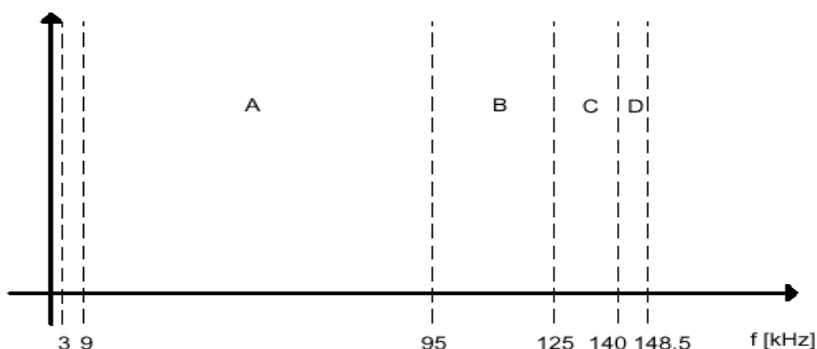
Χαρακτηριστικό του αποτελούν οι αντιστάσεις εισόδου Z_t στον πομπό και εξόδου στον δέκτη Z_l . Το κύκλωμα διασύνδεσης (coupling circuit) τοποθετείται μεταξύ πομπού/δέκτη και γραμμής ενέργειας για δύο κυρίως λόγους: πρώτον για να αποτρέψει το υψηλής τάσης σήμα των 50Hz που πραγματοποιεί τη διανομή της ισχύος να εισέλθει στον εξοπλισμό και δεύτερον για να διασφαλίσει ότι το μεταδιδόμενο σήμα βρίσκεται μέσα στα πλαίσια του φάσματος συχνοτήτων που χρησιμοποιείται για επικοινωνίες.

Τα βασικά χαρακτηριστικά της γραμμής ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης είναι:

2.6.1 Περιορισμοί του Εύρους Φάσματος (Bandwidth)

Στις επικοινωνίες το εύρος του φάσματος που χρησιμοποιείται είναι γενικά ανάλογο του ρυθμού μετάδοσης που απαιτείται. Ως αποτέλεσμα, για την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης απαιτείται και ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Στην Ευρώπη η χρήση του bandwidth καθορίζεται από την επιτροπή CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization).

Σύμφωνα με το standard EN 50065 [14] το εύρος συχνοτήτων που διατίθεται για χρήση από τις γραμμές ενέργειας είναι μεταξύ **3KHz** και **148.5KHz**. Αυτό βέβαια θέτει ισχυρούς περιορισμούς στη χρήση των γραμμών ενέργειας για επικοινωνίες δεδομένων αφού κάνει δύσκολη την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Η Εικόνα 2.4 δείχνει το εύρος φάσματος όπως προσδιορίζεται από το συγκεκριμένο standard.



Εικόνα 2.4: Ζώνη συχνοτήτων που παραχωρείται στις ΓΕ

Το φάσμα αυτό χωρίζεται σε 5 διαστήματα συχνοτήτων. Οι συχνότητες 3-9KHz και 9-95KHz δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν από τους παροχείς ενέργειας, ενώ οι συχνότητες 95-125KHz, 125-140KHz, 140-148.5KHz δεν χρησιμοποιούνται από τους χρήστες της ενέργειας. Επιπλέον, προκειμένου το επιτρεπόμενο bandwidth να καθοριστεί ακριβώς, το standard θέτει περιορισμούς στην έξοδο ενέργειας από τον πομπό.

Το διαθέσιμο bandwidth καθιστά εφικτούς ρυθμούς μετάδοσης της τάξης μερικών χιλιάδων bits ανά δευτερόλεπτο, οι οποίοι είναι επαρκείς μόνο για μετάδοση δεδομένων με πολύ χαμηλούς ρυθμούς και ίσως υλοποίηση λίγων καναλιών για υπηρεσίες φωνής. Προκειμένου να επιτευχθούν υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης (της τάξης των Mbps) απαιτείται κατά πολύ μεγαλύτερο bandwidth (της τάξης των 20- 30MHz) [15],[16],[17].

Εάν το διάστημα συχνοτήτων από 1 έως 20 MHz μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για αυτό το σκοπό, θα επέτρεπε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, γεγονός που θα προκαλούσε αλματώδη εξέλιξη στη χρήση των γραμμών ενέργειας στις επικοινωνίες. Το πρόβλημα όμως ανάγεται στο γεγονός ότι κάποια διαστήματα αυτού του φάσματος χρησιμοποιούνται ήδη για άλλες εφαρμογές επικοινωνιών, όπως οι ασύρματες ραδιοφωνικές εκπομπές (broadcast radio), οι ερασιτεχνικές εκπομπές (amateur radio) και η πλοήγηση αεροπλάνων (airplane navigating). Η συνύπαρξη αυτών θα δημιουργούσε έντονες παρεμβολές τόσο στη μετάδοση μέσω των γραμμών ενέργειας όσο και στις προαναφερθείσες εφαρμογές.

2.6.2 Εκπομπή Ακτινοβολίας (Radiation) από το μεταδιδόμενο σήμα.

Όταν το σήμα μεταδίδεται μέσω μιας γραμμής ενέργειας, μέρος αυτού ακτινοβολείται και στον αέρα. Η γραμμή ενέργειας θα μπορούσε να θεωρηθεί σαν μία μεγάλη κεραία που λαμβάνει και εκπέμπει ηλεκτρομαγνητικά σήματα. Αυτά προκαλούν διαταραχές σε άλλα συστήματα επικοινωνιών, κυρίως ραδιοφωνικά, που χρησιμοποιούν το συγκεκριμένο εύρος ζώνης. Είναι λοιπόν εμφανής η ανάγκη του εκμηδενισμού της αλληλεπαρεμβολής με σήματα άλλων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Ειδικά, εάν γινόταν χρήση του εύρους συχνοτήτων 1-20 MHz τότε το πρόβλημα της ακτινοβολίας θα έπρεπε να αντιμετωπιστεί πρωτίστως.

Η αυξημένη χρήση ηλεκτρικών συσκευών πάνω στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας οδηγεί σε αύξηση της «μόλυνσης» του πεδίου συχνοτήτων, η οποία πρέπει να κρατηθεί υπό έλεγχο. Για αυτό το λόγο η CENELEC δημιούργησε το standard EN 50160, το οποίο

ορίζει τα αποδεκτά επίπεδα για τις μεταβολές τάσης (voltage variation), την εκπομπή αρμονικών (harmonics emission) και το αποδεκτό «τρεμόπαιγμα» της εκπομπής (flicker emission) των συσκευών.

Είναι πολύ σημαντικό επομένως να βρεθούν τρόποι περιορισμού του μέγιστου επιπέδου εκπομπής ενέργειας [18], [19], [20]. Όταν βέβαια τα καλώδια βρίσκονται μέσα στο έδαφος η ακτινοβολήση τους είναι μηδαμινή όμως και τότε υπάρχει έντονη ακτινοβολία από τα κτίρια. Μέσα στα κτίρια τα καλώδια δεν είναι θωρακισμένα με αποτέλεσμα να ακτινοβολούν έντονα.

2.6.3 Ασυμβατότητα Αντιστάσεων (Impedance Mismatches)

Στις συμβατικές επικοινωνίες, προωθείται η συμβατότητα των αντιστάσεων (π.χ. για καλώδια αντίστασης 50 ohm να χρησιμοποιούνται και 50 ohm δέκτες). Σε ένα δίκτυο με γραμμές ενέργειας, όμως, αυτό δεν συμβαίνει. Τόσο η αντίσταση της εισόδου όσο και της εξόδου μεταβάλλονται με το χρόνο και την θέση. Μπορεί να είναι της τάξης λίγων mOhm μέχρι και πολλών χιλιάδων Ohm ενώ εμφανίζεται ιδιαίτερα χαμηλή στους υποσταθμούς [21]- [26].

Επιπλέον της αντίστασης εισόδου, σε ένα κανάλι από γραμμές ενέργειας παρατηρούνται και άλλου είδους ασυμβατότητες που αφορούν αντιστάσεις. Για παράδειγμα, στα κουτιά καλωδίων υπάρχουν απώλειες κατά τη συνένωση των καλωδίων με αποτέλεσμα το σήμα να εξασθενεί.

2.6.4 Ο λόγος Σήμα προς θόρυβο (Signal-to-Noise-Ratio)

Προκειμένου να προσδιοριστεί και να εκτιμηθεί η απόδοση ενός συστήματος επικοινωνίας το μέγεθος που απαιτείται να υπολογιστεί είναι ο λόγος SNR (Signal to Noise Ratio), ο οποίος ορίζεται ως: **$SNR = \text{ισχύς σήματος} / \text{ισχύς θορύβου}$** .

Φυσικά όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος SNR τόσο καλύτερη είναι η απόδοση του συστήματος και τόσο καλύτερης ποιότητας επικοινωνία προσφέρει.

Όσον αφορά τα συστήματα επικοινωνιών με γραμμές ενέργειας μεγάλη έμφαση πρέπει να δοθεί στον θόρυβο που εμφανίζεται σε αυτές. Ιδιομορφία τέτοιων συστημάτων, αποτελεί το γεγονός, ότι τα χαρακτηριστικά του θορύβου αλλάζουν με τον χρόνο ενώ εξαρτώνται από το φορτίο που παρουσιάζει κάθε χρονική στιγμή το δίκτυο. Όταν επιπλέον φορτία (συσκευές) προστίθενται στο δίκτυο, ο θόρυβος μέσα στις γραμμές ενέργειας

πολλαπλασιάζεται. Διαταραχές στο δίκτυο μπορούν να προκαλέσουν και εξωτερικά συστήματα επικοινωνίας όπως π.χ. ασύρματα δίκτυα.

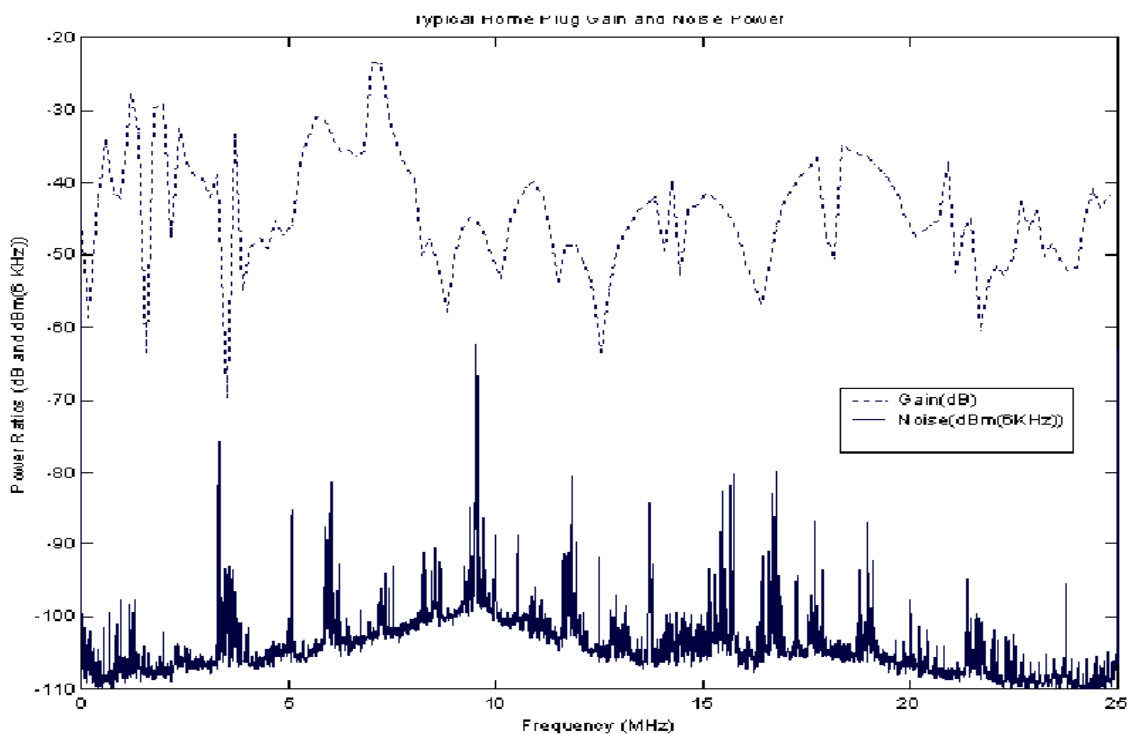
Επομένως ο θόρυβος στις γραμμές ενέργειας δεν μπορεί να θεωρηθεί ως λευκός Gaussian όπως ισχύει σε άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Σχετικά με τις μορφές θορύβου που εμφανίζονται σε ένα τέτοιο σύστημα θα αναφερθούμε παρακάτω.

Καθώς το σήμα μεταδίδεται από τον πομπό προς τον δέκτη εξασθενεί. Αν η εξασθένιση είναι πολύ μεγάλη τότε υπάρχει σοβαρή πιθανότητα το σήμα να υπερκαλυφθεί από το θόρυβο και τα δεδομένα να καταστραφούν. Στο πλέγμα των γραμμών ενέργειας η εξασθένιση αυτή είναι πολύ μεγάλη (μπορεί να φτάσει τα 100dB) με αποτέλεσμα να θέτει περιορισμούς στην απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη [21], [22], [28], [29].

Μία λύση για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος θα ήταν η χρήση επαναληπτών-ενισχυτών στα κουτιά που καταλήγουν οι γραμμές ενέργειας στα κτίρια, καθώς και χρήση φίλτρων σε κάθε οικιακή υποδομή (κτίριο) που να βελτιώνει το λόγο SNR. Το τίμημα βέβαια για κάτι τέτοιο θα ήταν η αύξηση του κόστους και της πολυπλοκότητας.

2.6.5 Απόκριση του Καναλιού (channel Response)

Η απόκριση το καναλιού (πλάτος και φάση) μεταξύ δύο κόμβων του δικτύου μεταβάλλεται με τη συχνότητα και με το χρόνο. Το πλάτος μπορεί να μεταβάλλεται στην επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων από μερικά dB μέχρι και 80dB. Σε μερικές συχνότητες μπορεί να εξασθενεί τόσο ώστε να χάνεται κάτω από το ανεκτό επίπεδο θορύβου (Εικόνα 2.5). Επιπλέον μεταβολές έχουμε καθώς διάφορες συσκευές συνδέονται ή αποσυνδέονται σε διάφορες χρονικές στιγμές στο δίκτυο.



Εικόνα 2.5: Η απόκριση του καναλιού (πλάτος και φάση) μεταβάλλονται με τη συχνότητα

Ένα κανάλι που είναι χρονικά μεταβαλλόμενο περιπλέκει τη σχεδίαση ενός επικοινωνιακού συστήματος, το οποίο κάποιες στιγμές μπορεί να λειτουργεί σωστά ενώ κάποιες άλλες όχι. Ένας τρόπος για να αποφευχθεί αυτό το είδος της συμπεριφοράς θα ήταν ίσως το σύστημα να είχε τη δυνατότητα να προσαρμόζεται στο κανάλι, μέσω μετρήσεων πραγματικού χρόνου που θα οδηγούσαν σε κατάλληλες αποφάσεις διαχείρισης του. Το κόστος βέβαια μιας τέτοιας λύσης θα ήταν αρκετό όσον αφορά την πολυπλοκότητα του συστήματος. [30].

2.7 Ποιότητα Καναλιού Γραμμής Ενέργειας

Όπως είναι γνωστό από τη θεωρία Επικοινωνιών, οποιοδήποτε πρακτικό σύστημα επικοινωνιών θα έχει προβλήματα αν ο λόγος του σήματος προς το θόρυβο στον δέκτη πέσει κάτω από ένα συγκεκριμένο επίπεδο τιμών [30]. Αυτό είναι πιθανό να συμβεί και σε ένα σύστημα με γραμμές ενέργειας, ως αποτέλεσμα διάφορων φαινομένων, όπως η εξασθένιση του σήματος, η υποβάθμιση του και η ύπαρξη πηγών θορύβου κατά μήκος της διάδοσης. Ένα μέγεθος που θα μπορούσε να προσδιορίσει πόσο ικανοποιητική είναι η απόδοση ενός καναλιού είναι η «ποιότητα» του.

Από πειραματικές μετρήσεις που έχουν γίνει πάνω σ' αυτόν τον τομέα, διαφαίνεται ότι η ποιότητα μιας γραμμής ενέργειας παρουσιάζει τυχαίες διακυμάνσεις κατά τη διάρκεια μιας μέρας. Αυτό βέβαια είναι αναμενόμενο, καθώς τυχαίες είναι και οι επιδράσεις-παραμορφώσεις που υφίσταται το μεταδιδόμενο σήμα μέσα σ' αυτήν. Επίσης, έχει παρατηρηθεί ότι υπάρχει μία τάση η ποιότητα ενός καθορισμένου καναλιού να μεταβάλλεται τυχαία γύρω από ένα μέσο επίπεδο απόδοσης, το οποίο εξαρτάται από το μονοπάτι που ακολουθείται.

Τα φορτία που συνδέονται στο δίκτυο χαμηλής τάσης έχουν σοβαρό αντίκτυπο στην απόδοσή του, μια και συντελούν στην εξασθένηση-υποβάθμιση των σημάτων πληροφορίας. Επιπρόσθετα δημιουργούν παρεμβολές, αλλοιώνοντας τα δεδομένα. Ένα ειδικό πρόβλημα για τις γραμμές ενέργειας είναι ότι τα φορτία, που συνδέονται σε αυτές, είναι χρονικά μεταβαλλόμενα. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η συσχέτιση αυτών των μεταβολών με το επίπεδο της ενέργειας του σήματος που καταλήγει στο δέκτη. Πειραματικές μετρήσεις οδηγούν στα εξής γενικά συμπεράσματα: σε ώρες υψηλής ενεργειακής κατανάλωσης (όπως πρωινά και απογεύματα) υπάρχει μία τάση να μειώνεται η απόδοση του δικτύου. Όμως αντίθετα από ότι θα περίμενε κανείς και το βράδυ η ποιότητα είναι χαμηλή. Μία πιθανή εξήγηση γι' αυτό το φαινόμενο θα μπορούσε να είναι ότι τα μόνιμα φορτία που υπάρχουν στο δίκτυο παράγουν έντονες παρεμβολές.

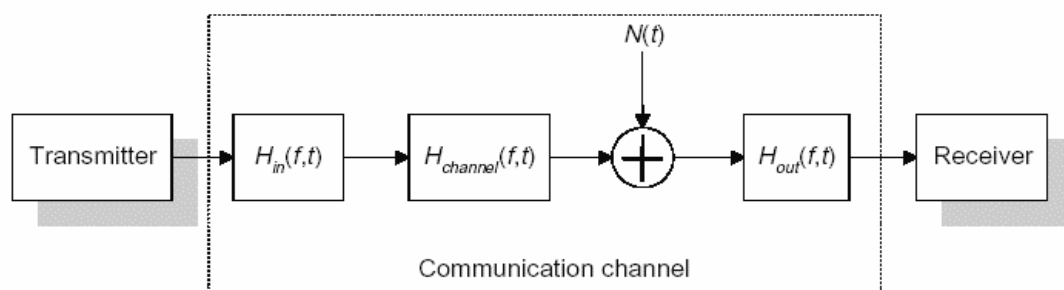
Η επίτευξη ικανοποιητικής ποιότητας επικοινωνίας μέσω του καναλιού είναι ένας επιπλέον λόγος για εφαρμογή προηγμένων μεθόδων επικοινωνίας, με κύριες υποψήφιες τεχνικές αυτές του διασκορπισμένου φάσματος (spread spectrum techniques) τεχνικές GMSK ή OFDM.

2.8 Παράσταση Καναλιού Γραμμής Ενέργειας

Όπως έχει αναφερθεί στις προηγούμενες ενότητες τα χαρακτηριστικά ενός καναλιού γραμμής ενέργειας είναι:

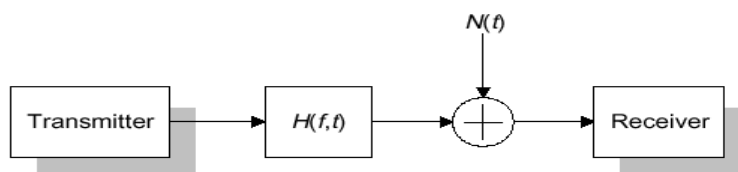
- Ασυμβατότητα αντιστάσεων στον πομπό
- Εξασθένηση του σήματος στο κανάλι
- Διαταραχές θορύβου
- Ασυμβατότητα αντιστάσεων στον δέκτη
- Χρονικά μεταβαλλόμενες εξωτερικές παρεμβολές

Το μοντέλο του καναλιού θα μπορούσε να απεικονισθεί με το ακόλουθο σχηματικό διάγραμμα:



Εικόνα 2.6: Μοντέλο της γραμμής ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης

Όλες οι διαταραχές που υφίσταται το κανάλι επικοινωνίας, εκτός του θορύβου, απεικονίζονται με γραμμικά φίλτρα που χαρακτηρίζονται από κάποιες συναρτήσεις μεταφοράς. Σε απλοποιημένη μορφή αυτό μπορεί να παρασταθεί ως εξής:



Εικόνα 2.7: Απλοποιημένο μοντέλο της γραμμής ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης

Το φίλτρο αναπαριστά όλες τις διαταραχές στο κανάλι και γι' αυτό η απόκριση του αναμένεται να είναι χρονικά μεταβαλλόμενη. Αυτό που απομένει τώρα είναι να προσδιοριστούν η κρουστική απόκριση του φίλτρου $\mathbf{H}(\mathbf{f},\mathbf{t})$ και η μορφή του θορύβου $\mathbf{N}(\mathbf{t})$, είτε μέσω πρακτικών μετρήσεων είτε με θεωρητική μελέτη.

2.9 Μορφές Θορύβου στις Γραμμές Ενέργειας

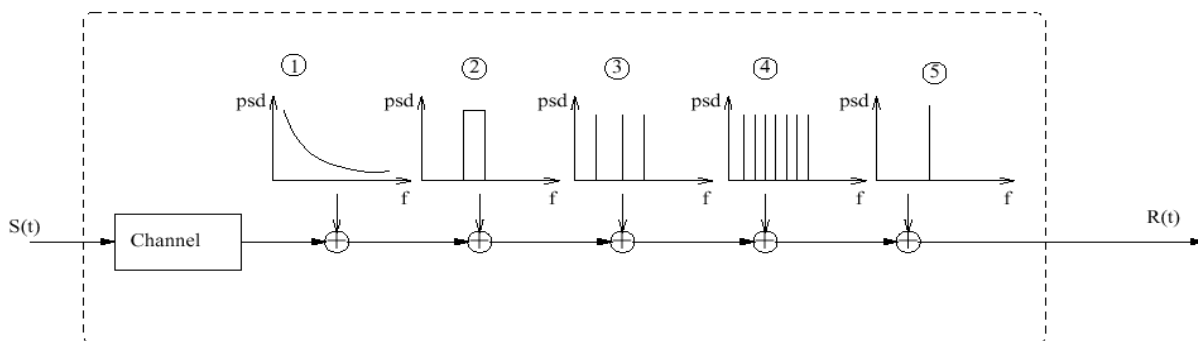
Προκειμένου να επιτευχθούν υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης της τάξης των Mbps σε δίκτυο γραμμών ενέργειας όλα τα χαρακτηριστικά του καναλιού που το καθιστούν αφιλόξενο πρέπει να ληφθούν υπόψη. Για το σχεδιασμό κατάλληλων τεχνικών

διαμόρφωσης και κωδικοποίησης είναι απαραίτητη η λεπτομερής γνώση των ιδιοτήτων του καναλιού στο φάσμα μέχρι τα 20MHz.

Εκτός από την παραμόρφωση του σήματος λόγω των απωλειών κατά μήκος των καλωδίων και τη διασπορά πολλαπλών μονοπατιών (multipath propagation), ο θόρυβος είναι ο πιο κρίσιμος παράγοντας για την επίτευξη ψηφιακών επικοινωνιών επί των γραμμών ενέργειας.

Αντίθετα από τα κανάλια σε άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, το κανάλι των γραμμών ενέργειας δεν χαρακτηρίζεται από προσθετικό λευκό Gaussian θόρυβο (AWGN). Στο διάστημα μάλιστα από μερικά KHz μέχρι και 20MHz επικρατούν ο κρουστικός θόρυβος (impulsive noise) και ο θόρυβος περιορισμένης ζώνης (narrow-band noise). Αναγκαία είναι κατ'έκταση η μοντελοποίηση του θορύβου στο φάσμα μέχρι τα 20MHz δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στον κρουστικό θόρυβο.

Ο προσθετικός θόρυβος στα κανάλια επικοινωνίας των γραμμών ενέργειας θεωρείται ως το άθροισμα πέντε διαφορετικών μορφών θορύβου [15]:



Εικόνα 2.8: Μορφές θορύβου στις γραμμές ενέργειας

1. **Χρωματιστός background θόρυβος:** Προέρχεται από το άθροισμα διαφόρων πηγών θορύβου με χαμηλή ισχύ. Μεταβάλλεται αργά σε διάστημα λεπτών ή ακόμα και ωρών. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του (psd) μεταβάλλεται ως προς τη συχνότητα.
2. **Θόρυβος στενής ζώνης:** Είναι θόρυβος που εμφανίζεται σε μία στενή ζώνη συχνοτήτων. Οι διαταραχές είναι, ουσιαστικά, ημιτονοειδή σήματα με

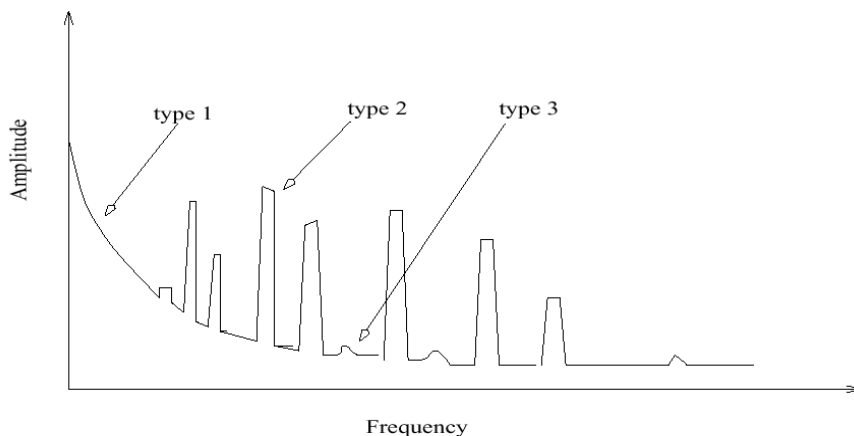
- διαμορφωμένα πλάτη. Αυτός ο τύπος του θορύβου προκαλείται κυρίως από εκπομπές ευρείας μετάδοσης στις μέσες και χαμηλότερες ζώνες συχνοτήτων. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του (psd) μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια της ημέρας.
3. **Περιοδικός κρουστικός θόρυβος, ασύγχρονος στις κεντρικές συχνότητες:**
Προκαλείται κυρίως από άνοιγμα/ κλείσιμο τροφοδοτικών ισχύος. Οι παλμοί του εμφανίζουν στις περισσότερες περιπτώσεις μία επανάληψη με ρυθμό από 50KHz μέχρι 200KHz, δημιουργώντας ένα φάσμα με διακριτές γραμμές.
 4. **Περιοδικός κρουστικός θόρυβος, σύγχρονος στις κεντρικές συχνότητες:**
Προκαλείται από τροφοδοτικά ισχύος που λειτουργούν σύγχρονα με τις κεντρικές συχνότητες. Οι παλμοί του εμφανίζουν στις περισσότερες περιπτώσεις μία επανάληψη με ρυθμό από 50KHz μέχρι 100KHz . Είναι μικρής διάρκειας (μερικών msec) και έχουν φασματική πυκνότητα ισχύος που μειώνεται ως προς τη συχνότητα.
 5. **Ασύγχρονος κρουστικός θόρυβος:** Προκαλείται από την αιφνίδια μεταβολή της τάσης στο δίκτυο. Οι παλμοί έχουν διάρκεια μερικών msec μέχρι και μερικών msec με τυχαίους χρόνους εμφάνισης. Η πυκνότητα φασματικής ισχύος αυτού του τύπου θορύβου μπορεί να πάρει τιμές μεγαλύτερες μέχρι και 50dB από τον background θόρυβο.

Προκειμένου να μπορεί να γίνει προσομοίωση και μελέτη ενός συστήματος επικοινωνιών με γραμμές ενέργειας απαραίτητη είναι η ανάλυση του θορύβου στις γραμμές μεταφορές και κάποιες παραδοχές που τον αφορούν.

Ο θόρυβος τύπου 1 αποτελεί καθαρά background θόρυβο. Όσον αφορά τον τύπο θορύβου 2, το επίπεδο του μεταβάλλεται κυρίως κατά τη διάρκεια ενός εικοσιτετραώρου (μεταξύ μέρας και νύχτας), οπότε τα OFDM συστήματα μπορούν να τον αντιμετωπίσουν ως background θόρυβο, αποφεύγοντας τη χρήση των συχνοτήτων που εμφανίζεται. Επίσης και ο θόρυβος τύπου 3 μπορεί να θεωρηθεί ως background θόρυβος, λόγω της χαμηλής φασματικής πυκνότητας ισχύος που εμφανίζει.

Έτσι, οι θόρυβοι των τύπων 1-3 συνήθως παραμένουν σταθεροί για περιόδους διάρκειας λεπτών ή και ωρών και μπορούν να συμπεριληφθούν στην κατηγορία του

background θορύβου, του οποίου τελικά το φάσμα συντίθεται από το άθροισμα τους. (Εικόνα 2.9)



Εικόνα 2.9: Αναπαράσταση φάσματος Background θορύβου

Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού, μπορεί να θεωρηθεί σταθερή σε διάφορα διαστήματα του πεδίου συχνοτήτων. Έτσι η προσομοίωση ενός τέτοιου μοντέλου θορύβου μπορεί να περιλάβει πηγές λευκού θορύβου. Για κάθε ζώνη από γειτονικές μη επικαλυπτόμενες συχνότητες, το εύρος φάσματος και η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου πρέπει να οριστούν.

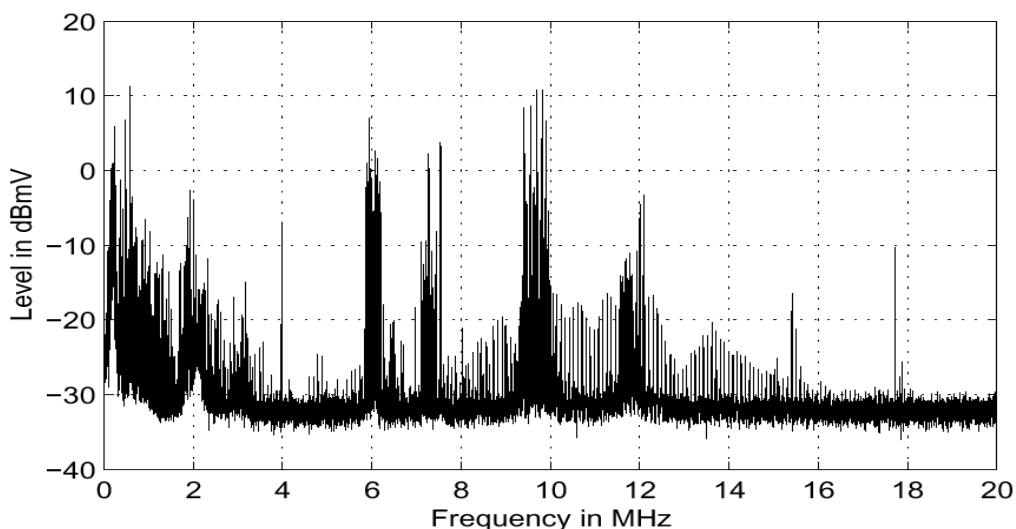
Καθώς ο background θόρυβος μπορεί να θεωρηθεί σταθερός κατά τη διάρκεια δευτερολέπτων, λεπτών ή ακόμα και ωρών, οι μεταβολές που παρατηρούνται κατά τακτά χρονικά διαστήματα στο περιβάλλον των γραμμών ενέργειας οφείλονται κυρίως στους θορύβους τύπου 4 και 5. Σε μεταξύ τους σύγκριση, ο θόρυβος τύπου 4 έχει χαμηλότερη πυκνότητα φασματικής ισχύος και μικρότερο ρυθμό επανάληψης (50 ή 100Hz) με διάρκεια μερικά msec. Μπορούμε λοιπόν να θεωρήσουμε ότι αυτού του είδους ο θόρυβος δεν προκαλεί ενοχλητικά σφάλματα με την επίδρασή του σε ένα OFDM σύστημα.

Επίσης, η διάρκεια του θορύβου τύπου 5 μπορεί να φτάσει τα αρκετά msec με φασματική πυκνότητα ισχύος μεγαλύτερη από 50dB πάνω από το επίπεδο του background θορύβου. Αυτή η μορφή θορύβου είναι συμπερασματικά η πιο κρίσιμη για τη μετάδοση δεδομένων σε γραμμές ενέργειας και πρέπει να αντιμετωπιστεί.

2.10 Φασματική Ανάλυση του Θορύβου

2.10.1 Φασματική Ανάλυση Background Noise

Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο background θόρυβος περιλαμβάνει τον χρωματιστό θόρυβο (colored noise), τον θόρυβο στενής ζώνης (narrow-band noise) και τον περιοδικό κρουστικό θόρυβο (periodic impulsive noise). Η φασματική αναπαράσταση μιας καταγραφής του θορύβου αυτού φαίνεται στην παρακάτω εικόνα [15]:



Εικόνα 2.10: Φάσμα μιας εγγραφής του θορύβου που εμφανίζεται σε γραμμές ενέργειας

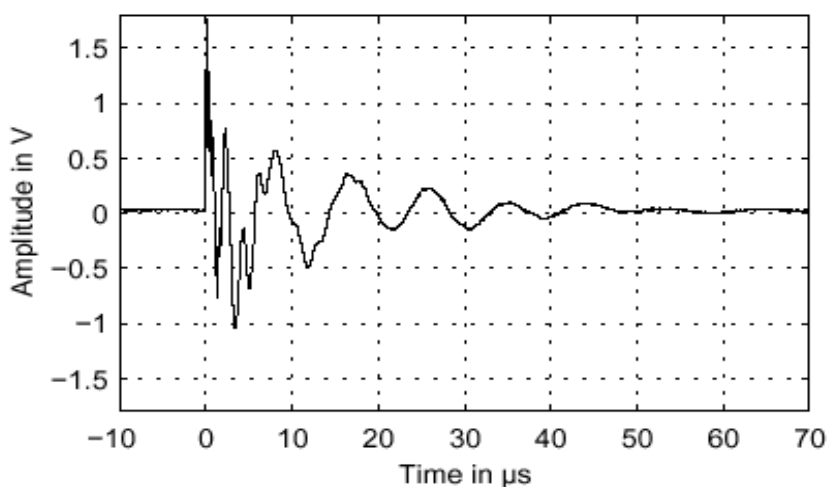
Η εγγραφή είχε διάρκεια 20 msec. Οι τιμές του πλάτους υποδεικνύουν την rms τιμή των αρμονικών. Ο επικρατέστερος τύπος θορύβου είναι αυτός της στενής ζώνης που προκαλείται από την εκπομπή ραδιοφωνικών σταθμών. Στις ζώνες 5,95-6,2 MHz, 7,2-7,5MHz, 9,4-10,1 MHz και 11,8-12,1MHz η επίδραση είναι εμφανής. Αλλά και στις συχνότητες κάτω από τα 5MHz η διαταραχή μπορεί να χαρακτηριστεί και αυτή ως θόρυβος στενής ζώνης. Η επίδραση αυτού του θορύβου είναι γενικά πιο έντονη κατά τη διάρκεια του απογεύματος και της νύχτας, όπου οι συνθήκες διόδευσης για τα ραδιοφωνικά σήματα είναι καλές, ενώ είναι πολύ χαμηλότερη κατά τη διάρκεια της υπόλοιπης μέρας.

Στις συχνότητες γύρω από τα 2MHz μπορούμε να διακρίνουμε χρωματιστό θόρυβο, ο οποίος είναι λίγο πάνω από τον λευκό θόρυβο. Μεταξύ 10 και 15MHz εντοπίζονται

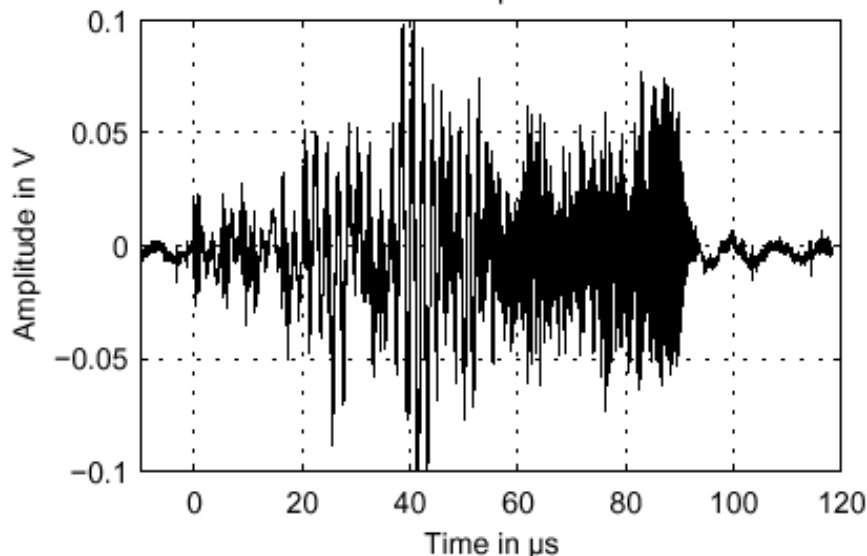
ισαπέχουσες φασματικές γραμμές με μεταβλητά πλάτη. Μια πιο λεπτομερής ανάλυση αυτών των γραμμών αποκαλύπτει ένα διάστημα των 100kHz που αντιπροσωπεύει περιοδικό κρουστικό θόρυβο με χρόνο επανάληψης τα 10μsec (=1/100kHz).

2.10.2 Φασματική Ανάλυση Impulsive Noise

Ενώ ο background θόρυβος είναι στατικός για μακρά χρονικά διαστήματα, οι συχνές μεταβολές στο κανάλι των γραμμών ενέργειας συντελούνται κατά κύριο λόγο από κρουστικό θόρυβο. Τυπικοί ασύγχρονοι παλμοί τέτοιου θορύβου προκαλούνται από στιγμιαία μεταγωγή διακοπών, οπουδήποτε μέσα στο δίκτυο των γραμμών ενέργειας. Έχουν συχνά το σχήμα εξασθενημένων παλμών ημιτόνου ή αλληλοκαλυπτόμενων παλμών ημιτόνου. Δύο παραδείγματα της μορφής αυτού του θορύβου στο πεδίο του χρόνου φαίνονται παρακάτω [15]:



Εικόνα 2.11: 1^ο παράδειγμα παλμού κρουστικού θορύβου



Εικόνα 2.12: 2^ο παράδειγμα παλμού κρουστικού θορύβου

Για το χαρακτηρισμό της επίδρασης του κρουστικού θορύβου στις επικοινωνίες δεδομένων μελετώνται η ενέργεια του και η ισχύς του. Με το χρόνο αφίξεως (arrival time) t_{arr} , και το εύρος (width) t_w ενός παλμού θορύβου ως δεδομένα, η ενέργεια του κρουστικού θορύβου με χαρακτηριστικό παλμό $n_{imp}(t)$, μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$E_{imp} = \int_{t_{arr}}^{t_{arr} + t_w} n_{imp}(t)^2 dt \quad (2.1)$$

Προκειμένου να συγκρίνουμε τον κρουστικό θόρυβο με τον θόρυβο περιβάλλοντος, η μέση ισχύς του αποτελεί το πιο κατάλληλο μέγεθος. Η ισχύς του κρουστικού θορύβου P_{imp} μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

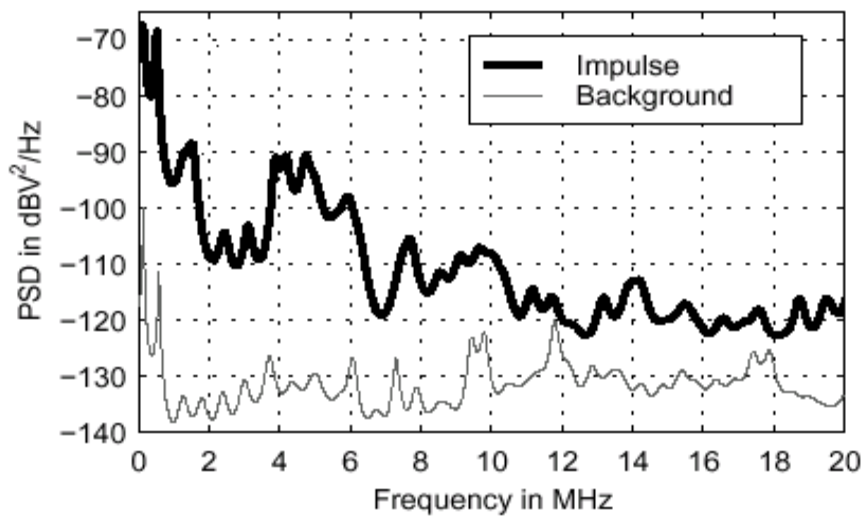
$$P_{imp} = \frac{1}{t_w} \int_{t_{arr}}^{t_{arr} + t_w} n_{imp}(t)^2 dt \quad (2.2)$$

Η μέση ισχύς P_N ενός παλμού $n(t)$ του θορύβου περιβάλλοντος για χρόνο παρατήρησης T_B δίνεται από τη σχέση:

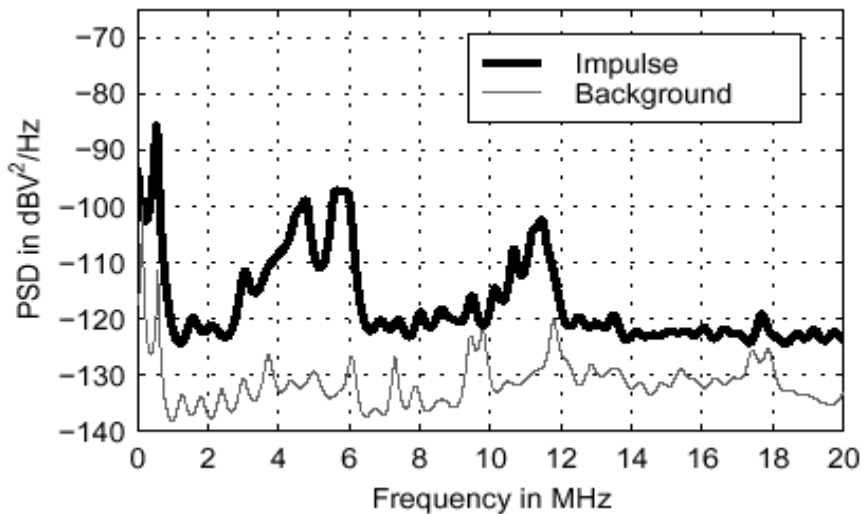
$$P_N = \frac{1}{T_B} \int_0^{T_B} n(t)^2 dt \quad (2.3)$$

Η ενέργεια και η ισχύς μπορούν να χρησιμεύσουν σαν παράμετροι μέτρησης της επίδρασης του θορύβου στον δέκτη. Η σχέση μεταξύ της μέσης ισχύος του background θορύβου και της ισχύος του κρουστικού θορύβου αποτελεί ένα κριτήριο για τις δυναμικές αλλαγές του μοντέλου θορύβου κατά τη διάρκεια ενός παλμού σήματος.

Για μία πιο ακριβή αποτίμηση της επίδρασης του θορύβου σε ένα επικοινωνιακό σύστημα με περιορισμένο εύρος φάσματος, η κατανομή της φασματικής ισχύος του θορύβου (psd) $S_{nn,imp}(f)$ είναι η πιο κατάλληλη προσέγγιση. Για τα δύο παραπάνω παραδείγματα η psd υπολογίστηκε [31] και η γραφική της παράσταση φαίνεται ακολούθως:



Εικόνα 2.13: Φασματική Πυκνότητα ισχύος του παλμού της Εικόνας 2.11



Εικόνα 2.14: Φασματική Πυκνότητα ισχύος του παλμού της Εικόνας 2.12

Και στις δύο περιπτώσεις η psd του κρουστικού θορύβου υπερβαίνει σε όλη την κλίμακα συχνοτήτων το επίπεδο της psd του background θορύβου κατά 10-15dB. Σε συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων στο πρώτο παράδειγμα υπερβαίνει το επίπεδο του background θορύβου για περισσότερο από 50dB ενώ στο δεύτερο παράδειγμα μέχρι και 30dB. Η μέγιστη τιμή πάντως που εμφανίζει η psd, και στα δύο παραδείγματα, είναι σε συχνότητα 1MHz, μία παρατήρηση που έχει γενικευμένη αξία.

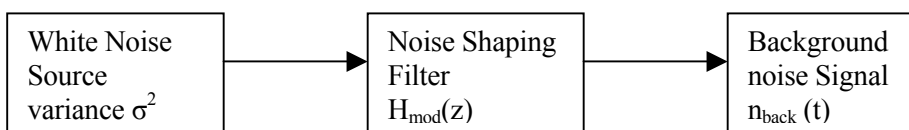
Γενικά, οι τιμές των παραμέτρων του κρουστικού θορύβου δημιουργούν υψηλή πιθανότητα για σφάλματα ενός bit ή και για ριπές σφαλμάτων στις ψηφιακές επικοινωνίες επί των γραμμών ενέργειας εξαιτίας των παροδικών αυθαίρετων διαταραχών.

2.11 Μοντέλα Προσομοίωσης Θορύβου

Για την εκτίμηση των διάφορων συστημάτων μετάδοσης μέσω προσομοίωσης, είναι αναγκαίο ένα μοντέλο που να περιγράφει το σενάριο θορύβου στο κανάλι με τις χαρακτηριστικές του παραμέτρους. Ένα τέτοιο μοντέλο όπως είναι λογικό θα προσανατολιζόταν στη βασική κατηγοριοποίηση του θορύβου. Κάθε τύπος θορύβου μπορεί να αναπαρασταθεί από ένα σχεδιαστικό block που παράγει τον συγκεκριμένο θόρυβο. Με τον τρόπο αυτό η ευαισθησία ενός σχήματος μετάδοσης δεδομένων μπορεί να εξεταστεί ξεχωριστά για κάθε τύπο θορύβου.

2.11.1 Μοντέλο background θορύβου

Ένα μοντέλο για την παραγωγή του background θορύβου είναι το εξής:



Το σήμα του χρωματιστού background θορύβου $n_{back}(t)$ μπορεί να παραχθεί με το φιλτράρισμα μιας πηγής λευκού θορύβου. Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι $H_{mod}(z)$ ορισμένη στο επίπεδο z έχει ως εξής:

$$H_{mod}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^m b_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}} \quad (2.4)$$

Οι παράμετροι που πρέπει να οριστούν γι' αυτό το μοντέλο είναι η διασπορά σ για την πηγή λευκού θορύβου και οι συντελεστές του φίλτρου \mathbf{a}_i και \mathbf{b}_i . Βάσει του γεγονότος ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος (psd) του background θορύβου αλλάζει με πολύ αργό ρυθμό στη διάρκεια του χρόνου, οι παράμετροι αυτές αρκεί να διαφοροποιούνται κατά την προσομοίωση μίας μόνο νέας κατάστασης του σεναρίου του θορύβου.

2.11.2 Θόρυβος Στενής Ζώνης

Για την προσομοίωση των διαταραχών στενής ζώνης φαίνεται να είναι κατάλληλο ένα ντετερμινιστικό μοντέλο. Ο θόρυβος στενής ζώνης $n_{\text{narrow}}(t)$ μπορεί να περιγραφεί με την υπέρθεση N ανεξάρτητων φερόντων:

$$n_{\text{narrow}}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (2.5)$$

Κάθε φέρον της διαταραχής περιγράφεται από τη συχνότητα του f_i , το πλάτος $A_i(t)$ και τη φάση του ϕ_i . Το πλάτος $A_i(t)$ μπορεί να είναι σταθερό κατά τη διάρκεια του χρόνου ή να ακολουθεί για καλύτερη προσέγγιση κάποιου είδους διαμόρφωση από AM σήματα. Η φάση των φερόντων μπορεί να οριστεί αυθαίρετα και έξω από το διάστημα $[0, 2\pi]$ και δεν μεταβάλλεται με τον χρόνο. Το φέρον μπορεί να αναπαρασταθεί είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο των συχνοτήτων με τη βοήθεια ενός μετασχηματισμού IFFT.

Εάν εξαιρέσουμε τη διαμόρφωση πλάτους, τα πλάτη που λαμβάνονται από την παρεμβολή στενής ζώνης μεταβάλλονται αρκετά αργά με τον χρόνο, που σημαίνει ότι οι παράμετροι χρειάζεται να αλλάξουν μόνο κατά την αναπαράσταση ενός διαφορετικού σεναρίου θορύβου κατά την προσομοίωση.

2.11.3 Κρουστικός Θόρυβος

Λόγω της μεγάλης επίδρασης που ασκεί ο κρουστικός θόρυβος στην μετάδοση δεδομένων σε γραμμές ενέργειας, κρίνεται απαραίτητη η εξαγωγή στατιστικής πληροφορίας που σχετίζεται με τις πιθανότητες κατανομής του πλάτους (amplitude), του εύρους (width) και τους χρόνους άφιξης των κρουστικών παλμών του θορύβου.

