

Εθνικό Μετσοβίο Πολύτεχνειο Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Συστηματών Μεταδοσής Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

Μελέτη και Προσομοίωση ΜΙΜΟ Κωδίκων Χώρου και Συχνότητας σε OFDM Συστήματα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χαρίλαος Η. Κουρόγιωργας

Επιβλέπουσα: Κακλαμάνη Δήμητρα-Θεοδώρα Αναπ.Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάιος, 2009



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ και Τεχνολογίας Υλικών

Μελέτη και Προσομοίωση ΜΙΜΟ Κωδίκων Χώρου και Συχνότητας σε OFDM Συστήματα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χαρίλαος Η. Κουρόγιωργας

Επιβλέπουσα: Κακλαμάνη Δήμητρα-Θεοδώρα Αναπ.Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 21^η Μαΐου 2009

.....

Δήμητρα Κακλαμάνη

Νικόλαος Ουζούνογλου Αναπλ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Ιάκωβος Βενιέρης Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Αθήνα, Μάιος, 2009

.....

Χαρίλαος Η. Κουρόγιωργας

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

Copyright © Χαρίλαος Η. Κουρόγιωργας, 2009

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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα συστήματα MIMO (Multiple Input Multiple Output) είναι ένα πεδίο των ψηφιακών ασύρματων επικοινωνιών το οποίο πρόσφατα άρχισε να ανατπύσσεται. Με την ενσωμάτωση MIMO συστημάτων στις ασύρματες ζεύξεις επιτυγχάνεται η βελτίωση της απόδοσης της ζεύξης σε σύγκριση με τα SISO (Single Input Single Output) κανάλια, μέσω της μείωσης του ποσοστού λανθασμένων συμβόλων.

Δίκτυα τα οποία κάνουν χρήση MIMO τεχνικών, δίνουν τη δυνατότητα μετάδοσης με υψηλές ταχύτητες αλλά είναι εξαιρετικά ευάλωτα στα φαινόμενα διάδοσης του ασύρματου καναλιού. Η τεχνική Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) καταφέρνει να αντιμετωπίζει επιτυχώς μέρος των προβλημάτων που δημιουργούνται από το κανάλι όπως η διασυμβολική παρεμβολή. Έτσι, η ενσωμάτωση σε MIMO συστήματα της OFDM τεχνικής αποτελεί την πλέον αποδοτική λύση για τα ασύρματα δίκτυα του κοντινού μέλλοντος. Ήδη, τα MIMO-OFDM συστήματα έχουν υιοθετηθεί από τα πρότυπα της IEEE 802.11 και 802.16 και εφαρμόζονται σε εμπορικό επίπεδο (δίκτυα WiMAX).

Η εργασία χωρίζεται σε δύο μέρη. Η τεχνική OFDM αποτελεί το πεδίο ενασχόλησης του πρώτου μέρους. Σκοπός του πρώτου μέρους της εργασίας είναι να καταδείξει πώς η τεχνική OFDM καταστέλλει το φαινόμενο της πολύοδης διάδοσης καθώς και να αξιολογηθεί η απόδοση ενός OFDM συστήματος σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης. Στο δεύτερο μέρος της εργασίας σκοπός είναι να μελετηθεί η απόδοση των MIMO κωδίκων χώρου και συχνότητας όταν εφαρμόζονται σε ένα OFDM σύστημα.

Αρχικά, στην παρούσα διπλωματική εργασία αφού αναλυθεί θεωρητικά η τεχνική OFDM ακολουθεί η σχεδίαση ενός OFDM συστήματος και μέσω προσομοιώσεων πρώτα ελέγχεται η επίδραση του κυκλικού προθέματος στην ποιότητα της ζεύξης και ύστερα αξιολογείται η απόδοση του συστήματος για διάδοση σε Rayleigh κανάλια και μοντέλα της ITU, μετρώντας το ποσοστό εσφαλμένων συμβόλων (SER) καθώς μεταβάλλεται ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR). Ως συμπέρασμα των προσομοιώσεων εξάγονται οι κανόνες σχεδίασης ενός OFDM συστήματος ανάλογα με το αν απαιτείται αξιοπιστία της ζεύξης ή αυξημένη ταχύτητα μετάδοσης.

Στο δεύτερο μέρος της εργασίας, μελετάται η χρήση Ορθογώνιων Μπλοκ Κωδίκων Χώρου και Συχνότητας (OSFBC) σε OFDM συστήματα και πως επηρεάζουν την απόδοση τους. Αφού γίνει η θεωρητική προσέγγιση των OSFBC ενσωματώνονται στο OFDM σύστημα που σχεδιάστηκε στο 3° κεφάλαιο πολλαπλές κεραίες στον πομπό και στο δέκτη προκειμένου να αξιολογηθούν μέσω προσομοιώσεων οι επιδόσεις της εφαρμογής των OSFBC σε MIMO-OFDM συστήματα.

Λέξεις Κλειδιά

Πολύοδη Διάδοση, OFDM, Κυκλικό Πρόθεμα, Συστήματα ΜΙΜΟ, Διαφορισιμότητα, Ορθογώνιοι χωροσυχνοτικοί μπλοκ κώδικες, Σχήμα Alamouti

ABSTRACT

MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems is a field of digital wireless communications, which has recently begun to develop. The integration of MIMO systems into wireless links leads to a better performance, in terms of symbol error rate, than the performance of SISO (Single Input Single Output) channels.

Networks which use MIMO techniques provide high data rates but their performance remains poor when multipath propagation takes place. The Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique manages to cope efficiently with a part of the problems created by multipath propagation such as Intersymbol Interference. So, the integration of OFDM technique into MIMO systems is an efficient solution for present and future wireless networks. MIMO-OFDM systems have already been adopted into the 802.11 and 802.16 IEEE Standards and they have been developed for commercial purposes.

This thesis is divided into two parts. The first one deals with the OFDM technique. Its target is to study how the application of the OFDM technique in a wireless system eliminates the Intersymbol Interference and after that to examine the performance of an OFDM system. The aim of the second part is to evaluate the performance of Orthogonal Space-Frequency Block Coding, when Orthogonal Space-Frequency Block Codes (OSFBC) are applied in OFDM systems.

Initially, a theoretical approach of OFDM technique takes place and then follows the design of an OFDM system, which is simulated in order to firstly examine the effect of cyclic prefix in the quality of the link and then to evaluate the performance of the system under different propagation models such as Rayleigh channel and standardized ITU models, measuring symbol error rate (SER). The conclusions of the simulations are the design criteria of the designed OFDM system according to the designer's will whether reliability is needed or high data rates.

In the second part of this thesis, the application of OSFBCs to OFDM systems is studied. Once the theoretical approach of OSFBCs receivers takes place, a MIMO-OFDM system is designed, based on the already designed OFDM system of the third chapter, in order to evaluate the performance of OSFBCs under flat fading and frequency selective propagation models, through symbol error measurements.

Key Words

Multipath Propagation, OFDM, Cyclic Prefix, MIMO systems, Diversity, Orthogonal Space-Frequency Block Codes, Alamouti scheme

Ευχαριστίες

Η διπλωματική εργασία αυτή συντάχθηκε το ακαδημαϊκό έτος 2008-2009 στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών στον τομέα των συστημάτων μετάδοσης πληροφρίας και τεχνολογίας υλικών.

Μέσα από τις γραμμές αυτές θέλω να ευχαριστήσω θερμά την Αναπληρώτρια Καθηγήτρια του Ε.Μ.Π. κα Κακλαμάνη, εισηγήτρια του θέματος της εργασίας μου, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο θέμα των τηλεπικοινωνιών καθώς και για την επικοδομητική συνεργασία μας.

Παράλληλα θέλω να ευχαριστήσω τους Υποψήφιους Διδάκτορες Δήμητρα Ζαρμπούτη και Γιάννη Στειακογιαννάκη όχι μόνο για τις καθοριστικής σημασίας γνώσεις τους και τις συμβουλές τους για το αντικείμενο που πραγματεύεται η διπλωματική μου εργασία αλλά και για την υπομονή και επιμονή που έδειξαν απέναντι μου.

Επίσης θέλω να ευχαριστήσω τους γονείς μου, Ελένη Κορομβόκη και Ηλία Κουρόγιωργα καθώς και τον αδερφό μου Γεώργιο Κουρόγιωργα οι οποίοι στάθηκαν δίπλα μου. Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω τους φίλους μου, για τα όνειρα που κάναμε για ένα καλύτερο μέλλον, τις προσπάθειες για μάθηση και για τις εμπειρίες που από κοινού κατακτήσαμε κατά τη διάρκεια της φοιτητικής μας πορείας.

Με μεγάλη εκτίμηση

Χαρίλαος Η. Κουρόγιωργας

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1⁰: Εισαγωγή

1.1 Ιστορική αναδρομή	.20
1.1.1 Κυψελωτά συστήματα 1 ^{ης} γενιάς	.20
1.1.2 Κυψελωτά Συστήματα 2 ^{ης} γενιάς	.21
1.1.3 Κυψελωτά συστήματα 3 ^{ης} γενιάς	.23
1.2 ΜΙΜΟ Τεχνολογία	.24
1.2.1 Στοιχειοκεραίες	.24
1.2.2 Έξυπνες Κεραίες	.25
1.2.3 Τεχνικές αξιοποίησης συστημάτων πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδω	V
	.25
1.3 Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα (Wireless Metropolitan Area Networks –	
WMANs)	.26
1.3.1 IEEE 802.16	.26
1.3.2 Δίκτυα WiMAX	.27

Κεφάλαιο 2⁰: Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης

2.1 Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης	30
2.2 Απώλειες Διαδρομής	30
2.2.1 Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου	31
2.2.2 Μοντέλο Επίπεδης Επιφάνειας	31
2.2.3 Εκθετικό Μοντέλο	32
2.2.4 Μοντέλο Hata στα 2 GHz	32
2.3 Σκίαση	33
2.4 Πολύοδη Διάδοση	34
2.4.1 Παράμετροι του Καναλιού Πολύοδης Διάδοσης	35
2.4.1.1 Διαλείψεις Επιλεκτικές ως προς τη Συχνότητα	35
2.4.1.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο	39
2.4.1.3 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο	41
2.5 Ανακεφαλαίωση διαλείψεων	43

2.6 Στενής ζώνης και ευρείας ζώνης μοντέλα του ασύρματου καναλιού	43
2.6.1 Κανάλι στενής ζώνης	43
2.6.2 Κανάλι ευρείας ζώνης	44
2.7 To Rayleigh κανάλι	45
2.8 Το κανάλι ως σύστημα πολλαπλών εισόδων ή/και πολλαπλών εξόδων	48
2.8.1 Κανάλι μίας εισόδου - μίας εξόδου	48
2.8.2 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - μίας εξόδου	48
2.8.3 Κανάλι μίας εισόδου - πολλαπλών εξόδων	49
2.8.4 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων	50
2.9 Μοντελοποίηση MIMO Rayleigh καναλιού	51
2.9.1 Χωρικά ανεξάρτητα κανάλια	51

Κεφάλαιο 3⁰: Η Διαμόρφωση OFDM

3.1 Τεχνικές Πολλαπλών Φερόντων	.54
3.2 Τεχνική OFDM	.55
3.2.1 OFDM σύμβολο	.55
3.2.2 Διαμορφωτής Συμβόλων	.58
3.2.3 Διάστημα Προστασίας – Κυκλικό Πρόθεμα	.59
3.3 Προσομοιώσεις	.63
3.3.1 Σχεδίαση Συστήματος Προσομοίωσης	.63
3.3.1.1 Προσομοίωση Στατικού Rayleigh Καναλιού με Μέγιστη τιμή εξάπλως Καθυστέρηση Τ _u /2	յ ղς .65
3.3.1.2 Προσομοίωση Standardized ITU models	.66
3.3.1.3 Σχολιαμός Διαγραμμάτων	.69
3.3.2 Συμπεράσματα Προσομοιώσεων	.70
3.4 Ανακεφαλαίωση	.70

