



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Σχεδιασμός συστήματος OFDM για μικροκυματικές
συχνότητες σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μαρκόπουλος Σ. Ιωάννης

Επιβλέπων : Ιωάννης Κανελλόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Σχεδιασμός συστήματος OFDM για μικροκυματικές
συχνότητες σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μαρκόπουλος Σ. Ιωάννης

Επιβλέπων : Ιωάννης Κανελλόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ___ Οκτωβρίου 2006.

.....
Ιωάννης Κανελλόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χρήστος Καμάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Παναγιώτης Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006

.....
ΜΑΡΚΟΠΟΥΛΟΣ Σ. ΙΩΑΝΝΗΣ

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

Copyright © Μαρκόπουλος Σ. Ιωάννης, 2006.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η επιστήμη των τηλεπικοινωνιών τα τελευταία χρόνια έχει κάνει μεγάλα τεχνολογικά άλματα, σε σύγκριση με τις προηγούμενες δεκαετίες. Ο οδηγός της ταχείας αυτής ανάπτυξης και εξέλιξης ήταν η διαρκώς αυξανόμενη ανάγκη και απαίτηση για προσφορά νέων και ποιοτικότερων υπηρεσιών τηλεπικοινωνιακής φύσεως. Μέσω τις έρευνας και της ήδη υπάρχουσας γνώσης, προβλήματα που άλλοτε φαίνονταν δυσεπίλυτα σήμερα λύνονται και η τεχνολογία των τηλεπικοινωνιών θέτει διαρκώς πιο ψηλά τον πήχη.

Η διαρκής απαίτηση για υψηλού ρυθμού μεταφοράς δεδομένων τεχνολογίες, που βελτιώνει την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών, είναι δεδομένη. Συγκεκριμένα, ο τομέας υψηλού ρυθμού μεταφοράς δεδομένων προσωπικών τηλεπικοινωνιών και δικτύων γίνεται διαρκώς και πιο απαιτητικός. Η υπάρχουσα τεχνολογία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων επιτρέπει την εκμετάλλευση του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος στην περιοχή των μικροκυματικών συχνοτήτων. Το ζητούμενο μεγάλο εύρος ζώνης στην περιοχή των δεκάδων GHz, και συγκεκριμένα στην περιοχή των 60 GHz, είναι παρόν και η μόνη απαίτηση για την εκμετάλλευση αυτής της περιοχής του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος είναι καινούριες τεχνικές που θα βοηθήσουν στην αποτελεσματική και γρήγορη μετάδοση των δεδομένων.

Ο σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η διερεύνηση, μέσω θεωρητικής μελέτης και προσομοίωσης, της τεχνικής ορθογώνιας πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας, η οποία πρόσφατα έχει αρχίσει να εφαρμόζεται για ηλεκτρομαγνητικά σήματα που μεταδίδονται στην μικροκυματική περιοχή των συχνοτήτων. Η μελέτη εστιάζεται στην σχεδίαση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και στην εύρεση των κατάλληλων παραμέτρων του, που θα μεγιστοποιήσει την απόδοση του, ενώ συγχρόνως αναπτύχθηκε κώδικας που υλοποιεί και προσομοιώνει το προτεινόμενο σύστημα.

Λέξεις κλειδιά

Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 60 GHz, προσομοίωση σε MATLAB, WPAN, περιβάλλον εσωτερικού χώρου.

Abstract

The telecommunications science the last years has made big technological vaults, compared to the previous decades. The pilot of this rapid growth and development was the permanently increasing need and requirement for offer of novel and qualitative telecommunication services. Via research and existent knowledge, problems that previously appeared scabrous today are solved and the technology of telecommunications constantly sets new standards.

The permanent requirement for high data rate technologies, that improve the quality of provided services, is given. Specifically, the sector of high data rate personal telecommunications and networks becomes permanently and more exigent. The existing integrated circuits technology allows the exploitation of the electromagnetic spectrum in the region of microwave frequencies. The large bandwidth in the region of tens GHz, and particularly in the region of 60 GHz, is present and the only requirement for the exploitation of this region of the electromagnetic spectrum are new techniques that will help in the effective and fast transmission of data.

The aim of present dissertation is the investigation, via theoretical study and simulation, of the orthogonal division frequency multiplexing, which has recently begun to be applied for electromagnetic signals that are transmitted in the microwave frequencies. The study is focused in the designing of telecommunications system and in the investigation of its suitable parameters, that will maximize its performance, while in the mean time code was developed that implement and simulates the proposed telecommunication system.

Key words

Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 60 GHz, MATLAB simulation, WPAN, indoor environment.

Ευχαριστίες

Με την ευκαιρία που μου δίνεται, μέσω αυτής της διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον κ. Ι. Κανελλόπουλο, καθηγητή του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, για την ευκαιρία που μου παρείχε να περατώσω την διπλωματική μου εργασία και ταυτόχρονα να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον κ. Δ. Σκραπαρλή, διπλωματούχο ηλεκτρολόγο μηχανικό του Αριστοτέλειου Πανεπιστημίου Θεσσαλονίκης και υποψήφιο διδάκτορα, οι συμβουλές και η καθοδήγηση του οποίου στάθηκαν πολύτιμες για την επιτυχή ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω τον σεβασμό, την ευγνωμοσύνη και τις ευχαριστίες μου στους γονείς μου, οι οποίοι μου συμπαραστάθηκαν ηθικά και υλικά, σε όλο το διάστημα των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

<u>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</u>	17
<u>1. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΟΣ</u>	19
1.1 ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ	19
1.1.1 LARGE-SCALE FADING, ΑΠΟΣΒΕΣΗ/ΕΞΑΣΘΕΝΙΣΗ	19
1.1.2 SMALL SCALE FADING, MULTIPATH PROPAGATION, DOPPLER SPREAD	20
1.1.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ: ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΝΟΝΤΑΣ	23
1.1.4 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ RAYLEIGH	26
1.1.5 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΥ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ	34
1.2 ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΤΗ ΜΠΑΝΤΑ ΤΩΝ 60 GHz	41
1.2.1 ΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ	42
1.2.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΗΣ OFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ	46
<u>2. ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING</u>	49
2.1 Η ΙΣΤΟΡΙΑ ΤΗΣ OFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ	49
2.2 ΠΟΙΟΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ OFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ	51
2.2.1 Η ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ	55
2.2.2 Η ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΗΣ ΟΡΘΟΓΩΝΙΟΤΗΤΑΣ	56

2.3	ΑΝΑΛΥΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΗΣ OFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ	59
2.3.1	ΒLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΟΣ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	60
2.3.2	ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	67
2.4	ΕΠΙΛΟΓΗ ΒΑΣΙΚΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ OFDM	74
2.4.1	ΧΡΗΣΙΜΗ ΔΙΑΡΚΕΙΑ ΣΥΜΒΟΛΟΥ	74
2.4.2	ΑΡΙΘΜΟΣ ΤΩΝ ΦΕΡΟΝΤΩΝ	75
2.4.3	ΣΧΗΜΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ (MODULATION SCHEME)	76
2.4.4	ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΗ OFDM (COFDM)	76
2.5	ΠΡΟΚΛΗΣΕΙΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ OFDM	79
2.5.1	ΛΟΓΟΣ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΠΡΟΣ ΜΕΣΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (PAPR)	79
2.5.2	ΛΑΘΗ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΥ	82
2.6	ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΠΕΡΙ OFDM / COFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ	90
3.	<u>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ</u>	92
3.1	ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ	92
3.1.1	ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΔΙΑΔΕΙΨΕΩΝ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ	92
3.1.2	ΛΕΥΚΟΣ ΓΚΑΟΥΣΣΙΑΝΟΣ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ (AWGN)	95
3.2	ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	98
3.2.1	ΒLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ	99
3.2.2	ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	103
3.2.3	ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	107

3.3 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	142
<u>4. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ</u>	<u>144</u>
4.1 WSSUS ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΑΥΛΟΥ	144
4.2 ΜΑΤΛΑΒ ΚΩΔΙΚΑΣ	145
<u>5. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</u>	<u>159</u>

Ευρετήριο Σχημάτων

Σχήμα 1 Κατηγοριοποίηση διαλείψεων.	24
Σχήμα 2 Μεγάλης και μικρής-κλίμακας διαλείψεις [1].	26
Σχήμα 3 Πυκνότητα φάσματος ισχύος $S_{xx}(f)$ (power spectral density, PSD) του ληφθέντος σήματος. Το σχήμα αυτό αυτής της PSD είναι χαρακτηριστικό των διαλείψεων Rayleigh.33	
Σχήμα 4 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile - PDP) ασύρματου διαύλου.35	
Σχήμα 5 Όταν η ληφθείσα ισχύς μπορεί να μετριέται μονάχα σε διακριτή χρονική κλίμακα, παίρνουμε προφίλ καθυστέρησης ισχύος διακριτού χρόνου.	37
Σχήμα 6 Σύγκριση χρησιμοποίησης διαθέσιμου εύρους ζώνης για FDM και OFDM.	50
Σχήμα 7 Η βελτίωση απόδοσης λόγω υιοθέτησης multicarrier συστήματος. (α) single-carrier σύστημα σε δίαυλο με frequency selective απόκριση συχνότητας, (β) multi-carrier σύστημα σε δίαυλο με frequency selective απόκριση συχνότητας.	52
Σχήμα 8 OFDM φάσμα μετάδοσης.	57
Σχήμα 9 Η κυματομορφή των φερόντων.	58
Σχήμα 10 Παραδείγματα OFDM φασμάτων (α) ενός μεταφορέα (β) 5 μεταφορέων. Στην κεντρική συχνότητα κάθε υποδιαύλου, δεν υπάρχει ενδοπαρεμβολή (crosstalk) από τους άλλους υποδιαύλους.	59
Σχήμα 11 Απλοποιημένο block διάγραμμα OFDM συστήματος.	60
Σχήμα 12 Τυπικό παράδειγμα φάσματος ισχύος ενός OFDM σήματος (αριθμός μεταφορέων $N = 16$).	63
Σχήμα 13 Η επίδραση προσθήκης διαστήματος προστασίας στην ανοχή έλλειψης χρονισμού.	64
Σχήμα 14 Παράδειγμα διαστήματος προστασίας. Κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο μέρη. Το πραγματικό σήμα πληροφορίας περιέχεται στην ενεργή περιοχή (active period). Το δεύτερο τμήμα βρίσκεται στην αρχή και είναι αντίγραφο του τέλους του πραγματικού σήματος πληροφορίας.	66
Σχήμα 15 Εξιδανικευμένο σύστημα OFDM. Οι υποδιαυλοι του συστήματος OFDM μπορούν να εξεταστούν σαν παράλληλα γκαουσιανά κανάλια σε περιπτώσεις τέλειου	

συγχρονισμού φερόντων και τέλει καταστολής πολλαπλών διόδευσεων από το διάστημα προστασίας [18].	73
Σχήμα 16 Παράδειγμα block διαγράμματος συνελκτικού κωδικοποιητή.	78
Σχήμα 17 Καθορισμός του backoff και του σημείου λειτουργίας.	80
Σχήμα 18 Η ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI) προκύπτει σε περίπτωση λάθους συγχρονισμού των φερόντων. Το σχήμα παρουσιάζει φάσματα τριών μεμονωμένων υπομεταφορέων.	84
Σχήμα 19 Μέση τιμή BER για M-QAM με διαλείψεις Rayleigh και AWGN [17].	97
Σχήμα 20 Πλήρες block διάγραμμα του, υπό μελέτη, συστήματος.	101
Σχήμα 21 Τιμές μετρήσεων απωλειών διαδρομής [26]	105
Σχήμα 22 NLOS μοντέλο διαύλου [26].	106
Σχήμα 23 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 4, coderate = 1/2 .	110
Σχήμα 24 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 16, coderate = 1/2 .	111
Σχήμα 25 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 64, coderate = 1/2 .	111
Σχήμα 26 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 4, coderate = 1/2 .	112
Σχήμα 27 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 16, coderate = 1/2 .	113
Σχήμα 28 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 64, coderate = 1/2 .	113
Σχήμα 29 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 4, coderate = 1/2 .	114
Σχήμα 30 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 16, coderate = 1/2 .	115
Σχήμα 31 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 64, coderate = 1/2 .	115
Σχήμα 32 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 4, coderate = 1/2 .	116
Σχήμα 33 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 16, coderate = 1/2 .	116
Σχήμα 34 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 64, coderate = 1/2 .	117
Σχήμα 35 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 4, coderate = 1/2 .	118
Σχήμα 36 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 16, coderate = 1/2 .	118
Σχήμα 37 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, M = 64, coderate = 1/2 .	119
Σχήμα 38 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 4, coderate = 1/2 .	119
Σχήμα 39 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 16, coderate = 1/2 .	120
Σχήμα 40 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, M = 64, coderate = 1/2 .	120
Σχήμα 41 $N = 1024 \text{ subcarriers}$, M = 4, coderate = 1/2 και σχετική ταχύτητα 10 m/sec.	124

Σχήμα 42 $N = 1024$ subcarriers, $\text{code rate} = 1/2$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	125
Σχήμα 43 $N = 1024$ subcarriers, $M = 4$, $\text{code rate} = 1/2$ και $G_{\text{ratio}} = 16$	126
Σχήμα 44 BER vs. E_b/N_0 , $N = 1024$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, $\text{code rate} = (1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	127
Σχήμα 45 BER vs. E_b/N_0 , $N = 2048$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, $\text{code rate} = (1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	128
Σχήμα 46 PER vs. E_b/N_0 , $N = 1024$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, $\text{code rate} = (1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	129
Σχήμα 47 PER vs. E_b/N_0 , $N = 2048$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, $\text{code rate} = (1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	130
Σχήμα 48 Raw Throughput vs. E_b/N_0 , $N = 1024$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, $\text{code rate} = (1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	131
Σχήμα 49 Raw Throughput vs. E_b/N_0 , $N = 2048$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, $\text{code rate} = (1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec , $G_{\text{ratio}} = 16$	132
Σχήμα 50 Raw Throughput vs. απόσταση, για διάφορες διαμορφώσεις.....	141

Ευρετήριο πινάκων

Πίνακας 1 <i>Doppler vs Multipath spread</i>	41
Πίνακας 2 <i>Πιθανές μελλοντικές εφαρμογές που απαιτούν αυξημένο εύρος ζώνης [4]</i>	44
Πίνακας 3 <i>Πίνακας παραμέτρων του συστήματος μετρήσεων</i>	103
Πίνακας 4 <i>Τιμές NLOS μοντέλου διαύλου [26]</i>	106
Πίνακας 5 <i>Ονομαστικά Raw bitrate, για $G\text{Ratio} = 8$</i>	123
Πίνακας 6 <i>Ονομαστικά Raw bitrate, για $G\text{Ratio} = 16$</i>	123
Πίνακας 7 <i>Ονομαστικά Raw Bitrate για $G\text{Ratio} = 16$</i>	134
Πίνακας 8 <i>Βασικές τιμές παραμέτρων συστήματος</i>	134
Πίνακας 9 <i>Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 4$, $\text{coderate} = 1/2$</i>	136
Πίνακας 10 <i>Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 16$, $\text{coderate} = 1/2$</i>	137
Πίνακας 11 <i>Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 64$, $\text{coderate} = 1/2$</i>	138
Πίνακας 12 <i>Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 64$, $\text{coderate} = 2/3$</i>	139
Πίνακας 13 <i>Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 64$, $\text{coderate} = 3/4$</i>	140

Ευρετήριο Εικόνων

Εικόνα 1 Απεικόνιση των πολλαπλών διοδεύσεων	22
Εικόνα 2 α) Σενάριο χρήσης συστήματος 5/60 GHz για εφαρμογές σε περιβάλλον γραφείου, β) Σενάριο χρήσης συστήματος 5/60 GHz για εφαρμογές σε οικιακό περιβάλλον [4].	47

Εισαγωγή

Η εισαγωγή στη καθημερινή ζωή του ανθρώπου τεχνολογιών, οι οποίες κάνουν χρήση της αναδραστικότητας, της διαδραστικότητας και των πολυμέσων καθώς και η ολοένα αυξανόμενη αποδοχή τους από μεγαλύτερες μερίδες του πληθυσμού έχει ως άμεσο αντίκτυπο την απαίτηση για ολοένα καλύτερες, περισσότερο αξιόπιστες και ποιοτικές υπηρεσίες, οι οποίες, φυσικά, θα υπακούουν στην ανάγκη να προσφέρουν υπηρεσίες υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Παράλληλα η τεχνολογία έχει φτάσει σε τέτοιο επίπεδο, που μπορεί πλέον να εκμεταλλεύεται και το ασύρματο περιβάλλον αποδοτικά (όπως π.χ. GSM-EDGE, UMTS, CDMA). Αυθόρμητα, λοιπόν, οι υπηρεσίες που ως πριν λίγα χρόνια προσφέρονταν ενσύρματα οδήγησαν στην ανάγκη πλέον αυτές να προσφέρονται και ασύρματα. Επιπλέον ο άνθρωπος πάντα είχε την ανάγκη να έχει σημαντικό βαθμό ελευθερίας και δυνατότητα διαρκούς κίνησης. Οι ασύρματες τεχνολογίες, όπως η κυψελοειδής τηλεφωνία, το δορυφορικό και το ασύρματο διαδίκτυο, έτυχαν ευρείας αποδοχής έως τώρα. Παρ'όλ'αυτά, οι απαιτήσεις αυξάνονται διαρκώς και οι ανάγκες του μόλις πρόσφατου παρελθόντος αδυνατούν να ικανοποιήσουν τις ανάγκες του μέσου χρήστη των υπηρεσιών αυτών. Υπάρχει μια αυξανόμενη απαίτηση να διαβιβαστούν πολύ γρήγορα οι πληροφορίες, ασύρματα και πάντα με ακρίβεια.

Στην παρούσα εργασία θα συζητηθούν οι πιθανοί τρόποι υλοποίησης ασύρματων υψηλού ρυθμού επικοινωνιών σε ένα ασύρματο, κινητό περιβάλλον. Η επικοινωνία πολυμέσων έχει μεγάλη απαίτηση σε εύρος ζώνης και σε ποιότητα υπηρεσίας (QoS) έναντι αυτό που είναι διαθέσιμο σήμερα στον κινητό χρήστη. Οι ρυθμοί bit των πολυμέσων ποικίλουν σε έκταση από μερικά Kbps, για τη φωνή, σε περίπου 20 Mbps για τη HDTV, ή ακόμα και περισσότερο σε ποιο απαιτητικές υπηρεσίες.

Κατά την επίλυση αυτού του προβλήματος, μία κρίσιμη ερώτηση είναι πώς είναι δυνατόν να μεταφερθεί μία μεγάλη ροή bits ασύρματα με ικανοποιητικές εγγυήσεις QoS, παραδείγματος χάριν ποια διαμόρφωση μπορεί να συμβιβάσει όλες τις ερχόμενες σε αντίθεση απαιτήσεις με τον καλύτερο τρόπο. Το ασύρματο περιβάλλον ορθώνει πολλά

Εισαγωγή

εμπόδια στη μετάδοση σημάτων, λόγω των πολλών ανακλώμενων κυμάτων και άλλων αιτίων. Η χρησιμοποίηση τεχνικών προσαρμοστικής εξισορρόπησης (adaptive equalization techniques) στο δέκτη θα μπορούσε να είναι η λύση, αλλά υπάρχουν πρακτικές δυσκολίες στη λειτουργία αυτής της τεχνικής, σε πραγματικό χρόνο, με αρκετά Mbps, με το μικρών διαστάσεων, συμπαγές, χαμηλού κόστους υλικό. Ένας ελπιδοφόρος υποψήφιος που εξαλείφει μια ανάγκη για τους σύνθετους εξισοροποιητές είναι η τεχνική OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), μια τεχνική μετάδοσης πολλαπλών φερόντων. Αυτό το σύστημα μετάδοσης περιγράφεται, οι εφαρμογές και τα μειονεκτήματά της, μαζί με μερικά σημαντικά χαρακτηριστικά των τεχνικών OFDM και τεχνικών απλού φέροντος (single carrier).

Η παρούσα εργασία χωρίζεται σε τρία κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στα χαρακτηριστικά του ασύρματου δίαυλου και στα προβλήματα που εμφανίζονται κατά την διάρκεια μετάδοσης δεδομένων σε περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων. Γίνεται επίσης μία κατηγοριοποίηση των προβλημάτων αυτών και τρόποι αντιμετώπισης αυτών. Επιπρόσθετα, συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά και οι ιδιότητες του ασύρματου διαύλου στην περιοχή των μικροκυματικών συχνοτήτων και συγκεκριμένα στην περιοχή των 60 GHz.

Στο δεύτερο κεφάλαιο, γίνεται μία εισαγωγή στην τεχνική ορθογώνιας πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (OFDM). Η τεχνική αυτή συγκρίνεται με τις συμβατικές απλού φέροντος και διερευνώνται οι επιμέρους παράμετροι και μέρη ενός συστήματος που περιλαμβάνει το πομπό, τον δέκτη και το ασύρματο δίαυλο του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Στη συνέχεια, συζητούνται τα εγγενή προβλήματα του OFDM συστήματος και οι πιθανές λύσεις τους.

Τέλος, στο τρίτο κεφάλαιο θα προταθεί ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα που στηρίζεται στην τεχνική OFDM για την μετάδοση δεδομένων υψηλής ταχύτητας σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου. Οι παράμετροι του προτεινόμενου συστήματος διερευνώνται μέσω της προσομοίωσης του, που αυτή έγινε με χρήση κώδικα MATLAB (παρατίθεται στο Παράρτημα) που αναπτύχθηκε αποκλειστικά για την παρούσα εργασία.

1. Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

1.1 Το ασύρματο περιβάλλον

Ένα από τα κύρια χαρακτηριστικά των ασύρματων ζεύξεων είναι οι διαλείψεις. Οι διαλείψεις έχουν μελετηθεί και ταξινομηθεί σε πολλές κατηγορίες και θα συζητηθούν και θα μελετηθούν παρακάτω. Στις ενότητες 1.1.1 – 1.1.3 παρουσιάζεται μια γενική κατάταξη των καναλιών, ενώ στις ενότητες 1.1.4 και 1.1.5 παρουσιάζονται οι μαθηματικοί παράμετροι χαρακτηρισμού των καναλιών. Στην παράγραφο 1.2 γίνεται μία σύντομη ανασκόπηση των χαρακτηριστικών διάδοσης σημάτων στην μπάντα των 60 GHz.

1.1.1 Large-Scale Fading, Απόσβεση/Εξασθένιση

Αρχικά, σε ένα ιδανικό ραδιοδιάλυλο υποθέτουμε ότι η εξασθένιση ενός σήματος, σε σχέση με την απόσταση, συμπεριφέρεται με τον ίδιο τρόπο με τη διάδοση του σήματος που θα γινόταν σε ιδανικό ελεύθερο χώρο (*ideal free space*). Το μοντέλο του ιδανικού ελεύθερου χώρου υποθέτει ότι μεταξύ πομπού και δέκτη δεν υπάρχουν αντικείμενα να απορροφήσουν ή να ανακλάσουν την ενέργεια του σήματος. Επίσης, σε αυτό το μοντέλο γίνεται η υπόθεση ότι η ατμόσφαιρα είναι ένα τέλειο ομοιόμορφο μέσο και η επιφάνεια της γης είναι μη ανακλαστική (ειδάλλως μπορεί να υποθεθεί ότι βρίσκεται απείρως μακριά από το διαδιδόμενο σήμα). Έτσι σε αυτό το ιδανικό μοντέλο, η ενέργεια του σήματος μπορεί να συμπεριφέρεται βάσει του νόμου του αντίστροφου τετραγώνου. Εναλλακτικά, η λαμβανόμενη ενέργεια μπορεί με πολλαπλασιασμό της εκπεμπόμενης ενέργειας με έναν παράγοντα εξασθένισης, $L_s(d)$ – όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη -, που καλείται *εξασθένιση διόδευσης* (*path loss* ή *free space loss*) και αντιπροσωπεύει την *διάλειαση μεγάλης κλίμακας* (*large-scale fading*). Στην περίπτωση ισοτροπικής κεραίας δέκτη ο παράγοντας αυτός εκφράζεται [1]:

$$L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (1-1)$$

Όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη και λ το μήκος κύματος του διαδόμενου σήματος και, προφανώς, η λαμβανόμενη ισχύς είναι αρκετά προβλέψιμη, ως τιμή. Παρολαυτά, σε πραγματικό περιβάλλον το παραπάνω μοντέλο αδυνατεί να ανταπεξέλθει στην πραγματικότητα. Για αυτό το λόγο αναπτύχθηκαν μοντέλα (π.χ. Hata, Okumura [1]), τα οποία πλησιάζουν τις πραγματικές συνθήκες του ασύρματου περιβάλλοντος. Βάσει του μοντέλου η ενέργεια του σήματος βάσει του νόμου της αντίστροφης δύναμης του n . Ομοίως με την εξ. (1-1) θα έχουμε :

$$\overline{L_p}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (1-2)$$

Όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη και d_0 η απόσταση αναφοράς (τυπικές τιμές 1 km για μακροκυψέλες, 100 m για μικροκυψέλες και 1 m για εσωτερικούς χώρους [1]).

1.1.2 Small Scale Fading, Multipath propagation, Doppler spread

Πρακτικά οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, ακόμα και εκφραζόμενες από το βελτιωμένο μοντέλο που περιγράφεται από την εξ. (1-2), αδυνατούν να περιγράψουν πλήρως το ασύρματο διαύλο και να προβλέψουν την επίδοση ενός συστήματος ασύρματης επικοινωνίας. Αυτό συμβαίνει επειδή ένα σήμα διαδίδεται σε μη ιδεατή ατμόσφαιρα, κοντά στο έδαφος και με την φυσική παρουσία πολλών αντικειμένων. Σε αυτή την περίπτωση το σήμα διοδεύει από το πομπό στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών (λόγω πολλαπλών ανακλάσεων, σκεδάσεων, περιθλάσεων και εξασθενίσεων). Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται *διάδοση πολλαπλών διοδεύσεων (multipath propagation)* (Εικόνα 1). Επειδή οι πολλαπλές εκδόσεις του αρχικού σήματος μπορεί να έχουν εξασθενήσει ή καθυστερήσει, η άθροιση τους στο δέκτη θα προκαλέσει εμφάνιση λαμβανόμενου

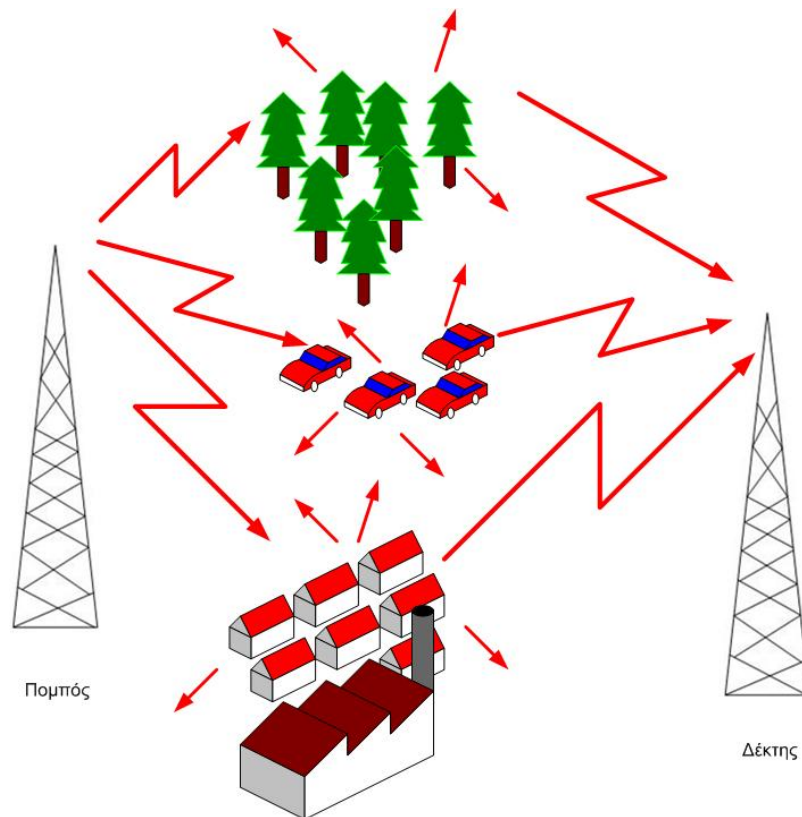
Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

σήματος με ταχείες διακυμάνσεις (fluctuations) στο πλάτος, στη φάση και στη γωνία άφιξης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται *διάλειαση πολλαπλών διαοδεύσεων (multipath propagation)*. Όπως θα εξηγηθεί παρακάτω, θα έχουμε *χρονική διασπορά του σήματος (time spreading of signal)*.

Οι διαλείψεις πολλαπλών διαοδεύσεων χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, την *διάλειαση συχνοτικά επίπεδη (flat fading)* και την *διάλειαση συχνοτικά επιλεκτική (frequency selective fading)* και κατατάσσονται συγκρίνοντας το μήκος του παλμού πληροφορίας στο χρόνο με το εύρος (στο χρόνο) των πολλαπλών διαοδεύσεων.

1.1.2.1 Flat Fading

Ένα λαμβανόμενο σήμα λέγεται ότι έχει υποβληθεί σε διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες, εάν το ραδιοκανάλι έχει ένα σταθερό κέρδος και μια γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του σήματος (πάντα με αναφορά / κεντρική συχνότητα τη συχνότητα π.χ. του φέροντος του σήματος). Υπό αυτές τις συνθήκες, το λαμβανόμενο σήμα έχει διακυμάνσεις πλάτους λόγω των παραλλαγών στο κέρδος του καναλιού κατά τη διάρκεια του χρόνου, που προκαλείται από πολλαπλές διαοδεύσεις. Εντούτοις, τα φασματικά χαρακτηριστικά του διαβιβασθέντος σήματος παραμένουν άθικτα στο δέκτη.



Εικόνα 1 Απεικόνιση των πολλαπλών διοδεύσεων.

1.1.2.2 Frequency selective fading

Εάν το ραδιοκανάλι έχει ένα σταθερό κέρδος και μια γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μικρότερο από αυτό του σήματος, το σήμα λέγεται ότι έχει υποβληθεί σε διάλεια συχνοτικά επιλεκτική. Σε αυτήν την περίπτωση, το λαμβανόμενο σήμα είναι διαστρεβλωμένο (distorted) και διασκορπισμένο (scattered), επειδή αποτελείται από τις πολλαπλές εκδόσεις του διαβιβασθέντος σήματος, που είναι εξασθενημένες και χρονικά καθυστερημένες. Αυτό οδηγεί στη χρονική διασπορά των διαβιβασθέντων συμβόλων μέσα στο κανάλι, που προκύπτει από αυτές τις διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις.

1.1.2.3 Doppler spread

Ένας ακόμα λόγος που οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας αδυνατούν να περιγράψουν αποτελεσματικά τον ασύρματο διάυλο είναι όταν υπάρχει σχετική κίνηση μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η διασπορά Doppler (*Doppler spread*) εισάγεται στο λαμβανόμενο φάσμα σημάτων, προκαλώντας διασπορά συχνότητας κατά $f_{D,i}$, όπου

$$f_{D,i} = \frac{\Delta v}{\lambda} \cos \theta_i \quad (1-3)$$

όπου Δv αντιπροσωπεύει τη διαφορά στην ταχύτητα μεταξύ του πομπού σημάτων και του δέκτη, λ είναι το μήκος κύματος του συστήματος, και θ_i είναι η γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του κινητού και της κατεύθυνσης της άφιξης του κύματος. Όπως θα εξηγηθεί παρακάτω, θα έχουμε *χρονική διακύμανση του διαύλου* (*time variance of channel*).

Εάν η διασπορά Doppler είναι σχετική σε μέγεθος με το εύρος ζώνης του ληφθέντος σήματος, τότε το σήμα θα υποστεί *γρήγορη διάλειψη* (*fast fading*). Εάν όμως η διασπορά Doppler είναι αρκετά μικρότερη από το εύρος ζώνης του ληφθέντος σήματος, τότε το σήμα θα υποστεί *αργή διάλειψη* (*slow fading*).

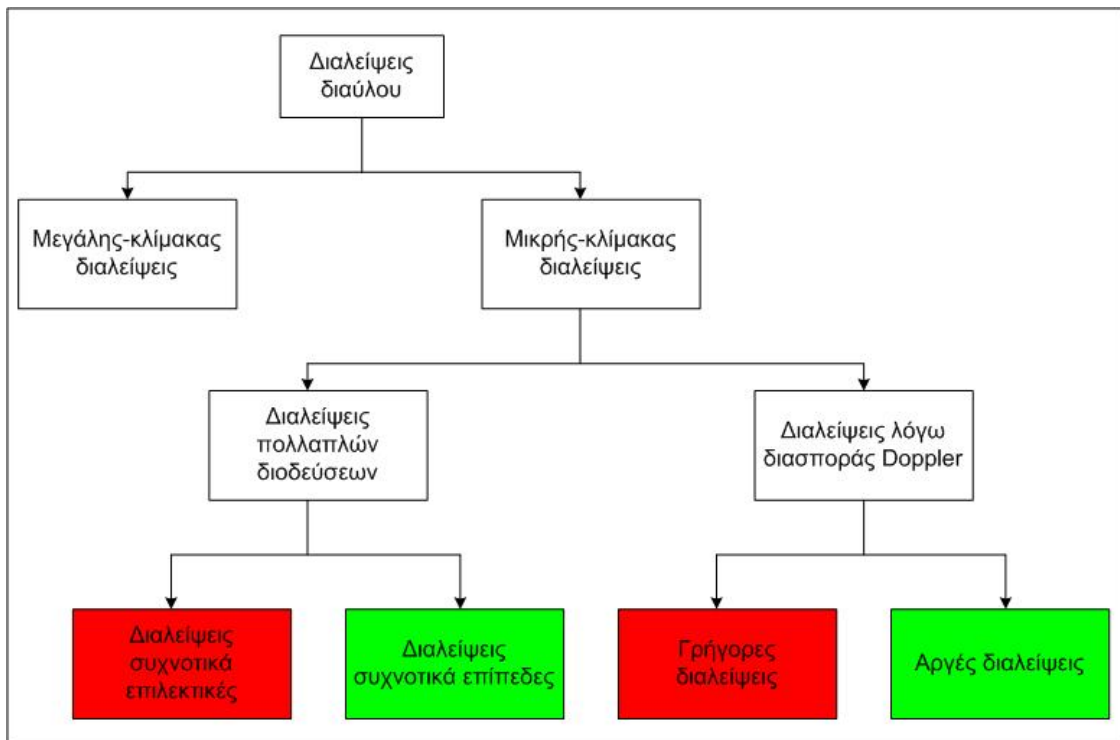
1.1.3 Χαρακτηρισμός ασύρματων καναλιών: Ανακεφαλαιώνοντας

Οι διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων (multipath propagation) και η διασπορά Doppler (Doppler spread) συνιστούν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading). Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας ονομάζονται επίσης *διαλείψεις Rayleigh* (*Rayleigh fading*), εάν οι πολλαπλές διοδεύσεις είναι στατιστικά πολλές σε αριθμό και δεν υπάρχει έκδοση του αρχικού σήματος από γραμμή θέασης (No Line Of Sight - NLOS), επειδή η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος περιγράφεται στατιστικά από μία συνάρτηση

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh (probability density function - PDF) και θα εξηγηθεί σε επόμενη παράγραφο. Εάν υπάρχει έκδοση του αρχικού σήματος προερχόμενη από γραμμή θέασης (Line Of Sight - LOS) τότε η περιβάλλουσα περιγράφεται από μία συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rician.

Στο Σχ. 1 φαίνονται συνοπτικά όσα αναλύθηκαν παραπάνω.



Σχήμα 1 Κατηγοριοποίηση διαλείψεων.

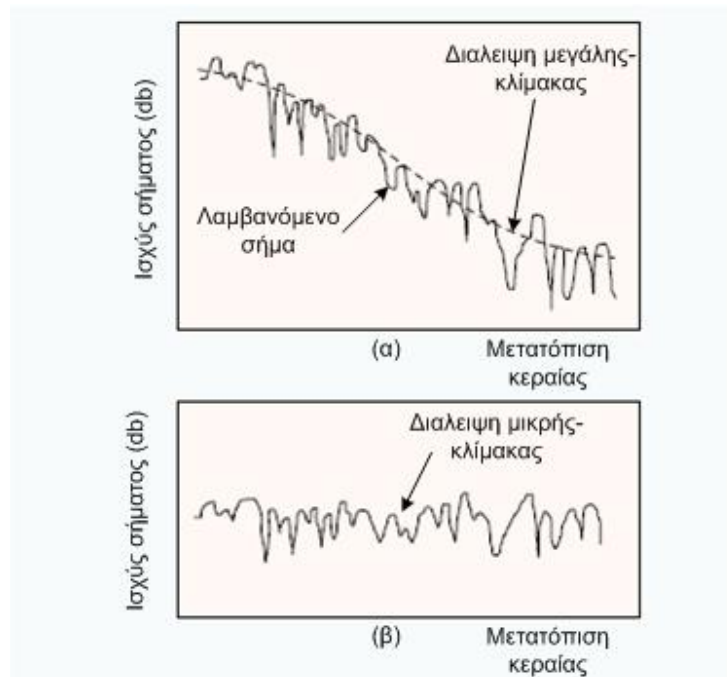
Ευνόητο είναι ότι σε ένα ασύρματο περιβάλλον ένα σήμα, που διαδίδεται σε μια μεγάλη περιοχή, υπόκειται και τα δύο είδη διαλείψεων, διαλείψεις μικρής-κλίμακας υπερτιθέμενες σε διαλείψεις μεγάλης-κλίμακας (Σχήμα 2).

Υπάρχουν τρεις βασικοί μηχανισμοί που επιδρούν αρνητικά την διάδοση σημάτων στο ασύρματο περιβάλλον. Αυτοί είναι η ανάκλαση, η διάθλαση και η σκέδαση [1]:

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

- Η ανάκλαση προκαλείται όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μία λεία επιφάνεια με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος του σήματος.
- Η διάθλαση προκαλείται όταν ένα μεγάλο εμπόδιο (σε σύγκριση με το μήκος κύματος του σήματος) παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη. Έτσι δημιουργούνται δευτερεύοντα κύματα πίσω από το εμπόδιο. Η διάθλαση είναι ένα φαινόμενο που εμφανίζεται όταν έχουμε μετάδοση σημάτων εκτός γραμμής θέασης (NLOS) μεταξύ πομπού και δέκτη. Η διάθλαση επίσης καλείται και σκίαση (shadowing) επειδή το διαθλώμενο σήμα μπορεί να φτάσει το δέκτη ακόμα και όταν αυτό βρίσκεται στην σκιά ενός ηλεκτρομαγνητικά αδιαπέραστου εμποδίου.
- Η σκέδαση προκαλείται όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μία τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια με διαστάσεις της τάξεως του μήκους κύματος του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Στο φαινόμενο της σκέδασης θα έχουμε διασπορά (σκέδαση - scatter) της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας προς όλες τις κατευθύνσεις.

Σημειώνεται ότι στην παρούσα εργασία θα μελετηθούν οι διαλείψεις μικρής-κλίμακας, μια και αυτές αφορούν το περιβάλλον εσωτερικών χώρων, και οι Rayleigh διαλείψεις. Στη συνέχεια, θα γίνει μια ποιοτική και μαθηματική επεξήγηση των παραπάνω φαινομένων, που επιδρούν αρνητικά στην διάδοση των σημάτων.



Σχήμα 2 Μεγάλης και μικρής-κλίμακας διαλείψεις [1].

1.1.4 Μαθηματική ανάλυση διαλείψεων Rayleigh

Παρακάτω θα γίνει μία μαθηματική διατύπωση των διαλείψεων Rayleigh, οι οποίες θα μας απασχολήσουν στην παρούσα εργασία καθώς η διάδοση σημάτων από γραμμή μη-θέασης (NLOS) είναι το κύριο φαινόμενο σε ασύρματο περιβάλλον εσωτερικών χώρων.

Θεωρείται το ζωνοδιαβατό σήμα (bandpass) εκπομπής [2] :

$$s(t) = \text{Re}\{u(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1-4)$$

όπου $u(t)$ είναι το αντίστοιχο μωαδικό σήμα βασικής ζώνης (baseband) του ζωνοδιαβατού $s(t)$. Εάν N κύματα φτάνουν στο δέκτη, το ληφθέν ζωνοδιαβατό σήμα είναι :

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

$$x(t) = \text{Re}\{r(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1-5)$$

με

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cdot e^{-j\phi_n(t)} \cdot u(t - \tau_n(t)) \quad (1-6)$$

όπου

$$\phi_n(t) = (f_c + f_{D,n}(t))\tau_n(t) - f_{D,n}(t) \cdot t \quad (1-7)$$

που είναι η φάση του n -οστού κύματος που φτάνει στο δέκτη, όπου $\alpha_n(t)$ η εξασθένιση του n -οστού κύματος, f_c κεντρική συχνότητα του ζωνοπερατού σήματος, $f_{D,n}(t)$ η συχνοτική μετατόπιση Doppler του n -οστού κύματος και $\tau_n(t)$ η καθυστέρηση του n -οστού κύματος.

Η εξ. (1-6) ομοιάζει με την έξοδο γραμμικού χρονικά μεταβλητού διαύλου. Έτσι ο δίαυλος μπορεί να εκφραστεί σαν ένα γραμμικό χρονικά μεταβλητού φίλτρου με χρονικά μεταβλητή ωστική απόκριση :

$$c(\tau, t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cdot e^{-j\phi_n(t)} \cdot \delta(t - \tau_n(t)) \quad (1-8)$$

Η εξ. (1-8) είναι η απόκριση διαύλου τη χρονική στιγμή t σε είσοδο σήματος τη χρονική στιγμή $t - \tau$. Τυπικά η τιμή του $f_c + f_{D,n}(t)$ είναι μεγάλη, από το οποίο συνεπάγεται ότι μία μικρή αλλαγή της τιμής $\tau_n(t)$ προκαλεί μεγάλη αλλαγή στη φάση $\phi_n(t)$. Οι καθυστερήσεις $\tau_n(t)$ παίρνουν τυχαίες τιμές, από το οποίο συνεπάγεται ότι και οι φάσεις $\phi_n(t)$ των ληφθέντων σημάτων είναι τυχαίες. Επίσης οι τιμές των $\alpha_n(t)$ δεν διαφέρουν

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

σημαντικά μεταξύ τους, μιλώντας πάντα σε πολύ μικρή χρονική κλίμακα [2]. Συμπερασματικά το ληφθέν σήμα είναι άθροισμα μεγάλου αριθμού σημάτων με τυχαίες φάσεις. Οι τυχαίες φάσεις υπονοούν ότι μπορεί τα σήματα μπορεί να αθροιστούν εποικοδομητικά, παράγοντας ένα ληφθέν σήμα με μεγάλο πλάτος, ή καταστροφικά, παράγοντας ένα ληφθέν σήμα με μικρό πλάτος. Αυτό το γεγονός προκαλεί τις ταχείες διακυμάνσεις (fluctuations) του πλάτους του ληφθέντος σήματος. Ακριβώς αυτό φαινόμενο ονομάζεται *διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading)* και οφείλεται στην τυχειότητα των φάσεων $\phi_n(t)$, που οφείλεται στην τυχειότητα των χρονικών καθυστερήσεων $\tau_n(t)$ και της συχνότητας Doppler $f_{D,n}(t)$ (σύμφωνα με την εξ. (1-7)).