Μία προσέγγιση για τη μοντελοποίηση των κρουστικών διαταραχών είναι μέσω μιας σειράς από γενικευμένους παλμούς διαταραχής $\mathbf{imp}(t)$ με μοναδιαίο πλάτος και εύρος. Η

σειρά των παλμών $\mathbf{n}_{imp}(t)$ με πλάτος παλμού A , εύρος παλμού t_w , και χρόνους αφίξεων t_{arr} μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

$$n_{imp}(t) = \sum_i A_i imp\left(\frac{t-t_{a,i}}{t_{w,i}}\right) \quad (2.6)$$

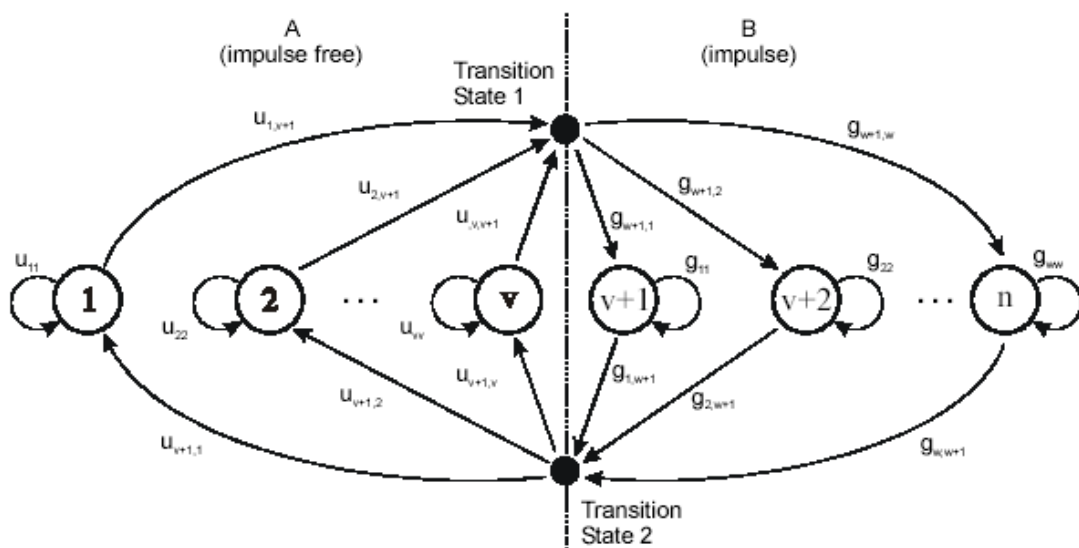
Οι παράμετροι A , t_w και t_{arr} είναι τυχαίες μεταβλητές που οι στατιστικές τους ιδιότητες προκύπτουν μετά από κατάλληλες μετρήσεις. Συμπεράσματα που προέκυψαν από σχετική ανάλυση [15] δείχνουν:

1. Περίπου το 90% των διαταραχών έχουν πλάτος μεταξύ 100mV και 200mV. Μόνο ένα ποσοστό 1% υπερβαίνει ένα μέγιστο πλάτος των 2Volts.
2. Σχετικά με το εύρος των διαταραχών μόνο το 1% υπερβαίνει τα 500μsec και μόνο ένα 2% το 1msec. Το μεγαλύτερο εύρος που ανιχνεύθηκε είναι περίπου 5,7 msec.
3. Ο χρόνος αφίξεων t_{IAT} προσδιορίζει το χρονικό διάστημα ανάμεσα σε δύο διαταραχές και υπολογίζεται από τη διαφορά των χρόνων αφίξεως δύο διαδοχικών διαταραχών: $t_{IAT} = t_{arr,i} - t_{arr,i-1}$
4. Για τους χρόνους αυτούς ένα ποσοστό μεγαλύτερο του 90% είναι μικρότερο από τα 200msec. Συγκεκριμένα ένα 30% έχει t_{IAT} γύρω στα 10msec ή 20msec υποδεικνύοντας περιοδικές διαταραχές σε συγχρονισμό με την κεντρική συχνότητα. Αρκετές περιπτώσεις χρόνων t_{IAT} είχαν τιμή κάτω από 5msec λόγω συνεχών διαταραχών ενώ το 10% των χρόνων που έχει τιμή πάνω από τα 200msec φαίνεται να ακολουθεί εκθετική κατανομή.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί οι γρήγορες χρονικές εναλλαγές στο σενάριο του θορύβου οφείλονται κυρίως στον κρουστικό θόρυβο ο οποίος μπορεί να προκαλέσει πολυάριθμα λάθη σε bit καθώς και ριπές σφαλμάτων. Λόγω του ότι οι αυθαίρετες αυτές διαταραχές είναι τυχαία γεγονότα, οι ιδιότητες τους θα πρέπει να περιγραφούν με στοχαστικές μεταβλητές και το μοντέλο του θορύβου να είναι στοχαστικό.

Μία προσέγγιση αυτού του μοντέλου του κρουστικού θορύβου για την περιγραφή του εύρους και των ενδιάμεσων χρόνων των παλμών είναι με χρήση αλυσίδων Markov. Οι αλυσίδες Markov αναπαριστούν τυχαίες διαδικασίες που η μελλοντική τους συμπεριφορά εξαρτάται από την παρούσα κατάσταση τους ή από μία περιορισμένη περίοδο στο

παρελθόν. Θεωρούμε ότι ο χρόνος αποτελείται από διακριτές τιμές $k=0,1,2,\dots$ ενώ η διαδικασία μπορεί να έχει n διαφορετικές καταστάσεις z_i ($i=1,2,\dots,n$), οπότε η συνάρτηση εξόδου εξαρτάται μόνο από την παρούσα κατάσταση: $\Phi(k)=\Phi[z(k)=z_i]$. Σε γραφικό επίπεδο οι αλυσίδες Markov αναπαριστώνται με γράφους που στους κόμβους υπάρχουν οι διάφορες καταστάσεις της διαδικασίας και στις ακμές οι πιθανότητες μετάβασης p_{ij} από την κατάσταση i στην κατάσταση j ($i,j=1,2,\dots,n$).



Για n πλήθος καταστάσεων, όλες οι πιθανότητες μετάβασης από μία πιθανή κατάσταση σε μία άλλη δίνονται στον πίνακα πιθανοτήτων μετάβασης P που ορίζεται για μια συγκεκριμένη αλυσίδα Markov.

$$P = \begin{bmatrix} p_{1,1} & p_{1,2} & \dots & p_{1,n} \\ p_{2,1} & p_{2,2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & p_{n-1,n} \\ p_{n,1} & \dots & p_{n,n-1} & p_{n,n} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Για την αναπαράσταση του ασύγχρονου κρουστικού θορύβου στις γραμμές ενέργειας το μοντέλο διαιρεμένων αλυσίδων Markov είναι κατάλληλο. Οι αλυσίδες Markov προτάθηκαν αρχικά από τον Fritchman [32] και κατόπιν και από άλλες ερευνητικές αναφορές ([33]-[35]) ως μέσο για την αναπαράσταση σφαλμάτων bit και ριπών σφαλμάτων σε δυαδικά κανάλια επικοινωνίας.

Οι n πιθανές καταστάσεις z_i ($i=1,2,\dots,n$) του θορύβου χωρίζονται σε δύο κατηγορίες A (για $i=1,2,\dots,v$) και B (για $i=v+1,v+2,\dots,n$). Οι v καταστάσεις της κατηγορίας A αναπαριστούν τις περιπτώσεις που δεν εμφανίζεται κρουστικός θόρυβος, ενώ οι $w=n-v$ καταστάσεις της κατηγορίας B αναπαριστούν την ύπαρξη κρουστικού θορύβου. Έτσι η συνάρτηση εξόδου θα έχει τη μορφή:

$$\Phi(k) = \Phi(z(k) = z_i) = \begin{cases} 0 & i \in A \\ 1 & i \in B \end{cases} \quad (2.8)$$

Οι δύο περιπτώσεις καταστάσεων (A και B) περιγράφονται από ανεξάρτητους πίνακες πιθανοτήτων μετάβασης, U για τις καταστάσεις χωρίς κρουστικό θόρυβο και G για τις καταστάσεις με κρουστικό θόρυβο, αντίστοιχα:

$$U = \begin{bmatrix} u_{1,1} & 0 & \cdots & 0 & u_{1,v+1} \\ 0 & u_{2,2} & \ddots & \vdots & u_{2,v+1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & u_{v,v} & u_{v,v+1} \\ u_{v+1,1} & u_{v+1,2} & \cdots & u_{v+1,v} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{1,1} & 0 & \cdots & 0 & g_{1,w+1} \\ 0 & g_{2,2} & \ddots & \vdots & g_{2,w+1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & g_{w,w} & g_{w,w+1} \\ g_{w+1,1} & g_{w+1,2} & \cdots & g_{w+1,w} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Η συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση κατανομής πιθανότητας (*cumulative complementary probability function*) δηλώνει την πιθανότητα P μια τυχαία μεταβλητή X να έχει τιμές μεγαλύτερες από μία τιμή x . Δηλαδή $\text{crf}(x) = P(X > x)$. Έτσι η πιθανότητα μια διαταραχή k να έχει εύρος μεγαλύτερο από t_w είναι crf_w και η πιθανότητα το διάστημα διαδοχικών διαταραχών να είναι μεγαλύτερο από χρονικό διάστημα t_Λ είναι crf_Λ :

$$\text{crf}_w(k) = \begin{cases} 1 & \text{for } k = 0 \\ \sum_{j=1}^w g_{w+1,j} g_{j,j}^k & \text{for } k = 1,2,\dots \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\text{crf}_\Lambda(k) = \begin{cases} 1 & \text{for } k = 0 \\ \sum_{j=1}^v u_{v+1,j} u_{j,j}^k & \text{for } k = 1,2,\dots \end{cases} \quad (2.12)$$

Όπως είναι εμφανές οι δύο αυτές συναρτήσεις πιθανοτήτων μπορούν να εκφραστούν με στοιχεία των πινάκων U και G . Επομένως, μετρώντας τις κατανομές του εύρους και της διάρκειας του διαστήματος μεταξύ δύο διαταραχών, μπορούν να υπολογιστούν οι συντελεστές των πινάκων μετάβασης U και G .

2.12 Αντιμετώπιση Κρουστικού Θορύβου

Εάν υποθέσουμε ότι ο λόγος SNR είναι αρκετά υψηλός ώστε να αγνοείται η οποιαδήποτε επιρροή από τον background θόρυβο, υπάρχουν οι εξής δυνατότητες για την αντιμετώπιση του κρουστικού θορύβου στα δίκτυα επικοινωνιών με γραμμές ενέργειας:

- Επαρκής διάρκεια του μεταδιδόμενου συμβόλου ώστε να αποφεύγεται κάθε επίδραση από κρουστικές διαταραχές. Αυτό επιτυγχάνεται π.χ. με επέκταση του OFDM συμβόλου ώστε να έχει κατά πολύ μεγαλύτερη διάρκεια από τη διάρκεια των παλμών του θορύβου.
- Χρήση μηχανισμών FEC (Forward Error Correction) που μειώνει όμως τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων στο δίκτυο λόγω του overhead που εισάγει. Από την άλλη πλευρά, μειώνει και την πιθανότητα για λανθασμένες μεταδόσεις αλλά όμως δεν την εξαφανίζει.
- Χρήση μηχανισμών ARQ (Automatic Repeat reQuest) που μπορούν να αντεπεξέλθουν για σχετικά μικρής διάρκειας διαταραχές με επαναμεταδόσεις πακέτων δεδομένων που βέβαια προκαλούν μείωση των ρυθμών μετάδοσης στο δίκτυο.

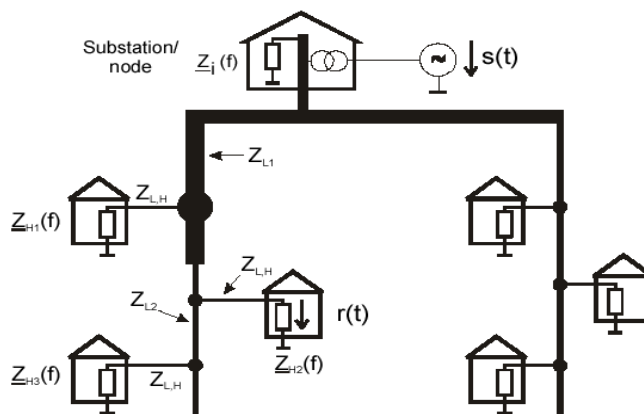
2.13 Συνάρτηση Μεταφοράς του Καναλιού Γραμμής Ενέργειας

Η ανάλυση της συμπεριφοράς του καναλιού μιας γραμμής ενέργειας, εκτός από την ανάλυση του θορύβου, απαιτεί και ορισμό της συνάρτησης μεταφοράς του. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός τέτοιου καναλιού εξαρτάται από τα φυσικά χαρακτηριστικά του καναλιού, όπως το μήκος του, τις εξασθενίσεις και τις καθυστερήσεις που εισάγει, καθώς και από το πόσο έντονα εμφανίζεται σε αυτό το φαινόμενο της πολυδιόδευσης (multipath propagation).

2.13.1 Χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς σε γραμμές ενέργειας.

Τα καλώδια των γραμμών ενέργειας και οι μεταξύ τους συνδέσεις δεν είναι σωστά εναρμονισμένα. Λόγω της δομής του δικτύου λαμβάνουν χώρα πολλαπλές ανακλάσεις. Το δίκτυο χαμηλής τάσης έχει συνήθως δομή αστέρος, παρόμοια με αυτήν ενός ασύρματου δικτύου που αποτελείται από κυψέλες και σταθμούς βάσης σε αυτές. Αντίθετα από το τηλεφωνικό δίκτυο, το δίκτυο γραμμών ενέργειας δεν περιλαμβάνει συνδέσεις από σημείο σε σημείο μεταξύ υποσταθμών και χρηστών αλλά χρησιμοποιεί ένα κοινό διαμοιραζόμενο μέσο σύνδεσης.

Ένας τυπικός σύνδεσμος (link) δικτύου μεταξύ ενός πελάτη και ενός υποσταθμού ενέργειας αποτελείται από τα εξής επιμέρους τμήματα: 1. τη γραμμή διανομής που ξεκινάει από τον υποσταθμό βάσης και φτάνει σε έναν κεντρικό κόμβο με αντίσταση $Z_{L,i}$, 2. τα καλώδια διακλάδωσης που καταλήγουν σε ένα συγκεκριμένο κόμβο τερματισμού (κτίριο) με αντίσταση $Z_{L,H}$ και 3. την εσωτερικά του κτιρίου καλωδίωση που αντιπροσωπεύεται από μία αντίσταση τερματισμού $Z_H(f)$. Κάθε διέλευση από τις συνδέσεις μεταξύ των διαδοχικών καλωδίων κατά μήκος της διαδρομής διάδοσης του σήματος αντιστοιχεί σε αλλαγή της αντίστασης και προκαλεί ανακλάσεις.



Εικόνα 2.15: Δικτύωση μεταξύ υποσταθμού βάσης πελάτη

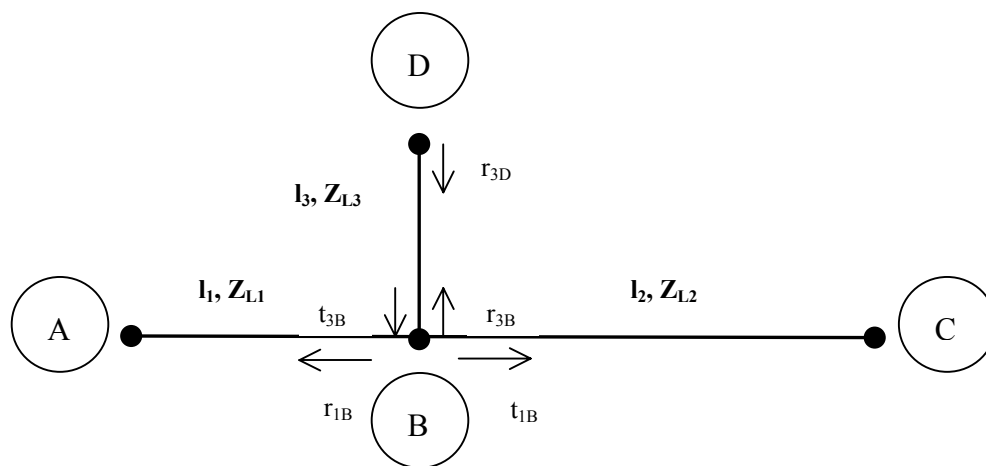
Η διάδοση, επομένως, του σήματος δεν λαμβάνει χώρα μονάχα στο ορατό μονοπάτι μεταξύ πομπού και δέκτη. Επιπρόσθετες διαδόσεις- αντηχήσεις συμβαίνουν προς τα γειτονικά μονοπάτια δημιουργώντας πολυδιόδευση του σήματος (multipath propagation), με αποτέλεσμα να κανάλια να εμφανίζουν διαλείψεις επιλεκτικές της συχνότητας (frequency selective fadings). Επιπλέον, τα μεταδιδόμενα σήματα υφίστανται εξασθενίσεις

που αυξάνουν με το μήκος και τη συχνότητα του καναλιού. Τα δύο αυτά φαινόμενα πρέπει να εξετασθούν λεπτομερέστερα [36]:

2.13.2 Διάδοση του σήματος σε πολλαπλά μονοπάτια (multipath propagation)

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, πολλαπλές ανακλάσεις λαμβάνουν χώρα σε ένα δίκτυο από γραμμές ενέργειας. Οι ανακλάσεις αυτές προκαλούνται από τα καλώδια που συνιστούν την εσωτερική δικτύωση των σπιτιών, από τα κουτιά διασύνδεσης των καλωδίων που υπάρχουν σε κάθε κτίριο καθώς επίσης και από τις ενώσεις μεταξύ καλωδίων που διασυνδέονται για το σχηματισμό του δικτύου και που έχουν διαφορετικές χαρακτηριστικές αντιστάσεις μεταξύ τους.

Όλες αυτές οι επιμέρους ανακλάσεις έχουν σαν αποτέλεσμα να έχουμε διάδοση σημάτων όχι μόνο στην ευθεία διαδρομή από έναν πομπό σε έναν δέκτη αλλά και κατά μήκος γειτονικών μονοπατιών. Έχουμε το εξής απλό παράδειγμα: ένας σύνδεσμος περιλαμβάνει μόνο μία διακλάδωση και αποτελείται από τρία επιμέρους τμήματα (1),(2),(3) με μήκη l_1, l_2, l_3 αντίστοιχα και χαρακτηριστικές αντιστάσεις: Z_{L1}, Z_{L2}, Z_{L3} .



Αν θεωρήσουμε ως πηγή το A και προορισμό το C και ότι τα A και C είναι προσαρμοσμένα, που σημαίνει ότι $Z_{L1} = Z_A$ και $Z_{L2} = Z_C$ τότε τα πιθανά σημεία για δημιουργία ανακλάσεων είναι τα B, D. Δημιουργούνται έτσι N πιθανά μονοπάτια διάδοσης του σήματος:

Path No.	Path description	Weighting factor (g_i)	Path Length (d_i)
1	$A \rightarrow B \rightarrow C$	t_{1B}	$l_1 + l_2$
2	$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$	$t_{1B} r_{3D} t_{3B}$	$l_1 + 2l_3 + l_2$
...
N	$A \rightarrow B \rightarrow (D \rightarrow B)^{N-1} \rightarrow C$	$t_{1B} r_{3D} (r_{3B} r_{3D})^{N-2} t_{3B}$	$l_1 + 2(N-1)l_3 + l_2$

Πίνακας 2.2: Μονοπάτια διάδοσης σήματος σε γραμμές ενέργειας

Ορίζονται τότε οι εξής παράγοντες αντανάκλασης:

$$r_{1B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L3}) - Z_{L1}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L3}) + Z_{L1}} \quad (2.13)$$

$$r_{3D} = \frac{Z_D - Z_{L1}}{Z_D + Z_{L1}} \quad (2.14)$$

$$r_{3B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) - Z_{L3}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) + Z_{L3}} \quad (2.15)$$

και οι εξής παράγοντες μετάδοσης: $t_{1B} = 1 - |r_{1B}|$ (2.16) και $t_{3B} = 1 - |r_{3B}|$ (2.17)

Κάθε μονοπάτι χαρακτηρίζεται από έναν παράγοντα βάρους g_i , που αντιπροσωπεύει το ποσοστό ανακλάσεων ή μεταδόσεων κατά μήκος του. Επιπλέον ένα μονοπάτι χαρακτηρίζεται από την μέση καθυστέρηση που εισάγει: $\tau_i = d_i/v_p$, όπου d_i το μήκος του και v_p η ταχύτητα μετάδοσης. Όλοι οι παράγοντες ανάκλασης r_i και μετάδοσης t_i μπορούν να πάρουν τιμές μικρότερες ή ίσες του 1, όπως επίσης και οι συντελεστές βάρους g_i . Όσο περισσότερες ανακλάσεις συμβαίνουν κατά μήκος ενός συγκεκριμένου μονοπατιού, τόσο μικρότερος συντελεστής βαρύτητας του αποδίδεται. Άρα προτιμώνται γενικά διαδρομές με μεγάλα g_i .

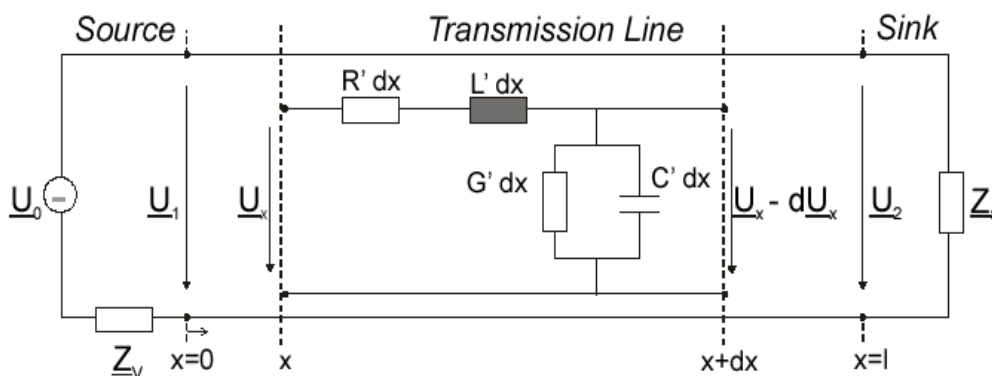
Προκειμένου να προκύψει η συνάρτηση μεταφοράς ενός τέτοιου μονοπατιού, που λειτουργεί ως κανάλι μετάδοσης σημάτων, λαμβάνουμε υπόψη όλους τους παραπάνω παράγοντες, όπως και επιπλέον την εξασθένιση που μπορεί να εμφανίζει λόγω φυσικών απωλειών και η οποία συμβολίζεται με $A(f, d_i)$. Οπότε έχουμε τον εξής τύπο που περιγράφει τη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i A(f, d_i) e^{j2\pi f \tau_i} \quad (2.18)$$

Όπως είναι λογικό μεγάλου μήκους μονοπάτια διάδοσης έχουν και αντιστοίχως μεγάλη εξασθένιση και κατά συνέπεια δεν συνεισφέρουν θετικά στη μετάδοση του σήματος. Επίσης, είναι λογικό να μην είναι επιθυμητές μεγάλες τιμές του N (μεγάλο πλήθος μονοπατιών από τα οποία θα περάσει το σήμα).

2.13.3 Εξασθένιση λόγω απωλειών των καλωδίων

Όπως αναφέρθηκε και πρωτύτερα, τα διαδιδόμενα σήματα υφίστανται εξασθένιση που αυξάνεται με το μήκος του μονοπατιού και τη συχνότητα. Προκειμένου να εξάγουμε ένα μαθηματικό μοντέλο που να περιγράφει αυτές τις εξασθενίσεις κάνουμε την εξής ανάλυση:



Εικόνα 2.16: Κύκλωμα με μια γραμμή ενέργειας ως μέσο διάδοσης

Έστω η γραμμή διάδοσης που φαίνεται στην παραπάνω εικόνα. Τα μεγέθη που προσδιορίζονται από τη θεωρία του ηλεκτρισμού είναι η ηλεκτρική τάση (voltage) και το ηλεκτρικό φορτίο στα άκρα της γραμμής:

$$V(x) = V_2 \cosh(\gamma x) + I_2 Z_L \sinh(\gamma x) \quad (2.19) \quad I(x) = I_2 \cosh(\gamma x) + \frac{V_2}{Z_L} \sinh(\gamma x) \quad (2.20)$$

Οι παράμετροι που χαρακτηρίζουν αυτή τη γραμμή ενέργειας είναι η χαρακτηριστική της αντίσταση Z_L και η σταθερά διάδοσης γ :

$$Z_L = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (2.21) \quad \gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + \beta j \quad (2.22)$$

όπου η επαγωγή L' , η χωρητικότητα C' , η αγωγιμότητα G' και η αντίσταση R' ανά μονάδα μήκους για έναν τυπικό κυκλικό αγωγό ενέργειας με διάμετρο r , δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$L' = \mu_0 \mu_r \frac{\alpha}{r} \quad (2.23) \quad C' = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{r}{\alpha} \quad (2.24) \quad G' = 2\pi f C' \tan \delta \quad (2.25) \quad R' = \sqrt{\frac{\pi \mu_0}{k r^2}} f \quad (2.26)$$

Επιλέγοντας κατάλληλο υλικό κατασκευής για τη γραμμή ενέργειας μπορούμε να επιτύχουμε $R' \ll \omega L'$ και $G' \ll \omega C'$ στην επιθυμητή κλίμακα συχνοτήτων. Έτσι τα καλώδια αυτά θα θεωρούνται ότι εμφανίζουν ασθeneίς απώλειες και οι σχέσεις (2.19) και (2.20) θα δώσουν:

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.27) \quad \text{και} \quad \gamma = \underbrace{k_1 \sqrt{f} + k_2 f}_{a=real} + j k_3 f \quad (2.28)$$

Το πραγματικό μέρος της σταθεράς διάδοσης που αντιπροσωπεύει και τις απώλειες του καλωδίου είναι το a και εξαρτάται από την τιμή της συχνότητας f . Γενικά μπορεί να είναι ανάλογο του f , ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας του f ή και συνδυασμός αυτών. Γενικά μπορούμε να πούμε ότι έχει την μορφή $a(f) = a_0 + a_1 f^k$. Με κατάλληλη επιλογή των a_0 , a_1 και k η εξασθένιση της γραμμής ενέργειας μπορεί να προσδιοριστεί από τη σχέση:

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f)d} = e^{-(a_0 + a_1 f^k)d} \quad (2.29)$$

Συνδυάζοντας το φαινόμενο της διάδοσης πολλαπλών μονοπατιών και το φαινόμενο της εξασθένισης στο εσωτερικό των καλωδίων ανάλογα με το μήκος και τη συχνότητα καταλήγουμε στον εξής γενικό μαθηματικό τύπο:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)| \phi_{g_i}(f)}_{\text{weighting factor}} \underbrace{e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i}}_{\text{attenuation term}} \underbrace{e^{-j 2\pi f \frac{d_i}{v_p}}}_{\text{delay term}} \quad (2.30)$$

Ο συντελεστής βάρους (weighting factor) χαρακτηρίζει το ποσοστό ανακλάσεων και μεταδόσεων μέσα στη γραμμή, ο παράγοντας εξασθένισης (attenuation factor) χαρακτηρίζει το ποσοστό των απωλειών διαμέσου του καλωδίου και εξαρτάται από το μήκος του και από τη χρησιμοποιούμενη συχνότητα και τέλος ο παράγοντας καθυστέρησης (delay term) χαρακτηρίζει τις καθυστερήσεις που εισάγονται από τη γραμμή κατά τη διάδοση ενός σήματος δεδομένων.

Μια απλουστευμένη έκφραση αυτού του μαθηματικού τύπου που εκφράζει ικανοποιητικά τη συνάρτηση μεταφοράς μιας γραμμής ενέργειας είναι η ακόλουθη:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j 2\pi f \frac{d_i}{v_p}} \quad (2.31)$$

Η εξίσωση αυτή αποτελεί τη βάση των μοντέλων που περιγράφουν τη σύνθετη συνάρτηση μεταφοράς τυπικών καναλιών γραμμών ενέργειας. Χρησιμοποιώντας αυτόν τον τύπο, όλες οι σημαντικές επιδράσεις από τα διάφορα φαινόμενα που εμφανίζονται κατά τη μετάδοση στις γραμμές ενέργειας και σε κλίμακα συχνοτήτων από μερικά kHz έως 20MHz μπορούν να μοντελοποιηθούν με χρήση λίγων μόνο παραμέτρων, οι οποίες συγκεντρωτικά φαίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

i	: αύξων αριθμός του μονοπατιού (N το συνολικό πλήθος). Το μονοπάτι με την μικρότερη καθυστέρηση θεωρείται ως i=1
α_0, α_1	: παράμετροι εξασθένησης
k	: εκθέτης του παράγοντα εξασθένησης (παίρνει τιμές μεταξύ 0.2 και 1 συνήθως)
g_i	: παράγοντας βάρους βάσει των ανακλάσεων ενός μονοπατιού
d_i	: μήκος του μονοπατιού
τ_i	: καθυστέρηση που εισάγει το μονοπάτι
v_p	: ταχύτητα διάδοσης εντός του μονοπατιού

Πίνακας 2.3: Παράμετροι που χαρακτηρίζουν τη γραμμή ενέργειας ως κανάλι μετάδοσης

Κεφάλαιο 3

Η Ορθογώνια Μέθοδος Διαμόρφωσης OFDM

3.1 Μέθοδοι Διαμόρφωσης επί των Γραμμών Ενέργειας

Όπως έχει ήδη επισημανθεί, στο προηγούμενο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας, οι γραμμές ενέργειας είναι ένα «δύσκολο» περιβάλλον για μετάδοση δεδομένων, καθώς τα χαρακτηριστικά του μεταβάλλονται έντονα τόσο με το χρόνο όσο και με τη συχνότητα.

Μία λύση για να αντιμετωπιστούν μερικώς τα προβλήματα ενός τέτοιου καναλιού είναι η χρήση μιας εύρωστης μεθόδου διαμόρφωσης (modulation method). Αν η μέθοδος διαμόρφωσης είναι σε θέση να αντιμετωπίζει άγνωστες εξασθενίσεις και ολισθήσεις φάσης τότε ο δέκτης μπορεί να απλοποιηθεί. Ο στόχος είναι να συνδυάζονται οι απαιτήσεις για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με τους περιορισμούς που τίθενται από το κανάλι της γραμμής ενέργειας.

Διάφορες προσεγγίσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν για κανάλια επιλεκτικά της συχνότητας (frequency selective), όπως οι γραμμές ενέργειας:

- A. Στενού εύρους επικοινωνίες με ανίχνευση φέροντος (**Carrier-Detect narrowband communications**). Τέτοιου είδους μέθοδοι είναι οι: Διαμόρφωση Συχνότητας (**Frequency Modulation**), Ψηφιακή Ολίσθηση Συχνότητας (**Frequency-Shift Keying (FSK)**), Ψηφιακή Ολίσθηση Φάσης (**Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)**) κλπ. Το πρόβλημα με αυτές τις μεθόδους είναι ότι εάν η επιλεγθείσα συχνότητα για το φέρον δεν συμπέσει σε σημείο μηδενικής εξασθένισης, τότε το σήμα υφίσταται μεγάλη αλλοίωση. Δυστυχώς προσπάθειες για το χαρακτηρισμό των φορτίων που επηρεάζουν τις γραμμές ενέργειας έχουν δείξει ότι ο εκμηδενισμός των εξασθενίσεων δεν είναι συνεπής ούτε στην κλίμακα του χρόνου ούτε της θέσης.
- B. Επικοινωνίες διασκορπισμένου Φάσματος (**Spread-Spectrum communications**). Διαχωρίζονται σε **Direct Sequence**, **Frequency Hopping** ή **Chirp Techniques**. Το πρόβλημα είναι ότι τέτοιου είδους επικοινωνίες συντελούν αρνητικά στην επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης σε περιορισμένο διαθέσιμο bandwidth.

C. Ορθογώνια Πολύπλεξη Διαίρεσης Συχνοτήτων (**Orthogonal Frequency Division Multiplexing**). Προκειμένου να αντιμετωπιστούν οι ανεπιθύμητες ιδιότητες των γραμμών ενέργειας, η πολλαπλών φερόντων μέθοδος διαμόρφωσης θεωρείται η πιο κατάλληλη. Εκτός από την ικανότητα που έχει να μετριάξει την αλληλεπαρεμβολή συμβόλων, επιτυγχάνει και πολύ αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος.

3.2 Σύγκριση των Μεθόδων Διαμόρφωσης

Μία γρήγορη σύγκριση του OFDM με άλλες υπάρχουσες μεθόδους διαμόρφωσης φανερώνει την υπεροχή της μεθόδου για χρήση της σε επικοινωνίες γραμμών ενέργειας.

- ✓ Το OFDM επιτυγχάνει πολύ καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου φάσματος σε σχέση με τα συστήματα εξαπλωμένου φάσματος (spread spectrum).
- ✓ Το OFDM επιτρέπει ιδιαίτερα ελαστική διανομή και χρήση ενός συγκεκριμένου εύρους φάσματος. Επιπρόσθετα συγκεκριμένες συχνότητες μέσα στη ζώνη συχνοτήτων μπορούν να κατασταλούν, ώστε να αποτραπούν ενδεχόμενες παρεμβολές με άλλα συστήματα.
- ✓ Με το OFDM είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν δύο ή περισσότερες μη συνεχόμενες ζώνες συχνοτήτων για τη μετάδοση μίας και μόνο ροής δεδομένων.
- ✓ Κάθε φέρον μπορεί να διαμορφωθεί ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα, με διαφορετικές μεθόδους διαμόρφωσης, εάν χρειάζεται. Τυπικά παραδείγματα διαμόρφωσης φέροντος αποτελούν οι FSK, PSK, και QAM με διαφορετικό πλήθος από Bits για κάθε φέρον. Με αυτόν τον τρόπο ο λόγος σήμα προς θόρυβο μπορεί να οριστεί βέλτιστος για κάθε φέρον.
- ✓ Το OFDM είναι αξιολογούμενο πιο εύρωστο ως προς την αλληλοπαρεμβολή συμβόλων και τις καθυστερήσεις που προκαλούνται κατά τη μετάδοση στο κανάλι σε σχέση με τα συστήματα στενής ζώνης. Αυτό οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι η παράλληλη μετάδοση σε πολλαπλά φέροντα οδηγεί σε μεγαλύτερης διάρκειας σύμβολα. Επιπλέον η αλληλοπαρεμβολή συμβόλων μπορεί τελείως να εκμηδενιστεί εισάγοντας διαστήματα ασφαλείας (**Guard Intervals**) ή κυκλικά προθέματα (**Cyclic Prefixes**) ανάμεσα στα σύμβολα.
- ✓ Το OFDM είναι πιο ανθεκτικό στην παρουσία θορύβου στενής ζώνης, επειδή τέτοιες παρεμβολές συνήθως καταστρέφουν ένα μόνο φέρον. Έτσι με κατάλληλους κώδικες διόρθωσης λαθών τα κατεστραμμένα bits μπορούν θεωρητικά να ανακτηθούν.

✓ Σε συνδυασμό με έναν καλά σχεδιασμένο διαφυλλωτή (interleaver) και ένα forward error correction σχήμα κωδικοποίησης, το OFDM μπορεί να αντεπεξέλθει ουσιαστικά απέναντι στον κρουστικό θόρυβο (impulsive noise).

Παρά τα πολλαπλά πλεονεκτήματα για τη χρήση του OFDM σε συστήματα με γραμμές ενέργειας, υπάρχουν και κάποια μειονεκτήματά τα οποία οφείλουμε να επισημάνουμε:

✓ Η μέγιστη ισχύς που απαιτείται για μεγάλο αριθμό φερόντων είναι περίπου 10 dB μεγαλύτερη από ένα σύστημα μονού φέροντος. Όμως, υπάρχουν ήδη γνωστές μέθοδοι για τη μείωση αυτής της τιμής της μέγιστης ισχύος ενός OFDM συστήματος χωρίς να επηρεάζεται η απόδοσή του.

✓ Η πολυπλοκότητα ενός δέκτη OFDM είναι αισθητά μεγαλύτερη από έναν απλό δέκτη FSK αλλά τα πλεονεκτήματα, που αναφέρθηκαν προηγουμένως, δικαιολογούν την επιλογή του. Υπάρχουν δέκτες υλοποιημένοι με FFT (Fast Fourier Transform) που η πολυπλοκότητα τους είναι σχεδόν ανάλογη του αριθμού των φερόντων N και συγκεκριμένα: $N \log_2 N$.

✓ Καθώς ένας αποδιαμορφωτής OFDM εκτελεί επεξεργασία σε επίπεδο blocks εμφανίζεται μία εγγενής καθυστέρηση. Πάντως για τις τυπικές εφαρμογές επικοινωνιών σε γραμμές ενέργειας αυτή η καθυστέρηση είναι αμελητέα.

3.3 Η λύση του OFDM

Η Ορθογώνια Πολύπλεξη με Διαίρεση Συχνοτήτων (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) αποτελεί μία ελπιδοφόρα μέθοδο στη σχεδίαση συστημάτων επικοινωνιών. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η εφαρμογή της μεθόδου αυτής κυρίως σε συστήματα κινητής τηλεφωνίας καθώς και σε συστήματα γραμμών ενέργειας, όπως αυτά που μελετάμε, για την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων.

Η χρήση της OFDM διαμόρφωσης χαρακτηρίζεται από δύο βασικά πλεονεκτήματα:

- Ευελιξία: κάθε πομπός έχει πρόσβαση σε όλα τα φέροντα
- Εύκολη εξισορρόπηση: τα OFDM σύμβολα μπορούν να οριστούν με μεγαλύτερη διάρκεια από την καθυστέρηση διάδοσης του σήματος στο κανάλι. Υλοποιείται έτσι ένα επίπεδο (χωρίς διαλείψεις) μέσο μετάδοσης που μπορεί εύκολα να εξισορροπηθεί.

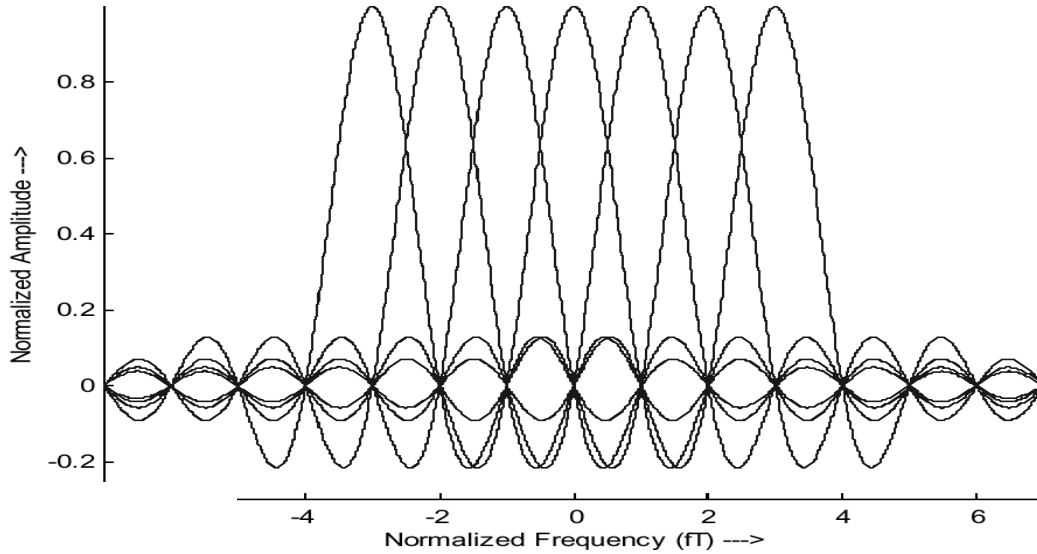
Ένα άλλο πλεονέκτημα της OFDM διαμόρφωσης είναι ότι ο πομπός δεν χρειάζεται να περιλαμβάνει μόνιμα έναν εξισορροπητή, όπως θα γινόταν σε ένα σύστημα απλού φέροντας. Επιπλέον το OFDM παρουσιάζει πολλές ευνοϊκές ιδιότητες, όπως είναι η καλή εκμετάλλευση του διαθέσιμου φάσματος, ευρωστία ως προς τις διαλείψεις που μπορεί να εμφανίζει το κανάλι, ανοσία ως προς τις κρουστικές παρεμβολές και ικανότητα αντιμετώπισης ισχυρών διαλείψεων πολυδιάδευσης (ηχώ).

Έχοντας λοιπόν υπόψη, από τη μία πλευρά τα χαρακτηριστικά των γραμμών ενέργειας ως μέσα μετάδοσης σε δίκτυα δεδομένων, και από την άλλη τα πλεονεκτήματα που φαίνεται να εμφανίζει η χρήση της OFDM διαμόρφωσης, είναι λογική η εφαρμογή της μεθόδου αυτής σε δίκτυα δεδομένων υλοποιημένα με γραμμές ενέργειας. Συγκεκριμένα, το μικρό διαθέσιμο bandwidth, η πολυδιάδευση του σήματος που προκαλεί διαλείψεις στο κανάλι και ο κρουστικός θόρυβος είναι, όπως φάνηκε ήδη από τη μέχρι τώρα μελέτη, τα κυριότερα προβλήματα που συναντώνται στις γραμμές ενέργειας και τα οποία το OFDM φαίνεται ικανό να αντιμετωπίσει αποτελεσματικά.

3.4 Αρχή Λειτουργίας του OFDM

Στην OFDM διαμόρφωση το εύρος φάσματος του καναλιού χωρίζεται σε ένα πλήθος από υποκανάλια. Σε κάθε υποκανάλι, ένα φέρον διαμορφώνεται σε πολύ χαμηλότερο ρυθμό δεδομένων. Ένα τέτοιο σχήμα διαμόρφωσης μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από N ανεξάρτητα διαμορφωμένα φέροντα με διαφορετική συχνότητα το καθένα. Εάν οι συχνότητες επιλεγθούν κατάλληλα τότε τα φέροντα θα είναι ορθογώνια μεταξύ τους και δεν θα δημιουργούν αλληλοπαρεμβολές.

Ένα παράδειγμα διαμόρφωσης σήματος με OFDM φαίνεται ακολούθως:



Εικόνα 3.1: Ορθογώνια OFDM διαμόρφωση

Η αρχή λειτουργίας του OFDM στηρίζεται στην εξάπλωση των δεδομένων σε έναν μεγάλο αριθμό φερόντων, καθένα από τα οποία μπορεί να διαμορφωθεί με χαμηλό ρυθμό. Τα φέροντα αυτά επιλέγονται να είναι ορθογώνια μεταξύ τους με το να ορίζεται κατάλληλα το μεταξύ τους διάστημα συχνοτήτων.

Σε αντίθεση με την συμβατική μέθοδο Πολύπλεξης με Διαίρεση Συχνοτήτων (Frequency Division Multiplexing), το φάσμα των επιμέρους φερόντων στην OFDM διαμόρφωση επιτρέπεται να αλληλεπικαλύπτεται, καθώς η ορθογωνικότητα θα διασφαλίσει τελικά το διαχωρισμό των σημάτων στον δέκτη. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μεγαλύτερη αποδοτικότητα του διαθέσιμου φάσματος, ενώ περιορίζεται η μεγάλη χρήση ζωνοπερατών φίλτρων.

Η χρήση του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform) ελαχιστοποιεί την ανάγκη παραγωγής ημιτονοειδών κυματομορφών και την απαίτηση για σύμφωνη αποδιαμόρφωση, κάνοντας έτσι την υλοποίηση ευκολότερη και λιγότερο απαιτητική σε κόστος. [37]

Το OFDM έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να εξαπλώνει την επίδραση μίας διάλειψης του καναλιού σε περισσότερα από ένα σύμβολα. Το γεγονός αυτό δημιουργεί μία τυχαιότητα στα σφάλματα ριπής που προκαλούνται από διαλείψεις επιλεκτικές της συχνότητας ή από τον κρουστικό θόρυβο. Έτσι, αποτρέπεται η εμφάνιση σφαλμάτων ριπής σε πολλά γειτονικά σύμβολα, κάτι που θα είχε ως αποτέλεσμα να καταστραφούν πλήρως

και να μην μπορεί να ανακτηθεί η πληροφορία. Αντίθετα, εξαπλώνονται σε πολλά μη γειτονικά σύμβολα (που ανήκουν σε διαφορετικά φέροντα) και δεν προκαλούν ανεπανόρθωτη καταστροφή, καθώς η αναδόμηση του αρχικού σήματος είναι εφικτή ακόμα και χωρίς τη χρήση μεθόδων διόρθωσης σφαλμάτων (Forward Error Correction).

Η έκφραση ενός OFDM σήματος, που αποτελείται από N το πλήθος φέροντα, δίνεται ([38],[39]) από τον μαθηματικό τύπο:

$$S_{total}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,k} \cdot g(t-kT) \cdot e^{jn\frac{2\pi}{T}t} \quad (3.1)$$

όπου $g(t)$ είναι ένας τετραγωνικός παλμός διάρκειας t και T είναι η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου. Για μεγάλες τιμές του N , οι πραγματικές και φανταστικές τιμές του $S(t)$ εμφανίζονται κατανεμημένες με την κατανομή gauss. Το πλάτος του OFDM σήματος επομένως θα ακολουθεί Rayleigh κατανομή με μέση τιμή μηδέν και διασπορά ίση με N φορές τη διασπορά ενός μιγαδικού ημιτόνου.

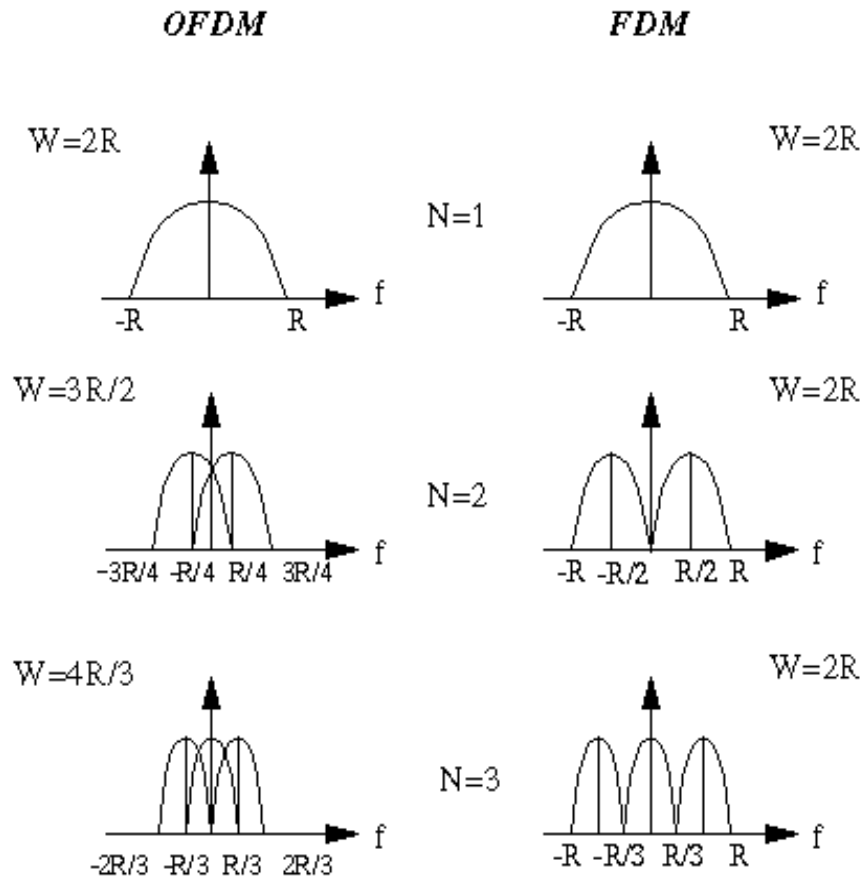
3.5 Η χρήση του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (FFT)

Η μετάδοση μιας ακολουθίας δεδομένων στο OFDM γίνεται με χρήση πολλαπλών παράλληλων φερόντων ομοιόμορφα κατανεμημένων στο διαθέσιμο φάσμα των συχνοτήτων. Πρόκειται ουσιαστικά για μια μορφή της *Multi Carrier Modulation* (MCM). Πρακτικά η ακολουθία των μεταδιδόμενων bits πληροφορίας χωρίζεται σε πολλές μικρότερες ομάδες, καθεμία από τις οποίες έχει κατά πολύ μικρότερο ρυθμό μετάδοσης (bit rate), και διαμορφώνονται σε διαφορετικά φέροντα (carriers).

Η γενική αρχή της τεχνικής πολύπλεξης με διαίρεση συχνοτήτων (*Frequency Division Multiplexing*) είναι να μεταδίδει σε N παράλληλες ακολουθίες δεδομένων, καθεμία εκ των οποίων διαμορφώνει ένα φέρον χρησιμοποιώντας οποιαδήποτε μέθοδο διαμόρφωσης.

Στο OFDM η μετάδοση βασίζεται σε φέροντα ορθογώνια μεταξύ τους κάτι που επιτρέπει να επιλέγονται αρκετά κοντά το ένα με το άλλο από ότι στην απλή μέθοδο της FDM. Έτσι, αν W είναι το bandwidth και N είναι ο αριθμός των φερόντων τότε η σύγκριση φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Από εδώ προκύπτει ότι το OFDM απαιτεί

αρκετά μικρότερο εύρος φάσματος για μετάδοση από την κλασσική FDM διαμόρφωση, ιδιαίτερα καθώς το πλήθος των φερόντων N αυξάνει.



Εικόνα 3.2: Σύγκριση φάσματος OFDM και FDM

Το συνολικό bandwidth του σήματος είναι τότε $N \cdot \Delta f$, όπου Δf είναι το διάστημα μεταξύ των συχνοτήτων γειτονικών φερόντων. Για ένα χρονικό διάστημα T η μορφή του OFDM σήματος είναι:

$$g(t) = A_c \sum_{n=0}^{N-1} w_n \varphi_n(t), \quad (3.2)$$

όπου: A_c είναι το πλάτος του φέροντος, w_n είναι η n -οστή συνιστώσα του παράλληλου διανύσματος δεδομένων μήκους N ($\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]$) και τα ορθογώνια φέροντα έχουν τη μορφή:

$$\varphi_n(t) = e^{j2\pi f_n t} \quad (3.3) \quad f_n(t) = \frac{1}{T} \left(n - \frac{N-1}{2} \right) \quad (3.4)$$

Βασικό στοιχείο κατά την υλοποίηση της OFDM διαμόρφωσης αποτελεί η χρήση του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT) και του ανάστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT). Ο μετασχηματισμός Fourier ουσιαστικά χωρίζει μία κυματομορφή σε ημιτονοειδείς καμπύλες οι οποίες έχουν σαν άθροισμα την αρχική κυματομορφή. Διαχωρίζει τις διαφορετικές συχνότητες των κυματομορφών και τα πλάτη τους με βάση τη σχέση:

$$F_n = \sum_{k=0}^{N-1} f_k e^{-j2\pi nk / N} \quad (3.5)$$

ενώ ο ανάστροφος μετασχηματισμός ορίζεται ως:

$$f_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_n e^{j2\pi nk / N} \quad (3.6)$$

Αν παρατηρήσουμε λοιπόν τη συσχέτιση των σχέσεων (3.1) και (3.6) προκύπτει ότι ο μετασχηματισμός Fourier (FFT) και ο ανάστροφος του (IFFT) είναι ιδανικοί για την υλοποίηση του OFDM. Απλά τα φέροντα διαμορφώνονται και αποδιαμορφώνονται με μία και μόνο εφαρμογή του μετασχηματισμού Fourier.

3.6 Η αρχή της Ορθογωνικότητας των φερόντων

Στο OFDM οι κυματομορφές των φερόντων πρέπει να επιλέγονται έτσι ώστε να διατηρούν την ορθογωνικότητα τους ακόμα και εάν το φάσμα τους αλληλεπικαλύπτεται.