Κεφάλαιο 4⁰: Χωροσυχνοτικοί Κώδικες Για ΜΙΜΟ-OFDM συστήματα

4.1 Κέρδος Κεραίας – Κέρδος Διαφορισμού	72
4.2 Το OFDM σύμβολο σε ΜΙΜΟ κανάλι	73

4.3 Χωροσυχνοτικοί Κώδικες	74
4.4 Χωροχρονικοί Κώδικες-Κώδικας Alamouti	76
4.5 Εφαρμογή Σχήματος Διαφορισμού στο Δέκτη (Receive Antenna Diversity)	.77
4.6 Εφαρμογή Σχήματος Διαφορισμού στον Πομπό (Transmit Antenna Diversity)- Σχήμα Alamouti	.79
4.6.1 MISO Κανάλι (<i>M</i> _t =2) - Χωροσυχνοτικός κώδικας Alamouti	80
4.6.1.1 Διάδοση σε Επίπεδα Κανάλια	81
4.6.1.2 Διάδοση σε Επιλεκτικά ως προς τη Συχνότητα Κανάλια	82
4.6.2 ΜΙΜΟ Κανάλι (<i>M</i> _t =2)-Χωροσυχνοτικός κώδικας Alamouti	84
4.6.3 Πλεονεκτήματα Εφαρμογής του Κώδικα Alamouti	88
4.7 Χωροσυχνοτική Μπλοκ Κωδικοποίηση για <i>Μ</i> t>2	88
4.7.1 Διαμόρφωση με Πραγματικό Αστερισμό	89
4.7.2 Διαμόρφωση με Μιγαδικό Αστερισμό	90
4.8 Επίδοση των Χωροσυχνοτικών Κωδίκων για μη Τέλεια Γνώση του Καναλιού σα Δέκτη	το .93
4.9 Προσομοιώσεις	.95
4.9.1 Παρουσίαση Συστήματος Προσομοίωσης	.95
4.9.2 Διάδοση σε Flat Fading Rayleigh κανάλια	.96
4.9.3 Διάδοση σε Στατικά Επιλεκτικά ως προς τη Συχνότητα Κανάλια	.98
4.9.4 Σχολιασμός Διαγραμμάτων1	.02
4.9.5 Συμπεράσματα Προσομοιώσεων1	.05
4.10 Ανακεφαλαίωση	.05
4.11 Συμπεράσματα	.07
4.11.1 OFDM Διαμόρφωση1	.07
4.11.2 SF Codes και MRRC Τεχνική1	.07
Παράρτημα1	10
Π.1 Παράρτημα Kronecker product1	10

βλιογραφία112

Κατάλογος Εικόνων

Σχήμα 2.1: Συνθήκες σκίασης σε επίγεια ασύρματα συστήματα	33
Σχήμα 2.2: Εκπομπή κρουστικού παλμού σε περιβάλλον πολύοδης διάδοσης	35
Σχήμα 2.3: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος	36
Σχήμα 2.4: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος για παραμετροποίηση του καναλιού διάδοσης με taps	37
Σχήμα 2.5: Μετατόπιση Doppler	39
Σχήμα 2.6: Ισχύς σήματος συναρτήσει συχνότητας Doppler	40
Σχήμα 2.7: Κατανομή ισχύος ως προς τη γωνία άφιξης του σήματος	42
Σχήμα 2.8: Κατανομή Rayleigh	47
Σχήμα 2.9: Σύστημα SISO	48
Σχήμα 2.10: Σύστημα MISO	49
Σχήμα 2.11: Σύστημα SIMO	49
Σχήμα 2.12: Σύστημα ΜΙΜΟ	50
Σχήμα 3.1: Φάσμα 7 μη επικαλυπτόμενων υποκαναλιών	54
Σχήμα 3.2: Φάσμα 7 αλληλεπικαλυπτόμενων υποκαναλιών	55
Σχήμα 3.3: Φασματική απεικόνιση 3 παλμών συχνότητας 1/Ts, 2/Ts, 3/Ts	56
Σχήμα 3.4: Block διάγραμμα βασικής ζώνης πομπού	57
Σχήμα 3.5: Block διάγραμμα βασικής ζώνης δέκτη	58
Σχήμα 3.6: Αστερισμοί των κωδικοποιήσεων QPSK, 16-QAM, 64-QAM	58
Σχήμα 3.7: Κυκλικό πρόθεμα σε ένα OFDM σύμβολο	60
Σχήμα 3.8: Δομή των πλαισίων του συστήματος προσομοίωσης	63
Σχήμα 3.9: SERvsE _s /N ₀ για διάφορες τιμές του CP	66
Σχήμα 3.10: Απόδοση του OFDM συστήματος στα στατικά Pedestrian-A και Vehicular-A κανάλια για διαμορφώσεις συμβόλων QPSK, 16-QAM, 4-QAM	68
Σχήμα 3.11: Απόδοση του OFDM συστήματος στα στατικά Pedestrian-B και Vehicular-B κανάλια για διαμορφώσεις συμβόλων QPSK, 16-QAM, 64-QAM	68
Σχήμα 4.1: SIMO κανάλι με MRC δέκτη	77
Σχήμα 4.2 Μπλοκ Διάγραμμα OFDM πομπού για χρήση του κώδικα Alamouti	79
Σχήμα 4.3: Μπλοκ διάγραμμα OFDM δέκτη για αποκωδικοποίηση του κώδικα Alamouti σε MISO σύστημα	80
 Σχήμα 4.4: Αποκωδικοποίηση του κώδικα Alamouti για MISO κανάλι	84

Σχήμα 4.5: Μπλοκ διάγραμμα OFDM δέκτη με δύο κεραίες για αποκωδικοποίηση του κώδικα Alamouti σε MIMO σύστημα86
Σχήμα 4.6 Μπλοκ διάγραμμα OFDM πομπού για χωροσυχνοτικούς μπλοκ κώδικες 89
Σχήμα 4.7: Δομή των πλαισίων του συστήματος προσομοίωσης96
Σχήμα 4.8: Απόδοση Alamouti SFBC για 1, 2 και 4 κεραίες λήψης και MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης σε χωρικά ανεξάρτητα flat fading υποκανάλια διάδοσης, για BPSK διαμόρφωση97
Σχήμα 4.9: Απόδοση SFBCs για 2, 3 και 4 κεραίες πομπού και MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης σε χωρικά ανεξάρτητα flat fading υποκανάλια διάδοσης, για QPSK διαμόρφωση98
Σχήμα 4.10: Απόδοση του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης, διάδοση στο μοντέλο 1, για QPSK διαμόρφωση
Σχήμα 4.11: Απόδοση του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης, διάδοση στο μοντέλο 2, για QPSK διαμόρφωση
Σχήμα 4.12: Σύγκριση της απόδοσης του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2 κεραίες λήψης, για διάδοση σε επίπεδο Rayleigh κανάλι και στο μοντέλο 2, για QPSK διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας
Σχήμα 4.13: Σύγκριση της απόδοσης του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2 κεραίες λήψης, για διάδοση σε κανάλι μοντέλου 1 και στο κανάλι μοντέλου 2, για QPSK διαμόρφωση των συμβόλων
102

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 1.1: Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων 2ης γενιάς	23
Πίνακας 2.1: Παραμετροποίηση του καναλιού με taps	37
Πίνακας 3.1: Παράμετροι και τιμές του συστήματος	65
Πίνακας 3.2: Μοντέλο του Rayleigh καναλιού πολύοδης διάδοσης προσομοίωσης	65
Πίνακας 3.3: Pedestrian-A και Pedestrian-B μοντέλα της ITU	66
Πίνακας 3.4: Vehicular-A και Vehicular-B μοντέλα της ITU	67
Πίνακας 3.5: Παράμετροι Συστήματος Προσομοίωσης	67
Πίνακας 3.6: Ταχύτητες μετάδοσης του συστήματος ανά Frame	69
Πίνακας 4.1: Παράμετροι και τιμές του συστήματος προσομοίωσης	96
Πίνακας 4.2: Μοντέλο 1 - Προφίλ Καθυστέρησης Ισχύος	99
Πίνακας 4.3: Μοντέλο 2 - Προφίλ Καθυστέρησης Ισχύος	99

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Ιστορική αναδρομή

Το 19⁰ αιώνα ο James Clerk Maxwell κατάφερε να ενοποιήσει τη θεωρία του ηλεκτρομαγνητισμού μέσω των κλασικών μερικών διαφορικών εξισώσεων γνωστών ως εξισώσεις Maxwell αποδεικνύοντας την ηλεκτρομαγνητική φύση του φωτός. Ο Maxwell θεωρείται πλέον ο θεμελιωτής της θεωρίας του ηλεκτρομαγνητισμού. Βασιζόμενος στη θεωρία του Maxwell ο Marconi υλοποίησε για πρώτη φορά το 1897, τον τηλέγραφο, ένα σύστημα ασύρματης μετάδοσης, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την επικοινωνία πλοίων με την ακτή [3,27]. Με την πάροδο του χρόνου ο Marconi κατάφερε να μεταδίδει ασύρματα με τον εξελιγμένο πια τηλέγραφό του σε αποστάσεις αρκετών χιλιομέτρων.

Η πρώτη κινητή ασύρματη ζεύξη, που χρησιμοποιήθηκε για τις ανάγκες της πολιτείας, μετέδιδε στους 2 μεγακύκλους και δημιουργήθηκε στο Detroit των ΗΠΑ. Ζεύξη η οποία εγκαταστάθηκε από την αστυνομία της πόλης [14]. Το 1934 έχουν πια εγκατασταθεί κινητά συστήματα επικοινωνίας σε 194 ασύρματα συστήματα της δημοτικής αστυνομίας και 58 πολιτειακούς αστυνομικούς σταθμούς των ΗΠΑ, οι οποίοι χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation – AM) [5].

Η παρουσίαση το 1935 της διαμόρφωσης συχνότητας (frequency modulation– FM) από τον Edwin Armstrong έδωσε νέα ώθηση στα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας. Στα τέλη της δεκαετίας του '30 η FM διαμόρφωση γίνεται η κύρια τεχνική διαμόρφωσης στα κινητά συστήματα επικοινωνίας στον κόσμο. Με τη χρήση της διαμόρφωσης FM το 1946 πραγματοποιούνται οι πρώτες μεταδόσεις στου 150 μεγακύκλους και στα τέλη της δεκαετίας του '40 χρησιμοποιήθηκαν κανάλια φωνής εύρους 120 kHz σε μορφή ημι-αμφίδρομη.

Καθώς η ζήτηση για δημόσιες υπηρεσίες ασύρματων επικοινωνιών άρχισε να αυξάνεται η AT&T Bell Laboratories υλοποίησε το Improved Mobile Telephone Service (IMTS). Το IMTS ήταν το πρώτο σύστημα κινητών επικοινωνιών το οποίο συνδεόταν με το δίκτυο δημόσιας τηλεφωνίας και χρησιμοποιούσε πλήρως αμφίδρομες ζεύξεις (full duplex). Παρόλα αυτά, η χρήση πλήρως αμφίδρομων ζεύξεων σε συνδυασμό με το συνεχώς αυξανόμενο πλήθος χρηστών χρειάζονται μεγάλο εύρος ζώνης.