Εν συνεχεία, θα γίνει συσχέτιση των διαλείψεων μικρής κλίμακας με τις διαλείψεις Rayleigh. Μπορεί να παραληφθεί το σήμα βασικής ζώνης, χάριν απλότητας, εάν αυτό είναι στενής ζώνης (εάν το εύρος ζώνης είναι πολύ μικρό σε σχέση με τη συχνότητα φέροντος, όπως συμβαίνει στη πράξη) και να θεωρηθεί μόνο το μη-διαμορφωμένο φέρον :

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cdot e^{-j\phi_n(t)} \quad (1-9)$$

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cdot e^{-j\phi_n(t)} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (1-10)$$

$$= r_I \cos(2\pi f_c t) - r_Q \sin(2\pi f_c t)$$

όπου

$$r_I(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cos(-\phi_n(t)) \quad (1-11)$$

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

$$r_Q(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \sin(-\phi_n(t)) \quad (1-12)$$

Επίσης ισχύει :

$$r(t) = r_I(t) + j \cdot r_Q(t) \quad (1-13)$$

Τα $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ είναι, αντίστοιχα, οι I και Q -συνιστώσες του μιγαδικού ισοδύναμου βασικής ζώνης του ληφθέντος σήματος. Χρησιμοποιώντας το Θεώρημα Κεντρικού Ορίου (Central Limit Theorem) για μεγάλο N , τα $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ γίνονται ανεξάρτητες τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές. Επιπλέον, θεωρώντας τις τυχαίες μεταβλητές στατικές με την ευρεία έννοια (Wide-Sense Stationary, WSS – βλ. Παράρτημα), θα έχουμε :

$$f_{D,n}(t) = f_{D,n} \quad (1-14)$$

$$\alpha_n(t) = \alpha_n \quad (1-15)$$

$$\tau_n(t) = \tau_n \quad (1-16)$$

Επίσης γίνεται η υπόθεση ότι και η $x(t)$ είναι WSS.

$$\Phi_{xx} = E \{ x(t) \cdot x(t + \tau) \} \quad (1-17)$$

$$= \Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot \cos(2\pi f_c t) - \Phi_{r_Q r_I}(\tau) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

Επίσης ισχύει :

$$\Phi_{r_I r_I}(\tau) = E \{ r_I(t) \cdot r_I(t + \tau) \} \quad (1-18)$$

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

$$= E \left\{ \left\{ \sum_{i=1}^N \alpha_i(t) \cos(\phi_i(t)) \right\} \cdot \left\{ \sum_{j=1}^N \alpha_j(t) \cos(\phi_j(t+\tau)) \right\} \right\}$$

Οι φάσεις ϕ_i είναι ανεξάρτητες μεταβλητές γιατί οι χρονικές καθυστερήσεις και οι μετατοπίσεις Doppler είναι τυχαίες από διόδευση σε διόδευση. Έτσι, από την τελευταία σχέση θα ισχύει για το $\Phi_{r_i r_i}(\tau)$:

$$\Phi_{r_i r_i}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} E \left\{ \cos(2\pi f_{D,n} \tau) \right\} \quad (1-19)$$

Όπου

$$\frac{\Omega_p}{2} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N E \left\{ \alpha_i^2 \right\} \quad (1-20)$$

είναι η συνολική ληφθείσα ισχύς από όλες τις συνιστώσες των πολλαπλών διοδεύσεων. Στην εξ. (1-19) αντικαθίσταται η εξ. (1-3) και τίθεται $f_m = \Delta v / \lambda$, όπου Δv η σχετική ταχύτητα και λ το μήκος κύματος του σήματος. Άρα θα ισχύει:

$$\Phi_{r_i r_i}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} E_{\theta} \left\{ \cos(2\pi f_m \tau \cos(\theta)) \right\} \quad (1-21)$$

Επειδή η γωνία θ είναι τυχαία μεταβλητή και μάλιστα υπακούει στη ομοιόμορφη κατανομή U (uniform distribution) για το διάστημα $(-\pi, \pi)$. Επομένως, για την εξ. (1-22) θα ισχύει :

$$\Phi_{r_i r_i}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(2\pi f_m \tau \cos(\theta)) d\theta \quad (1-22)$$

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

Ή αλλιώς

$$\Phi_{r_I r_I}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(2\pi f_m \tau \cos(\theta)) d\theta = \frac{\Omega_p}{2} \cdot J_0(2\pi f_m \tau) \quad (1-23)$$

Όπου $J_0(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης και πρώτου είδους [2].

Με παρόμοια διαδικασία που ακολουθήθηκε για την αυτοσυσχέτιση του r_I , η ετεροσυσχέτιση των r_I και r_Q είναι:

$$\Phi_{r_I r_Q}(\tau) = 0 \quad (1-24)$$

Επομένως τώρα υπάρχει η δυνατότητα να υπολογιστεί η συνάρτηση πυκνότητα φάσματος ισχύος (power spectral density, PSD) του $r_I(t)$:

$$S_{r_I r_I}(f) = F\{\Phi_{r_I r_I}(\tau)\} = \begin{cases} \frac{\Omega_p}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} & |f| < f_m \\ 0, \text{αλλου} \end{cases} \quad (1-25)$$

Αφού υπολογίστηκε η PSD του $r_I(t)$, μπορεί να υπολογιστεί και η PSD του $x(t)$:

$$\Phi_{rr}(\tau) = E\{r^*(t) \cdot r(t+\tau)\} \stackrel{(13)}{\Rightarrow} \Phi_{rr}(\tau) = \Phi_{r_I r_I}(\tau) + j \cdot \Phi_{r_I r_Q}(\tau) \stackrel{(24)}{\Rightarrow} \Phi_{rr}(\tau) = \Phi_{r_I r_I}(\tau) \quad (1-26)$$

Επιπλέον

$$\Phi_{xx}(\tau) = \text{Re}\{\Phi_{rr}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c \tau}\} \stackrel{(26)}{\Rightarrow} \Phi_{xx}(\tau) = \text{Re}\{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c \tau}\} \Rightarrow$$

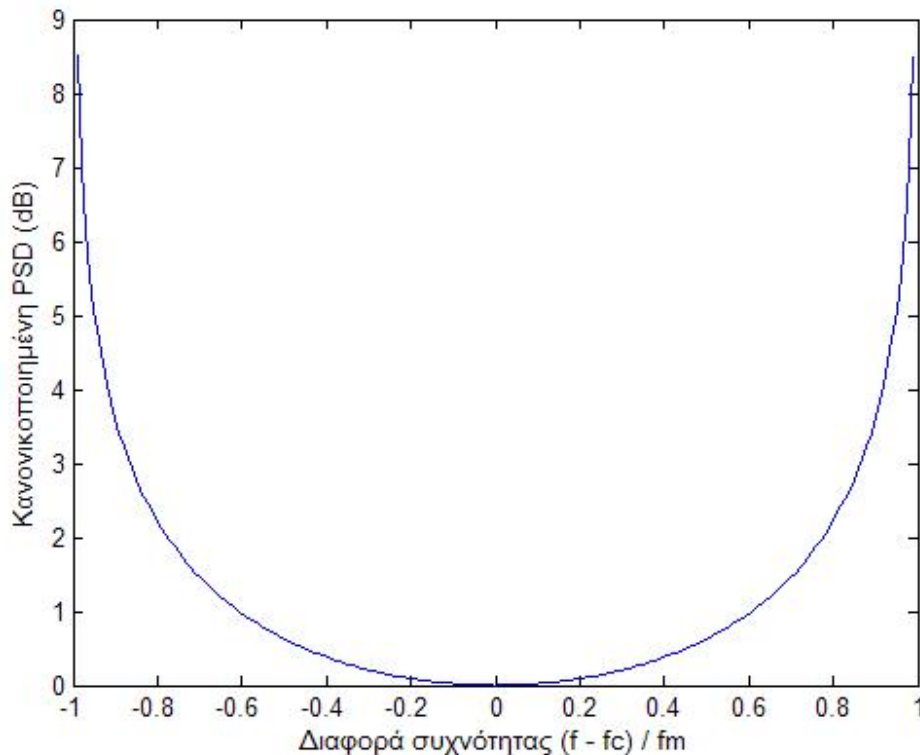
Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

$$\begin{aligned} S_{xx}(f) &= F \left\{ \text{Re} \left\{ \Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t} \right\} \right\} \Rightarrow \\ S_{xx}(f) &= F \left\{ \frac{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t} + \Phi_{r_I r_I}^*(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_c t}}{2} \right\} \Rightarrow \\ S_{xx}(f) &= F \left\{ \frac{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t} + \Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_c t}}{2} \right\} \Rightarrow \\ S_{xx}(f) &= \frac{1}{2} (S_{r_I r_I}(f - f_c) + S_{r_I r_I}(-f - f_c)) \end{aligned} \quad (1-27)$$

Όπου $S_{r_I r_I}(\cdot)$ δίνεται από την εξ. (1-25).

Όπως σημειώθηκε, τα $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ είναι ανεξάρτητες τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές. Επίσης ισχύει :

$$\begin{aligned} (13) \Rightarrow r(t) &= r_I(t) + j \cdot r_Q(t) \Rightarrow \\ z(t) &= |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)} \end{aligned}$$



Σχήμα 3 Πυκνότητα φάσματος ισχύος $S_{xx}(f)$ (power spectral density, PSD) του ληφθέντος σήματος. Το σχήμα αυτό αυτής της PSD είναι χαρακτηριστικό των διαλείψεων Rayleigh.

Επομένως η περιβάλλουσα $z(t)$ έχει κατανομή Rayleigh¹ :

$$P_z(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{-x^2/2\sigma^2}; x \geq 0 \quad (1-28)$$

Η εξ. (1-28) μπορεί να ξαναγραφτεί θέτοντας $2\sigma^2 = \Omega_p = E\{z^2\}$. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, PDF) θα είναι :

¹ Είναι γνωστό από τη στατιστική ότι μία μεταβλητή, που υπολογίζεται από την τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων δύο ανεξάρτητων γκαουσιανών μεταβλητών, έχει κατανομή Rayleigh [2].

$$P_z(x) = \frac{x}{\Omega_p/2} \cdot e^{-x^2/\Omega_p}; x \geq 0 \quad (1-29)$$

Έτσι όταν το ληφθέν σήμα ακολουθεί την κατανομή Rayleigh (εξ. (1-29)) τότε οι διαλείψεις θα είναι Rayleigh (Rayleigh fading) και η πυκνότητα φάσματος ισχύος (power spectral density) του ληφθέντος σήματος υπακούει την εξ. (1-27) και απεικονίζεται στο σχ. 3.

1.1.5 Παράμετροι χαρακτηρισμού ασύρματων καναλιών

1.1.5.1 Delay Spread, Coherence Bandwidth

Θεωρείται ότι το κανάλι είναι σχεδόν στατικό (ή στατικό με την ευρεία έννοια, Wide-sense stationary - WSS). Η εξ. (1-8) μοντελοποιεί αυτό το κανάλι και βάσει αυτής θα υπολογιστεί το προφίλ ισχύος καθυστέρησης (Power delay profile - PDP) και διασπορά καθυστέρησης (delay spread). Το προφίλ ισχύος καθυστέρησης δίνεται από τον τύπο [2]:

$$\Phi_c(\tau) = \frac{1}{2} \cdot E \{ c(t, \tau) \cdot c^*(t, \tau) \} \quad (1-30)$$

Και δίνει την μέση ισχύ συναρτήσει της χρονικής καθυστέρησης του σήματος στο δέκτη.

Η μέση χρονική καθυστέρηση μ_τ δίνεται από τον τύπο :

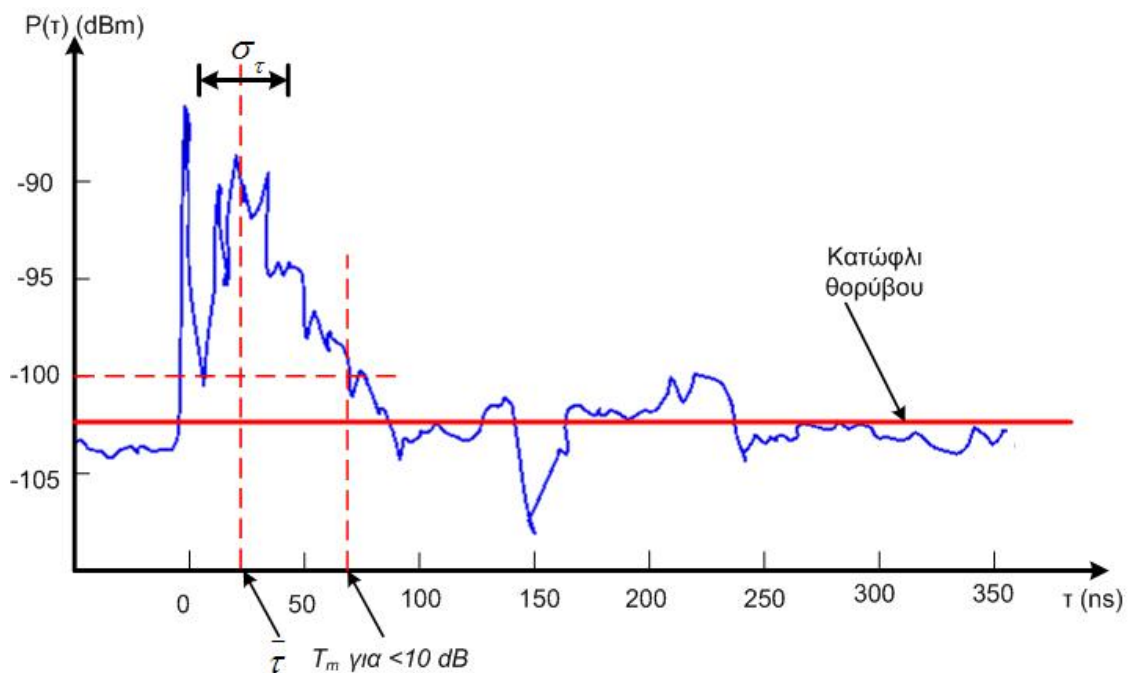
$$\mu_\tau = \frac{\int_0^\infty \tau \cdot \Phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_c(\tau) d\tau} \quad (1-31)$$

Η (rms) διασπορά καθυστέρησης (rms delay spread) σ_τ ορίζεται :

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{\tau})^2 \cdot \Phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} \Phi_c(\tau) d\tau}} \quad (1-32)$$

Το παρακάτω σχήμα δίνει ένα τυπικό παράδειγμα προφίλ καθυστέρησης ισχύος ενός ασύρματου διαύλου.



Σχήμα 4 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile - PDP) ασύρματου διαύλου.

Επιπλέον ορίζεται και η μέγιστη καθυστέρηση T_m (maximum excess delay) η οποία είναι χρονική απόσταση μεταξύ πρώτης και τελευταίας (ανιχνεύσιμης) συνιστώσας του σήματος που υπόκειται σε πολλαπλές διαδοές.

Η (rms) διασπορά καθυστέρησης ισχύος είναι τιμή, η οποία θα μας βοηθήσει να ποσοτικοποιήσουμε το φαινόμενο των πολλαπλών διαδοέσεων (multipath) του διαύλου. Στην πραγματικότητα, δεν μπορούμε να έχουμε συνεχείς μετρήσεις στο χρόνο για το προφίλ ισχύος καθυστέρησης, αλλά χρονικές σχισμές (ή χρονοσχιμές, time-slots). Με

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

άλλα λόγια, ο χρόνος είναι διακριτός και όχι συνεχής. Σύμφωνα με τα παραπάνω θα ισχύει για το διακριτό χρόνο :

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (1-33)$$

Όπου

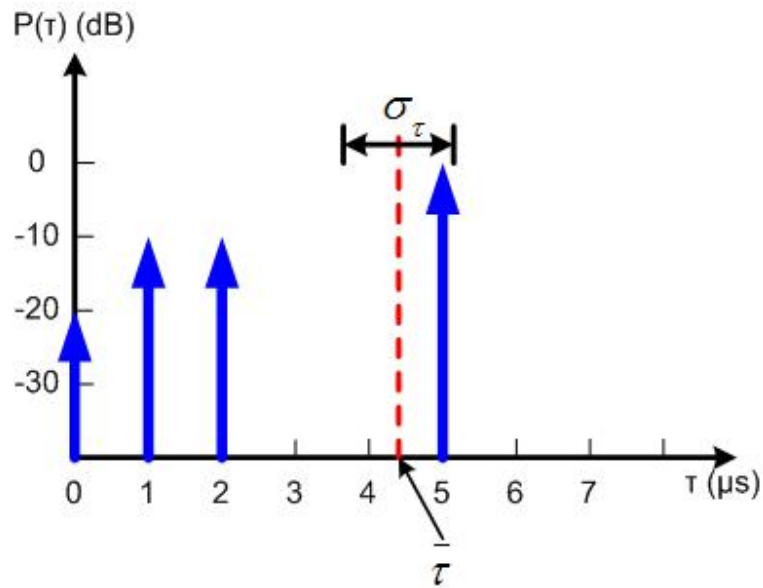
$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1-34)$$

και

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1-35)$$

Το παρακάτω σχήμα δίνει ένα τυπικό παράδειγμα προφίλ καθυστέρησης ισχύος διακριτού χρόνου ενός ασύρματου διαύλου.

Άλλη μια τιμή που θα διερευνηθεί, είναι το *εύρος ζώνης συνοχής (Coherence bandwidth)* και αυτό ορίζεται ως το στατιστικό εκείνο μέγεθος που ορίζει ένα εύρος συχνοτήτων στο οποίο το κανάλι θεωρείται ότι έχει για όλες τις φασματικές συνιστώσες ίσο κέρδος και φάση ή αλλιώς επίπεδο (flat) για όλες τις συχνότητες εντός αυτού του εύρους. Επίσης μπορεί να οριστεί ως το εύρος συχνοτήτων στο οποίο δύο συνιστώσες διαφορετικών συνιστωσών έχουν ισχυρή συσχέτιση (correlation). Ισχύει :



Σχήμα 5 Όταν η ληφθείσα ισχύς μπορεί να μετρηθεί μονάχα σε διακριτή χρονική κλίμακα, παίρνουμε προφίλ καθυστέρησης ισχύος διακριτού χρόνου.

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1-36)$$

Όπου σ_τ η rms καθυστέρηση ισχύος (rms delay spread).

Για πιο αυστηρό ορισμό του εύρους συνοχής (coherence bandwidth) ορίζεται ως εύρος συνοχής B_c το εύρος συχνοτήτων όπου η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου έχει συσχέτιση τουλάχιστον 0,9 οπότε και αυτό θα δίνεται από τον τύπο [1] :

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot \sigma_\tau} \quad (1-37)$$

Για αντίστοιχη συσχέτιση συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου τουλάχιστον 0,5 θα ισχύει [1] :

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_\tau} \quad (1-38)$$

Εάν ένα σήμα καταλαμβάνει εύρος ζώνης B , τότε ο χρόνος συμβόλου θα είναι προσεγγιστικά $T_s \approx 1/B$. Διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες (*flat fading, frequency nonselective fading*) παρουσιάζονται όταν το εύρος ζώνης B είναι μικρότερο από το εύρος συνοχής B_c , δηλαδή $B < B_c$. Σε αυτή τη περίπτωση όλες οι συχνοτικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο από το κανάλι. Επίσης διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες –οριζόμενες στο πεδίο του χρόνου– έχουμε όταν $T_m < T_s$, δηλαδή όταν οι ληφθήσες συνιστώσες, λόγω πολλαπλών διαδοδύσεων, λαμβάνονται εντός του χρόνου συμβόλου T_s και έτσι δεν υπάρχει επικάλυψη γειτνιαζόντων συμβόλων ή όπως είναι γνωστό –σαν όρος– δεν υπάρχει ενδοσυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference - ISI). Πρακτικά πολλές φορές χρησιμοποιείται η διασπορά καθυστέρησης σ_τ (delay spread) αντί της μέγιστης καθυστέρησης T_m (maximum excess delay) και έτσι για να παρουσιάζονται διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες θα πρέπει να ισχύει $T_s > 10 \cdot \sigma_\tau$ [2].

Στον αντίποδα, διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές (*frequency selective fading*) παρουσιάζονται το εύρος ζώνης B είναι μεγαλύτερο από το εύρος συνοχής B_c , δηλαδή $B > B_c$. Σε αυτή τη περίπτωση, κάποιες από τις συχνοτικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο, από τις συνιστώσες που βρίσκονται εντός του B_c , από το κανάλι. Εξετάζοντας το φαινόμενο από το πεδίο του χρόνου, διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές θα έχουμε όταν $T_m > T_s$, δηλαδή όταν οι ληφθείσες, λόγω πολλαπλών διαδοδύσεων, συνιστώσες εκτείνονται πέρα από το χρόνο συμβόλου T_s , προκαλώντας ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI). Αντίστοιχα με τις συχνοτικά επίπεδες διαλείψεις, πρακτικά πολλές φορές χρησιμοποιείται η διασπορά καθυστέρησης σ_τ (delay spread) αντί της μέγιστης καθυστέρησης T_m (maximum excess delay) και έτσι για να παρουσιάζονται συχνοτικά επιλεκτικές διαλείψεις θα πρέπει να ισχύει $T_s < 10 \cdot \sigma_\tau$ [2].

1.1.5.2 Coherence Time, Doppler Spread

Με τα μεγέθη της καθυστέρησης διασποράς σ_τ (delay spread) και του εύρους ζώνης συνοχής B_c (coherence bandwidth) εξετάστηκε η χρονική διασπορά του σήματος (time spreading of the signal) και δεν μελετήθηκε οι χρονικές μεταβολές του καναλιού (time variance of the channel), λόγω της σχετικής κίνησης πομπού - δέκτη.

Για να γίνει ποσοτικοποίηση, χρησιμοποιούμε το *χρόνο συνοχής* (coherence time) και το *διασπορά Doppler* (Doppler spread). *Χρόνος συνοχής* T_c είναι το μέτρο του αναμενόμενου χρόνου κατά τον οποίο η απόκριση του καναλιού είναι ουσιαστικά αμετάβλητη. Προσεγγιστικά ορίζεται [1]:

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (1-39)$$

Όπου $f_m = \Delta v / \lambda$ και Δv η σχετική ταχύτητα και λ το μήκος κύματος του σήματος.

Ως *διασπορά Doppler* B_D είναι το μέτρο της φασματικής διεύρυνσης του σταλθέντος σήματος, που προκαλείται από την χρονική μεταβολή του διαύλου, και ορίζεται :

$$B_d \approx \frac{1}{T_c} \quad (1-40)$$

Επίσης ορίζεται ως το εύρος του Doppler power spectrum. Ως *Doppler power spectrum* $S(\nu)$ ορίζεται το φάσμα ισχύος του λαμβανόμενου σήματος όταν μεταδίδεται ένα ημίτονο με συχνότητα f_c και ορίζεται ως :

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{\nu - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (1-41)$$

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

όπου η συχνοτική μετατόπιση $\nu \in [-f_m, f_m]$. Η $S(\nu)$ έχει τη μορφή του σχ. 3.

Εάν ένα σήμα καταλαμβάνει εύρος ζώνης B , τότε ο χρόνος συμβόλου θα είναι προσεγγιστικά $T_s \approx 1/B$. *Αργές διαλείψεις (slow fading)* θα εμφανιστούν όταν η ωστική απόκριση του διαύλου αλλάζει με ρυθμό πολύ αργότερο από το εκπεμπόμενο σήμα. Επίσης μπορεί να ερμηνευτεί ως η κατάσταση στην οποία η χρονική διάρκεια στην οποία ο δίαυλος συμπεριφέρεται συσχετισμένα (δηλαδή παραμένει ίδιος) είναι μεγάλη σε σχέση με τη χρονική διάρκεια του συμβόλου T_s , δηλαδή $T_c > T_s$. Αντίστοιχα στο πεδίο των συχνοτήτων, η διασπορά Doppler B_d του διαύλου είναι μικρότερη από το εύρος ζώνης του σήματος B , δηλαδή $B > B_d$.

Γρήγορες διαλείψεις (fast fading) εμφανίζονται όταν η ωστική απόκριση διαύλου αλλάζει πολύ γρήγορα κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου T_s , δηλαδή ο χρόνος συνοχής T_c είναι μικρότερος από τη χρονική διάρκεια συμβόλου του εκπεμπόμενου σήματος, δηλαδή $T_c < T_s$. Το αντίστοιχο στο πεδίο της συχνότητας είναι $B < B_d$.

1.1.5.3 Ανακεφαλαίωση παραμέτρων χαρακτηρισμού ασύρματων καναλιών

Τα παραπάνω συμπεράσματα ανακεφαλαιώνονται στον πίνακα 1.

		Doppler Spread	
		$T_s > T_c$ $B < B_d$	$T_s < T_c$ $B > B_d$
Multipath Spread	$B > B_c$ $T_s < T_m$	Fast Frequency Selective	Slow Frequency Selective
	$B < B_c$ $T_s > T_m$	Fast Frequency Non-Selective	Slow Frequency Non-Selective

Πίνακας 1 *Doppler vs Multipath spread.*

Όπου B το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος, B_c το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) (εξ. (1-37),(1-38)), T_s η χρονική διάρκεια του συμβόλου, T_m η μέγιστη καθυστέρηση, T_c ο χρόνος συνοχής (coherence time) (εξ. (1-39)) και B_d διασπορά Doppler (Doppler spread) (εξ. (1-40)).

1.2 Διάδοση στη μπάνα των 60 GHz

Για να καλυφθούν οι ολοένα αυξανόμενες ανάγκες για εύρος ζώνης δημιουργείται η ανάγκη χρησιμοποίησης περιοχών του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος όπου υπάρχει αρκετό εύρος ζώνης και λιγότερος συνωστισμός υπηρεσιών. Η χιλιοστομετρική ζώνη

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

των 60 GHz επιτρέπει εφαρμογές μεγάλου εύρους ζώνης. Η χρήση της περιοχής γύρω από 60 GHz ενθαρρύνεται για τους ακόλουθους λόγους.

- Το εύρος ζώνης συνοχής μιας σύνδεσης 60 GHz είναι αρκετά MHz. [3]
- Υπάρχει αρκετό αχρησιμοποίητο διάστημα για ανάγκες πολυμέσων (8 GHz) [4]. Αυτή η περιοχή συχνότητας δεν είναι σε χρήση από οποιοδήποτε άλλη υπηρεσία, έτσι σε κάθε χρήστη μπορεί να διατεθεί ένα μεγάλο εύρος ζώνης, δηλ. ο ρυθμός δυαδικών ψηφίων της τάξης των εκατοντάδων ή μερικών χιλιάδων Mbps είναι εφικτά, και κατά συνέπεια υπάρχει δυνατότητα για να υποστηριχθεί ευρυζωνική πρόσβαση υπηρεσιών.
- Το μήκος κύματος είναι τόσο μικρό (της τάξεως των 5 mm). Αυτό επιτρέπει την δημιουργία μικρών κεραιών και άλλων μερών του ραδιο-συστήματος. Αυτό το μέγεθος του εξοπλισμού επικοινωνίας το καθιστά εύκολο να τοποθετηθεί σε κινητές συσκευές.

Μερικές πιθανές εφαρμογές που έχουν ανάγκη αυξημένου εύρους ζώνης, λόγω όγκου πληροφορίας ή λόγω πλήθους χρηστών των εφαρμογών, φαίνεται στον πίνακα 2.

1.2.1 Το περιβάλλον εσωτερικού χώρου

Στα 60 GHz υπάρχει πολύ περισσότερη απώλεια ελευθέρου χώρου (Free Space Loss - FSL) απ' ό,τι στα 2 ή 5 GHz δεδομένου ότι η απώλεια ελευθέρου χώρου αυξάνεται ανάλογα με τη τέταρτη δύναμη της συχνότητας [4]. Σε γενικές γραμμές αυτή η υψηλότερη απώλεια ελευθέρου χώρου μπορεί να αντισταθμιστεί με χρήση κεραιών με περισσότερη κατευθυντικότητα, διατηρώντας τις μικρές διαστάσεις των κεραιών. Όταν τέτοιες κεραίες χρησιμοποιούνται, εντούτοις, η παρεμπόδιση της γραμμής θέασης των κεραιών (π.χ., από το ανθρώπινο σώμα) μπορούν εύκολα να προκαλέσει μια σημαντική πτώση της λαμβανόμενης ισχύος, η οποία μπορεί να ακυρώσει το κέρδος που παρέχεται από τις κεραίες. Αυτή η επίδραση είναι χαρακτηριστική για τα χιλιοστομετρικά κύματα επειδή η διάθλαση των χιλιοστομετρικών κυμάτων (δηλ., η δυνατότητα να καμφθεί το

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

κύμα γύρω από τις άκρες των εμποδίων) είναι μικρή. Έτσι, οι πολυκατευθυντικές (omnidirectional) κεραιές ή ακόμα και οι sectoral κεραιές έχουν ένα πλεονέκτημα σε ένα αντανakλαστικό (π.χ., εσωτερικοί χώροι) περιβάλλον, δεδομένου ότι εκεί έχουν τη δυνατότητα να συλλέξουν ακόμα τις συνεισφορές ισχύος από αντανakκλώμενα κύματα σε περίπτωση γραμμής παρεμπόδισης γραμμής θέασης (LOS) [4].

Οι τοίχοι μπορούν να εξασθενήσουν αρκετά τα χιλιοστομετρικά κύματα. Η διαπερατότητα εξαρτάται έντονα από τις ιδιότητες του υλικού και το πάχος του. Στα 60 GHz, η διαπερατότητα του γυαλιού μπορεί να κυμανθεί από 3 έως 7 dB, ενώ η μετάδοση μέσω ενός τσιμεντένιου τοίχου 15 εκατοστών μπορεί να φτάσει τα 36 dB [4]. Μπορεί, π.χ., επομένως να θεωρηθούν τα τσιμεντένια πατώματα μεταξύ των ορόφων ενός κτηρίου ενεργούν ως αξιόπιστα όρια περιοχής κάλυψης μιας υπηρεσίας που λειτουργεί στη χιλιοστομετρική περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Αυτό βοηθά να δημιουργηθούν μικρές εσωτερικές περιοχές κάλυψης της υπηρεσίας (micro, pico-cells). Ένας τυπικός εσωτερικός τοίχος που αποτελείται από τα πολλαπλά μέρη διαφορετικών υλικών (π.χ., παράθυρα και πόρτες), αφ' ετέρου, δεν μπορεί να θεωρηθεί ούτε αξιόπιστο όριο περιοχής κάλυψης ούτε ένα διαφανές μέσο. Λόγω της πιθανής σημαντικής εξασθένησης των εσωτερικών τοίχων, θα είναι γενικά απαραίτητο να υπάρξει τουλάχιστον ένα σημείο πρόσβασης ανά εσωτερικό περιβάλλον (δωμάτιο, αίθουσα, διάδρομος, κ.λπ.) για να δημιουργήσει ένα αξιόπιστο κοινό μέσο παροχής της ζητούμενης υπηρεσίας [4].

Μια συνέπεια του περιορισμού σε μικρότερες περιοχές κάλυψης είναι ότι η χρονική διασπορά των ανακλώμενων και χρονικά καθυστερημένων σημάτων είναι μικρότερη από την διασπορά που εμφανίζονται σε χαμηλότερες συχνότητες επειδή οι πορείες των ανακλώμενων σημάτων είναι μικρότερες, κατά μέσον όρο. Η rms διασπορά

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

Εφαρμογή	Bitrate ανά χρήστη (Mbps)
Ασύρματη LAN γέφυρα, π.χ., για την διασύνδεση GigaEthernet LANs διαφορετικών κτηρίων	100–1000
Εικονική πραγματικότητα, μέσω ασυρμάτων αισθητήρων που επιτρέπει ελεύθερη κίνηση	450
Ασύρματο IEEE 1394	100, 200, 400
Ασύρματη κάμερα εγγραφής υψηλής ποιότητας καταγραφής	150–270
Ασύρματος πολύ λεπτός υπολογιστής-πίνακας (Tablet-PC), που μεταδίδει ειδήσεις, εικόνα και υψηλής ποιότητας video	50–100
Ασύρματη (υψηλής ποιότητας) τηλεδιάσκεψη	10–100
Downloading μεγάλων αρχείων από ασύρματο σημείο πρόσβασης στο Διαδίκτυο	10–100
Ασύρματη ad hoc επικοινωνία, π.χ., επικοινωνία μεταξύ φορητών υπολογιστών ή μεταξύ φορητού υπολογιστή και εκτυπωτή	0.1–100
Ασύρματη διαδραστική επικοινωνία, π.χ. ασύρματος πίνακας σχεδίασης και ταυτόχρονη εμφάνιση σε υπολογιστή	20–40
Ασύρματη νοσοκομειακή συσκευή, που επιτρέπει την αποστολή πληροφοριών για τον ασθενή, π.χ. ακτινογραφίες	10
Ασύρματος έλεγχος κατάστασης ασθενούς, ενώ αυτός περπατά ελεύθερα μέσα σε νοσοκομείο ή σε οικιακό χώρο, με μετάδοση πληροφοριών, π.χ. ηλεκτροκαρδιογράφημα, αρτηριακή πίεση κ.τ.λ.	2
Ασύρματο βιντεόφωνο	1.5
Ασύρματη αυτόματη χρέωση υπηρεσιών, π.χ. αυτόματη χρέωση σε σταθμούς ανεφοδιασμού, μέσω ασύρματης σύνδεσης αυτοκινήτου και σταθμού	0.1
Αυτόματη χρέωση σε σταθμούς διοδίων	0.1
Ασύρματος αντικλεπτικός συναγερμός, π.χ. ασύρματη αισθητήρες παραθύρων	0.01

Πίνακας 2 Πιθανές μελλοντικές εφαρμογές που απαιτούν αυξημένο εύρος ζώνης [4].

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

καθυστέρησης μπορεί να κυμανθεί από μερικά ως 100 nsec. Αναμένεται να είναι μεγαλύτερη εάν οι πολυκατευθυντικές κεραιές χρησιμοποιούνται σε πολύ αντανακλαστικά εσωτερικά περιβάλλοντα [4]. Όταν, αντ' αυτού, χρησιμοποιούνται υψηλού κατευθυντικού κέρδους κεραιές, η rms διασπορά καθυστέρησης μπορεί να περιοριστεί σε μερικά μόνο nsec [4].

Οι μετακινήσεις του κινητού δέκτη καθώς επίσης και οι μετακινήσεις των αντικειμένων στο περιβάλλον προκαλούν τα φαινόμενα διασποράς Doppler ως μετατόπιση συχνότητας και διεύρυνση φάσματος του λαμβανόμενου σήματος. Αυτά τα φαινόμενα διασποράς Doppler είναι σχετικά ισχυρά σε 60 GHz επειδή είναι ανάλογα με τη συχνότητα. Εάν ο δέκτης κινείται με μια ταχύτητα 1,5 m/s (ταχύτητα βάδισης), η διασπορά Doppler για τα 60 GHz είναι 1200 Hz [4], που θεωρείται αρκετά μεγάλη τιμή.

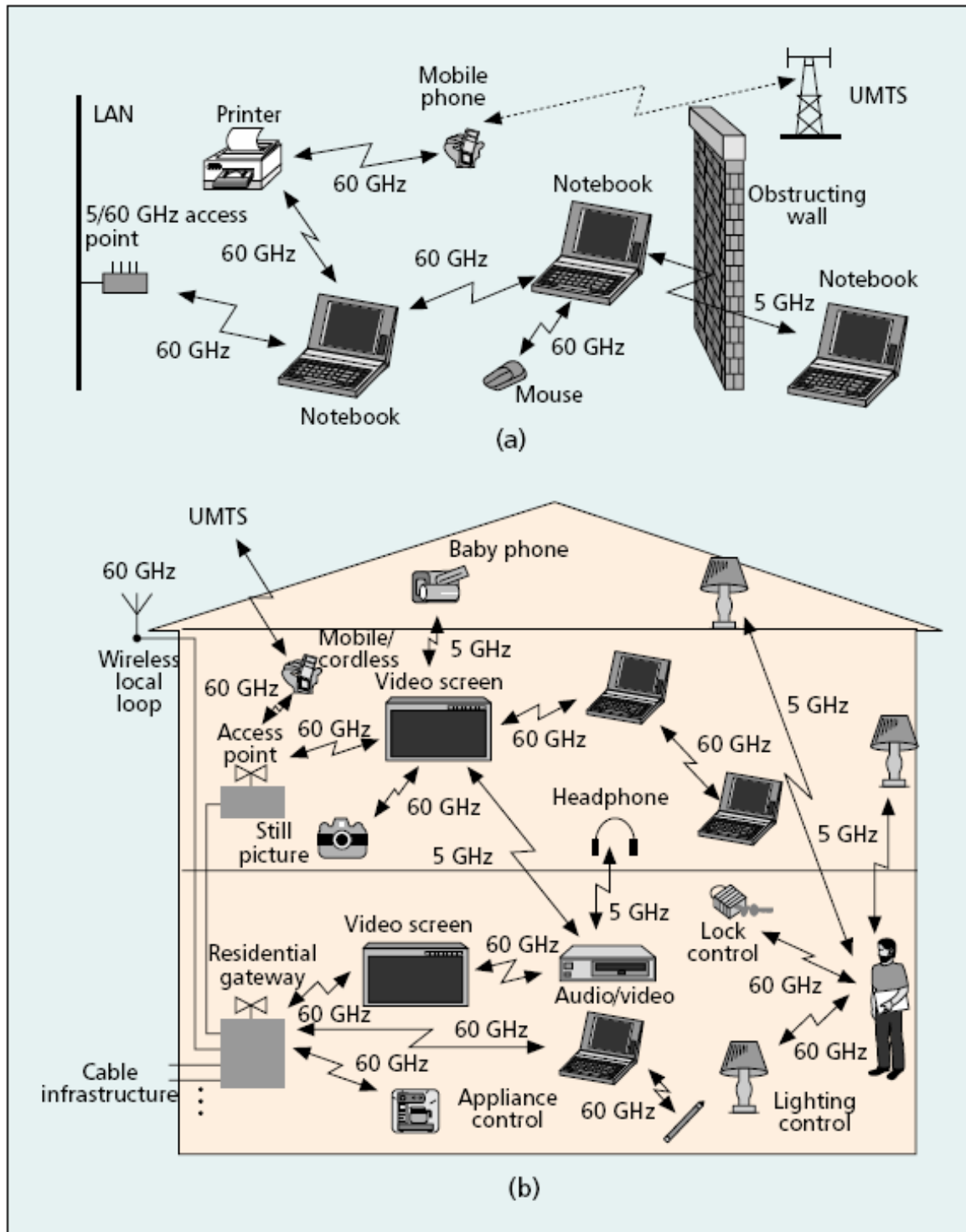
Για τις τοπικές επικοινωνίες πολλών χρηστών, η ζώνη 60 GHz είναι ειδικού ενδιαφέροντος, εκτός του γεγονότος μεγάλου εύρους φάσματος, λόγω του χαρακτηριστικού της συγκεκριμένης απόσβεσης λόγω του ατμοσφαιρικού οξυγόνου 10–15 dB/km. Το γεγονός αυτό καθιστά τη ζώνη 60 GHz ακατάλληλη για μεγάλης ακτίνας επικοινωνίες (> 2 km) και έτσι μπορεί να αφιερωθεί εξ ολοκλήρου για μικρής ακτίνας επικοινωνίες (< 1 km). Για τις μικρές αποστάσεις που πρέπει να καλυφθούν σε ένα εσωτερικό περιβάλλον (< 50 m) η 10–15 dB/km απόσβεση δεν ασκεί σημαντική επίδραση [4].

Πιθανώς, μπορεί να χρειάζεται ταυτόχρονη ανάγκη για μεγάλο εύρος ζώνης και για μετάδοση δεδομένων σε μεγάλες αποστάσεις μπορεί να γίνει εφαρμογή λειτουργίας σε δύο μπάντες (π.χ. 60 GHz και 5 GHz). Έχουν γίνει προτάσεις για ένα τέτοιο σενάριο [4] και εφαρμογή αυτού φαίνεται στην εικόνα 2.

1.2.2 Εφαρμογή της OFDM τεχνικής

Όταν χαμηλού ή μέσου κέρδους κεραίες χρησιμοποιούνται, η χρήση εξισορροπητών (equalizers) με απλό φέρον (single-carrier) ή ένα σχέδιο μετάδοσης πολλαπλού φέροντος πρέπει να εφαρμοστεί για να επιτρέψει αξιόπιστη μεγάλη μετάδοση σε ένα εσωτερικό περιβάλλον. Πιθανώς η καταλληλότερη τεχνική για υψηλής ταχύτητας μετάδοση στα 60 GHz είναι η ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplex - OFDM). Αυτή η τεχνική χωρίζει ένα ευρείας ζώνης κανάλι συχνοτικά επιλεκτικό (frequency selective) σε μια ομάδα μη συχνοτικά επιλεκτικών περιορισμένης ζώνης κανάλια, που την καθιστά ιδανική για την αντιμετώπιση μεγάλων διασπορών καθυστέρησης, με τη διατήρηση ορθογωνιότητας στην περιοχή της συχνότητας. Μια από τις ελκυστικές ιδιότητες της OFDM τεχνικής είναι ότι, για μια ορισμένη διασπορά καθυστέρησης, η πολυπλοκότητα ενός διαποδιαμορφωτή (modem) OFDM σε σχέση με το ρυθμό δυαδικών ψηφίων (bitrate) δεν αυξάνεται τόσο γρήγορα όσο η πολυπλοκότητα ενός συστήματος απλού φέροντος με εξισορροπητή. Ο λόγος είναι ότι όταν διπλασιάζεται το bitrate, η πολυπλοκότητά του εξισορροπητή αυξάνεται ανάλογα με την τέταρτη δύναμη του bitrate, ενώ η πολυπλοκότητα του OFDM αυξάνεται μόνο ελαφρώς γρηγορότερα από γραμμικά [4]. Αυτό το καθιστά ευκολότερο να εφαρμοστεί σε modems,

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος



Εικόνα 2 α) Σενάριο χρήσης συστήματος 5/60 GHz για εφαρμογές σε περιβάλλον γραφείου, β) Σενάριο χρήσης συστήματος 5/60 GHz για εφαρμογές σε οικιακό περιβάλλον [4].

Κεφάλαιο 1 Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

τα οποία πρέπει να χειριστούν περισσότερο από 50 nsec rms διασπορά καθυστέρησης με bitarate που υπερβαίνουν τα 20 Mbps. Μια άλλη ιδιότητα της OFDM τεχνικής που την καθιστά πολύ ελκυστική είναι η εύκολη εξελιξιμότητά και παραμετροποίησή της σε διαφορετικά περιβάλλοντα, εύρη ζώνης ή bitrate. Αυτό δίνει τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί ταυτόχρονα για διάφορες εφαρμογές .

Λόγω της διασπορά Doppler το bitrate ανά υπο-φέρον (subcarrier) OFDM πρέπει να είναι επάνω από ένα ορισμένο ελάχιστο προκειμένου να αποφευχθεί η σημαντική απώλεια συνοχής για μεμονωμένα λαμβανόμενα σύμβολα σε έναν σύμφωνο (coherent) δέκτη. Για μια μετατόπιση Doppler 1200 Hz, όπως μπορεί να αναμένεται σε ένα εσωτερικό περιβάλλον, η απόδοση του δέκτη δεν επηρεάζεται σημαντικά από τη μετατόπιση Doppler εφ' όσον κάθε subcarrier μεταδίδει τουλάχιστον 30 ksymbols/s [4].

Στο επόμενο κεφάλαιο θα αναλυθεί η OFDM τεχνική και γιατί είναι κατάλληλη να εφαρμοστεί για υψηλής ταχύτητας μετάδοση στα 60 GHz. Θα συζητηθούν τα πλεονεκτήματα της τεχνικής αυτής και τα πιθανά μειονεκτήματα της.

2. Orthogonal Frequency division Multiplexing

2.1 Η ιστορία της OFDM τεχνικής

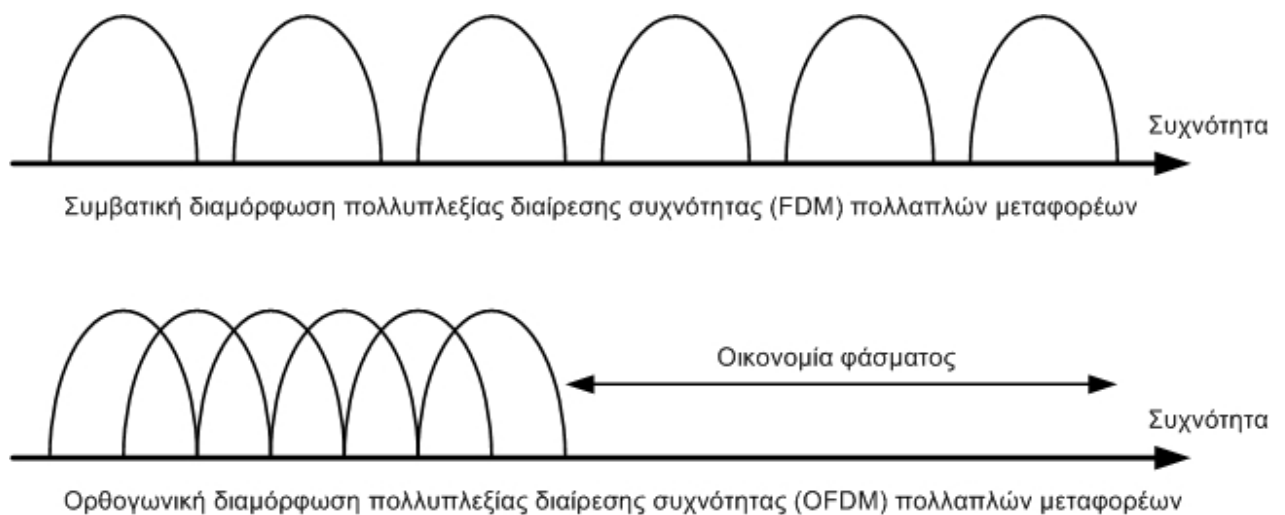
Στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε μία μελέτη του ασύρματου διαύλου και των εγγενών προβλημάτων που θέτει στη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών σημάτων. Για να επιτευχθούν υψηλές ταχύτητες μετάδοσης και παράλληλα να διασφαλιστεί η ακριβής μετάδοση των δεδομένων δεν αρκεί, όπως θα διαπιστωθεί παρακάτω, ένα σύστημα απλού φέροντος (όπου ολόκληρη η πληροφορία μεταφέρεται σε μία και μοναδική συχνότητα). Ως εκ τούτου, δημιουργήθηκε η ανάγκη να χρησιμοποιηθεί ένα σύστημα πολλαπλών φερόντων (όπου η πληροφορία διαμοιράζεται σε πολλές συχνότητες) που θα είναι σε θέση να αντιμετωπίσει τα εμπόδια που το ασύρματο περιβάλλον θέτει και ένα σύστημα απλού φέροντος δεν είναι σε θέση να αντιμετωπίσει, αποτελεσματικά.