Γενικά ορθογώνιες μεταξύ τους ονομάζονται δυο συναρτήσεις $\varphi_m(t)$ and $\varphi_n(t)$ σε ένα διάστημα $[a, b]$ εάν ισχύει:

$$\int_a^b \varphi_m(t) \varphi_n^*(t) dt = 0, \quad n \neq m \quad (3.7)$$

Όσον αφορά τώρα το OFDM, οι κυματομορφές μετάδοσης στο πεδίο του χρόνου πρέπει να επιλεγούν έτσι ώστε να διασφαλίζεται η αρχή της ορθογωνικότητας. Αυτό

σημαίνει ότι κάθε φέρον επιλέγεται σε μηδενικό σημείο ενέργειας του φάσματος όλων των υπολοίπων φερόντων.

Τυπικές μέθοδοι διαμόρφωσης που το επιτυγχάνουν αυτό είναι η **Quadrature Amplitude Modulation (QAM)** και η **Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)**. Και στις δύο αυτές περιπτώσεις τα σύμβολα διαμορφώνονται από ημιτονοειδή φέροντα τα οποία εμφανίζουν διαφορά φάσης 90 μοίρες μεταξύ τους. Καθώς τα φέροντα αυτά είναι ορθογώνια μεταξύ τους, μπορούν να χρησιμοποιούν το ίδιο φάσμα συχνοτήτων για μετάδοση και να διαμορφώνονται ανεξάρτητα το ένα από το άλλο και μάλιστα με διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης. Αποτελούν επομένως ιδανικές περιπτώσεις προσομοίωσης της μετάδοσης OFDM.

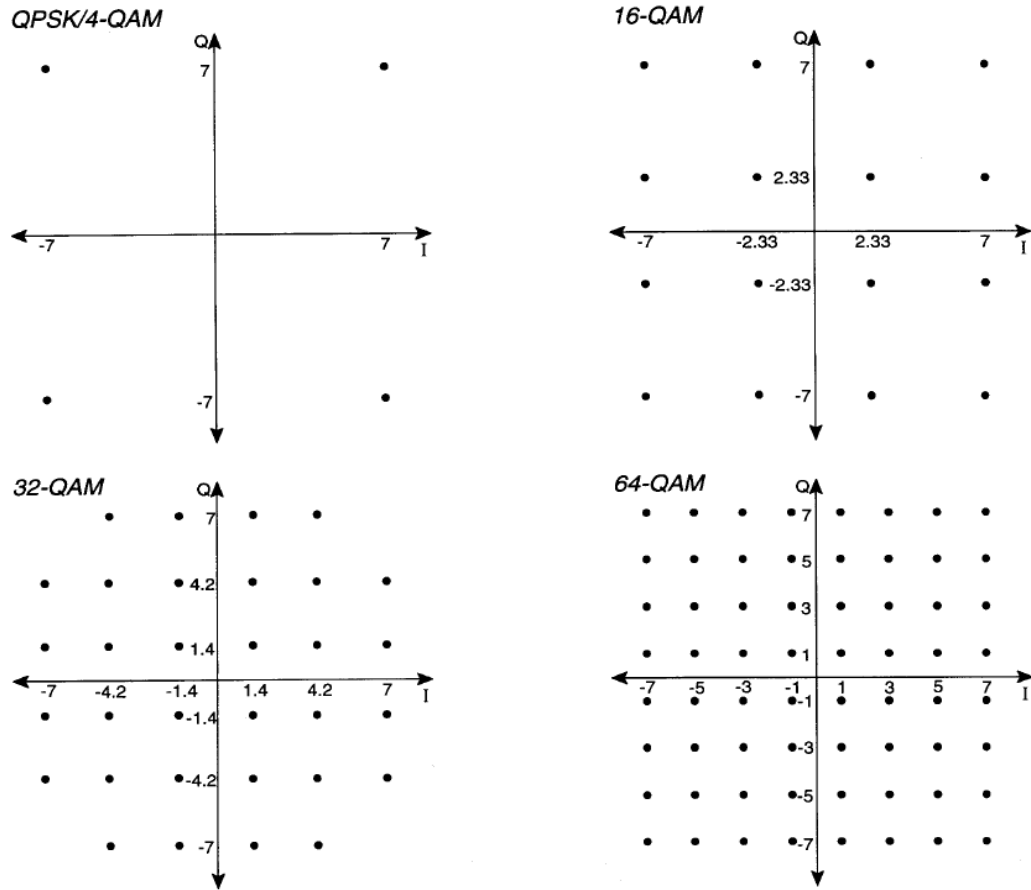
Συγκεκριμένα σ' αυτές τις τεχνικές διαμόρφωσης τα bits πληροφορίας αντιστοιχούν σε κάποια ημιτονοειδή κυματομορφή της μορφής

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t) + B \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (3.8)$$

και αποτελούν μια ορθοκανονική βάση με $A \cos(\omega_0 t)$ να αντιπροσωπεύει την In-Phase και $B \sin(\omega_0 t)$ την Q-Phase συνιστώσα. Είναι τότε εμφανής η ισχύς της ορθογωνικότητας στο διάστημα T , αφού:

$$\int_0^T A \cos(2\pi ft) * B \sin(2\pi ft) dt = \int_0^T AB \left(\frac{1}{2} [\sin(2\pi ft - 2\pi ft) + \sin(2\pi ft + 2\pi ft)] \right) dt =$$

$$\int_0^T AB \frac{1}{2} [\sin(0) + \sin(4\pi ft)] dt = 0$$



Εικόνα 3.3: Διαγράμματα αστερισμού QPSK/QAM

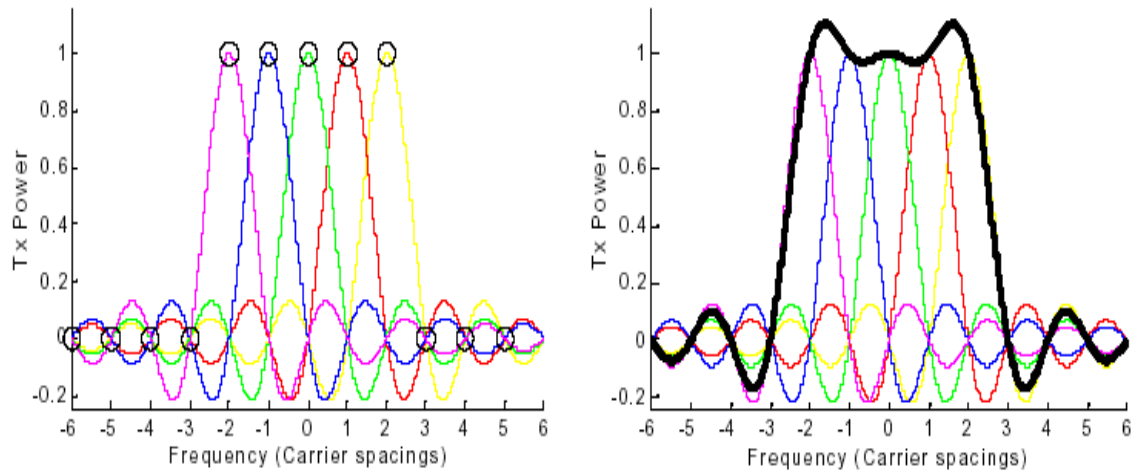
Αν για παράδειγμα χρησιμοποιούμε QPSK κωδικοποίηση της πηγής τότε τα A,B της σχέσης (3.8) παίρνουν τις τιμές 1, -1 ανάλογα με την τιμή του συμβόλου που παριστάνουν. Έτσι η παράσταση των συμβόλων 0, 1, 2, 3 με κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου και των συχνοτήτων φαίνεται στον πίνακα ακολούθως:

Δυαδική ακολουθία	Παράσταση στο πεδίο του χρόνου	Παράσταση στο πεδίο των συχνοτήτων
00	$\cos(\omega_0 t) + \sin(\omega_0 t)$	$\frac{1}{2} - \frac{1}{2}j(f - f_0) + \frac{1}{2} + \frac{1}{2}j(f + f_0)$
01	$-\cos(\omega_0 t) + \sin(\omega_0 t)$	$-\frac{1}{2} - \frac{1}{2}j(f - f_0) - \frac{1}{2} + \frac{1}{2}j(f + f_0)$
10	$-\cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)$	$-\frac{1}{2} + \frac{1}{2}j(f - f_0) - \frac{1}{2} - \frac{1}{2}j(f + f_0)$
11	$\cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)$	$\frac{1}{2} - \frac{1}{2}j(f - f_0) + \frac{1}{2} - \frac{1}{2}j(f + f_0)$

Πίνακας 3.1: IQ συνιστώσες για την QPSK διαμόρφωση

Η παράσταση στο πεδίο των συχνοτήτων γίνεται απλά με εφαρμογή του ανάστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT) επί των ημιτονοειδών σημάτων. Προκύπτουν έτσι οι συχνότητες που θα χρησιμοποιηθούν κατά τη μετάδοση και οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους (αφού οι κυκλικές συχνότητες ω_0 είναι επίσης ορθογώνιες μεταξύ τους). Με χρήση λοιπόν μιας ορθογώνιας διαμόρφωσης (π.χ. QPSK) και του ανάστροφου μετασχηματισμού Fourier επιτυγχάνουμε την υλοποίηση των βασικών αρχών λειτουργίας του OFDM.

Ένας άλλος τρόπος για να διαπιστώσουμε την ιδιότητα της ορθογωνικότητας των OFDM σημάτων είναι προσεγγίζοντάς τη από φασματική άποψη. Στο πεδίο των συχνοτήτων κάθε φέρον αντιπροσωπεύεται από μία συνάρτηση $\text{sinc} = \sin(x)/x$. Αυτό είναι το αποτέλεσμα του ότι η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου είναι το ανάστροφο της απόστασης (σε συχνότητες) μεταξύ διαδοχικών συμβόλων. Έτσι αν ένα OFDM σύμβολο μεταδίδεται για χρόνο T_{FFT} , αυτό αντιστοιχεί σε συχνότητα $1/T_{\text{FFT}}$ Hz. Η τετραγωνική αυτή κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου έχει μετασχηματισμό μία sinc συνάρτηση στο πεδίο των συχνοτήτων. Κάθε υπο-φέρον έχει μία κορυφή (peak) πάνω στην κεντρική συχνότητα μετάδοσης του και μηδενικά (nulls) ομοιόμορφα κατανεμημένα δεξιά και αριστερά της κεντρικής συχνότητας. Όταν το OFDM σήμα προσδιορίζεται βάσει ενός Διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT) το φάσμα δεν είναι συνεχές αλλά αποτελείται από διακριτά δείγματα (εδώ σημειώνονται με το σύμβολο «ο» στην παρακάτω εικόνα). Και αν ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier είναι συγχρονισμένος τότε τα δείγματα διαμορφώνουν τις κορυφές των φερόντων και οι περιοχές υπερκάλυψης των φασμάτων μεταξύ των φερόντων δεν επηρεάζουν τον δέκτη. Αν επιπλέον συνυπολογιστούν τα μηδενικά για όλα τα υπόλοιπα υπο-φέροντα τότε προκύπτει η ορθογωνικότητα μεταξύ των φερόντων.



Εικόνα 3.4: Απόκριση στο πεδίο συχνοτήτων ενός OFDM σήματος με 5 carriers

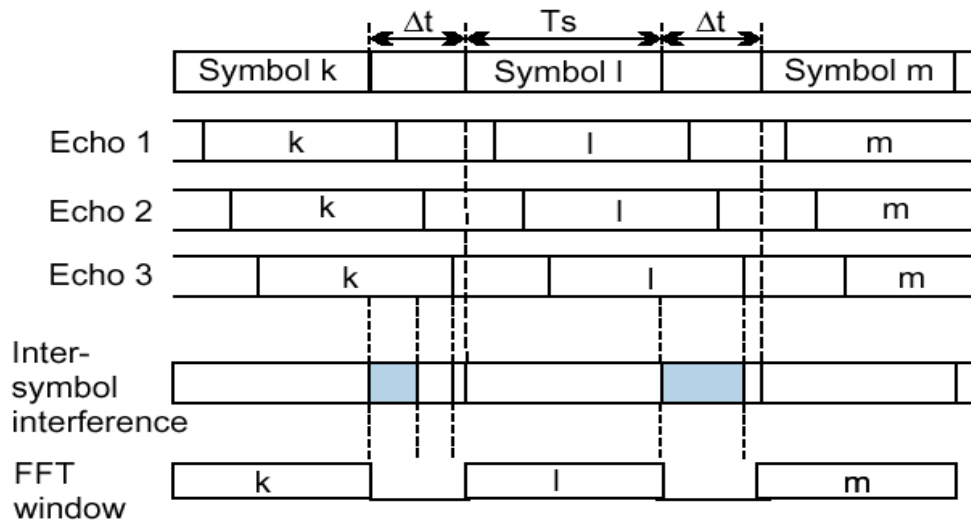
3.7 Αντιμετώπιση της Αλληλοπαρεμβολής των Συμβόλων

Για ένα σύστημα μετάδοσης, με δεδομένο εύρος φάσματος (bandwidth), ο ρυθμός μετάδοσης των συμβόλων στο OFDM είναι κατά πολύ μικρότερος από ότι σε ένα σύστημα απλού φέροντος (single carrier). Για παράδειγμα, για ένα σύστημα απλού φέροντος με BPSK διαμόρφωση ο ρυθμός συμβόλων συμπίπτει με το ρυθμό μετάδοσης των bits. Στο OFDM το εύρος φάσματος για μετάδοση χωρίζεται σε N_c φέροντα, έχοντας ως αποτέλεσμα ρυθμό μετάδοσης συμβόλων μικρότερο κατά N_c φορές από ότι για μονό φέρον. Η μείωση αυτή του ρυθμού μετάδοσης καθιστά το OFDM εκ φύσεως πιο ανθεκτικό σε φαινόμενα αλληλοπαρεμβολής συμβόλων (**Inter Symbol Interference**) που οφείλεται σε διάδοση πολλαπλών μονοπατιών (multipath propagation).

Η διάδοση πολλαπλών μονοπατιών σε συστήματα με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δημιουργεί φαινόμενα αλληλοπαρεμβολής συμβόλων, όταν σήματα που μεταδίδονται σε διαφορετικά μονοπάτια υφίστανται διαφορετική χρονική καθυστέρηση από το κύριο κανάλι με αποτέλεσμα στον δέκτη τμήματα αυτών να αλληλεπικαλύπτονται. Στην OFDM διαμόρφωση, τέτοιο πρόβλημα εμφανίζεται όταν ένα OFDM σύμβολο επικαλύπτει κάποιο άλλο. Καθώς δεν υπάρχει συσχέτιση μεταξύ διαδοχικών OFDM συμβόλων, η μεταξύ τους παρεμβολή θα έχει ως αποτέλεσμα ένα διαταραγμένο σήμα. Μάλιστα όσο πιο περιορισμένο είναι το χρησιμοποιούμενο bandwidth τόσο πιο έντονο είναι το φαινόμενο της αλληλοπαρεμβολής συμβόλων και πρέπει να αντιμετωπιστεί.

Ένας τρόπος για να το αντιμετωπίσουμε αυτό, είναι να εισάγουμε ένα διάστημα ασφαλείας (**Guard Interval**) μεταξύ των OFDM συμβόλων. Επιπλέον με το να μεταδίδονται διαδοχικά σύμβολα σε παράλληλα διαφορετικά υπο-κανάλια, η αλλοίωση που θα συμβεί δεν θα είναι σε μεγάλο συνεχόμενο τμήμα του σήματος και έτσι θα είναι εφικτή η ανάκτηση του στον δέκτη. Το διάστημα ασφαλείας μπορεί να είναι είτε μηδενικά σύμβολα είτε ακόμα κυκλική επέκταση του ίδιου του OFDM συμβόλου.

Όσο η καθυστέρηση πολυδιόδευσης (*multipath propagation*) που εισάγεται στο κανάλι δεν υπερβαίνει τη διάρκεια του διαστήματος ασφαλείας, δεν υπάρχει πρόβλημα αλληλοπαρεμβολής των συμβόλων και δεν απαιτείται εξισορρόπηση του καναλιού.



Εικόνα 3.5 : Αντιμετώπιση της ISI με προσθήκη Cyclic Prefix

3.8 Βασικές Αρχές ενός συστήματος OFDM μετάδοσης

Ένα σχήμα μετάδοσης OFDM [38] μπορεί να διαχειριστεί τις διαλείψεις συχνότητας με το να διαιρεί το διαθέσιμο bandwidth B σε N ίσα καταναμημένα υπο-κανάλια μεγέθους $f_c = B/N$. Μία ροή δεδομένων με N σύμβολα κατανέμεται στα επιμέρους φέροντα f_k με $k=0,1,\dots,N-1$ τα οποία και μεταδίδονται εν παραλλήλω. Ένα από τα σημαντικά πλεονεκτήματα του OFDM είναι η εύκολη εξισορρόπηση (*equalization*) του συστήματος.

Η συνάρτηση μεταφοράς καναλιού $H(f)$ μπορεί να διαχωρισθεί σε επιμέρους τμήματα $H(k) = H(kf_c)$ με κέντρο τη συχνότητα του κάθε φέροντος kf_c . Για κάθε επιμέρους υπό-κανάλι k η γνώση του $H(k)$ μπορεί να αποκτηθεί με χρήση ενός σήματος εκμάθησης

(training signal) και έπειτα να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή των συντελεστών $C(k)$ ενός συνόλου από εξισορροπητές μιας λήψης (one tap).

Το λαμβανόμενο σύμβολο μετά από εξισορρόπηση μπορεί να οριστεί ως:

$$r_e(k) = \frac{1}{\hat{H}(k)} r(k) = C(k) r(k) \quad (3.9)$$

Ένα θέμα που απαιτεί προσοχή είναι η επιλογή των διαστημάτων μεταξύ των φερόντων του OFDM. Με περίοδο δειγματοληψίας (sampling period) T_A και διάρκεια συμβόλου (symbol duration) T_s , τα φέροντα διατηρούν την ορθογωνικότητά τους εάν :

$$T_s = \frac{1}{f_c} = \frac{N}{f_A} = N T_A \quad (3.10)$$

Αν και υπάρχει φασματική επικάλυψη, δεν παρατηρούνται παρεμβολές, ενώ επιτυγχάνεται υψηλή εκμετάλλευση του φάσματος.

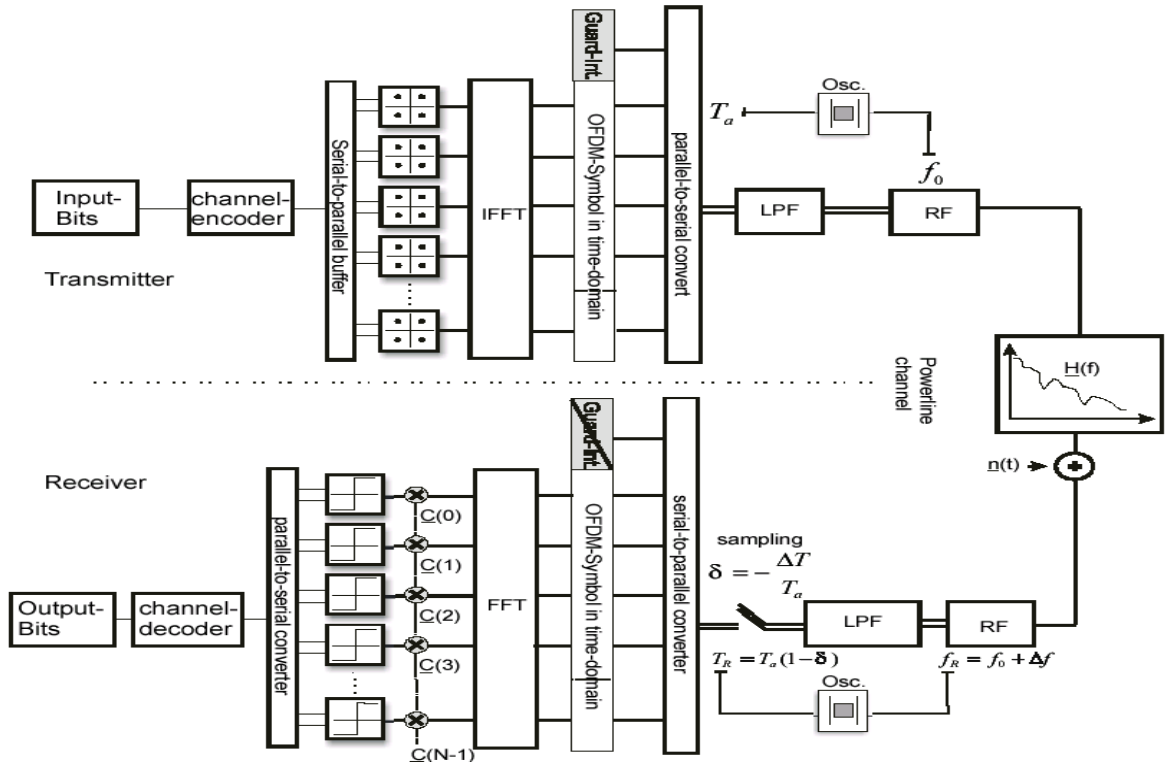
Ένα block από N_s σύμβολα πληροφορίας $X(k)$ συσχετισμένα με συχνότητα φέροντος f_c αποφέρουν ένα χρονικά συνεχές σήμα $s(t)$. Αυτό γίνεται με τη βοήθεια γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT) για μετάδοση κατά τη διάρκεια του συμβόλου T_s .

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi f_k t), \quad f_k = k f_c = \frac{k}{N T_A} \quad (3.11)$$

Τα εν σειρά μεταδιδόμενα OFDM σύμβολα αλληλεπικαλύπτονται στον δέκτη εξαιτίας διαταραχών του καναλιού όπως η πολυδιόδευση (multipath propagation). Η αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (ISI) έχει ως αποτέλεσμα την απώλεια της ορθογωνικότητας. Δημιουργώντας όμως ένα κυκλικά επεκτεταμένο διάστημα ασφαλείας (cyclic prefix) μήκους T_G , το οποίο για κάθε σύμβολο OFDM αποτελεί κυκλική επέκταση τμήματος του, η ορθογωνικότητα διατηρείται και η αλληλοπαρεμβολή συμβόλων εκμηδενίζεται. Η διάρκεια τότε του συμβόλου επεκτείνεται σε $T = T_s + T_G = (N+G)f_A$. Ένα διάστημα ασφαλείας μεγαλύτερο κατά μερικά msec από τον παλμό απόκρισης του καναλιού αυξάνει την ευρωστία του συστήματος προς τα αρνητικά φαινόμενα της πολυδιόδευσης του

σήματος και του κρουστικού θορύβου, έχοντας ένα μικρό κόστος στην μείωση της αποδοτικότητας του φάσματος.

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα επικοινωνίας με γραμμές ενέργειας που χρησιμοποιεί OFDM:



Εικόνα 3.6: Σύστημα OFDM σε δίκτυο με γραμμές ενέργειας

Η εισερχόμενη ροή από bits πληροφορίας κωδικοποιείται και πακετάρεται σε blocks συμβόλων. Για τα φέροντα μπορούμε να θεωρήσουμε QPSK, DQPSK ή QAM διαμόρφωση. Τα φέροντα αυτά μεταδίδονται εν παραλλήλω. Μέσω ενός ανάστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT) αποτελούν ανά N ένα **OFDM σύμβολο**. Ένα διάστημα ασφαλείας (guard interval) προστίθεται σε αυτό για μείωση της ISI. Κατόπιν τα διακριτά σύμβολα φιλτράρονται και μετατρέπονται σε αναλογικά για τη μετάδοση τους μέσω των γραμμών ενέργειας με κεντρική συχνότητα μετάδοσης f_0 .

Στον δέκτη, ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία: το σήμα μετασχηματίζεται στη συχνότητα f_R , και ακολουθεί φιλτράρισμα και δειγματοληψία με περίοδο λήψης δειγμάτων T_R . Ακολούθως αφαιρείται το διάστημα ασφαλείας και το διακριτό πλέον σήμα μετατρέπεται ξανά στο πεδίο των συχνοτήτων με εφαρμογή του μετασχηματισμού Fourier

(FFT). Ένας εξισορροπητής διορθώνει την παραμόρφωση του καναλιού και τελικά γίνεται η λήψη αποφάσεων και η αποκωδικοποίηση των συμβόλων στην αρχική ακολουθία από bits.

Η χρήση μεγαλύτερων αστερισμών σημάτων όπως PSK, 16QAM, 64QAM ή D4PSK, D8PSK, D2A16PSK κλπ. σε συνδυασμό με χαμηλού ρυθμού κώδικες διόρθωσης (Reed Solomon, Viterbi, κλπ.) αυξάνουν την χωρητικότητα του καναλιού για μετάδοση.

3.9 Το OFDM κατά του Κρουστικού (Impulsive) Θορύβου

Ο κρουστικός θόρυβος (impulsive noise) αποτελεί έντονο φαινόμενο παρεμβολών σε κανάλια όπως οι γραμμές ενέργειας και τα ασύρματα κανάλια (wireless) που επηρεάζονται από ατμοσφαιρικά φαινόμενα.

Είναι συνηθισμένο φαινόμενο το μήκος ενός παλμού του θορύβου να υπερβαίνει το μήκος ενός συμβόλου δεδομένων σε ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας. Για παράδειγμα, σε ένα 10Mbps σύστημα εάν η διάρκεια συμβόλου είναι 0,1 msec και ο παλμός θορύβου διαρκεί μερικά msec αυτό μπορεί να προκαλέσει ριπές από λάθη που δεν μπορούν να διορθωθούν με απλούς κώδικες διόρθωσης λαθών. Συνήθως σύνθετοι Reed-Solomon κώδικες σε συνδυασμό με μεγάλους διαφυλλωτές πρέπει να χρησιμοποιηθούν για να λυθεί το πρόβλημα.

Τα συστήματα OFDM είναι εξ' ορισμού πιο εύρωστα ως προς τον κρουστικό θόρυβο καθώς η διάρκεια συμβόλου είναι πολύ μεγαλύτερη (μπορεί πολύ εύκολα να επιμηκυνθεί με κυκλική επανάληψη του ίδιου του σήματος πληροφορίας) από ότι σε ένα σύστημα μονού φέροντος. Επιπλέον, είναι αρκετά ασυνήθιστο ο κρουστικός θόρυβος να καταστρέφει πολλά διαδοχικά bits δεδομένων καθώς αυτά μεταδίδονται πάνω σε διαφορετικά φέροντα. Έτσι πολύπλοκοι κώδικες διόρθωσης λαθών και διαφύλλωση δεν απαιτείται σε συστήματα OFDM, απλοποιώντας κατά πολύ την υλοποίηση του πομποδέκτη.

Όπως είναι αναμενόμενο το κανάλι μετάδοσης OFDM πάνω σε γραμμές ενέργειας απαιτεί ένα αξιοσημείωτα υψηλότερο SNR για συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης από ότι ένα κανάλι λευκού gaussian θορύβου (AWGN channel). Επιπρόσθετα, είναι ενδιαφέρον το γεγονός ότι οι καμπύλες για διάφορους αστερισμούς σημάτων συγκλίνουν πιο γρήγορα για χαμηλότερες τιμές της χωρητικότητας σε ένα AWGN κανάλι από ότι σε ένα κανάλι με

διαλείψεις. Για το λόγο αυτό όσον αφορά την χωρητικότητα του καναλιού είναι συμφερότερο να εισάγεται περισσότερο από ένα bit πλεονασμού για κάθε σύμβολο, π.χ. μεγαλύτεροι αστερισμοί σημάτων σε συνδυασμό με χαμηλού ρυθμού κώδικες.

3.10 Περιορισμοί στη χρήση του OFDM και τρόποι αντιμετώπισης τους

3.10.1 Λόγος Μέγιστης προς Μέση Ισχύ (PAPR)

Σε αντίθεση με τα πλεονεκτήματα που εμφανίζει η χρήση του OFDM στα συστήματα επικοινωνίας, υπάρχουν και κάποιοι περιορισμοί. Ένας ισχυρός περιορισμός είναι ότι η ισχύς του OFDM σήματος ($S(t)$) δεν πρέπει να υπερβαίνει μία επιτρεπόμενη τιμή που ορίζει ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (Peak to Average Power Ratio (PAPR)).

Ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ ορίζεται ως:

$$PAPR = \frac{\max |S(t)|^2}{E\{|S(t)|^2\}}$$

όπου η τιμή $E\{\}$ δηλώνει μέση τιμή.

Εάν υποθέσουμε ότι τα δείγματα είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους, η συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση κατανομής (complementary cumulative distribution function) για το λόγο μέγιστης προς μέση ισχύ ενός OFDM συμβόλου (μεγέθους N) δίνεται από την ακόλουθη σχέση ([39],[40]), από την οποία προσδιορίζεται η πιθανότητα ο λόγος PAPR να παίρνει τιμές μεγαλύτερες από ένα επίπεδο γ .

$$\Pr \{PAPR > \gamma\} = (1 - (1 - e^{-\gamma})^N) \quad (3.12)$$

Όταν υπάρχουν μεγάλες τιμές του σήματος (peaks), ο ενισχυτής ισχύος του πομπού εισέρχεται σε μία γραμμική περιοχή λειτουργίας, προκαλώντας παραμόρφωση του σήματος. Αυτή η παραμόρφωση του σήματος προκαλεί αλληλεπίδραση μεταξύ των φερόντων και επέκταση του φάσματος. Έτσι οι ενισχυτές θα πρέπει να λειτουργούν με μεγάλα αποθέματα ισχύος, κάτι που οδηγεί σε μη αποδοτική ενίσχυση και μεγάλου κόστους πομπούς. Επομένως είναι επιθυμητό να μειωθεί ο λόγος PAPR.

Μέθοδοι που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για αυτόν τον σκοπό παρουσιάζονται επιγραμματικά παρακάτω:

Χρήση block κωδίκων

Μία μέθοδος που στηρίζεται σε block κώδικες είναι η αναζήτηση σε ένα δεδομένο σύνολο κωδικών λέξεων με ελάχιστη τιμή PAPR και στη συνέχεια η αντιστοίχισή τους με τα αρχικά δεδομένα εισόδου [41]. Με τον τρόπο αυτό αποφεύγεται η μετάδοση κωδικών λέξεων που προκαλούν μεγάλες αιχμές στην περιβάλλουσα ισχύος (Peak Envelop Power) του σήματος.

Αυτό βέβαια έχει ως τίμημα τη μείωση του ρυθμού κωδικοποίησης. Για παράδειγμα, έχει ένα κόστος περί των 2,48 dB για έναν block κώδικα ρυθμού $\frac{3}{4}$ και ένα σήμα με τέσσερα φέροντα. Για μεγαλύτερο αριθμό συμβόλων, κατάλληλο σύνολο κωδικών μπορεί να βρεθεί αλλά η κωδικοποίηση και η αποκωδικοποίηση είναι δύσκολο να υλοποιηθούν. Δεν αποτελεί γενικά κατάλληλη μέθοδο για μεγάλους ρυθμούς bit ή για μεγάλο αριθμό φερόντων.

Χρήση m-ακολουθιών (m-sequences)

Η χρήση m-ακολουθιών προτάθηκε για τη μείωση του PAPR [42]. Επιτυγχάνεται με την αντιστοίχιση ενός μπλοκ από m bits εισόδου σε μία m-ακολουθία της μορφής $[c_0 \dots c_{N-1}]$ και μήκους $N=2^m - 1$. Αυτό αντιστοιχεί σε έναν κώδικα ρυθμού $(m/2^m - 1)$. Οι m-ακολουθίες είναι κλάσεις από $(2^m - 1, m)$ κυκλικούς κώδικες που εξάγονται από ένα πολυώνυμο γεννήτορα βαθμού m σε ένα πεδίο Galois GF(2). Το πρόβλημα με αυτή τη μέθοδο είναι ο υπερβολικά χαμηλός ρυθμός που προκύπτει για μεγάλες τιμές του m.

Ψαλίδισμα σήματος και Φιλτράρισμα (Clipping and Filtering)

Το ψαλίδισμα του εκπεμπόμενου σήματος είναι μία απλή και αποδοτική τεχνική για τη μείωση του λόγου του PAPR. Όμως η αποκοπή των κορυφών του σήματος είναι μία μη γραμμική διαδικασία και μπορεί να προκαλέσει σημαντική παραμόρφωση εντός του φάσματος μετάδοσης, με αποτέλεσμα την αύξηση του BER, καθώς και θόρυβο έξω από το φάσμα που μειώνει την αποδοτικότητα του.

Το φιλτράρισμα μετά το ψαλίδισμα μπορεί να αποτρέψει τη διαρροή του σήματος εκτός του φάσματος μετάδοσης, αλλά ταυτόχρονα μπορεί να προκαλέσει επανεμφάνιση των κορυφών. Για να παρακαμφθεί αυτό το πρόβλημα, κάθε OFDM block υπερδειγματοληπτείται συμπληρώνοντας την αρχική είσοδο με μηδενικά. Το φιλτράρισμα

μετά το ψαλίδισμα απαιτείται για τη μείωση του θορύβου. Μία εναλλακτική λύση είναι η χρήση Forward Error Correcting codes παράλληλα με ζωνοπερατό φιλτράρισμα και ψαλίδισμα [43]. Αυτή η μέθοδος βελτιώνει το BER και την απόδοση του φάσματος.

Χρήση συναρτήσεων παραθύρων (Peak Windowing)

Η πιο απλή μέθοδος για μείωση του PAPR είναι το ψαλίδισμα του σήματος, αλλά αυξάνει σημαντικά την ακτινοβολία του σήματος έξω από τη συγκεκριμένη ζώνη. Μία διαφορετική προσέγγιση είναι ο πολλαπλασιασμός του σήματος με κάποια συνάρτηση παραθύρου με καλές φασματικές ιδιότητες [44].

Το αποτέλεσμα αυτής της τεχνικής είναι η συνέλιξη του αρχικού OFDM φάσματος με το φάσμα που ορίζει το παράθυρο. Το παράθυρο αυτό πρέπει να είναι όσο το δυνατόν στενότερο σε εύρος και να μην έχει μεγάλη διάρκεια στο πεδίο του χρόνου, γιατί αυτό σημαίνει ότι πολλά δείγματα του σήματος θα επηρεάζονται και επομένως θα έχουμε αύξηση του BER. Παραδείγματα παραθύρων που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν είναι τα Cosine, Kaiser και Hamming. Με τον τρόπο αυτό μείωση του PAPR μπορεί να επιτευχθεί ανεξάρτητα από τον αριθμό των φερόντων και με κόστος μια μικρή αύξηση στον ρυθμό BER και μικρή ακτινοβολία εκτός της βασικής ζώνης μετάδοσης.

3.10.2 Αλληλοπαρεμβολή Φερόντων

Ένας άλλος σημαντικός περιορισμός για τις εφαρμογές που χρησιμοποιούν OFDM είναι τα προβλήματα συγχρονισμού. Αυτά προκαλούνται από τη διαφορά που μπορεί να υπάρχει στη συχνότητα των τοπικών ταλαντωτών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα. Αυτή η μετατόπιση (offset) συχνοτήτων δεν μπορεί να αγνοηθεί και έχει ως αποτέλεσμα δύο αρνητικές συνέπειες: η πρώτη είναι η μείωση του πλάτους του σήματος στην έξοδο των φίλτρων που είναι προσαρμοσμένα σε κάθε ένα από τα φέροντα και η δεύτερη είναι η αλληλοπαρεμβολή των φερόντων (Inter-Carrier Interference (ICI)) τα οποία παύουν τώρα να είναι ορθογώνια.

Επειδή στο OFDM, τα φέροντα είναι από τη φύση τους αρκετά κοντά σε συχνότητες σε σύγκριση με το εύρος φάσματος του καναλιού, το ανεκτό διάστημα μετατόπισης συχνοτήτων αποτελεί μικρό κλάσμα του bandwidth του καναλιού. Το OFDM είναι γενικά

αρκετά πιο ευαίσθητο στη μετατόπιση συχνοτήτων (frequency offset) και στο θόρυβο φάσης (phase noise) από ότι ένα σύστημα απλού φέροντος.

Μία μέθοδος αντιμετώπισης του προβλήματος συγχρονισμού είναι η εξισορρόπηση στο πεδίο των συχνοτήτων, η οποία χρησιμοποιεί σήματα εκμάθησης (training signals) [45]. Μία άλλη μέθοδος που μπορεί να μειώσει την αλληλοπαρεμβολή φερόντων είναι η χρήση παραθύρων (windowing) στο πεδίο του χρόνου. Στη μέθοδο αυτή τα μεταδιδόμενα σήματα πολλαπλασιάζονται με μία γνωστή και σωστά σχεδιασμένη συνάρτηση παραθύρου. Ένας αριθμός από διάφορα παράθυρα, όπως το παράθυρο Hamming [46], παράθυρα που ικανοποιούν το κριτήριο Nyquist, και το παράθυρο Kaiser [47] έχουν προταθεί για τη μείωση της ICI.

Μία τρίτη μέθοδος που ονομάζεται «μέθοδος αυτο-εξουδετέρωσης αλληλοπαρεμβολής φερόντων» (ICI self-cancellation scheme) έχει προταθεί [48] για τη μείωση της ευαισθησίας σε λάθη συχνότητας. Η μέθοδος αναθέτει τα δεδομένα που θα μεταδοθούν σε γειτονικά ζευγάρια από φέροντα με διαφορά φάσης 180 μοίρες μεταξύ τους και όχι σε ένα και μόνο φέρον. Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι δεν αξιοποιεί αποδοτικά το εύρος φάσματος καθώς δύο φέροντα χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση μίας σύνθετης τιμής.

3.10.3 Αλληλοπαρεμβολή Συμβόλων

Καθώς το φάσμα ενός OFDM σήματος δεν είναι αυστηρά περιορισμένο, γραμμικές αλλοιώσεις στο κανάλι, όπως η διόδευση πολλαπλών μονοπατιών, έχει ως αποτέλεσμα κάθε υπό-κανάλι να διαχέει ενέργεια σε γειτονικά κανάλια προκαλώντας έτσι αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (Inter-Symbol Interference (ISI)).

Ένας τρόπος για να αποφευχθεί αυτό το φαινόμενο είναι η δημιουργία ενός επεκτεταμένου κυκλικού διαστήματος ασφαλείας (guard interval), όπου σε κάθε OFDM σύμβολο προηγείται μία περιοδική επέκταση του ίδιου του σήματος. Όταν το διάστημα ασφαλείας είναι μεγαλύτερο σε διάρκεια από την απόκριση του καναλιού ή την καθυστέρηση λόγω πολυδιόδευσης τότε η αλληλοπαρεμβολή συμβόλων ελαχιστοποιείται.

3.10.4 Διαλείψεις Επιλεκτικές της Συχνότητας (Frequency Selective Fading channel)

Χρησιμοποιώντας diversity χρόνου και συχνοτήτων, το OFDM παρέχει ένα μέσο για τη μετάδοση δεδομένων σε ένα κανάλι επιλεκτικό της συχνότητας. Πάντως δεν καταστέλλει τελείως τις διαλείψεις μόνο του. Ανάλογα με τη θέση τους στο πεδίο των συχνοτήτων, ανεξάρτητα υποκανάλια μπορούν να επηρεαστούν από τις διαλείψεις.

Για να αντιμετωπιστεί αυτό και να προστατευθούν τα μεταδιδόμενα δεδομένα, απαιτείται η χρήση κωδικοποίησης καναλιού. Κωδικοποιημένο OFDM σε συνδυασμό με διαφύλλωση στο πεδίο χρόνου και συχνοτήτων θεωρείται το πιο αποτελεσματικό μέσο για ένα κανάλι με διαλείψεις επιλεκτικές της συχνότητας [49].

3.10.5 Προβλήματα Συγχρονισμού

Για κατασκευαστικούς λόγους οι ταλαντωτές στον πομπό και στον δέκτη θα έχουν ελαφρώς διαφορετικές συχνότητες. Αυτό οδηγεί στην εμφάνιση ενός φάσματος στον δέκτη ολισθημένο κατά $f=f_R-f_0$.

Επιπρόσθετα, κατά τη δειγματοληψία δημιουργείται ένα σφάλμα ίσο με $T=T_R-T_0$ λόγω της αναπόφευκτης διαφοράς στην περίοδο δειγματοληψίας πομπού και δέκτη. Καθώς και οι δύο διαδικασίες βασίζονται στον ίδιο ταλαντωτή θα υπάρχει κάποια σχέση μεταξύ των δύο αυτών σφαλμάτων (στο χρόνο δειγματοληψίας και στη συχνότητα).

Συνολικά τα προβλήματα συγχρονισμού είναι τριών ειδών:

- (1) Η διαδικασία αποδιαμόρφωσης στον δέκτη αρχίζει μία αυθαίρετη χρονική στιγμή. Έτσι θα υπάρχει ολίσθηση κατά Δt σε σχέση με την αρχή του συμβόλου.
- (2) Το σφάλμα στη μονάδα RF μετατοπίζει το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος κατά Δf .
- (3) Η μονάδα δειγματοληψίας στον δέκτη έχει διαφορετική περίοδο δειγματοληψίας, προκαλώντας σφάλμα $\delta = \Delta T/T_A$ σε σχέση με την περίοδο δειγματοληψίας T_A που εφαρμόζεται στον πομπό.

Κεφάλαιο 4

Μοντέλα προσομοίωσης της OFDM Διαμόρφωσης σε Simulink και Πειραματικές Μετρήσεις

4.1 Το Περιβάλλον Simulink και τα Μοντέλα προσομοίωσης

Για την υλοποίηση μοντέλων, που να αναπαριστούν ικανοποιητικά τη συμπεριφορά συστημάτων επικοινωνίας που χρησιμοποιούν OFDM Διαμόρφωση σε κανάλια γραμμών ενέργειας, χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο του Matlab, Simulink. Το Simulink αποτελεί ένα πακέτο λογισμικού για τη μοντελοποίηση, προσομοίωση και ανάλυση δυναμικών συστημάτων. Υποστηρίζει την προσομοίωση τόσο γραμμικών όσο και μη γραμμικών συστημάτων που μπορούν να μοντελοποιηθούν είτε σε συνεχή είτε σε διακριτό χρόνο. Ακόμα παρέχει τη δυνατότητα τα επιμέρους τμήματα ενός συγκεκριμένου μοντέλου να λειτουργούν με διαφορετικούς ρυθμούς δειγματοληψίας.

Επιπλέον, το Simulink παρέχει ένα γραφικό interface, φιλικό προς το χρήστη, για την σύνθεση αλλά και την εν συνεχεία παρακολούθηση των μοντέλων. Το βασικό πλεονέκτημα του, που το καθιστά ιδανικό για την παρούσα εργασία, είναι ότι περιλαμβάνει μία πλούσια βιβλιοθήκη με πηγές, γεννήτριες, γραμμικές και μη γραμμικές συναρτήσεις, συνδέσμους, συστατικά από τη θεωρία σημάτων και εργαλεία παρακολούθησης και καταγραφής κυματομορφών. Τα μοντέλα στο Simulink είναι ιεραρχικά υλοποιημένα, ενώ παρέχουν στον παρατηρητή την δυνατότητα παρακολούθησης του μοντέλου από ένα υψηλότερο επίπεδο, όπου τα συστατικά του μοντέλου έχουν τη μορφή blocks, ενώ στο εσωτερικό των blocks αναπτύσσονται κατώτερου επιπέδου ιεραρχίες ή και πρωταρχικής μορφής υλοποίηση υπό μορφή κώδικα σε γλώσσα Matlab ή C.

Ένα πρόσθετο πλεονέκτημα της χρήσης του Simulink στην παρούσα εργασία είναι ότι, καθώς σκοπός των προσομοιώσεων είναι να μετρήσουμε την απόδοση των συστημάτων σαν να είχαμε στη διάθεσή μας ένα πραγματικού χρόνου και όχι ένα στατικό μοντέλο, μας δίνεται η δυνατότητα να ελέγξουμε το OFDM κάτω από διαφορετικές συνθήκες συμπεριφοράς του καναλιού και για διαφορετικές παραμέτρους, αλλάζοντας απλά σε κάθε εκτέλεση της προσομοίωσης ορισμένες μόνο τιμές.

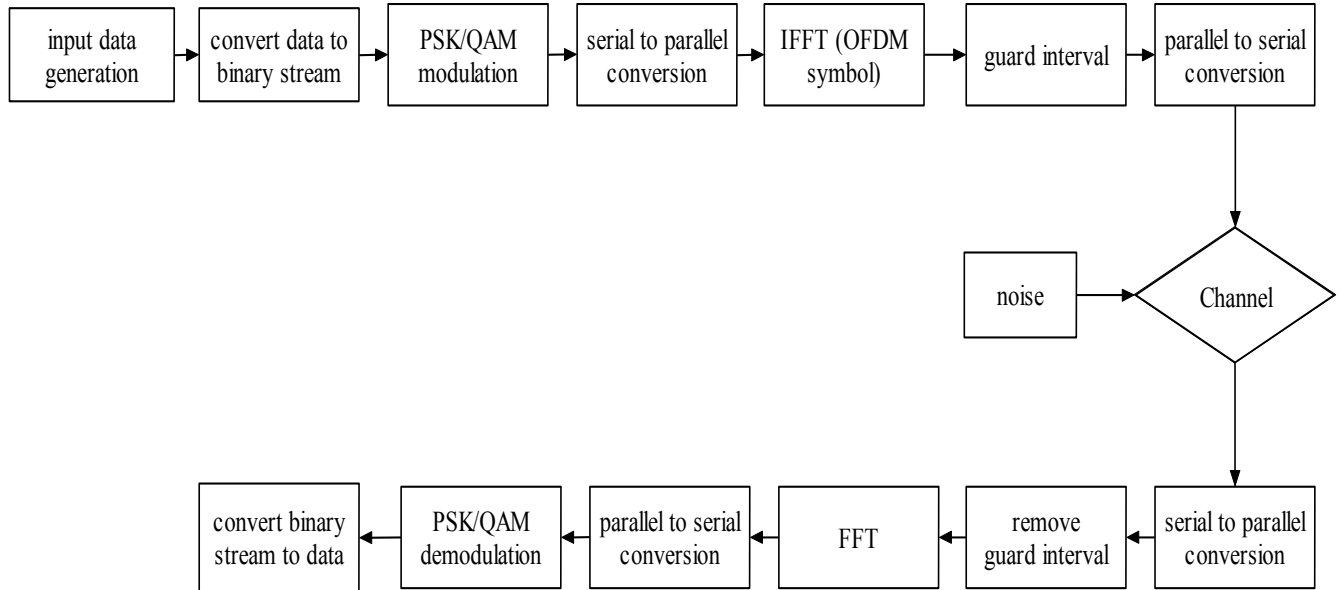
Η υλοποίηση χωρίζεται σε δύο μέρη: Στο πρώτο μέρος υλοποιήθηκαν τα μοντέλα που προσομοιώνουν την ορθογώνια διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων (OFDM) που χρησιμοποιείται σε ένα κανάλι λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου (AWGN), προκειμένου να μελετηθεί το πως επηρεάζουν την απόδοση της OFDM διαμόρφωσης οι διάφορες βασικές παράμετροι της. Έτσι έγιναν μετρήσεις για :

- Διάφορες τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) που εισάγει το block λευκού θορύβου στο κανάλι
- Διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης της πηγής (QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 8-PSK, 16-PSK)
- Διαφορετικά μεγέθη του μετασχηματισμού Fourier, άρα και του παραγόμενου OFDM συμβόλου (FFT_size= 256, 512, 1024)
- Διαφορετικά μεγέθη του κυκλικού προθέματος, ως προέκταση του σήματος για την αντιμετώπιση της ISI (cyclic prefix= 0, 32, 64)

Στο δεύτερο μέρος της υλοποίησης, προσομοιώθηκαν οι διάφορες πηγές παρεμβολών που συναντώνται σε κανάλια γραμμών ενέργειας, αφού πρώτα εντοπίστηκαν, με την βοήθεια πειραματικών μετρήσεων που έγιναν από άλλους ερευνητές, οι καταλληλότερες παράμετροι που προσεγγίζουν όσο πιο ρεαλιστικά γίνεται τη συμπεριφορά τους. Συγκεκριμένα, υλοποιήθηκε η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού με όλες τις γραμμικές αλλοιώσεις που αυτό επιφέρει, μια γεννήτρια παραγωγής θορύβου περιβάλλοντος (background noise), μια γεννήτρια παραγωγής θορύβου στενής ζώνης (narrowband noise) και μια γεννήτρια παραγωγής κρουστικού θορύβου (impulsive noise), η οποία συντίθεται από τρεις επιμέρους γεννήτριες για την παραγωγή του πλάτους, του εύρους και των χρόνων άφιξης των παλμών που συνιστούν αυτό το είδος του θορύβου.

4.2 Περιγραφή Πομπού στην OFDM Διαμόρφωση

Το διάγραμμα υλοποίησης ενός τυπικού OFDM συστήματος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 4.1: Διάγραμμα Υλοποίησης OFDM μετάδοσης

Το κάθε block αντιπροσωπεύει ένα βήμα στη διαδικασία υλοποίησης του συστήματος μετάδοσης OFDM στο Simulink και ο ρόλος του θα εξεταστεί αναλυτικά πιο κάτω:

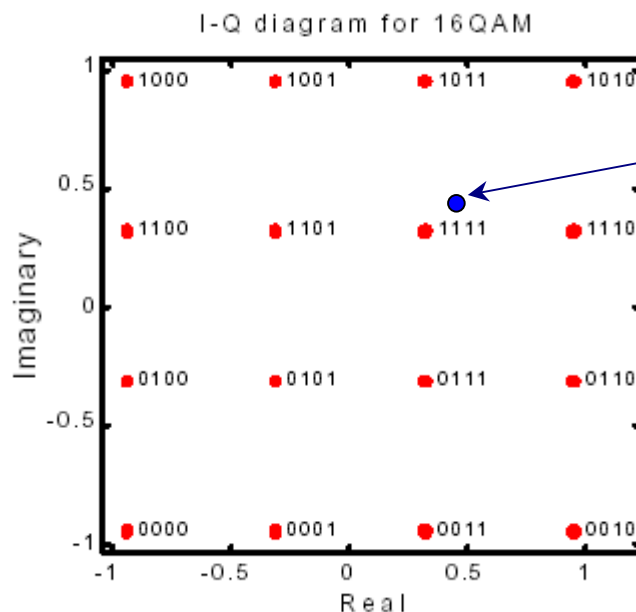
4.2.1 Παραγωγή Δεδομένων εισόδου

Η ακολουθία των δεδομένων εισόδου, και κατ' επέκταση η δομή του OFDM σήματος, είναι σε ψηφιακή μορφή εξαιτίας της αδυναμίας να παράγουμε αναλογικό σήμα, λόγω του μεγάλου πλήθους ταλαντωτών που θα απαιτούνταν σε αυτήν την περίπτωση. Έχουμε, λοιπόν, στην είσοδο του πομπού μία σειριακή ακολουθία δεδομένων σε ψηφιακή μορφή, η οποία για τις ανάγκες της υλοποίησής μας μπορεί να είναι η κωδικοποίηση ενός αρχείου ήχου ή εικόνας ή απλά μια ροή χαρακτήρων. Εδώ για να ελέγξουμε την υλοποίηση μας χρησιμοποιούμε μια γεννήτρια παραγωγής τυχαίων δεκαδικών αριθμών με τιμές μέσα σε ένα επιλεγμένο διάστημα (π.χ. [0, 3]) και μήκος ακολουθίας όσο επιθυμούμε.