Τη λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα έφεραν τα AT&T Bell Laboratories στις δεκαετίες του 1960 και 1970 όπου εισήγαγαν την έννοια του κυψελοειδούς [1]. Η βασική ιδέα των κυψελωτών συστημάτων είναι η διαίρεση της περιοχής την οποία εξυπηρετεί ένα σύστημα σε μικρότερες κυψέλες κάθε μία από τις οποίες επαναχρησιμοποιεί διαύλους, ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος. Έτσι, άρχισαν να δημιουργούνται τα πρώτα κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών.

1.1.1 Κυψελωτά συστήματα 1ης γενιάς

Το πρώτο παγκοσμίως κυψελωτό σύστημα που λειτούργησε ήταν από την Nippon Telephone and Telegraph (NTT) στην Ιαπωνία το 1979. Το σύστημα

χρησιμοποιούσε 600 FM αμφίδρομους διαύλους επικοινωνίας με εύρος 25 kHz στα 925 – 940/870 – 885 MHz. Στην Ευρώπη το 1981 αναπτύχθηκε από την Ericsson το πρώτο κυψελωτό σύστημα NMT450, το οποίο μετεξελίχθηκε το 1986 στο NMT900 στη ζώνη συχνοτήτων 890-915/917-950 MHz. Το NMT 900 χρησιμοποιούσε 1999 διαύλους αμφίδρομης επικοινωνίας με εύρος 12,5 kHz. Στις HΠA το πρώτο κυψελωτό σύστημα ονομάστηκε Advanced Mobile Phone Service (AMPS) και δημιουργήθηκε από την AT&T στο Σικάγο. Το συγκεκριμένο σύστημα εξέπεμπε στη ζώνη 824-849/869-894 MHz και διέθετε 832 αμφίδρομα κανάλια εύρους 30 kHz.

Όλα τα παραπάνω συστήματα αποτελούν τα κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς. Βασικά χαρακτηριστικά τους είναι η διαμόρφωση FM και η τεχνική Frequency Division Duplexing για την αμφιδρόμηση των καναλιών. Η φασματική πυκνότητα ισχύος στα FDD συστήματα πρέπει να ελέγχεται προσεκτικά ώστε να μην ακτινοβολείται ισχύς πάνω από 60-80 dB της επιθυμητής τιμής στους γειτονικούς διαύλους. Τέλος, στα παραπάνω συστήματα η απόσταση των φερόντων άνω και κάτω ζεύξης είναι της τάξης των 45 MHz ώστε οι πομποδέκτες να μπορούν αν απομονώνουν τις συχνότητες.

1.1.2 Κυψελωτά Συστήματα 2^{ης} γενιάς.

Με την πάροδο του χρόνου άρχιζε να γίνεται εμφανής η αδυναμία των αναλογικών κυψελωτών συστημάτων να ανταπεξέλθουν στις ανάγκες της αγοράς λόγω της χαμηλής χωρητικότητας που παρουσίαζαν του υψηλού κόστους των τερματικών και της υποδομής των δικτύων της ασυμβατότητας μεταξύ των διαφόρων αναλογικών δικτύων και της αντίληψης των χρηστών ότι η χρησιμότητα τους ήταν περιορισμένη.

Έτσι, στα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς χρησιμοποιήθηκαν ψηφιακές τεχνικές μετάδοσης, οι οποίες μπορούσαν να εφαρμοστούν λόγω της εξέλιξης της μικροηλεκτρονικής καθώς και λόγω των θεωρητικών μελετών πάνω στις ψηφιακές επικοινωνίες που είχαν γίνει από διακεκριμένους επιστήμονες και μηχανικούς όπως ο Nyquist, oShannon κ.α. τις προηγούμενες δεκαετίες. Οι ψηφιακές τεχνικές εφαρμόστηκαν στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών λόγω των πλεονεκτημάτων που αυτά παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών τεχνικών, όπως:

- Αυξημένη ανοσία στο θόρυβο
- Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος
- Δίνουν τη δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος
- Επιτρέπουν την υλοποίηση software δεκτών
- Παρέχουν περισσότερες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης και duplexing

Ευρώπη

Στην Ευρώπη υλοποιήθηκε το σύστημα GSM το οποίο ξεκίνησε να σχεδιάζεται το 1982 και λειτούργησε το 1992 στις συχνότητες 890-915/935-960 MHz. Σήμερα καλύπτει το 59% της αγοράς με 400 εκ. χρήστες. Το GSM υποστηρίζει

τόσο υπηρεσίες φωνής με ταχύτητες της τάξης των 13 kbps όσο και δεδομένων 9,6 kbps. Στηρίζεται σε TDMA τεχνική, με 200 kHz απόσταση φερόντων και συνδυάζει την TDMA τεχνική με FDD. Κάθε φέρον έχει 8 διαύλους με διάρκεια χρονοσχισμής τα 0,577 msec και χρησιμοποιεί την τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης GMSK με τελική ταχύτητα μετάδοσης τα 270,8 kbps.

Н.П.А.

Στις ΗΠΑ αναπτύχθηκαν δύο διαφορετικά συστήματα 2^{ης} γενιάς το IS-54 και το IS-95, τα οποία και σχεδιάστηκαν με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι συμβατά με το κυψελωτό σύστημα πρώτης γενιάς των ΗΠΑ το AMPS.

Το IS-54 λειτουργεί στις ίδιες συχνότητες με το AMPS και παρόλο που τα τερματικά είναι συμβατά με τις προδιαγραφές του συστήματος AMPS είναι ικανά και για ψηφιακή σηματοδοσία βασισμένη στο TDMA, με 3 χρονοσχισμές ανά φέρον και απόσταση φερόντων τα 30 kHz. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται είναι η $\pi/4$ – DQPSK και ο τελικός ρυθμός που επιτυγχάνεται είναι 48,6 kbps. Προκειμένου το σύστημα IS-54 να είναι συμβατό με το AMPS υποστηρίζει δύο τύπους διαύλων σηματοδοσίας ελέγχου, ένα για το ψηφιακό με ρυθμό 48,6 kbps και ένα για τους διαύλους του AMPS με ρυθμό 10kbps. Το σύστημα IS-136 είναι η εξέλιξη του IS-54 και δίνει τη δυνατότητα για αποστολή μικρών μηνυμάτων. Το IS-136 χρησιμοποιεί διαύλους σηματοδοσίας ελέγχου μόνο στα 48,6 kbps και για αυτό το λόγο τα τερματικά του IS-54 δεν είναι συμβατά με εκείνα του IS-136.

Το 1992 υιοθετήθηκε στις ΗΠΑ το σύστημα IS-95, το οποίο βασίζεται στη τεχνική CDMA και προτάθηκε από την Qualcomm. Χρησιμοποιεί διασπορά φάσματος Direct Sequence και παρουσιάζει ασυμετρία ζεύξης, χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές για την ευθεία και αντίστροφη ζεύξη. Λόγω της χρήσης της τεχνικής CDMA που κάνει το σύστημα παρέχεται πλήρη ορθογωνιότητα μεταξύ των χρηστών αφού σε κάθε κινητό σταθμό σε μία κυψέλη αποδίδεται ένας διαφορετικός κώδικας. Οι συχνότητες λειτουργίας του IS-95 είναι ίδιες με αυτές του AMPS και IS-54, αλλά έχουν αποδοθεί και επιπλέον συχνότητες στην περιοχή 1,5-2 GHz. Η επιτυχία του συστήματος αυτού αλλά και η πολλάπ υποσχόμενη τεχνική CDMA , που χρησιμοποιεί το κατέστησαν οδηγό και βάση εκκίνησης για τα συστήματα τρίτης γενιάς.

Ιαπωνία

Στην Ιαπωνία αναπτύχθηκε το 1989 το Personal Digital Cellular (PDC) το οποίο και στηρίχθηκε στις αρχές του IS-54. Το PDC χρησιμοποιεί την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης TDMA, με 3 χρονοσχισμές ανά φέρον. Η απόσταση των φερόντων είναι 25 kHz και χρησιμοποιεί τη διαμόρφωση π/4-DQPSK, με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 42 kbps.

Στον πίνακα 1.1 παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων $2^{\eta\varsigma}$ γενιάς.

Σύστημα	Ζώνη Συχνοτήτων	Απόσταση	Διαμόρφωση	Τεχνική Πολλαπλής
	Αντίστροφη/ Ευθεία	Φερόντων		Πρόσβασης
	Ζεύξη (MHz)	(kHz)		
GSM	890-915/935-960	200	GMSK	TDMA/FDMA/FDD
IS-54	824-849/869-894	30	π/4-DQPSK	TDMA/FDMA/FDD
IS-94	824-849/869-894	1250	QPSK/BPSK	CDMA
	1800-2000			
PDC	810-830/940-960	25	π/4-DQPSK	TDMA/FDMA/FDD
	1429-1453/1477-1501			

Πίνακας 1.1: Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων 2ης γενιάς

1.1.3 Κυψελωτά συστήματα 3ης γενιάς

Παρόλο που τα συστήματα κινητών επικοινωνιών δεύτερης γενιάς έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε μεγάλους πληθυσμούς και μεγάλες γεωγραφικές εκτάσεις έχουν περιορισμένη δυνατότητα υποστήριξης υπηρεσιών δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Η ανάγκη υποστήριξης τέτοιων υπηρεσιών όπως είναι η μετάδοση εικόνων υψηλής ποιότητας, η μετάδοση video πραγματικού χρόνου ή η πρόσβαση στο Internet με υψηλές ταχύτητες οδήγησαν στη σχεδίαση συστημάτων τρίτης γενιάς. Τα 3G συστήματα έχουν ως βασικό χαρακτηριστικό την υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και τη δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από άλλα δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα, με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ταυτόχρονα τα συστήματα 3G αναμένεται να βελτιώσουν την ποιότητα ομιλίας και να αυξήσουν τη χωρητικότητα των δικτύων.

Οι ραδιοεπαφές που έχουν αναπτυχθεί για τα συστήματα τρίτης γενιάς, και καλούνται από την ITU IMT-2000, είναι το WCDMA, το multicarrier-CDMA ή cdma2000 και το EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution). Λόγω των ζωνών συχνοτήτων που είχαν καταλάβει τα συστήματα δεύτερης γενιάς σε κάθε περιοχή, το WARC'92 απέδωσε διαφορετικές συχνότητες σε κάθε περιοχή για τα συστήματα τρίτης γενιάς. Στην Ευρώπη οι συχνότητες που αποδόθηκαν είναι 2*60 MHz (άνω ζεύξη 1920-1980 MHz, κάτω ζεύξη 2110-2170) για WCDMA FDD συστήματα, 25 MHz (1900-1920 MHz/2020-2025 MHz) για TDD συστήματα χωρίς αδειοδότηση.