Η έννοια της χρησιμοποίησης της παράλληλης μετάδοσης πληροφορίας με τη βοήθεια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Multiplexing - FDM) δημοσιεύθηκε στα μέσα της δεκαετίας του '60 [5,6]. Ενδιαφέρον για αυτή την φερέλιδα τεχνική και κάποια πρόωμη ανάπτυξη είχε ξεκινήσει στη δεκαετία του '50. Ένα αμερικάνικο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας συμπληρώθηκε και εκδόθηκε τον Ιανουάριο, του 1970 [7]. Η ιδέα ήταν να χρησιμοποιηθούν παράλληλα ρεύματα πληροφορίας και FDM με επικάλυψη υποκαναλιών [7] (σχ. 6) για να αποφευχθεί η χρήση εξισοροποιητή (equalizer) υψηλής ταχύτητας και για να καταπολεμηθεί ο ωστικός θόρυβος (impulse noise) και η πολλαπλών διοδεύσεων παραμόρφωση (βλ. §1.2.2) καθώς επίσης και για να χρησιμοποιήσει πλήρως το διαθέσιμο εύρος ζώνης (σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα FDM που δεν χρησιμοποιούν επικάλυψη υποκαναλιών). Η αρχή των παράλληλων ρευμάτων πληροφορίας στηριζόταν στο γνωστό ρητό *Divide et Impera* (διαίρει και βασίλευε) και θα γίνει κατανοητό στις επόμενες παραγράφους.

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Οι αρχικές εφαρμογές ήταν στις στρατιωτικές επικοινωνίες (KINEPLEX [8], ANDEFT [9], KATHRYN [10]). Στον τηλεπικοινωνιακό τομέα, ο όρος διακριτός πολυ-τόνος (Discrete Multi-Tone), πολυδιαυλική διαμόρφωση (Multichannel Modulation) και διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων (Multi Carrier Modulation) είναι ευρέως χρησιμοποιούμενα και μερικές φορές ομότιμης σημασίας με την OFDM τεχνική. Στην OFDM τεχνική, κάθε φέρον είναι ορθογώνιο με όλα τα άλλα φέροντα. Εντούτοις, αυτή η προϋπόθεση δεν διατηρείται πάντα στο MCM. Η OFDM τεχνική είναι μια βέλτιστη έκδοση των παραπάνω πολλαπλών φερόντων σχεδίων μετάδοσης.

Οι Weinstein και Ebert [11] εφάρμοσαν το διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT) για να παραλληλίσουν το σύστημα μετάδοσης στοιχείων ως τμήμα της διαδικασίας διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Εκτός από την εξάλειψη των ταλαντωτών φερόντων και των συνελκτικών αποδιαμορφωτών που απαιτούνταν από ένα σύστημα FDM, μια απολύτως ψηφιακή εφαρμογή θα μπορούσε να κατασκευαστεί γύρω από ένα εξειδικευμένο hardware εκτελώντας το γρήγορο μετασχηματισμό Fourier (FFT). Οι πρόσφατες πρόοδοι στην τεχνολογία VLSI επιτρέπουν την κατασκευή μεγάλων ταχυτήτων chip που μπορούν να εκτελούν μεγάλο μέγεθος FFT, σε χαμηλό κόστος.



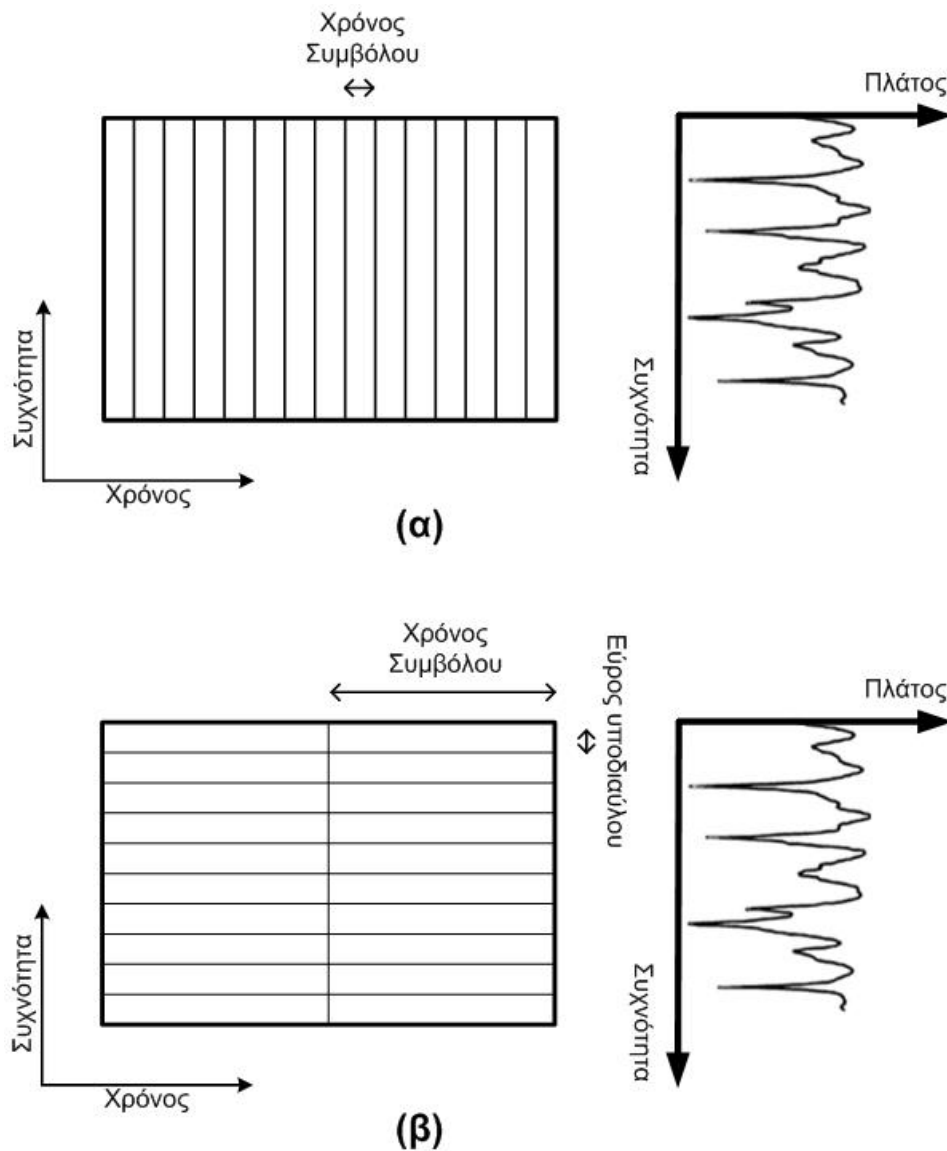
Σχήμα 6 Σύγκριση χρησιμοποίησης διαθέσιμου εύρους ζώνης για FDM και OFDM.

Στη δεκαετία του '80, η OFDM τεχνική μελετήθηκε για μεγάλης ταχύτητας modems, τις ψηφιακές κινητές τηλεπικοινωνίες και την υψηλής πυκνότητας ψηφιακή εγγραφή [12]. Ένα από τα συστήματα χρησιμοποίησε έναν πειραματικό (πilotικό) τόνο για τη σταθεροποίηση του φέροντος και τον έλεγχο συχνότητας ρολογιού [13]. Διάφορα γρήγορα modems αναπτύχθηκαν για τα τηλεφωνικά δίκτυα [14].

Στη δεκαετία του '90, η OFDM τεχνική χρησιμοποιήθηκε για ευρείας ζώνης μετάδοση πληροφορίας σε ραδιοκάναλια FM, στις ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές υψηλού-ρυθμού (HDSL, 1,6 Mbps), στις ασύμμετρες ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές (ADSL, έως 6 Mbps), σε πολύ μεγάλου ρυθμού ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές (VHDSL, 100 Mbps), στον ραδιοφωνικό ψηφιακό ήχο (DAB) και επίγεια αναμετάδοση HDTV [15].

2.2 Ποιοτική ανάλυση της OFDM τεχνικής

Στο επόμενο σχήμα (σχ. 7) φαίνεται η επίδραση της υιοθέτησης ενός συστήματος πολλαπλού φέροντος (multicarrier). Για ένα δεδομένο ρυθμό πληροφορίας (data rate), αυξάνοντας τον αριθμό φερόντων μειώνεται ο ρυθμός πληροφορίας που κάθε μεμονωμένο φέρον πρέπει να μεταβιβάσει και ως εκ τούτου (για ένα δεδομένο σύστημα διαμόρφωσης) επιμηκύνει την περίοδο συμβόλων. Αυτό σημαίνει ότι η ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) επηρεάζει σε μικρότερο ποσοστό κάθε σύμβολο καθώς ο αριθμός των φερόντων και άρα ο ρυθμός συμβόλων μεγαλώνει. Για ένα σύστημα απλού φέροντος (single carrier), οι χρονικές αποκρίσεις των συμβόλων επικαλύπτονται και συνεπώς προκαλούν ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) και αυτό φαίνεται και από την frequency-selective απόκριση του ραδιοδιαύλου. Το multicarrier σύστημα είναι ισχυρό ενάντια σε αυτή τη φυσική επίδραση και οι επιπτώσεις της ενδοσυμβολικής παρεμβολής περιορίζονται.



Σχήμα 7 Η βελτίωση απόδοσης λόγω υιοθέτησης multicarrier συστήματος. (α) single-carrier σύστημα σε δίαυλο με frequency selective απόκριση συχνότητας, (β) multi-carrier σύστημα σε δίαυλο με frequency selective απόκριση συχνότητας.

Σε ένα συμβατικό σειριακό σύστημα, τα σύμβολα διαβιβάζονται διαδοχικά, με το φάσμα συχνότητας κάθε συμβόλου πληροφορίας να επιτρέπεται να καταλαμβάνει ολόκληρο το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Σε ένα παράλληλο σύστημα μετάδοσης στοιχείων τα διάφορα σύμβολα διαβιβάζονται συγχρόνως, το οποίο προσφέρει τη δυνατότητα να αντιμετωπίζονται πολλά από τα προβλήματα που εμφανίζονται στα σειριακά συστήματα.

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Με την OFDM τεχνική, η πληροφορία διαιρείται μεταξύ μεγάλου αριθμού κοντινών κατά διαστήματα χωρισμένων φερόντων. Αυτό αποτελεί το "πολυπλεξία διαίρεση συχνότητας" (Frequency Division Multiplexing - FDM) μέρος του ονόματος της OFDM τεχνικής. Αυτό δεν σημαίνει ότι αποτελεί μια τεχνική πολλαπλής πρόσβασης (multiple access technique), δεδομένου ότι δεν υπάρχει κανένα κοινό μέσο που μοιράζεται. Μια ενιαία πηγή στοιχείων γεμίζει ολόκληρο το εύρος ζώνης. Αντί να έχουμε διαβίβαση με σειριακό τρόπο, η πληροφορία μεταφέρεται παράλληλα. Μόνο ένα μικρό ποσοστό της πληροφορίας μεταφέρεται από κάθε φέρον και με αυτή τη μείωση του ρυθμού δυαδικών ψηφίων ανά φέρον (όχι το συνολικό ρυθμό δυαδικών ψηφίων) η επιρροή της ενδοσυμβολικής παρεμβολής μειώνεται σημαντικά. Σε γενικές γραμμές, πολλά σχέδια διαμόρφωσης θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για να διαμορφώσουν την πληροφορία σε χαμηλό ρυθμό δυαδικών ψηφίων επάνω σε κάθε φέρον.

Λόγω της διαίρεσης ολόκληρου του εύρους ζώνης καναλιών σε πολλές στενές υποζώνες, η απόκριση συχνότητας πέρα από κάθε μεμονωμένη υποζώνη είναι σχετικά επίπεδη. Δηλαδή το εύρος ζώνης του υποδιαύλου είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής B_c (correlation bandwidth). Δεδομένου ότι κάθε υποκανάλι καλύπτει μόνο ένα μικρό μέρος του αρχικού εύρους ζώνης, ο εξισορροπητής (equalizer) είναι ενδεχομένως απλούστερος απ'ό,τι σε ένα σειριακό σύστημα στοιχείων απλού φέροντος (single carrier) ή αν σχεδιαστεί κατάλληλα το σύστημα δεν υπάρχει ανάγκη για equalizers. Ένας απλός αλγόριθμος εξισορρόπησης μπορεί να ελαχιστοποιήσει τη μέση τετραγωνική παραμόρφωση σε κάθε υποδιάυλο καθώς επίσης η εφαρμογή διαφορικής κωδικοποίησης μπορεί να καταστήσει πιθανό να αποφευχθεί εντελώς η χρήση equalizer [11]. Αυτό επιτρέπει την ακριβή αναδημιουργία της πλειοψηφίας των συμβόλων, ακόμη και χωρίς διόρθωση λάθους (Forward Error Correction).

Επιπλέον, με τη χρησιμοποίηση ενός διαστήματος προστασίας (guard time interval) η ευαισθησία του συστήματος στην καθυστέρηση (delay spread) μπορεί να μειωθεί, όπως θα εξηγηθεί και παρακάτω.

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Σε ένα κλασσικό παράλληλο σύστημα, η συνολική ζώνη συχνότητας σημάτων διαιρείται σε N μη αλληλοεπικαλυπτόμενα υποκανάλια. Κάθε υποκάνάλι είναι διαμορφωμένο με ένα ξεχωριστό σύμβολο και, κατόπιν, τα N υποκανάλια πολυπλέκονται στη συχνότητα. Υπάρχουν 2 τρόποι που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να χωρίσουν τις υποζώνες:

1. Χρήση φίλτρων για να χωριστούν εντελώς οι υποζώνες. Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται από τη συμβατική τεχνολογία FDM. Ο περιορισμός της εφαρμογής φίλτρων αναγκάζει το εύρος ζώνης κάθε υποζώνης για να είναι ίσο με $(1 + \alpha) \cdot f_m$, όπου α είναι ο παράγοντας roll-off και f_m είναι το εύρος ζώνης Nyquist. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι ότι είναι δύσκολο να κατασκευαστεί ένα αντιστοιχημένο φίλτρο (matched filter) όταν ο αριθμός φερόντων είναι μεγάλος.

2. Χρήση διακριτού μετασχηματισμού κατά Fourier (DFT) για να διαμορφωθούν και να αποδιαμορφωθούν τα παράλληλα στοιχεία, κάτι που συνεπάγεται εκμετάλλευση της ορθογωνιότητας. Τα μεμονωμένα φάσματα είναι τώρα συναρτήσεις *sinc*. Η τεχνική FDM επιτυγχάνεται, όχι με το ζωνοπερατό φιλτράρισμα, αλλά με την baseband επεξεργασία. Χρησιμοποιώντας αυτήν την μέθοδο, και ο πομπός και ο δέκτης μπορούν να κάνουν χρήση αποδοτικών τεχνικών FFT που μειώνουν τον αριθμό διαδικασιών από το N^2 στον DFT, κάτω σε $N \log N$.

Η τεχνική OFDM μπορεί να οριστεί απλά ως μια μορφή διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων (multicarrier modulation) όπου το διάστημα μεταξύ των φερόντων επιλέγεται προσεκτικά έτσι ώστε κάθε φέρον να είναι ορθογώνιο στα άλλα φέροντα. Αυτό αποτελεί το "ορθογώνιο" μέρος του ονόματος της OFDM τεχνικής. Όπως είναι ευρέως γνωστό, τα ορθογώνια σήματα μπορούν να χωριστούν στο δέκτη από τις τεχνικές συσχετισμού και ως εκ τούτου η ενδοσυμβολική παρεμβολή μεταξύ των καναλιών μπορεί να καταπολεμηθεί. Ορθογωνιότητα μπορεί να επιτευχθεί με προσεκτική επιλογή των διαστημάτων μεταξύ των φερόντων, όπως να αφήσουμε τα διαστήματα που χωρίζουν τα φέροντα να είναι ίσα με το αντίστροφο της χρήσιμης περιόδου συμβόλων². Η

² Χωρίς δηλαδή το χρονικό διάστημα- προστασίας (guard interval).

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

μαθηματική διατύπωση των ορθογώνιων συχνοτήτων φερόντων δίνεται αναλύεται στο [5] και περιληπτικά περιγράφεται παρακάτω.

Ενώ ένα σύστημα που υλοποιεί μετάδοση OFDM λύνει το πρόβλημα της ενδοσυμβολικής παρεμβολής, με χρήση κυκλικού προθέματος –όπως αναφέρθηκε παραπάνω και θα εξηγηθεί παρακάτω- και με προσεχτική επιλογή των παραμέτρων του συστήματος, έχει να αντιμετωπίσει και το πρόβλημα της ενδοπαρεμβολής φερόντων (Intercarrier Interference - ICI), δηλαδή η παρεμβολή μεταξύ όμορων φερόντων, που προκαλείται από την απώλεια της ορθογωνιότητας των φερόντων λόγω αστάθειας στη συχνότητα φέροντος, timing offset (μετατόπιση συχνότητας) ή λόγω θορύβου φάσης και γενικότερα λόγω έλλειψης ακριβούς συγχρονισμού πομπού-δέκτη. Η ISI και η ICI είναι δυικά ανάλογα (duals). Η ISI εμφανίζεται στο πεδίο του χρόνου και η ICI στο πεδίο της συχνότητας. Η ενδοπαρεμβολή φερόντων είναι το μεγαλύτερο πρόβλημα ενός συστήματος πολλαπλών φερόντων και πρέπει να λαμβάνεται σοβαρά υπόψη κατά την σχεδίαση ενός OFDM συστήματος.

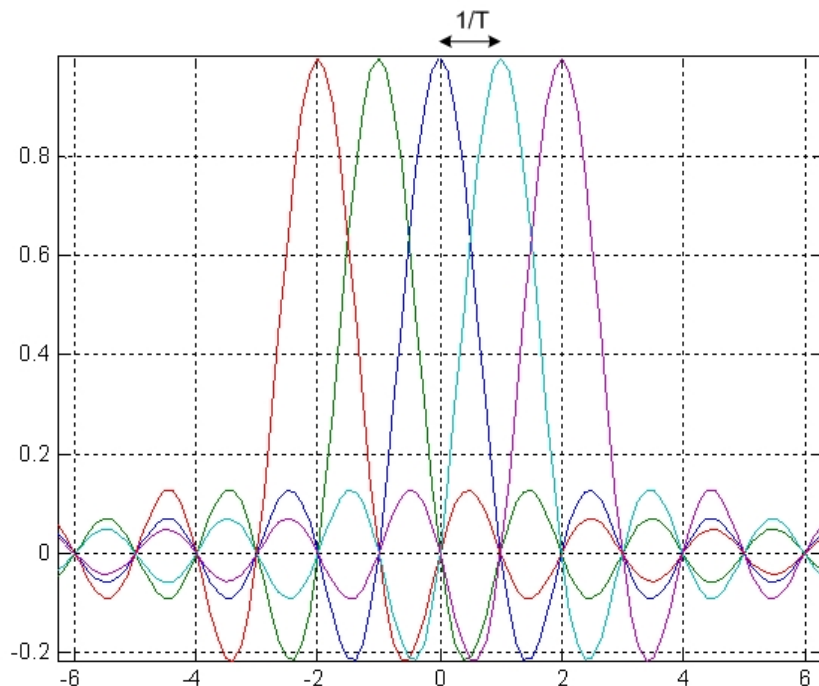
2.2.1 Η σημασία της κωδικοποίησης

Η τεχνική που θα μελετηθεί σε αυτή την εργασία είναι η κωδικοποιημένη ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Coded OFDM - COFDM). Ο λόγος για τον οποίο θα γίνει χρήση κάποιου κώδικα διόρθωσης λαθών είναι γιατί η διανομή της πληροφορίας σε πολλά φέροντα σημαίνει ότι η εκλεκτική διάλειψη (selective fading) θα στην λήψη λανθασμένων bits. Με τη χρησιμοποίηση ενός κώδικα διόρθωσης λάθους, που προσθέτει πλεονάζοντα bits στο πομπό, είναι δυνατό να διορθωθούν πολλά ή όλα τα bits που παραλήφθηκαν λανθασμένα. Η πληροφορία, που διαβιβάζεται από ένα από τα αλλοιωμένα φέροντα, διορθώνεται επειδή το μέρος του συμβόλου που αφορούν κώδικα διόρθωσης λάθους διαβιβάζονται σε ένα διαφορετικό μέρος του σήματος (ελπίζοντας ότι δεν θα πάσχει από την ίδια βαθιά διάλειψη). Υπάρχουν πολλοί τύποι κωδικών διόρθωσης λάθους, οι οποίοι θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν (block codes, convolutional codes, συνδυασμός των δύο).

Ο τυπικός ασύρματος δίαυλος παρουσιάζει διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές και συνεπώς τα υποφέροντα (subcarriers) θα έχουν διαφορετικά πλάτη. Συχνά παρουσιάζονται βαθιές διαλείψεις σε συγκεκριμένη περιοχή του φάσματος και επομένως συγκεκριμένα υποφέροντα, λόγω ασύρματος διαύλου, παρουσιάζονται ως λιγότερο αξιόπιστα. Έτσι τα λάθη ριπής (burst errors) δεν είναι τυχαιοποιημένα. Οι περισσότεροι κώδικες διόρθωσης λαθών δεν έχουν σχεδιαστεί να αντιμετωπίζουν τα λάθη ριπής. Έτσι σε συνδυασμό με ένα κώδικα διόρθωσης λαθών χρησιμοποιείται και η τεχνική interleaving («ανακάτεμα» των bits) που τυχαιοποιεί την εμφάνιση των λαθών ριπής [16]. Για επιπλέον ανάλυση ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στις §2.3.1 και §2.4.4.

2.2.2 Η σημασία της ορθογωνιότητας

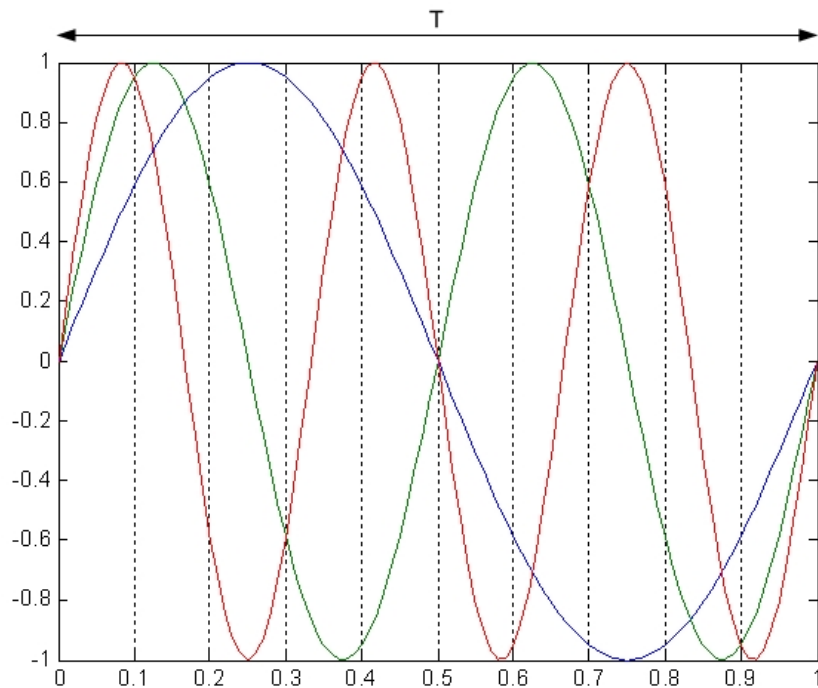
Το "ορθογώνιο" μέρος του ονόματος OFDM δείχνει ότι υπάρχει μια ακριβής μαθηματική σχέση μεταξύ των συχνοτήτων των φερόντων στο σύστημα. Σε ένα κανονικό σύστημα FDM, τα φέροντα χωρίζονται κατά διαστήματα, μακριά το ένα από το άλλο όπως φαίνεται στο σχ. 6, με τέτοιο τρόπο ώστε τα σήματα να μπορούν να παραληφθούν χρησιμοποιώντας συμβατικά φίλτρα και αποδιαμορφωτές. Σε τέτοιους δέκτες, οι ζώνες προστασίας πρέπει να εισαχθούν μεταξύ των διαφορετικών φερόντων, και η εισαγωγή αυτών των ζωνών προστασίας (guard bands) φέρνει ως αποτέλεσμα στη περιοχή συχνότητας μείωση της αποδοτικότητας της χρήσης του φάσματος.



Σχήμα 8 OFDM φάσμα μετάδοσης.

Είναι δυνατό, εντούτοις, να τακτοποιηθούν τα φέροντα σε ένα σήμα OFDM έτσι ώστε οι πλευρικές ζώνες συχνοτήτων των μεμονωμένων φερόντων να επικαλύπτονται και τα σήματα να μπορούν ακόμα να παραληφθούν χωρίς παρακείμενη ενδοπαραεμβολή φερόντων (intercarrier interference). Προκειμένου να γίνει αυτό τα φέροντα πρέπει να είναι από μαθηματική άποψη ορθογώνια (Σχ. 8).

Ο δέκτης ενεργεί ως συστοιχία αποδιαμορφωτών, που μεταφράζουν κάθε φέρον. Το προκύπτον σήμα έπειτα ενσωματώνεται κατά τη διάρκεια μιας περιόδου συμβόλων για να ανακτηθεί η ακατέργαστη πληροφορία (raw data). Εάν τα άλλα φέροντα “κτυπούν” σε συχνότητες που, στη χρονική περιοχή (time domain), έχουν ακέραιο αριθμό κύκλων στην περίοδο συμβόλου (τ), τα αποτελέσματα της διαδικασίας ολοκλήρωσης οδηγούν σε μηδενικό αποτέλεσμα για όλα αυτά τα φέροντα. Κατά συνέπεια τα φέροντα είναι γραμμικά ανεξάρτητα (δηλ. ορθογώνια) εάν το διάστημα φερόντων είναι πολλαπλάσιο του $1/\tau$ ($\Delta f = k / \tau$, k φυσικός αριθμός).



Σχήμα 9 Η κυματομορφή των φερόντων σε μια μετάδοση OFDM.

Από μαθηματική άποψη, υποθέστε ότι έχουμε ένα σύνολο σημάτων ψ , όπου ψ_p είναι το p -στοιχείο του συνόλου. Τα σήματα είναι ορθογώνια εάν

$$\int_a^b \Psi_p(t) \Psi_q^*(t) dt = 0, p \neq q$$

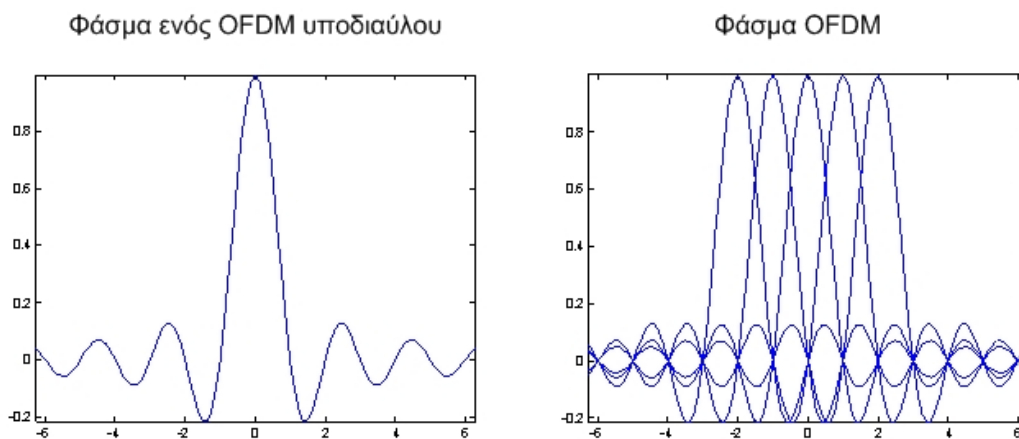
όπου * δείχνει το μιγαδικό συζυγή και το διάστημα $[a, b]$ είναι μια περίοδος συμβόλων. Η περίπτωση που μας ενδιαφέρει στη προκειμένη περίπτωση είναι :

$$\int_0^{T_s} e^{j2\pi f_p t} \cdot e^{-j2\pi f_q t} dt = 0, p \neq q$$

Όπου $f_k = k / T_s$.

2.3 Αναλυτική περιγραφή της OFDM τεχνικής

Όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο (*Ποιοτική ανάλυση της OFDM τεχνικής*), ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεση συχνότητας (Orthogonal frequency division multiplexing - OFDM) είναι μία τεχνική παράλληλης μετάδοσης, όπου μία υψηλού ρυθμού σειριακή ροή πληροφορίας χωρίζεται σε ένα σύνολο χαμηλού ρυθμού ροές πληροφορίας, που το καθένα έχει διαμορφωθεί από ένα μοναδικό υπο-φέρων (subcarrier) (που αυτό υπονοεί την πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας –FDM του ονόματος OFDM). Με αυτό τον τρόπο, το εύρος ζώνης κάθε υποδιαύλου γίνεται μικρότερο σε σχέση με το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth, βλ. §1.2.2) του διαύλου και έτσι ο υποδιαύλος γύρω από κάθε αντίστοιχο υπό-φέρων παρουσιάζει επίπεδη διάλειψη (flat-fading), το οποίο οδηγεί στη χρήση απλή (ή και καθόλου) εξισορρόπησης (equalization). Στο πεδίο του χρόνου αυτό μεταφράζεται από το γεγονός ότι η περίοδος ενός συμβόλου γίνεται μεγαλύτερη συγκρινόμενη από διασπορά καθυστέρησης (delay spread) του ασύρματου διαύλου.



Σχήμα 10 Παραδείγματα OFDM φασμάτων (α) ενός μεταφορέα (β) 5 μεταφορέων. Στην κεντρική συχνότητα κάθε υποδιαύλου, δεν υπάρχει ενδοπαρεμβολή (crosstalk) από τους άλλους υποδιαύλους.

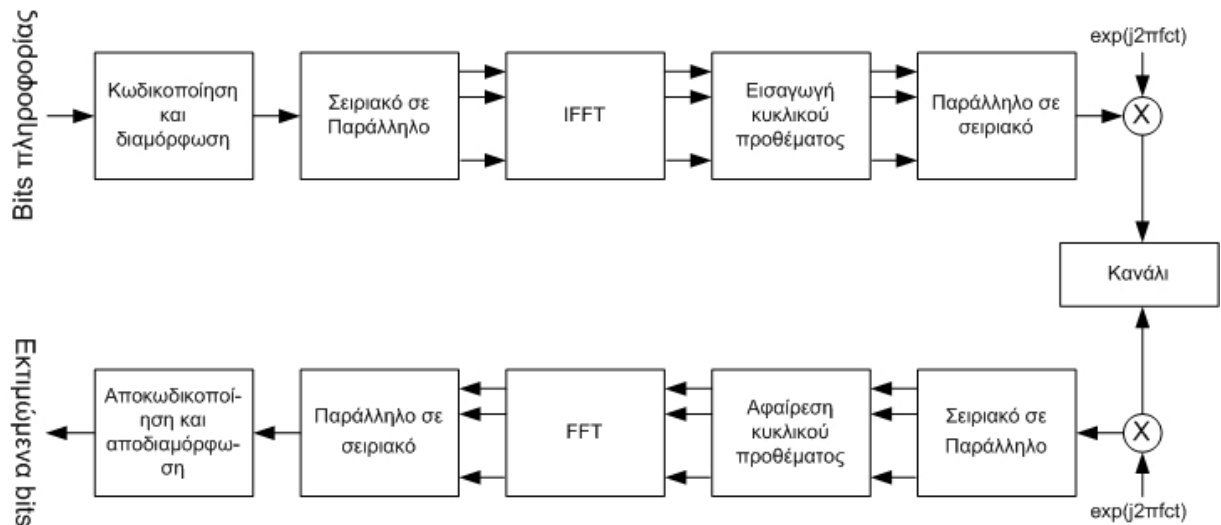
Επιπλέον επιλέγοντας ένα σύνολο ορθογώνιων μεταξύ τους υπο-φερόντων, επιτυγχάνεται υψηλή φασματική απόδοση, διότι τα φάσματα των υπο-φερόντων

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

επικαλύπτονται, ενώ παράλληλα αποφεύγεται η μεταξύ των παρεμβολή (ενδοπαρεμβολή φερόντων), όπως φαίνεται στο σχ. 10. Όπως θα συζητηθεί παρακάτω, εισάγοντας κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) (ειδική περίπτωση διαστήματος προστασίας –guard interval-) μπορεί να αποφευχθεί η ενδοσυμβολική παρεμβολή και να διατηρηθεί η ορθογωνιότητα σε ένα ασύρματο δίαυλο, που παρουσιάζει διαλείψεις.

2.3.1 Block διαγράμματος OFDM συστήματος

Στο σχ. 11 φαίνεται το απλοποιημένο block διάγραμμα ενός συστήματος που κάνει χρήση της OFDM τεχνικής, σε συνδυασμό με χρήση κωδικοποίησης διόρθωσης λαθών (Coded OFDM - COFDM).



Σχήμα 11 Απλοποιημένο block διάγραμμα OFDM συστήματος.

Εδώ γίνεται ενσωμάτωση τριών κυρίως αρχών :

1) Ο αντίστροφος διακριτός μετασχηματισμός Fourier (inverse discrete Fourier transform –IDFT-) και ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (discrete Fourier transform –DFT-) χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση, αντίστοιχα, των αστερισμών

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

πληροφορίας (data constellations) πάνω στα ορθογώνια υπο-φέροντα. Αυτοί οι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος αντικατέστησαν τις συστοιχίες διαμορφωτών και αποδιαμορφωτών, κάτι που είχαν προτείνει οι Weinstein και Ebert [11].

Ο μετασχηματισμός Fourier επιτρέπει να συσχετίζουμε σήματα στην περιοχή του χρόνου με σήματα στη περιοχή συχνότητας. Υπάρχουν διάφορες εκδόσεις του μετασχηματισμού Fourier, και η επιλογή γίνεται βάσει των ιδιαίτερων περιστάσεων της εργασίας.

Η συμβατική μετατροπή αφορά τα συνεχή σήματα που δεν περιορίζονται ούτε στις περιοχές χρόνου ούτε της συχνότητας. Εντούτοις, η επεξεργασία σήματος γίνεται ευκολότερη εάν τα σήματα δειγματοληπτούνται. Η δειγματοληψία των σημάτων απείρου φάσματος οδηγεί σε aliasing, και η επεξεργασία των σημάτων που δεν είναι χρονικά περιορισμένα οδηγεί σε προβλήματα με το διάστημα αποθήκευσης.

Για να αποφευχθεί αυτό, η πλειοψηφία της επεξεργασίας σήματος χρησιμοποιεί μια έκδοση του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT) [14,15]. Ο DFT είναι μια παραλλαγή του κανονικού μετασχηματισμού στον οποίο τα σήματα δειγματοληπτούνται και στο πεδίο του χρόνου και τις συχνότητας. Εξ ορισμού, η κυματομορφή στο χρόνο πρέπει να επαναλαμβάνεται συνεχώς, και αυτό οδηγεί σε ένα φάσμα συχνότητας που επαναλαμβάνεται συνεχώς στην περιοχή συχνότητας [13].

Ο γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (FFT) είναι απλά μια γρήγορη μαθηματική μέθοδος του DFT για εφαρμογές υπολογιστών. Είναι η διαθεσιμότητα αυτής της τεχνικής και η τεχνολογία που επιτρέπει να εφαρμοστεί στα ολοκληρωμένα κυκλώματα σε λογικό κόστος και η οποία έχει επιτρέψει στην OFDM τεχνική να αναπτυχθεί, όσο έχει αναπτυχθεί σήμερα. Η διαδικασία μετατροπής τους σήματος από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο συχνότητας γίνεται από τον ευθύ DFT, ενώ η αντίστροφη διαδικασία χρησιμοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier (Inverse DFT).

Αξίζει, επίσης, να σημειωθεί ότι ο κύριος λόγος που η τεχνική OFDM άργησε να διακριθεί ως μέθοδος είναι καθαρά πρακτικός. Ήταν δύσκολο να παραχθεί ένα τέτοιο

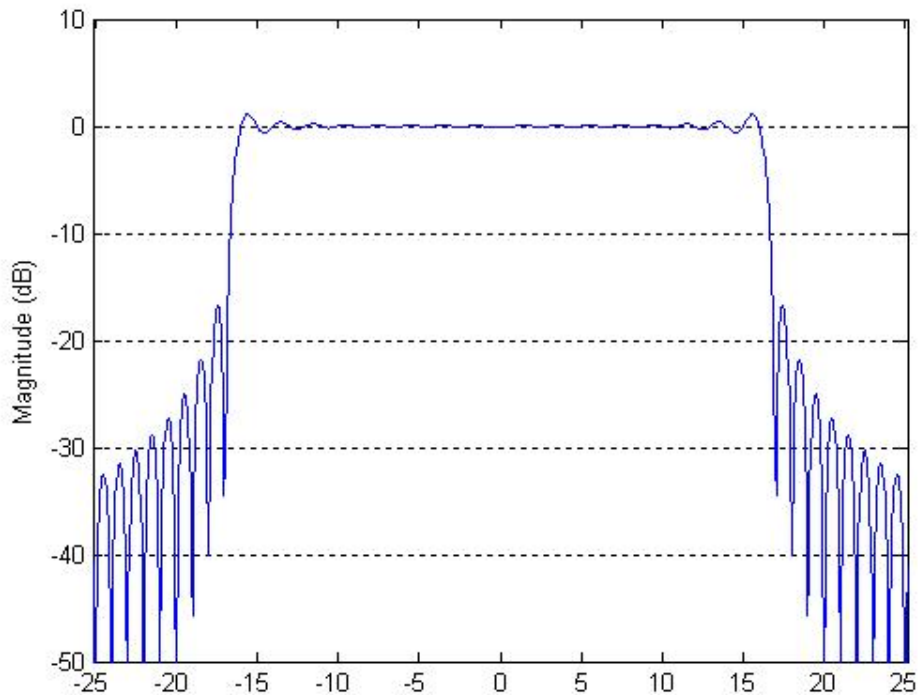
Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

σήμα και ήταν ακόμα πιο δύσκολο να ληφθεί και να αποδιαμορφωθεί. Η λύση χρήσης ειδικού hardware, το οποίο θα υλοποιήσει τους πολλαπλούς διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές, ήταν κάπως ανέφικτο να παραχθεί για συστήματα ευρείας χρήσης και κατανάλωσης.

Η δυνατότητα να καθοριστεί το σήμα στην περιοχή συχνότητας, με λογισμικό σε επεξεργαστές τεχνολογίας ολοκλήρωσης VLSI, και να παραχθεί σήμα που χρησιμοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier είναι το κλειδί στην τρέχουσα δημοτικότητα της τεχνικής OFDM. Η χρήση της αντίστροφης διαδικασίας στο δέκτη είναι ουσιαστική εάν φτηνοί και αξιόπιστοι δέκτες πρόκειται να είναι εύκολα διαθέσιμοι. Αν και οι αρχικές προτάσεις έγιναν πριν αρκετό καιρό [11], χρειάστηκε αρκετό καιρό για να επιτευχθεί η απαραίτητη τεχνολογία.

Στο πομπό, το σήμα θεωρείται ότι καθορίζεται στην περιοχή συχνότητας, λόγω της χρήσης στο πομπό του IFFT, που έχει ως είσοδο σήματα στο πεδίο της συχνότητας. Είναι ένα δειγματοληπτημένο ψηφιακό σήμα και καθορίζεται έτσι ώστε το διακριτό φάσμα Fourier να υπάρχει μόνο στις διακριτές συχνότητες. Κάθε φέρον OFDM αντιστοιχεί σε ένα στοιχείο αυτού του διακριτού φάσματος Fourier. Τα πλάτη και οι φάσεις των φερόντων εξαρτώνται από το σχήμα διαμόρφωσης (modulation scheme) των στοιχείων που διαβιβάζονται, και μπορεί να είναι BPSK, QPSK, 16QAM κ.τ.λ.

Να σημειωθεί, επίσης, ότι η είσοδος του IFFT είναι N ροές πληροφορίας (ήδη διαμορφωμένα από κάποιο σχήμα διαμόρφωσης). Η έξοδος του είναι N ροές πληροφορίας πάλι όπου η πληροφορία είναι διανεμημένη σε N ορθογώνια υπο-φέροντα (subcarriers). Μια αναπαράσταση αυτού φαίνεται στο σχ. 12.

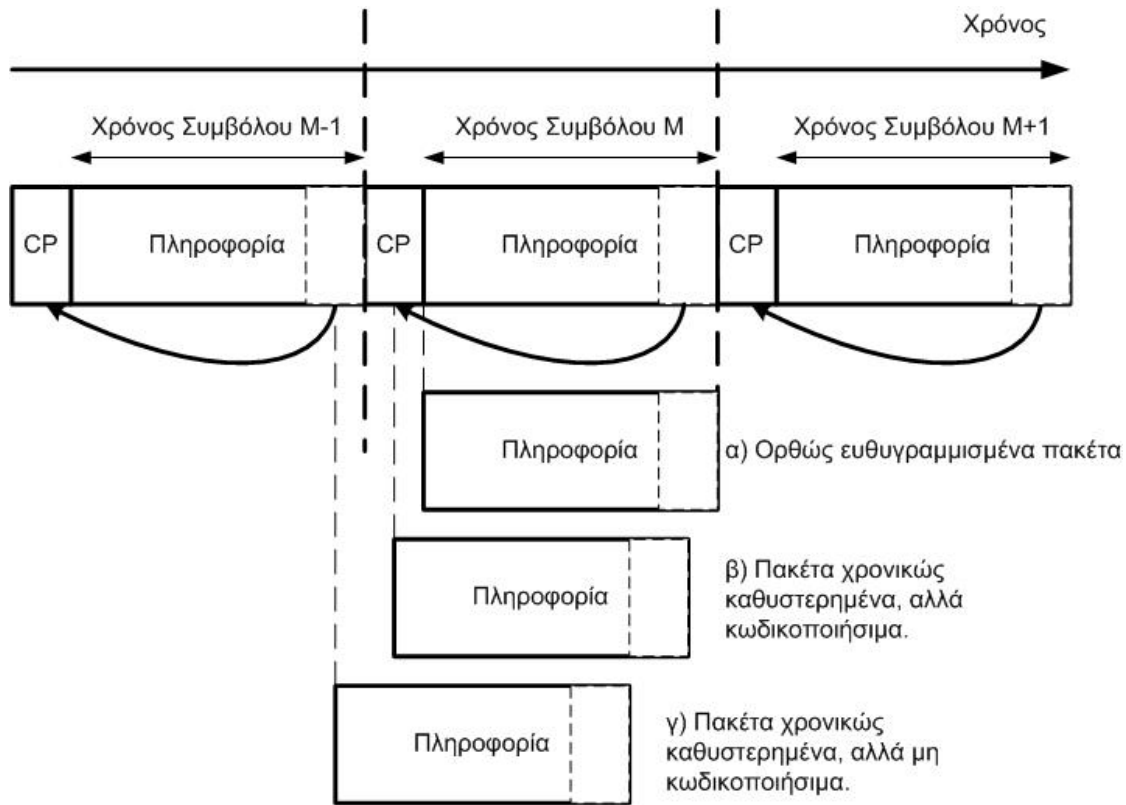


Σχήμα 12 Τυπικό παράδειγμα φάσματος ισχύος ενός OFDM σήματος (αριθμός μεταφορέων $N = 16$).

2) Η δεύτερη σημαντική αρχή είναι η εισαγωγή κυκλικού προθέματος (cyclic prefix), δηλαδή ειδική περίπτωση διαστήματος προστασίας (guard interval). Η ορθογωνιότητα των υποδιαύλων σε ένα σύστημα OFDM μπορεί να διατηρηθεί και οι μεμονωμένοι υποδιαύλοι μπορούν να χωριστούν εντελώς από το FFT στο δέκτη όταν δεν υπάρχει ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) και παρεμβολή μεταξύ των φερόντων (ICI) που εισάγεται από τη παραμόρφωση των καναλιών μετάδοσης. Στην πράξη αυτές οι προϋποθέσεις δεν μπορούν να επιτευχθούν στο ακέραιο. Δεδομένου ότι το φάσμα ενός OFDM σήματος δεν περιορίζονται (non-band limited) (λόγω της συνάρτησης $\text{sinc}(f)$), η γραμμική παραμόρφωση, που προκαλείται λόγω των πολλαπλών διοδεύσεων, προκαλεί διασπορά σε κάθε υποδιαύλο και έτσι διαδίδεται η ενέργεια στα παρακείμενα κανάλια και συνεπώς προκαλείται ISI. Μια απλή λύση είναι να αυξηθεί η διάρκεια συμβόλων ή ο αριθμός φερόντων έτσι ώστε η παραμόρφωση να γίνεται ασήμαντη. Εντούτοις, αυτή η μέθοδος μπορεί να είναι δύσκολο να εφαρμοστεί από την άποψη της σταθερότητας των

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

φερόντων, της μετατόπισης Doppler, του μεγέθους FFT και των φαινομένων καθυστέρησης (latency).