4.2.2 Μέθοδοι Διαμόρφωσης της πηγής

Τα προς μετάδοση bits αντιστοιχίζονται βάσει κάποιας γνωστής μεθόδου διαμόρφωσης σε ένα συγκεκριμένο φέρον με δεδομένα χαρακτηριστικά (πλάτος και φάση). Ουσιαστικά, δηλαδή, παράγεται μία ορθογώνια βάση σημάτων που η εν-φάση (In-phase) και η ορθογώνια (Quadrature-phase) συνιστώσα προσδιορίζουν το πλάτος και τη φάση της κυματομορφής. Συγκεκριμένα, το πλάτος δίνεται από τη σχέση $\sqrt{I^2 + Q^2}$ και η φάση από τη σχέση $\tan^{-1}(Q/I)$. Έχουμε πλέον μία ακολουθία από μιγαδικά σύμβολα που το καθένα αντιστοιχεί σε ένα καθορισμένο φέρον για μετάδοση.

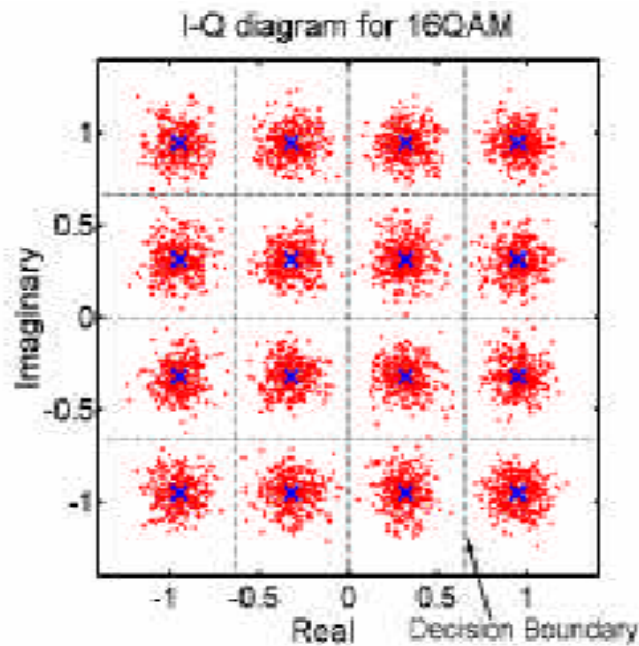
Υπάρχει μεγάλο πλήθος από διαθέσιμες τεχνικές διαμόρφωσης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν, κάνοντας τον αριθμό των bits που μεταφέρεται στο κάθε φέρον να διαφέρει και δίνοντας διαφορετικές δυνατότητες κατά τη μετάδοση. Παράδειγμα μιας τέτοιας διαμόρφωσης αποτελεί η 16-QAM, η οποία αντιστοιχίζει 4 bits για κάθε διακριτό σύμβολο. Κάθε διαφορετικός συνδυασμός από 4bits παράγει ένα μοναδικό IQ διάνυσμα, όπως φαίνεται στην εικόνα παρακάτω.



Το σύμβολο με τιμή $0.6+0.4*i$ αντιστοιχίζεται στο 1111 βάσει του IQ διαγράμματος της 16QAM

Στον δέκτη τα IQ διανύσματα αντιστοιχίζονται κατά μοναδικό τρόπο σε συνδυασμό από bits και τελικά σε διακριτά σύμβολα. Η λήψη αποφάσεων για το ποιο σύμβολο αναπαριστά κάθε IQ διάνυσμα στον δέκτη γίνεται βάσει της ελάχιστης διανυσματικής

του απόστασης από τα σύμβολα στο διάγραμμα αστερισμού της διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε. Για παράδειγμα, αν το λαμβανόμενο διάνυσμα στον δέκτη έχει την τιμή $0.6+0.4i$, τότε για 16-QAM διαμόρφωση αυτό αντιστοιχίζεται σύμφωνα με τον αστερισμό σημάτων που φαίνεται στην εικόνα 4.1 στην ακολουθία από bits 1111. Κατά τη μετάδοση θόρυβος και παρεμβολές προστίθενται στο σήμα και αυτό έχει ως αποτέλεσμα τα λαμβανόμενα σήματα να είναι αλλοιωμένα. Λάθη εμφανίζονται εάν ο προστιθέμενος θόρυβος υπερβαίνει το μισό της απόστασης ανάμεσα στα IQ σημεία της ορθοκανονικής βάσης σημάτων.



Εικόνα 4.2: Αστερισμός 16-QAM των λαμβανόμενων συμβόλων αλλοιωμένος από θόρυβο

Ο αριθμός από bits που μπορούν να μεταδοθούν με ένα μόνο IQ σύμβολο είναι $\log_2(\mathbf{M})$, όπου \mathbf{M} ο αριθμός των σημείων στο διάγραμμα αστερισμού. Δηλαδή, με την 256-QAM διαμόρφωση μπορούν να μεταφερθούν μέχρι 8bits ανά σύμβολο. Αυξάνοντας τον αριθμό των σημείων στο διάγραμμα αστερισμού, δηλαδή επιλέγοντας κάποια μέθοδο διαμόρφωσης μεγαλύτερης τάξης, βελτιώνεται η εκμετάλλευση του φάσματος. Για παράδειγμα, η 256-QAM έχει εκμετάλλευση φάσματος 8b/s/Hz ενώ η BPSK μόνο 1b/s/Hz. Από την άλλη, όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των σημείων στο διάγραμμα αστερισμού τόσο πιο κοντινές είναι οι μεταξύ τους αποστάσεις και κατά συνέπεια τόσο

πιο δύσκολη η αποκωδικοποίηση τους στον δέκτη και τόσο πιο συχνή η εμφάνιση λαθών. Υπάρχει λοιπόν ένα όριο ανάμεσα στην εκμετάλλευση του φάσματος και στην ανοχή σε θόρυβο. Ο τύπος του Shannon, ορίζει τη μέγιστη χωρητικότητα C ενός καναλιού ως προς το εύρος φάσματος W στο οποίο μεταδίδεται σήμα ισχύος S και παρεμβάλλεται λευκός θόρυβος με μέση ισχύ N ως :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

Η εκμετάλλευση του φάσματος ενός καναλιού έχει ως μέτρο τον αριθμό των bits που μεταφέρονται ανά δευτερόλεπτο για κάθε Hz του φάσματος. $S_E = \frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$.

Αν ο λόγος του σήματος προς θόρυβο (S/N) είναι αρκετά μεγαλύτερος της μονάδας τότε σε κάθε διπλασιασμό της ισχύος του σήματος (3dB αύξηση) η εκμετάλλευση του φάσματος αυξάνει κατά 1b/s/Hz.

4.2.3 Μετατροπή ακολουθίας εισόδου από σειριακή σε παράλληλη

Ένα *OFDM symbol* συντίθεται από N διαφορετικά σύμβολα που μεταδίδονται παράλληλα σε N διαφορετικά φέροντα. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η ακολουθία των δεδομένων είναι αρχικά σε σειριακή μορφή. Για να μπορέσουμε να συνθέσουμε ένα OFDM σύμβολο πρέπει να γίνει μετατροπή της ακολουθίας από σειριακή σε παράλληλη. Το μέγεθος που θα έχει τότε το κάθε OFDM σύμβολο καθορίζεται αφενός από τη μορφή της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται και αφετέρου από το πλήθος των φερόντων. Αν δηλαδή, κάνουμε χρήση 16-QAM διαμόρφωσης τότε κάθε φέρον μεταφέρει 4bits δεδομένων και αν τα φέροντα για μετάδοση είναι 100 τότε το συγκεκριμένο OFDM symbol μεταφέρει 400bits.

Επιπλέον, υπάρχει η δυνατότητα για κάθε φέρον να χρησιμοποιηθεί διαφορετική τεχνική διαμόρφωσης των συμβόλων, με αποτέλεσμα ο αριθμός των μεταφερόμενων bits να διαφέρει από φέρον σε φέρον. Τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί μία zero-padding διαδικασία για να εξισωθεί ο αριθμός των bits που μεταφέρει κάθε φέρον. Σ' αυτήν την διαδικασία τα υπολειπόμενα bits, στα φέροντα όπου απαιτείται, συμπληρώνονται με μηδενικά.

Μία άλλη δυνατότητα που προσφέρει η OFDM διαμόρφωση είναι ότι τα διαδοχικά bits της ακολουθίας δεδομένων διαμοιράζονται σε διαφορετικά μη γειτονικά carriers. Σε περιπτώσεις που το περιβάλλον μετάδοσης εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές της συχνότητας, δημιουργείται αλλοίωση πολλών γειτονικών φερόντων και κατά συνέπεια καταστροφή μεγάλου τμήματος του OFDM συμβόλου με αποτέλεσμα να μην μπορεί αυτό κατόπιν να ανακτηθεί. Αυτό μπορεί να αποφευχθεί αν κατά τη διάρκεια της μετατροπής της σειριακής ακολουθίας δεδομένων σε παράλληλη γίνει μία τυχαία διανομή των bits του OFDM συμβόλου στα carriers. Έτσι προκύπτει μία διασπορά των λαθών και δεν υπάρχει το καταστροφικό αποτέλεσμα μιας ριπής λαθών.

4.2.4 Παραγωγή OFDM σήματος με χρήση IFFT

Μετά τη διαμόρφωση των φερόντων από τα σύμβολα δεδομένων και την αντιστοίχισή τους σε κατάλληλες συχνότητες, καθένα από τα φέροντα χαρακτηρίζεται από ένα πλάτος και μία φάση ανάλογα με το είδος των αρχικών δεδομένων και τη μορφή της διαμόρφωσης που έχει χρησιμοποιηθεί. Οι συχνότητες που δεν χρησιμοποιούνται παριστάνονται με μηδενισμό των αντίστοιχων carriers.

Η εφαρμογή του ανάστροφου μετασχηματισμού Fourier (**IFFT**) απαιτείται για τον σχηματισμό του OFDM σήματος στο πεδίο του χρόνου, ώστε να μπορεί να μεταδοθεί.

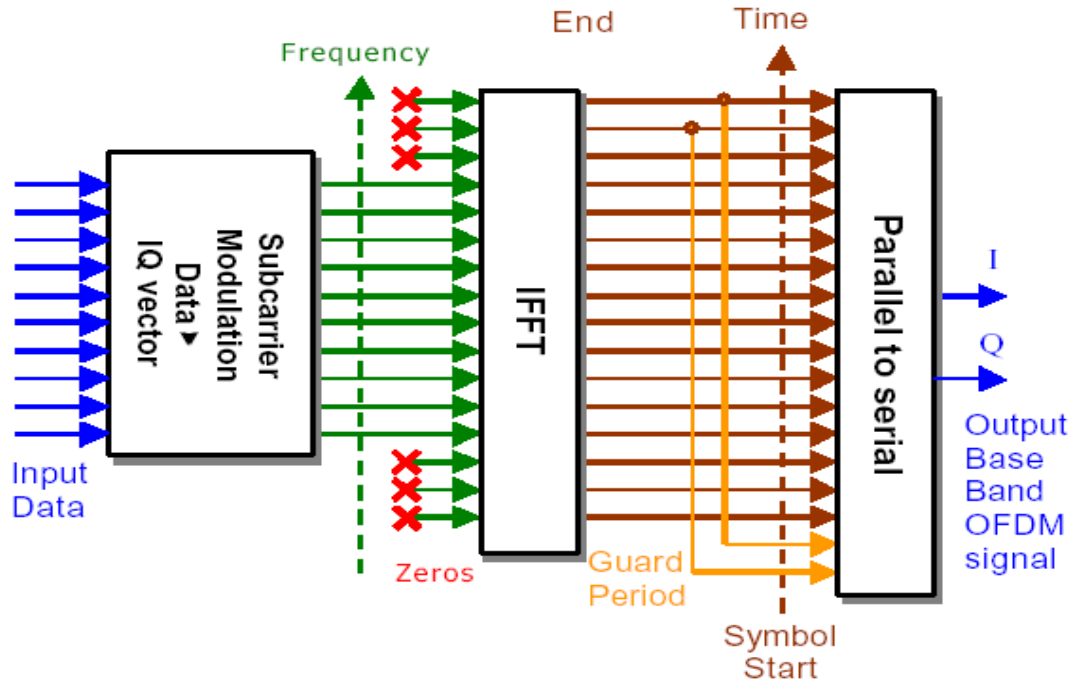
Η έκφραση ενός OFDM σήματος, που αποτελείται από N το πλήθος φέροντα, δίνεται ([38],[39]) από τον τύπο:

$$S_{total}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,k} \cdot g(t-kT) \cdot e^{jn\frac{2\pi}{T}t}$$

όπου $\mathbf{g}(t)$ είναι ένας τετραγωνικός (ή άλλης μορφής) παλμός διάρκειας t και T είναι η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου. Ο ανάστροφος διακριτός μετασχηματισμός Fourier ορίζεται ως:

$$f_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_n e^{j2\pi nk / N}$$

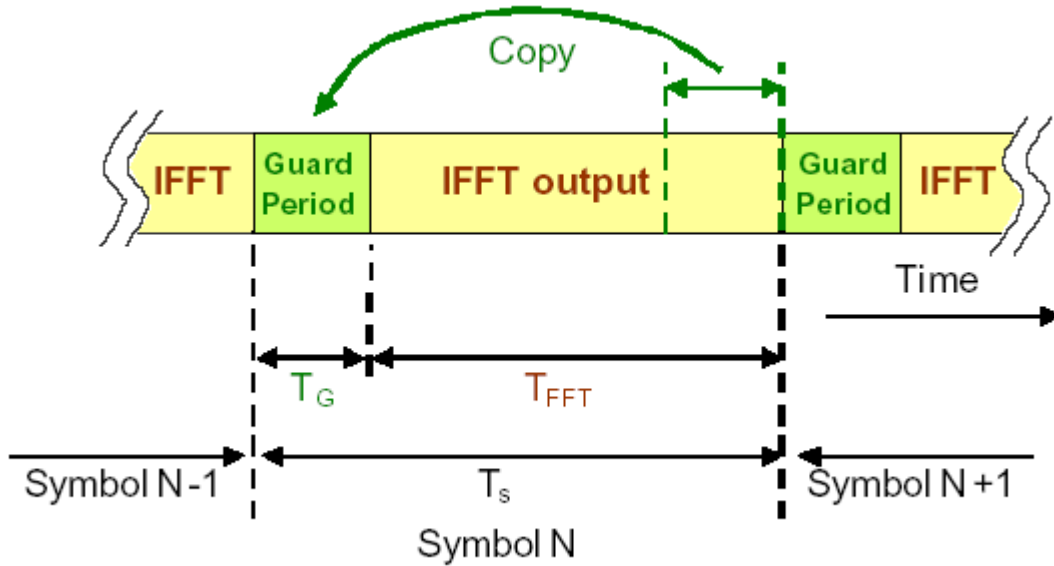
Αν παρατηρήσουμε λοιπόν τη σχέση των δύο παραπάνω παραστάσεων προκύπτει ότι ο ανάστροφος μετασχηματισμός Fourier είναι ιδανικός για την παραγωγή του OFDM σήματος.



Εικόνα 4.3: Εφαρμογή του IFFT στο OFDM symbol

4.2.5 Επέκταση OFDM συμβόλου με χρήση Κυκλικού Προθέματος (cyclic prefix)

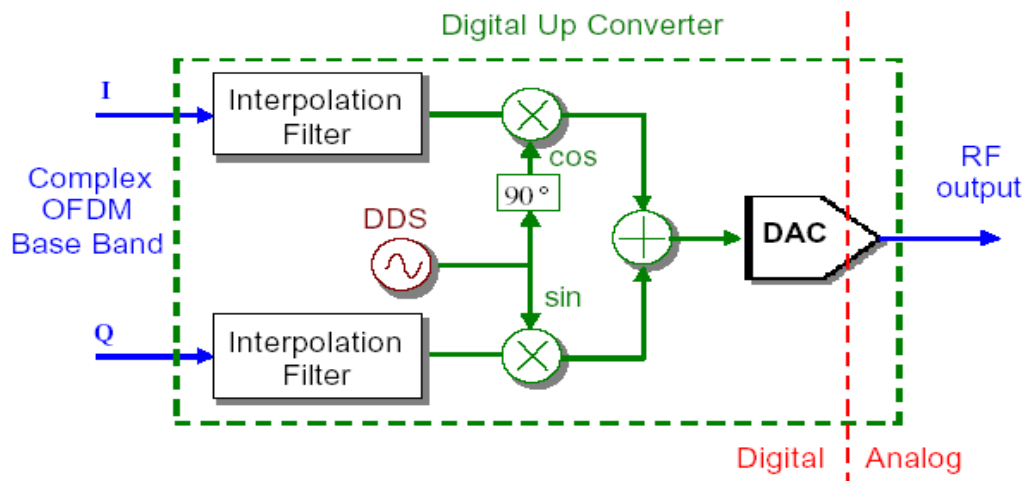
Στην περίπτωση προσθήκης κυκλικού προθέματος (*Cyclic Prefix*) ένα αρχικό τμήμα του κάθε OFDM συμβόλου, όσο εμείς επιλέξουμε, επαναλαμβάνεται στο τέλος του επεκτείνοντας έτσι το μήκος του. Αν, για παράδειγμα, το αρχικό μήκος ενός OFDM συμβόλου είναι T_{FFT} σε δείγματα (το μήκος του συμπίπτει με το μήκος του μετασχηματισμού Fourier που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του) και εμείς επαναλάβουμε ένα διάστημα T_G αυτού, τότε το συνολικό του μέγεθος θα είναι $T_S = T_{FFT} + T_G$ δείγματα.



Εικόνα 4.4: Προσθήκη κυκλικού προθέματος σε OFDM σύμβολο

4.2.6 Διαμόρφωση Βασικής ζώνης - Αντιστοίχιση σε πραγματικές συχνότητες

Σε πολλές εφαρμογές και υλοποιήσεις, όπως και στην παρούσα εργασία, το OFDM σήμα παράγεται για ευκολία με διαμόρφωση βασικής ζώνης (baseband modulation). Κατόπιν μπορεί εύκολα να μετατραπεί σε αναλογικό σήμα που χρησιμοποιεί πραγματικές ραδιοσυχνότητες με τη χρήση κατάλληλου IQ διαμορφωτή όπως φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα.



Εικόνα 4.5: Ψηφιακή σε Αναλογική μετατροπή με χρήση IQ μετατροπέα

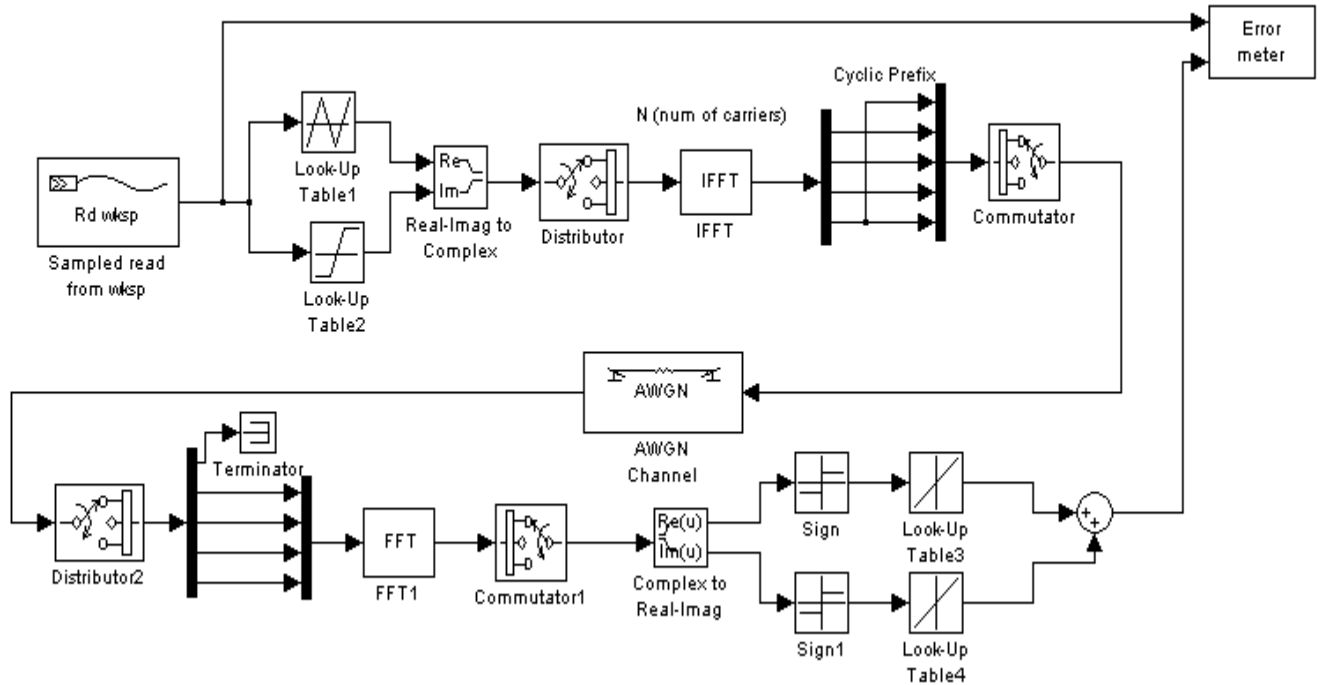
Ο πιο πάνω μετατροπέας (A/D converter) μετατοπίζει το OFDM σήμα από DC (Direct Current) στις κατάλληλες ραδιοσυχνότητες, και τελικά μετατρέπει το μιγαδικό σήμα σε πραγματικό.

4.3 Περιγραφή Δέκτη στην OFDM Διαμόρφωση

Στον δέκτη ακολουθείται η αντίστροφη πορεία σε σχέση με τον πομπό. Μετά την έξοδο τους από το κανάλι μετάδοσης τα σειριακά λαμβανόμενα OFDM σύμβολα μετατρέπονται σε παράλληλα blocks συμβόλων (serial to parallel μετατροπή). Κατόπιν αφαιρείται η κυκλική επέκτασή τους (cyclic prefix removal) και απομένουν μόνο τα χρήσιμα bits πληροφορίας. Η παράλληλη ακολουθία συμβόλων υποβάλλεται σε μετασχηματισμό Fourier (FFT) και το αποτέλεσμα του μετατρέπεται ξανά σε σειριακή ακολουθία προκειμένου να γίνει η αποδιαμόρφωση των φερόντων βάσει της ίδιας μεθόδου που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό για τη διαμόρφωσή τους (PSK, QAM κλπ.). Τα bits που λαμβάνονται αποκωδικοποιούνται και λαμβάνονται αποφάσεις βάσει του διαγράμματος αστερισμού της συγκεκριμένης μεθόδου. Για ιδανικό κανάλι θα πάρουμε τελικά σαν αποτέλεσμα στην έξοδο του δέκτη μια ακολουθία δεδομένων πανομοιότυπη με την ακολουθία εισόδου στον πομπό.

4.4 Μοντέλο OFDM Πομποδέκτη στο Simulink

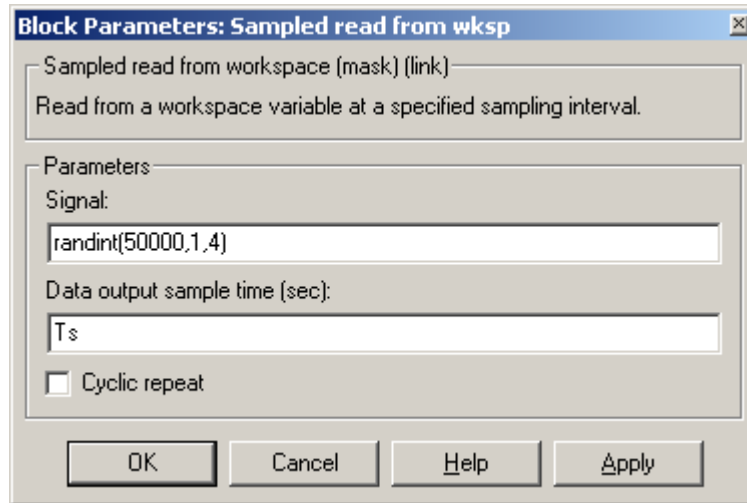
Το μοντέλο που υλοποιεί στο Simulink έναν πομποδέκτη για OFDM μετάδοση φαίνεται ακολούθως:



Εικόνα 4.6: Μοντέλο υλοποίησης OFDM μετάδοσης σε Simulink

Τα blocks που χρησιμοποιήσαμε και η λειτουργία που αυτά επιτελούν κατά την OFDM μετάδοση έχουν ως εξής:

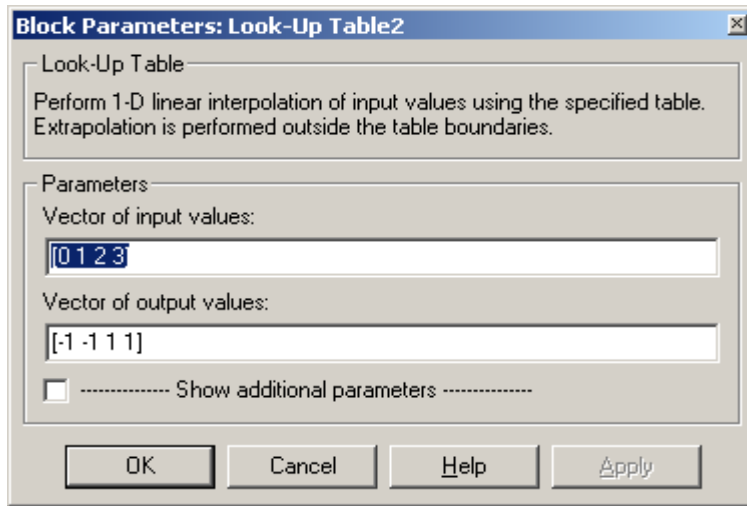
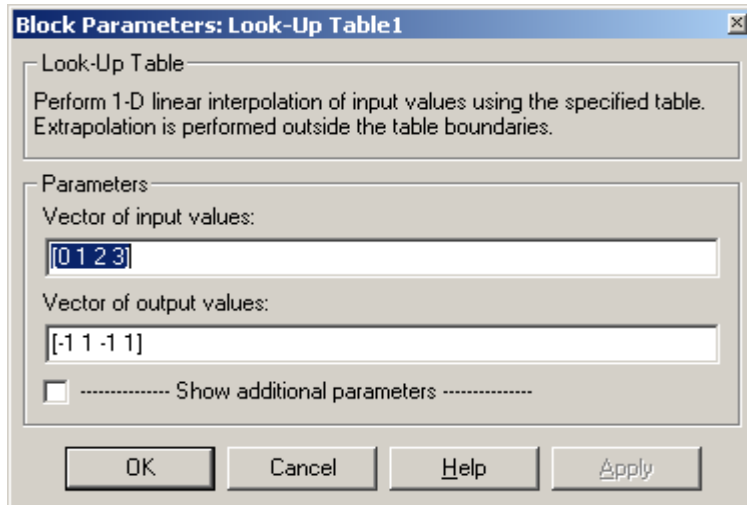
Sampled Read from wksp: Πρόκειται για την γεννήτρια παραγωγής της ακολουθίας των δεδομένων εισόδου. Το block αυτό ουσιαστικά διαβάζει την τιμή μίας μεταβλητής που του έχει δοθεί σαν παράμετρος σε κάθε βήμα της προσομοίωσης. Οι παράμετροι που χρησιμοποιήσαμε κατά την προσομοίωσή μας είναι:



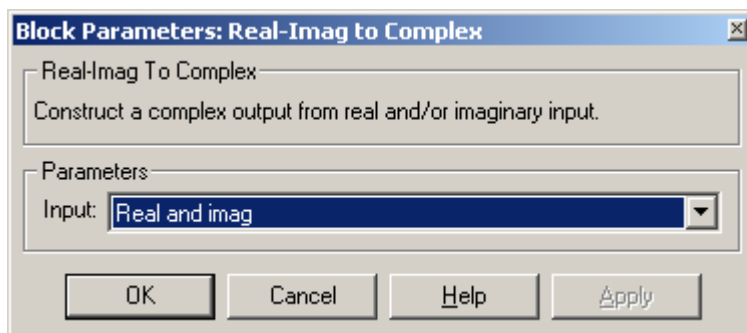
Η συνάρτηση $randint(M,N,range)$ παράγει έναν πίνακα $M \times N$ τυχαίων ακεραίων στο διάστημα $[0 \text{ range}-1]$. Εδώ το παραγόμενο σήμα δεδομένων είναι μία διακριτή ακολουθία μήκους 50.000 συμβόλων από ακέραιους αριθμούς στο διάστημα $[0 \ 3]$ και προκύπτει από την εκτέλεση της συνάρτησης $randint(50000, 1, 4)$. Η έξοδος, λοιπόν, του block για κάθε βήμα της προσομοίωσης T_s είναι ένας τυχαίος ακέραιος αριθμός στο διάστημα $[0 \ 3]$. Το βήμα της προσομοίωσης T_s , όπως θα δούμε και στην ακόλουθη παράγραφο, προκύπτει βάσει της μορφής της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται και από τον επιθυμητό ρυθμό μετάδοσης. Για παράδειγμα, για ρυθμό μετάδοσης $10Mbps$ και $QPSK$ διαμόρφωση ($R_b=2$ bps) ισχύει $T_s=0.0000002$.

Πρέπει να επισημάνουμε ότι τα δεδομένα εισόδου μπορεί να είναι οτιδήποτε από κάποιο αρχείο ήχου μέχρι κάποιο αρχείο εικόνας ή απλά μια ακολουθία χαρακτήρων. Εδώ χρησιμοποιούμε μια γεννήτρια παραγωγής τυχαίων ακεραίων αριθμών με τιμές μέσα σε ένα επιλεγμένο διάστημα και μήκος ακολουθίας όσο επιθυμούμε. Σ' αυτή τη φάση τα δεδομένα έχουν τη μορφή μιας $\{1 \times 50.000\}$ σειριακής ακολουθίας.

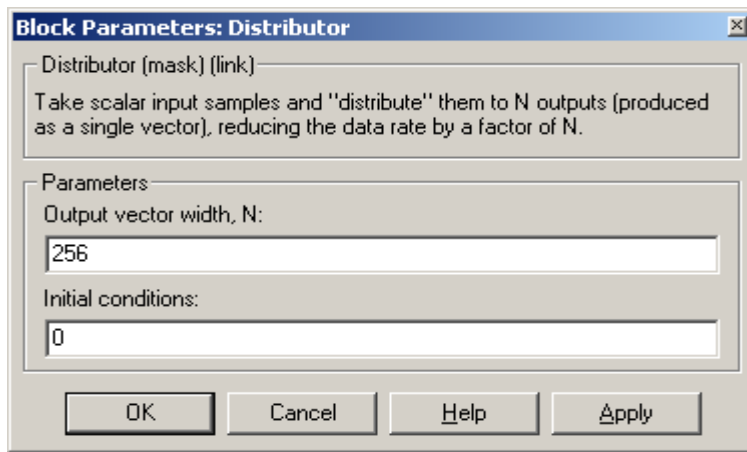
Look-Up Table1 και Look-Up Table2 blocks: Μετατρέπουν την ακολουθία ακεραίων στη δυαδική αναπαράστασή τους. Για διαμόρφωση **QPSK** αρκούν 2 bits ανά σύμβολο και συγκεκριμένα για το *look-up table1* η ακολουθία εισόδου $[0 \ 1 \ 2 \ 3]$ αντιστοιχίζεται σε ακολουθία εξόδου $[-1 \ 1 \ -1 \ 1]$, ενώ για το *look-up table2* η ακολουθία εισόδου $[0 \ 1 \ 2 \ 3]$ αντιστοιχίζεται σε ακολουθία εξόδου $[-1 \ -1 \ 1 \ 1]$. Έτσι προκύπτει η κωδικοποίηση: $0 \rightarrow -1 \ -1$, $1 \rightarrow 1 \ -1$, $2 \rightarrow -1 \ 1$, $3 \rightarrow 1 \ 1$.



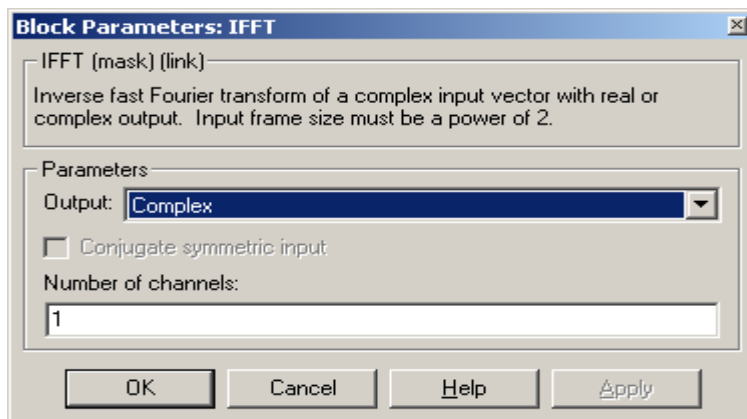
Real-Imag to Complex block: Το block αυτό παράγει μιγαδικούς αριθμούς με πραγματικό μέρος την έξοδο του *look-up table1* και φανταστικό μέρος την έξοδο του *look-up table2*. Δημιουργούνται έτσι τα IQ vectors που χρησιμεύουν στη σύνθεση του OFDM σήματος.



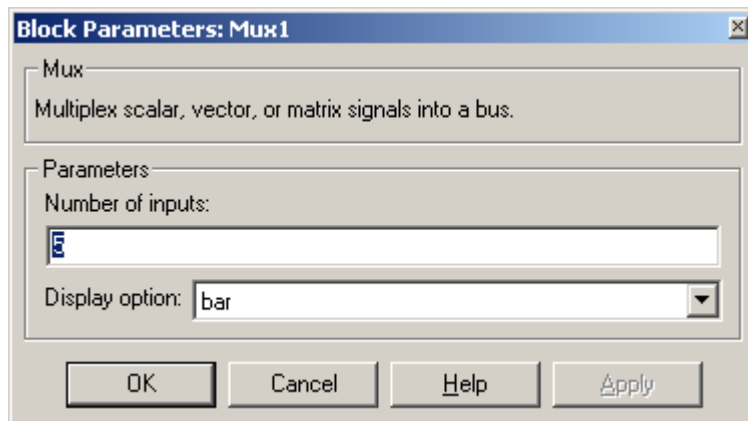
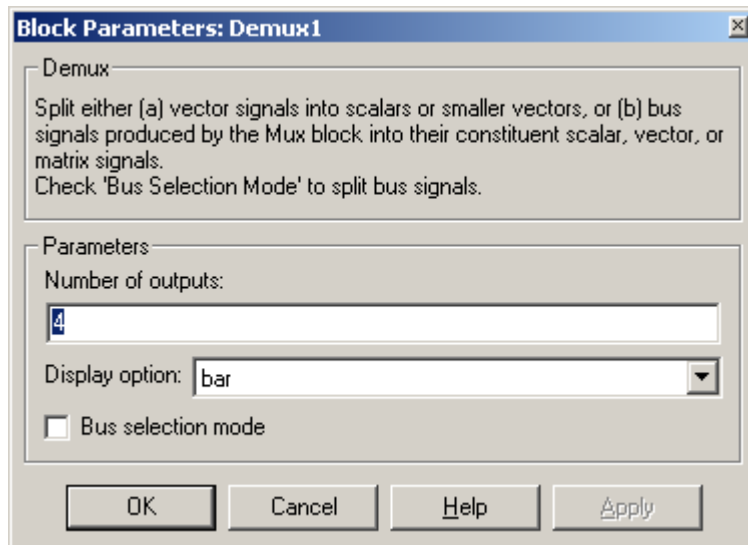
Distributor block: Δέχεται στην είσοδό του τους μιγαδικούς αριθμούς σαν διάνυσμα και τους κατανέμει σε N παράλληλες εξόδους μειώνοντας έτσι τον ρυθμό δεδομένων σε $1/N$. Είναι, δηλαδή, ο *serial-to-parallel converter* και σ' αυτόν δίνουμε για *output vector width*= N τον αριθμό των φερόντων που θέλουμε να διαμορφώσουμε. Σ' αυτή τη φάση έχουμε διανύσματα συμβόλων δεδομένων (S_0, S_1, \dots, S_{N-1}) πλήθους N . Κάθε ένα από αυτά τα διανύσματα διαμοιράζεται στα N παράλληλα φέροντα ταυτόχρονα, στέλνεται δηλαδή καθένα από τα σύμβολα S_i στο φέρον i ($1 < i < N$). Στο πεδίο *Initial conditions* γίνεται η αρχικοποίηση του buffer που περιέχει το block.



IFFT block: Τα N παράλληλα σύμβολα που μεταδίδονται ταυτόχρονα στα N φέροντα υφίστανται μετασχηματισμό IFFT και οι συντελεστές Fourier (s_0, s_1, \dots, s_{N-1}) που υπολογίζονται συνθέτουν το **OFDM σήμα**. Η ακολουθία των δεδομένων πριν τον IFFT πρέπει να είναι δύναμη του 2 αλλιώς κάνουμε *zero-padding* στα δεδομένα, συμπληρώνουμε δηλαδή την ακολουθία των δεδομένων με μηδενικά ώστε το μήκος της να είναι δύναμη του 2.



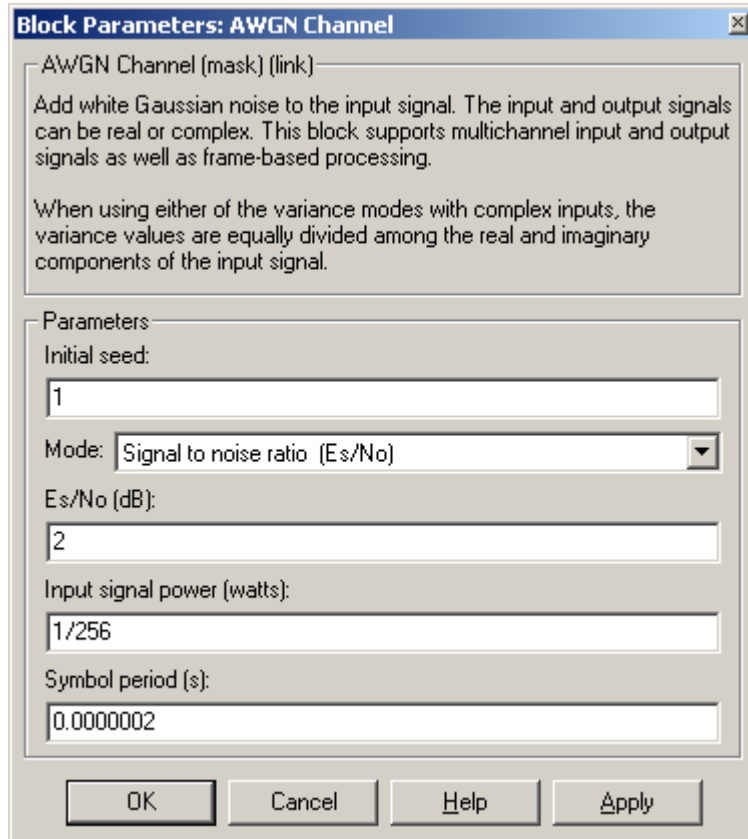
Demux-Mux blocks: Προκειμένου να προσθέσουμε το *Cyclic Prefix* στο μεταδιδόμενο σήμα, χρησιμοποιούμε τα blocks demux-mux. Με το block *demux* η σειριακή ακολουθία των δεδομένων μήκους N (π.χ. *256 samples*) διασπάται σε τόσα ίσα τμήματα όσες οι έξοδοι του block (π.χ. σε τέσσερα κομμάτια). Το τελευταίο κομμάτι της ακολουθίας δεδομένων (π.χ. τα τελευταία *64 samples*) επαναλαμβάνεται στην αρχή της, η οποία επανασυντίθεται στην έξοδο του *mux* block. Αν λοιπόν αρχικά έχουμε μήκος OFDM συμβόλου N (*=256 samples*) τώρα το μήκος του θα έχει αυξηθεί κατά $N/4$ (*=320 samples*).



Commutator block: Πριν τη μετάδοσή του στο κανάλι το σήμα της πληροφορίας μετατρέπεται ξανά σε σειριακή μορφή με τη βοήθεια αυτού του block.

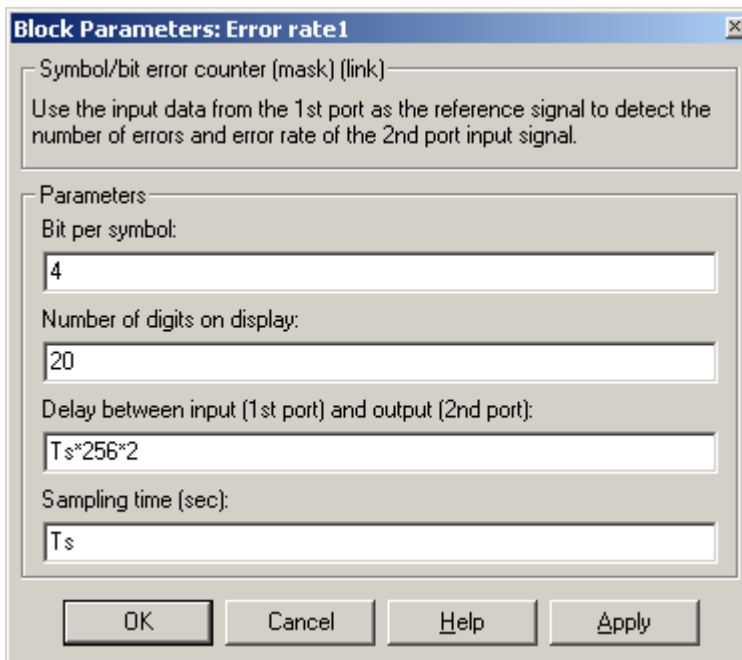
AWGN block: Το block αυτό προσθέτει λευκό Gaussian θόρυβο στο σήμα εισόδου του. Σαν παράμετρο του block, στο πεδίο *mode*, έχουμε τη δυνατότητα να ορίσουμε τον

λόγο σήματος προς θόρυβο (σε decibel) που επιθυμούμε να εμφανίζεται στο κανάλι κατά τη μετάδοση. Επίσης σαν παράμετρος του block δίνεται και η ισχύς των συμβόλων στο κανάλι. Έτσι αν θεωρήσουμε μέση ισχύ σήματος 1watt για ένα σύστημα με 256 φέροντα θα αντιστοιχεί μέση ισχύς $1/256$ watts ανά σύμβολο. Τέλος στο πεδίο *symbol period* δίνουμε ως τιμή τη διάρκεια του συμβόλου δεδομένων.



Στον δέκτη ακολουθείται γενικά η αντίστροφη πορεία. Τα σειριακά λαμβανόμενα OFDM σύμβολα μετατρέπονται σε παράλληλα blocks (*Distributor2 block*) και αφαιρείται το guard interval (*demux-mux*) που υπάρχει μεταξύ τους. Κατόπιν υποβάλλονται σε γρήγορο μετασχηματισμό Fourier μεγέθους N (*FFT block*). Το αποτέλεσμα μετατρέπεται σε σειριακή ακολουθία (*Commutator2 block*) προκειμένου να γίνει η αποκωδικοποίησή του με τη βοήθεια των *Complex to Real-Imag* και *Look-Up Tables3, Look-Up Tables4*. Τα bits που λαμβάνονται αντιστοιχίζονται έτσι σε ακεραίους αριθμούς παράγοντας την τελική ακολουθία εξόδου.

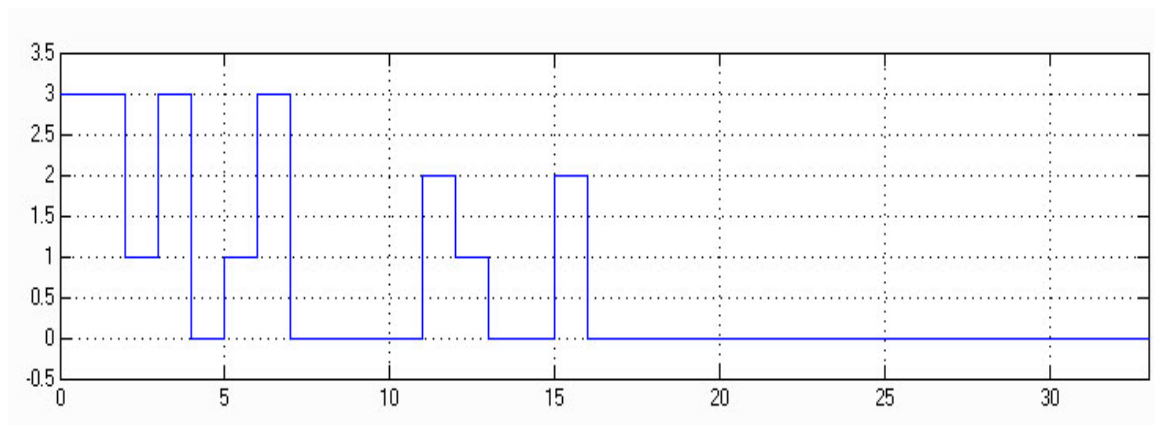
Error Meter block: Αυτό το block έχει δύο εισόδους. Στη μία δέχεται την ακολουθία των δεδομένων εισόδου όπως αυτά παράγονται από την πηγή (*Rd wksp block*) και στην άλλη την ακολουθία εξόδου όπως αυτή προκύπτει μετά τη λήψη αποφάσεων στον δέκτη. Αυτές τις δύο ακολουθίες τις συγκρίνει (ένα προς ένα τα σύμβολα τους) και υπολογίζει τον ρυθμό σφαλμάτων με βάση τις διαφορές τους. Οι παράμετροι που ορίζουμε για το συγκεκριμένο block είναι: Στο *Bit per symbol* ορίζουμε από πόσα bits αποτελείται το κάθε σύμβολο δεδομένων. Για 16-QAM διαμόρφωση δίνουμε την τιμή 4. Στο *Number of digits on display* δηλώνουμε ανά πόσα θέλουμε να εμφανίζονται τα σύμβολα στο παράθυρο παρακολούθησης του block. Στο *delay between input (1st port) and output (2nd port)* δίνουμε την επιθυμητή καθυστέρηση που θέλουμε να εισάγουμε στην έξοδο του συστήματος σε σχέση με την είσοδό του. Αυτή η δυνατότητα είναι αρκετά χρήσιμη καθώς το σύστημα μας χρησιμοποιεί συνολικά 2 buffers, ο καθένας εκ των οποίων εισάγει στην αρχή της προσομοίωσης πλήθος συμβόλων ίσο με το μέγεθος του buffer (π.χ. εδώ 256) και αντίστοιχα σε χρόνο $T_s * 256 * 2$, όπου T_s το βήμα της προσομοίωσης (*Sampling Time*). Τα σύμβολα αυτά είναι τιμές που περιέχει ο buffer κατά την αρχικοποίησή του και όχι πραγματικά δεδομένα και προφανώς τα αποκόπτουμε.



Για να διαπιστώσουμε πως ακριβώς λειτουργεί το παραπάνω μοντέλο, μεταδίδουμε δοκιμαστικά μία ακολουθία μήκους 16 συμβόλων δεδομένων και παρακολουθούμε την μορφή της στην έξοδο του κάθε block. Αρχικά η γεννήτρια παραγωγής της ακολουθίας εισόδου (*Rd Wksp block*) δίνει στην έξοδό της την εξής ακολουθία που αποτελείται από 16 τυχαίους ακεραίους αριθμούς με τιμές στο διάστημα [0 3] :

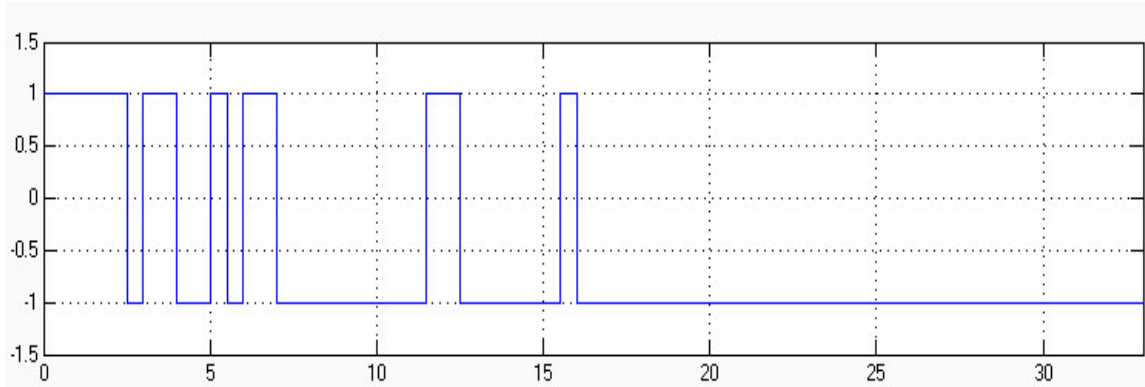
3 3 1 3 0 1 3 0 0 0 2 1 0 0 2

Η παράσταση των παλμών εισόδου (θεωρούμε κάθε παλμό διάρκειας 1sec προκειμένου να είναι εύκολη η παρατήρηση) φαίνεται στην ακόλουθη εικόνα (*σχήμα 4.2*). Στο σχήμα αυτό ο άξονας x προσδιορίζει τη χρονική στιγμή που εμφανίζεται ο εκάστοτε παλμός, ενώ ο άξονας y το πλάτος του παλμού.