Μερικές από τις βασικές απαιτήσεις που τίθενται από τα τρίτης γενιάς συστήματα είναι:

- Ρυθμοί μετάδοσης μέχρι και 2 Mbps
- Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης για δυνατότητα προσφοράς εύρους ζώνης κατά απαίτηση
- Συνύπαρξη 2^{ης} και 3^{ης} γενιάς συστημάτων
- Μεγάλη φασματική απόδοση
- Συνύπαρξη FDD και TDD συστημάτων

1.2 ΜΙΜΟ Τεχνολογία

Η χρήση κεραιών στο πομπό και στο δέκτη με πολλαπλά στοιχεία αποτελεί μία ιδέα η οποία εφαρμόστηκε για πρώτη φορά στα τέλη του 19^{ου} αιώνα. Κατά τη διάρκεια του δεύτερου παγκοσμίου πολέμου έλαβε χώρα εκτενής έρευνα πάνω στις κεραίες πολλαπλών στοιχείων για την εφαρμογή τους σε radar. Από το 1990 μέχρι και σήμερα η τεχνολογία έξυπνων κεραιών αναπτύσσεται με γρήγορους ρυθμούς εισάγοντας τις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες σε μία νέα κατάσταση, στην οποία μπορεί να εξασφαλιστεί υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service – QoS), υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων και υψηλή αξιοπιστία της ζεύξης, δηλαδή χαμηλό ποσοστό λαθών, μέσω της μείωσης των παρεμβολών και αύξηση της χωρητικότητας. Στη συνέχεια γίνεται μία μικρή εισαγωγή στην τεχνολογία συστημάτων που χρησιμοποιούν κεραίες πολλαπλών στοιχείων.

1.2.1 Στοιχειοκεραίες

Οι στοιχειοκεραίες αποτελούν την πρώτη και απλούστερη μορφή της MIMO τεχνολογίας. Όταν με τη χρήση απλών κεραιών δεν είναι δυνατή η επίτευξη της επιθυμητής κατευθυντικότητας ή του επιθυμητού εύρους δέσμης χρησιμοποιούνται οι στοιχειοκεραίες. Οι στοιχειοκεραίες αποτελούνται από ακτινοβολητές οι οποία είναι διατεταγμένοι με ποικίλους τρόπους σχηματίζοντας ευθύγραμμες, κυκλικές ή επίπεδες στοιχειοκεραίες. Το διάγραμμα ακτινοβολίας μίας στοιχειοκεραίας εξαρτάται από τη γεωμετρία της, τη συχνότητα λειτουργίας της, την απόσταση μεταξύ των στοιχείων καθώς, το πλήθος τους και τη ρευματική διέγερση.

Οι στοιχειοκεραίες διακρίνονται σε χωρικά ομοιόμορφες και χωρικά ανομοιόμορφες ανάλογα με το αν τα στοιχεία τους απέχουν ίσες αποστάσεις. Ως προς τη θεωρητική ανάλυση οι χωρικά ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες αναλύονται πιο εύκολα σε αντίθεση με τις χωρικά ανομοιόμορφες, οι οποίες όμως δίνουν περισσότερους βαθμούς ελευθερίας στο σχεδιαστή. Οι χωρικά ανομοιόμορφες κεραίες συνήθως προκύπτουν ύστερα από την αραίωση των ομοιόμορφων στοιχειοκεραιών. Για το λόγο αυτό οι ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες ονομάζονται και πυκνές ενώ οι χωρικά ανομοιόμορφες αραιές.

Όσον αφορά στη ρευματική διέγερση, οι στοιχειοκεραίες διακρίνονται σε στοιχειοκεραίες με ομοιόμορφη διέγερση και σε στοιχειοκεραίες με ανομοιόμορφη διέγερση. Στις στοιχειοκεραίες με ομοιόμορφη διέγερση τα στοιχεία τροφοδοτούνται από ρεύματα ίδιου μέτρου και με προοδευτική διαφορά φάσης. Στην περίπτωση των στοιχειοκεραιών με ανομοιόμορφη διέγερση το πλάτος των ρευμάτων που τροφοδοτούν τα στοιχεία διαφέρει από στοιχείο σε στοιχείο ενώ υπάρχει προοδευτική διαφορά φάσης.

Ορισμένα από τα πλεονεκτήματα της χρήσης στοιχειοκεραιών είναι η αύξηση της κατευθυντικότητας σε σχέση με τις απλές κεραίες, η δημιουργία του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω κατάλληλης διέγερσης των στοιχείων καθώς και η ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας, μεταβάλλοντας με ηλεκτρονικό τρόπο τη διέγερση των στοιχείων [27,31].

1.2.2 Έξυπνες Κεραίες

Η ανάπτυξη της τεχνολογίας της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων σε συνδυασμό με τις στοιχειοκεραίες οδήγησαν στην ανάπτυξη των έξυπνων κεραιών. Τα συστήματα έξυπνων κεραιών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν στα συστήματα μεταγωγής δέσμης (switched beam) και στα συστήματα προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών (adaptive antenna array) [41].

Στα switched beam συστήματα δημιουργούνται πολλοί προκαθορισμένου εύρους και κατευθυντικότητας λοβοί ακτινοβολίας, με κάθε έναν από αυτούς να ανιχνεύει συγκεκριμένη κατεύθυνση. Το σύστημα κεραιών μετρά το SNR του λαμβανόμενου σήματος από τον κάθε λοβό ακτινοβολίας και στο τέλος επιλέγει την εξυπηρέτηση του χρήστη από το λοβό με το μεγαλύτερο SNR [19]. Καθώς κινείται ο χρήστης εξυπηρετείται από διαφορετικό λοβό ακτινοβολίας.

Στα συστήματα προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών χρησιμοποιούνται αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος προκειμένου να εντοπιστούν και να ανιχνευθούν τα διαφορετικού τύπου σήματα με σκοπό την ελαχιστοποίηση των παρεμβολών.

Ένα από τα πλεονεκτήματα της εφαρμογής των συστημάτων έξυπνων κεραιών είναι η αύξηση της μέσης ισχύος του σήματος, λόγω της ταυτόχρονης επεξεργασίας των σημάτων που ταυτόχρονα λαμβάνουν τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Ένα μέτρο της αύξησης της μέσης ισχύος του σήματος λήψης λόγω των πολλαπλών κεραιών είναι το κέρδος κεραίας. Το κέρδος κεραίας σε συνδυασμό με την κατευθυντικότητα της στοιχειοκεραίας και τη μείωση των παρεμβολών οδηγούν σε αύξηση της περιοχής ραδιοκάλυψης του σταθμού βάσης [19].

Επίσης, ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα είναι η μείωση των παρεμβολών. Επομένως, αυξάνεται ο λόγος Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR). Έτσι, η χωρητικότητα του συστήματος αυξάνεται. Έχουν αναπτυχθεί τεχνικές όπως η space division multiple access (SDMA) στις οποίες πολλαπλοί χρήστες που βρίσκονται στην ίδια κυψέλη εξυπηρετούνται από διαφορετικό λοβό ακτινοβολίας στον ίδιο χρόνο και στο ίδιο φασματικό κανάλι.

Τέλος, η ποικιλία διαδρομών στο πεδίο του χώρου που ακολουθεί το σήμα σε συνδυασμό με την επεξεργασία των σημάτων οδηγεί στην αντιμετώπιση των διαλείψεων. Έτσι, εισάγεται η έννοια του κέρδους διαφορισμού. Το κέρδος αυτό οδηγεί σε μείωση του ποσοστού σφαλμάτων. Με τη αντιμετώπιση των διαλείψεων επιτυγχάνεται τόσο η αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων όσο και αποδοτικότερος έλεγχος ισχύος. Με τον αποδοτικότερο έλεγχο ισχύος μειώνεται το κόστος των τερματικών και σταθμών βάσης χρησιμοποιώντας ενισχυτές μικρότερου πλάτους και καταναλώνοντας λιγότερη ισχύς.

1.2.3 Τεχνικές αξιοποίησης συστημάτων πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων

Ένα ΜΙΜΟ σύστημα αποτελείται από τον πομπό και το δέκτη στους οποίους έχουμε ενσωματώσει κεραίες πολλαπλών στοιχείων. Με την κατάλληλη επεξεργασία

του σήματος στον πομπό και στο δέκτη καταφέρνουμε να εκμεταλλευθούμε τα πλεονεκτήματα των έξυπνων κεραιών που παρουσιάστηκαν παραπάνω. Ανάλογα με την επεξεργασία του σήματος στον πομπό και στο δέκτη, ένα ΜΙΜΟ σύστημα αξιοποιείται με διαφορετικό τρόπο. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι τεχνικές αξιοποίησης των ΜΙΜΟ συστημάτων.

Spatial Multiplexing: Στην τεχνική της χωρικής πολυπλεξίας η κύρια ροή δεδομένων διαιρείται σε ένα πλήθος υπο-ροών χαμηλότερου ρυθμού δεδομένων καταναλώνοντας μικρότερο εύρος ζώνης. Η κάθε μία από αυτές τις ροές αποστέλλεται από διαφορετικά στοιχεία της στοιχειοκεραίας και με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει η κάθε κεραία του δέκτη επιτυγχάνεται η αποκωδικοποίηση της κύριας ροής [21]. Η τεχνική spatial multiplexing προσφέρει μία αύξηση (ίση με το μικρότερο αριθμό διαθέσιμων ανεξάρτητων στοιχείων του πομπού και του δέκτη) στην ταχύτητα μετάδοσης (ή στη χωρητικότητα) χωρίς την αύξηση της ισχύος εκπομπής [14].

Space-Time-Frequency Coding: Σύμφωνα με αυτήν την τεχνική τα σήματα που μεταδίδονται από τα στοιχεία των κεραιών του πομπού και του δέκτη συσχετίζονται στο χώρο στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας (για την περίπτωση που χρησιμοποιείται η διαμόρφωση OFDM). Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζονται οι κώδικες που εκτείνονται στο χώρο και στο πεδίο της συχνότητας όταν αυτοί εφαρμοστούν σε ένα OFDM σύστημα και αναλύονται στο τέταρτο κεφάλαιο.

Beamforming: Στη συγκεκριμένη τεχνική αξιοποίησης το διάνυσμα των σημάτων στον πομπό και στο δέκτη πολλαπλασιάζονται με κατάλληλα βάρη ώστε να αυξηθεί το SINR. Τα βάρη καθορίζονται από το κανάλι και για το λόγο αυτό απαιτείται η γνώση του καναλιού τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό. Στην αναφορά [20] προτείνονται και συζητούνται λεπτομερώς μέθοδοι υλοποίησης της τεχνικής beamforming.

1.3 Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα (Wireless Metropolitan Area Networks – WMANs)

Η αυξημένη ζήτηση για υπηρεσίες, όπως το Internet και οι υπηρεσίες πολυμέσων, που απαιτούν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης σε συνδυασμό με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ΜΙΜΟ συστημάτων οδήγησαν επιτροπές όπως την ΙΕΕΕ και την ΕΤSΙ στη θέσπιση προτύπων για τη δημιουργία δικτύων υψηλής αξιοπιστίας, τα οποία θα μπορούν να υποστηρίξουν τέτοιες υπηρεσίες με υψηλή ποιότητα υπηρεσιών και αυξημένη ταχύτητα μετάδοσης.

1.3.1 IEEE 802.16

Πέραν της ανάγκης υποστήριξης των παραπάνω υπηρεσιών, η επιπλέον ανάγκη για ένα παγκόσμιο πρότυπο οδήγησε την ΙΕΕΕ στη σύσταση μίας επιτροπής της ΙΕΕΕ την 802, η οποία προσπαθεί να θεσπίσει τα standards των τοπικών και

μητροπολιτικών δικτύων. Συγκεκριμένα, η ομάδα εργασίας 802.16 εργάζεται επί της Ευρυζωνικής Ασύρματης Πρόσβασης (Broadband Wireless Access – BWA).

Τα πρώτα πρότυπα της ομάδας εργασίας 802.16 προσδιόριζαν τα PHY και MAC επίπεδα στο εύρος συχνοτήτων 10-66 GHz, τα οποία λόγω του εύρους αυτού απαιτούσαν διάδοση οπτικής επαφής, γεγονός το οποίο μειώνει την περιοχή κάλυψης των δικτύων. Έτσι, αναπτύχθηκε το πρότυπο 802.16a το οποίο επέκτεινε τα προηγούμενα πρότυπα για διάδοση και στην περιοχή συχνοτήτων κάτω των 10 GHz, δηλαδή για διάδοση και σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής. Επίσης, υιοθετήθηκε η χρήση της τεχνικής OFDM και OFDMA ώστε να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της πολύοδης διάδοσης.