Σχήμα 13 Η επίδραση προσθήκης διαστήματος προστασίας στην ανοχή έλλειψης χρονισμού.

Ένας τρόπος για να αποτραπεί η ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) είναι να δημιουργηθεί ένα κυκλικά εκτεταμένο διάστημα προστασίας (σχήμα 13, 14), όπου κάθε σύμβολο OFDM προηγείται κατ' περιοδική επέκταση ένα ίδιο κομμάτι του σήματος. Η συνολική διάρκεια συμβόλων είναι τώρα $T_{total} = T_g + T$, όπου το T_g είναι το διάστημα προστασίας και το T είναι η χρήσιμη διάρκεια συμβόλων. Όταν το διάστημα προστασίας είναι μεγαλύτερο από την ωστική απόκριση του καναλιού ή από την πολλαπλών διαδεύσεων καθυστέρηση η ενδοσυμβολική παρεμβολή μπορεί να εξουδετερωθεί. Εντούτοις, η ενδοπαρεμβολή φερόντων ICI, λόγω έλλειψης συγχρονισμού πομπού-δέκτη, υπάρχει ακόμα.

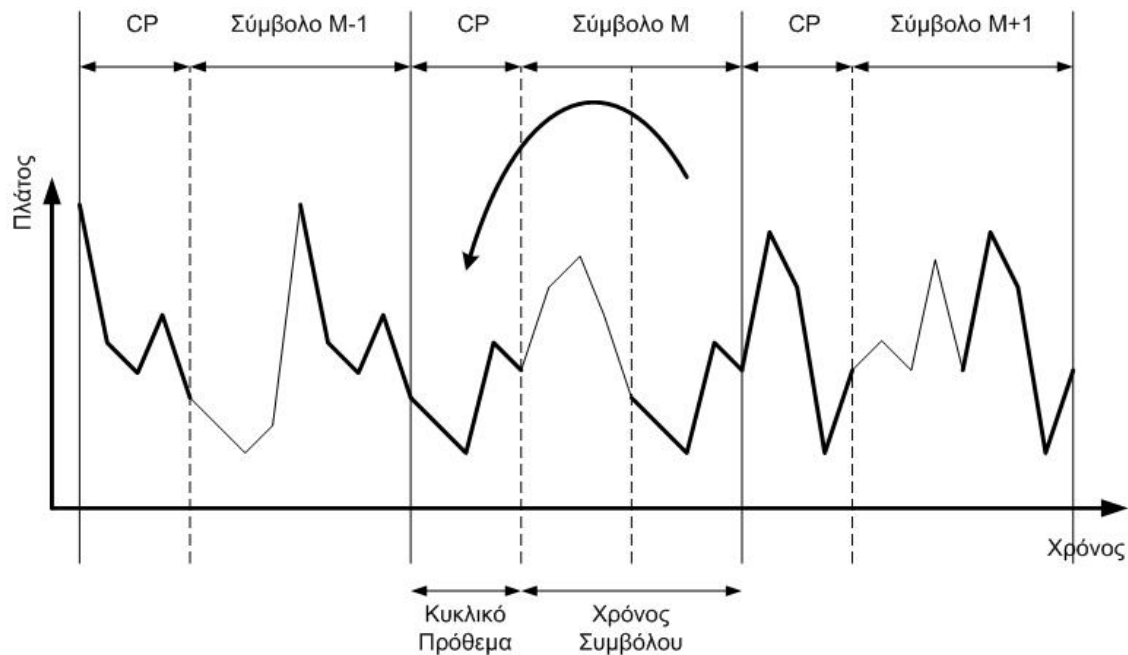
Όμως, η εισαγωγή διαστήματος προστασίας εισάγει και μια μείωση του SNR που δίνεται από τον τύπο:

$$SNR_{loss} = -10 \log \left(1 - \frac{T_g}{T_{total}} \right) \quad (2-1)$$

Επιπλέον, μειώνεται ο ρυθμός της ωφέλιμης πληροφορίας σε $R \left(1 - \frac{T_g}{T_{total}} \right)$. Σε μία ψηφιακή υλοποίηση, το διάστημα προστασίας T_g είναι πολλαπλάσιο N_{cp} του βασικού διαστήματος δειγματοληψίας $T_R = 1/R$.

Έτσι, η αναλογία του διαστήματος προστασίας και χρήσιμης διάρκειας συμβόλων εξαρτάται από την εφαρμογή, όπου θα γίνει η χρήση του συστήματος OFDM, και πρέπει να γίνεται μία συνετή επιλογή της. Δεδομένου ότι η εισαγωγή του διαστήματος προστασίας θα μειώσει το ρυθμό bits και θα εισάγει μείωση του SNR, το T_g είναι συνήθως λιγότερο από $T/4$.

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing



Σχήμα 14 Παράδειγμα διαστήματος προστασίας. Κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο μέρη. Το πραγματικό σήμα πληροφορίας περιέχεται στην ενεργή περιοχή (active period). Το δεύτερο τμήμα βρίσκεται στην αρχή και είναι αντίγραφο του τέλους του πραγματικού σήματος πληροφορίας.

Τέλος, οι λόγοι για να χρησιμοποιηθεί ένα κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) για το διάστημα προστασίας (guard interval) είναι:

- για να διατηρηθεί ο συγχρονισμός φερόντων του δέκτη,
- ότι το μεταδοθέν σήμα γίνεται «περιοδικό», γεγονός που οδηγεί στη χρήσης κυκλικής συνέλιξης με την ωστική απόκριση του διαύλου, ενώ τελικά το κυκλικό αφαιρείται στο δέκτη. Εν συνεχεία, εξαιτίας των ιδιοτήτων της κυκλικής συνέλιξης, η απόκριση σήματος του διαύλου θα είναι ο απλός πολλαπλασιασμός σημείο-προς-σημείο του μεταδιδόμενου σήματος με συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου.

3) Η τρίτη κρίσιμη αρχή που εφαρμόζεται είναι η κωδικοποίηση διόρθωσης λάθους (Forward error correction –FEC- coding) σε συνδυασμό με την τεχνική interleaving. Οι

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

δίαυλοι που υπόκεινται σε διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές (frequency selective fading) μπορεί να εξασθενίσουν σημαντικά τα σήματα πληροφορίας που έχουν μεταδοθεί από ένα ή από αρκετά υπο-φέροντα, οδηγώντας σε λάθη στην εκτίμηση των μεταδιδόμενων bits. Διασκορπίζοντας τυχαία (μέσω της τεχνικής interleaving) τα κωδικοποιημένα bit (μέσω κάποιου κώδικα διόρθωσης λάθους) σε όλο το εύρος ζώνης, μπορεί να γίνει ανάκτηση των λανθασμένων bits. Η επιλογή του κατάλληλου κώδικα διόρθωσης λάθους αναλύεται στη §2.4.4.

Ο συγχρονισμός είναι άλλο ένα κρίσιμο ζήτημα που αφορά στη σχεδίαση ενός δέκτη OFDM συστήματος. Ο συγχρονισμός χρόνου και συχνότητας είναι κυρίαρχης σημασίας, αντίστοιχα, στην αναγνώριση της αρχής του OFDM συμβόλου και στην ευθυγράμμιση των τοπικών ταλαντωτών συχνότητας (local oscillator frequencies) των διαμορφωτών και των αποδιαμορφωτών. Εάν ένας από αυτές τις εργασίες συγχρονισμού γίνει με ανεπαρκή ακρίβεια, τότε η ορθογωνιότητα των υπο-φερόντων χάνεται. Αυτό οδηγεί σε ενδοπαρεμβολή φερόντων (inter-carrier-interference - ICI) και σε ενδοσυμβολική παρεμβολή (inter-symbol-interference - ISI). Οι συνέπειες των μικρών λαθών συγχρονισμού αναλύονται παρακάτω (§2.3.3).

Ένα άλλο ζήτημα που προκύπτει, είναι το γεγονός ότι ένας τετραγωνικός παλμός καταλαμβάνει μεγάλο εύρος ζώνης λόγω των πλευρικών λοβών του μετασχηματισμού Fourier του (συνάρτηση *sinc*). *Windowing* είναι μία ευρέως γνωστή μέθοδος μείωσης αυτών των πλευρικών λοβών.

2.3.2 Ανάλυση μοντέλου OFDM συστήματος

Το μοντέλο που περιγράφηκε προηγουμένως θα αναλυθεί παρακάτω μαθηματικά και θα διαπιστωθεί ότι, χρησιμοποιώντας τις βασικές αρχές ενός OFDM συστήματος, θα υπάρχει η δυνατότητα να μεταδοθούν σύμβολα πληροφορίας (data symbols) μέσω ασύρματου διαύλου που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διόδευσεων χωρίς να υπάρχει μεταξύ των παρεμβολή (ISI). Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τη

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

μαθηματική διατύπωση ενός OFDM συστήματος ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στα αντίστοιχα κεφάλαια των [17] και [18].

2.3.2.1 Μοντελοποίηση OFDM σήματος

Μαθηματικώς, ένα σήμα OFDM εκφράζεται ως ένα άθροισμα παλμών χρονικά και συχνοτικά μετατοπισμένα πολλαπλασιασμένα από σύμβολα πληροφορίας που έχουν ήδη διαμορφωθεί από ένα σχήμα διαμόρφωσης (PSK, QAM κ.τ.λ.). Σε μορφή συνεχούς χρόνου, το k -οστό OFDM σύμβολο γράφεται :

$$s_{RF,k}(t-kt) = \text{Re} \left\{ w(t-kt) \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} x_{i,k} \exp \left(j2\pi \left(f_c + \frac{i}{T_{FFT}} \right) (t-kt) \right) \right\} \quad (2-2)$$

για $kT - T_{win} - T_{guard} \leq t \leq kT + T_{win} + T_{FFT}$

και τις υπόλοιπες χρονικές στιγμές το $s_{RF,k}(t-kt) = 0$, όπου:

T ο χρόνος συμβόλου

T_{FFT} ο χρόνος χρήσιμου μέρους του συμβόλου (περιέχει πληροφορία)

T_{guard} ο χρόνος του χρόνου προστασίας

T_{win} ο χρόνος «παραθύρου»

f_c η κεντρική συχνότητα φέροντων

N το πλήθος των σημείων του FFT

k ο δείκτης του μεταδοθέντος συμβόλου

i ο δείκτης του υπο-φέροντος, $i \in \{-N/2, -N/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2-1\}$

$x_{i,k}$ το μιγαδικό σήμα διαμορφωμένο στο i -οστό υπο-φέρον του k -οστού συμβόλου.

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Η συνάρτηση $w(t)$ είναι (συνάρτηση windowing) :

$$w(t-kt) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 - \cos \pi \left(\frac{t + T_{win} + T_{guard}}{T_{win}} \right) \right], & -T_{win} - T_{guard} \leq t \leq -T_{guard} \\ 1, & -T_{guard} \leq t \leq T_{FFT} \\ \frac{1}{2} \left[1 - \cos \pi \left(\frac{t - T_{FFT}}{T_{win}} \right) \right], & T_{FFT} \leq t \leq T_{FFT} + T_{win} \end{cases} \quad (2-3)$$

Τελικά, η ακολουθία OFDM συμβόλων ορίζεται :

$$s_{RF}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_{RF,k}(t-kt) \quad (2-4)$$

Το σχ. 12 αναπαριστά το φάσμα που προκύπτει, από τον άνωθεν ορισμό.

2.3.2.2 Βαθυπερατό ισοδύναμο OFDM σήματος

Μπορούν να εξαχθεί από το ζωνοπερατό μαθηματικό μοντέλο του OFDM σήματος (εξ. (2-2),(2-3),(2-4)) το βαθυπερατό ισοδύναμο :

$$s_{RF,k}(t-kt) = w(t-kt) \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} x_{i,k} \exp \left(j2\pi \left(\frac{i}{T_{FFT}} \right) (t-kt) \right) \quad (2-5)$$

για $kT - T_{win} - T_{guard} \leq t \leq kT + T_{win} + T_{FFT}$

και τις υπόλοιπες χρονικές στιγμές το $s_{RF,k}(t-kt) = 0$.

Η αντίστοιχη εξίσωση της εξ. (2-4) είναι :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_k(t-kt) \quad (2-6)$$

Αξιίζει να σημειωθεί η ομοιότητα της εξ. (2-5) με την εξίσωση των σειρών Fourier :

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(nf_0) \exp(j2\pi n f_0 t) \quad (2-7)$$

Όπου η μιγαδικές τιμές $c(nf_0)$ αναπαριστούν τα μιγαδικά σημεία του αστερισμού του σήματος $x_{i,k}$ και οι συχνότητες nf_0 ισούνται με τις συχνότητες $\frac{i}{T_{FFT}}$.

2.3.2.3 Ο ασύρματος διάυλος

Η επιρροή του χρονικά μεταβλητού (time-variant) διαύλου, που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων εκφράζεται από την ωστική απόκριση $h(\tau, t)$ (το βαθυπερατό ισοδύναμο, βλ. εξ. (1-8)) συν τον προσθετικό λευκό γκαουσιανό θόρυβο (Additive White Gaussian Noise - AWGN) $n(t)$:

$$r(t) = h(\tau, t) * s(t) + n(t) = \int_0^{\tau_{max}} h(\tau, t) \cdot s(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (2-8)$$

Το εύρος της ολοκλήρωσης σε αυτό το ολοκλήρωμα έχει περιοριστεί σε $[0, \tau_{max}]$, επειδή η ωστική απόκριση του διαύλου είναι μηδενική οπουδήποτε αλλού. Για $\tau = 0$ είναι ο χρόνος καθυστέρησης όπου η πρώτη έκδοση του σήματος (λόγω πολλαπλών διοδεύσεων) φτάνει στο δέκτη. τ_{max} είναι η μέγιστη καθυστέρηση.

Δύο υποθέσεις έχουν γίνει για να εξαπλουστευτεί ο προσδιορισμός του ληφθέντος σήματος. Το κανάλι θεωρείται σχεδόν στατικό (βλ. Παράρτημα) κατά την διάρκεια του

k-οστού OFDM συμβόλου και έτσι η ωστική απόκριση $h(\tau, t)$ γίνεται $h_k(\tau)$. Επιπλέον, ορίζεται ότι η μέγιστη καθυστέρηση $\tau_{max} < T_{guard}$. Επομένως δεν υπάρχει παρεμβολή ενός OFDM συμβόλου με την χρήσιμη περίοδο του διαδοχικού του (βλ. σχ. 13). Δηλαδή η ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) αποφεύγεται με προσεκτική επιλογή της παραμέτρου T_{guard} .

2.3.2.4 Αποδιαμόρφωση OFDM σήματος

Η αποδιαμόρφωση ενός OFDM σήματος είναι η αντίστροφη διαδικασία της εξ. (2-7), δηλαδή η εξαγωγή των συντελεστών Fourier $c(nf_0)$ ($= x_{i,k}$) από το σήμα $v(t)$ ($= r(t)$). Δηλαδή :

$$c(nf_0) = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} v(t) \exp(-j2\pi n f_0 t) dt \quad (2-9)$$

Όπου T_0 είναι ο χρόνος ολοκλήρωσης που θεωρείται ισοδύναμος στο χρόνο χρήσιμης περιόδου T_{FFT} .

Υποθέτοντας ότι υπάρχει γνώση των ακριβών των χρονικών στιγμών kT όπου κάθε k-οστό OFDM σύμβολο ξεκινά, γίνεται προσπάθεια εξαγωγής του εκπεμπόμενων αστερισμών σημάτων $x_{i,k}$ από το ληφθέν σήμα $r(t)$. Οι ληφθέντες αστερισμοί σημάτων ονομάζονται $y_{i,k}$.

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t) \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt = \\ &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[\int_0^{\tau_{max}} h(\tau, t) \cdot s(t-\tau) d\tau + n(t) \right] \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt \end{aligned} \quad (2-10)$$

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Λόγω των ορίων ολοκλήρωσης και λόγω της υπόθεσης ότι $\tau_{max} < T_{guard}$ αντικαθιστούμε τα $h(\tau, t)$ και $s(t)$ με $h_k(\tau)$ και $s_k(t)$, αντίστοιχα, ενώ παράλληλα γίνεται αντικατάσταση στην εξ. (2-5).

$$y_{i,k} = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[\int_0^{\tau_{max}} h_k(\tau) \cdot \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \exp\left(j2\pi\left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)(t-kT-\tau)\right) d\tau \right] \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt + \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} n(t) \cdot \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt \quad (2-11)$$

Σημειώνεται ότι $w(t-kt)=1$ για το εύρος ολοκλήρωσης. Εν συνεχεία, γίνεται αντικατάσταση $u = t - kT$ και επομένως η εξ. (2-11) γίνεται :

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \left[\int_0^{\tau_{max}} h_k(\tau) \cdot \exp\left(j2\pi\left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)(u-\tau)\right) d\tau \right] \exp(-j2\pi iu/T_{FFT}) du + n_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \left[\int_0^{\tau_{max}} h_k(\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)\tau\right) d\tau \right] \exp(-j2\pi(i-i')u/T_{FFT}) du + n_{i,k} \quad (2-12)$$

Όπου $n_{i,k} = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} n(t) \cdot \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt$. Το εσωτερικό ολοκλήρωμα της

εξ. (2-12) είναι ο μετασχηματισμός Fourier της $h_k(\tau)$, για τις συχνότητες $\frac{i'}{T_{FFT}} = i'F$ και

η οποία είναι η δειγματοληπτημένη συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου σε χρόνο kT . Θα ισχύει :

$$h_{i',k} = F\{h_k(\tau)\} = \int_0^{\tau_{max}} h_k(\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)\tau\right) d\tau = H(i'F, kT) \quad (2-13)$$

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Χρησιμοποιώντας την εξ. (2-13), η εξ. (2-12) γίνεται :

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \cdot h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \exp(-j2\pi(i-i')u/T_{FFT}) du + n_{i,k} \quad (2-14)$$

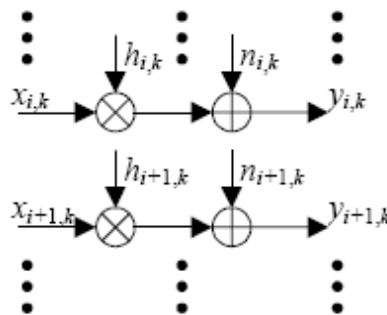
Όμως

$$\int_{t=0}^{T_{FFT}} \exp(-j2\pi(i-i')u/T_{FFT}) du = \begin{cases} 1, & i = i' \\ 0, & i \neq i' \end{cases} \quad (2-15)$$

Επομένως η εξ. (2-14) λόγω εξ. (2-15) γίνεται :

$$y_{i,k} = h_{i,k} \cdot x_{i,k} + n_{i,k} \quad (2-16)$$

Από την εξ. (2-16) μπορεί να φανεί ότι ένα τέλεια συγχρονισμένο OFDM σύστημα μπορεί να παρουσιαστεί σαν ένα σύνολο από παράλληλα Gaussian κανάλια, όπως παρουσιάζεται στο σχ. 15 [18].



Σχήμα 15 Εξιδανικευμένο σύστημα OFDM. Οι υποδιάυλοι του συστήματος OFDM μπορούν να εξεταστούν σαν παράλληλα γκαουσιανά κανάλια σε περιπτώσεις τέλειου συγχρονισμού φερόντων και τέλειας καταστολής πολλαπλών διαδοεύσεων από το διάστημα προστασίας [18].

Ένας δίαυλος που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων εισάγει εξασθένηση ή ενίσχυση σήματος και στροφή φάσης σύμφωνα με τις μιγαδικές τιμές των συντελεστών $h_{i,k}$.

Η εκτίμηση του διαύλου (channel estimation) είναι απαραίτητη προκειμένου να εξαχθεί η πληροφορία από τους αστερισμούς των σημάτων, διότι ο δέκτης πρέπει να εκτιμά σωστά το εκπεμπόμενο βάσει κάποιου πλάτους και κάποιας φάσης αναφοράς.

Λόγω της εξασθένησης ή ενίσχυσης, κάθε υπο-φέρον τυπικά έχει ξεχωριστό λόγο σήματος-θορύβου (signal-to-noise ratio - SNR). Το SNR ανά υπο-φέρον (μετά τον FFT) ορίζεται ως :

$$\left(\frac{E_c}{N_0} \right)_{i,k} = E \left\{ |x_{i,k}|^2 \right\} \frac{|h_{i,k}|^2}{\sigma_N^2} \quad (2-17)$$

όπου $\sigma_N^2 = E \left\{ |n_{i,k}|^2 \right\}$ είναι το τετράγωνο της τυπικής απόκλισης του θορύβου.

2.4 Επιλογή βασικών παραμέτρων συστήματος OFDM

2.4.1 Χρήσιμη διάρκεια συμβόλου

Η χρήσιμη διάρκεια T συμβόλου επηρεάζει τα διαστήματα που χωρίζουν τα φέροντα και την καθυστέρηση κωδικοποίησης. Για να διατηρηθεί η ρυθμοαπόδοση της πληροφορίας (data throughput), μια μεγαλύτερη χρήσιμη διάρκεια συμβόλων οδηγεί στην αύξηση του αριθμού φερόντων και του μεγέθους του FFT (υποτίθεται ότι το σχήμα διαμόρφωσης είναι σταθερό). Στην πράξη, η μετατόπιση (offset) των φερόντων και η σταθερότητα φάσης μπορούν να έχουν επιπτώσεις στο πόσο κοντά δύο φέροντα μπορούν να βρεθούν.

Εάν μας ενδιαφέρει κινητός δέκτης, το διάστημα μεταξύ των φερόντων πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να γίνει η επίδραση της μετατόπισης Doppler αμελητέα. Γενικά, η χρήσιμη διάρκεια συμβόλων πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε το κανάλι να είναι σταθερό (flat fading) κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου.

2.4.2 Αριθμός των φερόντων

Ο αριθμός των φερόντων μπορεί να βασιστεί στο εύρος ζώνης του καναλιού, στην ρυθμοαπόδοση της πληροφορίας (data throughput) και στη χρήσιμη διάρκεια συμβόλου (χωρίς να συνυπολογίζεται ο ρυθμός κωδικοποίησης και το σχήμα διαμόρφωσης).

$$N = \frac{T}{T_s} \quad (2-18)$$

Όπου T χρόνος συμβόλου (περιλαμβάνει το χρήσιμο χρόνο T_{fit} και το κυκλικό πρόθεμα T_{gi} , βλ. § 2.3.1) και T_s ο χρόνος δειγματοληψίας που είναι ίσος με B^{-1} (το αντίστροφο του εύρους ζώνης).

Τα φέροντα χωρίζονται κατά διαστήματα τα οποία είναι ίσα με το αντίστροφο της χρήσιμης περιόδου συμβόλου. Ο αριθμός των φερόντων αντιστοιχεί στο αριθμό μιγαδικών σημείων που επεξεργάζονται από τον FFT. Για παράδειγμα, σε εφαρμογές τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (HDTV), ο αριθμός των φερόντων είναι της τάξης αρκετών χιλιάδων, έτσι ώστε να εξυπηρετηθεί ο ρυθμός πληροφορίας (data rate) και οι απαιτήσεις σε διάστημα προστασίας (guard interval). Επίσης εκμεταλλευόμαστε το γεγονός ότι ο δέκτης είναι σταθερός και δεν θα έχουμε φαινόμενα Doppler spread εν αντιθέσει με τις εφαρμογές πολυμέσων που καλούνται να εξυπηρετηθούν από κινητούς δέκτες. Στους τελευταίους, ο αριθμός των φερόντων είναι μικρότερος και είναι της τάξης των εκατοντάδων ή και δεκάδων.

2.4.3 Σχήμα διαμόρφωσης (modulation scheme)

Το σχέδιο διαμόρφωσης σε ένα σύστημα OFDM μπορεί να επιλεγεί βάσει των απαιτήσεων ισχύος ή στην αποδοτικότητα του φάσματος. Ο τύπος διαμόρφωσης μπορεί να διευκρινιστεί από το μιγαδικό αριθμό $d_n = a_n + jb_n$. Τα σύμβολα a_n και b_n μπορούν, παραδείγματος χάριν, να επιλεγούν ($\pm 1, \pm 3$) για 16QAM και ± 1 για QPSK. Γενικά, η επιλογή του σχεδίου διαμόρφωσης που ισχύει για κάθε subchannel εξαρτάται απλώς από το συμβιβασμό μεταξύ της απαίτησης ποσοστού στοιχείων και της ευρωστίας μετάδοσης, δηλαδή τι BER μπορούμε να ανεχτούμε.

2.4.4 Κωδικοποιημένη OFDM (COFDM)

Με τη χρησιμοποίηση ποικιλομορφίας στη συχνότητα και στο χρόνο σε ένα σύστημα OFDM παρέχεται η δυνατότητα και τα μέσα να διαβιβαστεί πληροφορία σε ένα επιλεκτικό κανάλι συχνότητας (frequency selective channel). Εντούτοις, δεν καταστέλλει την διάλειαση. Ανάλογα με τη θέση τους στην περιοχή συχνότητας, τα μεμονωμένα subchannels θα μπορούσαν να επηρεαστούν από την διάλειαση. Η ύπαρξη διάλειασης απαιτεί χρήση κωδικοποίησης (forward-error coding) καναλιών για να προστατεύσει περαιτέρω τα διαβιβασθέντα στοιχεία. Οι κώδικες διόρθωσης λαθών χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, τους block και τους συνελκτικούς (convolutional) κώδικες.

Ένας block κώδικας κωδικοποιεί μια είσοδο των k συμβόλων σε μία έξοδο n κωδικοποιημένων συμβόλων (με $n > k$). Προσθέτοντας $n - k$ σύμβολα αυξάνεται η *ελάχιστη απόσταση Hamming*, δηλαδή ο ελάχιστος αριθμός διαφορετικών συμβόλων μεταξύ οποιουδήποτε ζευγαριού κωδικο-λέξεων. Εάν d_{min} είναι η ελάχιστη απόσταση Hamming, ο κώδικας μπορεί να διορθώσει t λάθη, όπου t [16]:

$$\left. \begin{array}{l} t \leq \text{floor}\left(\frac{d_{min} - 1}{2}\right) \\ d_{min} \leq n - k + 1 \end{array} \right\} \Rightarrow t \leq \text{floor}\left(\frac{n - k}{2}\right) \quad (2-19)$$

όπου $\text{floor}(\cdot)$ είναι η συνάρτηση που στρογγυλοποιεί προς τα κάτω στον πλησιέστερο ακέραιο.

Μία κλάση block κωδικών που ικανοποιούν τη ισότητα $d_{\min} = n - k + 1$ είναι οι κώδικες Reed-Solomon (RS codes). Λόγω αυτής της ιδιότητας τους είναι πιο συχνά χρησιμοποιημένοι block κώδικες. Σύμφωνα με την εξ. (2-19) ένα Reed-Solomon κώδικας μπορεί να διορθώσει έως $\text{floor}\left(\frac{n-k}{2}\right)$ λανθασμένα σύμβολα. Εάν κάθε σύμβολο έχει m

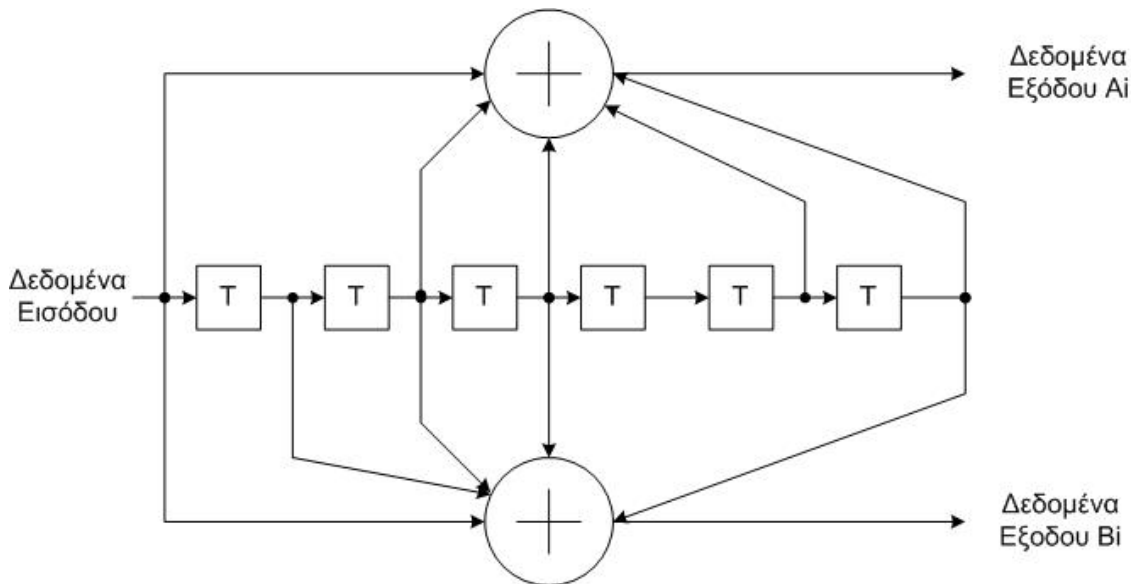
bits τότε ο μέγιστος αριθμός bits που μπορεί να διορθωθεί είναι $m \cdot \text{floor}\left(\frac{n-k}{2}\right)$. Η

μέγιστη αυτή η ικανότητα διόρθωσης λαθών είναι αληθής μόνο όταν τα λανθασμένα bits είναι μέσα στα λανθασμένα σύμβολα (σε αριθμό λανθασμένα σύμβολα όσο η μέγιστη δυνατότητα του κώδικα). Δηλαδή έστω ότι η μέγιστη δυνατότητα του κώδικα για διόρθωση λαθών είναι 2 σύμβολα, με 8 bit έκαστο. Δεν μπορεί να διορθωθούν όλοι οι αυθαίρετοι συνδυασμοί 3 bits, καθώς αυτά μπορεί να εμφανίζονται σε 3 διαφορετικά σύμβολα. Αυτό το χαρακτηριστικό κάνει τους Reed-Solomon κώδικες ιδιαίτερα χρήσιμους για την διόρθωση λαθών ριπής (burst errors). Σε μία ζεύξη συστήματος OFDM, όπου το φαινόμενο πολλαπλών διαδοέσεων είναι παρόν, μπορεί να δημιουργηθούν λάθη που είναι συγκεντρωμένα σε συγκεκριμένα subcarriers, τα οποία έχουν υποστεί ισχυρές διαλείψεις (που δεν μπορούσαν να αντιμετωπιστούν από το cyclic prefix). Παράλληλα με τους Reed-Solomon κώδικες μπορεί να χρησιμοποιηθεί και η τεχνική interleaving, η οποία (όπως προαναφέρθηκε στη παράγραφο 2.2.1) τυχαιοποιεί τα λάθη ριπής, βελτιώνοντας ακόμα περισσότερο την απόδοση ενός COFDM συστήματος.

Εκτός από τους block κώδικες υπάρχουν και οι συνελκτικοί (convolutional) κώδικες. Ένας συνελκτικός κώδικας χαρτογραφεί ένα συνεχές ρεύμα k bits εισόδου σε n bits εξόδου, όπου η χαρτογράφηση γίνεται με την συνέλιξη των bits εισόδου με μία δυαδική ωστική απόκριση (binary impulse response [16]). Η υλοποίηση της συνελκτικής κωδικοποίησης γίνεται με την χρήση καταχωρητών μετατόπισης (shift registers) και

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

modulo-2 αθροιστών. Ένα παράδειγμα συνελκτικού κωδικοποιητή φαίνεται στο σχ. 16., οποίος είναι ένας από τους πιο ευρεία χρησιμοποιούμενους συνελκτικούς κώδικες [16].



Σχήμα 16 Παράδειγμα block διαγράμματος συνελκτικού κωδικοποιητή.

Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η modulo-2 άθροιση από τους καταχωρητές ορίζεται από τα πολυώνυμα-γεννήτριες ή διανύσματα-γεννήτριες. Για το παράδειγμα του σχ. 16 έχουμε $\{1011011, 1111001\}$ (δυναδικά οριζόμενες) ή $\{133, 171\}$ (οκταδικά οριζόμενες). Αξίζει να σημειωθεί ότι οι συνελκτικοί κώδικες έχουν σχετικά καλύτερες επιδόσεις σε εισόδους χαμηλού λόγου σήματος-θορύβου (SNR) [16].

Άλλη μια δυνατότητα που υπάρχει είναι να γίνει ένας συνδυασμός block, συνελκτικών κωδικών και με παράλληλη χρήση τεχνικής interleaving, ευνοώντας την αποτελεσματικότητα του συστήματος COFDM εις βάρος βέβαια της ταχύτητας λόγω του επιπλέον interleaving που χρησιμοποιείται [16].

2.5 Προκλήσεις υλοποίησης ενός συστήματος OFDM

2.5.1 Λόγος μέγιστης προς μέσης ισχύος (PAPR)

Ο λόγος μέγιστης προς μέσης ισχύος (PAPR) είναι μία πολύ σημαντική παράμετρος σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Μία χαμηλή τιμή του PAPR επιτρέπει στον ενισχυτή σήματος του πομπού να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή (θα εξηγηθεί περιεκτικά παρακάτω), ενώ μία υψηλή τιμή του PAPR αναγκάζει τον ενισχυτή σήματος του πομπού να έχει μεγάλο back-off έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η γραμμική ενίσχυση του σήματος. Το σχ. 17 αναπαριστά μία τυπική απόκριση ενός ενισχυτή ισχύος. Η λειτουργία στη γραμμική περιοχή γενικά απαιτείται για αποφευχθεί η παραμόρφωση (distortion) του σήματος, δηλαδή η μέγιστη τιμή (peak value) του σήματος θα πρέπει να είναι εντός της γραμμικής περιοχής. Προφανώς, είναι επιθυμητό η μέγιστη και η μέγιστη τιμή του σήματος να είναι όσο το δυνατόν παραπλήσιες έτσι ώστε ο ενισχυτής ισχύος να λειτουργεί αποδοτικά.

Η τιμή του PAPR για σήματα συνεχούς χρόνου ορίζεται [17]:

$$PAPR \triangleq \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2-20)$$

και η τιμή του PAPR για σήματα συνεχούς χρόνου ορίζεται :

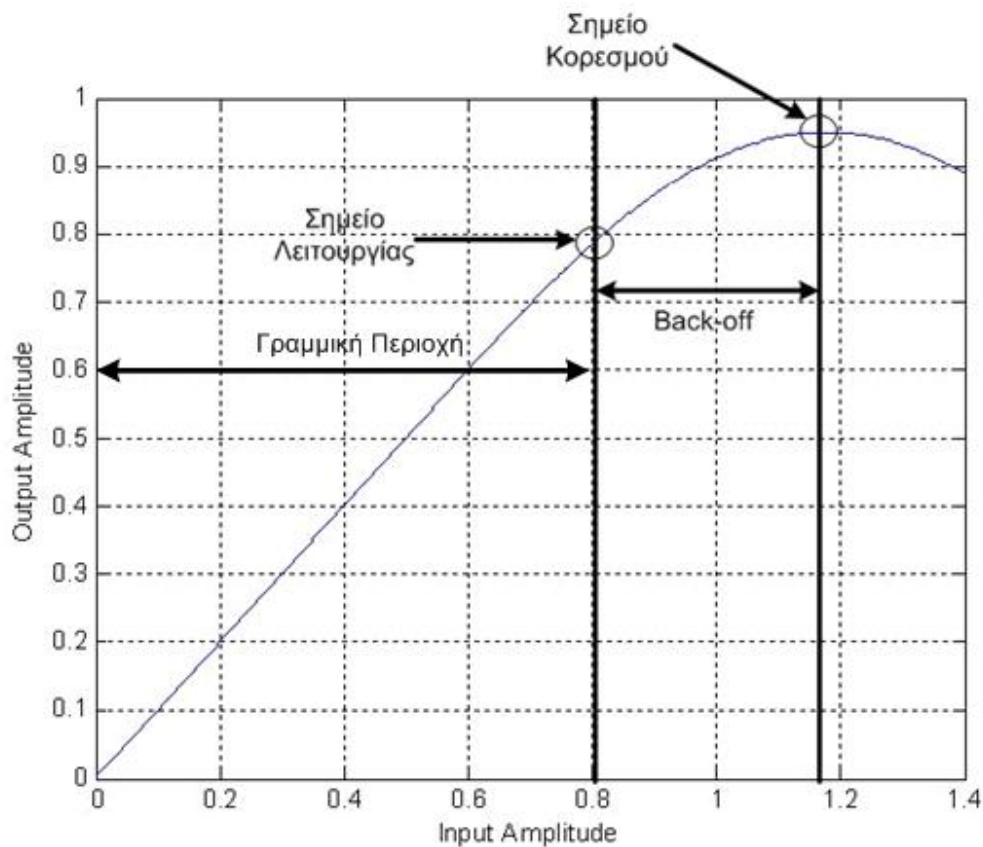
$$PAPR \triangleq \frac{\max |x(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \quad (2-21)$$

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Οποιοδήποτε σήμα σταθερού πλάτους, π.χ. ένα σήμα απλού τετραγωνικού παλμού έχει $PAPR = 0 \text{ dB}$. Ένα σήμα απλού ημιτόνου έχει $PAPR = 3 \text{ dB}$, αφού $\max[\sin^2(t/T)] = 1$ και

$$E[\sin^2(t/T)] = \int_0^T \sin^2(t/T) dt = 0.5$$

και έτσι $PAPR = \frac{1}{0.5} = 2$



Σχήμα 17 Καθορισμός του backoff και του σημείου λειτουργίας.

Για σήματα πολλαπλών φερόντων, όπως αυτό συμβαίνει σε ένα σύστημα OFDM, θα γίνει ανάλυση παρακάτω. Η έξοδος του IFFT (για διακριτά σήματα) είναι :

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] \exp\left(j \frac{2\pi i n}{N}\right), 0 \leq n \leq N-1 \quad (2-22)$$

Γίνεται η υπόθεση ότι υπάρχουν N γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές x_n , $0 \leq n \leq N-1$ με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία ισχύ. Η μέση ισχύς $E\left[|x(n)|^2\right]$ είναι [17]:

$$\begin{aligned} E\left[\frac{1}{\sqrt{N}}|x_0 + x_1 + \dots + x_{N-1}|^2\right] &= \frac{1}{N} E\left[|x_0 + x_1 + \dots + x_{N-1}|^2\right] \\ &= \frac{E\left[|x_0|^2\right] + E\left[|x_1|^2\right] + \dots + E\left[|x_{N-1}|^2\right]}{N} = 1 \end{aligned} \quad (2-23)$$

Η μέγιστη τιμή είναι [17] :

$$\max\left[\frac{1}{\sqrt{N}}|x_0 + x_1 + \dots + x_{N-1}|^2\right] = \frac{N^2}{N} = N \quad (2-24)$$

Έτσι ισχύει $PAPR = N$, για N υπο-φέροντα. Στην πράξη αυτή η τιμή αυτή για το PAPR δεν παρατηρείται και είναι, μάλιστα, αρκετά dB χαμηλότερη [17]. Παρολαυτά, η τιμή του PAPR αυξάνεται σχεδόν γραμμικώς με την αύξηση των υπο-φερόντων N . Έτσι είναι επιθυμητό να έχουμε μεγάλο αριθμό υπο-φερόντων για να έχουμε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και μικρό κυκλικό πρόθεμα (βλ. §2.4.2) ενώ από την άλλη μεριά έχουμε το «πρόστιμο» του υψηλού PAPR για υψηλό αριθμό υπο-φερόντων (αγνοώντας, φυσικά, την επιπλέον επιβάρυνση της απόδοσης του συστήματος από την μετατόπιση Doppler, ελέω κινούμενου δέκτη).

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι να μειωθεί το PAPR των OFDM σημάτων. Μερικοί είναι ο ψαλιδισμός (clipping) του OFDM σήματος πάνω από ένα κατώφλι, ακύρωση μέγιστου (peak cancellation) με χρήση συμπληρωματικού σήματος, αποδοχή παραμόρφωσης λόγω μη γραμμικής ενίσχυσης του ενισχυτή ισχύος και άμεση διόρθωση παραμόρφωσης,

καθώς και ειδικές τεχνικές διόρθωσης [19]. Μία καλή περίληψη αυτών των τεχνικών μπορεί να βρεθεί στο [20].

2.5.2 Λάθη συγχρονισμού

Σε αυτή τη παράγραφο θα μελετηθούν οι συνέπειες από την έλλειψη συγχρονισμού. Για περαιτέρω ανάλυση του θέματος συγχρονισμού σε OFDM σύστημα ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στα [18], [21] και [22].

2.5.2.1 Λάθη συγχρονισμού FFT περιόδου

Οι συνέπειες της έλλειψης συγχρονισμού του FFT στο δέκτη μπορούν να βρεθούν μαθηματικά από την εξ. (2-10) μετατοπίζοντας το διάστημα ολοκλήρωσης. Για λάθος χρονισμού δt , το ιδεατό διάστημα $t \in [kT, kT + T_{FFT}]$ γίνεται $t \in [kT + \delta t, kT + T_{FFT} + \delta t]$ και η εξ. (2-10) γίνεται :

$$y_{i,k} = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT+\delta t}^{kT+T_{FFT}+\delta t} r(t) \exp(-j2\pi i(t-kT-\delta t)/T_{FFT}) dt \quad (2-25)$$

Το λάθος συγχρονισμού δt θεωρείται αρκούντως μικρώς (τυπικά $\delta t < T_{guard}$) έτσι ώστε να θεωρείται ότι δεν υπάρχει ISI, λόγω δt . Με άλλα λόγια, το λάθος είναι αρκετά μικρό για να παραμείνει μέσα στο διάστημα προστασίας, δηλαδή, καθόλου ενέργεια δεν συλλέγεται από τα παρακείμενα σύμβολα OFDM, και το αποδιαμορφωμένο σήμα μπορεί να εκφραστεί από το εκπεμπόμενο σύμβολο $s_k(t)$ (σύγκριση με εξ. (2-11)). Αφού ακολουθηθούν τα ίδια βήματα όπως και στην παράγραφο 2.3.2 λαμβάνουμε :

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \left[\int_0^{\tau_{max}} h_k(\tau) \cdot \exp\left(-j2\pi\left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)\tau\right) d\tau \right] \exp(-j2\pi((i-i')u+i'\delta t)/T_{FFT}) du + n_{i,k} \quad (2-26)$$

Μετακινώντας τον όρο $\exp(-j2\pi i' \delta t / T_{FFT})$ έξω από το ολοκλήρωμα θα ισχύει :

$$y_{i,k} = h_{i,k} \cdot x_{i,k} \cdot \exp(-j2\pi i \delta t / T_{FFT}) + n_{i,k} = h_{i,k} \cdot x_{i,k} \cdot \exp(-j2\pi i \delta t' / N) + n_{i,k} \quad (2-27)$$

Όπου $\delta t'$ είναι το λάθος συγχρονισμού σε δείγματα.

Είναι προφανές ότι μια τέτοια χρονική ολίσθηση οδηγεί σε μία προοδευτική στροφή των αστερισμών σημάτων. Η στροφή φάσης είναι μηδενική στη κεντρική συχνότητα και αυξάνει γραμμικά προς τις άκρες του φάσματος, που χρησιμοποιείται. Εύκολα επιβεβαιώνεται, από την εξ. (2-27), ότι η χρονική μετατόπιση ενός δείγματος εισάγει μία στροφή φάσης $\pm \pi$ στα εξωτερικά φέροντα (έχοντας $i \cong \pm N/2$), ανεξάρτητα από το μήκος του FFT.