Σχήμα 4.2: Ακολουθία συμβόλων εισόδου

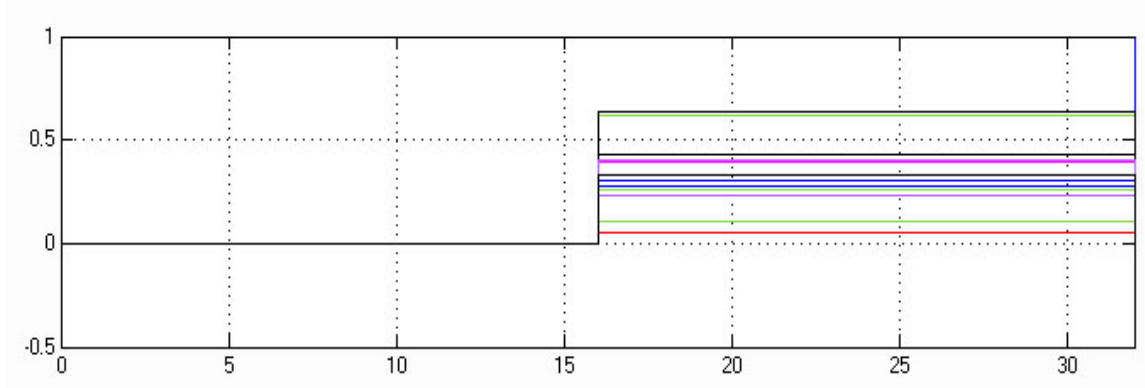
Με τη βοήθεια των *Look-up Tables* παίρνουμε τη δυαδική αναπαράσταση των συμβόλων βάσει της κωδικοποίησης $0 \rightarrow -1 -1$, $1 \rightarrow 1 -1$, $2 \rightarrow -1 1$, $3 \rightarrow 1 1$. Η ακολουθία των bits έχει ίδια διάρκεια με την ακολουθία των αρχικών συμβόλων, με τη διαφορά ότι τώρα όπως φαίνεται και στην γραφική αναπαράσταση της, ο κάθε παλμός που παριστάνει 1 bit έχει διάρκεια 0.5 sec . Αυτό είναι λογικό αφού χρησιμοποιήθηκε *QPSK*, για την οποία ισχύει $R_{symbol} = 2 * R_{bit}$



Σχήμα 4.3: Αναπαράσταση με δυαδικά σύμβολα (bits) της ακολουθίας δεδομένων εισόδου

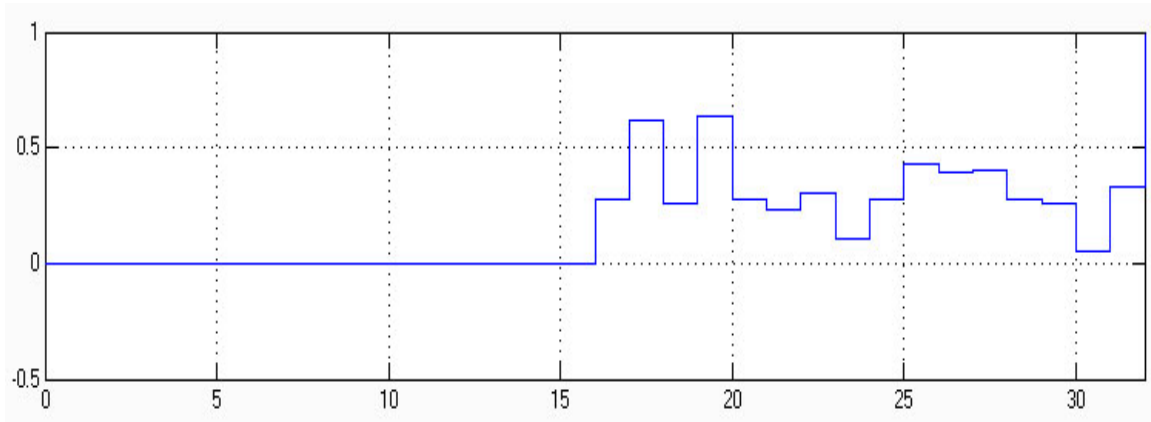
Και σ' αυτό το σχήμα ο x άξονας δείχνει την τρέχουσα χρονική στιγμή (όπως και σε όλα τα επόμενα σχήματα παρακολούθησης του μοντέλου που θα ακολουθήσουν) ενώ στον άξονα y παριστάνονται τα bits που αντιπροσωπεύουν τα σύμβολα της αρχικής ακολουθίας. Μάλιστα ανά δύο διαδοχικά δείγματα παριστάνεται ένα δεκαδικό σύμβολο.

Η σειριακή ακολουθία των bits με τη βοήθεια του *Re-Imag to Complex block* δίνει τους μιγαδικούς αριθμούς, οι οποίοι αποτελούν τα IQ vectors που θα διαμορφώσουν τα φέροντα. Στη συνέχεια το *Distributor block* χωρίζει την ακολουθία εισόδου του σε 16 παράλληλες ακολουθίες. Ανάλογα με το πλήθος των φερόντων που θέλουμε να διαμορφώσουμε σε τόσες παράλληλες ακολουθίες θα χωρίσουμε την αρχική εν σειρά ακολουθία δεδομένων (εδώ υποθέτουμε ότι έχουμε $N_c=16$ carriers). Το μήκος τώρα της κάθε υπο-ακολουθίας είναι N/N_c , όπου N το μήκος της αρχικής ακολουθίας και N_c το πλήθος των φερόντων. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα αφού το μήκος της αρχικής ακολουθίας είναι **16 samples** και θεωρήσαμε **16 carriers**, σε κάθε παράλληλη έξοδο του *Distributor block* θα μεταφερθεί ένα sample.



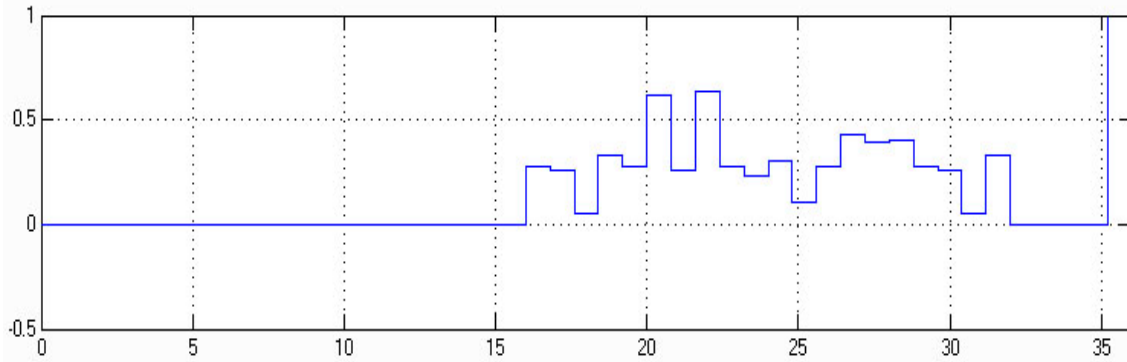
Σχήμα 4.4: Η παράλληλη ακολουθία των συμβόλων μετά την εφαρμογή του IFFT

Οι 16 παράλληλες ακολουθίες εισέρχονται στο *IFFT block*. Το block του ανάστροφου μετασχηματισμού Fourier μήκους 16 δίνει και στην έξοδό του 16 υπο-ακολουθίες συμβόλων (σχήμα 4.4) να δούμε τη μορφή που έχει σ' αυτήν τη φάση το μεταδιδόμενο σήμα (πρόκειται πλέον για το OFDM σήμα), τις τοποθετούμε στη σειρά και το αποτέλεσμα που εκφράζει το μέτρο του μετασχηματισμού IFFT φαίνεται ακολούθως:



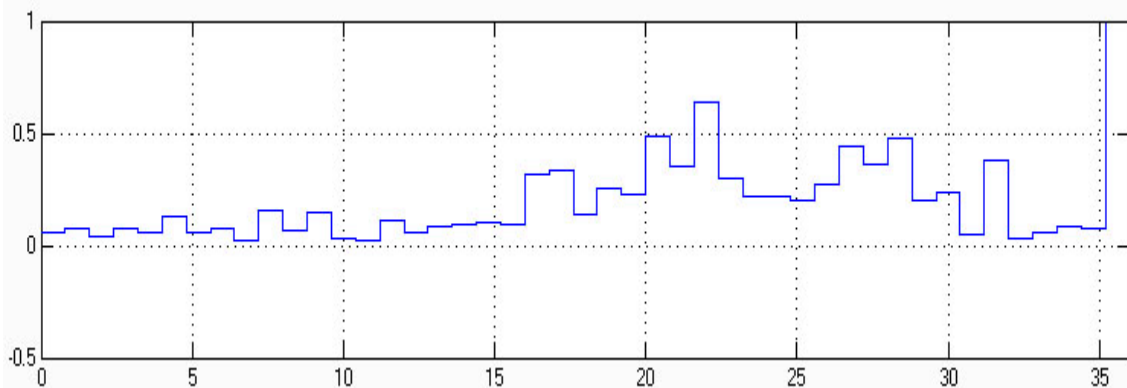
Σχήμα 4.5: Μέτρο του μετασχηματισμού IFFT

Στην πράξη προτού συνθέσουμε την σειριακή ακολουθία των δεδομένων, πρέπει να προσθέσουμε το κυκλικό πρόθεμα, που αποτελεί επανάληψη των τεσσάρων τελευταίων συμβόλων της ακολουθίας. Κι αυτό γιατί επιλέξαμε το κυκλικό πρόθεμα να είναι το 25% της αρχικής ακολουθίας. Με το *demux block* χωρίζουμε τις 16 παράλληλες υπο-ακολουθίες ανά 4 (αυτό σημαίνει ότι κάθε έξοδος του *demux block* θα δίνει 4 σύμβολα) και την τελευταία έξοδο (άρα τα 4 τελευταία σύμβολα) την στέλνουμε στην πρώτη είσοδο του *mux block*. Στην έξοδο λοιπόν του *mux block* έχουμε μία ακολουθία μήκους 20 *samples* εκ των οποίων τα 4 πρώτα είναι ίδια με τα 4 τελευταία.



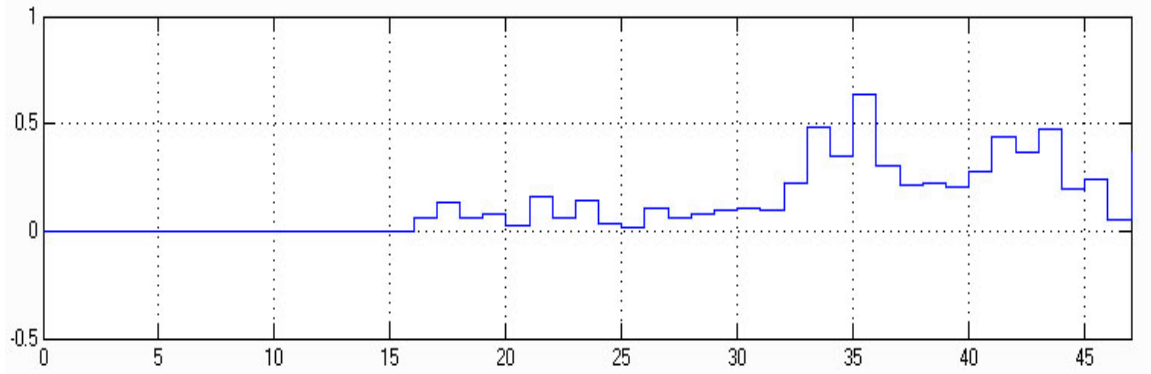
Σχήμα 4.6: Επέκταση της ακολουθίας μετάδοσης κατά 4 δείγματα

Η εν σειρά ακολουθία εισέρχεται στο κανάλι προς μετάδοση. Για επίδραση λευκού Gaussian θορύβου (*AWGN block*) παρατηρούνται κάποιες διαταραχές στην έξοδο του block από το κανάλι. Μάλιστα σημαντική επίδραση έχει η τιμή που θα ορίσουμε για τον λόγο *SNR*. Όσο μικρότερη τιμή έχει ο λόγος *SNR* τόσο εντονότερη η αλλοίωση της ακολουθίας στο κανάλι. Εδώ επιλέξαμε $SNR=10\text{ dB}$.



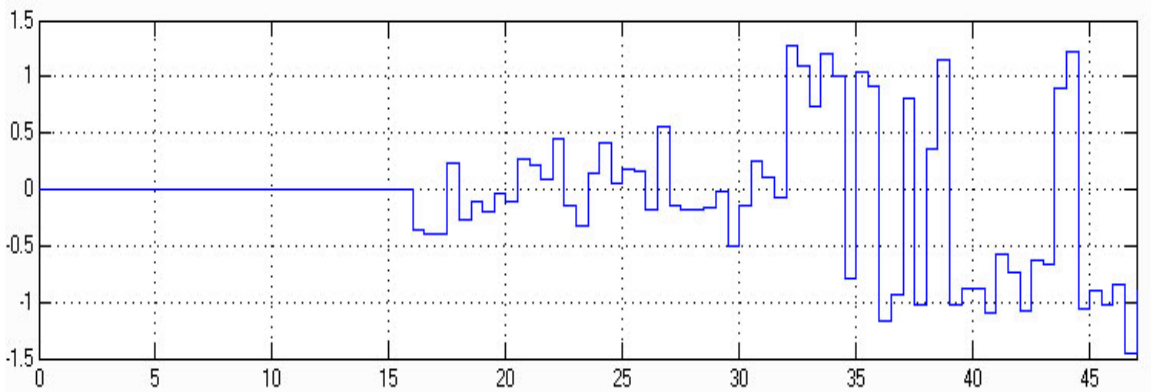
Σχήμα 4.7: Ακολουθία συμβόλων μετά την έξοδό τους από το κανάλι του λευκού θορύβου

Στον δέκτη αφού πρώτα με το *Distributor block* η λαμβανόμενη σειριακή ακολουθία χωριστεί σε $N_c+N_{cp}=16+4=20$ υπο-ακολουθίες, στη συνέχεια με τη χρήση των *blocks demux-mux* και ενός *terminator* αποκόπτονται τα 4 πρώτα σύμβολα που αποτελούν την κυκλική επέκταση. Έχουμε έτσι την ακολουθία μήκους 16 συμβόλων.



Σχήμα 4.8: Ακολουθία συμβόλων στον δέκτη μετά την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος

Μετά από μετασχηματισμό Fourier (*FFT block*) η ακολουθία των bits πριν τη λήψη αποφάσεων είναι η εξής:

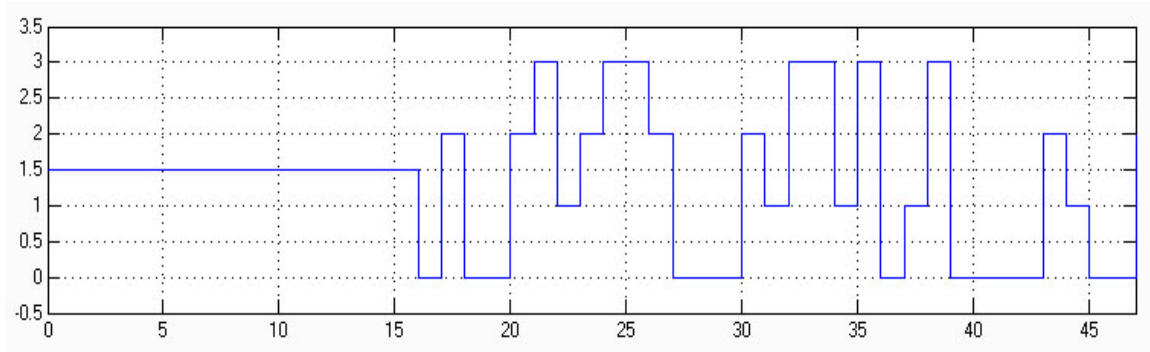


Σχήμα 4.9: Ακολουθία των bits στον δέκτη μετά τον μετασχ. FFT

Στο σχήμα 4.9 ανά δύο τα bits σχηματίζουν ένα σύμβολο κατά την αποκωδικοποίηση, ενώ είναι εμφανής η αλλοίωση που υφίστανται από το κανάλι, αφού οι τιμές τους δεν είναι ξεκάθαρα -1 , 1 όπως κατά την κωδικοποίηση στον πομπό αλλά παρεκκλίνουν από αυτές τις τιμές.

Μετά την αποκωδικοποίηση της ακολουθίας των bits προκύπτει στην έξοδο του συστήματος μία ακολουθία από σύμβολα, η οποία συμπίπτει με την αρχική. Παρατηρώντας την ακολουθία παλμών στην έξοδο της πηγής (σχήμα 4.1) και την ακολουθία εξόδου του συστήματος (σχήμα 4.10 από τη χρονική στιγμή 32 και κάτω) διαπιστώνουμε ότι είναι όμοιες. Πρέπει να επισημάνουμε ότι μετά από κάθε *distributor block* επειδή αυτό στο εσωτερικό του περιέχει έναν *buffer* μεγέθους *16 samples* οι

κυματομορφές απεικονίζονται ολισθημένες κατά 16 βήματα στον χρόνο δειγματοληψίας αφού οι buffers εισάγουν στο σύστημα μηδενικά, προτού λάβουν τα πραγματικά δεδομένα.



Σχήμα 4.10: Ακολουθία συμβόλων εξόδου στον δέκτη

Έτσι για τα σχήματα 4.5, 4.6, 4.7 το σήμα πληροφορίας απεικονίζεται μετά το 16^ο clock της προσομοίωσης, ενώ για τα σχήματα 4.8, 4.9, 4.10 μετά το 32^ο (και 2^{ος} buffer χρησιμοποιείται).

Αν και ο θόρυβος στο κανάλι όπως φαίνεται από τις επιμέρους κυματομορφές αλλοιώνει κάπως τα επίπεδα του σήματος, η αλλοίωση αυτή δεν είναι αρκετή ώστε να δημιουργήσει λάθη στην έξοδο. Αν, για παράδειγμα ορίσουμε στο κανάλι $SNR=5dB$ τότε έχουμε ποσοστό λάθους 6,25%.

Ο ρυθμός σφαλμάτων προκύπτει από το *Error meter block*, το οποίο συγκρίνει ένα προς ένα τα σύμβολα της αρχικής ακολουθίας με αυτά της ακολουθίας στην έξοδο του δέκτη. Για τη σωστή λειτουργία του block καθυστερούμε την δεύτερη είσοδο του, που παίρνει δεδομένα από την έξοδο του συστήματος, κατά 32 clocks της προσομοίωσης ώστε να μην προσμετρούνται τα σύμβολα αρχικοποίησης των buffers.

Sender	Receiver
2	2
2	2
2	2
0	0
0	0
1	1
1	0
1	1
3	3
1	1
Symbol Transferred	16
Error Number	1
Error Rate	0.0625
Bit Transferred	32
Error Number	1
Error Rate	0.03125
Reset error count	Close

Σχήμα 4.11: Μέτρηση σφαλμάτων μεταξύ πομπού- δέκτη

4.5 Προσδιορισμός Παραμέτρων του Μοντέλου

Θεωρούμε ότι το διαθέσιμο εύρος φάσματος για μετάδοση είναι $W=20 \text{ MHz}$. Ένας ικανοποιητικός ρυθμός μετάδοσης θα μπορούσε να θεωρηθεί ο $R_c=10 \text{ Mbps}$. Τότε ο λόγος σήματος προς θόρυβο στο κανάλι για ασφαλή μετάδοση υπολογίζεται $R_c=W*\log_2(SNR+1) \Rightarrow SNR=0.4142$, ποσότητα αρκετά μικρή. Για τιμές του $SNR>1$ οι ρυθμοί μετάδοσης που μπορούν να επιτευχθούν για το συγκεκριμένο εύρος φάσματος είναι πολύ μεγάλοι. Συγκεκριμένα για $SNR=1$ προκύπτει $R_c=W*\log_2(SNR+1) \Rightarrow R_c=20 \text{ Mbps}$.

Στα πειράματα και στις προσομοιώσεις που θα παρουσιάσουμε παρακάτω θεωρούμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης διατηρείται στα **10 Mbps**. Ανάλογα με την μορφή της διαμόρφωσης που εφαρμόζεται κάθε φορά, υπολογίζεται η διάρκεια του συμβόλου δεδομένων ανά περίπτωση. Για παράδειγμα, αν έχουμε διαμόρφωση *QPSK* ($R_b=2\text{bits/sec}$) τότε η διάρκεια κάθε συμβόλου υπολογίζεται $T_{symbol} = 2 \text{ bits} / 10\text{Mbps} = 0.2 \mu\text{sec}$.

Με βάση το πλήθος των χρησιμοποιούμενων φερόντων κατά την παραγωγή του OFDM σήματος, μπορούμε να υπολογίσουμε τη συνολική διάρκεια του OFDM συμβόλου. Έτσι για πλήθος φερόντων **256** και με δεδομένο ότι το κάθε σύμβολο στην *QPSK* διαμόρφωση διαρκεί $0.2 \mu\text{sec}$, η διάρκεια του OFDM συμβόλου προκύπτει $T_{FFT} = 256 * 0.2 \mu\text{sec} = 51.2 \mu\text{sec}$. Όσον αφορά την απόσταση μεταξύ διαδοχικών φερόντων, για λόγους ορθογωνικότητας, αυτή ορίζεται ίση με $F_c = 1/T_{FFT}$ και για το συγκεκριμένο παράδειγμα υπολογίζεται $F_c = 1/ 51.2 * 10^6 \text{ Hz} = 2 * 10^4 \text{ Hz} = 19.5 \text{ kHz}$. Κατά συνέπεια τα συνολικό *bandwidth* που θα χρησιμοποιήσουν τα 256 φέροντα υπολογίζεται σε $19.5 \text{ kHz} * 256 = 4990 \text{ kHz} = 5 \text{ MHz}$

Ομοίως υπολογίζουμε τα αντίστοιχα μεγέθη για τα διάφορα είδη διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιήσουμε κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων μας (διατηρώντας σταθερό τον ρυθμό των 10 Mbps) και τα παραθέτουμε στον ακόλουθο πίνακα:

Μέθοδος Διαμόρφωσης	QPSK	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM	8-PSK	16-PSK
Διάρκεια Συμβόλου Δεδομένων (μsec)	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.3	0.4
Πλήθος φερόντων (Μήκος IFFT)	256	256	256	256	256	256	256
Διάρκεια OFDM συμβόλου (μsec)	51.2	76.8	102.4	128	153.6	76.8	102.4
Απόσταση μεταξύ φερόντων (kHz)	19.5	13	9.8	7.8	6.5	13	9.8
Απαιτούμενο Bandwidth (MHz)	5	3.33	2.5	2	1.7	3.33	2.5

Πίνακας 4.1: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση για πλήθος φερόντων 256 και ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps.

Κατά αντίστοιχο τρόπο υπολογίζονται τα παραπάνω μεγέθη για πλήθος φερόντων 512 και 1024.

Μέθοδος Διαμόρφωσης	QPSK	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM	8-PSK	16-PSK
Διάρκεια Συμβόλου Δεδομένων (μsec)	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.3	0.4
Πλήθος φερόντων (Μήκος IFFT)	512	512	512	512	512	512	512
Διάρκεια OFDM συμβόλου (μsec)	102.4	153.6	204.8	256	307.2	153.6	204.8
Απόσταση μεταξύ φερόντων (kHz)	9.8	6.5	4.9	3.9	3.3	6.5	4.9
Απαιτούμενο Bandwidth (MHz)	5	3.33	2.5	2	1.7	3.33	2.5

Πίνακας 4.2: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση για πλήθος φερόντων 512 και ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps.

Μέθοδος Διαμόρφωσης	QPSK	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM	8-PSK	16-PSK
Διάρκεια Συμβόλου Δεδομένων (μsec)	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.3	0.4
Πλήθος φερόντων (Μήκος IFFT)	1024	1024	1024	1024	1024	1024	1024
Διάρκεια OFDM συμβόλου (μsec)	204.8	307.2	409.6	512	614.4	307.2	409.6
Απόσταση μεταξύ φερόντων (kHz)	4.9	3.3	2.44	1.95	1.63	3.3	2.44
Απαιτούμενο Bandwidth (MHz)	5	3.33	2.5	2	1.7	3.33	2.5

Πίνακας 4.3: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση για πλήθος φερόντων 1024 και ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps.

Μετά την προσθήκη της κυκλική επέκτασης, διάρκειας T_{CP} , στο OFDM σύμβολο, η διάρκεια του επεκτείνεται από T_{FFT} σε $T_{FFT}+T_{CP}$. Στην περίπτωση της QPSK διαμόρφωσης, για πλήθος φερόντων 256, 512 και 1024 και για κυκλική επέκταση του

OFDM συμβόλου κατά 0%, 12.5% και 25%, η συνολική διάρκεια τα επεκτεταμένου τώρα προς μετάδοση συμβόλου υπολογίζεται:

Πλήθος Φερόντων	256			512			1024		
Μήκος Κυκλικής Επέκτασης	0	1/8	1/4	0	1/8	1/4	0	1/8	1/4
Διάρκεια Κυκλικής επέκτασης (μsec)	0	6.4	12.8	0	12.8	25.6	0	25.6	51.2
Διάρκεια OFDM συμβόλου (μsec)	51,2	57,6	64	102,4	115,2	128	204,8	230,4	256

Πίνακας 4.4: Κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) κατά την προσομοίωση.

Πρέπει να επισημάνουμε ότι προσθέτοντας κυκλική επέκταση στο προς μετάδοση σήμα επιτυγχάνουμε μεγαλύτερη ανεκτικότητα του συστήματος στις πολλαπλές καθυστερήσεις που εισάγει το κανάλι. Συγκεκριμένα η ανεκτή διαφορά καθυστέρησης κατά τη μετάδοση ισούται κατά βάση με την διάρκεια της επέκτασης του OFDM συμβόλου. Βέβαια, το κόστος είναι ότι ο ρυθμός μετάδοσης των bits στο κανάλι πέφτει κατά το ποσοστό της κυκλικής επέκτασης. Σε καμία περίπτωση πάντως η προσθήκη κυκλικού προθέματος δεν επηρεάζει την ορθογωνικότητα των φερόντων ούτε και τη μεταξύ του απόσταση σε Hz που γίνεται αντιληπτή από τον δέκτη και παραμένει όπως είχαμε ορίσει πριν την επέκταση του συμβόλου.

4.6 Επίδραση Λευκού Προσθετικού Gaussian Θορύβου σε ένα OFDM σύστημα

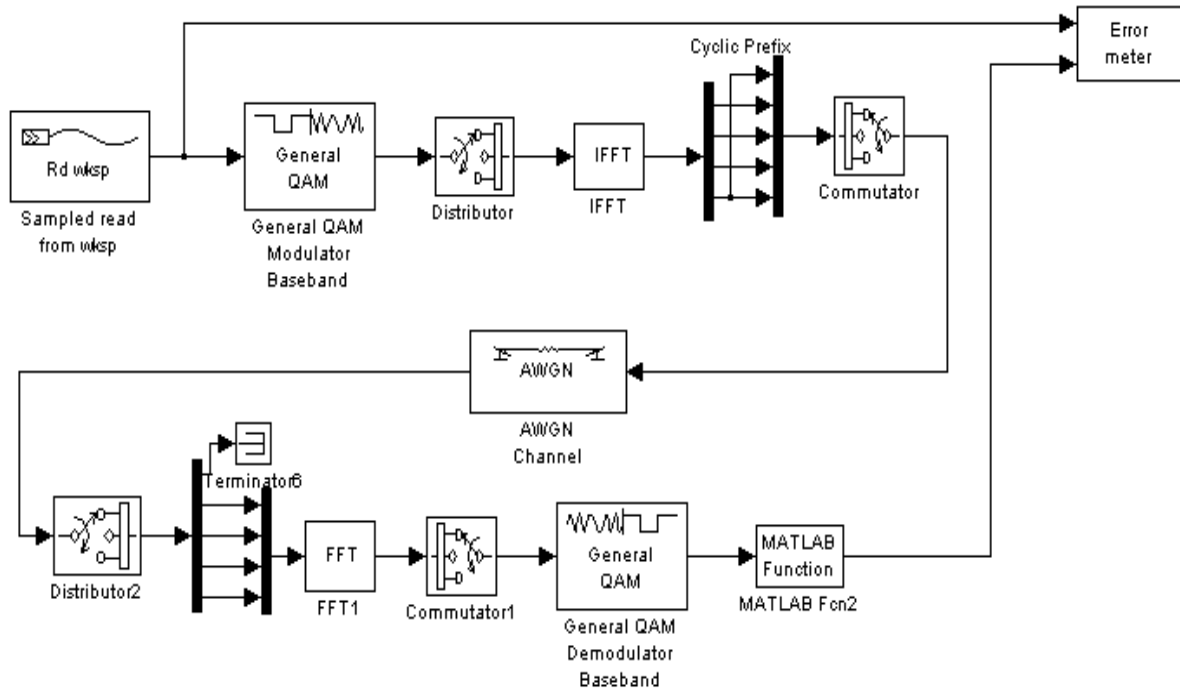
Για μελέτη της συμπεριφοράς του μοντέλου πομπού-δέκτη και ειδικά της επίδρασης που έχουν οι διάφοροι παράμετροι σε ένα OFDM σύστημα χρησιμοποιήθηκε αρχικά κανάλι λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου (AWGN). Καθώς αρκετοί τύποι θορύβου που εμφανίζονται σε επικοινωνιακά συστήματα, όπως ο θερμικός (thermal) και ο ηλεκτρικός (electrical) θόρυβος έχουν ιδιότητες λευκού Gaussian θορύβου, μπορούν να μοντελοποιηθούν με μία πηγή AWGN. Αυτό το είδος θορύβου (ο λευκός προσθετικός Gaussian) έχει ομοιόμορφη φασματική πυκνότητα, ενώ η κατανομή των τιμών του πλάτους του προσεγγίζεται από μία Gaussian κατανομή. Και άλλες όμως πηγές θορύβου εμφανίζουν παρόμοιες ιδιότητες όταν πρόκειται για OFDM μετάδοση. Επειδή τα OFDM σήματα έχουν σταθερή φασματική πυκνότητα και Gaussian κατανομή πλάτους όταν

πρόκειται για μεγάλο αριθμό φερόντων (>20), φαινόμενα όπως τα ISI (**I**nter-**S**ymbol **I**nterference), ICI (**I**nter-**C**arrier **I**nterference), IMD (**I**nter-**M**odulation **D**istortion) μπορεί να θεωρηθεί ότι έχουν ιδιότητες AWGN θορύβου όταν πρόκειται για την παρεμβολή τους σε μια άλλη OFDM μετάδοση.

Είναι λοιπόν σημαντικό να μελετήσουμε αρχικά την επίδραση ενός καναλιού AWGN θορύβου στο σύστημα μας και τα trade offs που δημιουργούνται ανάμεσα στο επίπεδο του θορύβου και στις επιδόσεις και την ανθεκτικότητα του συστήματος μας. Τα αποτελέσματα του AWGN θορύβου στο OFDM προσδιορίζονται μέσω ενός συνόλου προσομοιώσεων κατά τις οποίες τα εξής μεγέθη μεταβάλλονται:

1. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο (*SNR*) στο κανάλι
2. Η μέθοδος διαμόρφωσης των φερόντων (*QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 8-PSK, 16-PSK*)
3. Το μήκος του μετασχηματισμού Fourier και άρα το μέγεθος των OFDM συμβόλων (*FFT_size= 256, 512, 1024*)
4. Το μέγεθος της κυκλικής επέκτασης των συμβόλων (*CP=0, 32, 64*)

Οι μετρήσεις και οι γραφικές παραστάσεις που προκύπτουν απεικονίζουν τον ρυθμό σφαλμάτων ως προς την αρχική ακολουθία συμβόλων (*SER*) ή την αρχική ακολουθία των bits (*BER*) σαν συνάρτηση του SNR στο κανάλι. Το γενικό μοντέλο στο Simulink που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις στο παρόν στάδιο φαίνεται ακολούθως, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων (**10 Mbps**) και το μήκος της ακολουθίας εισόδου (**50.000 σύμβολα**) παραμένουν σταθερά για το σύνολο των πειραμάτων. Αυτό φυσικά προϋποθέτει ότι η διάρκεια των συμβόλων καθώς και το συνολικά χρησιμοποιούμενο φάσμα μεταβάλλονται ανά περίπτωση, ανάλογα με το είδος της διαμόρφωσης. Αναλυτικά οι τιμές αυτών των μεγεθών εμφανίζονται στους πίνακες 4.1 έως 4.4 της προηγούμενης παραγράφου.



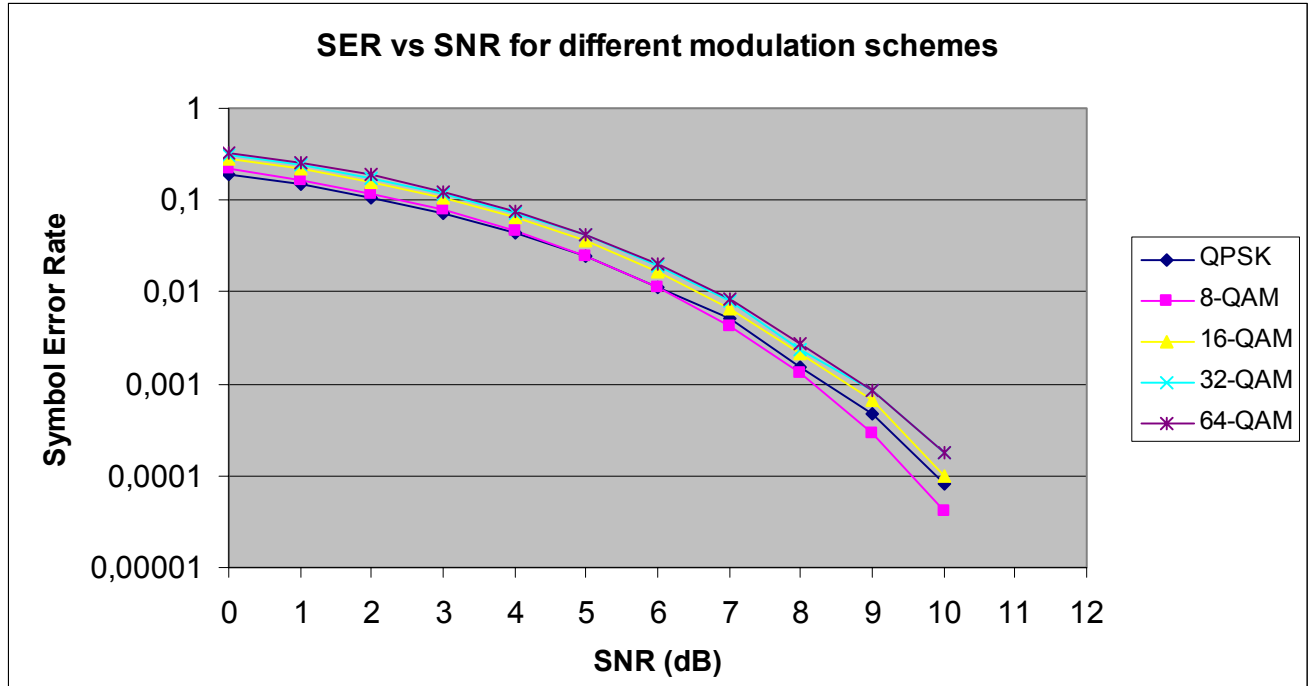
Εικόνα 4.7: Μοντέλο Υλοποίησης OFDM μετάδοσης σε Simulink

4.6.1 Διαφοροποίηση της Μεθόδου Διαμόρφωσης

Το πρώτο πείραμα που πραγματοποιήθηκε, αφορά τη διαφοροποίηση της μεθόδου που χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση των φερόντων. Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να διαπιστώσουμε την αποδοτικότητα του OFDM σε ένα κανάλι λευκού θορύβου και να βγάλουμε συμπεράσματα για το ποια είναι η πιο κατάλληλη μέθοδος διαμόρφωσης ανάλογα με την περίπτωση. Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται απεικονίζουν τον ρυθμό σφαλμάτων των συμβόλων (*SER*) ως προς το λόγο σήμα προς θόρυβο (*SNR*) στο κανάλι. Ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων προσαρμόστηκε στα **10 Mbps**, το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier και άρα το πλήθος των φερόντων στα **256**, το μέγεθος του κυκλικού προθέματος στα **64 samples** που αντιστοιχεί στο 25% του OFDM συμβόλου, ενώ κατά την προσομοίωση μεταδόθηκε μία ακολουθία δεδομένων μήκους **50.000** σύμβολων.

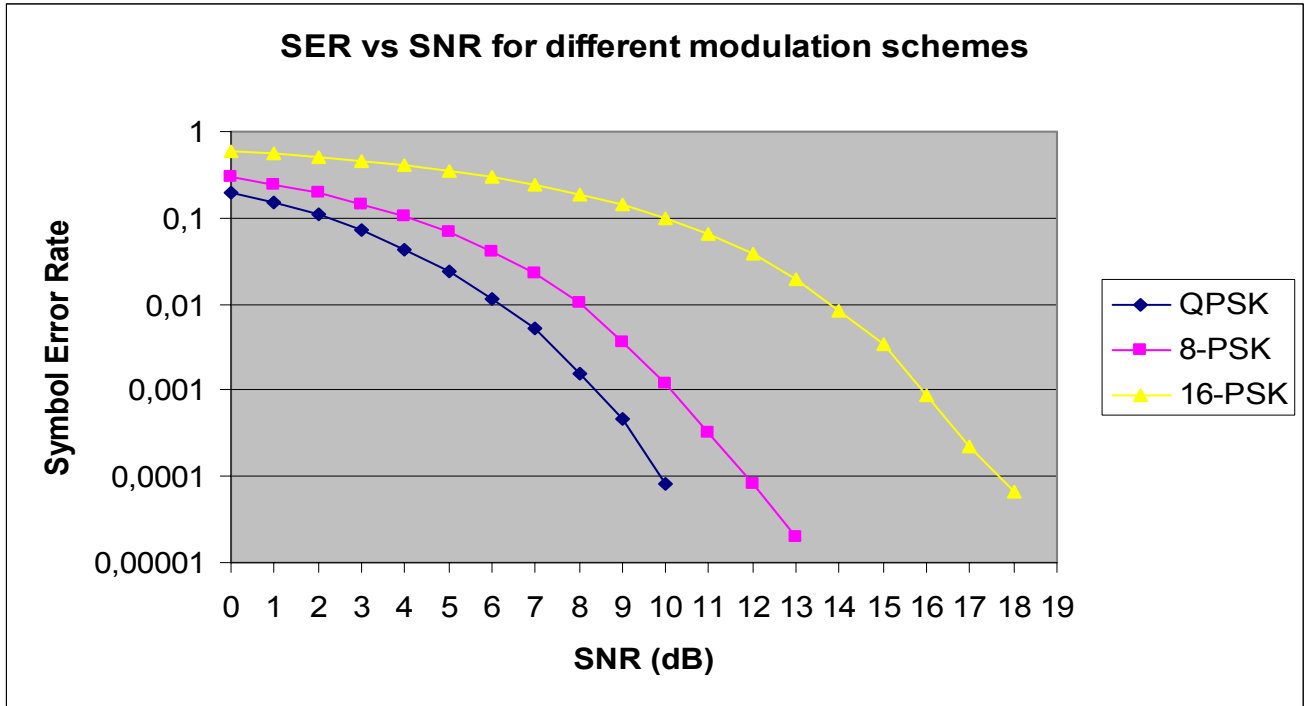
Δύο μεγάλες κατηγορίες διαμόρφωσης παρουσιάζονται: η κατά πλάτος διαμόρφωση (*coherent QAM*) και η κατά φάση διαμόρφωση (*coherent PSK*).

Το ακόλουθο γράφημα εμφανίζει τον ρυθμό σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR για διάφορους αστερισμούς της QAM διαμόρφωσης:



Σχήμα 4.12: Γραφική παράσταση SER προς SNR για QAM διαμόρφωση

Παρομοίως απεικονίζεται ο ρυθμός σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR για κάποιους αστερισμούς της PSK διαμόρφωσης:



Σχήμα 4.13: Γραφική παράσταση SER προς SNR για PSK διαμόρφωση

Γενικά παρατηρούμε ότι για οποιαδήποτε μορφή διαμόρφωσης ο ρυθμός σφαλμάτων αυξάνει καθώς μειώνεται ο λόγος του σήματος προς θόρυβο στο κανάλι κάτι που δείχνει τη μεγάλη επίδραση που ασκεί ο θόρυβος στη μετάδοση των δεδομένων. Και δεδομένου ότι προς το παρόν αναφερόμαστε σε απλό προσθετικό λευκό θόρυβο μπορεί να φανταστεί κανείς το πλήθος των σφαλμάτων που ο σύνθετος κρουστικός θόρυβος που εμφανίζεται στις γραμμές ενέργειας μπορεί να προκαλέσει.

Στην QAM διαμόρφωση ο ρυθμός σφαλμάτων αυξάνει καθώς μεγαλώνει ο αστερισμός σημάτων που χρησιμοποιείται κατά τη διαμόρφωση. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι επειδή η αντιστοίχιση των συμβόλων γίνεται με IQ διανύσματα, όσο πιο μεγάλος ο αστερισμός των σημάτων τόσο πιο κοντά διανυσματικά βρίσκονται τα διάφορα σύμβολα μεταξύ τους και επομένως και δυσκολότερο να αποκωδικοποιηθούν χωρίς σφάλματα στον δέκτη. Βέβαια ένας σημαντικός παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι η εκμετάλλευση του φάσματος από τις μεθόδους διαμόρφωσης. Στην BPSK διαμόρφωση έχουμε εκμετάλλευση κατά 1b/s/Hz ενώ στην 256-QAM κατά 8b/s/Hz. Αυτό σημαίνει ότι σε περιπτώσεις που δεν υπάρχει περιορισμός φάσματος, ικανοποιητική ή ίσως και καλύτερη είναι η χρήση τεχνικών χαμηλής ενεργειακής εκμετάλλευσης (BPSK,

QPSK), ενώ σε περιπτώσεις που υπάρχει περιορισμός φάσματος αναγκαία είναι η χρήση μεγάλων αστερισμών σημάτων με την προϋπόθεση ότι λαμβάνεται υπόψη το trade off μεταξύ της εκμετάλλευσης του φάσματος και του εμφανιζόμενου ρυθμού σφαλμάτων. Τέλος, για μηδενικό σχεδόν αριθμό σφαλμάτων απαιτείται λόγος $SNR > 10dB$ περίπου για την πλειοψηφία των σχημάτων QAM διαμόρφωσης.

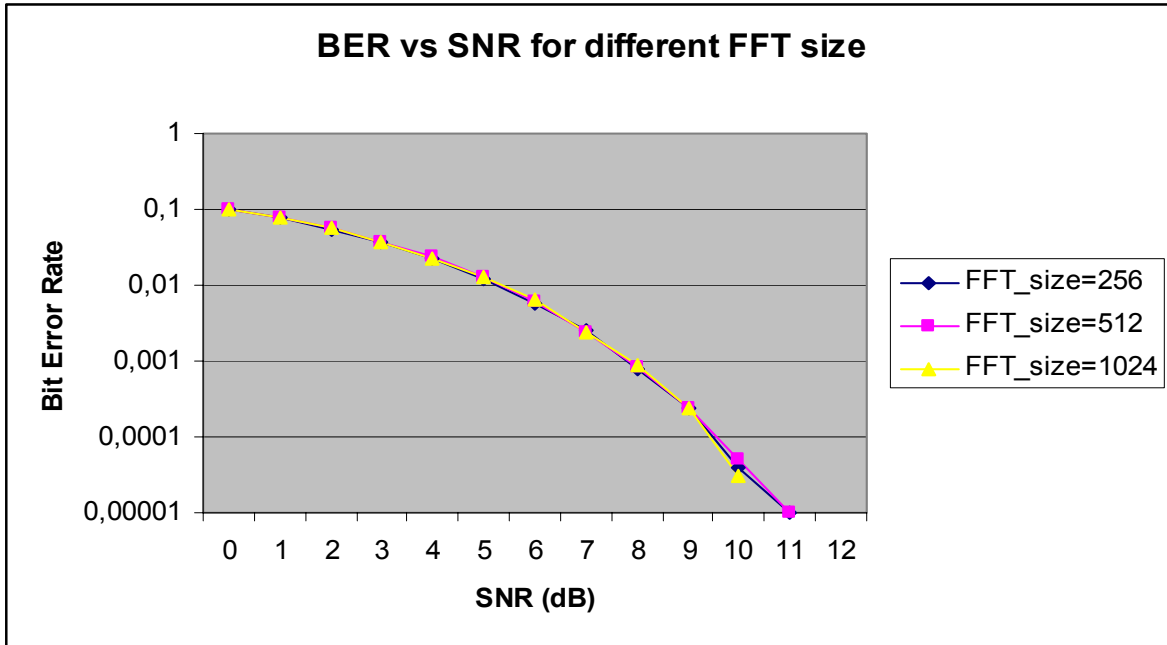
Όσον αφορά την PSK διαμόρφωση, εδώ οι διαφορές είναι σαφώς πιο αισθητές καθώς μεγαλώνουν οι αστερισμοί σημάτων, ενώ η μέθοδος αυτή είναι κατά πολύ χειρότερη δίνοντας αισθητά μεγαλύτερους ρυθμούς σφαλμάτων από την QAM-διαμόρφωση. Συγκεκριμένα, η αποδοτικότητα των μεθόδων PSK είναι σχεδόν η μισή από αυτή των μεθόδων QAM. Ο λόγος γι' αυτό είναι ο τρόπος που χρησιμοποιούνται σε αυτές τις μεθόδους οι συνιστώσες IQ. Στην PSK διαμόρφωση χρησιμοποιείται μόνο η φάση ως παράμετρος για να μεταφέρει πληροφορία και το πλάτος αγνοείται, ενώ στην QAM διαμόρφωση αξιοποιούνται και τα δύο μεγέθη.

4.6.2 Διαφοροποίηση του μεγέθους του IFFT

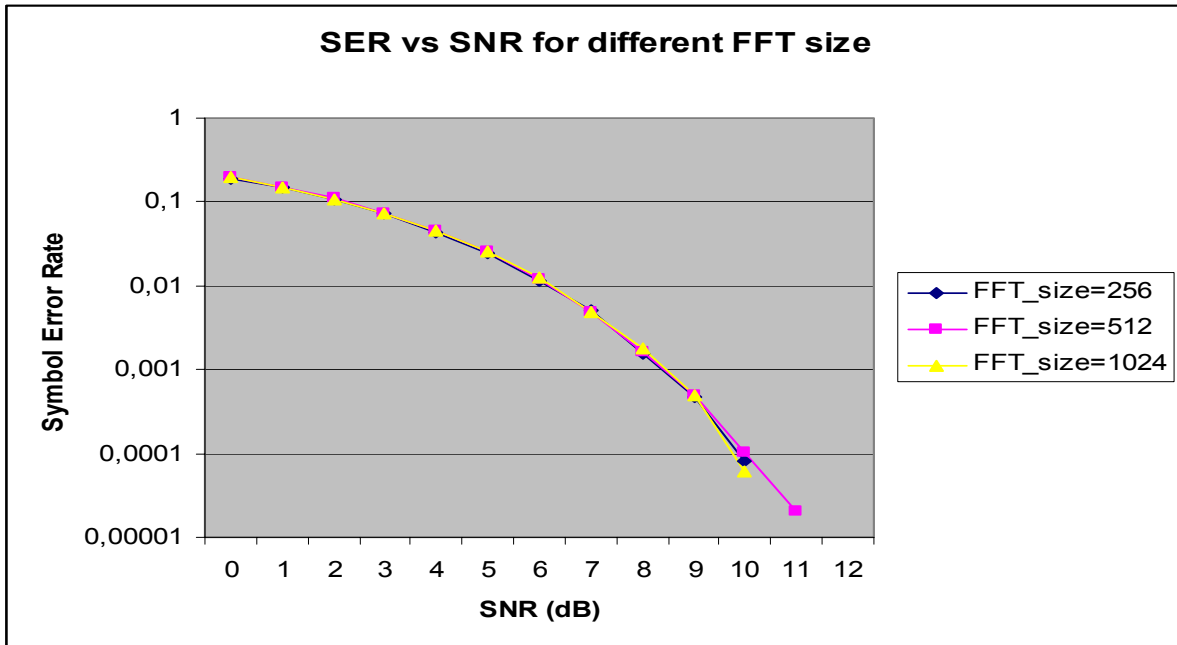
Στη δεύτερη κατηγορία πειραμάτων μεταβάλλουμε το μήκος του μετασχηματισμού Fourier και κατά συνέπεια το μέγεθος του μεταδιδόμενου OFDM συμβόλου για να διαπιστώσουμε πως αυτό επηρεάζει τον ρυθμό των σφαλμάτων σε ένα κανάλι λευκού θορύβου. Κι εδώ η μετάδοση δεδομένων γίνεται με ρυθμό **10 Mbps**, ως μέθοδο διαμόρφωσης επιλέχτηκε η **QPSK**, το κυκλικό πρόθεμα ορίστηκε σε **64 samples** ενώ μεταδόθηκαν συνολικά **50.000** σύμβολα. Οι μετρήσεις έγιναν για μήκος μετασχηματισμού Fourier **256**, **512** και **1024 samples** αντίστοιχα. Στα γραφήματα απεικονίζεται ο ρυθμός σφαλμάτων Bits (**BER**) και ο ρυθμός σφαλμάτων συμβόλων (**SER**) συναρτήσει του λόγου **SNR** στο κανάλι.

Από τον τρόπο που έγινε η υλοποίηση της OFDM διαμόρφωσης (πρόκειται ουσιαστικά για ένα σύνθετο σήμα βασικής ζώνης, του οποίου η φάση και το πλάτος μεταβάλλονται έτσι ώστε να αντιπροσωπεύουν την αντιστοίχιση σε διαφορετικές ισαπέχουσες συχνότητες για κάθε δείγμα) δεν περιμένουμε να υπάρχει διαφορά στο ρυθμό των σφαλμάτων καθώς μεταβάλλεται το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier, μια και αυτός δεν μετέχει στη λήψη των αποφάσεων κατά την αποκωδικοποίηση των συμβόλων στο δέκτη και μια και το μήκος της μεταδιδόμενης ακολουθίας παραμένει σταθερό (50.000

σύμβολα).