Το 2004 η ομάδα εργασίας δημοσίευσε το πρότυπο 802.16d [13], το οποίο είναι το τελικό πρότυπο για τη σταθερή ασύρματη πρόσβαση και το 2005 δημοσιεύετε η τροποποίηση του 802.16d, το πρότυπο 802.16e [39] στο οποίο καθορίζεται η κινητή ασύρματη πρόσβαση.

Τόσο στο πρότυπο 802.16-2004 (802.16d) όσο και στο πρότυπο 802.16-2005 (802.16e) το MAC επίπεδο είναι δομημένο με τέτοιο τρόπο ώστε να υποστηρίζει πολλαπλά φυσικά επίπεδα ανάλογα με το περιβάλλον λειτουργίας. Συγκεκριμένα, για λειτουργία στο φάσμα συχνοτήτων 10-66 GHz ορίζεται το φυσικό επίπεδο WirelessMAN-SC PHY, το οποίο βασίζεται σε διαμόρφωση ενός φέροντος. Για λειτουργία σε συχνότητες κάτω των 11 GHz και με την υπόθεση ότι δεν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία από τις 3 εναλλακτικές:

- WirelessMAN-OFDM, στο οποίο χρησιμοποιείται η διαμόρφωση OFDM.
- WirelessMAN-OFDMA, στο οποίο χρησιμοποιείται η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.
- WirelessMAN-SCa, το οποίο είναι επέκταση του WirelessMAN-SC για διάδοση σε συχνότητες κάτω των 11 GHz.

1.3.2 Δίκτυα WiMAX

Το Mobile WiMAX βασίζεται στα πρότυπα της IEEE 802.16d και 802.16e και αποτελεί μία λύση για τη δημιουργία ασύρματων σταθερών και κινητών ευρυζωνικών δικτύων. Αποτελεί ένα δίκτυο για την προτυποποίηση του οποίου εργάστηκε πλήθος ανθρώπων και εταιριών, όπως η Intel, η Motorola και η Nortel. Από την Ελλάδα συμμετείχε η Intracom και η Cosmotelco. Το Mobile WiMAX μπορεί να υποστηρίξει υψηλές ταχύτητες μετάδοσης, μικρή καθυστέρηση δεδομένων και υψηλή ποιότητα υπηρεσιών, με χαμηλό κόστος εγκατάστασης και ανάπτυξης του δικτύου.

Ένα από τα πλεονεκτήματα των δικτύων WiMAX είναι ότι υποστηρίζονται περισσότερα του ενός προφίλ εύρους ζώνης καναλιών [16]. Συγκεκριμένα, τα προφίλ αυτά είναι 4 στο πλήθος και το εύρος ζώνης του καθενός είναι 5, 7, 8.75, 10 MHz για συχνότητες διάδοσης 2.3, 2.5, 3.3, 3.5 GHz. Έτσι, ανάλογα με τις απαιτήσεις του κάθε χρήστη μπορεί να του αποδοθεί και το κατάλληλο εύρος ζώνης.

Στο φυσικό επίπεδο του Mobile WiMAX χρησιμοποιείται η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA προκειμένου να βελτιωθεί η απόδοση των συστημάτων για διάδοση σε περιβάλλοντα πολύοδης διάδοσης χωρίς να υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής. Το συγκεκριμένο δίκτυο προκειμένου να μπορεί να υποστηρίξει τα διάφορα προφίλ καναλιών χρησιμοποιεί την κλιμακωτή τεχνική πολλαπλής πρόσβασης Scalable OFDMA (SOFDMA) [16].

Όσον αφορά στη MIMO τεχνολογία τα δίκτυα WiMAX υποστηρίζουν adaptive τεχνικές κεραιών. Συγκεκριμένα υποστηρίζεται η τεχνική beamforming για τη μετάδοση από το σταθμό βάσης των σημάτων, πολλαπλασιασμένων με τα κατάλληλα βάρη, ώστε να μειώνονται οι παρεμβολές. Επίσης υποστηρίζει και χωροχρονική κωδικοποίηση προκειμένου να αυξηθεί η απόδοση του συστήματος. Τέλος, υποστηρίζεται και η τεχνική χωρικής πολυπλεξίας στην κάτω ζεύξη για την αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης ή της χωρητικότητας. Στην άνω ζεύξη όταν ο χρήστης διαθέτει περισσότερες από μία κεραίες μπορεί να κάνει χρήση της τεχνικής της χωρικής πολυπλεξίας, ειδάλλως υπάρχει η δυνατότητα δύο χρήστες, οι οποίοι διαθέτουν μόνο μία κεραία ο καθένας να μεταδίδουν στον ίδιο χρόνο και στην ίδια συχνότητα σαν οι δύο ροές δεδομένων να πολυπλέκονται χωρικά [16].

Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα τα οποία προσφέρει το Mobile WiMAX είναι:

- Υψηλές ταχύτητες μετάδοσης
- Υψηλή ποιότητα υπηρεσιών
- Κλιμακωτό εύρος ζώνης (SOFDMA)
- Ασφάλεια, υποστηρίζοντας κάρτες SIM καθώς και τεχνολογία Username/Password
- Κινητικότητα με χρόνο διαπομπής μικρότερο των 50 msec

Η εφαρμογή των δικτύων WiMAX έχει ήδη αρχίσει να γίνεται πραγματικότητα [40]. Στις ΗΠΑ το πρώτο δίκτυο WiMAX για εμπορικούς σκοπούς αναπτύχθηκε από την εταιρία DigitalBridge Communications το Νοέμβριο του 2007 υπό το όνομα BridgeMAXX. Στην Ευρώπη και συγκεκριμένα στη Γερμανία, η Deutsche Breitband Dienste (DBD) ανέπτυξε δίκτυο WiMAX για εμπορικούς σκοπούς στο Βερολίνο το Νοέμβριο του 2005, ενώ στη Γαλλία δίκτυα WiMAX έχουν αναπτυχτεί σε αγροτικές περιοχές. Στην Ελλάδα ο Οργανισμός Τηλεπικοινωνιών Ελλάδος εγκατέστησε επιτυχώς πιλοτικό δίκτυο WiMAX στο Άγιο Όρος καθώς και στην Ανατολική Αττική.

Κεφάλαιο 2

Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης

Το ασύρματο κανάλι διάδοσης είναι η αιτία των λανθασμένων αποκωδικοποιήσεων που γίνονται στο δέκτη. Έτσι, ο ασύρματος δίαυλος είναι ένας ιδιαίτερης σημασίας παράγοντας για τους μηχανικούς ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Παρόλο που εμφανίζει τυχαία συμπεριφορά, λόγω της υψηλής σημασίας που έχει στις ασύρματες επικοινωνίες έχουν αναπτυχθεί ορισμένα μοντέλα προκειμένου να έχουμε τη δυνατότητα να γνωρίζουμε κατά ποιον τρόπο επιδρά το κανάλι στο εκπεμπόμενο σήμα. Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται θεωρητικά στο ασύρματο κανάλι διάδοσης και η επίδραση αυτού σε σήματα που διαδίδονται σε συχνότητες κάτω των 10 GHz.

2.1 Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης

Τα διαδιδόμενα ηλεκτρομαγνητικά κύματα φθάνουν στο δέκτη με διάφορους τρόπους. Πέραν της απευθείας διάδοσης, τα φυσικά φαινόμενα της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης αποτελούν τους κύριους μηχανισμούς διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε ένα ασύρματο περιβάλλον [2].

Ένα διαδιδόμενο Η/Μ κύμα ανακλάται όταν προσπίπτει σε ένα εμπόδιο, το οποίο έχει διαστάσεις μεγαλύτερες από το μήκος κύματος του. Μερικά από τα εμπόδια που δημιουργούν ανακλώμενα κύματα είναι η επιφάνεια του εδάφους, τα κτήρια και οι τοίχοι [3]. Το φαινόμενο της περίθλασης λαμβάνει χώρα όταν ανάμεσα στον πομπό και στο δέκτη παρεμβάλλουν αντικείμενα με ακμές. Η διάδοση των Η/Μ κυμάτων πίσω από τέτοιου είδους εμπόδια μπορεί να εξηγηθεί από την αρχή του Huygens, σύμφωνα με την οποία τα Η/Μ κύματα διαδίδονται λόγω της ύπαρξης μετώπων κύματος, μέτωπα τα οποία μπορούν να θεωρηθούν πηγές δευτερογενούς εκπομπής [4]. Τέλος, το φαινόμενο της σκέδασης λαμβάνει χώρα όταν το κύμα προσπίπτει είτε σε μία μεγάλη τραχιά επιφάνεια είτε σε ένα εμπόδιο του οποίου οι διαστάσεις είναι συγκρίσιμες με το μήκος κύματος του. Τυπικοί σκεδαστές είναι τα φανάρια και τα σήματα οδικής κυκλοφορίας [2].

Τελικά, η ισχύς του σήματος που θα λάβει ο δέκτης έχει μειωθεί. Μείωση η οποία εξαρτάται από τα εξής φαινόμενα:

- Απώλειες Διαδρομής (Path Loss)
- Σκίαση (Shadowing)
- Πολύοδη Διάδοση (Multipath)

2.2 Απώλειες Διαδρομής

Οι απώλειες διαδρομής ορίζονται ως ο λόγος της εκπεμπόμενης ισχύς του σήματος προς την ισχύ του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης, για ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης. Έχουν βρεθεί αρκετά μοντέλα υπολογισμού των απωλειών διαδρομής [5], ορισμένα εκ των οποίων αναλύονται στη συνέχεια.

2.2.1 Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου

Όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι ο ελεύθερος χώρος, δηλαδή ο χώρος μεταξύ πομπού και δέκτη δεν περιλαμβάνει φυσικά ή τεχνητά αντικείμενα, στο δέκτη φθάνει μόνο η απευθείας συνιστώσα (line-of-sight, LOS). Στην περίπτωση αυτή η λαμβανόμενη ισχύς δίνεται από την εξίσωση του Friis:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \tag{2.1}$$

, όπου *P_r* η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος, *P_t* η ισχύς εκπομπής, *G_r*, *G_t*, τα κέρδη των κεραιών λήψης και πομπού, αντίστοιχα, λ το μήκος κύματος και *d* η απόσταση μεταξύ κεραίας πομπού και δέκτη αντίστοιχα. Οι Απώλειες Διαδρομής σε dB είναι:

$$PL = 20\log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) - 10\log(G_t G_r)$$
(2.2)

Στις κινητές επικοινωνίες η διάδοση του σήματος σε ελεύθερο χώρο αποτελεί μία σπάνια περίπτωση μιας και το σήμα ανακλάται στο έδαφος. Έτσι, το μοντέλο του ελεύθερου χώρου δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο του για τον υπολογισμό των απωλειών σε περιβάλλοντα διάδοσης κινητών επικοινωνιών.