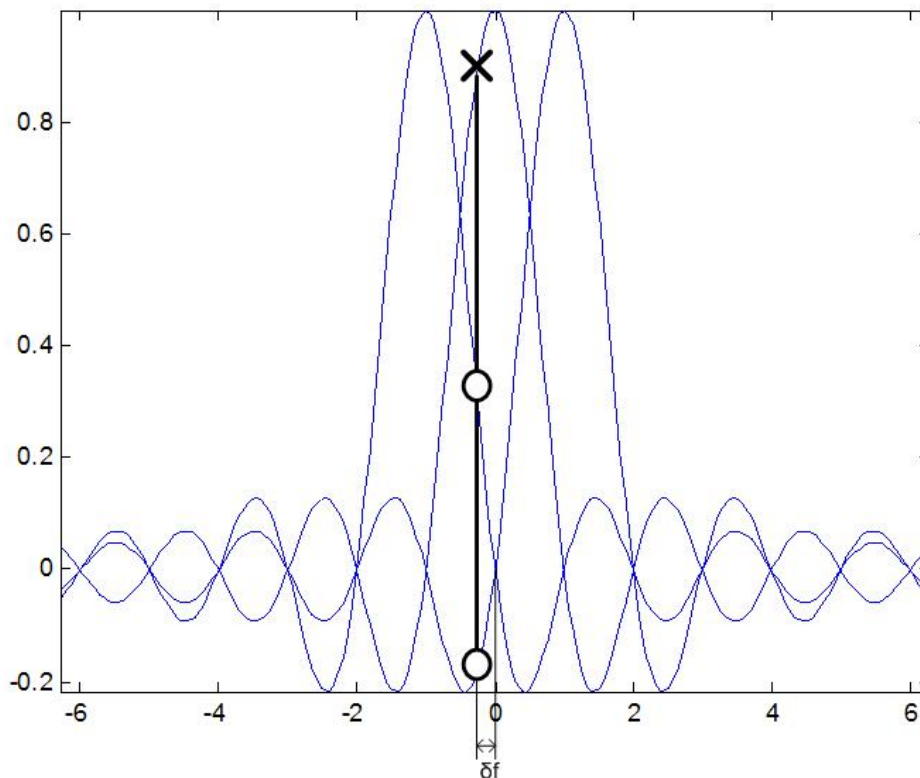
Αν εισάγεται μικρή χρονική μετατόπιση δt τότε οι αλγόριθμοι ανίχνευσης-εκτίμησης σήματος θα διορθώσει την όποια στροφή φάσης που εισάγεται και επομένως η επίδοση του συστήματος δεν μειώνεται. Από την άλλη μεριά, εάν το λάθος δt είναι αρκετά μεγάλο, ISI και ICI εισάγεται διότι ενέργεια συλλέγεται από τα παρακείμενα OFDM σύμβολα, οδηγώντας σε μερική απώλεια της ορθογωνιότητας [23]. Αυτό συμβαίνει γιατί η απόσταση των υπο-φερόντων στο δέκτη δεν μπορούν πλέον να θεωρηθούν ίσα με την απόσταση υποφερόντων στο πομπό (η απόσταση των υπο-φερόντων είναι $F = 1 / (NT_s)$, όπου T_s είναι χρόνος δειγματοληψίας).

2.5.2.2 Λάθη συγχρονισμού φερόντων

Οι μετατοπίσεις συχνότητας μπορούν να εισαχθούν από κακό συχνοτικό συγχρονισμό των τοπικών ταλαντωτών του πομπού και δέκτη ή από μετατοπίσεις Doppler (Doppler shifts, βλ. §1.2).

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Οι συνέπειες ενός λάθους συγχρονισμού μπορεί να παρατηρηθεί ως ένα λάθος στα στιγμιότυπα συχνότητας (frequency instants), όπου το ληφθέν δειγματοληπτείται κατά την αποδιαμόρφωση από των FFT. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται ότι το υπο-φέρον που μας ενδιαφέρει μειώνεται σε πλάτος ('x') και ICI εισάγεται από τα παρακείμενα υποφέροντα ('o').



Σχήμα 18 Η ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI) προκύπτει σε περίπτωση λάθους συγχρονισμού των φερόντων. Το σχήμα παρουσιάζει φάσματα τριών μεμονωμένων υπομεταφορέων.

Μαθηματικώς, η μετατόπιση φέροντος μπορεί να παρουσιαστεί σαν μία μετατόπιση συχνότητας δf και μία μετατόπιση φάσης θ στο βαθυπερατό ισοδύναμο του ληφθέντος σήματος :

$$r'(t) = r(t) \cdot \exp(2\pi \cdot \delta f \cdot t + \theta) \quad (2-28)$$

Με την βοήθεια της εξ. (2-10) θα ισχύει :

$$\begin{aligned}
 y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t) \cdot \exp(2\pi \cdot \delta f \cdot t + \theta) \cdot \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt = \\
 &= \exp(j2\pi\theta) \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[\int_0^{\tau_{\max}} h(\tau) \cdot s(t-\tau) d\tau + n(t) \right] \exp(2\pi \cdot \delta f \cdot t) \cdot \exp(-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}) dt
 \end{aligned}
 \tag{2-29}$$

Κατά αναλογία με τον τρόπο εξαγωγής της εξ. (2-14), για τα ληφθέντα σημεία του αστερισμού του σήματος θα ισχύει :

$$y_{i,k} = \exp(j(\theta + 2\pi\delta fkT)) \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \exp\left(-j2\pi\left(\frac{i-i'}{T_{FFT}} - \delta f\right)u\right) du + n_{i,k} \tag{2-30}$$

Λόγω του λάθους συχνότητας, το ολοκλήρωμα στην εξ. (2-30) δεν είναι μηδενικό για $i \neq i'$ (εμφανίζεται ενδοπαρεμβολή φερόντων - ICI) και δεν είναι ίσο με την μονάδα όταν $i = i'$ (ίση μετατόπιση φάσης και εξασθένιση για όλα τα υπο-φέροντα), όπως συμβαίνει στην εξ. (2-14), (2-15). Δηλαδή, η ορθογωνιότητα μεταξύ των υπο-φερόντων έχει μερικώς χαθεί. Στην εξ. (2-31) φαίνονται οι δύο όροι, που περιγράφουν την ίση μετατόπιση φάσης και εξασθένιση και την ενδοπαρεμβολή φερόντων (αντίστοιχα ο πρώτος και δεύτερος όρος του δεξιού μέρους της εξ. (2-31)).

$$\begin{aligned}
 y_{i,k} &= \exp(j(\theta + 2\pi\delta fkT)) x_{i,k} h_{i,k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \exp(j2\pi\delta fu) du + \\
 &\exp(j(\theta + 2\pi\delta fkT)) \sum_{\substack{i'=-N/2 \\ i' \neq i}}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \exp\left(-j2\pi\left(\frac{i-i'}{T_{FFT}} - \delta f\right)u\right) du + n_{i,k}
 \end{aligned}
 \tag{2-31}$$

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Αυτές οι εκφράσεις ισχύουν για μετατόπιση συχνότητας $\delta f < 50\%$ της απόστασης των υπο-φερόντων. Για μεγαλύτερες μετατοπίσεις, τα μεταδοθέντα σύμβολα πληροφορίας $x_{i,k}$ θα μετατοπιστούν κατά μία ή περισσότερες θέσεις. Δηλαδή το i -οστό μεταδοθέν υπο-φέρον θα εμφανιστεί στην $(i + \delta f_i)$ -οστή θέση υπο-φέροντος στο δέκτη, όπου $\delta f_i = \text{round}(\delta f / F)$ και $F = 1/(NT_s)$, όπου T_s είναι χρόνος δειγματοληψίας).

Ο όρος που αντιπροσωπεύει την ενδοπαρεμβολή φερόντων μπορεί να εκφραστεί σαν επιπρόσθετος θόρυβος και μπορεί, συνακόλουθα, να εκφραστεί ως μείωση του σηματοθορυβικού λόγου (SNR). Το ποσό αυτής της μείωσης μελετήθηκε από τον Pollet [21] για AWGN διαύλους και από το Moose [22] για διαύλους με διαλείψεις. Μετατοπίσεις συχνότητας έως 2% της απόστασης των υπο-φερόντων F θεωρούνται αμελητέες, σύμφωνα με τις μετρήσεις τους. Ακόμα και μετατοπίσεις συχνότητας έως $5 - 10\%$ μπορούν να είναι υποφερτές σε μερικές περιπτώσεις.

Χρησιμοποιώντας την παρακάτω σχέση :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=0}^{T_{FFT}} \exp(j2\pi\delta ft) dt &= \frac{1}{j2\pi\delta f T_{FFT}} (\exp(j2\pi\delta f T_{FFT}) - 1) = \exp(j\pi\delta f T_{FFT}) \frac{\sin \pi\delta f T_{FFT}}{\pi\delta f T_{FFT}} = \\ &= \exp(j\pi\delta f T_{FFT}) \text{sinc}(\pi\delta f T_{FFT}) \end{aligned} \quad (2-32)$$

στην εξ. (2-31) θα ισχύει :

$$y_{i,k} = x_{i,k} h_{i,k} \exp\left(j\left(\theta + 2\pi\delta f \left(kT + T_{FFT}/2\right)\right)\right) \text{sinc}(\delta f T_{FFT}) + n'_{i,k} \quad (2-33)$$

Ο όρος $n'_{i,k}$ περιλαμβάνει και την ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI).

2.5.2.3 Συνδυασμός μετατόπισης φερόντων και συγχρονισμού FFT περιόδου

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις που εξάχθηκαν παραπάνω, για ταυτόχρονη χρονική (δt), συχνοτική (δf , $\delta f_i = \text{round}(\delta f / F)$) μετατόπιση και μετατόπιση φάσης θ και συνδυάζοντας τις εξ. (2-27), (2-33) θα ισχύει :

$$y_{i,k} = x_{i,k} h_{i,k} \exp(j\Psi_{i,k}) \text{sinc}(\delta f T_{FFT}) + n'_{i,k} \quad (2-34)$$

Όπου η παραμόρφωση φάσης $\Psi_{i,k}$, λόγω των λαθών συγχρονισμού, είναι

$$\Psi_{i,k} = \theta + 2\pi\delta f \left(kT + \frac{T_{FFT}}{2} + \delta t \right) + 2\pi\delta t \frac{1}{T_{FFT}} \quad (2-35)$$

Συχνά, η μετατόπιση χρονισμού εκφράζεται σε δείγματα, δηλαδή, $\delta t' = \delta t / T_s$ και η μετατόπιση συχνότητας κανονικοποιείται με βάση την απόσταση των υπο-φερόντων, δηλαδή, $\delta f' = \delta f / F$. Βάσει αυτών, η εξ. (2-35) γίνεται :

$$\Psi_{i,k} = \theta + 2\pi\delta f' \left(\frac{1}{2} + k \frac{N + N_{guard} + N_{win}}{N} + \frac{\delta t'}{N} \right) + 2\pi\delta t' \frac{i}{N} \quad (2-36)$$

2.5.2.4 Ποσοτικοποίηση της ενδοπαρεμβολής φερόντων (ICI)

Η OFDM τεχνική στηρίζεται, κατά βάση, στην ορθογωνιότητα των υποφερόντων και στα πλεονεκτήματα που αυτή προσφέρει. Αν η ορθογωνιότητα χαθεί (οι λόγοι αναλύθηκαν μαθηματικώς στις προηγούμενες παραγράφους) επέρχεται η ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI). Η ορθογωνιότητα μαθηματικώς εξασφαλίζεται από την ισότητα $\Delta f = 1 / T$, όπου Δf η απόσταση μεταξύ των υποφερόντων και T η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου. Οι υποδιαυλοι αλληλοκαλύπτονται όπως φαίνεται στο σχ. 10 χωρίς να έχουμε

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

ενδοπαρεμβολή φερόντων (η ορθογωνιότητα το εξασφαλίζει αυτό) λόγω του ότι οι παλμοί στο πεδίο του χρόνου είναι τετραγωνικοί και στο πεδίο της συχνότητας, μέσω του μετασχηματισμού Fourier, είναι συναρτήσεις *sinc*. Στην πραγματικότητα το Δf δεν είναι πάντα ίσο με το $1/T$ (λόγω της μετατόπισης Doppler, χρονικά λάθη συγχρονισμού, λάθη στους τοπικούς ταλαντωτές). Για παράδειγμα, εάν έχουμε λάθη στους τοπικούς ταλαντωτές 0,1 μέρη το εκατομμύριο (parts per million - ppm) για κεντρική φέρουσα συχνότητα f_0 θα έχουμε σφάλμα $\Delta f_e = f_0 * (0.1 * 10^{-6})$, το οποίο θα επηρεάσει αρνητικά την ορθογωνιότητα εισάγοντας παρεμβολή από τους παρακείμενους υποδιαύλους. Παρακάτω θα αναλυθεί αυτή παρεμβολή, δηλαδή ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI).

Το βαθυπερατό σήμα που αντιστοιχεί στο i υπο-φέρον εκφράζεται απλά :

$$x_i(t) = \exp\left(j \frac{2\pi i t}{T}\right) \quad (2-37)$$

Το βαθυπερατό σήμα που παρεμβάλλεται είναι :

$$x_{i+m}(t) = \exp\left(j \frac{2\pi(i+m)t}{T}\right) \quad (2-38)$$

Εάν υπάρχει και σφάλμα συχνότητας δ τότε η εξ. (2-38) γίνεται :

$$x_{i+m}(t) = \exp\left(j \frac{2\pi(i+m+\delta)t}{T}\right) \quad (2-39)$$

Η ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI) μεταξύ των $x_i(t)$ και $x_{i+m}(t)$ είναι [17]:

$$I_m = \int_0^T x_i(t) x_{i+m}(t) dt = \frac{T(1 - \exp(-j2\pi(\delta+m)))}{j2\pi(\delta+m)} \quad (2-40)$$

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

Μπορεί να αποδειχθεί στην προηγούμενη εξίσωση ότι για $\delta = 0 \Rightarrow I_m = 0$, όπως αναμενόταν. Η συνολική ισχύς της ICI για το υπο-φέρον i είναι [17]:

$$ICI_i = \sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx C_0 (T \cdot \delta)^2 \quad (2-41)$$

όπου C_0 σταθερά.

Από την εξ. (2-41) μπορούν να εξαχθούν πολλά χρήσιμα συμπεράσματα. Πρώτα, καθώς το T αυξάνεται, τα υπο-φέροντα πλησιάζουν πιο κοντά, αυξάνεται η ICI. Δεύτερον, η ICI αυξάνεται με την αύξηση του σφάλματος δ . Μία ενδιαφέρουσα παρατήρηση είναι ότι η εξ. (2-41) δεν εμφανίζεται να εξαρτάται άμεσα από τον αριθμό των υπο-φερόντων N . Όμως επιλέγοντας μεγάλο N οδηγεί και σε μεγάλο T (για δεδομένο εύρος ζώνης) και επομένως τα υποφέροντα θα βρίσκονται κοντά το ένα στο άλλο. Η αύξηση του N οδηγεί σε αύξηση του PAPR (όπως παρατηρήσαμε στην §2.5.1) και σε συνδυασμό με την αύξηση του ICI η επιλογή ενός μικρού, όσο γίνεται, N κρίνεται επιβεβλημένη. Για να μειωθεί η ICI, για δεδομένο N , χρησιμοποιείται η τεχνική windowing [24,25].

Η επιπτώσεις των χρονικών μετατοπίσεων (timing offset) είναι μικρότερες από τις συχνοτικές μετατοπίσεις [17]. Μπορεί να υπολογιστεί ότι η ισχύς της ICI στο υπο-φέρον i λόγω χρονικής μετατόπισης τ μπορεί να προσεγγιστεί από την έκφραση $2 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2$ και επειδή τυπικά $\tau \ll T$ η επιρροή των χρονικών μετατοπίσεων, όσον αφορά την εμφάνιση ICI, θεωρείται αμελητέα.

2.6 Γενικά συμπεράσματα περί OFDM / COFDM τεχνικής

OFDM / COFDM έχει μελετηθεί από καιρό και έχει εφαρμοστεί για να καταπολεμήσει τα εμπόδια που θέτουν τα καναλιών μετάδοσης. Οι εφαρμογές της έχουν επεκταθεί από τις ραδιοεπικοινωνίες υψηλής συχνότητας στα τηλεφωνικά δίκτυα, την ψηφιακή ραδιοφωνική αναμετάδοση ήχου και την επίγεια αναμετάδοση της ψηφιακής τηλεόρασης. Τα πλεονεκτήματα COFDM, ειδικά στην πολλαπλών διαδεύσεων διάδοση, στην παρεμβολή και σε περιβάλλον διαλείψεων, κάνουν την τεχνολογία αυτήν μια ελπιδοφόρο εναλλακτική λύση στις ψηφιακές επικοινωνίες των κινητών πολυμέσων.

Τα *πλεονεκτήματα* της OFDM τεχνικής είναι:

- Η αποδοτική χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης από τη στιγμή που τα subchannels αλληλοκαλύπτονται, χωρίς προκαλείται κανενός είδους παρεμβολή υπό φυσιολογικές συνθήκες.
- Διαδίδει την διάλειψη σε πολλά σύμβολα. Με άλλα λόγια τυχαιοποιούνται τα λάθη ριπής (burst errors) αποτελεσματικά που προκαλούνται από την διάλειψη Rayleigh, έτσι ώστε αντί να καταστρέφονται εντελώς αρκετά παρακείμενα σύμβολα (στην περιοχή του χρόνου για συστήματα απλού φέροντος), πολλά παράλληλα σύμβολα ελαφρώς μόνο παραμορφώνονται.
- Η περίοδος συμβόλων αυξάνεται και έτσι η ευαισθησία του συστήματος στην καθυστέρηση διάδοσης μειώνεται.

Τα *μειονεκτήματα* της διαμόρφωσης OFDM είναι:

- Το σήμα OFDM επηρεάζεται από τη μη γραμμική διαστρέβλωση/παραμόρφωση του ενισχυτή ισχύος, επειδή είναι μια συνδυασμένη πλάτους σήματος - συχνότητας

Κεφάλαιο 2 Orthogonal Frequency division Multiplexing

διαμόρφωση (είναι απαραίτητο να διατηρηθεί η γραμμικότητα) και το πρόβλημα αυτό οξύνεται από το εγγενές χαρακτηριστικό της OFDM τεχνικής του σχετικά υψηλού λόγου μέγιστης-μέσης ισχύος σήματος (peak-to-average power ratio - PAPR).

- OFDM είναι πολύ ευαίσθητο στο offset συχνότητας φέροντος που προκαλείται από το jitter των φερόντων, τον θόρυβο φάσης και της επίδρασης Doppler που προκαλούνται με την κίνηση του κινητού τερματικού.

Η έρευνα πάνω στις επικοινωνίες και η τρέχουσα ανάπτυξη της τεχνικής COFDM σε όλο τον κόσμο θα παράσχουν βεβαίως σε μας τα πολύτιμα συμπεράσματα στη θεωρία και στην εφαρμογή. Περαιτέρω μελέτες πρέπει να πραγματοποιηθούν στο συγχρονισμό OFDM του σήματος, απαίτηση ισχύος, αντίμετρα ενάντια στο offset συχνότητας και την μη γραμμικότητα των ενισχυτών.

3. Προσομοίωση OFDM συστήματος

Στο παρόν κεφαλαίο θα μελετηθεί, αναλυθεί και θα προσομοιωθεί τηλεπικοινωνιακό σύστημα μικροκυματικών συχνοτήτων, συγκεκριμένα στην περιοχή των 60 GHz, για περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων. Για τις ανάγκες προσομοίωσης του υπό μελέτη συστήματος αναπτύχθηκε κώδικας σε περιβάλλον MATLAB (ο κώδικας περιλαμβάνεται στο Παράρτημα). Αρχικά, θα γίνει μία θεωρητική προσέγγιση των παραμέτρων που στοιχειοθετούν το ασύρματο μικροκυματικό κανάλι και επηρεάζουν την απόδοση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Σημειώνεται ότι, η θεωρητική ανάλυση αυτών έχει γίνει στα δύο προηγούμενα κεφάλαια. Εν συνεχεία, θα παρουσιαστεί η προτεινόμενη διαμόρφωση, με επαρκή ανάλυση των επιμέρους στοιχείων του συστήματος, και του μοντέλου του ασύρματου καναλιού. Τέλος, βάσει των προσομοιώσεων που έγιναν, θα παρουσιαστούν οι προτεινόμενες τιμές των παραμέτρων, με τις οποίες το τηλεπικοινωνιακό σύστημα εκμεταλλεύεται, όσο το δυνατό καλύτερα, τον ασύρματο δίαυλο.

3.1 Θεωρητική προσέγγιση

3.1.1 Προσέγγιση διαλείψεων μικρής κλίμακας

Όπως αναλύθηκε στα δύο προηγούμενα κεφάλαια, ασύρματος δίαυλος εισάγει διαλείψεις (fading) στο εκπεμπόμενο σήμα, που αυτές χωρίζονται σε διαλείψεις μεγάλης και μικρής κλίμακας (large and small scale fading). Στο σχ.1 παρουσιάζεται η κατηγοριοποίηση των διαλείψεων. Επειδή το αντικείμενο της παρούσας εργασίας αφορά περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων, και άρα μικρών αποστάσεων, θα γίνει μελέτη και προσομοίωση των φαινομένων διαλείψεων μικρής κλίμακας.

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Τα κύρια προβλήματα που αντιμετωπίζει ένα σήμα κατά την διάδοση του στον ασύρματο δίαυλο, όσο αφορά την διάδοση μικρών αποστάσεων και που αναλύθηκε προηγουμένως, είναι οι διαλείψεις πολλαπλών διαδεύσεων (multipath fading) και διασπορά Doppler (Doppler spread). Οι δύο παράμετροι που ποσοτικοποιούν αυτές τις διαλείψεις είναι η μέγιστη καθυστέρηση T_m του καναλιού και ο χρόνος συνοχής (coherence time) T_c (εξ. (1-39)), αντίστοιχα. Για να μπορέσει να ανακτηθεί το εκπεμπόμενο σήμα από το ληφθέν, με χρήση OFDM συστήματος, θα πρέπει να εισάγονται διαλείψεις αργές και συχνοτικά επίπεδες διαλείψεις (slow flat fading). Για να ικανοποιηθεί η συνθήκη αυτή θα πρέπει (βλ. πίνακα 1):

$$T_m < T_{sym} < T_c \quad (3-1)$$

όπου

$$T_{sym} = T_{fft} + T_{gi} \quad (3-2)$$

ορίζοντας T_{sym} η χρονική διάρκεια του OFDM συμβόλου, T_{fft} την χρήσιμη χρονική διάρκεια συμβόλου (όπου μεταφέρεται η πληροφορία) και T_{gi} η χρονική διάρκεια του κυκλικού προθέματος (βλ. §2.3.1).

Στο υπό μελέτη σύστημα, γίνεται χρήση του ζεύγους IFFT – FFT μετασχηματισμού N σημείων (N -point IFFT – FFT). Επομένως δίνεται η δυνατότητα χρήσης N υποδιαύλων ή αλλιώς N υποφερόντων. Επίσης, εάν το εύρος ζώνης διαύλου είναι BW τότε ο χρόνος δειγματοληψίας είναι $T_s = 1 / BW$. Βάσει των παραπάνω, η χρήσιμη χρονική διάρκεια συμβόλου T_{fft} είναι

$$T_{fft} = \frac{N}{BW} \quad (3-3)$$

Η χρονική διάρκεια του κυκλικού προθέματος T_{gi} ορίζεται ως :

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

$$T_{gi} = \frac{CP}{BW} \quad (3-4)$$

όπου CP ένας αριθμός χρονικών δειγμάτων.

Ορίζουμε ως $Glratio$ την αναλογία:

$$Glratio = \frac{T_{fft}^{(3-3)}}{T_{gi}^{(3-4)}} \Rightarrow Glratio = \frac{N}{CP} \quad (3-5)$$

Έτσι από την εξ. (3-2) θα ισχύει, βάσει των εξ. (3-3) και (3-5), θα ισχύει :

$$T_{sym} = \frac{N}{BW} + \frac{CP}{BW} \stackrel{(3-5)}{\Rightarrow} T_{sym} = \frac{N}{BW} + \frac{N}{BW \cdot Glratio} \Rightarrow T_{sym} = \left(1 + \frac{1}{Glratio}\right) \cdot \frac{N}{BW} \quad (3-6)$$

Η παράμετρος T_m είναι χαρακτηριστική του καναλιού και σε παρακάτω παράγραφο θα της δοθεί αριθμητική τιμή, βάσει ενός προτεινόμενου μοντέλου ασύρματου διαύλου. Η παράμετρος T_c δίνεται από την εξ. (1-39) :

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} \Rightarrow T_c \approx \frac{3}{4f_m} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \Rightarrow T_c \approx \frac{3}{4 \cdot \frac{\Delta v}{\lambda}} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \Rightarrow T_c \approx \frac{3c}{4 \cdot \Delta v \cdot f_c} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \quad (3-7)$$

όπου f_m η μέγιστη διασπορά Doppler, Δv η σχετική ταχύτητα πομπού-δέκτη, λ το μήκος κύματος της κύριας φέρουσας συχνότητας, f_c η φέρουσα συχνότητα και c η ταχύτητα του φωτός.

Όταν, λοιπόν, ικανοποιείται η συνθήκη της ανισότητας (3-1) θα παρουσιάζονται στο σήμα αργές και συχνοτικά επίπεδες διαλείψεις (slow flat fading) που μπορούν να

αντιμετωπιστούν από το δέκτη. Έτσι μία προσεκτική και ρεαλιστική επιλογή των παραμέτρων N και $GIratio$, μπορούν να οδηγήσουν σε ικανοποιητικά αποτελέσματα.

3.1.2 Λευκός Γκαουσιανός Προσθετικός Θόρυβος (AWGN)

Όπως φαίνεται και στο σχ. 15, το κανάλι προσθέτει διαλείψεις μικρής κλίμακας καθώς και λευκό γκαουσιανό προσθετικό θόρυβο. Σε ένα AWGN κανάλι, στο εκπεμπόμενο διαμορφωμένο σήμα $s(t) = \text{Re}\{u(t)\exp(2\pi f_c t)\}$, όπου $u(t)$ το βαθυπερατό σήμα, προστίθεται θόρυβος $n(t)$. Ο θόρυβος $n(t)$ θεωρείται γκαουσιανή λευκή τυχαία διαδικασία (white Gaussian random process) με μηδενική μέση τιμή και φασματική πυκνότητα $N_0/2$. Έτσι, το ληφθέν σήμα είναι $r(t) = s(t) + n(t)$.

Ως σηματοθορυβικός λόγος (Signal-Noise Ratio - SNR) ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος P_r του ληφθέντος σήματος προς την ισχύ του θορύβου $n(t)$. Εάν το εύρος ζώνης του $u(t)$ είναι BW τότε το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού είναι $2BW$. Έτσι ο θόρυβος που εφαρμόζεται στο ζωνοπερατό σήμα έχει και αυτός εύρος ζώνης $2BW$ και αφού έχει φασματική πυκνότητα $N_0/2$ τότε η ισχύς του θορύβου είναι N_0BW . Έτσι θα ισχύει :

$$SNR = \frac{P_r}{N_0 \cdot BW} \quad (3-8)$$

Επίσης ο σηματοθορυβικός λόγος εκφράζεται βάσει της ενέργειας ανά bit E_b και ανά σύμβολο E_s (σχήματος διαμόρφωσης) :

$$SNR = \frac{P_r}{N_0 \cdot BW} = \frac{E_s}{N_0 \cdot BW \cdot T_s} = \frac{E_b}{N_0 \cdot BW \cdot T_b} \quad (3-9)$$

όπου T_s και T_b χρόνος συμβόλου και bit, αντίστοιχα.

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Εάν έχουμε τετραγωνικούς παλμούς πληροφορίας τότε θα ισχύει $BW \cdot T_s = 1$ και συνεπώς εξ.(3-9) θα γίνει :

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} \quad (3-10)$$

στην περίπτωση M-επίπεδης διαμόρφωσης (M-PSK, M-QAM κ.τ.λ.) και

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \quad (3-11)$$

στην περίπτωση δυαδικής διαμόρφωσης (π.χ. B-PSK).

Προσεγγιστικά τα E_s και E_b συνδέονται με τον τύπο :

$$E_b \approx \frac{E_s}{\log_2 M} \quad (3-12)$$

Για μια πλήρη ανάλυση του θέματος ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο [17]. Επίσης στην προαναφερόμενη αναφορά, η πιθανότητα λάθους συμβόλου για M-επίπεδη διαμόρφωση M-QAM είναι :

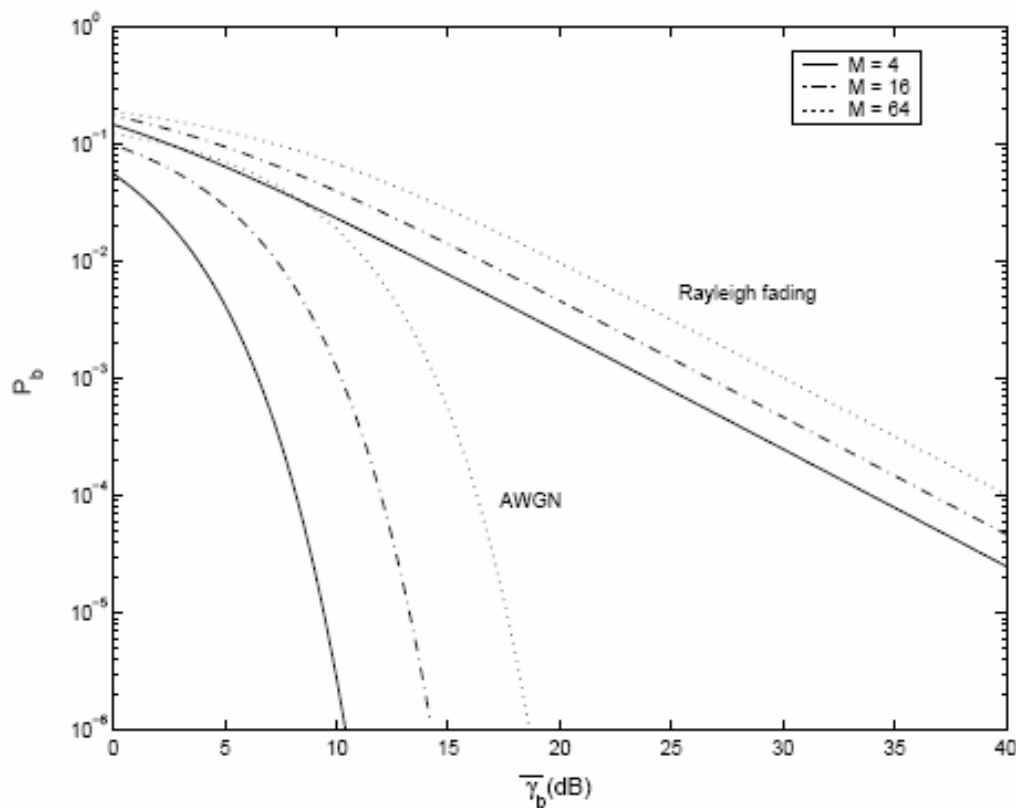
$$P_s \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3(E_s/N_0)}{M-1}} \right) \quad (3-13)$$

και η πιθανότητα λάθους bit για M-επίπεδη διαμόρφωση M-QAM είναι :

$$P_b \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{3(E_b/N_0) \log_2 M}{M-1}} \right) \quad (3-14)$$

$$\text{όπου } Q(z) = p(x \geq z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (3-15)$$

Έτσι, από την προσεγγιστική εξ.(3-14) μπορεί να διαπιστωθεί ότι το σχήμα διαμόρφωσης, δηλαδή πόσα bits περιλαμβάνονται σε ένα σύμβολο, επηρεάζει πόσο καλά θα αποδώσει το τηλεπικοινωνιακό σύστημα υπό συγκεκριμένες συνθήκες (SNR). Συγκεκριμένα, όσο περισσότερα bits περιλαμβάνονται εντός ενός συμβόλου, δηλαδή όσο το M αυξάνεται, τόσο μειώνεται η απόδοση του συστήματος, όπως φαίνεται και από το επόμενο σχήμα, όπου παρουσιάζεται η θεωρητική απόδοση (BER vs. E_b/N_0) τόσο καναλιού AWGN, όσο και καναλιού με διαλείψεις Rayleigh σε συνάρτηση με την παράμετρο M .



Σχήμα 19 Μέση τιμή BER για M-QAM με διαλείψεις Rayleigh και AWGN [17].

Το σχ.19 παρουσιάζει ενδιαφέρον από το γεγονός ότι, για τα διάφορα σχήμα διαμόρφωσης (MQAM), η διαφορά απόδοσης του τηλεπικοινωνιακού καναλιού σε κανάλι AWGN και σε κανάλι με διαλείψεις Rayleigh είναι μεγάλη, εις βάρος της δεύτερης. Βάσει των θεωρητικών μοντέλων, που αναλύονται στο [17], για σήμα με διαμόρφωση MQAM το BER μειώνεται εκθετικά σε σχέση με το E_b/N_0 για κανάλι AWGN και γραμμικά για κανάλι με διαλείψεις Rayleigh, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το σχ.19.

Για να διατηρηθεί ένα σχετικά χαμηλό BER σε ένα κανάλι με Rayleigh διαλείψεις θα πρέπει να αυξηθεί η ισχύς εκπομπής για να μπορέσει το τηλεπικοινωνιακό σύστημα να αποδώσει το ίδιο όπως και σε ένα κανάλι AWGN. Επειδή όμως πολλές φορές αυτό δεν είναι δυνατό, λόγω προδιαγραφών σχεδίασης του υλικού (hardware) είτε λόγω περιορισμών ελέω κανονισμών, που αφορούν την μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύ, απαιτούνται συνδυασμός τεχνικών που θα προσπαθήσουν απαλείψουν τα φαινόμενα που προκαλούνται από τις διαλείψεις Rayleigh, οι οποίες θεωρείται το πλέον πεσιμιστικό σενάριο (worst-case scenario) μετάδοσης σημάτων μέσω του ασύρματου διαύλου [17]. Οι τεχνικές αυτές αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 2 και η απόδοσή τους θα εκτιμηθεί παρακάτω.

3.2 Παρουσίαση και ανάλυση προτεινομένου συστήματος

Στην παρούσα παράγραφο θα παρουσιαστεί και θα αναλυθεί προτεινόμενο σύστημα ασύρματης μετάδοσης μικροκυματικών συχνοτήτων με χρήση τεχνικής κωδικοποιημένης ορθογώνιας πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Coded OFDM - COFDM), η οποία συζητήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

3.2.1 Block διάγραμμα

Παρακάτω παρουσιάζεται το block διάγραμμα του πομπού, του ασύρματου καναλιού και του δέκτη βάσει των οποίων έγιναν οι προσομοιώσεις.

3.2.1.1 Πομπός συστήματος

Τα δεδομένα («0» ή «1» που παράγονται τυχαία με ίση πιθανότητα) εισάγονται σειριακά στο πομπό. Ακολουθεί ο σειριακό-σε-παράλληλο μετατροπέας (S/P) που τα σειριακά δεδομένα τα μετατρέπει παράλληλα.

Ο παράλληλος συρμός bits κωδικοποιούνται με συνελκτικό κώδικα διόρθωσης λάθους (convolutional encoder) με πολυώνυμα γεννήτριες $\{133,171\}$ (οκταδικά οριζόμενες), $constraint\ length = 7$ και ρυθμό κωδικοποίησης $1/2$. Το σχ.16 αναπαριστά αυτόν το συνελκτικό κώδικα διόρθωσης λάθους. Ο ρυθμός κωδικοποίησης μπορεί να αυξηθεί μέσω puncturing και επιπλέον προκύπτουν, μέσω puncturing, ρυθμοί κωδικοποίησης $2/3$ και $3/4$. Εν συνεχεία, ακολουθεί ανακάτεμα των bits με τυχαίο τρόπο (random interleaving). Στις §2.2.1, 2.3.1 και 2.4.4 καθώς και 8 κεφάλαιο του [17], μπορεί ο αναγνώστης να ανατρέξει για περισσότερες πληροφορίες.

Ο κωδικοποιημένος και ανακατεμένος συρμός bits ομαδοποιούνται σε ομάδες των k bit και κάθε ομάδα, συνεπώς, λαμβάνει τιμή $M = 2^k$ και εισάγονται σε M-QAM διαμορφωτή. Η έξοδος του M-QAM διαμορφωτή είναι μιγαδικές τιμές και αναπαρίστανται στο $I - Q$ επίπεδο (In-phase – Quadrature plane).

Τα μιγαδικά, πλέον, δεδομένα εισάγονται στον N -σημείων IFFT, για να γίνει η μεταφορά των δεδομένων στους N υπομεταφορείς. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιούνται και οι N υπομεταφορείς για τη μεταφορά των δεδομένων. Αμέσως μετά εισάγεται το κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) εισάγοντας στην αρχή του παράλληλου μιγαδικού συρμού

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

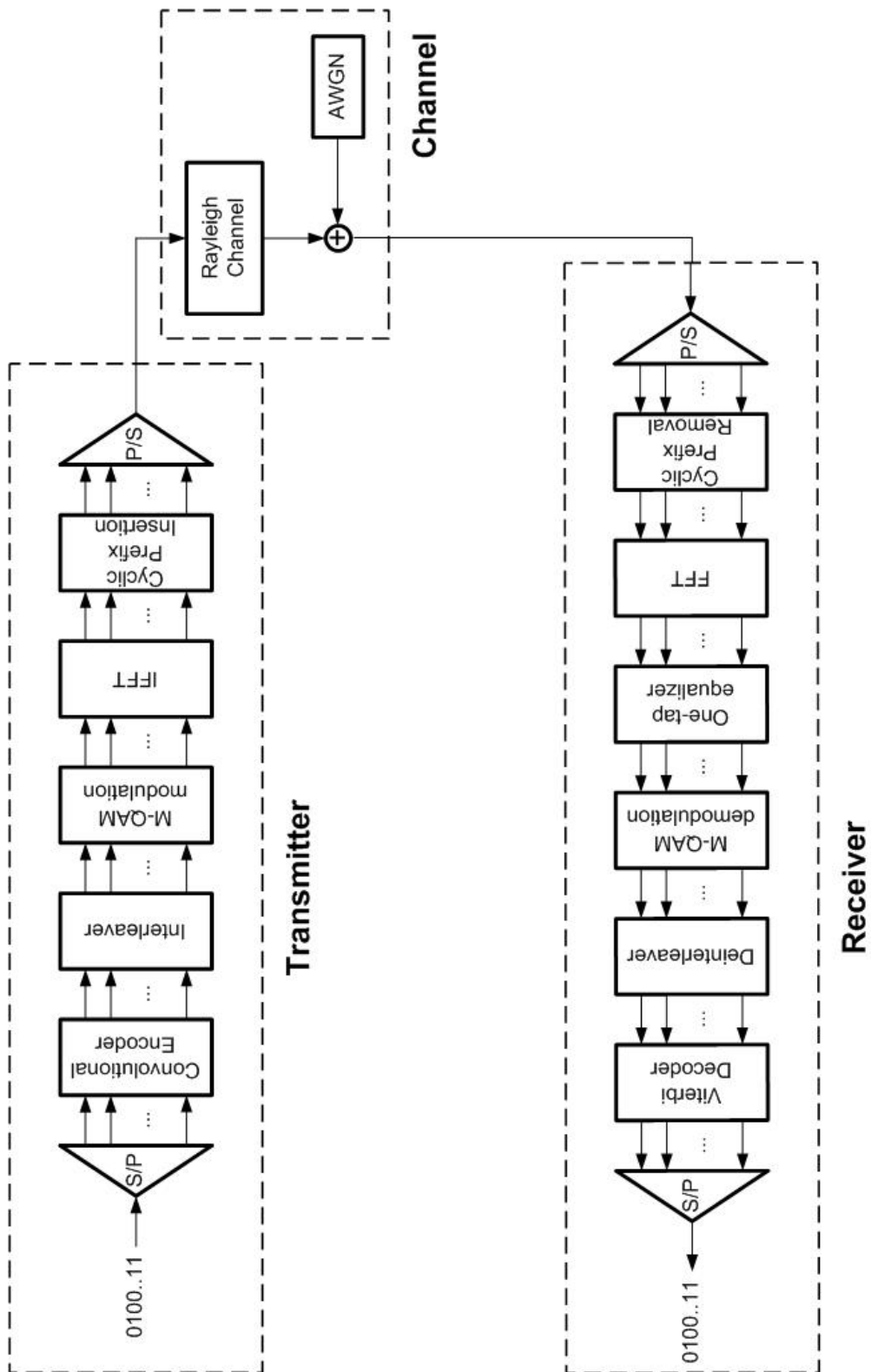
δεδομένων τα τελευταία *CP* δείγματα. Ο αριθμός των *CP* δειγμάτων ορίζεται από το *GIratio* (εξ.(3-4)).

Τα παράλληλα δεδομένα, εν συνεχεία, μετατρέπονται σε σειριακά πάλι και αυτά θα είναι η έξοδος του πομπού, έτοιμα προς μετάδοση μέσω του ασύρματου διαύλου.

3.2.1.2 Ασύρματος δίαυλος

Τα σειριακά δεδομένα, που εκπέμπονται από τον πομπό του συστήματος, εκπορεύονται διαμέσου του ασύρματου διαύλου για να καταλήξουν στο δέκτη. Αυτός ο ασύρματος δίαυλος φαίνεται στο σχ. 20 και περιλαμβάνει δύο blocks που εισάγουν στο εκπεμπόμενο σήμα διαλείψεις και θόρυβο. Το block που εισάγει διαλείψεις (διαλείψεις μικρής κλίμακας) ονομάζεται Rayleigh channel και το block που εισάγει θόρυβο ονομάζεται AWGN.

Το Rayleigh channel εισάγει διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδεύσεων, με απουσία γραμμής θέσης (δηλαδή Non Line Of Sight - NLOS), και διαλείψεις λόγω σχετικής κίνησης πομπού και δέκτη. Ο λευκός προσθετικός γκαουσσιανός θόρυβος (AWGN) προσθέτει στο σήμα θόρυβο που ορίζεται από το σηματοθορυβικό λόγο (SNR). Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο κεφάλαιο 1, όπου γίνεται ανάλυση του ασύρματου διαύλου, καθώς και στα αντίστοιχα κεφάλαια του [17] για επιπλέον διευκρινήσεις.



Σχήμα 20 Πλήρες block διάγραμμα του, υπό μελέτη, συστήματος.

3.2.1.3 Δέκτης συστήματος

Ο δέκτης του συστήματος αναλαμβάνει την εργασία να εξάγει από το ληφθέν σήμα το σήμα που εκπέμφθηκε από τον πομπό. Το ληφθέν σήμα είναι το άθροισμα των χρονικά καθυστερημένων αντίγραφων του αρχικού σήματος, λόγω πολλαπλών διαδοεύσεων, μαζί με AWG θόρυβο. Στο δέκτη ακολουθείται η αντίστροφη λογική από αυτή του δέκτη.

Αρχικά, στο δέκτη, αφού τα σειριακά δεδομένα γίνουν παράλληλα, αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα που έχει εισαχθεί στο πομπό και έτσι αντιμετωπίζεται η ενδοσυμβολική παρεμβολή, αρκεί η το κυκλικό πρόθεμα να είναι μεγαλύτερο της μέγιστης καθυστέρησης T_m (ή εναλλακτικά 10 φορές μεγαλύτερο από την διασπορά καθυστέρησης (delay spread) σ_τ).

Εν συνεχεία, στο ληφθέν OFDM σύμβολο εφαρμόζεται ο FFT για να πάρουμε τα σύμβολα που εισαχθούν στον M-QAM αποκωδικοποιητή. Πριν από τον M-QAM αποκωδικοποιητή, γίνεται εκτίμηση του καναλιού από τα σήματα του πομπού και του σήματος εξόδου του Rayleigh καναλιού, αφού μετατραπούν σε σήματα συχνότητας. Η απόκριση συχνότητας του καναλιού που προκύπτει διορθώνει και εκτιμά σήμα το οποίο είναι όσο το δυνατόν πλησιέστερα στο εκπεμπόμενο σήμα. Η εκτίμηση απόκρισης συχνότητας του καναλιού δεν περιλαμβάνει εκτίμηση για τον θόρυβο που εισάχθηκε στο σήμα, δηλαδή έγινε εκτίμηση του σήματος μέσω αντιστροφής του καναλιού (channel inverting (Zero-Forcing - ZF solution)). Ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο αντίστοιχο κεφάλαιο του [17] για αναζητηθούν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της μεθόδου αυτής (μειωμένη πολυπλοκότητα, αυξημένη ταχύτητα αλλά μειωμένη απόδοση).

Ο M-QAM αποκωδικοποιητής ακολουθεί που μετατρέπει την μιγαδική πληροφορία σε bits. Τα bits αναδιατάσσονται μέσω του deinterleaver και αποκωδικοποιούνται μέσω viterbi decoder.

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Τέλος, τα bits (και τα πακέτα) που στάλθηκαν και τα bits (και τα πακέτα) που ελήφθησαν συγκρίνονται για να εξαχθούν ο αριθμός λανθασμένων bit (και πακέτων) και ο αντίστοιχος ρυθμός εμφάνισης λανθασμένου bit (Bit Error Rate - BER) (και πακέτων – Packet Error Rate). Τα τελευταία είναι χρησιμότερα εργαλεία για την εκτίμηση απόδοσης του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, για διάφορες διαμορφώσεις του (αριθμός υποφερόντων, μήκος κυκλικού προθέματος, ρυθμός κωδικοποίησης κτλ.).

3.2.2 Μοντέλο ασύρματου καναλιού

Το μοντέλο ασύρματου καναλιού, στην μπάντα των 60GHz, και συγκεκριμένα του Rayleigh fading καναλιού, που θα χρησιμοποιηθεί για τις προσομοιώσεις που θα γίνουν λήφθηκε από το [26]. Αρχικά έγιναν μετρήσεις για διάφορες διαμορφώσεις πομπού-δέκτη, απόστασης και εν συνεχεία μοντελοποιήθηκαν για να μπορέσει να γίνουν τα αποτελέσματα των μετρήσεων έτοιμα για χρήση από πρόγραμμα προσομοίωσης. Για περισσότερες πληροφορίες για τις συνθήκες μετρήσεων και για τα αποτελέσματα τους ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο [26]. Παρακάτω θα παρουσιαστεί επιγραμματικά το μοντέλο αυτό.

Η διαμόρφωση πομπού δέκτη φαίνεται στο παρακάτω πίνακα.