Σχήμα 4.14: Γραφική παράσταση BER προς SNR για διάφορα μεγέθη FFT



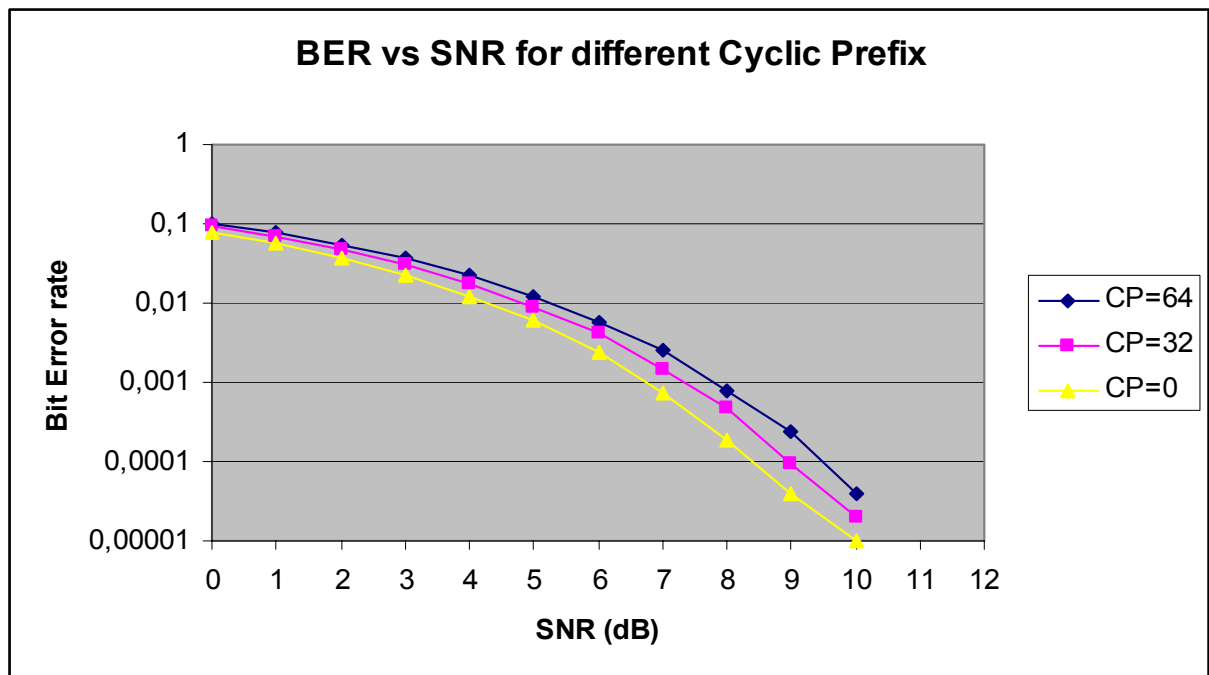
Σχήμα 4.15: Γραφική παράσταση SER προς SNR για διάφορα μεγέθη FFT

Πραγματικά, από τις δύο παραπάνω γραφικές παραστάσεις παρατηρούμε ότι για μήκος OFDM συμβόλου (= μήκος μτσχ. Fourier) 256, 512 και 1024 samples, οι ρυθμοί BER και SER είναι σχεδόν σταθεροί για τις τρεις περιπτώσεις και μεταβάλλονται μόνο

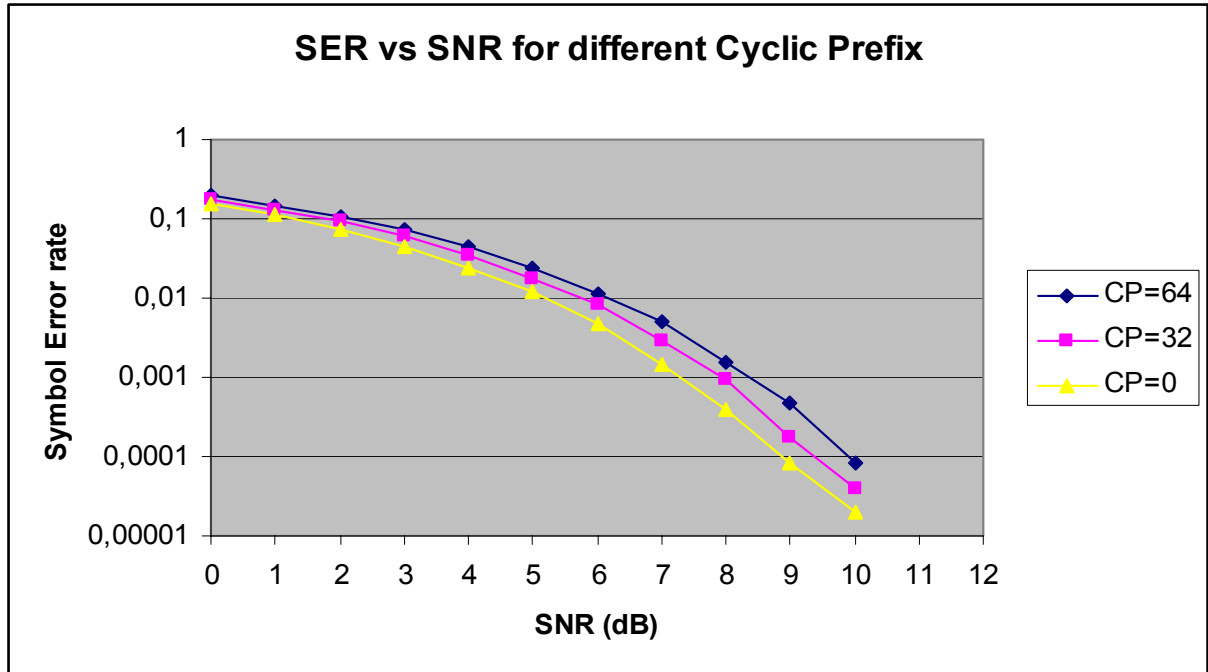
καθώς μεταβάλλεται ο λόγος SNR. Επίσης ο λόγος SER όπως είναι λογικό εμφανίζεται διπλάσιος από τον λόγο BER, καθώς η μέθοδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε ήταν η QPSK, που σημαίνει ότι κάθε σύμβολο αντιστοιχίζεται σε 2bits.

4.6.3 Διαφοροποίηση του μήκους του cyclic prefix

Μία άλλη κατηγορία μετρήσεων αποσκοπεί στο να διαπιστώσουμε πως επιδρά η μεταβολή του μήκους της κυκλικής επέκτασης του OFDM σήματος στην απόδοση του συστήματος και συγκεκριμένα στο ρυθμό σφαλμάτων που αυτό εμφανίζει. Και σ' αυτήν την περίπτωση ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων είναι **10 Mbps**, η διαμόρφωση πηγής **QPSK**, το μήκος του OFDM συμβόλου **256 samples** και η μετάδοση έγινε για ακολουθία **50.000** συμβόλων. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν για κυκλική επέκταση του σήματος κατά **0, 32, 64 samples** ή αντίστοιχα κατά 0%, 12,5% και 25% επέκταση του αρχικού OFDM συμβόλου. Σε κάθε περίπτωση εντοπίστηκε ο ρυθμός σφαλμάτων Bits (**BER**) και συμβόλων (**SER**) συναρτήσει του λόγου **SNR** στο κανάλι. Τα ακόλουθα γραφήματα δείχνουν τα αποτελέσματα που προέκυψαν:



Σχήμα 4.16: Γραφική παράσταση BER προς SNR για διάφορα μεγέθη Cyclic Prefix



Σχήμα 4.17: Γραφική παράσταση SER προς SNR για διάφορα μεγέθη Cyclic Prefix

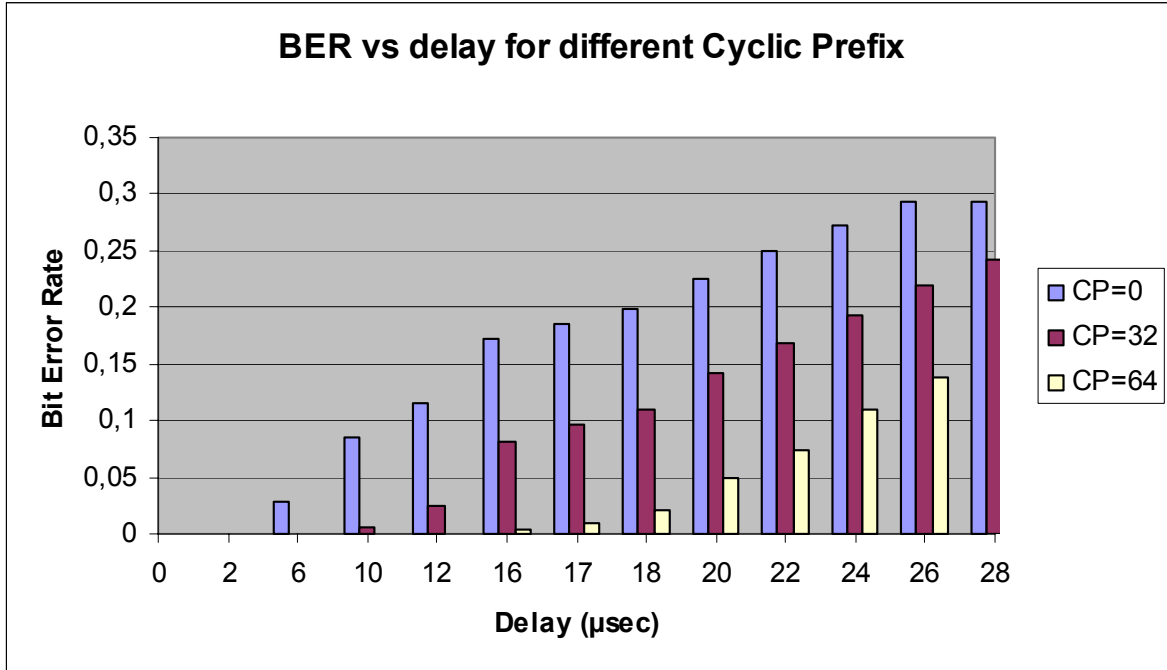
Παρατηρούμε ότι καθώς αυξάνεται το κυκλικό πρόθεμα (**CP**), αυξάνεται και ο ρυθμός σφαλμάτων στο σύστημα, κάτι που είναι απολύτως λογικό και αναμενόμενο καθώς αυξάνει και ο αριθμός συμβόλων και bits που τελικά μεταδίδονται. Και καθώς η μέθοδος διαμόρφωσης είναι η QPSK ο ρυθμός SER εμφανίζεται διπλάσιος του BER. Θα μπορούσε κάποιος να ισχυριστεί, βάσει των παραπάνω γραφικών παραστάσεων, ότι είναι συμφερότερο να μην χρησιμοποιείται κυκλική επέκταση του σήματος μια και σε αυτήν την περίπτωση εμφανίζεται ο μικρότερος αριθμός σφαλμάτων. Ο λόγος όμως που αυτό γίνεται είναι ότι το κυκλικό πρόθεμα περιορίζει τα φαινόμενα της αλληλοεπικάλυψης συμβόλων, όπως θα δούμε στην ακόλουθη παράγραφο.

4.7 Επίδραση της ISI στο OFDM και Κυκλική Επέκταση του σήματος

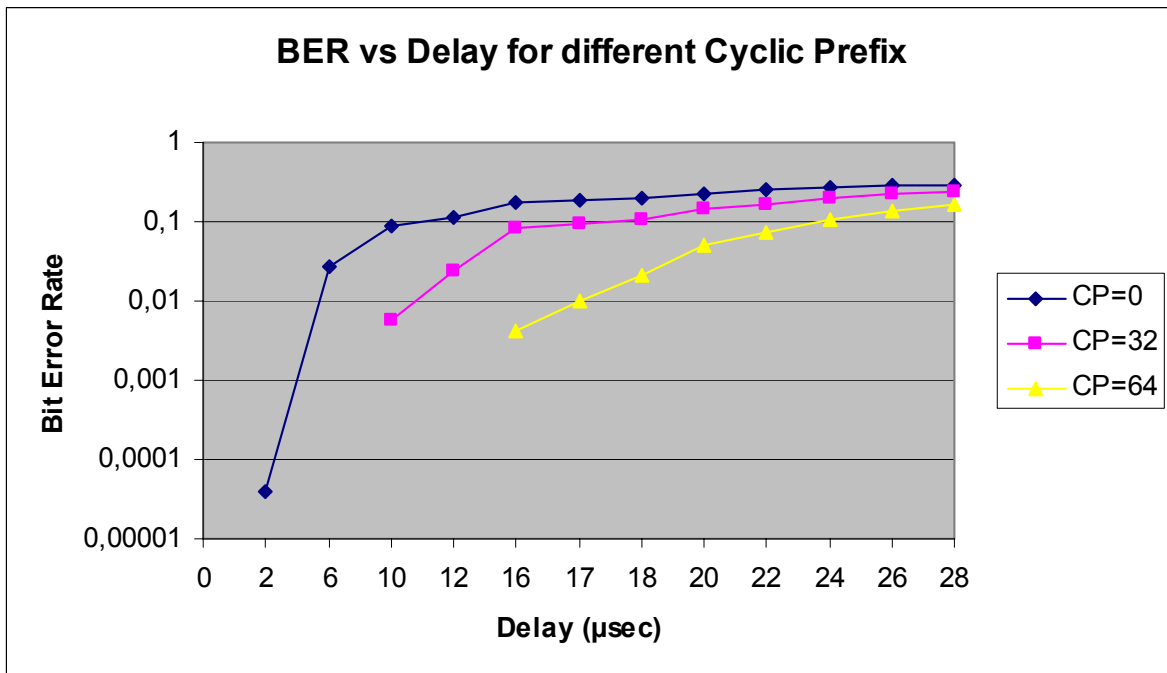
Όπως είδαμε και στα προηγούμενα κεφαλαία της παρούσας αναφοράς στα συστήματα μετάδοσης δεδομένων με OFDM διαμόρφωση έντονο είναι το φαινόμενο της αλληλοπαρεμβολής συμβόλων (*ISI*) λόγω της διάδοσης πολλαπλών μονοπατιών που πραγματοποιείται. Αν και η μέθοδος του OFDM είναι γενικά ανεκτική σε τέτοια φαινόμενα, περαιτέρω μείωση της ISI επιτυγχάνεται με τη χρήση του κυκλικού προθέματος, της κυκλικής δηλαδή επανάληψης του μεταδιδόμενου OFDM σήματος. Για

την προσομοίωση της ISI που προέρχεται από *multipath propagation* στο μοντέλο μας όπως αυτό υλοποιήθηκε στο Simulink, δημιουργήσαμε μία τεχνητή διαφορά καθυστέρησης αφίξεων (*delay difference*) στα OFDM σύμβολα, τα οποία φτάνουν τελικά στο δέκτη από δυο διαδρομές με ίση ένταση αλλά με διαφορά καθυστέρησης ίση με *delay* (μsec). Συγκεκριμένα, θεωρήσαμε ότι για κάθε OFDM σύμβολο, ένα αρχικό του τμήμα διάρκειας ίσης με *delay* μsec φτάνει αλλοιωμένο στο δέκτη καθώς λόγω διαφοράς καθυστερήσεων κατά τη μετάδοση του στο κανάλι αυτό επικαλύπτεται από αντίστοιχο τμήμα του επόμενου OFDM συμβόλου.

Κατά τις μετρήσεις ο ρυθμός μετάδοσης παρέμεινε στα **10 Mbps** ενώ το πλήθος των αρχικών δεδομένων που μεταδόθηκαν ήταν **50.000** σύμβολα (δηλαδή 100.000bits) καθώς η διαμόρφωση ήταν QPSK. Το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier και άρα κάθε OFDM συμβόλου **256 samples**, ενώ αρχικά δεν χρησιμοποιήθηκε θόρυβος στο κανάλι παρά μόνο καθυστέρηση στη λήψη των OFDM συμβόλων λόγω *multipath propagation*. Οι μετρήσεις έγιναν για διάφορες καθυστερήσεις από **0 μsec** έως και **28 μsec** και αν λάβουμε υπόψη ότι ένα OFDM σύμβολο για ρυθμό μετάδοσης 10 Mbps και QPSK διαμόρφωση έχει διάρκεια **51.2 μsec** (πίνακας 4.1), αυτό σημαίνει ότι προσομοιώνουμε επικάλυψη μεταξύ δύο διαδοχικών συμβόλων λίγο μεγαλύτερη από το 50% της διάρκειας τους. Τα δύο πρώτα γραφήματα απεικονίζουν τον ρυθμό **BER** συναρτήσει της καθυστέρησης των συμβόλων (*delay*) κατά τη μετάδοση τους στο κανάλι για κυκλικό πρόθεμα (**CP**) μήκους **0, 32, 64 samples** αντίστοιχα.

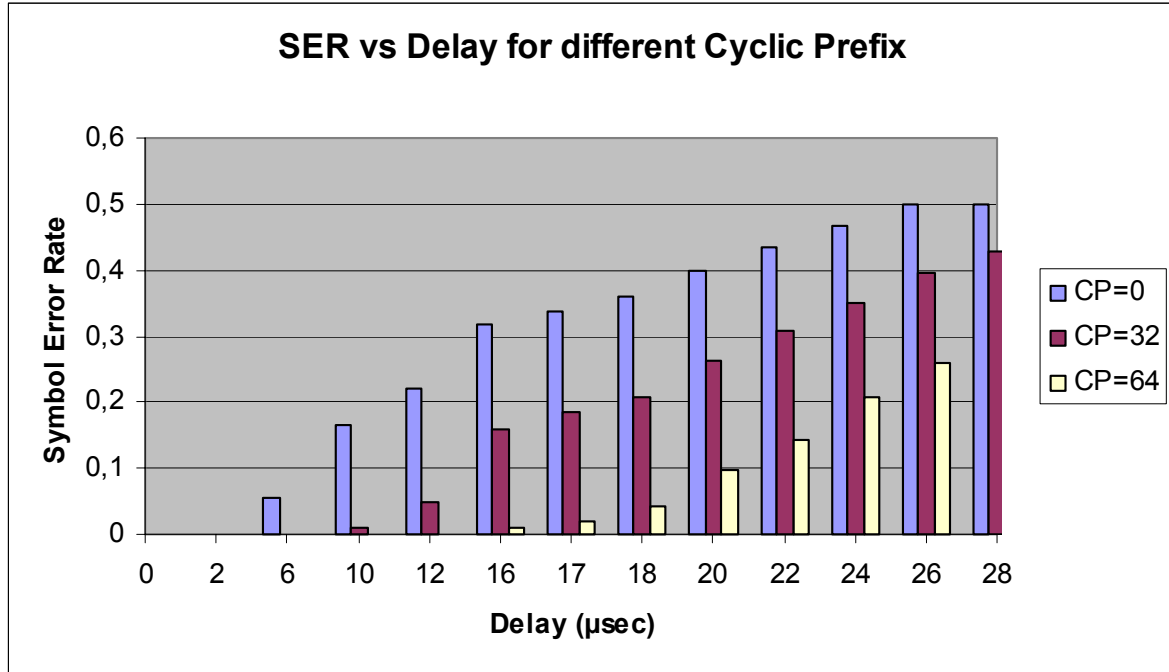


Σχήμα 4.18: Ραβδόγραμμα ρυθμού BER ως προς την καθυστέρηση των OFDM συμβόλων (delay) για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος (CP)

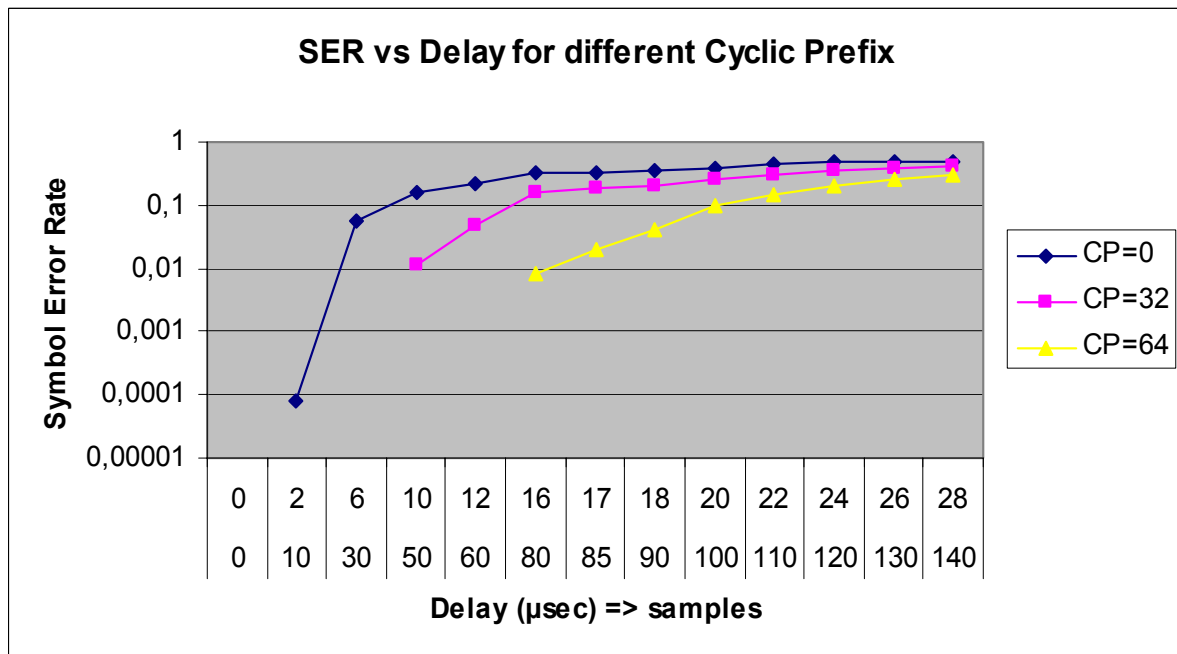


Σχήμα 4.19: Λογαριθμική απεικόνιση του BER προς delay για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος

Αντιστοιχία με τα δύο προηγούμενα θα εμφανίζουν, όπως είναι φυσικό, και τα δύο ακόλουθα γραφήματα τα οποία απεικονίζουν τον *SER* συναρτήσει της καθυστέρησης (*delay*) των OFDM συμβόλων στο κανάλι.



Σχήμα 4.20: Ραβδόγραμμα ρυθμού SER ως προς την καθυστέρηση των OFDM συμβόλων (*delay*) για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος (*CP*)



Σχήμα 4.21: Λογαριθμική απεικόνιση του SER προς *delay* για διάφορα μεγέθη κυκλικού προθέματος

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από όλες τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις είναι τα εξής:

1. Όσο αυξάνει το μήκος του κυκλικού προθέματος (**CP**), τόσο αυξάνει η ανεκτικότητα του συστήματος σε καθυστερήσεις (μειώνεται ο ρυθμός λαθών **SER**)
2. Για καθυστερήσεις που η διάρκεια τους είναι μικρότερη από το μήκος του χρησιμοποιούμενου κυκλικού προθέματος (**delay < CP**), το OFDM symbol δεν υφίσταται αλλοιώσεις (**SER=0**). Π.χ. για $\text{delay} \leq 32 \mu\text{sec}$ και $\text{CP}=32$ ισχύει $\text{SER}=0$.
3. Για καθυστερήσεις που η διάρκεια τους είναι μεγαλύτερη από το μήκος του χρησιμοποιούμενου κυκλικού προθέματος (**delay > CP**), ο ρυθμός λαθών στο σύστημα (**SER**) αυξάνει αναλόγως της τιμής του delay.

Κεφάλαιο 5

Μοντέλα προσομοίωσης Καναλιού Γραμμής Ενέργειας σε Simulink και Πειραματικές Μετρήσεις

5.1 Υλοποίηση της Γραμμικής Παραμόρφωσης του Καναλιού

Συνδυάζοντας το φαινόμενο της διάδευσης πολλαπλών μονοπατιών και το φαινόμενο της εξασθένησης στο εσωτερικό των καλωδίων, η γραμμική παραμόρφωση του καναλιού γραμμής ενέργειας, όπως αποδείχτηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 2 της παρούσας αναφοράς, εκφράζεται με τον εξής μαθηματικό τύπο:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} \quad (5.1)$$

Η εξίσωση αυτή περιγράφει τη σύνθετη συνάρτηση μεταφοράς ενός τυπικού καναλιού των γραμμών ενέργειας. Χρησιμοποιώντας αυτόν τον τύπο, όλες οι σημαντικές επιδράσεις από τα διάφορα φαινόμενα που εμφανίζονται κατά τη μετάδοση στις γραμμές ενέργειας και σε κλίμακα συχνοτήτων (f) από 500kHz έως 20MHz μπορούν να μοντελοποιηθούν με χρήση λίγων μόνο παραμέτρων, οι οποίες συγκεντρωτικά φαίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

N	: συνολικό πλήθος μονοπατιών
i	: αύξων αριθμός του μονοπατιού (Το μονοπάτι με την μικρότερη καθυστέρηση έχει $i=1$.)
α_0, α_1	: παράμετροι εξασθένησης
k	: εκθέτης του παράγοντα εξασθένησης (παίρνει τιμές μεταξύ 0.2 και 1 συνήθως)
g_i	: παράγοντας βάρους βάσει των ανακλάσεων ενός μονοπατιού
d_i	: μήκος του μονοπατιού
τ_i	: καθυστέρηση που εισάγει το μονοπάτι. Ισχύει $\tau_i = d_i / v_p$
v_p	: ταχύτητα διάδοσης εντός του μέσου

Πίνακας 5.1: Παράμετροι της συνάρτησης μεταφοράς για ένα κανάλι γραμμής ενέργειας

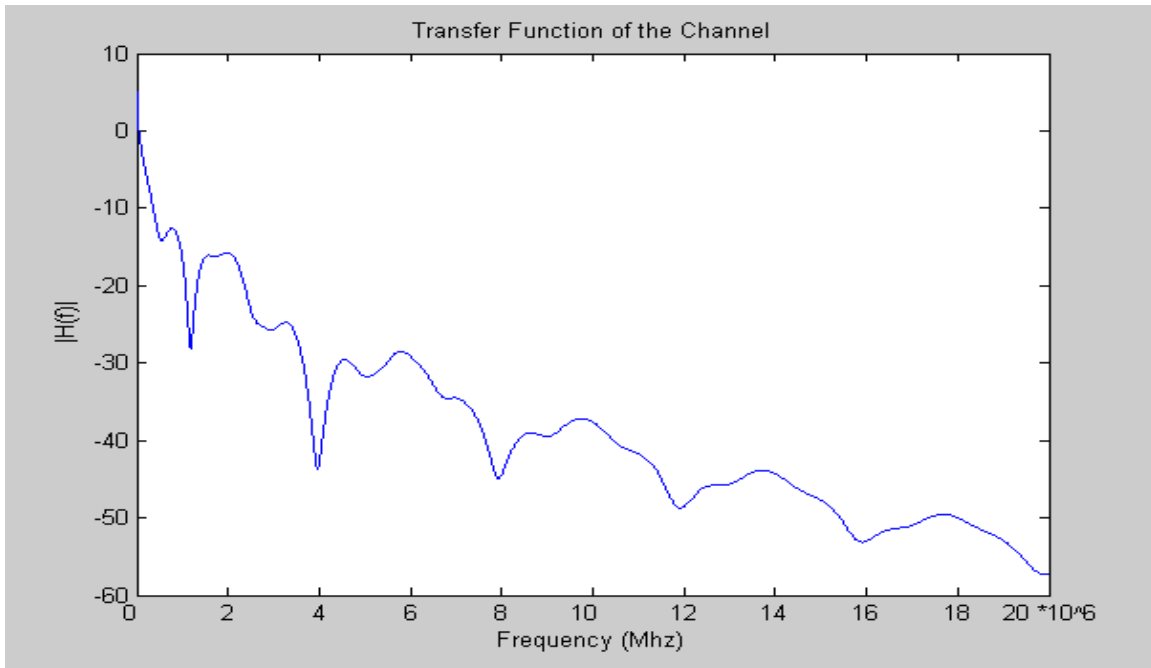
Για να ελέγξουμε την υλοποίηση μας χρησιμοποιούμε γνωστές τιμές παραμέτρων των οποίων η επίδραση στο κανάλι είναι γνωστή από πειραματικές μετρήσεις [50]. Συγκεκριμένα για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν οι εξής τιμές των παραμέτρων:

Πλήθος μονοπατιών κατά τη διάδοση στη γραμμή ενέργειας: $N=4$

Αύξων Αρ. Μονοπατιού	(i)	1	2	3	4
Καθυστέρηση σε msec	(τ_i)	1.0	1.25	1.76	2.64
Μήκος μονοπατιού σε m	(d_i)	150	188	264	397
Συντελεστής βαρύτητας	(g_i)	0.4	-0.4	-0.8	-1.5
Παράγοντας εξασθένησης	(k)	k=0.5			
Παράμετροι εξασθένησης	(a_0, a_1)	$a_0=0$ και $a_1=8 \cdot 10^{-6}$			

Πίνακας 5.2: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση.

Η γραφική παράσταση του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς ($|H(f)|$) ως προς τη συχνότητα (frequency), που προκύπτουν από την υλοποίηση μας για τις παραπάνω παραμέτρους, είναι όμοια με αυτή που προκύπτει και από τις πειραματικές μετρήσεις του [50].



Εικόνα 5.1: Γραφική παράσταση της Συνάρτησης Μεταφοράς καναλιού Γραμμής Ενέργειας

Από τη γραφική παράσταση της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού, παρατηρούμε ότι στις χαμηλές συχνότητες, η επίδραση της γραμμικής παραμόρφωσης του καναλιού είναι εντονότερη από ότι στις υψηλές συχνότητες. Έτσι για τη συχνότητα των 20MHz η

τιμή του μέτρου της πέφτει στα -60 dB (= 0.001) έναντι των τιμών -10dB έως -30dB(= 0.0316) που εμφανίζονται στις χαμηλές συχνότητες έως τα 5MHz.

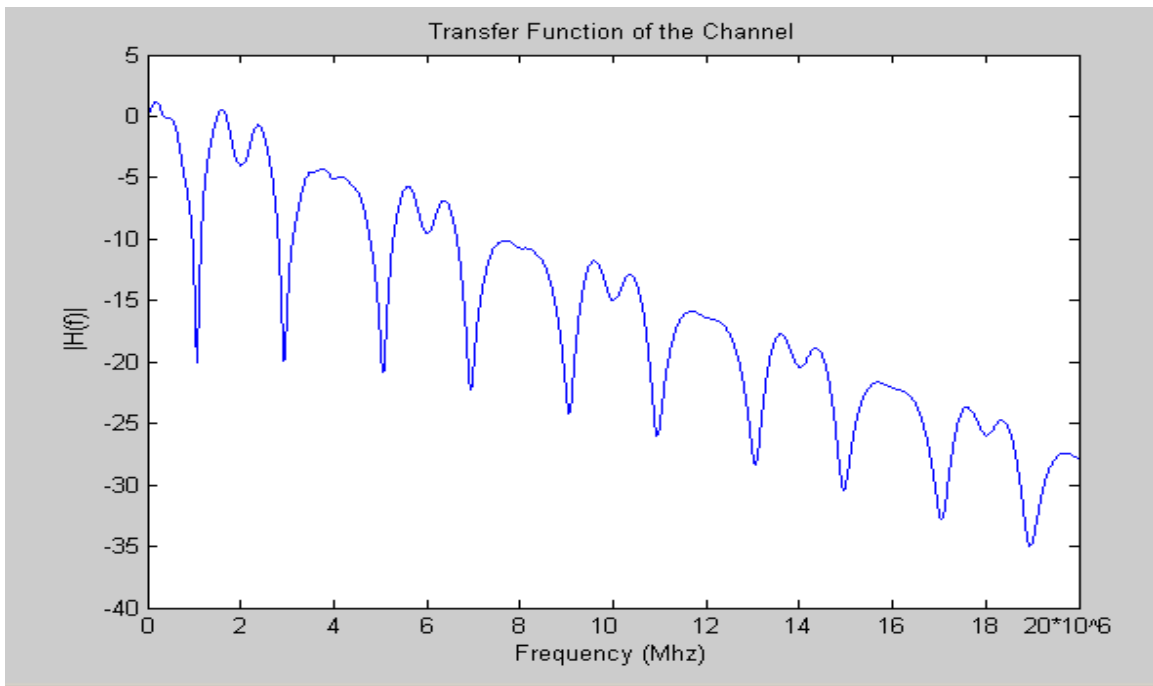
Ένα δεύτερο παράδειγμα [36] καναλιού γραμμής ενέργειας αποτελείται από 6 μονοπάτια διάδοσης και τις εξής χαρακτηριστικές παραμέτρους:

Πλήθος μονοπατιών κατά τη διάδοση στη γραμμή ενέργειας: **N= 6**

Αύξων Αρ. Μονοπατιού	(i)	1	2	3	4	5	6
Καθυστέρηση σε msec	(τ_i)	1.0	1.5	2	2.25	2.5	3.75
Μήκος μονοπατιού σε m	(d_i)	200	221	242	259	266	530
Συντελεστής βαρύτητας	(g_i)	0.54	0.275	-0.15	0.08	-0.03	-0.02
Παράγοντας εξασθένησης	(k)	k=1					
Παράμετροι εξασθένησης	(a₀,a₁)	a ₀ = -0.0021 και a ₁ =8.1*10 ⁻¹⁰					

Πίνακας 5.3: Τιμές Παραμέτρων κατά την προσομοίωση

Η γραφική παράσταση του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού ως προς τη συχνότητα έχει τότε την ακόλουθη μορφή:



Εικόνα 5.2: Γραφική αναπαράσταση της Συνάρτησης Μεταφοράς του καναλιού Γραμμής Ενέργειας

Κι εδώ, ομοίως με προηγουμένως, η επίδραση είναι εντονότερη στις χαμηλές συχνότητες και εξασθενεί για τις υψηλότερες.

Για να προσδιορίσουμε την επίδραση του καναλιού σε ένα σύστημα μετάδοσης OFDM, πρέπει αρχικά να προσδιορίσουμε την κρουστική του απόκριση. Αυτή θα προκύψει από τον ανάστροφο μετασχηματισμό fourier της συνάρτησης μεταφοράς συχνοτήτων (σχέση 5.1), η οποία μετασχηματίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} H(f) &= \sum_{i=1}^N g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} = \sum_{i=1}^N g_i e^{-\alpha_0 d_i} e^{-\alpha_1 f^k d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} = \\ &= \sum_{i=1}^N g_i e^{-\alpha_0 d_i} e^{-(\alpha_1 f^k d_i + j2\pi f \tau_i)} \end{aligned}$$

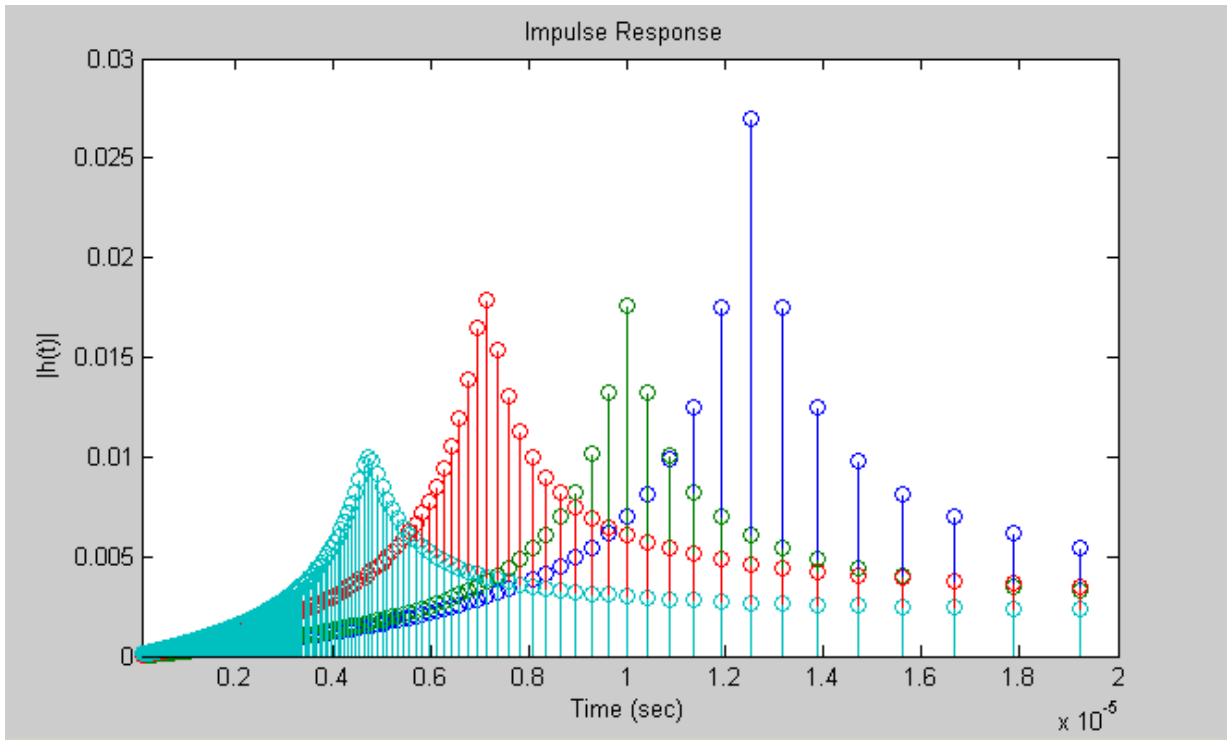
Στην παραπάνω σχέση η καθυστέρηση που εισάγει το κανάλι είναι $\tau_i = d_i/v_p$. Κι επειδή το μοντέλο του καναλιού που υιοθετήσαμε κατά την προσομοίωση μας είναι για $N=6$ μονοπάτια διάδευσης, του οποίου τα χαρακτηριστικά ορίζονται στον πίνακα 5.3, έχουμε για τον εκθέτη k την τιμή $k=1$. Αντικαθιστώντας παραπάνω για $k=1$ παίρνουμε:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-a_0 d_i} e^{-a_1 d_i f} e^{-j2\pi \tau_i f}$$

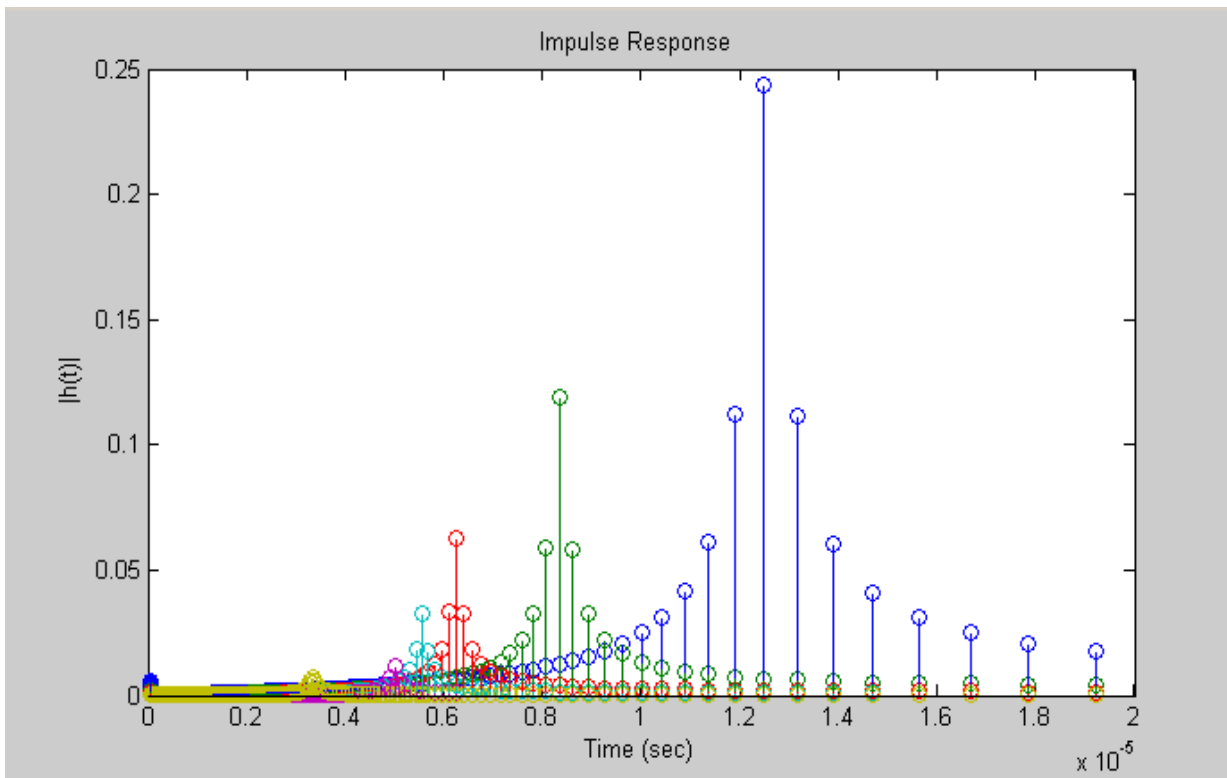
Ο ανάστροφος μετασχηματισμός Fourier της σχέσης αυτής παράγει την κρουστική απόκριση του καναλιού και έχει την μορφή:

$$h(t) = F^{-1}\{H(f)\} = \sum_{i=1}^N g_i e^{-a_0 d_i} F^{-1}\{e^{-a_1 d_i f}\} * \delta(t - \tau_i) \quad (5.2)$$

Η σχέση αυτή δείχνει ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού απεικονίζεται με παλμούς dirac ολισθημένους στην κλίμακα του χρόνου. Στις παρακάτω γραφικές παραστάσεις φαίνεται το μέτρο της κρουστικής απόκρισης του καναλιού ($|h(t)|$) συναρτήσει του χρόνου t . Για κάθε μονοπάτι διάδοσης στο εσωτερικό του καναλιού αντιστοιχίζεται ένα διαφορετικό χρώμα κατά την απεικόνιση.



Εικόνα 5.3: Κρουστική απόκριση καναλιού γραμμής ενέργειας για $N=4$ μονοπάτια διάδωσης

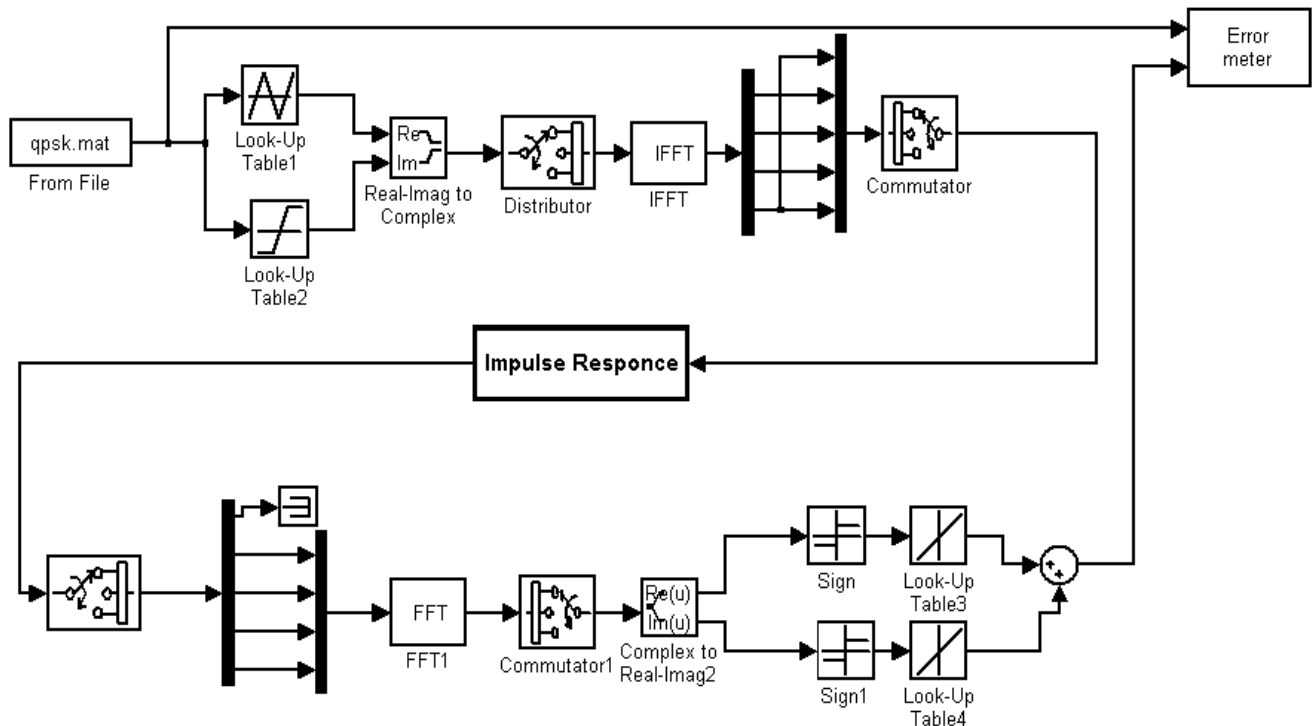


Εικόνα 5.4: Κρουστική απόκριση καναλιού γραμμής ενέργειας για $N=6$ μονοπάτια διάδωσης

Αν $x(n)$ είναι το σήμα εισόδου στο κανάλι, τότε η έξοδος του $y(n)$ από αυτό εκφράζεται ως η συνέλιξη (convolution) της εισόδου με την κρουστική απόκριση του καναλιού.

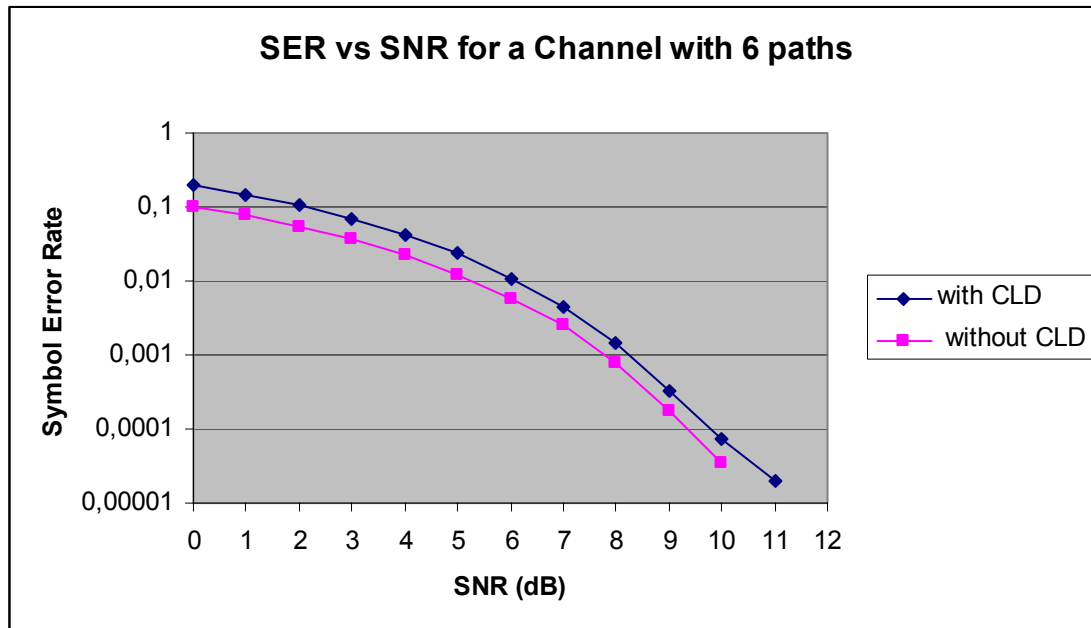
$$y(n) = \sum_{i=1}^n x(i) h(n - i) = (x * h)(n) \quad (5.3)$$

Με βάση όλα τα παραπάνω η προσομοίωση της γραμμικής παραμόρφωσης στο κανάλι μιας γραμμής ενέργειας έγινε ως εξής: Κατασκευάσαμε στο Simulink ένα block (**Impulse Response block**) το οποίο σαν είσοδο δέχεται την ακολουθία των OFDM συμβόλων όπως αυτά εξέρχονται από τον πομπό. Το block αυτό λειτουργεί ως εξής: υπολογίζει την τιμή της $H(f)$ βάσει της σχέσης 5.1 και των παραμέτρων του πίνακα 5.3 και στη συνέχεια με χρήση της έτοιμης συνάρτησης του Matlab *ifft* υπολογίζει τον ανάστροφο μετασχηματισμό Fourier των δειγμάτων της και άρα τις τιμές της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Κατόπιν με τη συνάρτηση του Matlab *conv* παράγεται η συνέλιξη της ακολουθίας εισόδου $x(i)$ με τα δείγματα της κρουστικής απόκρισης $h(i)$ και το αποτέλεσμα αυτής της πράξης δίνεται στην έξοδο του block.



Εικόνα 5.5: Μοντέλο OFDM μετάδοσης με κρουστική απόκριση στο κανάλι

Στη συνέχεια της μελέτης μας για τη συμπεριφορά της κρουστικής απόκρισης του καναλιού μιας γραμμής ενέργειας, προσαρτούμε το block που την υλοποιεί στο μοντέλο του OFDM πομποδέκτη, προκειμένου να διαπιστώσουμε πως η γραμμική παραμόρφωση του καναλιού ενέργειας επηρεάζει τα αποτελέσματα της OFDM μετάδοσης δεδομένων. Το μοντέλο του πομπού/δέκτη που χρησιμοποιούμε είναι το κλασικό σύστημα της OFDM μετάδοσης με τα εξής χαρακτηριστικά: ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων **10 Mbps**, μέγεθος μετασχηματισμού Fourier **FFT size= 256**, **QPSK** διαμόρφωση και κυκλική επέκταση του OFDM συμβόλου κατά το 1/4 του αρχικού, δηλαδή **CP=64samples**. Συνολικά μεταδίδουμε μία ακολουθία μήκους **50.000** συμβόλων και μετράμε τον ρυθμό σφαλμάτων στο σύστημα (**SER**) ως προς τον λόγο σήμα προς θόρυβο (**SNR**) στο κανάλι. Η γραφική παράσταση που προκύπτει είναι:

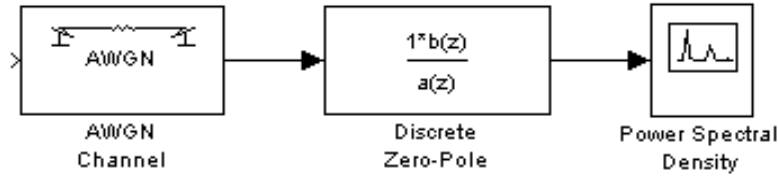


Σχήμα 5.1: Ρυθμός σφαλμάτων SER στο κανάλι λόγω της κρουστικής απόκρισης

Παρατηρούμε ότι εφαρμόζοντας την κρουστική απόκριση του καναλιού στα δεδομένα εισόδου ο ρυθμός σφαλμάτων εμφανίζει μεγαλύτερες τιμές σε σχέση με αυτές που είχε προτού την εφαρμογή της στο ίδιο σύστημα μετάδοσης.

5.2 Υλοποίηση Μοντέλου Background Θορύβου

Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε στο Simulink για την προσομοίωση [15] του θορύβου περιβάλλοντος είναι το εξής:



Σχήμα 5.2: Μοντέλο προσομοίωσης θορύβου περιβάλλοντος

Το σήμα του χρωματιστού θορύβου περιβάλλοντος $n_{\text{back}}(t)$ μπορεί εύκολα να παραχθεί με το φιλτράρισμα μιας πηγής λευκού θορύβου (AWGN). Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι $H_{\text{mod}}(z)$ ορίζεται στο επίπεδο z ως εξής:

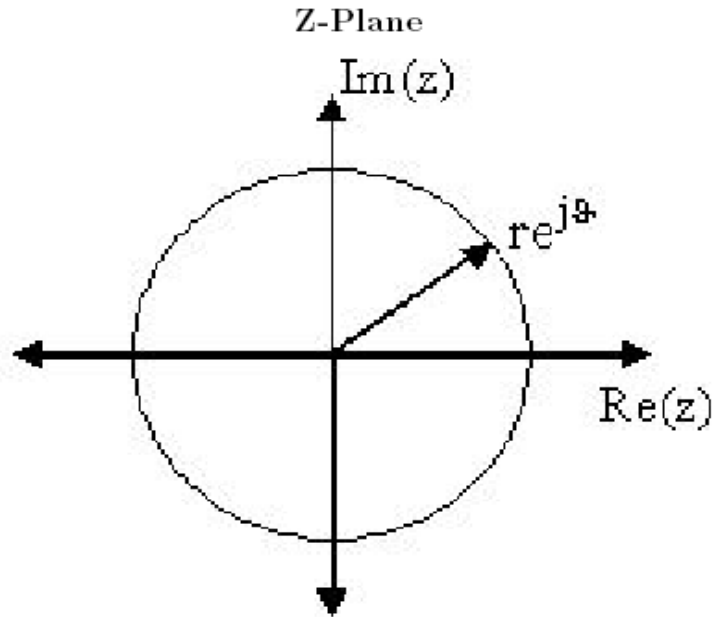
$$H_{\text{mod}}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^m b_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}} \quad (5.4)$$

Οι παράμετροι που πρέπει να οριστούν γι' αυτό το μοντέλο είναι η διασπορά σ για την πηγή λευκού θορύβου και οι συντελεστές του φίλτρου a_i και b_i . Βάσει του γεγονότος ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος (*psd*) του background θορύβου αλλάζει με πολύ αργό ρυθμό στη διάρκεια του χρόνου, οι παράμετροι αυτές αρκεί να διαφοροποιούνται κατά την προσομοίωση μίας μόνο νέας κατάστασης του σεναρίου του θορύβου.