2.2.2 Μοντέλο Επίπεδης Επιφάνειας

Στο μοντέλο επίπεδης επιφάνειας ή αλλιώς δύο ακτινών υπολογίζονται οι Απώλειες Διαδρομής παρουσία γης, όταν οι κεραίες του πομπού και του δέκτη απέχουν τέτοια απόσταση μεταξύ τους, που μπορεί να αγνοηθεί η καμπυλότητα της γης. Σύμφωνα με αυτό το μοντέλο η γη θεωρείται μία τέλεια αγώγιμη επιφάνεια, με αποτέλεσμα στο δέκτη να φθάνουν δύο συνιστώσες του σήματος η απευθείας και η ανακλώμενη από το έδαφος συνιστώσα. Στην περίπτωση που ισχύουν οι παρακάτω προϋποθέσεις:

1)
$$d \gg h_t h_r$$

2) $d \gg \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda}$

, όπου $h_t h_r$, τα ύψη της κεραίας του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{h_t h_r}{d^2}\right)^2 \tag{2.3}$$

και οι Απώλειες Διαδρομής dB είναι:

$$PL = 40\log(d) - 20\log(h_t h_r) - 10\log(G_t G_r)$$
(2.4)

Η εξασθένιση του σήματος στο μοντέλο δύο ακτινών αυξάνεται κατά 40 dB κάθε φορά που δεκαπλασιάζεται η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Τιμή διπλάσια από αυτή του μοντέλου ελεύθερου χώρου (20 dB) [3].

2.2.3 Εκθετικό Μοντέλο

Το σύνηθες σε επίγεια συστήματα κινητών επικοινωνιών είναι να μην υπάρχει οπτική επαφή (non-line-of-sight propagation, NLOS) μεταξύ πομπού και δέκτη. Βάσει μετρήσεων έχει αποδειχθεί ότι οι Απώλειες Διαδρομής σε dB αυξάνονται λογαριθμικά με την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη [5]. Έτσι, προέκυψε το Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης σύμφωνα με το οποίο οι Απώλειες Διαδρομής σε dB είναι:

$$PL = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$
(2.5)

, όπου d_0 είναι η απόσταση αναφοράς, έως την οποία θεωρείται ότι υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής και ο συντελεστής *n* ονομάζεται εκθέτης απωλειών διάδοσης [5]. Πολλές φορές, οι Απώλειες Διαδρομής ονομάζονται και μέσος όρος περιοχής (area mean) [3]. Για *n*=2 έχουμε το μοντέλο του ελεύθερου χώρου και για *n*=4 το μοντέλο επίπεδης επιφάνειας. Τυπικές τιμές του *n* είναι από 3,5 έως 5, με *n*=5 η τιμή του εκθέτη απωλειών για τα κέντρα αστικών περιοχών.

Από τα παραπάνω παρατηρείται ότι οι απώλειες διαδρομής αυξάνονται με την αύξηση της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, αύξηση η οποία εξαρτάται από τον συντελεστή εξασθένισης.

2.2.4 Μοντέλο Hata στα 2 GHz

Το μοντέλο Hata είναι η διατύπωση με εξισώσεις των καμπυλών διάδοσης του Okumura για την περιοχή συχνοτήτων από 150 MHz έως 1500 MHz. Η EURO-COST δημιούργησε την ομάδα εργασίας COST-231 προκειμένου να επεκτείνει το μοντέλο του Hata στην περιοχή των συχνοτήτων 1,5 GHz – 2 GHz και χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των απωλειών διαδρομής σε αστικά κέντρα. Στο μοντέλο της ομάδας εργασίας COST-231 οι Απώλειες Διαδρομής είναι:

$$PL = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_t - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d + C_M$$
(2.6)

, με

$$a(h_r) = (1.1\log f_c - 0.7)h_r - (1.56\log f_c - 0.8)$$
, $\sigma \epsilon \, dB$ (2.7)

$$C_{M} = \begin{cases} 0 & dB \gamma i \alpha \mu \epsilon \sigma \alpha i \circ \nu \mu \epsilon \gamma \epsilon \theta \circ \upsilon \varsigma \pi \delta \lambda \epsilon i \varsigma \kappa \alpha i \pi \rho \circ \alpha \sigma \tau i \kappa \epsilon \varsigma \pi \epsilon \rho i \circ \chi \epsilon \varsigma \\ 3 & dB \gamma i \alpha \mu \eta \tau \rho \circ \pi \circ \lambda i \tau i \kappa \alpha \kappa \epsilon \kappa \tau \rho \alpha \end{cases}$$
(2.8)

, όπου f_c η κεντρική συχνότητα του συστήματος (1500 - 2000 MHz), h_t το ύψος της κεραίας του σταθμού βάσης (30 - 200 m), h_r το ύψος της κεραίας του κινητού τερματικού (1- 10 m) και d η απόσταση μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη (1 – 20 km) [5].

2.3 Σκίαση

Σύμφωνα με τα παραπάνω μοντέλα δύο δέκτες οι οποίοι απέχουν ίση απόσταση από τον πομπό θα λαμβάνουν την ίδια ισχύ σήματος, κάτι το οποίο δεν ισχύει στα επίγεια κυψελωτά συστήματα, λόγω της παρεμπόδισης του σήματος από κτίρια και άλλα αντικείμενα [2], όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1. Έτσι, τα παραπάνω μοντέλα δε λαμβάνουν υπόψη τη γενικότερη αταξία του περιβάλλοντος διάδοσης, η οποία προκαλεί το φαινόμενο της σκίασης.



Σχήμα 2.1: Συνθήκες σκίασης σε επίγεια ασύρματα συστήματα

Εμπειρικά έχει αποδειχθεί ότι η σκίαση μπορεί να περιγραφεί με μία τυχαία μεταβλητή Gauss X_{σ} (dB) μηδενικής μέσης τιμής και τυπικής απόκλισης σ_s , η οποία προστίθεται στις απώλειες διαδρομής [3,5]. Σε αυτήν την περίπτωση οι Απώλειες Διάδοσης δίνονται από τον τύπο (τα μεγέθη σε dB):

$$L(d) = PL(d) + X_{\sigma} \tag{2.9}$$

Οι Απώλειες Διάδοσης (L(d)) είναι επίσης μία τυχαία μεταβλητή Gauss με μέση τιμή τις απώλειες διαδρομής PL(d) (μέσος όρος περιοχής) και τυπικής απόκλισης σ_s . Άρα, οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας των μεγεθών L(d) και X_{σ} είναι αντίστοιχα:

$$f(L(d)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s}} e^{-\frac{(L(d)-PL(d))^2}{2\sigma_s^2}}$$
(2.10)

$$f(X_{\sigma}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s}} e^{-\frac{X_{\sigma}^2}{2\sigma_s^2}}$$
(2.11)

Τυπικές τιμές της τυπικής απόκλισης είναι από 4 dB έως 12 dB, με συνηθέστερη αυτή των 8 dB. Οι απώλειες διάδοσης ονομάζονται και τοπικός μέσος όρος [3].

2.4 Πολύοδη Διάδοση

Σε ένα ασύρματο περιβάλλον διάδοσης λόγω της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης του εκπεμπόμενου σήματος, στο δέκτη φθάνουν πολλά επίπεδα κύματα, (εκδοχές του σήματος που στάλθηκε) από διαφορετικές κατευθύνσεις με διαφορετική καθυστέρηση το καθένα. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται πολύοδη διάδοση. Τα κύματα που φθάνουν στο δέκτη αθροίζονται διανυσματικά, με αποτέλεσμα να συμβάλλουν θετικά ή αρνητικά [3]. Επίσης, σε ένα ασύρματο περιβάλλον εξαιτίας της κίνησης των αντικειμένων του περιβάλλοντος ή/και του κινητού τερματικού οι καθυστερημένες εκδοχές του σήματος που δέκτης μεταβάλλονται με την πάροδο του χρόνου. Η διάδοση του σήματος σε ένα τέτοιο κανάλι δημιουργεί στο σήμα διαλείψεις μικρής κλίμακας ή βραχύχρονες διαλείψεις, οι οποίες έχουν ως αποτέλεσμα αλλαγές στην περιβάλλουσα του σήματος σε μικρό χρονικό διάστημα.

Ένα τέτοιο κανάλι παρουσιάζει τυχαία συμπεριφορά. Παρόλα αυτά το περιβάλλον διάδοσης μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα χρονικά μεταβαλλόμενο γραμμικό φίλτρο, του οποίου η κρουστική απόκριση στη βασική ζώνη είναι:

$$h(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) e^{j\beta_n(t)} \delta(t - \tau_n(t))$$
(2.12)

,όπου

N(t): το πλήθος των συνιστωσών πολλαπλής διαδρομής

t: ο χρόνος παρατήρησης του σήματος

 $\tau_n(t)$: η καθυστέρηση της n συνιστώσας

 $\beta_n(t)$: η αντίστοιχη φάση της

Το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι η συνέλιξη του σήματος που στέλνει ο πομπός (με περιβάλλουσα $\tilde{u}(t)$ στη συχνότητα f_c) με την κρουστική απόκριση του καναλιού:

$$y(t) = \operatorname{Re}\{h(t) * \left(\tilde{u}(t)e^{j2\pi f_{c}t}\right)\}$$

=
$$\operatorname{Re}\left\{\sum_{n=1}^{N(t)} a_{n}(t)e^{j(2\pi f_{c}(t-\tau_{n}(t))+\varphi_{n}(t))}\tilde{u}(t-\tau_{n}(t))\right\}$$
(2.13)

, όπου η φάση του προκύπτοντος σήματος συμπεραίνουμε ότι εξαρτάται από δύο παράγοντες την καθυστέρηση διάδοσης και από το μέγεθος $\varphi_n(t)$ το οποίο εξαρτάται από την κίνηση των αντικειμένων και του κινητού τερματικού.

2.4.1 Παράμετροι του Καναλιού Πολύοδης Διάδοσης

Προκειμένου να προσδιοριστούν οι επιδράσεις των βραχύχρονων διαλείψεων στο σήμα πρέπει μέσω μετρήσεων να υπολογιστούν οι διάφορες παράμετροι για το χαρακτηρισμό της συμπεριφοράς του ασύρματου διαύλου στο πεδίο του χρόνου, στο πεδίο της συχνότητας και στο χώρο. Στη συγκεκριμένη παράγραφο αναλύονται οι διάφορες κατηγορίες βραχύχρονων διαλείψεων καθώς και οι παράμετροι που τις χαρακτηρίζουν.

2.4.1.1 Διαλείψεις Επιλεκτικές ως προς τη Συχνότητα

Σε ένα κανάλι πολύοδης διάδοσης το σήμα το οποίο στέλνει ο πομπός φθάνει στο δέκτη μέσα από πολλαπλές διαδρομές εισάγωντας στο σήμα η κάθε διαδρομή μία διαφορετική καθυστέρηση. Οι συνιστώσες αυτές συμβάλλουν στο δέκτη και μπορεί να προκαλέσουν ισχυρές διαλείψεις.

Αν υποθέσουμε ότι ο πομπός στέλνει ένα κρουστικό παλμό στο χρόνο t=0 τότε στο δέκτη θα φθάσουν ένας αριθμός κρουστικών παλμών με διαφορετική καθυστέρηση ο καθένας (σχήμα 2.2). Καθώς ο αριθμός των σκεδαστών μεγαλώνει ο δέκτης λαμβάνει ένα συνεχή παλμό, ο οποίος έχει χρονική διάρκεια τ_{RMS}. Αυτή η χρονική διάρκεια ονομάζεται rms τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης [3].