Παράμετρος	Τιμή
Tx antenna beamwidth	60°
Rx antenna beamwidth	72°
Tx antenna gain	13 dBi
Rx antenna gain	8 dBi
Frequency bandwidth	1024 MHz

Πίνακας 3 Πίνακας παραμέτρων του συστήματος μετρήσεων.

3.2.2.1 Ανάλυση απωλειών διαδρομής

Η συνολική απώλεια ισχύος μεταξύ πομπού και δέκτη μπορεί να τυποποιηθεί βάσει του παρακάτω τύπου :

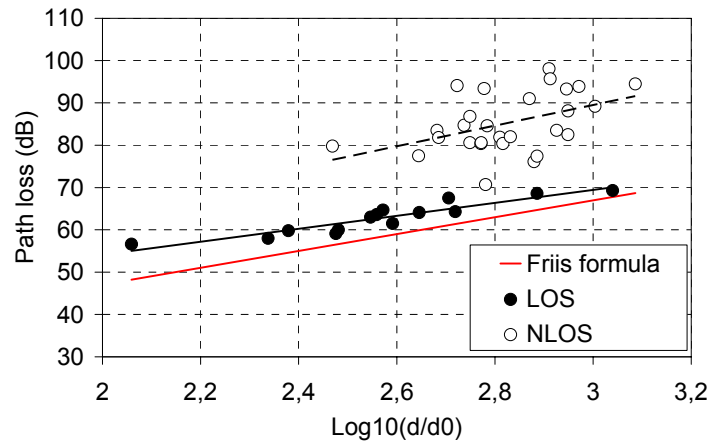
$$PL(d) = PL(d_0) + 10 \cdot n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d) \quad (3-16)$$

όπου $PL(d_0)$ είναι η απώλεια διαδρομής σε dB για απόσταση $d = d_0$ από το πομπό, n είναι συντελεστής που εξαρτάται από το ασύρματο περιβάλλον και S είναι η λογαριθμοκοκανονική σκίαση (lognormal shadowing) σε dB , με μέση τιμή μηδέν και τυπική απόκλιση σ_S . Για χάρη της σύγκρισης παρακάτω παρατίθεται ο τύπος του Friis, που δείχνει την ιδανική συνάρτηση απωλειών διαδρομής :

$$PL(d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) - G_{Tx} - G_{Rx} \quad (3-17)$$

όπου f είναι η κεντρική φέρουσα συχνότητα, c η ταχύτητα του φωτός και G_{Tx} , G_{Rx} τα κέρδη κεραιών πομπού και δέκτη αντίστοιχα.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων που έγιναν.



Σχήμα 21 Τιμές μετρήσεων απωλειών διαδρομής [26]

Η εξ.(3-16) την NLOS περίπτωση, που στην παρούσα εργασία ενδιαφέρει, με τις τιμές $n = 2.44$, $PL(d_0) = 16.2 \text{ dB}$ και $\sigma_s = 6.2 \text{ dB}$. Άρα η εξ.(3-16) γίνεται :

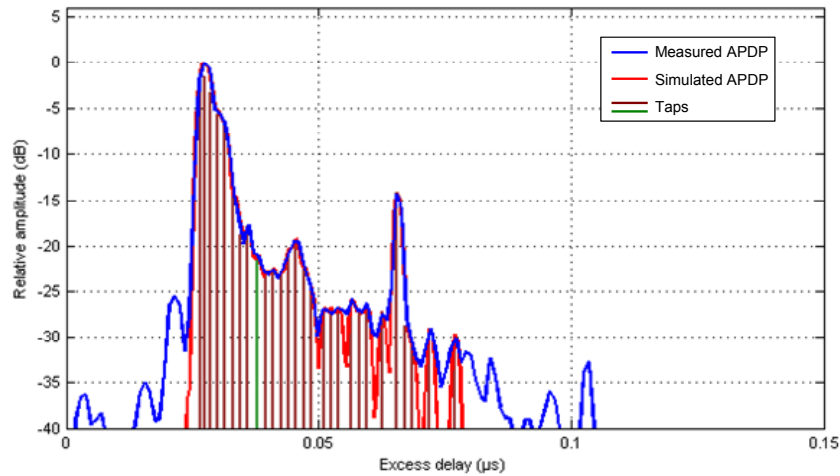
$$PL(d) = 16.2 + 24.4 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3-18)$$

με τυπική απόκλιση $\sigma_s = 6.2 \text{ dB}$.

3.2.2.2 Χρονική απόκριση ασύρματου διαύλου

Σε αυτή τη παράγραφο θα παρουσιαστεί το προφίλ ισχύος-καθυστέρησης όπως εξάχθηκε από τα αποτελέσματα του [27] για την μάντα των 60 GHz. Η γραφική αναπαράσταση του φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος



Σχήμα 22 NLOS μοντέλο διαύλου [26].

Στο παρακάτω πίνακα φαίνονται οι τιμές σχετικής ισχύος για κάθε διακριτή χρονική στιγμή (tap).

Tap number	Delay (ns)	Relative power (dB)	Small scale variations
1	26.48	-1.60	Rayleigh
2	27.50	-1.60	Rayleigh
3	28.50	-3.30	Rayleigh
4	30.00	-5.50	Rayleigh
5	31.41	-6.80	Rayleigh
6	33.20	-14.60	Rayleigh
7	34.50	-18.80	Rayleigh
8	36.00	-17.90	Rayleigh
9	37.80	-20.90	Rayleigh
10	39.50	-22.80	Rayleigh
11	41.00	-22.50	Rayleigh
12	42.50	-23.30	Rayleigh
13	44.00	-20.40	Rayleigh
14	45.50	-19.30	Rayleigh
15	47.10	-22.50	Rayleigh
16	48.50	-25.20	Rayleigh
17	51.00	-26.80	Rayleigh
18	52.50	-27.00	Rayleigh
19	54.00	-26.90	Rayleigh
20	56.50	-25.90	Rayleigh
21	58.00	-27.40	Rayleigh
22	59.50	-26.60	Rayleigh
23	62.50	-27.20	Rayleigh
24	65.50	-14.10	Rayleigh
25	67.00	-28.80	Rayleigh
26	68.50	-31.20	Rayleigh
27	72.00	-29.00	Rayleigh
28	77.00	-29.60	Rayleigh
Average measurement delay spread σ_r (ns)			5.33
Average model delay spread σ_r (ns)			5.02

Πίνακας 4 Τιμές NLOS μοντέλου διαύλου [26].

3.2.3 Διερεύνηση παραμέτρων OFDM συστήματος

Στην παράγραφο θα διερευνηθούν οι τιμές των παραμέτρων του OFDM συστήματος και στην επόμενη παράγραφο θα προταθούν πιθανές διαμορφώσεις που μεγιστοποιούν την απόδοση του συστήματος.

Ως δεδομένα θεωρούμε ότι το εύρος ζώνης $BW = 1024 \text{ MHz}$, όπως αυτό υποδεικνύεται από το μοντέλο που περιγράφεται στην §3.2.2 και κεντρική φέρουσα συχνότητα $f_c = 60 \text{ GHz}$. Επίσης ως δεδομένο θεωρούνται οι τιμές σχετικής ισχύος και οι αντίστοιχες καθυστερήσεις που βρίσκονται στο πίνακα 3.

Οι τιμές των κύριων παραμέτρων, που θα καθορίσουν την απόδοση του συστήματος είναι ο αριθμός των υποφερόντων N , ο λόγος $GIratio$ αριθμού υποφερόντων (N) προς το μήκος του κυκλικού προθέματος (CP) (εξ.(3-1) και (3-6)), η τιμή M του QAM διαμορφωτή και ο ρυθμός κωδικοποίησης διόρθωσης λάθους (εξ. (3-14)). Ένας επιπλέον παράγοντας που, πιθανώς, επηρεάζει την απόδοση του συστήματος είναι η σχετική ταχύτητα πομπού-δεκτή (εξ. (3-7)).

Θα γίνουν δύο προσεγγίσεις, για την επιλογή των παραμέτρων. Πρώτα επιλεγθεί η πιο κατάλληλη τιμή του $GIratio$ για τις διάφορες τιμές του αριθμού των υποφερόντων (δηλαδή των N -σημείων του IFFT-FFT) με configurations που αποδίδουν διαφορετικό raw bitrate με διάφορα SNR. Έτσι θα εξαχθούν οι προτεινόμενες τιμές $GIratio$ και N .

Στη δεύτερη προσέγγιση, θα υπολογιστεί το BER ως προς E_b/N_0 , για διάφορες τιμές του M και του ρυθμού κωδικοποίησης διόρθωσης λάθους, για τις προτεινόμενες τιμές $GIratio$ και N , που επιλέχθηκαν στην προηγούμενη προσέγγιση.

Τέλος, θα γίνει μια εκτίμηση απόδοσης του προτεινόμενου συστήματος ως προς την απόσταση πομπού-δέκτη σύμφωνα με το μοντέλο της §3.2.2 και την εξ. (3-18).

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Σημειώνεται ότι ο κώδικας MATLAB που υλοποιήθηκε για την προσομοίωση του συστήματος παρατίθεται στο Παράρτημα.

3.2.3.1 BER vs. GIratio

Όπως διερευνήθηκε προηγουμένως (εξ.(3-1)) οι τιμές του N και του $GIratio$ επηρεάζουν την απόδοση του συστήματος. Αρχικά θα πρέπει για το χρόνο συμβόλου T_{sym} και το χρόνο συνοχής T_c να ισχύει :

$$T_{sym} < T_c \stackrel{(3-6)}{\Rightarrow} \left(1 + \frac{1}{GIratio}\right) \cdot \frac{N}{BW} < \frac{3c}{4 \cdot \Delta\nu \cdot f_c} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \Rightarrow \left(1 + \frac{1}{GIratio}\right) \cdot N < \frac{3c \cdot BW}{4 \cdot \Delta\nu \cdot f_c} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \quad (3-19)$$

Όπου $c = 300 \cdot 10^6$ m/sec, $BW = 1024$ MHz, $f_c = 60 \cdot 10^9$ GHz και επιλέγεται μία τιμή σχετικής ταχύτητας πομπού δέκτη, π.χ. $\Delta\nu = 10$ m/sec. Άρα η (3-19) γίνεται :

$$\left(1 + \frac{1}{GIratio}\right) \cdot N < \frac{3c \cdot BW}{4 \cdot \Delta\nu \cdot f_c} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \Rightarrow \left(1 + \frac{1}{GIratio}\right) \cdot N < \frac{3 \cdot 300 \cdot 10^6 \cdot 1024 \cdot 10^6}{4 \cdot 10 \cdot 60 \cdot 10^9} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \Rightarrow$$

$$\left(1 + \frac{1}{GIratio}\right) \cdot N < 216648.8001 \quad (3-20)$$

Αν οι τυπικές τιμές του $N = 2^k, k \in \{6, 7, 8, 9, 10, 11\}$ και οι τιμές του $GIratio = 2^m, m \in \{2, 3, 4, 5\}$ και επιλεχθούν η μέγιστη τιμή του N και η ελάχιστη του $GIratio$ η (3-20) θα ικανοποιείται πάντα (φυσικά για λογικές τιμές της σχετικής ταχύτητας $\Delta\nu$). Με απλά λόγια, το υπό μελέτη τηλεπικοινωνιακό σύστημα στα 60 GHz θα υπόκειται σε αργές διαλείψεις και συνεπώς η ενδοπαρεμβολή φερόντων θα είναι αμελητέα (βλ. §2.5.2) και ο κύριος λόγος που συμβαίνει αυτό είναι το πολύ μεγάλο εύρος ζώνης ($BW = 1024$ MHz).

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Από την πλευρά των διαλείψεων πολλαπλών διαδύσεων (multipath fading) θα πρέπει να ισχύει $T_m < T_{sym}$ και για να υπάρχει υψηλή βεβαιότητα ότι δεν θα έχουμε συχνοτικά επιλεκτικές διαλείψεις (frequency selective fading) θα πρέπει $T_m < T_{gi}$. Άρα θα ισχύει :

$$T_m < T_{gi} \stackrel{(3-5)}{\Rightarrow} T_m < \frac{1}{GIratio} \cdot \frac{N}{BW} \Rightarrow \frac{N}{GIratio} > T_m \cdot BW \quad (3-21)$$

Από τον πίνακα 3 ισχύει $T_m = 77 \cdot 10^{-9} \text{ sec}$. Άρα η (3-21) γίνεται :

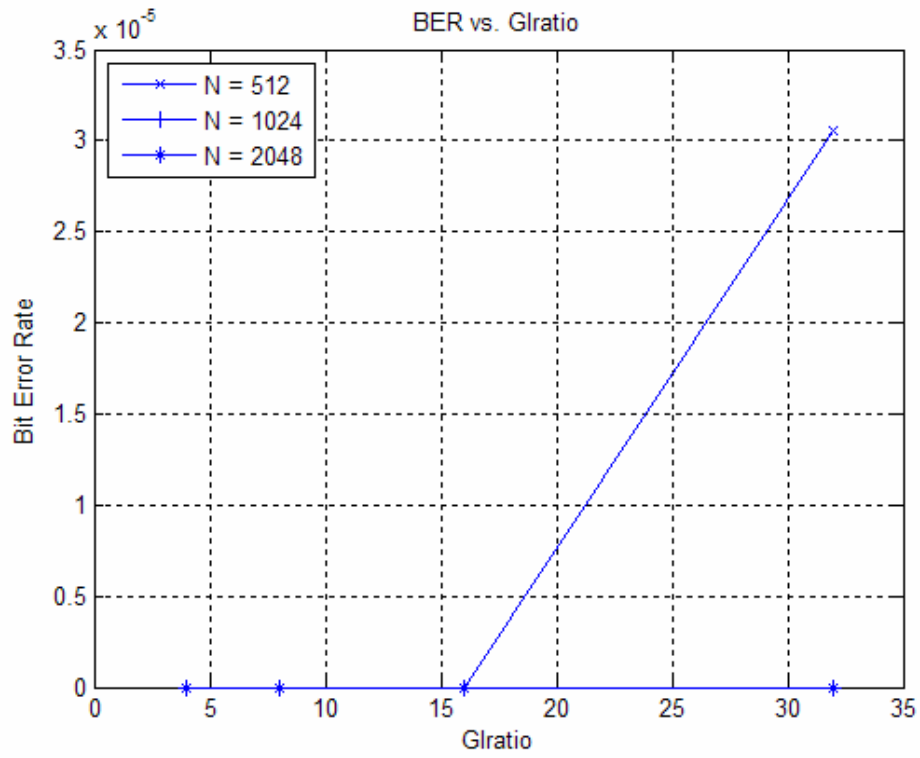
$$\frac{N}{GIratio} > 77 \cdot 10^{-9} \cdot 1.024 \cdot 10^9 \Rightarrow \frac{N}{GIratio} > 78.848 \Rightarrow \frac{2^k}{2^m} > 78.848 \Rightarrow 2^{k-m} > 78.848 \Rightarrow$$

$$k - m > \log_2(78.848) \Rightarrow k - m > 6.3 \stackrel{k, m \in \mathbb{N}}{\Rightarrow} k - m > 7 \quad (3-22)$$

Θα πρέπει να ισχύει η σχέση (3-22) για να υπάρχουν συχνοτικά επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Όπως σημειώθηκε, προηγουμένως, $k \in \{6, 7, 8, 9, 10, 11\}$ και $m \in \{2, 3, 4, 5\}$. Άρα θα δοκιμαστούν τιμές, τουλάχιστον, για $k \geq 9$ ($N \geq 512$ subcarriers) για τις διάφορες τιμές του m .

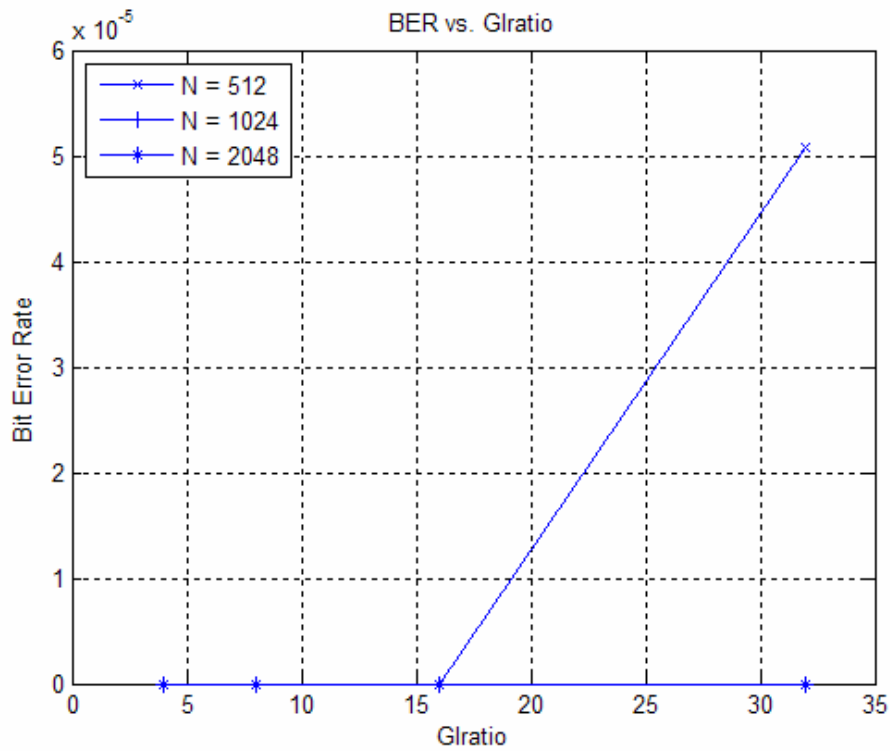
Αρχικά, υπολογίζουμε την επίδραση του $GIratio$ της απόδοσης του συστήματος σε διάλυτο Rayleigh χωρίς AWGN, για διάφορες τιμές του N .

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

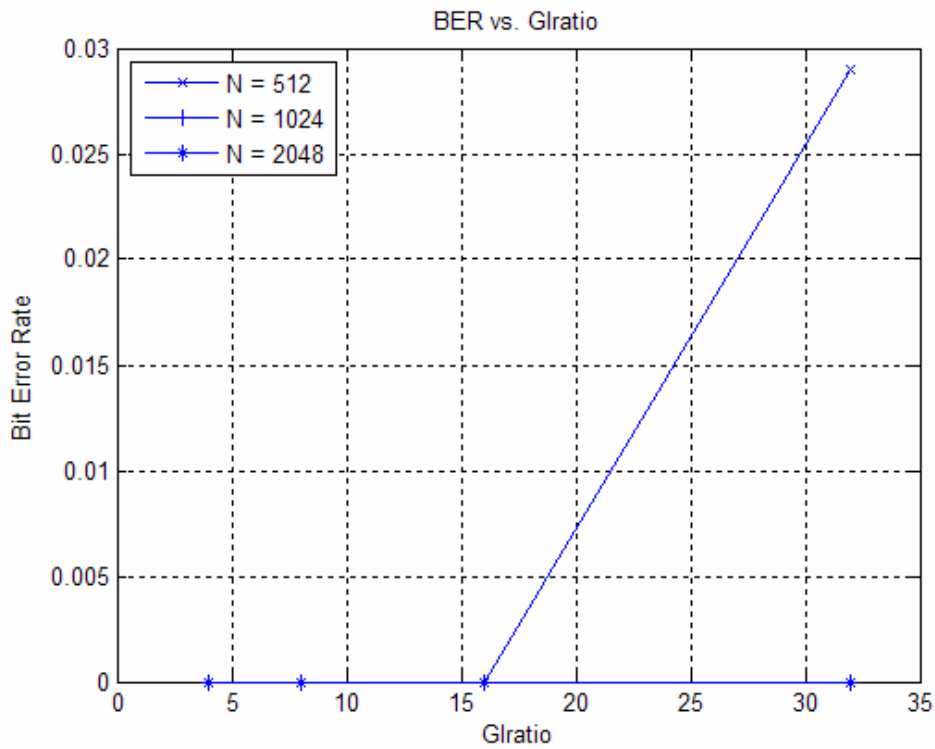


Σχήμα 23 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 4$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

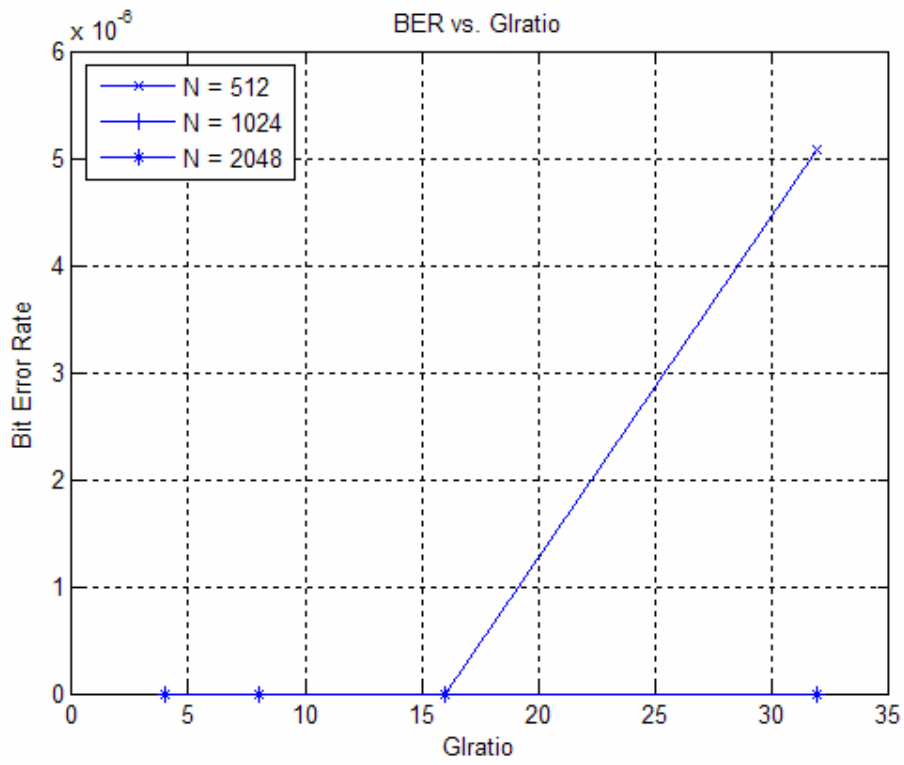


Σχήμα 24 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.



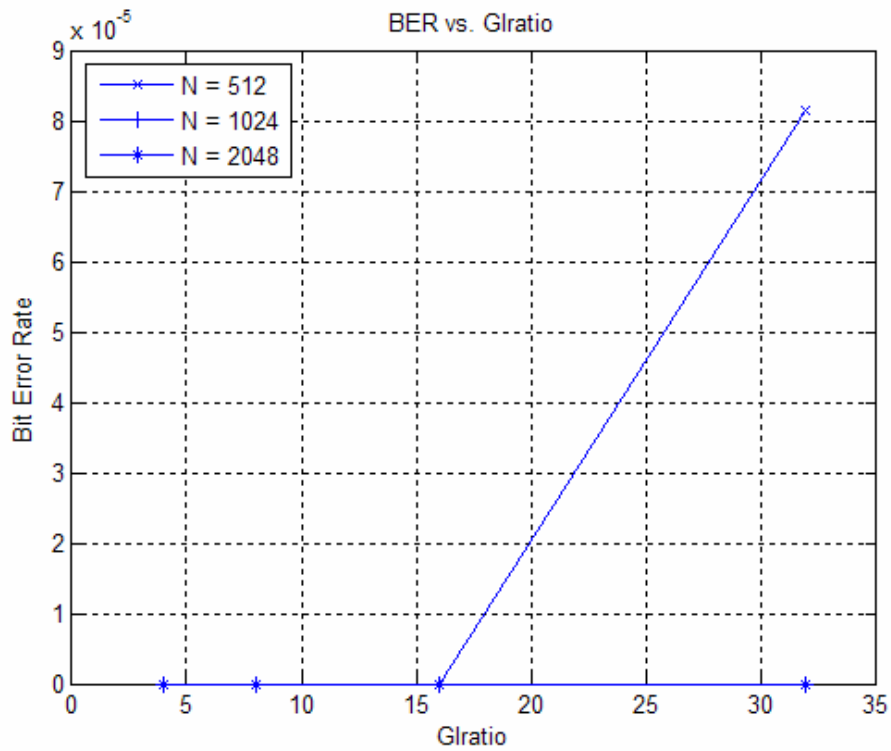
Σχήμα 25 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 64$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

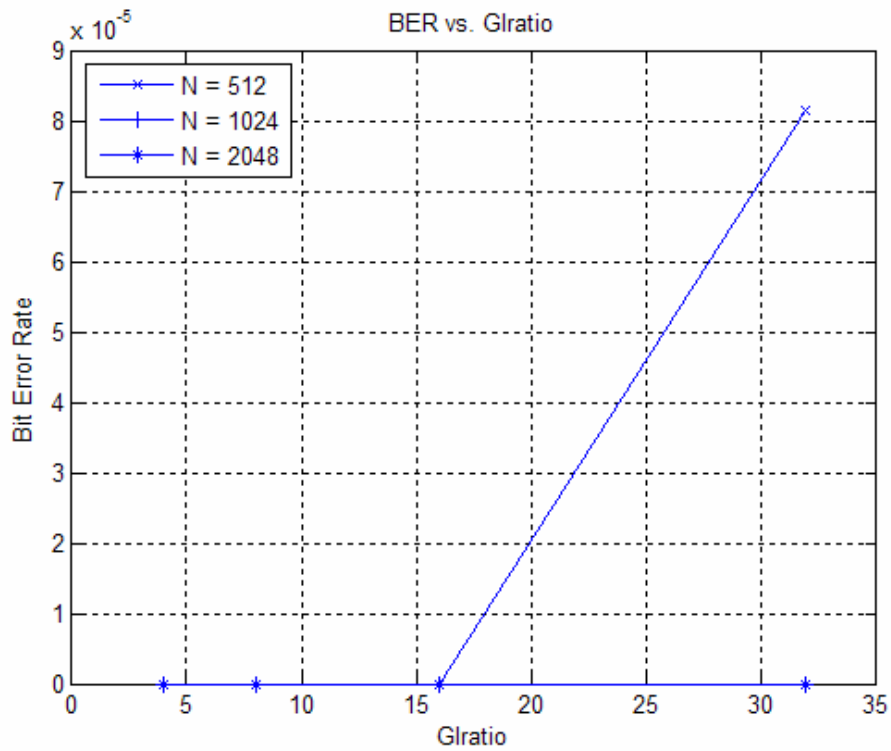


Σχήμα 26 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 4$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος



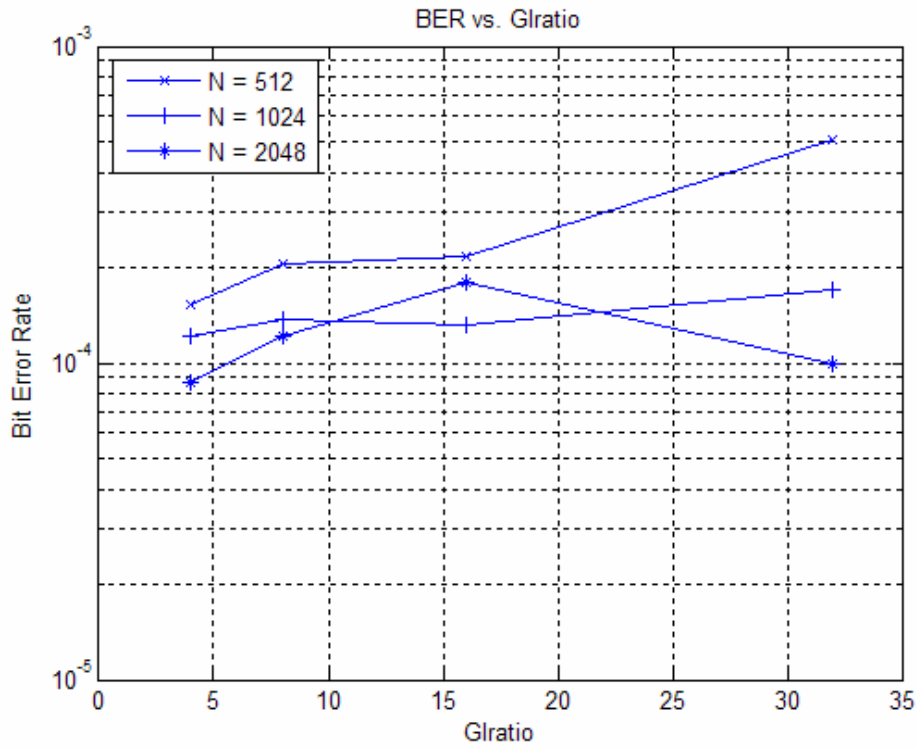
Σχήμα 27 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.



Σχήμα 28 Κανάλι χωρίς AWGN, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 64$, coderate = $\frac{1}{2}$.

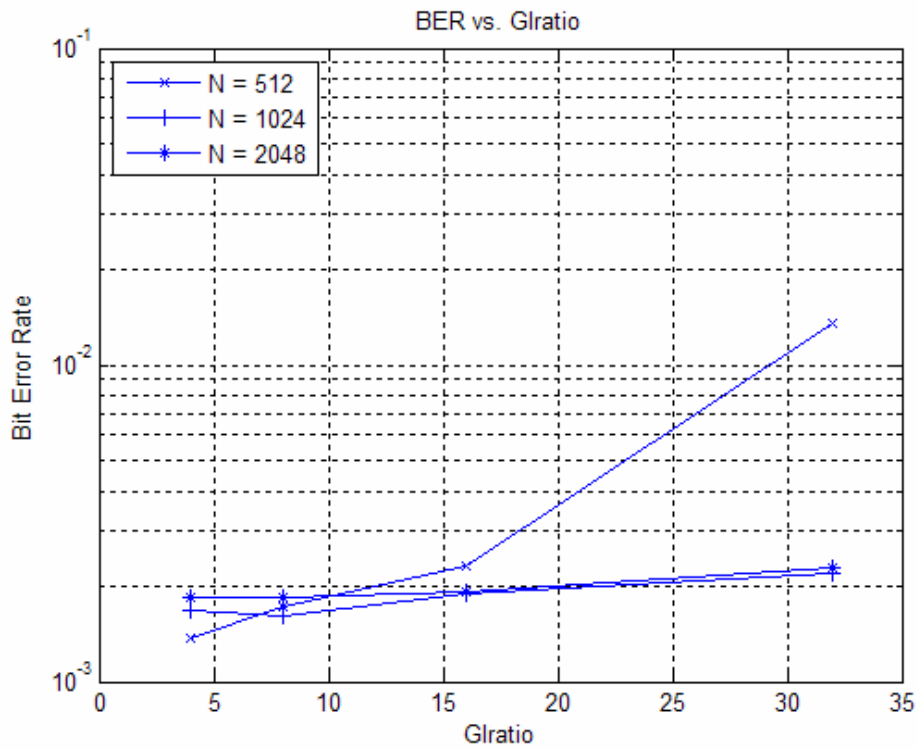
Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Εν συνεχεία, υπολογίζουμε την επίδραση του G_{ratio} της απόδοσης του συστήματος σε διάυλο Rayleigh με AWGN, για διάφορες τιμές του N . Πρώτα με $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$.

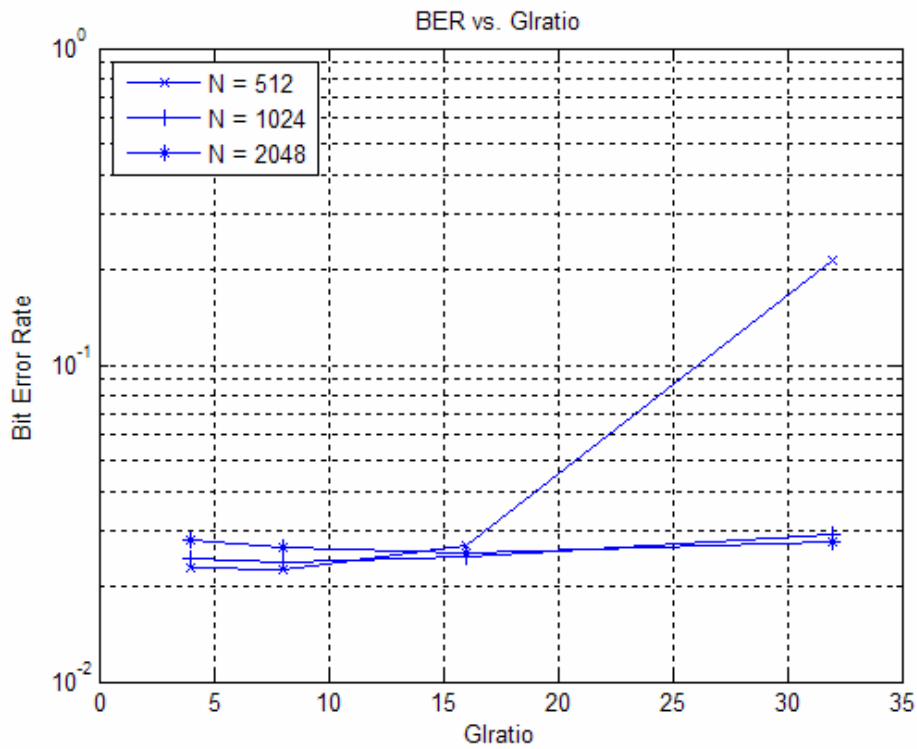


Σχήμα 29 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec , $M = 4$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

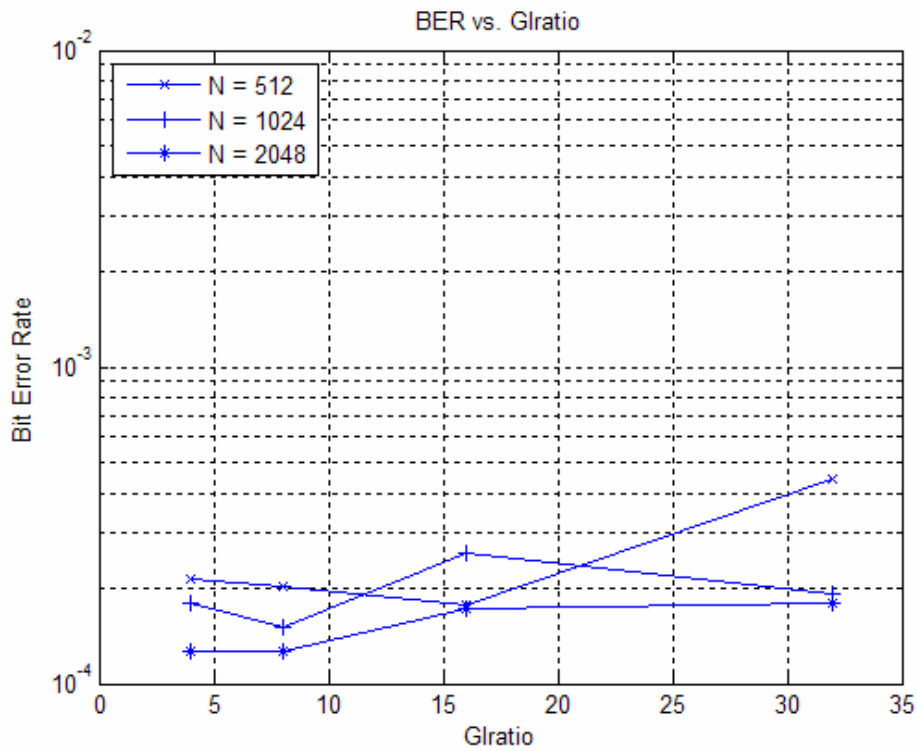


Σχήμα 30 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.

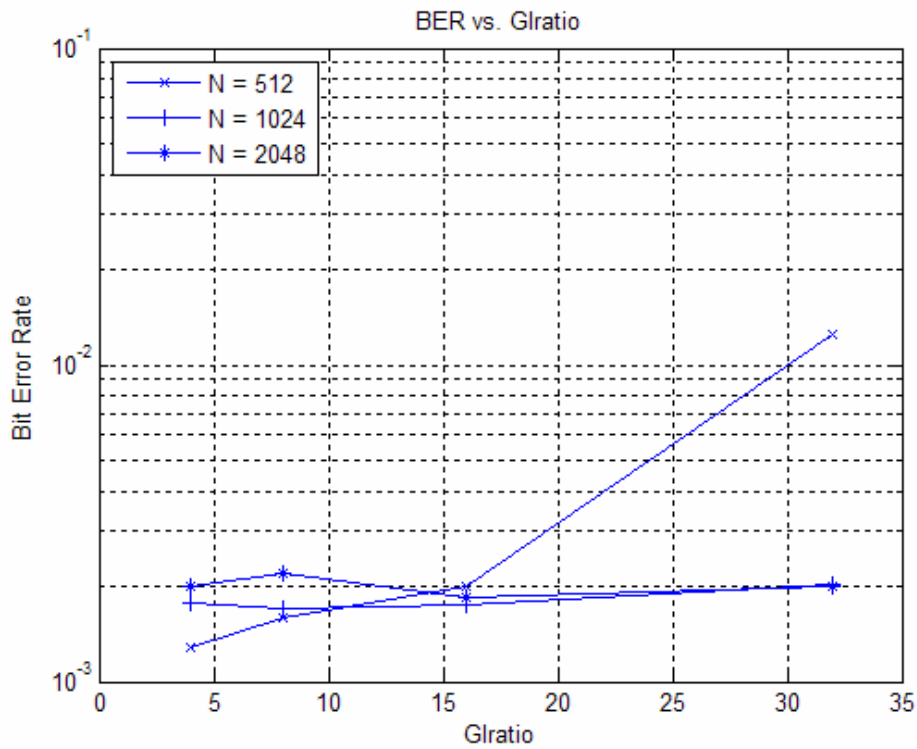


Σχήμα 31 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 64$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

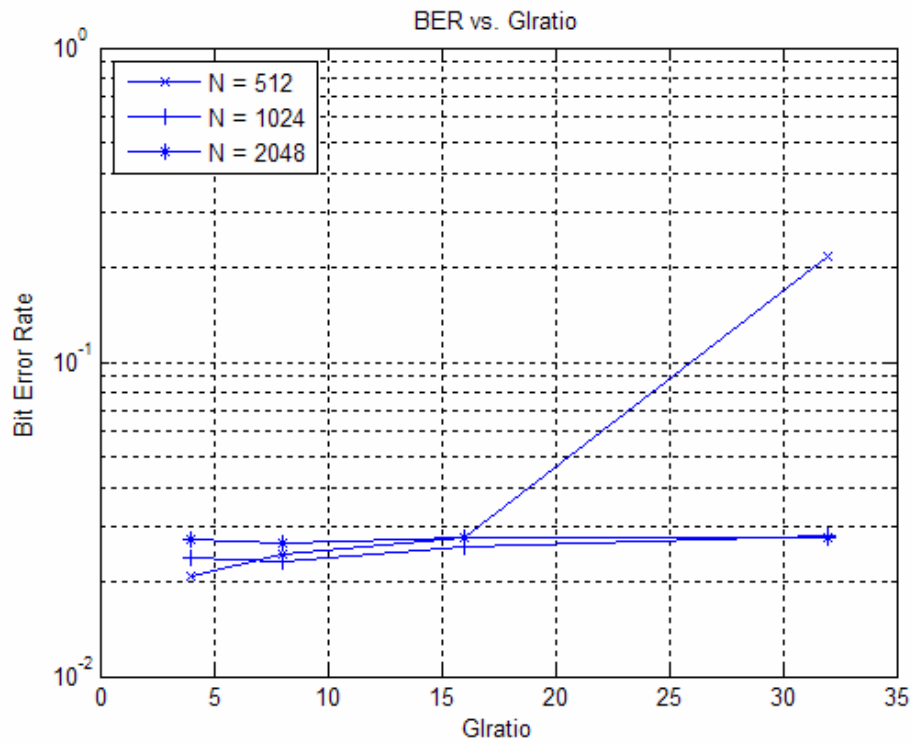


Σχήμα 32 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 4$, coderate = $\frac{1}{2}$.



Σχήμα 33 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.

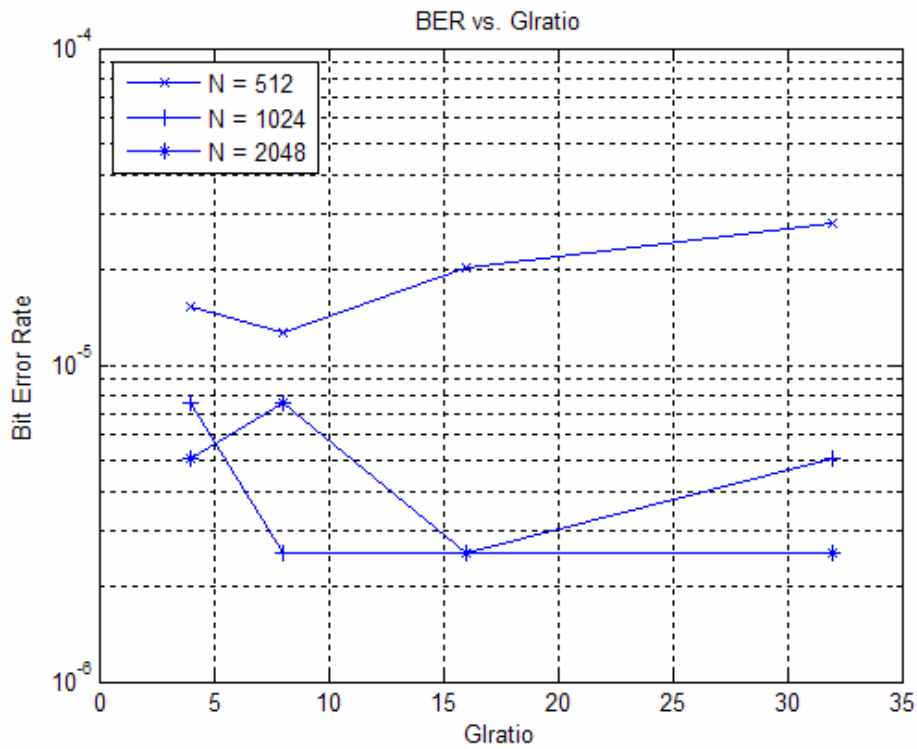
Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος



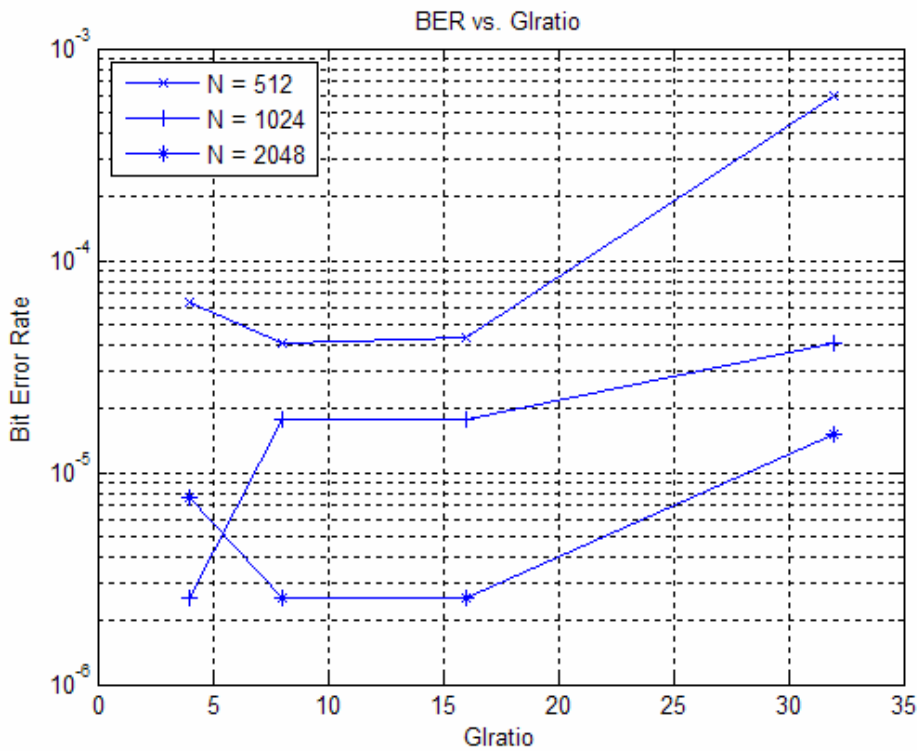
Σχήμα 34 $E_b / N_0 = 15 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 64$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Ακολουθεί προσομοίωση με $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

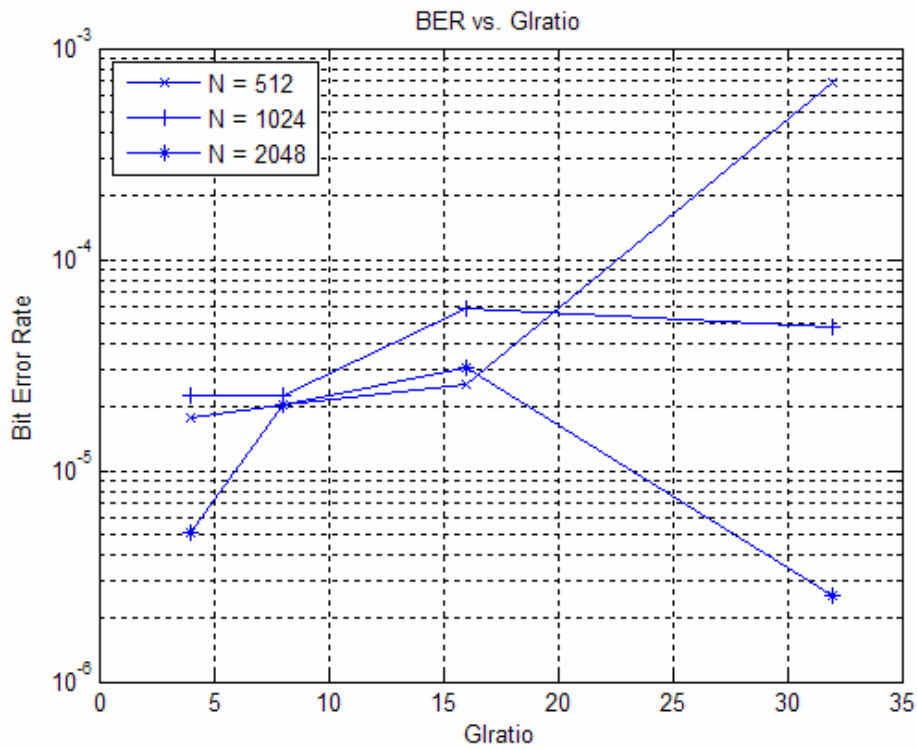


Σχήμα 35 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 4$, coderate = $\frac{1}{2}$.