Το πρώτο, λοιπόν, μέλημά μας κατά την προσομοίωση αυτού του είδους θορύβου ήταν να προσεγγίσουμε τις τιμές αυτών των παραμέτρων με μοναδικό δεδομένο κάποιες γραφικές παραστάσεις που απεικονίζουν την φασματική πυκνότητα ισχύος του ως προς τη συχνότητα [50]. Για να το επιτύχουμε αυτό έπρεπε να προσδιορίσουμε τους πόλους (*poles*) και τα μηδενικά (*zeros*) της διακριτής συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου στο επίπεδο z . Η ακολουθία Z_1, Z_2, \dots, Z_m στην παρακάτω σχέση αναπαριστά τα μηδενικά της συνάρτησης, ενώ η ακολουθία P_1, P_2, \dots, P_n τους πόλους της:

$$H(z) = \frac{Z(z)}{P(z)} = \frac{(z-Z_1)(z-Z_2)\dots(z-Z_m)}{(z-P_1)(z-P_2)\dots(z-P_n)} \quad (5.5)$$

Για τον προσδιορισμό των πόλων και μηδενικών, θεωρούμε ότι το επίπεδο-z έχει τη μορφή ενός μοναδιαίου κύκλου, του οποίου ο οριζόντιος και κατακόρυφος άξονας αναπαριστούν αντίστοιχα το πραγματικό και το φανταστικό μέρος των μιγαδικών τιμών που παίρνει η μεταβλητή z . Η θέση μιας μιγαδικής τιμής στο συγκεκριμένο επίπεδο προσδιορίζεται ως $z = r \cdot \exp(i\theta)$, όπου r είναι η απόσταση από το κέντρο του κύκλου και θ η γωνία από τον πραγματικό οριζόντιο άξονα.



Εικόνα 5.6: Αναπαράσταση στο επίπεδο-z

Προκειμένου να προσδιοριστούν οι πόλοι και τα μηδενικά σε ένα σύστημα της μορφής $H(z) = Z(z)/P(z)$, ισχύουν γενικά οι κανόνες:

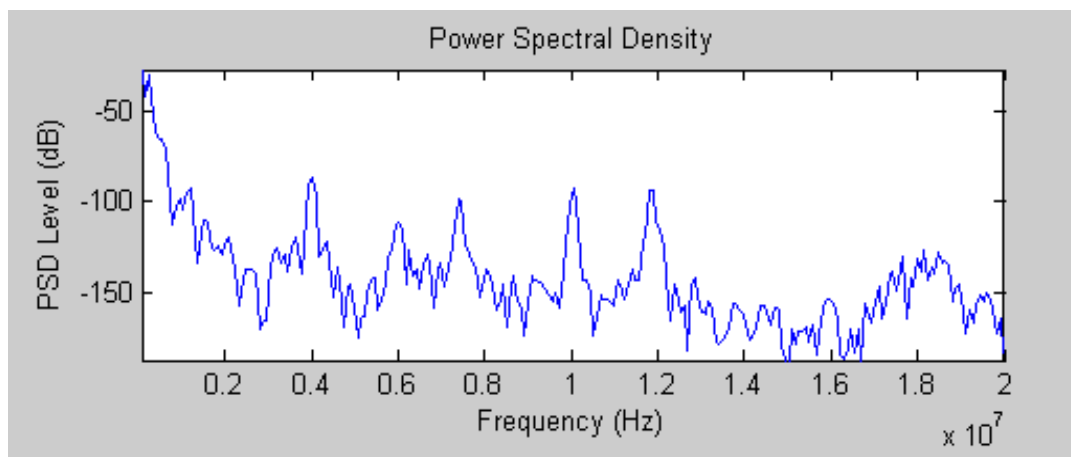
Τα μηδενικά $Z(z)$ είναι :

1. Οι τιμές για το z που δίνουν $Z(z)=0$
2. Οι μιγαδικές συχνότητες που κάνουν τη συνολική απολαβή (gain) της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου μηδέν.

Οι πόλοι $P(z)$ είναι:

1. Οι τιμές για το z που δίνουν $P(z)=0$
2. Οι μιγαδικές συχνότητες που κάνουν τη συνολική απολαβή (gain) της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου άπειρη.

Κατά την υλοποίησή μας, και για να μπορέσουμε να προσομοιώσουμε τις κορυφές και τα κοίλα που εμφανίζει η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου στον background noise, αντιστοιχίσαμε το διαθέσιμο εύρος φάσματος (20MHz) σε ακτίνια (2π rad/sec) και φτιάξαμε έτσι τον μοναδιαίο κύκλο του μετασχηματισμού z. Έχοντας υπόψη τη μορφή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου, όπως προέκυψε από πειραματικές μετρήσεις που έχουν δημοσιευτεί [15], σκοπός μας είναι να δημιουργήσουμε μια γεννήτρια που να παράγει αντίστοιχα επίπεδα θορύβου, προκειμένου να την ενσωματώσουμε στο μοντέλο μας. Με δεδομένες τις συχνότητες του φάσματος (σε Hz), βάσει της γραφικής παράστασης του [15], στις οποίες έχουμε κορυφές και κοίλα, προσδιορίσαμε τη θέση των πόλων και μηδενικών αντίστοιχα στον κύκλο. Κατόπιν δοκιμάζοντας τιμές κοντά στη μονάδα (κοντά στην ακτίνα του κύκλου) προσδιορίσαμε το μέτρο των μιγαδικών $z=r*exp(i\theta)$ που παριστούν τους πόλους και τα μηδενικά. Με αυτόν τον τρόπο καταφέραμε τελικά να προσεγγίσουμε τη μορφή που εμφανίζει το φάσμα του θορύβου με κάποιες, όπως ήταν φυσικό, μικρές αποκλίσεις.



Σχήμα 5.3: Φασματική απόκριση background θορύβου

Έχοντας, λοιπόν, υλοποιήσει τη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου και δίνοντας κατάλληλες τιμές στη διασπορά σ της πηγής λευκού θορύβου (σχήμα 5.2) καταφέραμε ουσιαστικά να δημιουργήσουμε στο Simulink μια γεννήτρια, που εισάγει στο κανάλι του μοντέλου μας παραμορφώσεις, αντίστοιχες με αυτές που δημιουργεί ο θόρυβος περιβάλλοντος (background) στις γραμμές ενέργειας. Προκειμένου, να δούμε πως αυτού του είδους ο θόρυβος επιδρά στην OFDM διαμόρφωση, ενσωματώνουμε τη γεννήτρια

παραγωγής που δημιουργήσαμε στο μοντέλο του OFDM πομποδέκτη και κάνουμε τις κατάλληλες μετρήσεις.

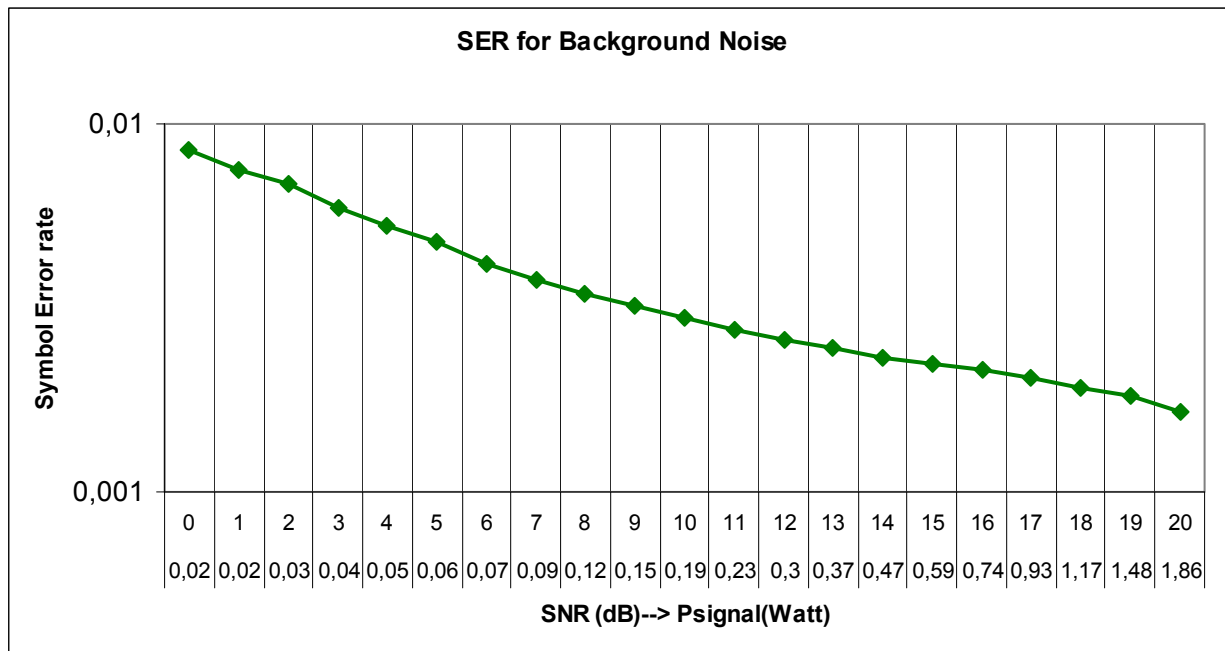
Κατά την προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε τις εξής παραμέτρους: ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων **10 Mbps**, μέγεθος μετασχηματισμού Fourier **FFT size= 256**, διαμόρφωση **QPSK** και κυκλική επέκταση του OFDM σήματος κατά 25% (**CP=64 samples**), ενώ το μέγεθος της ακολουθίας εισόδου ήταν **50.000** σύμβολα. Αρχικά προσδιορίσαμε την επίδραση του θορύβου περιβάλλοντος, θεωρώντας ότι δεν υπάρχει καμία άλλη μορφή διαταραχής στο κανάλι πέραν αυτού. Η μέση ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος πληροφορίας υπολογίζεται:

$$P_s = \frac{V^2}{R} \quad \text{και} \quad V^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |v_k|^2 \quad (5.6)$$

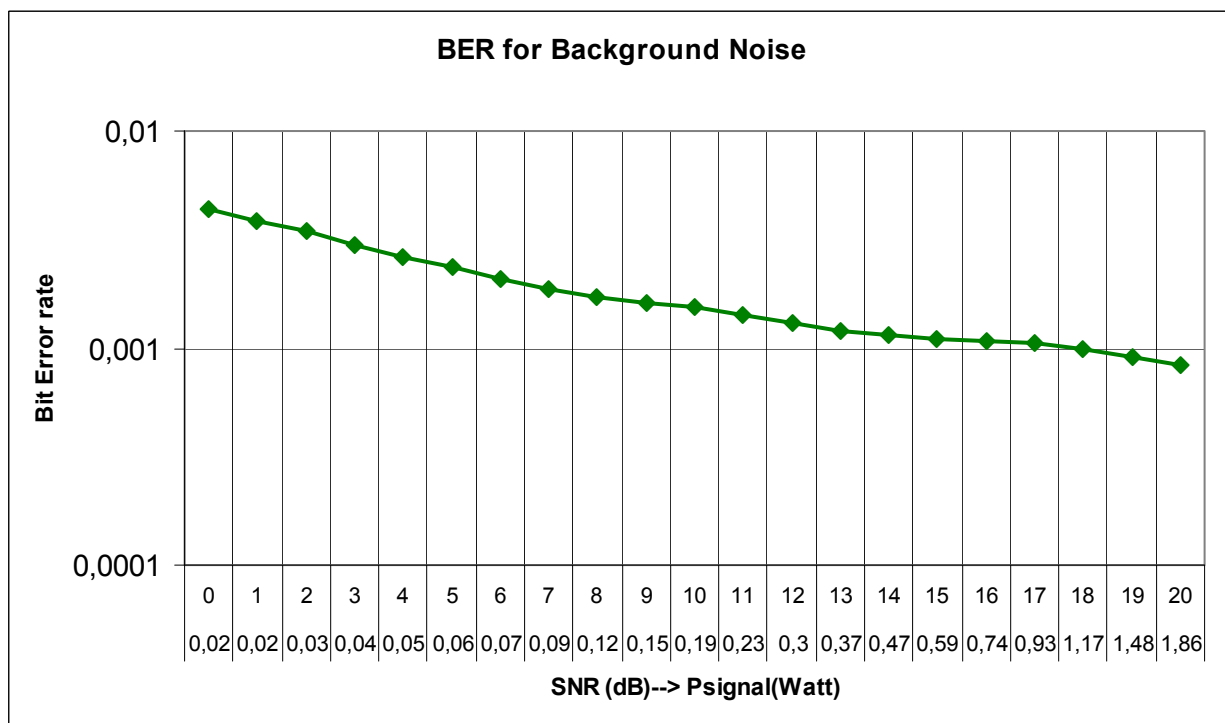
όπου V η μέση τιμή των πλατών της ακολουθίας δεδομένων και R η αντίσταση του κανάλι γραμμής ενέργειας. Εδώ θεωρούμε ότι $R= 50 \text{ Ohm}$. Ως v_k συμβολίζεται το πλάτος του $k^{\text{ου}}$ δείγματος της ακολουθίας δεδομένων συνολικού μήκους N δειγμάτων.

Για την συγκεκριμένη ακολουθία εισόδου μήκους 50.000 συμβόλων που χρησιμοποιήσαμε στα πειράματά μας η μέση ισχύς υπολογίζεται βάσει της προηγούμενης σχέσης σε **$P_s= 0,000154 \text{ Watt}$** . Υπολογίζοντας κατά αντίστοιχο τρόπο και τη μέση ισχύ του θορύβου στο κανάλι **$P_{noise}= 0,018622 \text{ Watt}$** προκύπτει η σηματοθορυβική σχέση **$SNR = 0.0083 = -20.8\text{dB}$** . Οι ρυθμοί σφαλμάτων συμβόλων και bits αντίστοιχα μετρώνται σε **$SER=0.07613$** και **$BER=0.03965$** .

Στη συνέχεια κάνουμε δοκιμές για διάφορες τιμές του λόγου SNR και μετράμε τους ρυθμούς σφαλμάτων στο σύστημα μετάδοσης. Προκειμένου να μεταβάλουμε τον λόγο SNR αυξάνουμε την ισχύ του σήματος, καθώς θεωρούμε ότι η μορφή άρα και η ισχύς του θορύβου είναι προκαθορισμένη (**P_{noise}**) και δεν πρέπει να αλλάξει. Οι προκύπτουσες γραφικές παραστάσεις φαίνονται ακολούθως. Στον οριζόντιο άξονα στην πρώτη γραμμή φαίνονται οι τιμές του λόγου SNR από 0 έως 20 dB, ενώ στην δεύτερη γραμμή οι τιμές ισχύος του σήματος ανά περίπτωση.



Σχήμα 5.4: Ρυθμός σφαλμάτων συμβόλων SER στο κανάλι λόγω θορύβου περιβάλλοντος



Σχήμα 5.5: Ρυθμός σφαλμάτων bits BER στο κανάλι λόγω θορύβου περιβάλλοντος

Όπως είναι λογικό, ο ρυθμός των σφαλμάτων μειώνεται καθώς αυξάνει ο λόγος του σήματος προς θόρυβο.

5.3 Υλοποίηση Μοντέλου NarrowBand Θορύβου

Για την προσομοίωση του θορύβου στενής ζώνης χρησιμοποιήσαμε το ντετερμινιστικό μοντέλο, το οποίο περιγράφεται από την υπέρθεση N ανεξάρτητων ημιτόνων, όπως φαίνεται στον ακόλουθο μαθηματικό τύπο [15]:

$$n_{narrow}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (5.7)$$

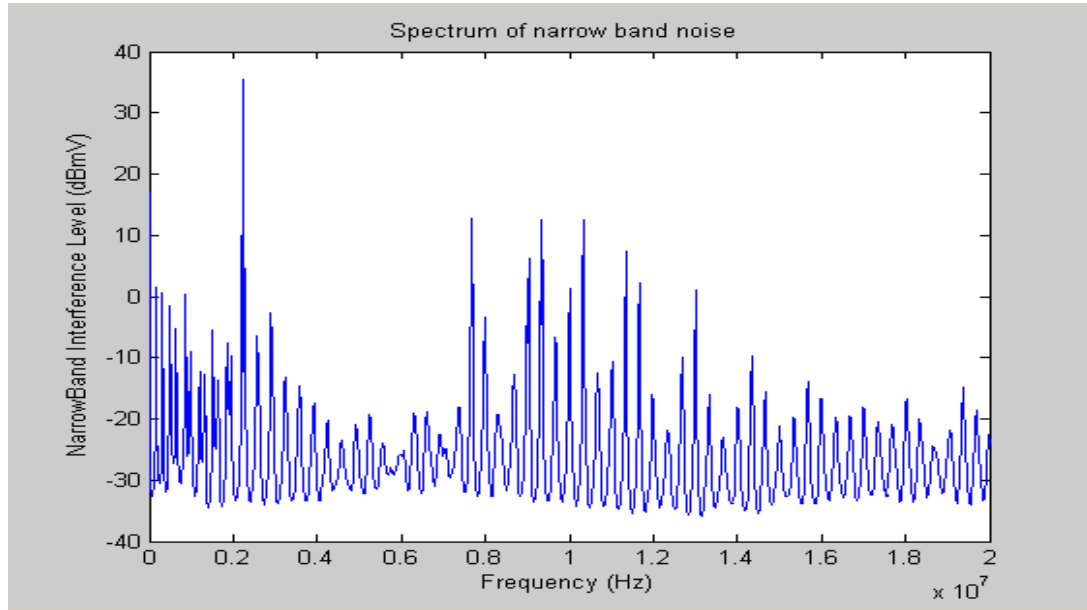
Το συνολικό φάσμα $\mathbf{n}_{narrow}(\mathbf{t})$ του θορύβου στενής ζώνης συντίθεται από N συνολικά διαταραχές αυτής της μορφής. Κάθε διαταραχή περιγράφεται από τη συχνότητα f_i στην οποία εμφανίζεται, το πλάτος $A_i(\mathbf{t})$ και τη φάση της ϕ_i . Η φάση των φερόντων μπορεί να οριστεί αυθαίρετα και δεν μεταβάλλεται με τον χρόνο. Τα πλάτη που λαμβάνονται από την παρεμβολή στενής ζώνης μεταβάλλονται αρκετά αργά με τον χρόνο, που σημαίνει ότι οι παράμετροι χρειάζεται να αλλάξουν μόνο κατά την αναπαράσταση ενός διαφορετικού σεναρίου θορύβου, κατά την προσομοίωση.

Κάποιες από τις γνωστές πηγές που προκαλούν διαταραχές στενής ζώνης είναι οι ακόλουθες:

- Η οριζόντια ανίχνευση συχνότητας της τηλεόρασης. Για το PAL standard που χρησιμοποιείται στις περισσότερες ευρωπαϊκές χώρες, η διαταραχή εντοπίζεται στα 15.6kHz [51]
- Οι μεταδόσεις με κωδικοποιήσεις χρόνου προκαλούν στενής ζώνης διαταραχές κατά τη σύζευξη με τις γραμμές ενέργειας
- Από άγνωστες πηγές στις συχνότητες: 25, 32, 46, 49, 55, 62, 75, 78, 94 kHz [51]
- Από ραδιοφωνικές εκπομπές παγκόσμιας εμβέλειας (βραχεία κύματα) στις συχνότητες: 5,95-6,2MHz, 7.2-7.5MHz, 9.4-10.1MHz, 11.8-12.1MHz [15]

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω γνωστές συχνότητες των διαταραχών στενής ζώνης, προσδιορίζουμε αρχικά κάποιες τιμές για τα πλάτη και τις φάσεις τους και με βάση τη σχέση (5.4) προσδιορίζουμε το φάσμα του θορύβου. Αφού έχουμε κάνει μία εκτίμηση των μεγεθών αυτών, ώστε η απόκριση του θορύβου να έχει τα επιθυμητά επίπεδα όπως εμφανίζονται σε προηγούμενες ερευνητικές εργασίες ([15]) παίρνουμε τελικά την εξής

γραφική παράσταση που απεικονίζει τον θόρυβο στενής ζώνης ως προς το φάσμα συχνοτήτων.



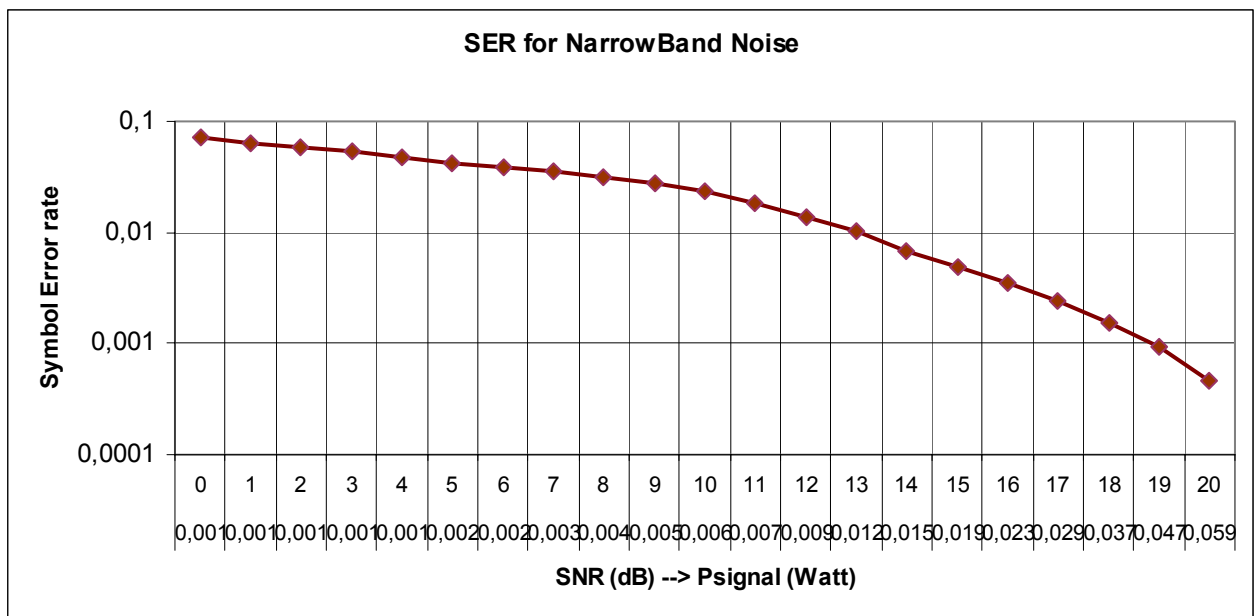
Σχήμα 5.6: Φασματική απόκριση θορύβου Στενής Ζώνης

Οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση ήταν για τα πλάτη τάξης μεγέθους στο διάστημα $[0.1 \ 80]$ mV, για τις φάσεις τιμές στο διάστημα $[0 \ 2\pi]$ και για τις συχνότητες οι γνωστές τιμές διαταραχών που αναφέρθηκαν προηγουμένως, $[0.0156 \ 0.025 \ 0.032 \ 0.046 \ \dots \ 5.95 \ 6.2 \ \text{κλπ.}]$ MHz.

Υλοποιήσαμε έτσι στο Simulink μία γεννήτρια που ως έξοδο έχει τις τιμές θορύβου στενής ζώνης, που ορίζονται στο επίπεδο του χρόνου βάσει της σχέσης (5.4), χρησιμοποιώντας τις προηγούμενες παραμέτρους. Αυτήν την προσαρτήσαμε στο κανάλι μετάδοσης του μοντέλου του OFDM πομποδέκτη, προκειμένου να μελετήσουμε την επίδραση του συγκεκριμένου είδους θορύβου στην OFDM διαμόρφωση. Συγκεκριμένα τα δείγματα που παράγει στην έξοδό της σε κάθε χρονική στιγμή η γεννήτρια προστίθενται στα δείγματα της ακολουθίας δεδομένων που μεταδίδονται στο κανάλι και το αποτέλεσμα τροφοδοτεί το δέκτη.

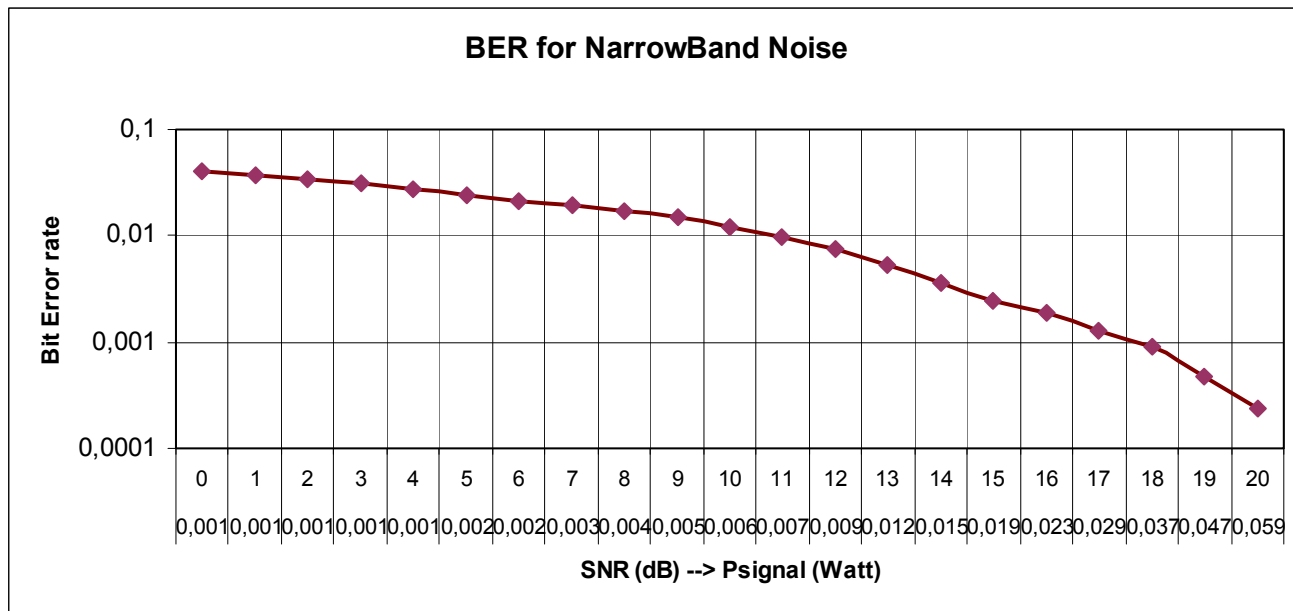
Τα χαρακτηριστικά του μοντέλου παραμένουν τα ίδια όπως και στις προηγούμενες μέχρι στιγμής προσομοιώσεις (ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων **10 Mbps**, μέγεθος μετασχηματισμού Fourier **FFT size=256**, διαμόρφωση φερόντων **QPSK**, κυκλική επέκταση OFDM συμβόλου **CP=64 samples** και μήκος ακολουθίας εισόδου **50.000**

σύμβολα. Αρχικά μετρήσαμε τον ρυθμό σφαλμάτων κατά τη μετάδοση, χωρίς καμία επιπλέον επίδραση στο κανάλι πέρα του θορύβου στενής ζώνης. Η μέση ισχύς του εκπεμπόμενου σήματος, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση του θορύβου περιβάλλοντος (χρησιμοποιήθηκε η ίδια ακολουθία δεδομένων εισόδου μήκους 50.000 δειγμάτων) είναι $P_s=0,000154 \text{ Watt}$. Η σηματοθορυβική σχέση στο κανάλι υπολογίζεται $SNR=0,2619= -5.82 \text{ dB}$, δεδομένης της ισχύος του θορύβου $P_{noise}=0,000588 \text{ Watt}$ και οι ρυθμοί σφαλμάτων μετρώνται σε $SER= 0.1367$ και $BER= 0,0803$. Μεταβάλλοντας τον λόγο SNR, από 0 έως 20 dB, στο κανάλι προκύπτουν οι κάτωθι γραφικές παραστάσεις:



Σχήμα 5.7: Ρυθμός σφαλμάτων SER στο κανάλι λόγω θορύβου Στενής Ζώνης

Παρατηρούμε ότι αν και στην περίπτωση του θορύβου περιβάλλοντος ο αρχικός λόγος σήματος προς θόρυβο έχει μικρότερη τιμή (-20,8 dB) από την περίπτωση του θορύβου στενής ζώνης (-5,82 dB), πάραυτα τα ποσοστά σφαλμάτων είναι μεγαλύτερα στη δεύτερη περίπτωση. Αυτό δικαιολογείται από το γεγονός ότι όταν υπολογίζεται η ισχύς του θορύβου, λαμβάνεται υπόψη μόνο το μέτρο των δειγμάτων του θορύβου, ενώ στην πραγματικότητα κατά την μετάδοση του σήματος επιδρά και το πρόσημό τους.



Σχήμα 5.8: Ρυθμός σφαλμάτων BER στο κανάλι λόγω θορύβου Στενής Ζώνης

5.4 Υλοποίηση Μοντέλου Impulsive Θορύβου

Η προσέγγιση για τη μοντελοποίηση των κρουστικών διαταραχών, που χρησιμοποιήσαμε κατά την υλοποίηση του συγκεκριμένου μοντέλου, ορίζει μια σειρά από γενικευμένους παλμούς διαταραχής $\mathbf{imp}(t)$ με μοναδιαίο πλάτος και εύρος. Η σειρά των παλμών $\mathbf{n}_{imp}(t)$ με πλάτος παλμού A , διάρκεια παλμού t_w , και χρόνους αφίξεως t_a μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

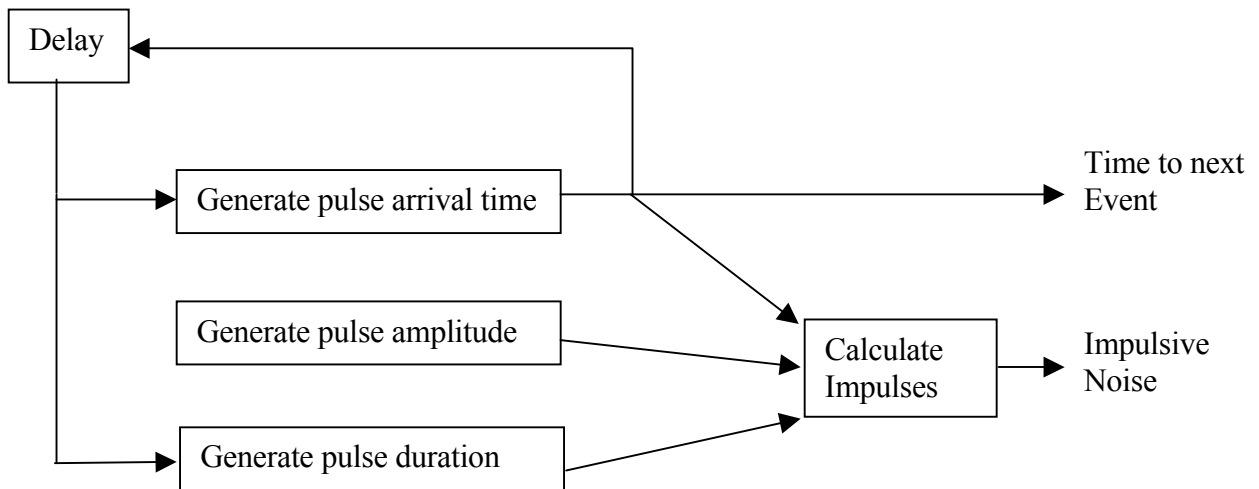
$$n_{imp}(t) = \sum_i A_i \mathit{imp}\left(\frac{t - t_{a,i}}{t_{w,i}}\right) \quad (5.8)$$

Οι παράμετροι A , t_w και t_a είναι τυχαίες μεταβλητές που οι στατιστικές τους ιδιότητες προκύπτουν μετά από κατάλληλες μετρήσεις. Συμπεράσματα που προέκυψαν από σχετική πειραματική ανάλυση [15] και που χρησιμοποιήσαμε κατά την υλοποίησή μας είναι:

1. Περίπου το 90% των διαταραχών έχουν πλάτος μεταξύ 100mV και 200mV. Μόνο ένα ποσοστό 1% υπερβαίνει ένα μέγιστο πλάτος τιμής 2Volt.
2. Σχετικά με τη διάρκεια των διαταραχών μόνο το 1% υπερβαίνει τα 500μsec και μόνο ένα 2% το 1msec. Το μεγαλύτερο εύρος που ανιχνεύθηκε ήταν περίπου 5,7 msec.
3. Ο χρόνος αφίξεων t_{IAT} προσδιορίζει το χρονικό διάστημα ανάμεσα σε δύο διαταραχές και υπολογίζεται από τη διαφορά των χρόνων αφίξεως δύο διαδοχικών παλμών: $t_{IAT} = t_{arr,i} - t_{arr,i-1}$
4. Για τους χρόνους αυτούς ένα ποσοστό μεγαλύτερο του 90% είναι μικρότερο από τα 200msec. Συγκεκριμένα ένα 30% έχει t_{IAT} γύρω στα 10msec ή 20msec. Αρκετές περιπτώσεις χρόνων t_{IAT} είχαν τιμή κάτω από 5msec λόγω ριπών διαταραχών ενώ το 10% των χρόνων που έχει τιμή πάνω από τα 200msec φαίνεται να ακολουθεί εκθετική κατανομή.

Για την προσομοίωση του κρουστικού θορύβου σε περιβάλλον Simulink χρειάστηκε η κατασκευή τριών γεννητριών παραγωγής τιμών. Καθεμία παράγει αντίστοιχα την ακολουθία τιμών για το πλάτος, το εύρος και τους χρόνους άφιξης των κρουστικών παλμών του θορύβου. Επίσης κατασκευάστηκε μία τέταρτη γεννήτρια, η οποία δέχεται ως

είσοδο τις ακολουθίες του πλάτους, εύρους και χρόνων αφίξεως και στην έξοδό της παράγει τους παλμούς του κρουστικού θορύβου στο κανάλι, όπως υπολογίζονται με βάση τη σχέση 5.8. Στην υλοποίηση των γεννητριών αυτών χρησιμοποιήθηκαν συγκεκριμένες κατανομές εκθετικής μορφής, οι οποίες επιλέχθηκαν, τόσο αυτές όσο και οι παράμετροι τους, έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι συνθήκες και να προσεγγίζεται η μορφή των κατανομών, που έχουν προκύψει από δημοσιευμένες πειραματικές μετρήσεις [15]. Το διάγραμμα που ακολουθεί, περιγράφει σχηματικά το μοντέλο υλοποίησης της γεννήτριας κρουστικού θορύβου:



Σχήμα 5.9: Γεννήτρια παραγωγής κρουστικού θορύβου

Οι χρόνοι μεταξύ διαδοχικών κρουστικών διαταραχών παράγονται βάσει μιας διαδικασίας MARKOV. Η διαδικασία αυτή δεν απαιτεί γνώση για τα χαρακτηριστικά των παλμών και εξαρτάται μονάχα από τον χρόνο άφιξης του προηγούμενου παλμού. Ανάμεσα σε δύο διαδοχικούς παλμούς η κυματομορφή είναι μηδενική.

Τα χαρακτηριστικά ενός παλμού (πλάτος, διάρκεια και φάσμα) παράγονται ανεξάρτητα από τα χαρακτηριστικά των προηγούμενων παλμών. Η μεταξύ τους εξάρτηση είναι μόνο ότι το φάσμα ενός παλμού εξαρτάται από το μήκος του.

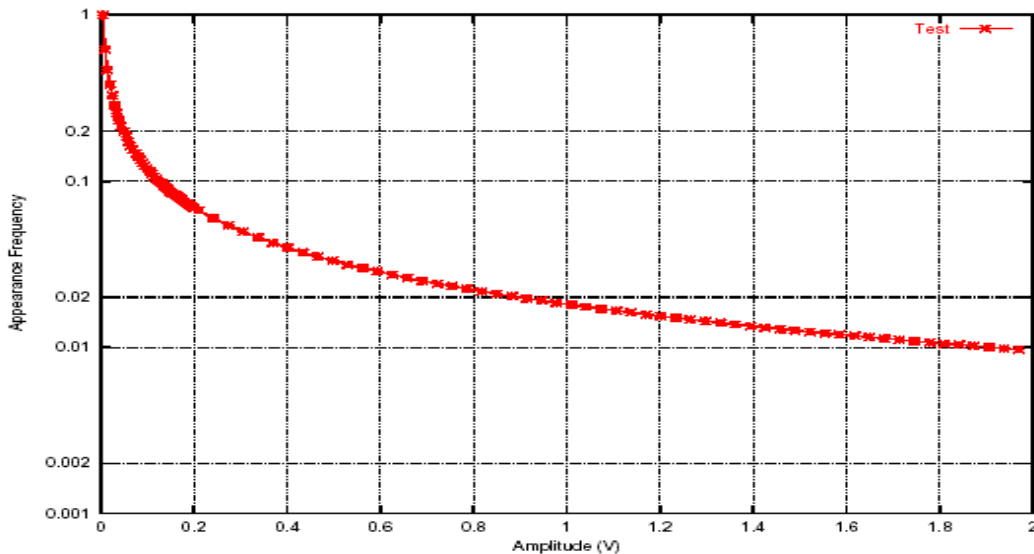
Η μονάδα καθυστέρησης (delay) είναι μία μονάδα μνήμης που διατηρεί πληροφορία μεταξύ της στιγμής παραγωγής ενός παλμού και της στιγμής παραγωγής του επομένου. Τα υπόλοιπα υποσυστήματα του διαγράμματος είναι χωρίς μνήμη.

5.4.1 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής του πλάτους των παλμών

Για το πλάτος (amplitude) των παλμών χρησιμοποιήθηκε η κατανομή Weibull με γενικό τύπο:

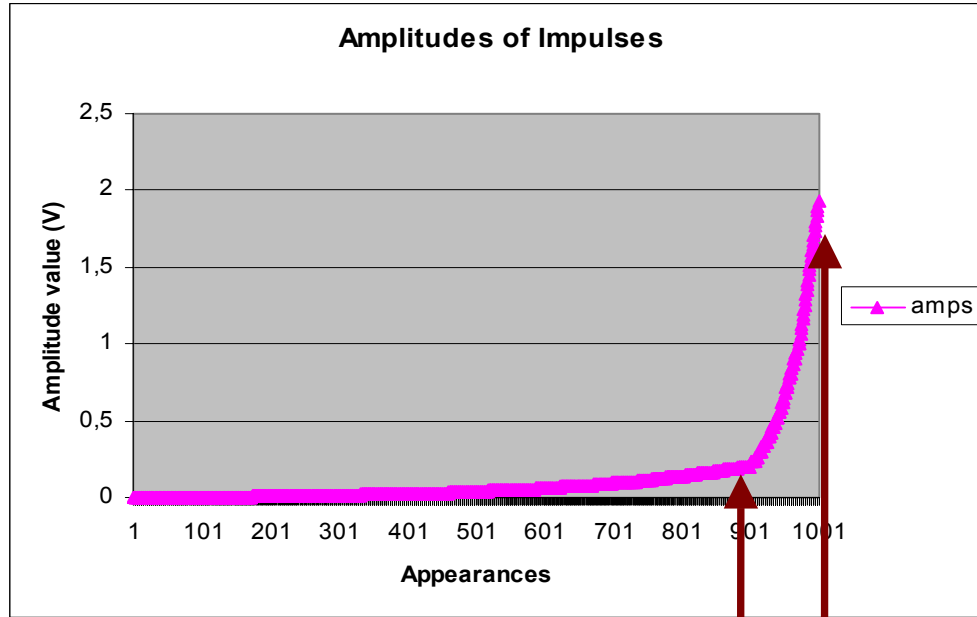
$$p = \frac{ab}{2} y^{a-1} \exp(-by^a) \quad (5.9)$$

Με την κατανομή αυτή και με τιμές παραμέτρων $a=0.3555$ και $b=0.7$ παράγονται τιμές στο διάστημα $y = [0, 2]$ Volt με πιθανότητες εμφάνισης p , εκ των οποίων περίπου το 90% των τιμών του πλάτους είναι μεταξύ 100mV και 200mV, ενώ μόνο ένα ποσοστό 1% υπερβαίνει το μέγιστο πλάτος των 2Volt, όπως φαίνεται και στις ακόλουθες γραφικές παραστάσεις:



Σχήμα 5.10: Κατανομή πλάτους κρουστικών διαταραχών

Η γραφική παράσταση του σχήματος 5.10 παρουσιάζει την κατανομή των πλάτων του κρουστικού θορύβου, όπως προκύπτει από κατανομή της σχέσης 5.9. Στον οριζόντιο άξονα εμφανίζονται οι τιμές του πλάτους σε Volt και στον κατακόρυφο άξονα υπάρχει η συχνότητα εμφάνισης των τιμών του πλάτους σε λογαριθμική κλίμακα. Η κατανομή αυτή εφαρμόστηκε για την παραγωγή ενός συνόλου 1000 δειγμάτων του πλάτους και η γραφική παράσταση του πλήθους εμφανίσεων των επιμέρους τιμών φαίνεται ακολούθως:



Σχήμα 5.11: Πλήθος εμφάνισης πλατών κρουστικού θορύβου για 1000 δείγματα διαταραχών

Max value=2Volt

90% < 0.2 Volt

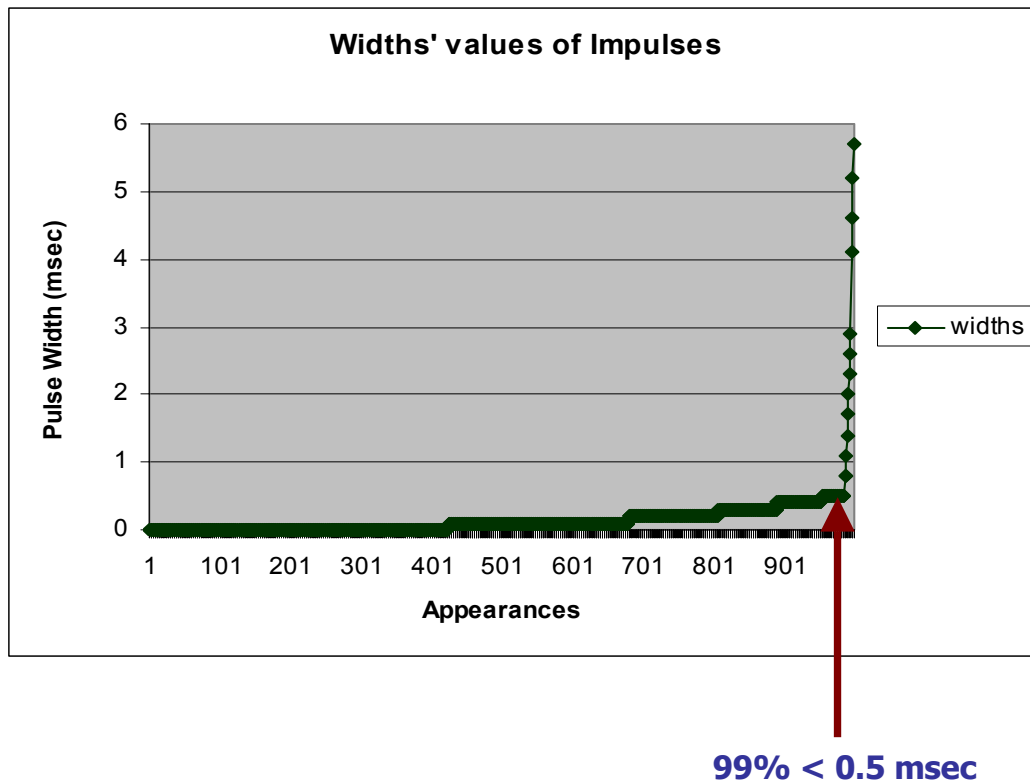
5.4.2 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής του εύρους των παλμών

Κατά την υλοποίηση της γεννήτριας παραγωγής του εύρους (width) των παλμών χρησιμοποιήθηκε ξανά η κατανομή Weibull με γενικό τύπο:

$$p = \frac{ab}{2} t^{a-1} \exp(-bt^a) \quad (5.10)$$

και με τιμές παραμέτρων $a=0.0537$ και $b=0.0598$ αυτή τη φορά. Προκύπτουν τότε τιμές για το εύρος των παλμών στο διάστημα $t = [0.01:0.01:5.7]$ msec με πιθανότητες εμφάνισης p .

Κάνοντας στατιστική ανάλυση των τιμών που παράγει η γεννήτρια αυτή στην έξοδο της βάσει της σχέσης 5.10 (για 1.000 δείγματα εξόδου) παρατηρούμε ότι το 97% του εύρους των παλμών είναι μικρότερο από 1 msec και συγκεκριμένα το 99% μικρότερο από 500μsec ή 0,5msec, ενώ η μέγιστη τιμή που μπορεί να παραχθεί είναι τα 5.7msec.



Σχήμα 5.12: Πλήθος εμφάνισης Εύρους κρουστικών παλμών για 1000 δείγματα

5.4.3 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής Χρόνων Άφιξης των παλμών

Ο χρόνος μεταξύ διαδοχικών παλμών είναι ένας πραγματικός αριθμός που εκφράζει τον χρόνο μεταξύ το τέλος ενός παλμού έως την αρχή του επόμενου. Ο προσδιορισμός του γίνεται βάσει μιας διαδικασίας Markov δύο καταστάσεων, όπου ο χρόνος της μετάβασης από τη μία κατάσταση στην άλλη αποτελεί τον inter-arrival time. Η παρούσα κατάσταση καθορίζεται από τον χρόνο άφιξης της προηγούμενης κατάστασης.

Έτσι, για τους χρόνους εμφάνισης μεταξύ των παλμών (interarrival times) χρησιμοποιήθηκε, κατά την υλοποίηση μας, το μοντέλο των διακεκομμένων αλυσίδων Markov με τις εξής παραμέτρους: Η τάξη του μοντέλου ορίστηκε ως $v=5$ (το πλήθος των καταστάσεων που δεν εμφανίζονται παλμοί θορύβου) και $w=2$ (το πλήθος των καταστάσεων όπου εμφανίζονται παλμοί θορύβου). Οι πίνακες πιθανοτήτων μετάβασης που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι ακόλουθοι:

$$U = \begin{bmatrix} 0.9999775 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0000225 \\ 0 & 0.8173416 & 0 & 0 & 0 & 0.1826584 \\ 0 & 0 & 0.9992129 & 0 & 0 & 0.0007871 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9900302 & 0 & 0.0099698 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9900303 & 0.2797342 \\ 0.4432897 & 0.0466043 & 0.0908189 & 0.1135221 & 0.3057651 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

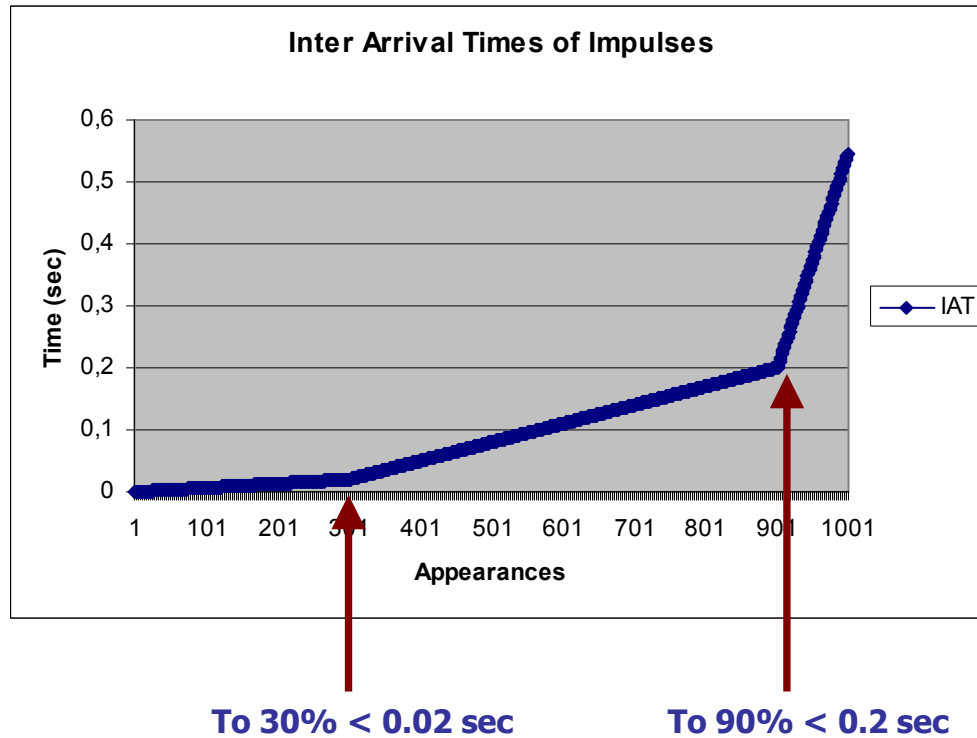
$$G = \begin{bmatrix} 0.8844900 & 0 & 0.1155100 \\ 0 & 0.3991290 & 0.6008710 \\ 0.0787479 & 0.9212521 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Από τις παρακάτω σχέσεις και βάσει των πινάκων U και G προκύπτουν αντίστοιχα οι συναρτήσεις κατανομής πιθανότητας των χρόνων αφίξεων καθώς και του εύρους των παλμών, βάσει των οποίων και παράγονται οι πειραματικές τιμές.

$$\text{cpf}_A(k) = \begin{cases} 1 & \text{for } k = 0 \\ \sum_{j=1}^v u_{v+1,j} u_{j,j}^k & \text{for } k = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (5.13)$$

$$\text{cpf}_w(k) = \begin{cases} 1 & \text{for } k = 0 \\ \sum_{j=1}^w g_{w+1,j} g_{j,j}^k & \text{for } k = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (5.14)$$

Με έναν αλγόριθμο στο Matlab που υλοποιεί τις σχέσεις 5.11 έως και 5.14 κατασκευάσαμε τελικά το μοντέλο του Simulink που υλοποιεί τη γεννήτρια παραγωγής των interarrival times. Παίρνουμε μία ακολουθία από 1000 δείγματα εξόδου και παρατηρούμε: Για τους χρόνους αυτούς ένα ποσοστό 90% έχει τιμή μικρότερη από 200msec (0.2sec). Συγκεκριμένα ένα 30% έχει t_{IAT} γύρω στα 10msec ή 20msec υποδεικνύοντας περιοδικές διαταραχές σύγχρονες στις κεντρικές συχνότητες. Αρκετές περιπτώσεις χρόνων t_{IAT} είχαν τιμή κάτω από 5msec λόγω ριπών διαταραχών.