Σχήμα 2.2: Εκπομπή κρουστικού παλμού σε περιβάλλον πολύοδης διάδοσης

Εύκολα συμπεραίνεται ότι ο παλμός που λαμβάνει ο δέκτης είναι διευρυμένος χρονικά σε σχέση με αυτόν που στέλνει ο πομπός. Η χρονική διεύρυνση του παλμού ονομάζεται εξάπλωση καθυστέρησης και υπαγορεύει το χρόνο αναμονής πριν μεταδοθεί ο επόμενος παλμός. Διαφορετικά δύο χρονικά συνεχόμενοι παλμοί θα συμπέσουν με αποτέλεσμα να δημιουργείται η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference - ISI) [3,5]. Η διασυμβολική παρεμβολή προκαλεί παραμόρφωση του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης σε σχέση με αυτό που εκπέμφθηκε. Ως αποτέλεσμα η απόφαση στο δέκτη του ποιου σήματος στάλθηκε από τον πομπό είναι λανθασμένη. Η διασυμβολική παρεμβολή δεν αντιμετωπίζεται με αύξηση της ισχύος εκπομπής, καθώς σε αυτήν την περίπτωση θα αυξηθεί και η ισχύς των παρεμβολών. Τρόποι αντιμετώπισης της ISI είναι η ισοστάθμιση και η αύξηση του χρόνου διάρκειας του συμβόλου ώστε να είναι μεγαλύτερη της εξάπλωσης της καθυστέρησης [2]. Ένας άλλος τρόπος εξάλειψης του φαινομένου της ISI είναι οι τεχνικές πολλαπλών φερόντων. Μία τέτοια τεχνική αναλύεται στο επόμενο κεφάλαιο.

Για τον υπολογισμό της διασποράς καθυστέρησης χρησιμοποιούμε το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile) του καναλιού [3,5]. Το προφίλ ισχύος είναι μία καμπύλη η οποία προσδιορίζεται από μετρήσεις και δείχνει την κατανομή ισχύος συναρτήσει της καθυστέρησης. Ένα παράδειγμα τέτοιου προφίλ παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

Στο παραπάνω σχήμα $τ_0$ είναι ο χρόνος άφιξης της πρώτης συνιστώσας και $τ_{max}$ η μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης η οποία μετριέται με αναφορά μία συγκεκριμένη στάθμη ισχύος. Για τον υπολογισμό των τιμών θεωρούμε ως αρχή των μετρήσεων το χρόνο άφιξης της πρώτης συνιστώσας.

 $\overline{\tau}$ είναι η μέση τιμή της καθυστέρησης ισχύος η οποία υπολογίζεται από τον τύπο [14]:

$$\overline{\tau} = \frac{\int_{0}^{\tau_{\max}} \tau S(\tau) d\tau}{\int_{0}^{\tau_{\max}} S(\tau) d\tau}$$
(2.14)
Ενώ η rms τιμή της εξάπλωσης καυθστέρησης από τον τύπο [14]:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{0}^{\tau_{max}} (\tau - \tau_{rms})^2 S(\tau) d\tau}{\int_{0}^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau}}$$
(2.15)

Ο υπολογισμός των παραπάνω μεγεθών μπορεί να γίνει όταν το κανάλι δίνεται παραμετροποιημένο με taps [5,11]. Στην περίπτωση αυτή το προφίλ ισχύος του διαύλου είναι της μορφής του σχήματος 2.4. Το προφίλ μπορεί να δίνεται και σε μορφή πίνακα (πίνακας 2.1).



Σχήμα 2.4: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος για παραμετροποίηση του καναλιού διάδοσης με taps

Taps	Relative Delay (sec)	Average Power (dB)
0	0	α_0
1	$ au_1$	α_1
2	$ au_2$	α_2
	•	•
k-1	τ_{k-1}	α_{k-1}
k	τν	α_k

Πίνακας 2.1: Παραμετροποίηση του καναλιού με taps

Στη συγκεκριμένη περίπτωση σε κάθε σχετική καθυστέρηση (tap) αντιστοιχεί μία μέση ισχύς σε dB. Η μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης είναι $τ_k$ και η μέση τιμή:

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{k} S(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=0}^{k} S(\tau_i)}$$
(2.16)

ενώ η rms τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης είναι:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau}^2 - (\overline{\tau})^2} \tag{2.17}$$

, όπου

$$\overline{\tau}^{2} = \frac{\sum_{i=0}^{k} S(\tau_{i}) \tau_{i}^{2}}{\sum_{i=0}^{k} S(\tau_{i})}$$
(2.18)

Η rms τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης κατά κανόνα αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, αφού οι μεγάλες αποστάσεις έχουν ως αποτέλεσμα ισχυρές σε σχέση με την πρώτη συνιστώσα καθυστερημένες εκδοχές του σήματος. Σε πεδιάδες η rms τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης είναι κοντά στα 0,05 μsec ενώ σε αστικές περιοχές είναι περίπου 0,2 μsec [14].

Η ύπαρξη του φαινομένου της χρονικής διασποράς οδηγεί στην αποσυσχέτιση των σημάτων με διαφορετικές συχνότητες. Για το λόγο αυτό και οι συγκεκριμένες διαλείψεις λέγονται επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Αυτό μπορεί εύκολα να φανεί από την εξίσωση 2.13. Αν σταλούν από τον πομπό δύο σήματα τα οποία έχουν διαφορετικές συχνότητες, οι δύο συνισταμένες των συνιστωσών των δύο σημάτων που θα λάβει ο δέκτης θα είναι αποσυσχετισμένες μιας και οι φάσεις των σημάτων εξαρτώνται από την καθυστέρηση λόγω πολύοδης διάδοσης [3]. Προκειμένου, μέσα στο εύρος ζώνης συχνοτήτων του σήματος, οι διάφορες συχνότητες να μην αποσυσχετίζονται μεταξύ τους πρέπει το εύρος ζώνης του συστήματος να είναι μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής (coherence bandwidth - B_c) του διαύλου. Το εύρος ζώνης συνοχής αποτελεί ένα στατιστικό μέγεθος το οποίο δείχνει ένα εύρος συχνοτήτων στο οποίο τρόπο.

Όταν το εύρος ζώνης του συστήματος είναι μικρότερο του coherence bandwidth τότε ο δίαυλος θεωρείται επίπεδος και οι διάφορες φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται κατά παρόμοιο τρόπο. Σε κάθε άλλη περίπτωση οι φασματικές συνιστώσες διαφέρουν τόσο κατά πλάτος όσο και στη φάση τους.

Οι τρόποι υπολογισμού του εύρους ζώνης συνοχής ποικίλουν ανάλογα με την επιθυμητή συσχέτιση δύο συχνοτήτων και αποτελούν εκτιμήσεις, μιας και ακριβής σχέση που να δίνει το εύρος ζώνης συνοχής δεν υπάρχει [3,5]. Για συσχέτιση 90% δύο συχνοτήτων, το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$B_c = \frac{1}{50\tau_{rms}} \tag{2.19}$$

,ενώ για συσχέτιση 50% των συχνοτήτων το εύρος ζώνης δίνεται από τον τύπο:

$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}} \tag{2.20}$$

2.4.1.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο

Η κίνηση του τερματικού ή/και των αντικειμένων του περιβάλλοντός του προκαλεί στο σήμα διασπορά στο πεδίο της συχνότητας, λόγω του φαινομένου Doppler. Οι διαλείψεις που δημιουργούνται από τη διασπορά της συχνότητας εξαρτώνται από το χρόνο και προκαλούν μεταβολή στη φάση του σήματος [2,3,5].

Θεωρούμε ένα κινητό τερματικό το οποίο κινείται με μία ταχύτητα *v* και λαμβάνει σήμα από έναν απομακρυσμένο σταθμό βάσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.5: Μετατόπιση Doppler

Στο παραπάνω σχήμα, Α είναι η αρχική θέση του κινητού και μετά από χρόνο Δt έχει διανύσει μία απόσταση d με ταχύτητα v και έχει φθάσει στο σημείο B. Οι δύο ακτίνες που λαμβάνει (στη θέση Α και B) έχουν διανύσει διαφορετικούς δρόμους. Η διαφορά των δρόμων είναι:

$$\Delta l = d\cos\theta = \upsilon\Delta t\cos\theta \tag{2.21}$$

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι ο σταθμός βάσης είναι απομακρυσμένος οπότε το ευθύγραμμο τμήμα μεταξύ των σημείων ΣΒ και Α είναι σχεδόν παράλληλο με αυτό μεταξύ των σημείων ΣΒ και Β.

Η διαφορά φάσης των σημάτων λόγω της διαφοράς δρόμων των ακτινών είναι ίση με:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi\upsilon\Delta t}{\lambda}\cos\theta \tag{2.22}$$

Η ολίσθηση της συχνότητας ή αλλιώς μετατόπιση Doppler είναι:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{\upsilon}{\lambda} \cos \theta \tag{2.23}$$

Από τον παραπάνω τύπο παρατηρείται ότι στην περίπτωση που το κινητό τερματικό κινείται προς την κατεύθυνση άφιξης του σήματος η μετατόπιση Doppler είναι θετική ενώ στην περίπτωση που αυτό απομακρύνεται από το σταθμό βάσης η μετατόπιση Doppler είναι αρνητική.

Η διασπορά συχνότητας ή αλλιώς μετατόπιση Doppler έχει ως αποτέλεσμα την διεύρυνση του φάσματος του σήματος κατά τη μέγιστη συχνότητα Doppler f_{max} . Έτσι, αν υποθέσουμε ότι ο πομπός εκπέμπει ένα ημιτονοειδές σήμα με μόνο μία συχνότητα f_c τότε ο δέκτης θα λάβει σήμα εύρους $f_c - f_{max} \le f \le f_c + f_{max}$, και η κατανομή ισχύος του θα είναι όπως αυτή του σχήματος 2.6.



Σχήμα 2.6: Ισχύς σήματος συναρτήσει συχνότητας Doppler

Μία παράμετρος της διασποράς συχνότητας είναι η rms τιμή του φάσματος $S_D(f)$ και ονομάζεται διασπορά Doppler. Η διασπορά Doppler δίνεται από τον τύπο [14]:

$$f_D = \sqrt{\frac{\int_{f_c - f_{\text{max}}}^{f_c + f_{\text{max}}} (f - \overline{f})^2 S_D(f) df}{\int_{f_c - f_{\text{max}}}^{f_c + f_{\text{max}}} S_D(f) df}}$$
(2.24)

, όπου:

$$\overline{f} = \frac{\int_{f_c - f_{\text{max}}}^{f_c + f_{\text{max}}} fS_D(f) df}{\int_{f_c - f_{\text{max}}}^{f_c + f_{\text{max}}} S_D(f) df}$$
(2.25)

Η ολίσθηση Doppler μεταβάλλεται με το χρόνο καθώς μεταβάλλεται η ταχύτητα του κινητού. Η διασπορά του φάσματος προκαλεί μία χρονική αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο $1/f_D$. Έτσι, η επίδραση του διαύλου στο σήμα μεταβάλλεται με το χρόνο και επομένως δύο σήματα ίδιας συχνότητας τα οποία φθάνουν στο δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους μπορούν να παρουσιάσουν μεγάλο βαθμό αποσυσχέτισης. Ως εκ τούτου δημιουργούνται στο σήμα διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο.

Ένα αντίστοιχο μέγεθος του εύρους ζώνης συνοχής είναι ο χρόνος συνοχής (coherence time – T_c), στατιστικό μέγεθος το οποίο δείχνει τη συμπεριφορά του διαύλου στο πεδίο του χρόνου. Ο χρόνος συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογος με τη διασπορά Doppler και συνήθως δίνεται από τον τύπο [14]:

$$T_c = \frac{1}{f_D} \tag{2.26}$$

Ο χρόνος συνοχής δείχνει το χρόνο μέσα στον οποίο ο δίαυλος παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με αποτέλεσμα οι φάσεις των φασματικών συνιστωσών του σήματος να μεταβάλλονται κατά παρόμοιο τρόπο. Στην περίπτωση που ο χρόνος συμβόλου είναι μεγαλύτερος του χρόνου συνοχής λέμε ότι το σήμα υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις, ενώ στην περίπτωση που είναι μικρότερος του χρόνου συμβόλου το σήμα υπόκειται σε αργές διαλείψεις [3].