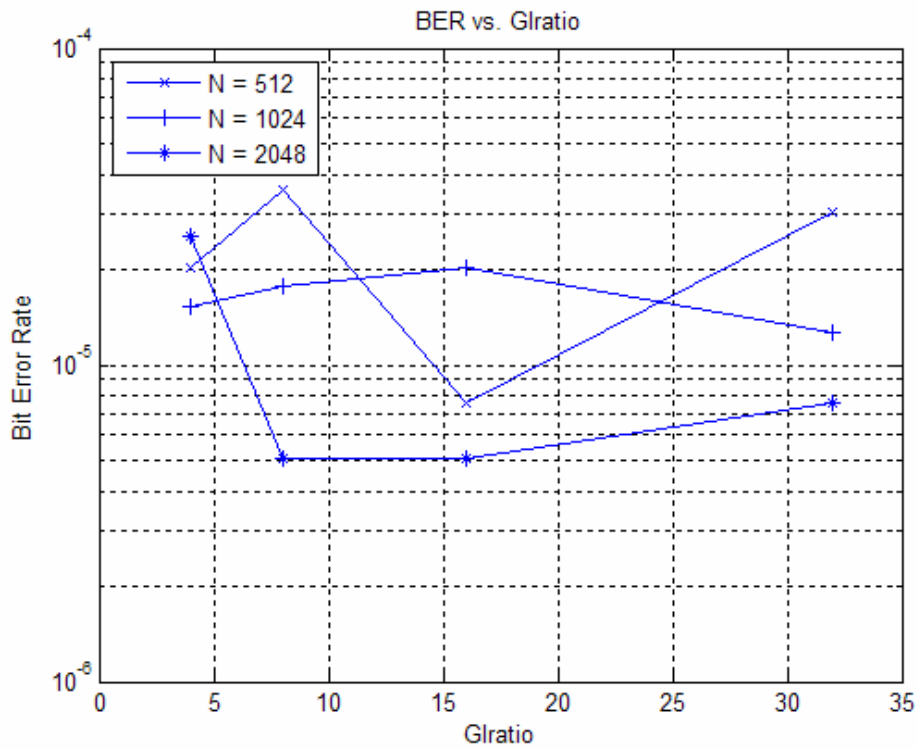


Σχήμα 36 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

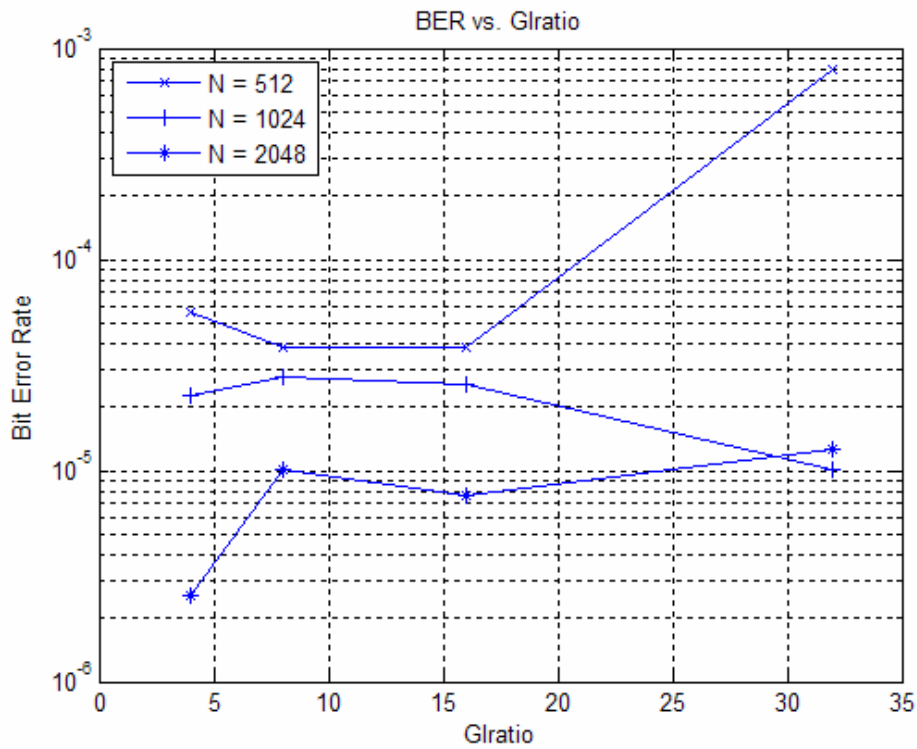


Σχήμα 37 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 0 m/sec, $M = 64$, coderate = 1/2.

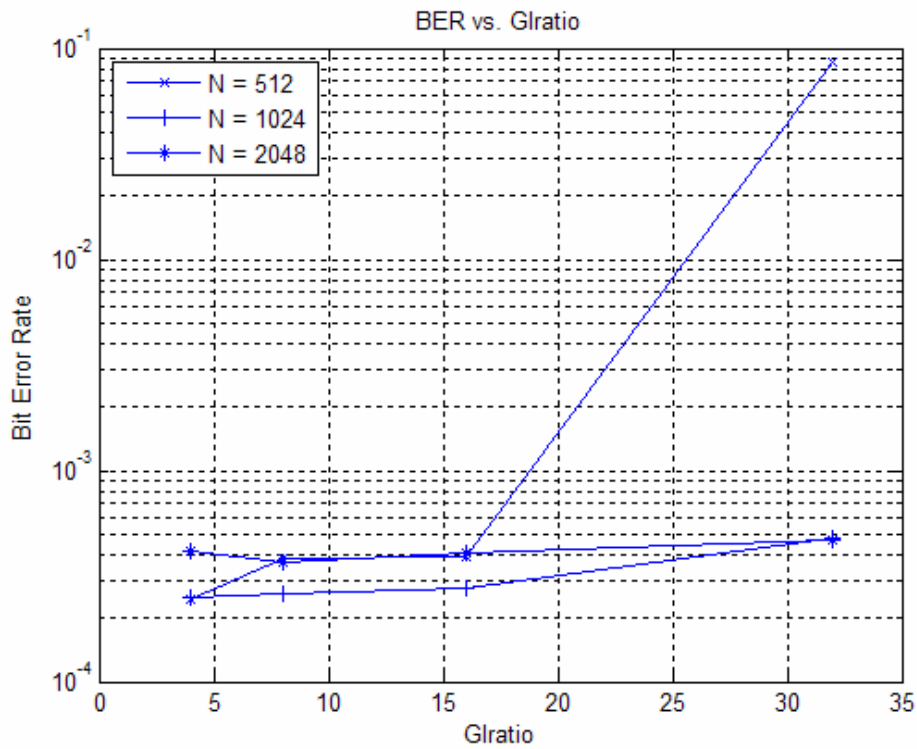


Σχήμα 38 $E_b / N_0 = 20 \text{ dB}$, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 4$, coderate = 1/2.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος



Σχήμα 39 $E_b / N_0 = 20$ dB, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.



Σχήμα 40 $E_b / N_0 = 20$ dB, ταχύτητα = 10 m/sec, $M = 64$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Αρχικά, παρατηρείται ότι, για τις διάφορες τιμές των παραμέτρων, η σχετική ταχύτητα πομπού-δέκτη δεν επηρεάζει την απόδοση του συστήματος, όπως φαίνεται και από την (3-20). Από τα αποτελέσματα, που αφορούν το κανάλι χωρίς AWGN, εξάγεται το συμπέρασμα ότι για όλες τις τιμές των αριθμών των subcarriers N και για όλες τιμές του $Gratio$, εκτός από το συνδυασμό $N = 512$ και $Gratio = 32$, η απόδοση του συστήματος είναι ίδια. Αυτό οφείλεται, κατά κύριο λόγο, στον εκτιμητή καναλιού (channel estimator, βλ. σχ.20) και λόγω απουσίας AWGN ανακτάται πλήρως το σταθμικό σήμα, με αποτέλεσμα ελάχιστα λάθη. Μοναδική περίπτωση όπου εμφανίζονται περισσότερα λάθη είναι για το συνδυασμό $N = 512$ και $Gratio = 32$, όπου το μήκος του κυκλικού προθέματος είναι αρκετά μικρό για να μπορέσει να απαλείψει την επίδραση της ενδοσυμβολικής παρεμβολής (ISI).

Από τα αποτελέσματα, που αφορούν το κανάλι με AWGN (για $E_b / N_0 = 15$ και 20 dB) και ανεξαρτήτως ταχύτητας, εξάγεται το συμπέρασμα ότι, πάλι, για όλες τις τιμές των αριθμών των subcarriers N και για όλες τιμές του $Gratio$, εκτός από το συνδυασμό $N = 512$ και $Gratio = 32$, η απόδοση του συστήματος είναι σχεδόν ίδια. Η καλή απόδοση του συστήματος οφείλεται, κατά κύριο λόγο, στο πολύ μεγάλο εύρος ζώνης (1024 MHz) που οδηγεί στην αμελητέα παρουσία του Doppler spread και στον εκτιμητή καναλιού (channel estimator, βλ. σχ.20).

Αξίζει σε αυτό το σημείο να επαναληφθεί το γεγονός ότι το πλήθος N των subcarriers και $Gratio$ συσχετίζονται άμεσα με την ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI) και με την ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI), αντίστοιχα. Η αύξηση και των δύο αυξάνει ($N, Gratio$) των δύο ειδών παρεμβολές (ICI, ISI), λόγω της μείωσης της συχνοτικής απόστασης των subcarriers και της μείωσης του κυκλικού προθέματος, αντίστοιχα. Έτσι θα προτιμηθούν οι, όσο το δυνατόν, μικρότερες τιμές τους.

Έτσι κρίνονται ως κατάλληλες τιμές για τον αριθμό subcarriers – σημείων FFT $N = 1024$ ή $N = 2048$. Επίσης ικανοποιητικά αποτελέσματα προκύπτουν με $Gratio = 4, 8$ ή 16 .

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Επειδή, όμως, για $GIratio = 4$ μειώνεται αρκετά το ονομαστικά raw bitrate, του οποίου η τιμή είναι :

$$R = \frac{N \cdot \log_2 M \cdot coderate}{T_{sym}} \stackrel{(3-6)}{\Rightarrow} R = \frac{N \cdot \log_2 M \cdot coderate}{\left(1 + \frac{1}{GIratio}\right) \cdot \frac{N}{BW}} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow R = \left(\frac{GIratio}{GIratio + 1}\right) \cdot \log_2 M \cdot coderate \cdot BW \quad (3-23)$$

προτιμώνται οι τιμές για το $GIratio = 8$ ή 16 .

3.2.3.2 BER vs. E_b / N_0

Σε αυτή τη παράγραφο, θα διερευνηθεί η απόδοση του συστήματος για τις διάφορες τιμές του M και του ρυθμού κώδικα διόρθωσης λαθών (*coderate*). Οι τιμές του M και του ρυθμού κώδικα διόρθωσης λαθών (*coderate*) που θα χρησιμοποιηθούν είναι 4, 16, 64 και $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$, αντίστοιχα. Από αυτές τις τιμές των παραμέτρων θα εξαχθεί και το αντίστοιχο raw bitrate (εξ. (3-23)). Οι αριθμός των subcarriers N , που εξάχθηκαν από την προηγούμενη παράγραφο, είναι 1024 και 2048 subcarriers και για το $GIratio$ είναι 8 και 16.

Βάσει των τιμών των N , του *coderate* και της εξ. (3-23) τα διαθέσιμα ονομαστικά raw bitrate δίνονται στους δύο παρακάτω πίνακες :

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

M	k	coderate	R (Mbps)
2	1	0,50	455,11
2	1	0,75	682,67
4	2	0,50	910,22
4	2	0,75	1365,33
16	4	0,50	1820,44
16	4	0,75	2730,67
64	6	0,50	2730,67
64	6	0,67	3640,89
64	6	0,75	4096,00

Πίνακας 5 Ονομαστικά Raw bitrate, για $G_{ratio} = 8$.

M	k	coderate	R (Mbps)
2	1	0,50	481,88
2	1	0,75	722,82
4	2	0,50	963,76
4	2	0,75	1445,65
16	4	0,50	1927,53
16	4	0,75	2891,29
64	6	0,50	2891,29
64	6	0,67	3855,06
64	6	0,75	4336,94

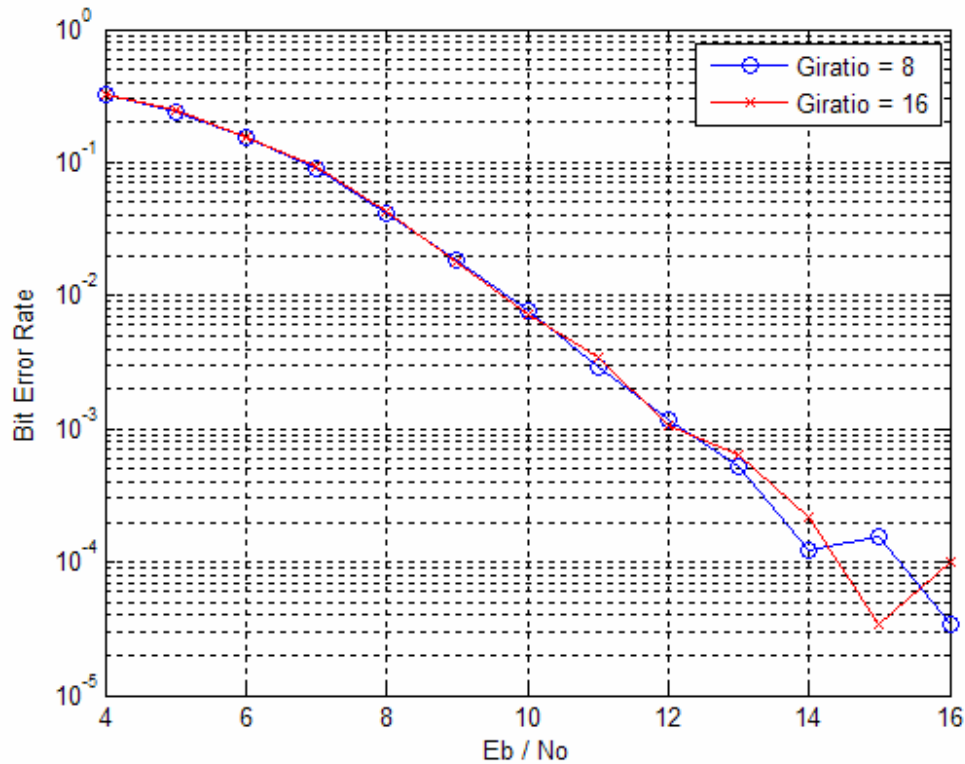
Πίνακας 6 Ονομαστικά Raw bitrate, για $G_{ratio} = 16$.

Παρακάτω, βάσει των εξομοιώσεων, θα επιλεγούν τα σχήματα διαμόρφωσης και οι ρυθμοί κώδικας διόρθωσης λαθών (*coderate*) που μεγιστοποιούν την απόδοση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Μεταξύ των δύο τιμών του G_{ratio} παρατηρείται μία διαφορά 17% στο raw bitrate.

Εν συνεχεία εξετάζεται η επίδραση του G_{ratio} . Αν η διαφορά στην απόδοση δεν δικαιολογεί την χρήση μεγαλύτερου κυκλικού προθέματος, τότε θα προτιμηθεί το

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

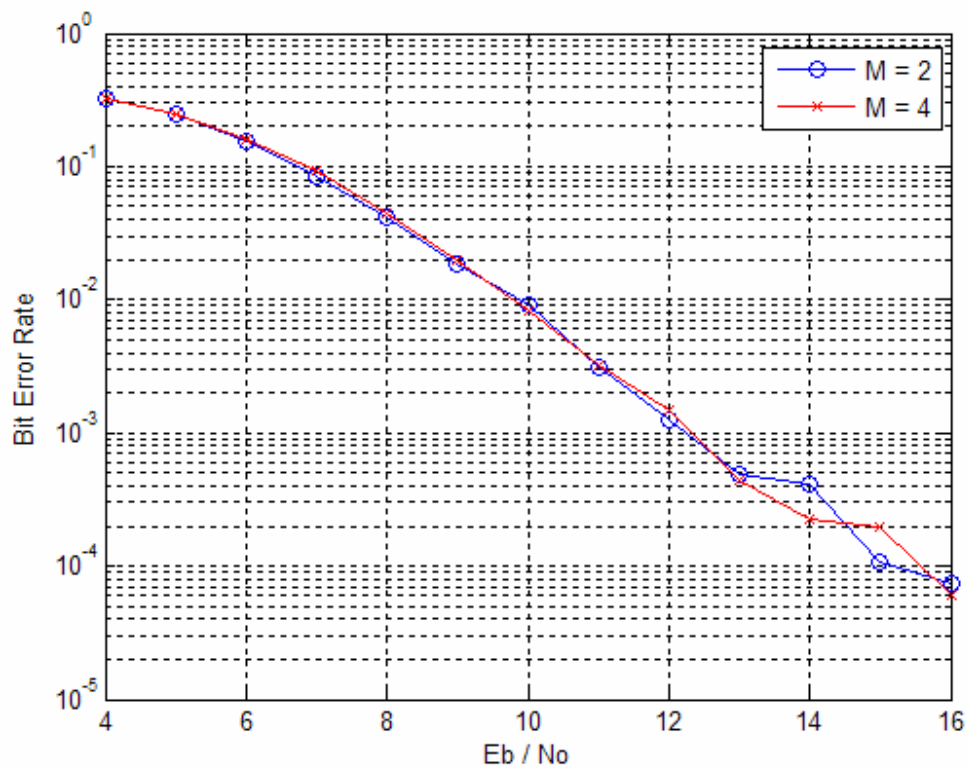
μεγαλύτερο G_{ratio} , που μεγιστοποιεί το raw bitrate. Παρακάτω παρατηρούμε την διαφορά απόδοσης, για $N = 1024$ subcarriers, $code\ rate = \frac{1}{2}$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec.



Σχήμα 41 $N = 1024$ subcarriers, $M = 4$, $code\ rate = \frac{1}{2}$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec.

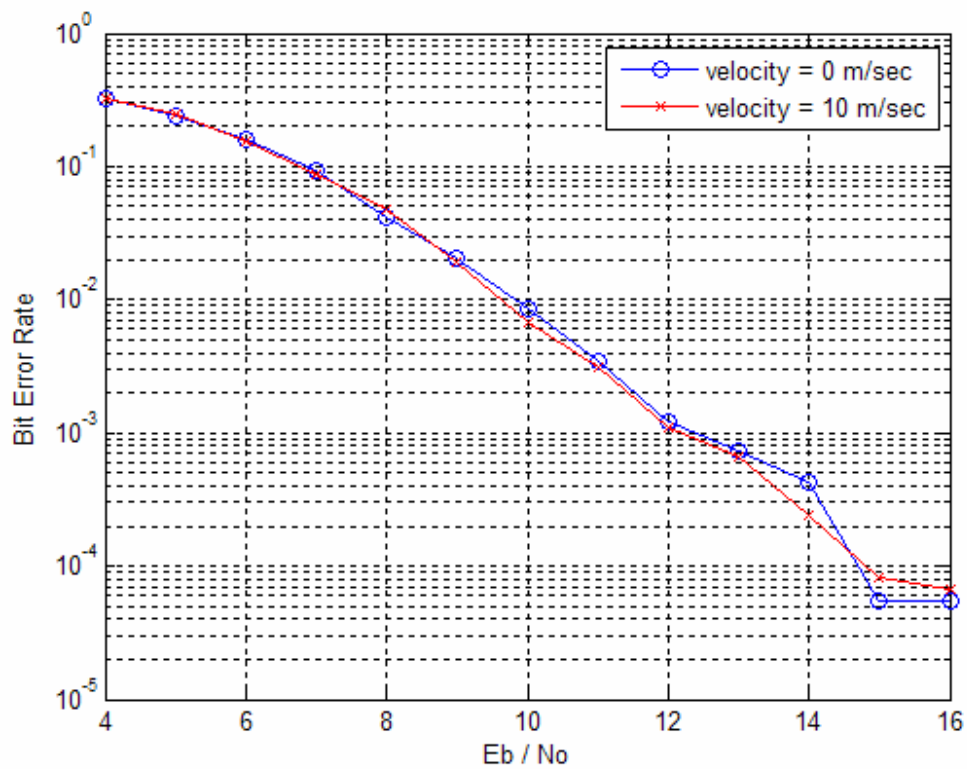
Παρατηρείται ότι, η διαφορά απόδοσης μεταξύ των προτεινόμενων τιμών του $G_{ratio} = 8, 16$ είναι αμελητέα και επιλέγεται $G_{ratio} = 16$, που μεγιστοποιεί το raw bitrate.

Σημειώνεται εδώ ότι τα σχήματα διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθούν είναι 4-QAM (QPSK), 16-QAM και 64-QAM. Υπάρχει και η επιλογή να γίνει χρήση διαμόρφωσης BPSK και η χρήση αυτής μπορεί να δικαιολογηθεί μόνο εάν έχει ανώτερη απόδοση από την 4-QAM, μια και η χρήση BPSK μειώνει στο μισό το raw bitrate. Από το παρακάτω σχήμα φαίνεται ότι χρήση BPSK δεν είναι αναγκαία.



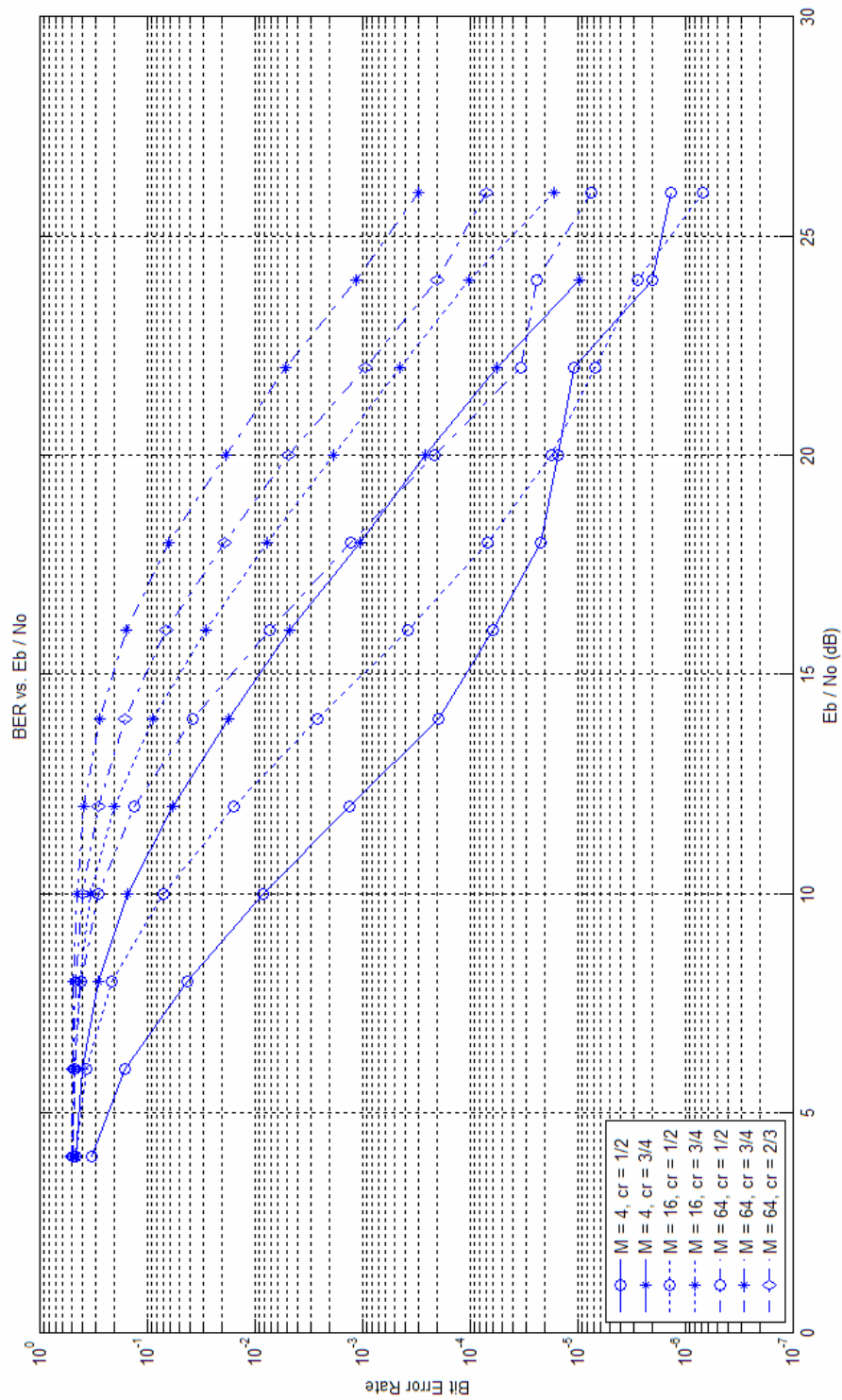
Σχήμα 42 $N = 1024$ subcarriers, coderate = $\frac{1}{2}$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, $G_{ratio} = 16$.

Ένας ακόμα παράγοντας, που μπορεί να επηρεάσει την απόδοση του συστήματος είναι η σχετική ταχύτητα πομπού – δέκτη και αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Η ταχύτητα, λοιπόν, δεν επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος όπως αποδείχτηκε, θεωρητικώς, προηγουμένως (§3.2.3.1).

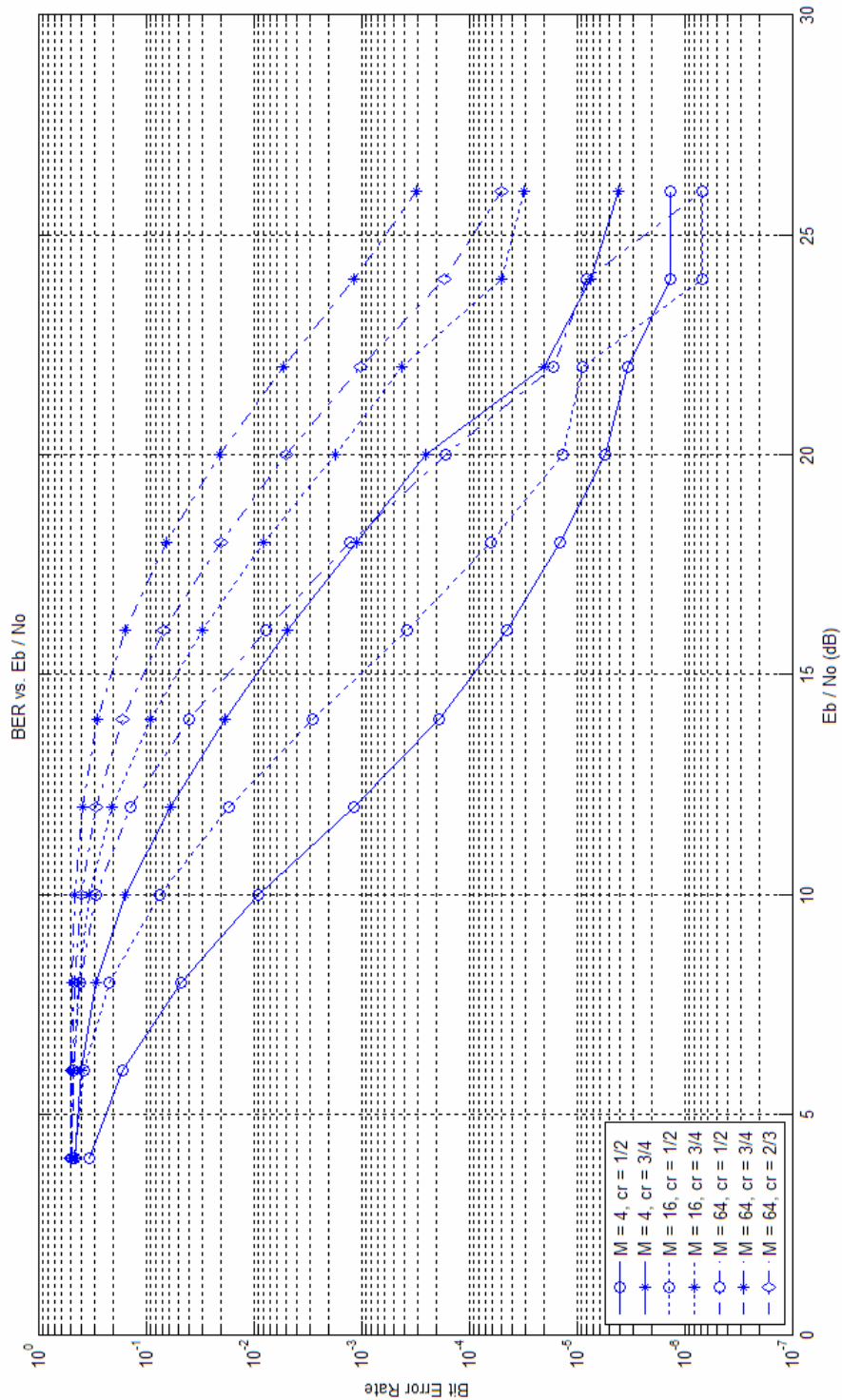


Σχήμα 43 $N = 1024$ subcarriers, $M = 4$, codetare = $\frac{1}{2}$ και $G/ratio = 16$.

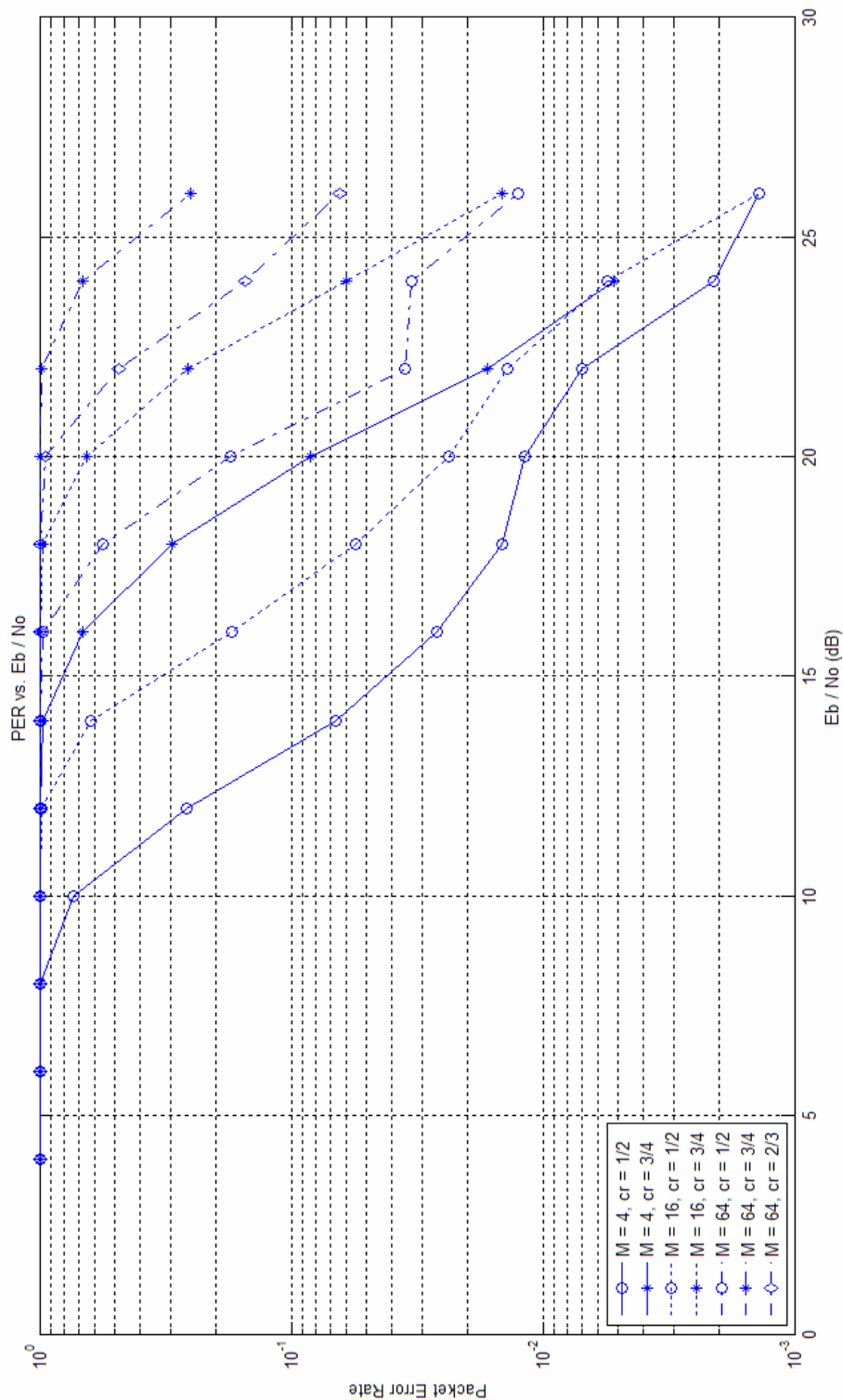
Εν συνεχεία, παρουσιάζονται οι προσομοιώσεις για τις διάφορες προτεινόμενες τιμές του M (4, 16, 64) και του *coderate* ($1/2$, $2/3$, $3/4$) και για τις δύο τιμές του αριθμού υποφερόντων $N = 1024, 2048$ (BER, PER και Raw Throughoutput vs. E_b/N_0 στα σχ.44, 45, 46, 47, 48, 49).



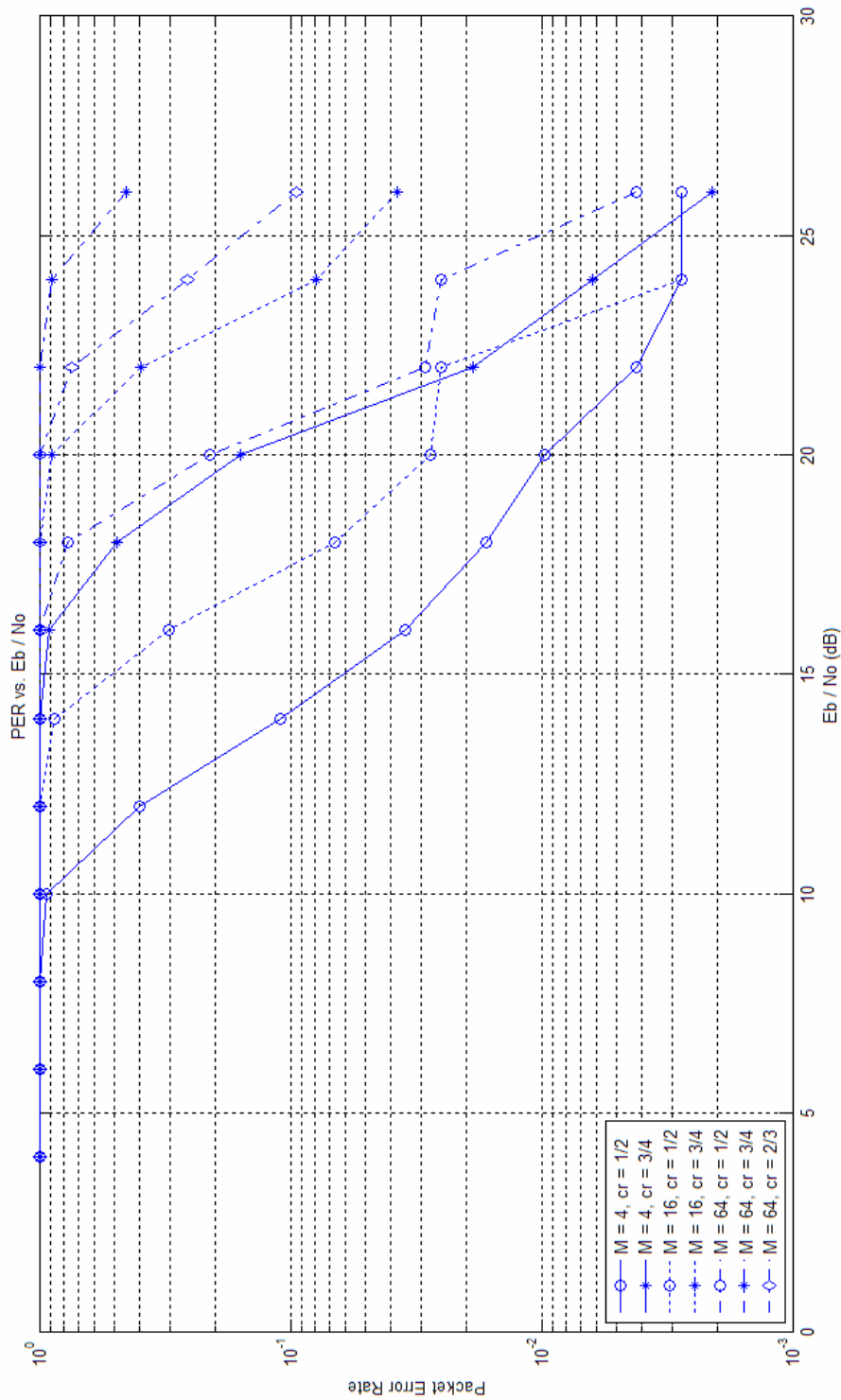
Σχήμα 44 BER vs. E_b/N_0 , $N = 1024$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, codetare = $(1/2, 2/3, 3/4)$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, Glratio = 16.



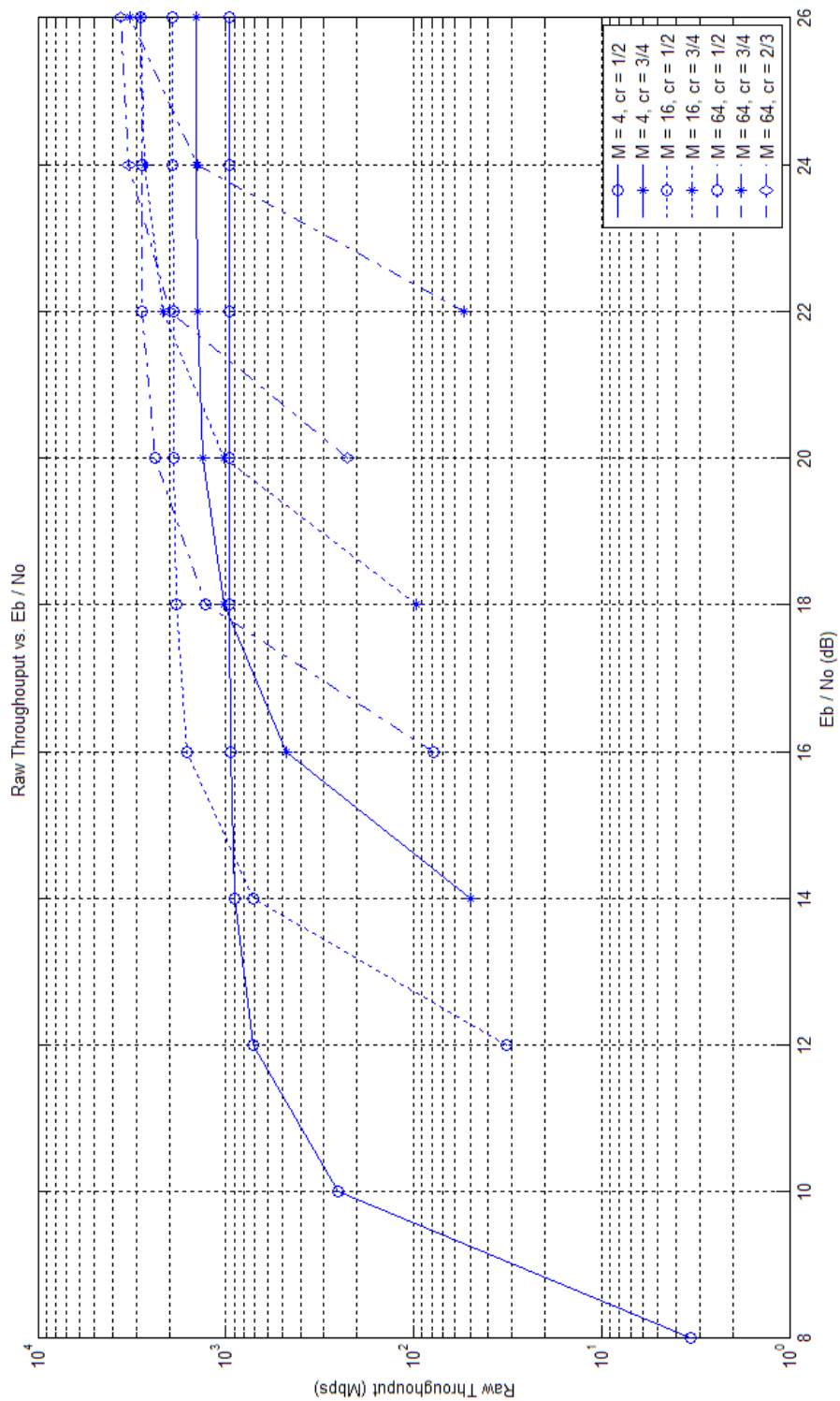
Σχήμα 45 BER vs. E_b/N_0 , $N = 2048$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, codetare = $(\frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4})$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, Glratio = 16.



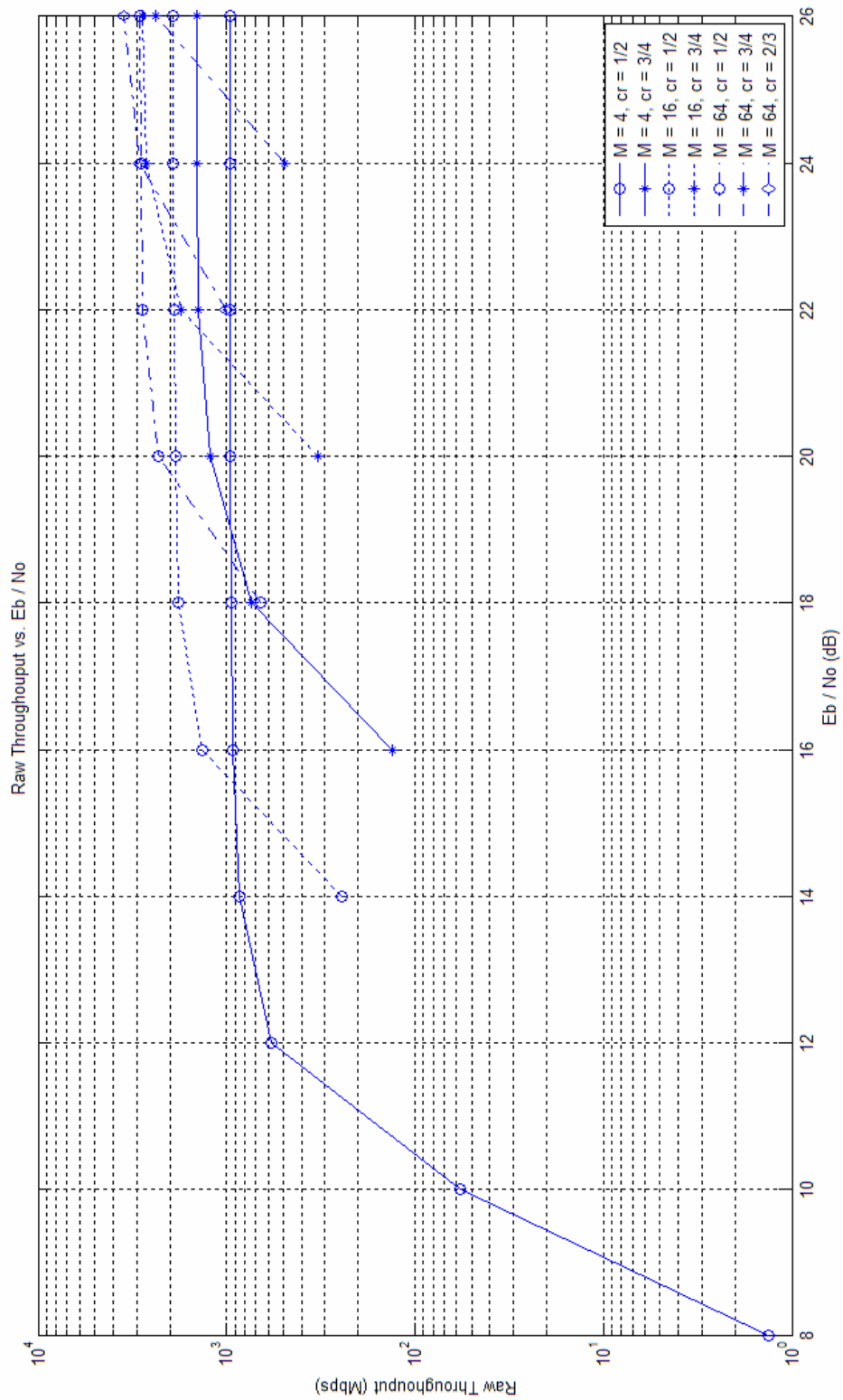
Σχήμα 46 PER vs. E_b/N_0 , $N = 1024$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, codetare = $(\frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4})$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, Glratio = 16.