Σχήμα 5.13: Χρόνοι εμφάνισης διαδοχικών παλμών του κρουστικού θορύβου

5.4.4 Περιγραφή της γεννήτριας παραγωγής των Παλμών

Τις τρεις προηγούμενες γεννήτριες, οι οποίες παράγουν τις κατάλληλες τιμές για το πλάτος, το εύρος και τον χρόνο άφιξης των παλμών, κατά την προσομοίωση του κρουστικού θορύβου στο Simulink, χρησιμοποιούμε για να δώσουμε είσοδο σε μία τέταρτη γεννήτρια (ένα τέταρτο block υλοποίησης στο Simulink). Η γεννήτρια αυτή με βάση τα χαρακτηριστικά του εκάστοτε παλμού (πλάτος, εύρος και χρόνος άφιξης), δίνει στην έξοδό της το επίπεδο ισχύος του κρουστικού θορύβου σε κάθε βήμα της προσομοίωσης.

Συγκεκριμένα, η γεννήτρια παραγωγής των παλμών σε κάθε χρονική στιγμή t της τρέχουσας προσομοίωσης, δέχεται σαν είσοδο μία τιμή για το πλάτος A_i , μία τιμή για το εύρος $t_{w,i}$ και μία για τον χρόνο εμφάνισης του τρέχοντος παλμού $t_{a,i}$ σχετιζόμενο ως προς τον συνολικό χρόνο της προσομοίωσης. Τα χαρακτηριστικά αυτά αποθηκεύονται σε κατάλληλους πίνακες προκειμένου να έχουμε αναγωγή σε προσομοίωση πραγματικού χρόνου. Αυτό σημαίνει ότι καθώς ο χρόνος t της προσομοίωσης τρέχει για το μοντέλο μας,

μόλις συμπέσει με την χρονική στιγμή εμφάνισης ενός παλμού $t_{a,i}$ τότε η γεννήτρια δίνει στην έξοδό της μία τιμή θορύβου που προσδιορίζεται από την σχέση (5.8) :

$$n_{imp}(t) = \sum_i A_i \text{imp} \left(\frac{t - t_{a,i}}{t_{w,i}} \right)$$

Αν για μία συγκεκριμένη χρονική στιγμή t , οι παλμοί που υφίστανται είναι περισσότεροι από ένας, δηλαδή ένας παλμός καταφτάνει ενώ ο προηγούμενος δεν έχει ακόμα τελειώσει, (αυτό συμβαίνει όταν ο χρόνος μεταξύ των δύο διαδοχικών παλμών είναι μικρότερος σε διάρκεια από το εύρος του τρέχοντος παλμού), τότε η στάθμη του θορύβου υπολογίζεται σύμφωνα με τον προηγούμενο τύπο από το άθροισμα των επιμέρους παλμών που υφίστανται την παρούσα χρονική στιγμή.

Η συνάρτηση **imp(t)** που παράγει τη μορφή και το επίπεδο των παλμών είναι μία gaussian συνάρτηση της οποίας τα χαρακτηριστικά επιλέγονται έτσι ώστε το πλάτος και το εύρος της να είναι μοναδιαία. Προσαρτώντας τότε την γεννήτρια παραγωγής του κρουστικού θορύβου στο μοντέλο της OFDM μετάδοσης μετράμε τον ρυθμό λαθών στο κανάλι, αρχικά χωρίς καμία άλλη επιπλέον διαταραχή σε αυτό και κατόπιν θεωρώντας και επίδραση λευκού θορύβου με λόγο σήμα προς θόρυβο SNR. Οι προσομοιώσεις έγιναν για ένα μοντέλο μετάδοσης με **QPSK** διαμόρφωση, OFDM symbol μεγέθους **256 samples** και κυκλική επέκταση του κατά **64 samples**.

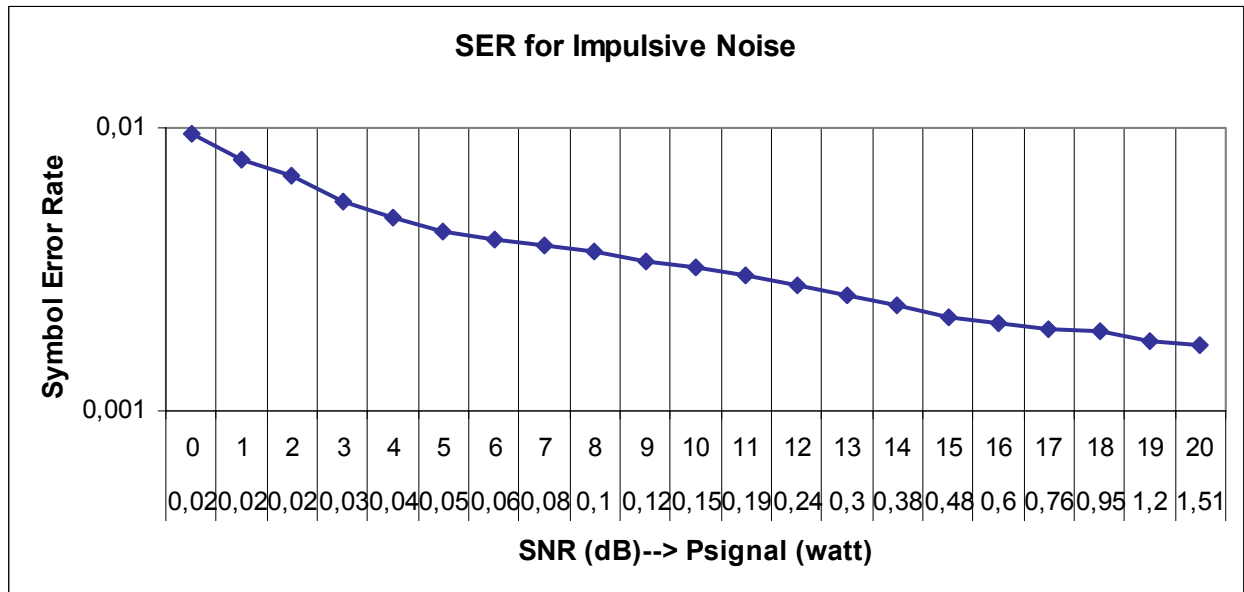
Το πρώτο πείραμα έγινε για ρυθμό μετάδοσης **10 Mbps** και μήκος ακολουθίας δεδομένων **50.000** συμβόλων. Οι κρουστικοί παλμοί που εφαρμόστηκαν στο κανάλι κατά τη μετάδοση της ακολουθίας δεδομένων ήταν **35** το πλήθος. Προέκυψαν τότε οι ρυθμοί σφαλμάτων **SER= 0.0099** και **BER=0.0057**. Οι τιμές αυτές είναι πολύ μικρές, καθώς πολύ μικρό είναι και το πλήθος των κρουστικών παλμών.

Προκειμένου να δούμε πως επηρεάζουν το κανάλι περισσότεροι κρουστικοί παλμοί αυξήσαμε το πλήθος τους σε **100**. Επειδή όμως η πολυπλοκότητα του μοντέλου μετάδοσης στο Simulink μεγάλωνε και οι απαιτήσεις σε χρόνο και μνήμη συστήματος αυξανόταν αρκετά αναγκαστήκαμε να ρίξουμε τον ρυθμό μετάδοσης στα **2 Mbps**. Ούτως ή άλλως στην παρούσα προσομοίωση, μας ενδιαφέρει να δούμε πως επηρεάζει ο κρουστικός θόρυβος στο κανάλι, κάτι που δεν εξαρτάται από τον ρυθμό μετάδοσης. Μετρήθηκαν τότε ρυθμοί σφαλμάτων **SER= 0.0381** και **BER= 0.0218**. Τέλος, αυξάνουμε το πλήθος των

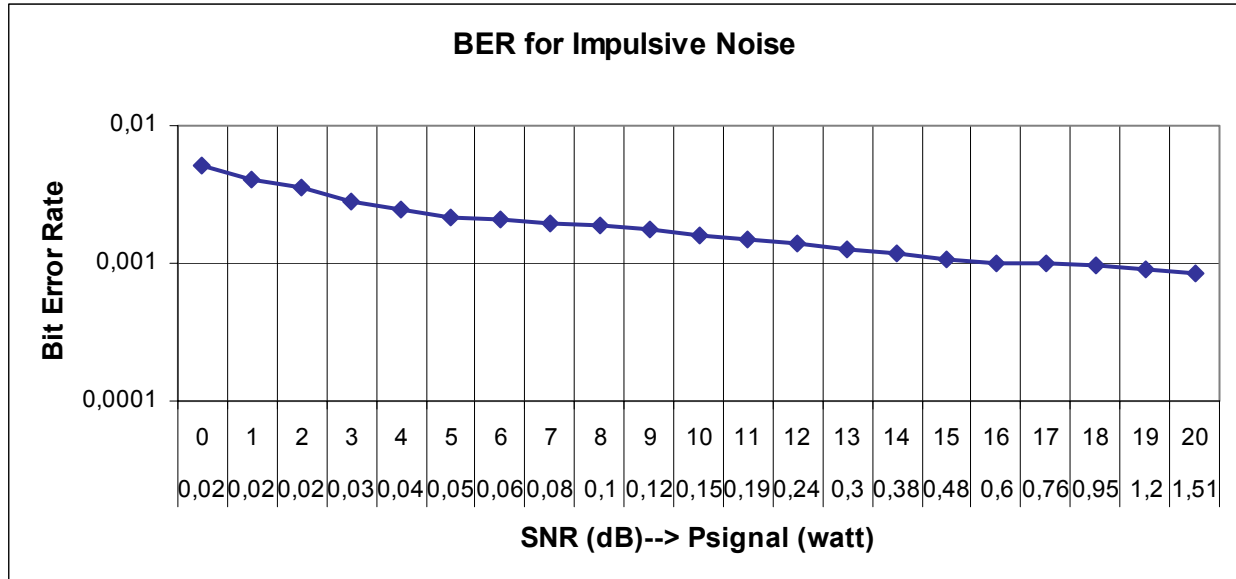
κρουστικών παλμών σε **1000**. Οι ρυθμοί σφαλμάτων είναι σαφώς μεγαλύτεροι από τις δύο προηγούμενες περιπτώσεις. Συγκεκριμένα:

Πλήθος κρουστικών παλμών	SER	BER
35	0,00993	0,005703
100	0.0381	0.0218
1000	0,12103	0,0677

Για την περίπτωση των 1000 κρουστικών παλμών, η αρχική ισχύς του σήματος υπολογίζεται στα $P_s = 0,000154 \text{ Watt}$, ενώ η ισχύς του κρουστικού θορύβου $P_{noise} = 0,015132 \text{ Watt}$. Ο λόγος SNR θα έχει αρχικά τιμή $SNR = 0,0102 = -20\text{dB}$. Οι παρακάτω γραφικές παραστάσεις δίνουν τους ρυθμούς σφαλμάτων για SNR από 0 έως 20 dB καθώς και την αντίστοιχη ισχύ σήματος που απαιτείται:



Σχήμα 5.14: Ρυθμός σφαλμάτων SER στο κανάλι λόγω Κρουστικού Θορύβου



Σχήμα 5.15: Ρυθμός σφαλμάτων BER στο κανάλι λόγω Κρουστικού Θορύβου

5.5 Συγκριτικά αποτελέσματα και Παρατηρήσεις

Στις προηγούμενες παραγράφους του παρόντος κεφαλαίου παρουσιάστηκαν αναλυτικά μία προς μία όλες οι μορφές των διαταραχών που συναντώνται σε ένα κανάλι γραμμών ενέργειας, και συγκεκριμένα ο θόρυβος Περιβάλλοντος (Background Noise), ο θόρυβος Στενής ζώνης (Narrowband Noise) και ο Κρουστικός θόρυβος (Impulsive Noise).

Ενδιαφέρον παρουσιάζει, να μελετήσουμε στη συνέχεια, το πως επηρεάζει τη μετάδοση ο συνδυασμός επιμέρους διαταραχών θορύβου. Θεωρώντας λοιπόν στο κανάλι την επίδραση του αθροίσματος διαφόρων συνδυασμών των τριών βασικών μορφών θορύβου, μετράμε την αρχική ισχύ της διαταραχής στο κανάλι, τον λόγο σήματος προς θόρυβο που αυτή επιβάλλει και τους ρυθμούς σφαλμάτων που προκαλούνται.

Παρακάτω παρατίθεται ένας πίνακας με αυτές τις μετρήσεις. Στην πρώτη στήλη του πίνακα εμφανίζεται η μορφή της διαταραχής, στη δεύτερη στήλη η ισχύς του θορύβου, στην τρίτη στήλη ο ρυθμός σήματος προς θόρυβο στο κανάλι για την αρχική ισχύ σήματος ($P_s = 0,000154$ Watt), ενώ στις δύο τελευταίες στήλες οι ρυθμοί σφαλμάτων συμβόλων και bits αντίστοιχα. Οι μετρήσεις αυτές προέκυψαν από ένα σύστημα μετάδοσης δεδομένων με **QPSK** διαμόρφωση, μέγεθος OFDM συμβόλου **256 samples** και κυκλική επέκταση του σήματος κατά **25% (64 samples)**. Οι μετρήσεις έγιναν μήκος ακολουθίας εισόδου **10.000**

δειγμάτων, γιατί λόγω της αύξησης της πολυπλοκότητας των μοντέλων προσομοίωσης, η μετάδοση μεγαλύτερου μήκους ακολουθίας συμβόλων προκαλούσε αισθητή καθυστέρηση κατά την προσομοίωση.

Μορφή Διαταραχής	Ισχύς Θορύβου (Watt)	SNR (dB)	SER	BER
Background noise	0,018622	-20,81	0,07613	0,03965
Narrowband noise	0,000588	-5.82	0,1367	0,0803
Impulsive noise	0,015132	-20	0,12103	0,0677
Impulsive + Background	0,0183	-20,97	0,1309	0,0723
Impulsive + Narrowband	0,0181	-20,92	0,2228	0,1295
Narrowband + Background	0,01738	-20,76	0,1804	0,1031
Impulsive +Narrowband +Background	0,01834	-20,97	0,2724	0,1567

Πίνακας 5.4: Συγκριτικός πίνακας ρυθμών σφαλμάτων στο κανάλι

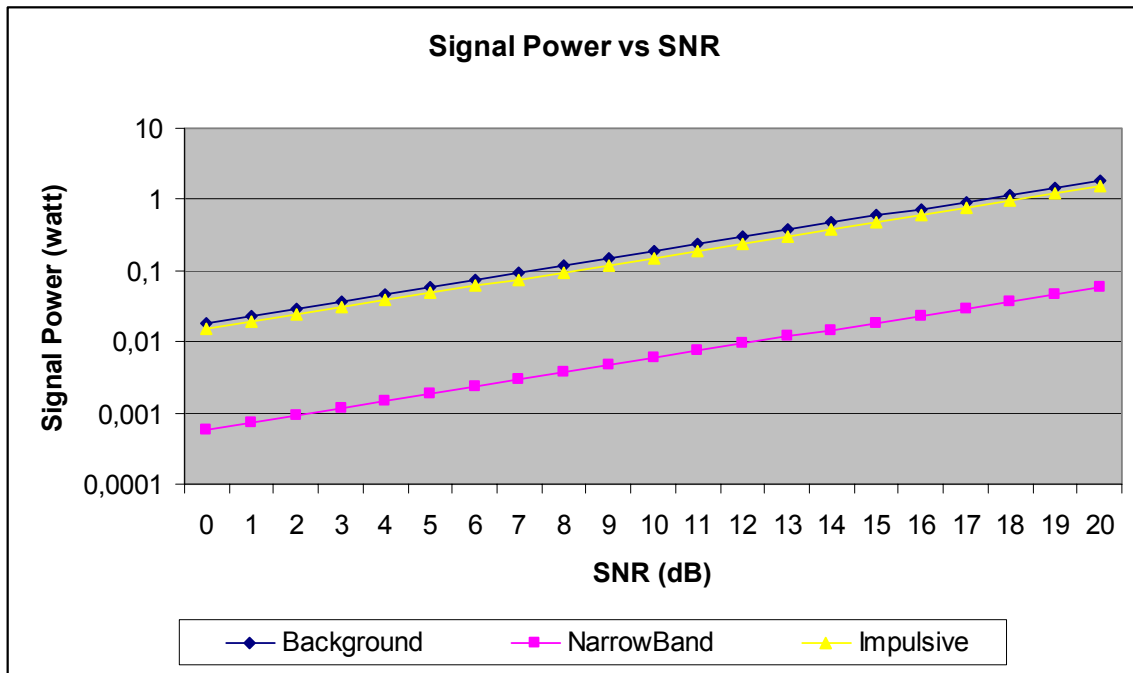
Παρατηρώντας τις τρεις πρώτες γραμμές του πίνακα, που αφορούν μεμονωμένες μορφές θορύβου στο κανάλι, εμφανής είναι η μεγάλη επίδραση του θορύβου στενής ζώνης (narrowband noise), ο οποίος οφείλεται σε εξωτερικές παρεμβολές από τη μετάδοση άλλων συστημάτων εκπομπής και επικοινωνίας σε συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων. Ο λιγότερο επιβλαβής, σε σχέση με τους υπολοίπους, αποδεικνύεται ο θόρυβος περιβάλλοντος (background noise), δίνοντας ρυθμό σφαλμάτων συμβόλων ίσο με **0,07613** έναντι των ρυθμών **0,1367** για τον θόρυβο στενής ζώνης (narrowband noise) και **0,12103** για τον κρουστικό θόρυβο (impulsive noise).

Ιδιαίτερα επιβλαβής φαίνεται να είναι και ο κρουστικός θόρυβος. Υπενθυμίζουμε ότι η συγκεκριμένη τιμή ρυθμού λαθών προέκυψε χρησιμοποιώντας συγκεκριμένο πλήθος κρουστικών παλμών να επιδρούν στο κανάλι (εδώ 1000 το πλήθος). Και όπως είναι λογικό, όσο αυξάνει το πλήθος των κρουστικών παλμών τόσο θα μεγαλώνει και η επίδραση του συγκεκριμένου τύπου θορύβου στα μεταδιδόμενα δεδομένα.

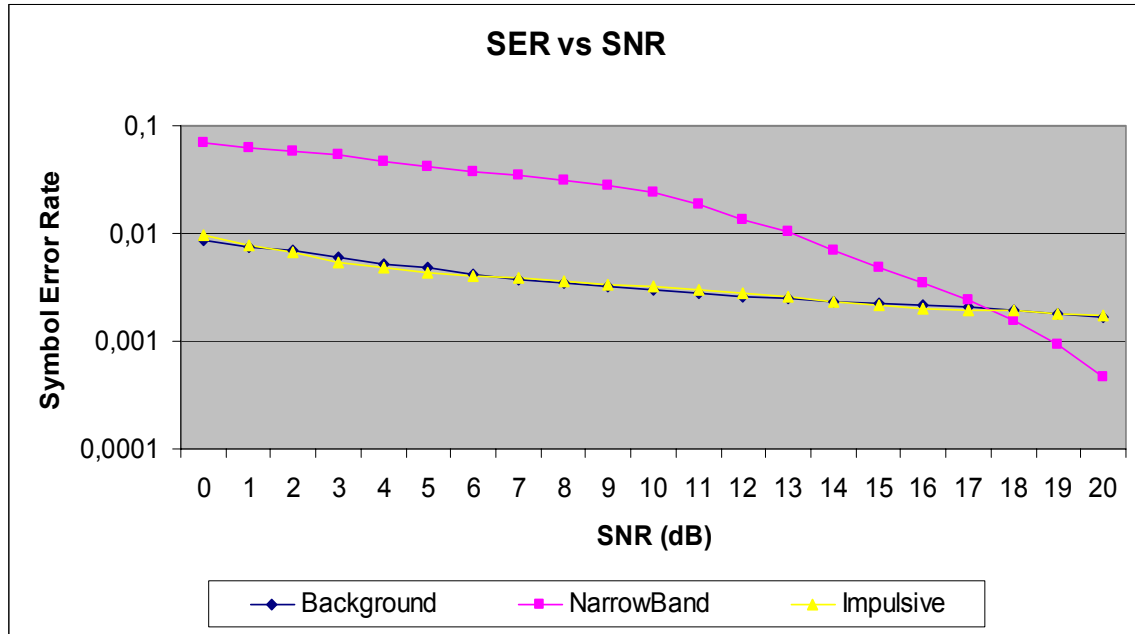
Τέλος, όσο αυξάνεται το πλήθος των διαφόρων διαταραχών στο κανάλι, αυξάνεται και το πλήθος των λαθών κατά τη μετάδοση, με περισσότερη καταστροφική την

περίπτωση που όλες οι διαταραχές συνυπάρχουν και επιδρούν επί του μεταδιδόμενου σήματος δεδομένων.

Στη συνέχεια σχεδιάζουμε την γραφική παράσταση της ισχύος του σήματος που απαιτείται προκειμένου να επιτύχουμε προκαθορισμένες τιμές του λόγου SNR, από 0 έως 20 dB (σχήμα 5.16), καθώς και τη γραφική παράσταση του ρυθμού σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR για τις τρεις βασικές μορφές θορύβου (σχήμα 5.17).



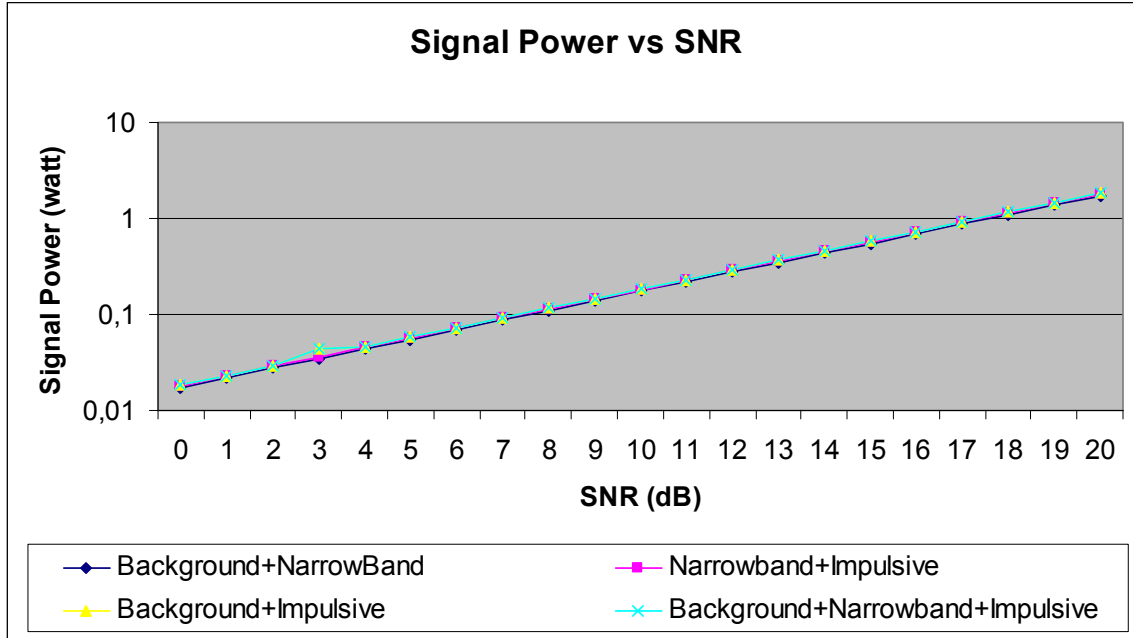
Σχήμα 5.16: Σχέση ισχύος σήματος και ρυθμού SNR στο κανάλι



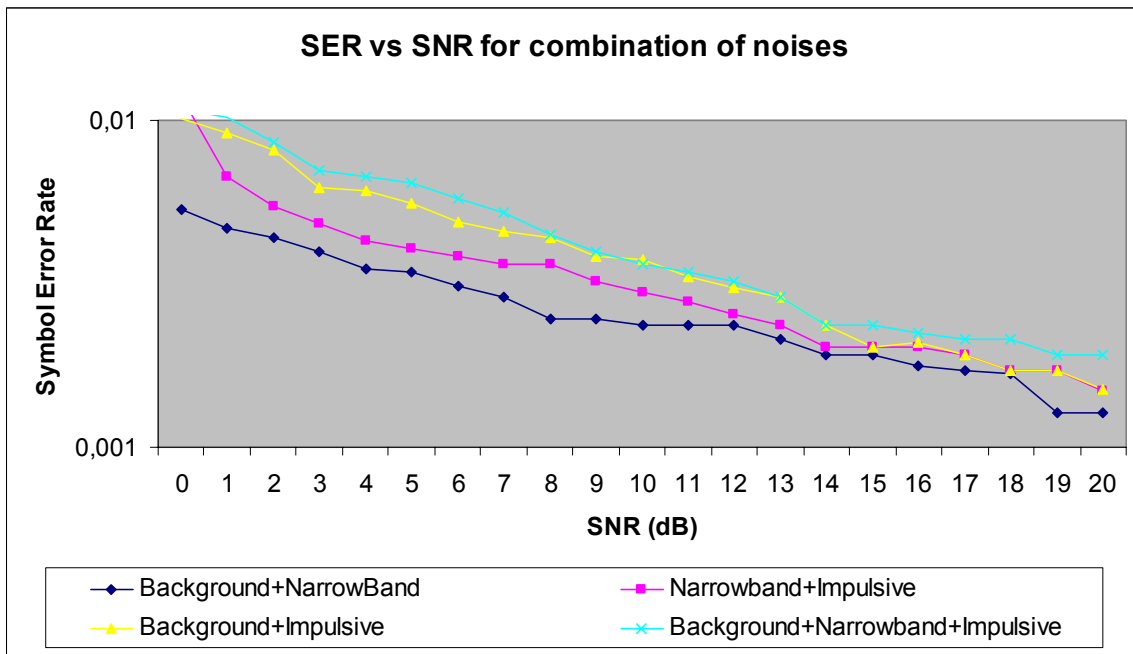
Σχήμα 5.17: Ρυθμός σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR στο κανάλι

Από τις δύο παραπάνω γραφικές παραστάσεις παρατηρούμε ότι παρότι ο θόρυβος στενής ζώνης, απαιτεί μικρότερες τιμές ισχύος σε σχέση με τις άλλες δύο μορφές θορύβου, οι τιμές σφαλμάτων που προκαλεί είναι αρκετά μεγάλες. Κι αυτό γιατί όπως επισημάναμε και σε προηγούμενη παράγραφο, ο υπολογισμός της ισχύος (σχέση 5.6) γίνεται βάσει των μέτρων των δειγμάτων και δεν λαμβάνεται υπόψη η επίδραση του προσήμου των τιμών του θορύβου. Όσον αφορά τον θόρυβο περιβάλλοντος και τον κρουστικό θόρυβο τόσο οι τιμές ισχύος του σήματος όσο και οι ρυθμοί σφαλμάτων που προκαλούν κυμαίνονται σχεδόν στα ίδια επίπεδα.

Στη συνέχεια παραθέτουμε τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις (της ισχύος του σήματος ως προς SNR και του ρυθμού σφαλμάτων ως προς SNR) για διάφορες περιπτώσεις συνδυασμού των επιμέρους θορύβων στο κανάλι.



Σχήμα 5.18: Σχέση ισχύος σήματος και ρυθμού SNR στο κανάλι



Σχήμα 5.19: Ρυθμός σφαλμάτων ως προς τον λόγο SNR στο κανάλι

Όσον αφορά την ισχύ του σήματος, αυτή κυμαίνεται στα ίδια επίπεδα για τους τέσσερις συνδυασμούς των διαταραχών. Όσον αφορά τους ρυθμούς σφαλμάτων, όπως είναι λογικό τα περισσότερα σφάλματα θα εμφανίζονται όταν στο κανάλι συνυπάρχουν

και οι τρεις μορφές θορύβου των γραμμών ενέργειας (κρουστικός, περιβάλλοντος και στενής ζώνης).

Τέλος, μια σημαντική παρατήρηση που προκύπτει από τα δύο προηγούμενα σχήματα είναι ότι οι ρυθμοί σφαλμάτων για τους διάφορους συνδυασμούς των θορύβων στο κανάλι έχουν πολύ κοντινές μεταξύ τους τιμές. Αυτό σημαίνει ότι τελικά και οι τρεις μορφές θορύβου επιδρούν εξίσου στη μετάδοση του σήματος δεδομένων μέσα από ένα κανάλι γραμμής ενέργειας και πρέπει να λαμβάνονται υπόψη.

Κεφάλαιο 6

Επίλογος

6.1 Επίλογος

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας έγινε μια προσπάθεια για ολοκληρωμένη μελέτη των χαρακτηριστικών που εμφανίζει το δίκτυο των γραμμών ενέργειας, κατά τη χρήση του ως μέσο μετάδοσης ψηφιακών δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Επισημάναμε τη χρησιμότητα που έχει ένα τέτοιο δίκτυο επικοινωνίας και τους λόγους που υπερτερεί σε σχέση με τα υπάρχοντα δίκτυα δεδομένων. Συγκεκριμένα, οι λόγοι αφορούν την αξιοποίηση των υπάρχουσών και μελλοντικών τεχνολογιών, την επέκταση της κοινωνίας της πληροφορίας σε όλες τις κοινωνικές ομάδες πολιτών, την εύκολη και φθηνή πρόσβαση σε δεδομένα και πληροφορίες και το φθινό κόστος συντήρησης και προσαρμογής ενός τέτοιου δικτύου. Παράλληλα, μελετήθηκε η ορθογώνια διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων – OFDM και το κατά πόσο αυτή θα μπορούσε να συνεισφέρει θετικά στον περιορισμό των αλλοιώσεων που δημιουργούνται στο μεταδιδόμενο σήμα πληροφορίας μέσα από ένα τόσο αφιλόξενο μέσο όπως το κανάλι μιας γραμμής ενέργειας.

Αρχικά (κεφάλαιο 2) συγκεντρώσαμε και παρουσιάσαμε όλα εκείνα τα φαινόμενα και τις παραμέτρους που προσδιορίζουν τη συμπεριφορά του καναλιού μιας γραμμής ενέργειας. Είδαμε, συγκεκριμένα, ότι το περιορισμένο εύρος φάσματος που διατίθεται για χρήση από τις γραμμές ενέργειας με βάση τα υπάρχοντα standards, η μη γραμμική απόκριση του καναλιού που μεταβάλλεται στο πεδίο των συχνοτήτων, και ο θόρυβος στις γραμμές ενέργειας που μεταβάλλεται ως προς το χρόνο αλλά και τη συχνότητα, καθιστούν απαραίτητη τη μοντελοποίηση του καναλιού και τον προσδιορισμό της συμπεριφοράς του. Με δεδομένη την επέκταση του φάσματος, σε δίκτυα δεδομένων με γραμμές ενέργειας, στα 20MHz, δόθηκε μια αναλυτική περιγραφή των μορφών θορύβου που επιδρούν σε αυτά, καθώς και ένας τρόπος προσέγγισής τους με μαθηματικά μοντέλα. Οι τρεις κατηγορίες θορύβου που ασκούν σημαντική επίδραση και περιγράφονται λεπτομερειακά είναι: ο θόρυβος Περιβάλλοντος (Background Noise), ο θόρυβος Στενής Ζώνης (Narrow-Band Noise) και ο Κρουστικός Θόρυβος (Impulsive Noise), με τον τελευταίο να κυριαρχεί και να είναι δυσκολότερο να προβλεφθεί και να περιοριστεί. Επίσης παρατίθεται ανάλυση

της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού και προτείνεται η μοντελοποίηση της απόκρισής του μέσω ενός απλοποιημένου μαθηματικού τύπου, ο οποίος με τις παραμέτρους του καλύπτει τα φαινόμενα της εξασθένησης, πολλαπλής διάδοσης και καθυστέρησης στο εσωτερικό των καλωδίων.

Κατόπιν (κεφάλαιο 3), τονίσαμε τα πλεονεκτήματα της OFDM Διαμόρφωσης και ειδικότερα τους λόγους που η χρήση της σε δίκτυα γραμμών ενέργειας θεωρείται προνομιακή σε σχέση με άλλες τεχνικές διαμόρφωσης. Περιγράψαμε τις βασικές αρχές λειτουργίας της, καθώς και τους περιορισμούς που αυτή αντιμετωπίζει (λόγος μέγιστης προς μέσης ισχύος (PAPR), αλληλοπαρεμβολή Συμβόλων, αλληλοπαρεμβολή Φερόντων). Τέλος, περιγράψαμε το μοντέλο μετάδοσης (πομπός και δέκτης) με χρήση OFDM διαμόρφωσης πάνω από γραμμές ενέργειας.

Στο δεύτερο κομμάτι της εργασίας μας (κεφάλαια 4 και 5), η μελέτη τέθηκε σε πιο πρακτική βάση. Καταρχάς, υλοποιήσαμε σε περιβάλλον Simulink, ένα μοντέλο που προσομοιώνει τον πομπό και δέκτη της OFDM διαμόρφωσης. Έπειτα μελετήθηκε η συμπεριφορά του συστήματος σε ένα κανάλι λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου (AWGN) με διαφοροποίηση των παραμέτρων του, όπως το είδος της διαμόρφωσης των φερόντων, το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier, το μήκος της κυκλικής επέκτασης του σήματος και ο λόγος σήματος προς θόρυβο στο κανάλι. Επιπλέον, προσομοιώθηκε το φαινόμενο της αλληλοπαρεμβολής συμβόλων (ISI) στο κανάλι και παρατηρήθηκε πως αυτό αντιμετωπίζεται με τη χρήση του OFDM και του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix) των συμβόλων.

Ένα σημαντικό κομμάτι της εργασίας μας, αποτέλεσε η προσομοίωση των χαρακτηριστικών του καναλιού μιας γραμμής ενέργειας και συγκεκριμένα των μορφών θορύβου και της συνάρτησης μεταφοράς του. Προσδιορίσαμε τις παραμέτρους και τα μοντέλα που προσεγγίζουν, όσο το δυνατόν καλύτερα, τις επιμέρους διαταραχές και αφού κάναμε τις κατάλληλες προσομοιώσεις στο Simulink μελετήσαμε την επίδραση αυτών κατά τη μετάδοση δεδομένων σε ένα OFDM σύστημα.

6.2 Μελλοντική Εργασία

Αν και οι επικοινωνίες μέσω γραμμών ενέργειας είναι μία πολλά υποσχόμενη τεχνολογία, βρίσκεται ακόμα στα αρχικά στάδια ανάπτυξης της, καθώς υπάρχουν πολλά εμπόδια που πρέπει να υπερκαλυφθούν. Συγκεκριμένα, οι βασικές αδυναμίες των προϊόντων και υπηρεσιών των PLC (Power Line Communications) είναι ότι:

- Βρίσκονται ακόμα σε στάδιο ανάπτυξης.
- Δεν υπάρχει σημαντική βάση πελατών για πειραματισμό.
- Οι αποστάσεις που η τεχνολογία με γραμμές ενέργειας μπορεί να καλύψει είναι περιορισμένες.
- Υπάρχει έντονη παρεμβολή σε υπηρεσίες ραδιοφωνίας (μεσαία και βραχέα κύματα)
- Απαιτείται άμεση επίλυση των θεμάτων τυποποίησης των standards και συμβατότητας με άλλες τεχνολογίες.

Όσον αφορά τη μελλοντική δουλειά που θα μπορούσε να γίνει ως επέκταση της συγκεκριμένης εργασίας, μπορούμε να κάνουμε τις ακόλουθες προτάσεις. Καταρχάς, σε επίπεδο προσομοιώσεων με τη χρήση μοντέλων στο Simulink, το πρώτο πράγμα που μπορεί να γίνει είναι επιπλέον μετρήσεις κάποιων μεγεθών που να χαρακτηρίζουν την απόδοση του συστήματος, πέρα από το ρυθμό των σφαλμάτων που εμείς χρησιμοποιήσαμε. Για παράδειγμα, θα μπορούσε να μετρηθεί το μέγεθος *Effective SNR* που ορίζεται ως ο λόγος έντασης (magnitude) του επιθυμητού σήματος στον δέκτη μετά την αποδιαμόρφωση προς τα συνολικά λάθη στο λαμβανόμενο σήμα εξαιτίας όλων των επιβλαβών φαινομένων στο σύστημα (θόρυβος στο κανάλι, ISI, ICI, filtering, χρονικές καθυστερήσεις κλπ.). Το μέγεθος αυτό θα παρέχει ένδειξη της απόδοσης του OFDM, ανεξάρτητα από τη χρησιμοποιούμενη μέθοδο διαμόρφωσης.

Στο μοντέλο υλοποίησης του OFDM μπορούν να γίνουν επιπλέον μετρήσεις για μεγαλύτερους αστερισμούς σημάτων διαμόρφωσης των φερόντων, π.χ. 128-QAM, 256-QAM και για διαφορετική διαμόρφωση, π.χ. DPSK, DQAM. Επίσης, ενδιαφέρον θα έχει η μελέτη της χρήσης προσαρμοστικής διαμόρφωσης στα φέροντα του OFDM. Η τεχνική αυτή αποτελεί ένα αποτελεσματικό εργαλείο για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης των φερόντων που είναι διαθέσιμα σε έναν χρήστη. Πρόκειται, ουσιαστικά, για τη δυνατότητα

διαμόρφωσης των φερόντων με διαφορετική τεχνική διαμόρφωσης το καθένα, με κριτήριο τον λόγο σήμα προς θόρυβο (SNR) σε αυτό. Η τεχνική αυτή λειτουργεί δυναμικά με το να μετρά το λόγο SNR σε κάθε φέρον και έπειτα να επιλέγει την κατάλληλη γι' αυτό διαμόρφωση (πλάτους, φάσης ή διαφορική), έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η εκμετάλλευση του φάσματος, ενώ ο ρυθμός σφαλμάτων να παραμένει σε κάποια ικανοποιητικά επίπεδα. Η συγκεκριμένη τεχνική έχει χρησιμοποιηθεί σε συστήματα ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) και έχει μελετηθεί μερικώς για ασύρματες εφαρμογές μονού φέροντος κυρίως, και λιγότερο σε πολλαπλών φερόντων. Ενδιαφέρον συνεπώς θα παρουσίαζε η μελέτη της για συστήματα πολλαπλών φερόντων (OFDM) με γραμμές ενέργειας.

Ένα άλλο σημείο που θα μπορούσε να παρουσιάζει ενδιαφέρον είναι η χρήση όσο το δυνατόν μεγαλύτερου αριθμού φερόντων (64, 128 κλπ.) στη βασικής ζώνης διαμόρφωση. Κάτι τέτοιο αυξάνει την υπολογιστική πολυπλοκότητα και την πολυπλοκότητα υλοποίησης. Εκτός τους A/D και D/A μετατροπείς που απαιτούνται θα πρέπει να γίνεται και φιλτράρισμα του σήματος για να αποφεύγονται φαινόμενα επικάλυψης. Το πρόβλημα στη χρήση ψηφιακών FIR φίλτρων είναι η αύξηση της πολυπλοκότητας αφού ο αριθμός των taps που απαιτείται είναι $N_{\text{taps}} = \text{ceil}(W_T * \text{IFFT}/F_T)$, όπου W_T είναι το εύρος της συνάρτησης παραθύρου που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του FIR φίλτρου, IFFT το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του OFDM σήματος και F_T το εύρος της μετάδοσης για το συγκεκριμένο φέρον.

Και όπως είναι λογικό, ένα μεγάλο θέμα που προκύπτει είναι να γίνουν μετρήσεις για πραγματικό περιβάλλον και πραγματικές συνθήκες, πέρα από το περιβάλλον προσομοίωσης. Προφανώς οι προσεγγίσεις με μαθηματικά μοντέλα και αναλύσεις και η επιλογή παραμέτρων ώστε να προσομοιώνουν τις πραγματικές συνθήκες είναι μία λειτουργική και χρήσιμη μέθοδος προκειμένου να γίνουν παρατηρήσεις και εξαγωγή συμπερασμάτων, σε καμία περίπτωση όμως δεν μπορούν να συναγωνιστούν σε αξία μετρήσεις και αποτελέσματα που προέρχονται από ανάλυση πάνω σε πραγματικά μοντέλα και συνθήκες. Ιδιαίτερα για ένα τόσο αφιλόξενο μέσο όπως οι γραμμές ενέργειας, όπου τα χαρακτηριστικά του εξαρτώνται άμεσα από μεταβλητούς παράγοντες όπως ο χρόνος, η απόσταση, η συχνότητα, ο περιβάλλον χώρος κλπ. είναι πολύ δύσκολο να προβλέψει κανείς τη συμπεριφορά του με ακρίβεια μόνο με τη χρήση θεωρητικών μοντέλων. Ακόμα, όμως και πειραματικές μετρήσεις να χρησιμοποιηθούν για ανάλυση του μέσου θα πρέπει

αυτές να λαμβάνονται μακροχρόνια (όχι μόνο κάποια συγκεκριμένη στιγμή) και να αφορούν διάφορα στατιστικά μεγέθη (καθυστερήσεις, ρυθμός σφαλμάτων, ταχύτητες μετάδοσης, επίπεδα θορύβου κλπ.)

Ένα άλλο σημαντικό σημείο για πειραματική μελέτη είναι η σχέση της OFDM διαμόρφωσης με τα επίπεδα της αλληλοπαρεμβολής συμβόλων (ISI) που εμφανίζεται στο κανάλι. Οι τεχνικές διαμόρφωσης υψηλής εκμετάλλευσης του φάσματος (64-QAM, 128-QAM κλπ.), είναι περισσότερο ευπαθής σε φαινόμενα ISI που οφείλονται στη διάδοση πολλαπλών μονοπατιών σε σχέση με τεχνικές διαμόρφωσης χαμηλής εκμετάλλευσης του φάσματος (BPSK, QPSK). Η χρήση του OFDM βοηθάει στη μείωση της επικάλυψης συμβόλων με το να χρησιμοποιεί χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης ανά φέρον καθώς και με την ενσωμάτωση του κυκλικού προθέματος. Αυτό όμως το προστιθέμενο διάστημα ασφαλείας, αντιστοιχεί σε ένα σημαντικό πλεόνασμα χρόνου κατά τη μετάδοση και θα πρέπει να έχει συνεπώς το μικρότερο δυνατό μήκος που δίνει ικανοποιητικά επίπεδα ISI. Για να προκύψει αυτό το trade off μεταξύ του μήκους της επέκτασης του σήματος (time overhead) και της τιμής της ISI, απαραίτητη προϋπόθεση είναι μετρήσεις που να προσδιορίζουν τα χαρακτηριστικά της πολυδιόδευσης (multipath) σε κάποιο συγκεκριμένο περιβάλλον μετάδοσης.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Κεφάλαιο 1

- [1] R. R. Mosier and R. G. Clabaugh, "Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system", AIEE Transactions, Vol. 76, January 1958, pp. 723 - 728
- [2] Robert Chang, "Orthogonal frequency division multiplexing", US. Patent 3,488445, filed November 14, 1966, issued January 6, 1970
- [3] Robert Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission", The Bell System Technical Journal, December 1966, pp. 1775 -1796
- [4] S. B. Weinstein, Paul M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-19, No. 5, October 1971, pp. 628 – 634
- [5] Louis Thibault, Minh Thien Le, "Performance Evaluation of COFDM for Digital Audio Broadcasting Part I: Parametric Study", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 43, No.1, March 1997, pp. 64 – 75
- [6] "Digital Audio Broadcasting - Overview and Summary of the DAB System", *World DAB Forum*
- [7] "Digital Video Broadcasting", ETSI, October 2000
- [8] "A Guideline for the use of DVB specifications and standards", DVB Blue Book A20, pp.9
- [9] B. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim, P. Sakai, "IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks", *IEEE Communications Magazine*, pp 116 - 126, September 1997
- [10] "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band", *IEEE Std 802.11a-1999*, September 1999
- [11] ETSI, "Hiperlan/2-Technical Overview"
- [12] ETSI TS 101 475 V1.1.1, "Broadband Radio Access Networks (BRAN);HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer", April 2000
- [13] "Summary of Contributions at ISPLC 1997-2001" A.J. Han Vinck, University of Essen, Germany, and Göran Lindell ,University of Lund, Sweden

Κεφάλαιο 2

- [14] CENELEC, "EN50065-1, Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148.5 kHz".
- [15] Zimmerman M., Dostert K.: "An Analysis of the Broadband Noise scenario in Powerline Networks", Institute of Industrial Information Systems, University of Karlsruhe.

[16] Paul Brown, "Directional Coupling of High Frequency Signals onto Power Networks", Proc. 1997 International Symposium on Power-line Communications and its Applications", Essen, Germany, 1997.

[17] P. A. Brown, "Some Key Factors Influencing Data Transmission Rates in the Power Line Environment when Utilising Carrier Frequencies above 1 MHz", Proc. 1998 International Symposium on Power-line Communications and its Applications", Tokyo, Japan, 1998.

[18] D. Lauder, Y. Sun, "Modelling and Measurement of Radiated Emission Characteristics of Power Line Communication Systems for Standards Development", Proc. 3rd International Symposium on Power-line Communications and its Applications, Lancaster, UK, 1999.

[19] R. Richard, J. James, "A Pragmatic Approach to Setting Limits to Radiation from Power Line Communication Systems", 3rd International Symposium on Power-line Communications and its Applications, Lancaster, UK, 1999.

[20] J. Yazdani, P. Brown, B. Honary, "Power Line In-House Near & Far-field Propagation Measurements and Simulation", Proc. 3rd International Symposium on Power-line Communications and its Applications, Lancaster, UK, 1999.

[21] M. Arzberger, K. Dostert, T. Waldeck, M. Zimmermann, "Fundamental Properties of the Low Voltage Power Distribution Grid", Proc. 1997 International Symposium on Power-line Communications and its Applications", Essen, Germany, 1997.

[22] O. Hooijen, "A Channel Model for the Low-Voltage Power-Line Channel", Proc. 1997 International Symposium on Power-line Communications and its Applications", Essen, Germany, 1997.

[23] J.A. Malack, J.R. Engström, "RF Impedance of United States and European Power Lines", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 1976.

[24] J.R. Nicholson, J.A. Malack, "RF Impedance of Power Lines and Line Impedance Stabilization Networks in Conducted Interference Measurements", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 1973.

[25] H. Philipps, "Performance Measurements of Powerline Channels at High Frequencies", Proc. 1998 International Symposium on Power-line Communications and its Applications", Tokyo, Japan, 1998.

[26] R.M. Vines, H.J. Trussel, K.C. Shuey, J.B. O'Neal, JR., "Impedance of the Residential Power-Distribution Circuit", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 1985.

[27] J. Newbury, "Technical Developments in Power Line Communications", Proc. 3rd International Symposium on Power-line Communications and its Applications, Lancaster, UK, 1999.

[28] K. Dostert, "RF-Models of the Electrical Power Distribution Grid", Proc. 1998 International Symposium on Power-line Communications and its Applications", Tokyo, Japan, 1998.

[29] I. Fröroth, "More than Power Down the Line", Licentiate of Technology Thesis, Department of Teleinformatics, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 1999.

- [30] J.G. Proakis, "Digital Communications", McGraw-Hill, 1995.
- [31] Marple S.L.: Digital Spectral Analysis with Applications. Prentice Hall, 1987
- [32] Fritchman, Bruce D.: A Binary Channel Characterization Using Partitioned Markov Chains. IEEE Transactions on Information Theory, vol.13, No.2, April 1967, pp. 221-227
- [33] "Hidden Markov Modeling of Flat Fading Channels", William Turin, *Senior Member, IEEE*, and Robert van Nobelen
- [34] "Modeling Burst Channels Using Partitioned Fritchman's Markov Models", Cecilio Pimentel and Ian F. Blake, *Fellow, IEEE*
- [35] markov on channel modelling.ps
- [36] Zimmermann, M.; Dostert, K.: A Multi-Path Signal Propagation Model for the Power Line Channel in the High Frequency Range. Proceedings of the 3rd International Symposium on Power-Line Communications and its Applications, Lancaster, UK, 30.3 - 1.4.1999, pp. 45-51

Κεφάλαιο 3

- [37] Weinstein, S.B. and Ebert, P.M (1997), "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform", IEEE transactions on communication technology, Vol. 19, No. 5, pp. 628-634.
- [38] Langfeld P.J. and Doster K., "OFDM System Synchronization for Powerline Communications", Institute of Industrial Information Systems University of Karlsruhe
- [39] Muller, S.H. and Huber, J.B (1997), "OFDM with Reduced Peak to Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences". IEEE Electronics Letters, Vol. 33, No. 5, February, pp 368-369
- [40] Muller, S.H. and Huber, J.B. (1997), "A novel peak power reduction scheme for OFDM", IEEE conference proceedings PIMRC.
- [41] Jones, A.E, Wilkinson, T.A, and Barton, S.K (1994), "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes", Electronics Letters, Vol.30, No. 25, pp. 2098-2099, Dec. 40
- [42] Li, X. and Ritcey, J.A. (1997), "m-sequences for OFDM PAPR reduction and error correction", Electronic Letters, Vol. 33, pp. 545-546.
- [43] Wulich, D and Goldfeld, L (1999), "Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding", IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 1, January, pp 18-21.
- [44] Van Nee, R. and Wild, A. (1998), "Reducing the Peak to Average Power Ratio of OFDM", IEEE conference proceedings VTC, pp. 2072-2076.

[45] Ahn, J. and Lee, H.S. (1993), "Frequency domain equalization of OFDM signal over frequency non selective Rayleigh fading channels", *Electronic Letters*, Vol. 29, No. 16, pp. 1476-1477.

[46] Gudmundson, M. and Anderson, P.O. (1996), "Adjacent Channel Interference in an OFDM System", *IEEE conference proceedings VTC*.

[47] Muschallik, C. "Improving OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing", *IEEE communications letters*, Vol. 42, August.

[48] Zhao, Y. and Häggman, S.G. (1996), "Sensitivity to Doppler Shift and Carrier Frequency Errors in OFDM Systems-The Consequences and Solutions", *IEEE conference proceedings VTC*, pp. 2474-2478.

[49] Shelswell, P. (1995), "The COFDM modulation system: The heart of digital audio broadcasting", *Electronics & Communication Engineering Journal*, June, pp 127-135

Κεφάλαιο 5

[50] Langfeld P., Zimmerman M., Dostert K., "Power Line Communication System Design Strategies for Local Loop Access", *Institute of Industrial Information Systems, University of Karlsruhe*.

[51] Yavuz E., Kural F., Ercan B., Safak M., "Modelling of Power Lines for Digital Communications"