Σχήμα 47 PER vs. E_b/N_0 , $N = 2048$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, codetare = $(\frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4})$ και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, Glratio = 16.



Σχήμα 48 Raw Throughput vs. E_b/N_0 , $N = 1024$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, codetare = ($1/2$, $2/3$, $3/4$) και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, $G_{ratio} = 16$.



Σχήμα 49 Raw Throughput vs. E_b/N_0 , $N = 2048$ subcarriers, $M = (4, 16, 64)$, codetare = ($1/2$, $2/3$, $3/4$) και σχετική ταχύτητα 10 m/sec, Glratio = 16.

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

Παρατηρείται μία πτωχή απόδοση του συστήματος με χρήση κώδικα διόρθωσης λάθους $\frac{3}{4}$ και αυτό συμβαίνει διότι αυτός ο κώδικας διόρθωσης λάθους αδυνατεί να διορθώσει τα περισσότερα λάθη. Επίσης παρατηρείται, ότι με σχήμα διαμόρφωσης $M = 4$ και $\text{coderate} = \frac{3}{4}$ το σύστημα αποδίδει χειρότερα από ότι με $M = 16$ και $\text{coderate} = \frac{1}{2}$. Το ίδιο συμβαίνει και με $M = 16$ και $\text{coderate} = \frac{3}{4}$ σε σύγκριση με $M = 64$ και $\text{coderate} = \frac{1}{2}$. Συνεπώς οι συνδυασμοί $(M, \text{coderate}) = (4, \frac{3}{4})$ και $(16, \frac{3}{4})$ δεν θα χρησιμοποιηθούν στο τελικό προτεινόμενο σύστημα.

Σημαντική παρατήρηση είναι επίσης το γεγονός ότι το σύστημα αποδίδει εξίσου το ίδιο καλά με 1024 και με 2048 subcarriers για BER vs. E_b/N_0 . Αυτό είναι άμεση συνέπεια του γεγονότος ότι επίδραση του Doppler spread είναι μικρή έως αμελητέα. Η θεωρητική απόδειξη αυτού παρατίθεται στην παράγραφο §3.2.3.1 και εμπράκτως αποδεικνύεται από τα δύο παρακάτω σχήματα, τα οποία είναι σχεδόν ταυτόσημα. Η τιμή που θα δοθεί στον αριθμό των subcarriers N είναι 1024, για να αποκλειστεί ο συνωστισμός των subcarriers στο ίδιο εύρος ζώνης κάτι που μπορεί να προκαλέσει προβλήματα στο δέκτη, π.χ. κάποιο μικρό offset συχνότητας στους τοπικούς ταλαντωτές. Ένας ακόμα λόγος που πρέπει να ισχύει $N = 1024$ subcarriers είναι τα σχ.46 και 47, όπου φαίνεται ότι το μέγεθος του ενός πακέτου (ενός OFDM συμβόλου T_{sym}) παίζει σημαντικό ρόλο και αυτό γιατί το μέγεθος του πακέτου για $N = 2048$ subcarriers είναι διπλάσια από το μέγεθος πακέτου για $N = 1024$ subcarriers και επομένως αν εμφανιστεί ένα μόνο λάθος διπλάσιος αριθμός bits θα απορριφθεί από τον δέκτη.

Έτσι η τελική διαμόρφωση των παραμέτρων του συστήματος φαίνεται στους δύο παρακάτω πίνακες, σε σχέση με τον ονομαστικό ρυθμό μεταφοράς δεδομένων.

M	k	coderate	R (Mbps)
4	2	0,50	963,76
16	4	0,50	1927,53
64	6	0,50	2891,29
64	6	0,67	3855,06
64	6	0,75	4336,94

Πίνακας 7 Ονομαστικά Raw Bitrate για $G_{ratio} = 16$.

Παράμετρος	Τιμή	Μονάδα μέτρησης	Παρατηρήσεις
N : Αριθμός Υποφερόντων	1024		
BW : Εύρος Ζώνης	1024	MHz	
Δf : Απόσταση υποφερόντων	1	MHz	$\Delta f = BW / N$
T_{fft} : Χρήσιμος χρόνος συμβόλου	1	μsec	$T_{fft} = 1 / \Delta f$
T_{gi} : Χρόνος κυκλικού προθέματος	0,0625	μsec	$T_{gi} = T_{fft} / G_{ratio}$, $G_{ratio} = 16$
T_{sym} : Χρήσιμος χρόνος συμβόλου	1,0625	μsec	$T_{sym} = T_{fft} + T_{gi}$

Πίνακας 8 Βασικές τιμές παραμέτρων συστήματος.

3.2.3.3 Απόσταση πομπού-δέκτη vs. raw bitrate

Η τιμή της εξαρτημένης μεταβλητής του ρυθμού εμφάνισης λανθασμένου πακέτου (Packet Error Rate - PER) είναι αυτή που δίνει μία πολύ καλή εικόνα του πόσο καλά συμπεριφέρεται ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα για διάφορες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου (SNR). Βάσει αυτής των τιμών αυτών θα υπολογιστεί, για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης και *coderate*, που προτάθηκαν στην προηγούμενη

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

παράγραφο, η τιμή του SNR . Η τιμή αυτή του SNR θα χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστεί η τιμή της ευαισθησίας του δέκτη P_{RX} , από την παρακάτω σχέση :

$$SNR = P_{RX} - N_0 - 10 \cdot \log_{10} BW + NF \Rightarrow P_{RX} = SNR + N_0 + 10 \cdot \log_{10} BW + NF \quad (3-24)$$

όπου N_0 η φασματική πυκνότητα θορύβου, BW το εύρος ζώνης και NF εικόνα θορύβου του δέκτη (noise figure).

Οι απώλειες διαδρομής δίνονται από το τύπο :

$$\begin{aligned} PL(d) &= P_{TX} + G_{antenna} - P_{RX} \Rightarrow PL(d) = P_{TX} + (G_{TX} + G_{RX}) - P_{RX} \quad (3-24) \\ \Rightarrow PL(d) &= P_{TX} + G_{TX} - (SNR + N_0 + 10 \cdot \log_{10} BW + NF) + G_{RX} \quad (3-25) \end{aligned}$$

όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη, P_{TX} η ισχύς εκπομπής, G_{TX} το κέρδος κεραίας εκπομπής και G_{RX} το κέρδος κεραίας λήψης.

Εδώ θα γίνει χρήση της εξ.(3-16) :

$$PL(d) = PL(d_0) + 10 \cdot n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \Rightarrow d = d_0 \cdot 10^{\frac{PL(d) - PL(d_0)}{10n}} \quad (3-26)$$

όπου οι τιμές των $PL(d_0)$, d_0 και n δίνονται στην §3.2.2.

Στην εξ.(3-26) θα αντικατασταθεί η τιμή του $PL(d)$ από την εξ.(3-25) για το αντίστοιχο SNR . Σημειώνεται ότι η τιμή του SNR δίνεται από την εξίσωση :

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} + 10 \cdot \log_{10}(\log_2(M) \cdot \text{coderate}) \quad (3-27)$$

Η τιμή φασματική πυκνότητας θορύβου N_0 είναι -174 dBm/Hz (για συνθήκες δωματίου 290^0 K^3). Η τυπική ισχύς εκπομπής για μη-αδειοδοτημένες φασματικές περιοχές, όπως αυτή των 60 GHz, είναι 10 dBm [27]. Έτσι συμπληρώνονται οι παρακάτω πίνακες για τις διάφορες τιμές coderate και M :

E_b / N_0 (db)	SNR (db)	P_{rx} (dbm)	PL (db)	Απόσταση (m)	PER	Raw Throughput (Mbps)
4,00	4,00	-69,90	100,90	29,59	1	0,00
6,00	6,00	-67,90	98,90	24,50	1	0,00
8,00	8,00	-65,90	96,90	20,29	0,9986	1,34
10,00	10,00	-63,90	94,90	16,80	0,9403	57,56
12,00	12,00	-61,90	92,90	13,91	0,3986	579,60
14,00	14,00	-59,90	90,90	11,52	0,1097	858,02
16,00	16,00	-57,90	88,90	9,54	0,0347	930,30
18,00	18,00	-55,90	86,90	7,90	0,0167	947,70
20,00	20,00	-53,90	84,90	6,54	0,0097	954,39
22,00	22,00	-51,90	82,90	5,41	0,0042	959,75
24,00	24,00	-49,90	80,90	4,48	0,0028	961,09
26,00	26,00	-47,90	78,90	3,71	0,0028	961,09

Πίνακας 9 Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 4$, $\text{coderate} = \frac{1}{2}$.

³ $N_0 = k \cdot T \Rightarrow N_0 = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \Rightarrow N_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ watts/Hz}$ ή -174 dBm/Hz

E_b / N_0 (db)	SNR (db)	Prx (dbm)	PL (db)	Απόσταση (m)	PER	Raw Throughput (Mbps)
4,00	7,01	-66,89	97,89	22,27	1	0,00
6,00	9,01	-64,89	95,89	18,44	1	0,00
8,00	11,01	-62,89	93,89	15,27	1	0,00
10,00	13,01	-60,89	91,89	12,64	1	0,00
12,00	15,01	-58,89	89,89	10,47	0,9833	32,13
14,00	17,01	-56,89	87,89	8,67	0,6292	714,79
16,00	19,01	-54,89	85,89	7,18	0,1722	1595,57
18,00	21,01	-52,89	83,89	5,94	0,0556	1820,44
20,00	23,01	-50,89	81,89	4,92	0,0236	1882,02
22,00	25,01	-48,89	79,89	4,07	0,0139	1900,76
24,00	27,01	-46,89	77,89	3,37	0,0056	1916,82
26,00	29,01	-44,89	75,89	2,79	0,0014	1924,85

Πίνακας 10 Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 16$, coderate = $\frac{1}{2}$.

E_b / N_0 (db)	SNR (db)	P_{rx} (dbm)	PL (db)	Απόσταση (m)	PER	Raw Throughput (Mbps)
4,00	8,77	-65,13	96,13	18,86	1	0,00
6,00	10,77	-63,13	94,13	15,62	1	0,00
8,00	12,77	-61,13	92,13	12,93	1	0,00
10,00	14,77	-59,13	90,13	10,71	1	0,00
12,00	16,77	-57,13	88,13	8,87	1	0,00
14,00	18,77	-55,13	86,13	7,34	1	0,00
16,00	20,77	-53,13	84,13	6,08	0,9729	78,31
18,00	22,77	-51,13	82,13	5,03	0,5604	1270,96
20,00	24,77	-49,13	80,13	4,17	0,175	2385,32
22,00	26,77	-47,13	78,13	3,45	0,0354	2788,89
24,00	28,77	-45,13	76,13	2,86	0,0333	2794,92
26,00	30,77	-43,13	74,13	2,37	0,0125	2855,15

Πίνακας 11 Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 64$, coderate = $\frac{1}{2}$.

Κεφάλαιο 3 Προσομίωση OFDM συστήματος

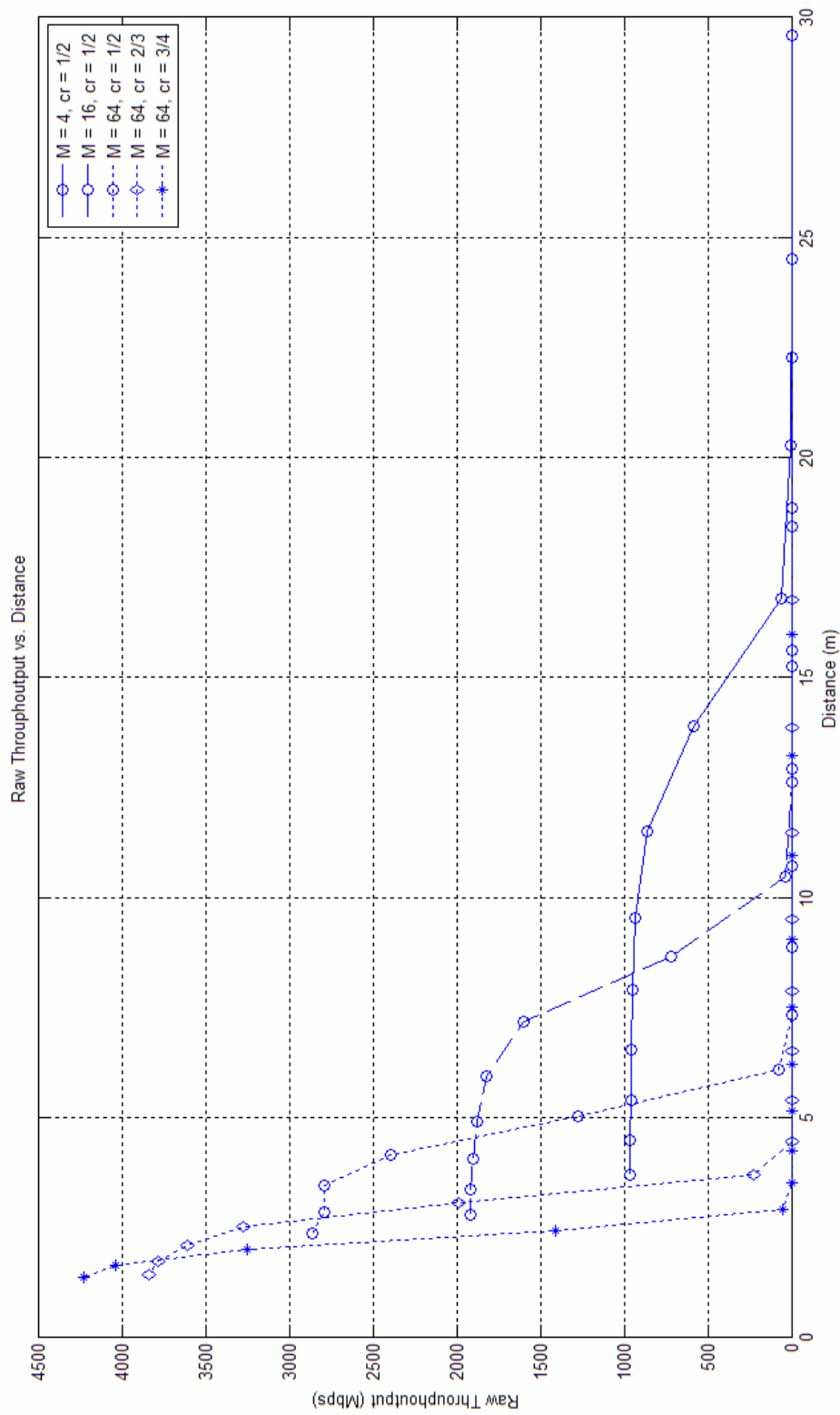
E_b / N_0 (db)	SNR (db)	P_{rx} (dbm)	PL (db)	Απόσταση (m)	PER	Raw Throughput (Mbps)
4,00	10,02	-63,88	94,88	16,77	1	0,00
6,00	12,02	-61,88	92,88	13,88	1	0,00
8,00	14,02	-59,88	90,88	11,49	1	0,00
10,00	16,02	-57,88	88,88	9,52	1	0,00
12,00	18,02	-55,88	86,88	7,88	1	0,00
14,00	20,02	-53,88	84,88	6,53	1	0,00
16,00	22,02	-51,88	82,88	5,40	1	0,00
18,00	24,02	-49,88	80,88	4,47	1	0,00
20,00	26,02	-47,88	78,88	3,70	0,9417	224,88
22,00	28,02	-45,88	76,88	3,07	0,4833	1991,78
24,00	30,02	-43,88	74,88	2,54	0,1528	3266,09
26,00	32,02	-41,88	72,88	2,10	0,0639	3608,76
28,00	34,021	-39,88	70,876	1,7411	0,0194	3780,10
30,00	36,021	-37,88	68,876	1,4417	0,0056	3833,64

Πίνακας 12 Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 64$, coderate = 2/3.

E_b / N_0 (db)	SNR (db)	P_{rx} (dbm)	PL (db)	Απόσταση (m)	PER	Raw Throughput (Mbps)
4,00	10,53	-63,36	94,36	15,98	1	0,00
6,00	12,53	-61,36	92,36	13,23	1	0,00
8,00	14,53	-59,36	90,36	10,95	1	0,00
10,00	16,53	-57,36	88,36	9,07	1	0,00
12,00	18,53	-55,36	86,36	7,51	1	0,00
14,00	20,53	-53,36	84,36	6,22	1	0,00
16,00	22,53	-51,36	82,36	5,15	1	0,00
18,00	24,53	-49,36	80,36	4,26	1	0,00
20,00	26,53	-47,36	78,36	3,53	1	0,00
22,00	28,53	-45,36	76,36	2,92	0,9875	54,21
24,00	30,53	-43,36	74,36	2,42	0,675	1409,51
26,00	32,53	-41,36	72,36	2,00	0,25	3252,71
28,00	34,532	-39,36	70,365	1,6591	0,0688	4038,78
30,00	36,532	-37,36	68,365	1,3737	0,025	4228,52

Πίνακας 13 Raw Throughput vs. απόσταση, $M = 64$, $code\ rate = \frac{3}{4}$.

Η στήλη του SNR από την εξ.(3-27), η στήλη του P_{RX} από την εξ.(3-24), η στήλη του $PL(d)$ από την εξ.(3-25) και η στήλη της απόστασης από την εξ.(3-26). Από τον παραπάνω πίνακα γίνεται το παρακάτω γράφημα, που δείχνει πως αποδίδει το προτεινόμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα σε σχέση με την απόσταση πομπού-δέκτη, για τις διάφορες προτεινόμενες διαμορφώσεις ($code\ rate$ και M).



Σχήμα 50 Raw Throughput vs. απόσταση, για διάφορες διαμορφώσεις

3.3 Γενικά συμπεράσματα

Στις προηγούμενες παραγράφους αναλύθηκε και προτάθηκε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα μικροκυματικών συχνοτήτων (60 GHz συγκεκριμένα) του οποίου η απόδοση μελετήθηκε και αναλύθηκε υπό διάφορες συνθήκες και υπό διαφορετικές τιμές παραμέτρων. Το ασύρματο κανάλι που χρησιμοποιήθηκε, εισήγαγε διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων, κατά κύριο λόγο, με απουσία γραμμής θέασης και λευκό προσθετικό γκαουσιανό θόρυβο. Έτσι, η μετάδοση σημάτων στο, εν λόγω, κανάλι γίνονται υπό δυσχερή συνθήκες και αν συνυπολογιστεί το γεγονός ότι η φέρουσα συχνότητα ανήκει στη μικροκυματική περιοχή τότε για να γίνει αποδοτική η μετάδοση θα πρέπει να γίνει χρήση τεχνικών που θα επικουρήσουν στην, όσο το δυνατόν, σωστή μετάδοση των δεδομένων.

Η κύρια τεχνική, στην οποία βασίστηκε το προτεινόμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, είναι η ορθογώνια διαμόρφωση διαίρεσης συχνότητας (OFDM) η οποία απαλείφει τις διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων και την επακόλουθη ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI), βοηθούμενη και από την χρήση κυκλικού προθέματος. Ένας παράγοντας που ανεβάζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος είναι η χρήση συνελκτικού κώδικα διόρθωσης λαθών με χρήση τεχνικής interleaving. Σημειώνεται ότι, το ασύρματο κανάλι στη μικροκυματική περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος (και 60 GHz συγκεκριμένα) υπάρχει αρκετό διαθέσιμο φάσμα γεγονός που μας επιτρέπει να επιτευχθούν υψηλοί ρυθμοί μεταφοράς δεδομένων και να μειωθούν (έως απαλειφθούν) οι συνέπειες της διασποράς Doppler.

Το κύριο πρόβλημα που εμφανίστηκαν είναι η αδυναμία των συμβατικών συνελκτικών κωδικών διόρθωσης λαθών (κυρίως ρυθμού $3/4$) να διορθώσουν τα λάθη που εμφανίζονται. Χρήση πιο αποδοτικών κωδικών διόρθωσης λαθών (π.χ. Turbo codes, LDPC κ.τ.λ.) κρίνεται ως αναγκαία για να αυξηθεί περαιτέρω η απόδοση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος που μεταδίδει δεδομένα υπό συνθήκες μη γραμμής

Κεφάλαιο 3 Προσομοίωση OFDM συστήματος

θέασης (NLOS) και που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading).

Σημειώνεται εδώ ότι το πρόγραμμα προσομοίωσης, που αναπτύχθηκε για αυτή την εργασία, κάνει δύο απλοποιήσεις.

- 1) Δεν ενσωματώνει προσομοίωση του εγγενούς προβλήματος της OFDM τεχνικής που είναι το πρόβλημα των ενισχυτών να αντιμετωπίσουν τον υψηλό λόγο μέγιστης-προς-μέσης ισχύος (PAPR) που εμφανίζουν τα OFDM σύμβολα.
- 2) Δεν κάνει χρήση συμβόλων πιλότων (pilot symbols), αλλά για να κάνει εκτίμηση του καναλιού χρησιμοποιεί τα σταθθέντα δεδομένα και δεδομένα που εξήχθησαν από το Rayleigh κανάλι (βλ. σχ.20), δηλαδή υπάρχει τέλεια γνώση του ασύρματου διαύλου.

Οι παραπάνω απλοποιήσεις επηρεάζουν αρνητικά ως προς την ρεαλιστική προσομοίωση του συστήματος. Παρ'όλ'αυτά, το προτεινόμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα μπορεί να θεωρηθεί αρκετά ρεαλιστικό βάσει των αποτελεσμάτων προσομοίωσης των προηγούμενων παραγράφων και της υπάρχουσας βιβλιογραφίας ([16] §3.5).

Οι προσομοιώσεις των προηγούμενων παραγράφων δείχνουν ότι είναι εφικτή η μετάδοση δεδομένων σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου με effective throughput που κυμαίνεται από ~0,58 Gbps (@~14m) έως ~4,2 Gbps (@~1,4m). Με χρήση ισχυρότερης και αποδοτικότερης κωδικοποίησης διόρθωσης λαθών μπορούν στο μέλλον επιτευχθούν υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης σε μεγαλύτερη απόσταση.

4. Παράρτημα

4.1 WSSUS μοντέλο ασύρματου διαύλου

Η συνάρτηση συσχέτισης (correlation) διαύλου και το φάσμα ισχύος είναι αυτά που δίνουν μια καλή εικόνα των διαλείψεων μικρής κλίμακας ενός διαύλου, που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διαλείψεων. Εισάγοντας μερικές υποθέσεις για τη φύση του ασύρματου διαύλου θα προκύψει ένα μοντέλο του που θα χρησιμοποιηθεί στη παρούσα εργασία. Συγκεκριμένα, θα μελετηθούν οι ιδιότητες της συνάρτησης συσχέτισης της συνάρτησης μεταφοράς του χρονικά μεταβαλλόμενου (time-variant) διαύλου $H(f,t)$.

Παρακάτω ορίζονται οι συναρτήσεις συσχέτισης του διαύλου, υποθέτοντας ότι αυτές είναι με την ευρεία έννοια στατικές (wide-sense stationary- WSS). Αυτό σημαίνει ότι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης :

$$\phi_H(f_1, f_2, t_1, t_2) = E\{H^*(f_1, t_1) \cdot H(f_2, t_2)\} \quad (\text{II-1})$$

εξαρτάται μόνο από την διαφορά συχνοτήτων $\Delta f = f_1 - f_2$ και από τη διαφορά χρόνων $\Delta t = t_1 - t_2$ και όχι από τις απόλυτες τιμές των συχνοτήτων $\{f_1, f_2\}$ και χρόνων $\{t_1, t_2\}$. Με άλλα λόγια, η χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς είναι $H(f,t)$ είναι με την ευρεία έννοια στατικές (wide-sense stationary- WSS) ως προς τις μεταβλητές f και t . Έτσι ο δίαυλος για όλες τις χρονικές στιγμές και για όλες τις συχνότητες χαρακτηρίζεται από την παρακάτω συνάρτηση συσχέτισης:

$$\phi_H(\Delta f, \Delta t) = E\{H^*(f, t) \cdot H(f + \Delta f, t + \Delta t)\} \quad (\text{II-2})$$

Σε ένα δίαυλο με την ευρεία έννοια στατικό και ασυσχέτιστα διεσπαρμένο (wide-sense stationary and uncorrelated scattering channel- WSSUS channel) ή απλά WSSUS δίαυλο,

το “WSS” μέρος –όπως προείπαμε- αφορά τη χρονική μεταβλητότητα της ωστικής απόκρισης $h(\tau,t)$ και το “US” μέρος αφορά την υπόθεση ότι η εξασθένιση (attenuation) και η φάση της διόδευσης με καθυστέρηση τ_i είναι ασυσχέτιστα με την εξασθένιση και τη φάση της διόδευσης με καθυστέρηση τ_k , για $i \neq k$.

Επίπλεον, για να εφαρμόσουμε την ιδέα του WSSUS δίαυλου σε πραγματικό ασύρματο δίαυλο, εισάχθηκε ο όρος quasi-WSSUS ή QWSSUS δίαυλου (σχεδόν WSSUS) από τον Bello [18]. Ένας QWSSUS δίαυλος έχει τις ιδιότητες ενός WSSUS δίαυλου σε μία μικρή περιοχή και για περιορισμένο χρόνο και περιορισμένη συχνότητα.

4.2 MATLAB κώδικας

Παρακάτω παρατίθεται ο κώδικας που υλοποιεί τον προσομοιωτή του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ο πομποδέκτης υλοποιείται από την παρακάτω συνάρτηση.

script024.m

```
function [total_nor avg_ber packet_errors packet_error_rate] =  
script024(EbNo,n,M,coderate,channel_type,N,GIratio,velocity,BW)  
  
%% Setup  
  
load delay_profile_2  
load power_profile_2  
  
fc = 60e9; % carrier frequency  
fdm = (velocity * fc) / 3e8 ; % max Doppler spread  
k = log2(M); % Number of bits per symbol
```

Παράρτημα

```
CP = N / GIratio; % Cyclic prefix length in units

%% Channel Setup
% Rayleigh channel configuration

d2 = d2* 1e-9; % path delay in nsec
bin_time = 1 / BW;
tap = d2 / bin_time; % Ts/(N+CP)
r_tap = round(tap);
a2= 10 .^ (a2 / 10); % path attenuation (dB -> percent)
a2 = a2 / sum(a2); % Normalize

theta = -pi/2 + pi * rand(length(r_tap),1); % Angle of Arrival uniform
[-pi/2 , pi/2]
fd = fdm * cos(theta); % Doppler spread

fiD = 0;

for i = 1:length(r_tap)
    fiD = fiD + 2 * pi * fd(i) / BW; % Doppler phase shift
end

fi = 2 * pi * fc * r_tap / BW - fiD; % Total phase shift (multipath +
doppler shift)

% Channel's AWGN configuration

snr = EbNo + 10*log10(k * coderate);

%% Tx - Rx Loop

numb_packs = (n / (coderate * k * N)); % # packets to process

n_p_p = (n / numb_packs); % bits per packet
```

Παράρτημα

```
number_of_errors = zeros(num_packs,1);
bit_error_rate = zeros(num_packs,1);
buffer = zeros((N+CP)*num_packs + r_tap(end),1);
packet_errors = 0;

% Transmitter and channel simulation

for i = 1:num_packs
    [tx_bits_f(:,i) buffer tx_sym_f_len H(:,i) p(i,:)
tx_enc_bits_f(:,i) t_punct_matr norm_factor] =
tx_ch_011(i,num_packs,n_p_p,M,k,N,coderate,a2,r_tap,fi,snr,channel_type,CP,buffer);
end

% Receiver

for i = 1:num_packs
    rx_bits_f(:,i) =
rx_011(i,buffer,N,CP,tx_sym_f_len,H(:,i),M,k,p(i,:),tx_enc_bits_f(:,i),
t_punct_matr,channel_type,norm_factor);

    [number_of_errors(i) bit_error_rate(i)] =
biterr(tx_bits_f(:,i),rx_bits_f(:,i));

    error_mat = xor(tx_bits_f(:,i),rx_bits_f(:,i));

    if sum(error_mat) > 0
        packet_errors = packet_errors + 1;
    end
end

%% Counting Errors & Error Rates

total_nor = sum(number_of_errors);
avg_ber = sum(number_of_errors)/n;
```

Παράρτημα

```
packet_error_rate = packet_errors / numb_packs;
```

Ο πομπός και το κανάλι υλοποιούνται από τον παρακάτω κώδικα :

tx_ch_011.m

```
function [tx_bits_f buffer1 tx_sym_f_len H p tx_enc_bits_f t punct_matr
norm_factor] =
tx_ch_011(index,numb_packs,n,M,k,N,coderate,a2,r_tap,fi,snr_in_db,chann
el_type,CP,buffer)

%% Signal Source
% Create a binary data stream as a column vector.

tx_bits_f = randint(n,1); % Random binary data stream

%% Encoder
% Define a convolutional coding trellis and use it
% to encode the binary data.

switch coderate
    case 1/2
        punct_matr = [1 1];
    case 2/3
        punct_matr = [1 1 1 0];
    case 3/4
        punct_matr = [1 1 0 1 1 0];
    otherwise
        disp('Unsupported coderate')
end

t = poly2trellis(7,[171 133]); % Trellis
tx_enc_bits_f = convenc(tx_bits_f,t,punct_matr); % Encode.

%% Zero-padding
```

Παράρτημα

```
tx_enc_bits_zpad_f =
[tx_enc_bits_f;zeros((ceil(length(tx_enc_bits_f)/k)*k -
length(tx_enc_bits_f)),1)];

%% Interleaver

p = randperm(length(tx_enc_bits_zpad_f)); % Permutation vector
tx_intrlv_bits_f = intrlv(tx_enc_bits_zpad_f,p); % Rearrange

%% Bit-to-Symbol Mapping
% Do ordinary binary-to-decimal mapping.

tx_intrlv_bits_f =
bi2de(reshape(tx_intrlv_bits_f,k,length(tx_intrlv_bits_f)/k).','left-
msb');

%% Modulation
% Modulate using M-QAM.

tx_sym_f = qammod(tx_intrlv_bits_f,M,[],'gray');

% Normalize

Es = sum(abs(tx_sym_f).^2)/length(tx_sym_f);
norm_factor = sqrt(Es);
tx_sym_f = tx_sym_f /norm_factor;

%% IFFT

tx_sym_f_len = length(tx_sym_f);
temp = zeros(N,1);
temp(1:(tx_sym_f_len/2)) = tx_sym_f(1:(tx_sym_f_len/2)).'; %Zero
padding
```

Παράρτημα

```
temp((N-((tx_sym_f_len/2)-1)):N) =
tx_sym_f(((tx_sym_f_len/2)+1):tx_sym_f_len).';

tx_signal_t = ifft(temp,N);

tx_signal_cp_t = [tx_signal_t(end-CP+1:end) ; tx_signal_t ]; %insert
cyclic prefix

%% Channel
% Send signal over an AWGN and Rayleigh fading channel.

switch channel_type
    case 0
        noisy_signal_t = awgn(tx_signal_cp_t,snr_in_db,'measured');
        noisy_signal_t = [noisy_signal_t ; zeros(r_tap(end),1)];
        rayl_signal_t = noisy_signal_t; % trick to avoid switch command
    case 1
        copy = zeros(length(tx_signal_cp_t),length(r_tap));

        for j = 1:length(r_tap)
            for i = 1 + r_tap(j):length(tx_signal_cp_t) + r_tap(j)
                copy(i,j) = a2(j) * exp(-sqrt(-1)* fi(j))*
tx_signal_cp_t(i - r_tap(j));
            end
        end

        rayl_signal_t = sum(copy,2);

        noisy_signal_t = awgn(rayl_signal_t,snr_in_db,'measured');
end

%% Channel Frequency response estimation

tx_signal_f = fft(tx_signal_cp_t(CP + 1:end));
rayl_signal_f = fft(rayl_signal_t(CP + 1:end - r_tap(end)));
H = rayl_signal_f ./ tx_signal_f;
```

Παράρτημα

```
%% Pre-receiver buffer

rx_signal_cp_t = noisy_signal_t;

rx_signal_cp_t = padarray(rx_signal_cp_t,(N + CP)*(index - 1),0,'pre');
rx_signal_cp_t = padarray(rx_signal_cp_t,(N + CP)*(numb_packs -
index),0,'post');

buffer1 = buffer + rx_signal_cp_t;
```

Ο δέκτης του συστήματος υλοποιείται από τον παρακάτω κώδικα :

rx_011.m

```
function rx_bits_f =
rx_011(i,buffer,N,CP,tx_sym_f_len,H,M,k,p,tx_enc_bits_f,t,punct_matr,ch
annel_type,norm_factor)

%% Receiver

rx_signal_t = buffer((i-1)*(N+CP)+CP+1:i*(N+CP));

temp = fft(rx_signal_t,N);
rx_sym_f = [temp(1:tx_sym_f_len/2) ; temp(N-((tx_sym_f_len/2)-1):N)];

%% Channel estimation revisited

switch channel_type
    case 0
        rx_sym_est_f = (rx_sym_f) * norm_factor;
    case 1
        rx_sym_est_f = (rx_sym_f ./ H) * norm_factor;
end
```

Παράρτημα

```
%% Demodulation
% Demodulate signal using M-QAM.

rx_int_bits_f = qamdemod(rx_sym_est_f,M,[],'gray');

%% Symbol-to-Bit Mapping
% Undo the bit-to-symbol mapping performed earlier.

% Do ordinary decimal-to-binary mapping.

temp = de2bi(rx_int_bits_f,'left-msb'); % Convert integers to bits.

% Convert z from a matrix to a vector.

rx_int_bits_f = reshape(temp.',numel(temp),1);

%% Deinterleaving

rx_enc_bits_zpad_f = deintrlv(rx_int_bits_f,p); % Deinterleave to
restore ordering.

%% Zeros removing

rx_enc_bits_f = rx_enc_bits_zpad_f(1:end-
(ceil(length(tx_enc_bits_f)/k)*k - length(tx_enc_bits_f)));

%% Decoder
% Decode the convolutional code.

tb = 5 * 7; % Traceback length for decoding (usually 5 times constraint
length)
rx_bits_f = vitdec(rx_enc_bits_f,t,tb,'trunc','hard',punct_matr); %
Decode.
```


Στην §3.2.3 αναπτύχθηκαν δύο προσεγγίσεις, για να διερευνηθούν και υπολογιστούν οι καλύτερες τιμές των παραμέτρων. Στην πρώτη προσέγγιση (BER vs. GIratio) ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε είναι :

test_script024.m

```
clear all
close all

%% Setup

n = 24*1024*16;
BW = 1024e6;
EbNo = 15;
M = 64;
coderate = 1/2;
channel_type = 1;
N = [512 1024 2048];
GIratio = [4 8 16 32];
velocity = 10;

%% Loop

% Initialize

number_of_errors = zeros(length(GIratio),1);
bit_error_rate = zeros(length(GIratio),1);
pe = zeros(length(GIratio),1);
per = zeros(length(GIratio),1);

% loop N - GIratio

for j = 1:length(N)
    tic
    for i = 1:length(GIratio)
```

Παράρτημα

```
[number_of_errors(i,j) bit_error_rate(i,j) pe(i,j) per(i,j)] =
script024(EbNo,n,M,coderate,channel_type,N(j),GIratio(i),velocity,BW);
    end
    toc
end

%% Plot results

markerchoice = 'x+*';

for j = 1:length(N)
    plotsym = [markerchoice(j) '-'];
    semilogy(GIratio,bit_error_rate(:,j),plotsym);hold on;
end

grid on;
xlabel('GIratio');
ylabel('Bit Error Rate');
legend('N = 512','N = 1024','N = 2048','Location','NorthWest');
title('BER vs. GIratio');
grid on;
```

Στην δεύτερη προσέγγιση (BER vs. E_b/N_0) οι κώδικες που χρησιμοποιήθηκαν είναι :

Sim025.m

```
close all;
clear all;

EbNoMin = 4;
EbNoMax = 26;

%% M & coderate setup
```

Παράρτημα

```
M_vec = [4 16 64]; % M-order QAM
coderate_vec = [1/2 3/4];

%% Eb/No - trials loop

for i = 1:length(M_vec)
    for j = 1:length(coderate_vec)
        [avg_ber(:,i,j) avg_nor(:,i,j) avg_per(:,i,j) avg_pe(:,i,j)] =
loop025(M_vec(i),coderate_vec(j),EbNoMin,EbNoMax);
    end
end

% additional for M = 64, coderate = 2/3

[avg_ber23 avg_nor23 avg_per23 avg_pe23] =
loop025(64,2/3,EbNoMin,EbNoMax);

%% Plot results

colorchoice = strcat('-',':','-');
markerchoice = 'o*';

for i = 1:length(M_vec)
    for j = 1:length(coderate_vec)
        if i == length(M_vec)
            plotsym = [markerchoice(j) colorchoice(i)
colorchoice(i+1)];
        else
            plotsym = [markerchoice(j) colorchoice(i)];
        end
        semilogy(EbNoMin:2:EbNoMax,avg_ber(:,i,j),plotsym);hold on;
    end
end

semilogy(EbNoMin:2:EbNoMax,avg_ber23,'-d');
```

Παράρτημα

```
grid on;
xlabel('Eb / No (dB)');
ylabel('Bit Error Rate')
title('BER vs. Eb / No');
grid on;

legend('M = 4, cr = 1/2', 'M = 4, cr = 3/4', 'M = 16, cr = 1/2', 'M = 16,
cr = 3/4', 'M = 64, cr = 1/2', 'M = 64, cr = 3/4', 'M = 64, cr =
2/3', 'Location', 'SouthWest');
```

loop025.m

```
function [avg_ber avg_nor avg_per avg_pe] =
loop025(M,coderate,EbNoMin,EbNoMax)

%% Simulation setup

BW = 1024e6; % Bandwidth in hertz
m = 1024 * 6 *10;
n = 24 * m; % Number of bits to process
N = 2048; % # FFT length
channel_type = 1;
GIratio = 16; % Tfft/Tgi ratio
velocity = 0; % relative m/sec

trials = 1;

%% Loop

% Initiliaze

ii = 1;
nor = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax),trials);
ber = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax),trials);
```

Παράρτημα

```
pe = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax), trials);
per = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax), trials);

% Eb/No - trials loop 1 simulation

disp('-----');
disp(strcat('M = <', num2str(M), '>', ', coderate =
<', num2str(coderate), '>', ', GIratio = <', num2str(GIratio), '>'));
disp(strcat('Raw throughput = <', num2str(((GIratio / (GIratio + 1)) *
log2(M) * coderate * BW)/1e9), '> Gbps'));
disp(strcat('Packets sent = <', num2str(n / (N * coderate *
log2(M))), '>'));

tic

for jj = 1:trials
    for index = EbNoMin:2:EbNoMax
        [nor(ii, jj) ber(ii, jj) pe(ii, jj) per(ii, jj)] =
script024(index, n, M, coderate, channel_type, N, GIratio, velocity, BW);
        ii = ii + 1;
    end
    ii = 1;
end

OFDM_simulation_time = toc;

if (OFDM_simulation_time/60 - floor(OFDM_simulation_time/60))*60 < 10
    disp(strcat('OFDM simulation time =
<', num2str(floor(OFDM_simulation_time/60)), ':0', num2str((OFDM_simulatio
n_time/60 - floor(OFDM_simulation_time/60))*60), '>'));
else
    disp(strcat('OFDM simulation time =
<', num2str(floor(OFDM_simulation_time/60)), ':', num2str((OFDM_simulation
_time/60 - floor(OFDM_simulation_time/60))*60), '>'));
end
```

Παράρτημα

```
disp('-----');

avg_ber = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax),1);
avg_nor = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax),1);
avg_per = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax),1);
avg_pe = zeros(length(EbNoMin:2:EbNoMax),1);

i = 1;

%% Average

for index = EbNoMin:2:EbNoMax
    avg_ber(i) = sum(ber(i,:))/trials;
    avg_nor(i) = sum(nor(i,:))/trials;
    avg_per(i) = sum(per(i,:))/trials;
    avg_pe(i) = sum(pe(i,:))/trials;
    i = i + 1;
end
```

5. Βιβλιογραφία

[1] B. Sklar, Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part I: Characterization, IEEE Communications Magazine, Sept. 1997.

[2] N. Mandayam, Wireless communication technologies, lecture notes, Spring 2005, Dr., Rutgers University.

[3] R. Prasad, An overview of millimetre waves for future personal wireless communication systems, Proc. IEEE First symposium. on communications and vehicular technology in the Benelux, K3, Delft, Netherlands, Oct. 27-28. 1993.

[4] P. Smulders, Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future Directions, IEEE Communications Magazine, Jan. 2002.

[5] R.W. Chang, Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, Bell Syst. Tech. J., vol.45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.

[6] B.R. Salzberg, Performance of an efficient parallel data transmission system, IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-15, pp. 805-813, Dec. 1967.

[7] “Orthogonal Frequency Division Multiplexing”, U.S. Patent No. 3, 488,4555, filed November 14, 1966, issued January 6, 1970.

[8] Mosier, R. R., and R. G. Clabaugh, Kineplex, a Bandwidth Efficient Binary Transmission System, AIEE Trans., Vol. 76, pp 723 – 728, Jan. 1958.

[9] Porter, G. C., Error Distribution and Diversity Performance of a Frequency Differential PSK HF modem, IEEE Trans. Comm., Vol. COM-16, pp. 567-575, August 1968.

[10] Zimmerman, M. S. and A. L. Kirsch, The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio, IEEE Trans. Comm., Vol. COM-15, pp. 197-205, April 1967.

[11] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.

[12] Hirosaki, B., An Orthonogonally Multiplexed QAM system Using the Discrete Fourier Transform, IEEE Trans. Comm., Vol., COM-29, pp. 982-989, July 1981.

[13] Hirosaki, B., a 19.2 kbits Voice Band Data Modem Based on Orthogonality Multiplexed QAM Techniques, Proc. Of IEEE ICC '85, pp. 21.1.1-5, 1985.

[14] Keasler, W. E., and D. L. Bitzer, High Speed modem suitable for operating with switched network, U.S. Patent No. 4,206,320, June 1980.

[15] Chow, P. S., J. C. Tu and J. M. Cioffi, Performance Evaluation of a Multichannel Transeiver System for ADSL and VHDSL services, IEEE J. Selected Area, VOL., SAC-9, No.6, pp. 909-919, August 1991.

[16] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for wireless multimedia communications, Artech House universal personal communication library, 2000.

[17] A. Goldsmith Wireless Communications, Stanford University, Cambridge University Press, 2005.

[18] K. Witrisal, OFDM Air-interface Design for Wireless Multimedia Communications, Ph.D. Thesis, Delft University of Technology, April 2002.
<http://spsc.inw.tugraz.at/klaus/Thesis.pdf>

- [19] K. G. Paterson and V. Tarokh. On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 46(1-6):1974–87, Sept. 2000.
- [20] J. Tellado. *Multicarrier Modulation with low PAR: Applications to DSL and wireless*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.
- [21] P. Pollet, M. van Bladel, and M. Moenclaey, BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise, *IEEE Trans. On Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191–193, Feb./March/April 1995.
- [22] P. H. Moose, A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908– 2914, Oct. 1994.
- [23] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems Using OFDM–Part I, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1668–1677, Nov. 1999.
- [24] C. Muschallik. Improving an OFDM reception using an adaptive nyquist windowing. *IEEE Trans. Consumer Electron.*, 42(3):259–69, Aug. 1996.
- [25] A. Redfern. Receiver window design for multicarrier communication systems, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 20, pp. 1029–36, June 2002.
- [26] P. Pagani, N. Malhouroux, I Siaud, V. Guillet, Characterization and modelling of the 60 GHz indoor channel in the office and residential environments, *IEEE P802.15-06-0027-02-003c*, Jan. 2006.
- [27] E. Grass, M. Piz, F. Herzel, R. Kraemer, Draft PHY Proposal for 60 GHz WPAN, *IEEE P802.15-05-0634-01-003c*, Nov. 2005.