Αν ο χρόνος συνοχής ορίζεται ως το χρονικό διάστημα στο οποίο η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι άνω του 0,5, τότε ο χρόνος συνοχής δίνεται προσεγγιστικά [3,5]:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{\text{max}}} \tag{2.27}$$

Ένας άλλος τύπος υπολογισμού του χρόνου συνοχής για τις σύγχρονες ψηφιακές επικοινωνίες είναι:

$$T_{c} = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{\text{max}}^{2}}}$$
(2.28)

Η εξάπλωση Doppler είναι ανεξάρτητη της απόστασης πομπού και δέκτη. Παρόλα αυτά στην περίπτωση που υπάρχει συνιστώσα απευθείας διάδοσης ο χρόνος συνοχής αυξάνεται μιας και το σύνηθες είναι η απευθείας συνιστώσα να μην παρουσιάζει μετατόπιση Doppler.

2.4.1.3 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο

Εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης στο δέκτη φθάνουν οι εκδοχές του σταλθέντος σήματος μέσω διαφορετικών διαδρομών και ως αποτέλεσμα οι γωνίες άφιξης (Angles of Arrival – AOAs) των σημάτων να είναι διαφορετικές. Οι διαφορετικές γωνίες άφιξης δημιουργούν διασπορά στο πεδίο του χώρου.

Στο σχήμα 2.7 απεικονίζεται ένα παράδειγμα μεταβολής της ισχύος σε σχέση με τη γωνία άφιξης θ



Σχήμα 2.7: Κατανομή ισχύος ως προς τη γωνία άφιξης του σήματος

Η χωρική διασπορά περιγράφεται από την rms τιμή της διασπορά της γωνίας άφιξης [14]:

$$\theta_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\theta - \overline{\theta})^2 S(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\theta) d\theta}}$$
(2.29)

, όπου

$$\overline{\theta} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \theta S(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\theta) d\theta}$$
(2.30)

Η χωρική διασπορά προκαλεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο. Ανάλογα, με την απόσταση των στοιχείων μίας στοιχειοκεραίας, τη θέση τους και το μήκος τους τα σήματα που φθάνουν από τις διάφορες κατευθύνσεις υπόκεινται σε διαφορετικές διαλείψεις.

Για την περιγραφή της χωρικής διασποράς ορίζεται η απόσταση συνοχής (coherence distance - D_c). Όταν οι συνιστώσες του σταλθέντος σήματος που λαμβάνονται στο δέκτη απέχουν απόσταση μικρότερη της απόστασης συνοχής εμφανίζουν υψηλή συσχέτιση. Όταν η συνάρτηση χωρικής συσχέτισης πέφτει στο 0,7 τότε η απόσταση συνοχής είναι:

$$D_c \approx \frac{1}{\theta_{RMS}} \tag{2.31}$$

Πέραν όμως από τη χωρική διασπορά στο δέκτη παρουσιάζεται και διασπορά γωνίας στον πομπό (AOD spread) και η περιγραφή του φαινομένου της χωρικής διασποράς στο πομπό γίνεται μέσω της rms τιμής της AOD [14,35].

Η διασπορά γωνίας εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης και από το ύψος των κεραιών. Στο σταθμό βάσης συνήθως η $\theta_{\rm RMS}$ ποικίλει ανάλογα με το αν βρίσκεται σε επίπεδη αγροτική περιοχή (1-20°) ή σε αστικές περιοχές με λόφους (120°), με την απόσταση συνοχής να κυμαίνεται μεταξύ 3λ και 20λ. Από την άλλη, κοντά στο κινητό τερματικό υπάρχουν πολλοί σκεδαστές και όχι πάντα ομοιόμορφα κατανεμημένοι, με αποτέλεσμα η $\theta_{\rm RMS}$ να είναι μεγαλύτερη σε σχέση με αυτή του σταθμού βάσης. Η απόσταση συνοχής ενός κινητού τερματικού ποικίλει από 0,25λ έως 5λ [14].

2.5 Ανακεφαλαίωση διαλείψεων

Από τα παραπάνω μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τις διαλείψεις σε μεγάλης κλίμακας και μικρής κλίμακας διαλείψεις. Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις αποτελούνται από τις Απώλειες Διαδρομής και τη Σκίαση και δείχνουν τη βαθμιαία εξασθένιση του σήματος σε σχέση με την απόσταση. Από την άλλη οι μικρής κλίμακας διαλείψεις οφείλονται στην πολύοδη διάδοση και περιγράφουν τις απότομες μεταβολές στο σήμα λόγω του κοντινού περιβάλλοντος του δέκτη και εξαιτίας της κίνησης του κινητού τερματικού και του περιβάλλοντος του.

2.6 Στενής ζώνης και ευρείας ζώνης μοντέλα του ασύρματου καναλιού

Αφού έγινε ο διαχωρισμός των διαλείψεων, πριν προχωρήσουμε στο μοντέλο Rayleigh, θα παρουσιαστούν δύο μοντέλα καναλιού ανάλογα με το αν το περιβάλλον διάδοσης αυτών είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα ή τα σήματα υπόκεινται σε επίπεδες διαλείψεις.

2.6.1 Κανάλι στενής ζώνης

Όταν οι εκδοχές του σήματος που φθάνουν στο δέκτη έχουν μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης πολύ μικρότερη του χρόνου συμβόλου το οποίο στέλνει ο πομπός, δηλαδή όταν ισχύει $T_{max} << B^{-1}$, όπου B το εύρος ζώνης του συστήματος, τότε το κανάλι θεωρείται επίπεδο ή αλλιώς στενής ζώνης (narrowband channel) [7]. Προκειμένου να βρούμε το σήμα που λαμβάνει ένας δέκτης για διάδοση σε ένα κανάλι στενής ζώνης υποθέτουμε ότι ο πομπός στέλνει το εξής σήμα:

$$s(t) = \operatorname{Re}\left\{\tilde{u}(t)e^{j2\pi f_c t}\right\}$$
(2.32)

, όπου $\tilde{u}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος.

Όταν το σήμα διαδίδεται σε ένα κανάλι στενής ζώνης και η κάθε συνιστώσα αυτού φθάνει με διαφορετική καθυστέρηση $\tau_n(t)$ η περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος φθάνει κάθε φορά μετατοπισμένη χρονικά κατά την καθυστέρηση $\tau_n(t)$. Λόγω της μικρής τιμής της εξάπλωσης καθυστέρησης σε σχέση με τη διάρκεια του συμβόλου ισχύει ότι η περιβάλλουσα του σήματος δεν αλλάζει για μικρές χρονικές μετατοπίσεις της. Έτσι, οι καθυστερήσεις $\tau_n(t)$ μπορούν να αντικατασταθούν με μία τιμή τ_e για την οποία ισχύει ο παρακάτω προσεγγιστικός τύπος [3]:

$$\tilde{u}(t-\tau_n(t)) \approx \tilde{u}(t-\tau_e), \ \forall n$$
(2.33)

Επομένως, σε ένα τέτοιο κανάλι ο δέκτης δεν μπορεί να ξεχωρίσει τις συνιστώσες του σήματος που λαμβάνει (non-resolvable components). Έτσι, το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης σύμφωνα με την εξίσωση 2.13 είναι:

$$y(t) = \operatorname{Re}\left\{\tilde{u}(t - \tau_{e}(t))e^{j2\pi f_{c}t}\sum_{n=1}^{N(t)}a_{n}(t)e^{-j\theta_{n}(t)}\right\}$$
(2.34)

,όπου $\theta_n(t) = 2\pi[(f_c + f_{D,n}(t))\tau_n(t) - f_{D,n}(t)t)]$, α_n , τ_n και $f_{D,n}$ το πλάτος η καθυστέρηση και η μετατόπιση Doppler της *n* συνιστώσας. Παρόλα αυτά, η φάση της κάθε συνιστώσας είναι διαφορετική από τις υπόλοιπες μιας και η συχνότητα του φέροντος είναι υψηλή. Έτσι δεν αντικαταστάθηκαν οι καθυστερήσεις των συνιστωσών με την τιμή τ_e στη φάση του σήματος.

2.6.2 Κανάλι ευρείας ζώνης

Από την άλλη μεριά, όταν το σήμα διαδίδεται σε κανάλι ευρείας ζώνης (wideband channel) οι συνιστώσες τις οποίες λαμβάνει ο δέκτης έχουν εξάπλωση καθυστέρησης συγκρίσιμη ή/και μεγαλύτερη του αντίστροφου του εύρους ζώνης του σήματος. Για διάδοση σε κανάλι ευρείας ζώνης παύει να ισχύει η εξίσωση 2.33 για όλες τις λαμβανόμενες συνιστώσες [7].

Σε ένα wideband κανάλι το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα άθροισμα σημάτων που το καθένα από αυτά έχει προκύψει είτε από διάδοση σε κανάλι στενής ζώνης το οποίο είναι ένα πλήθος ανακλαστών οι οποίοι προκαλούν πολύ μικρή εξάπλωση καθυστέρησης σε σχέση με το χρόνο συμβόλου είτε από διάδοση σε περιβάλλον με απομακρυσμένους σκεδαστές οι οποίοι προκαλούν υψηλή εξάπλωση καθυστέρησης ή από διάδοση και στα δύο περιβάλλοντα. Κάθε απομακρυσμένος σκεδαστής μπορεί να θεωρηθεί ότι δημιουργεί μόνο ένα ανακλώμενο κύμα.

Έτσι αν θεωρήσουμε ότι ο πομπός έστειλε ένα σήμα s(t) ο δέκτης θα λάβει [30]:

$$y(t) = \operatorname{Re}\left\{e^{j2\pi f_{ct}} \sum_{i=1}^{M(t)} \tilde{u}(t - \tau_{e,i}(t)) \sum_{n=1}^{N_{i}(t)} a_{n,i}(t) e^{-j\theta_{n,i}(t)}\right\}$$
(2.35)

, όπου το $\theta_{n,i}t$) = $2\pi[(f_c + f_{D,n,i}(t))\tau_{n,i}(t) - f_{D,n,i}(t)t)]$ είναι η φάση του σήματος που φθάνει στο δέκτη από τη *n* διαδρομή της *i* ομάδας ανακλαστών και $\tau_{e,i}(t)$ είναι ο χρόνος για τον οποίον προσεγγιστικά ισχύει η 2.33 για την *i* ομάδα ανακλαστών και N_i είναι το πλήθος των συνιστωσών της *i* ομάδας σκεδαστών με $\alpha_{n,i}$ τ_{n,i} και $f_{D,n,i}$ το πλάτος, η καθυστέρηση και η μετατόπιση Doppler της *n* συνιστώσας η οποία προκαλείται από την *i* ομάδα σκεδαστών.

Τέλος, ορίζουμε ως μήκος καναλιού ευρείας ζώνης το πλήθος των ομάδων σκέδασης (M)

2.7 To Rayleigh κανάλι

Στις κινητές επικοινωνίες χρησιμοποιείται η κατανομή Rayleigh για την περιγραφή της χρονικά μεταβαλλόμενης περιβάλλουσας ενός σήματος το οποίο υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις [3,5] καθώς και της περιβάλλουσας μίας μεμονωμένης συνιστώσας πολλαπλής διαδρομής σε κανάλια ευρείας ζώνης [5]. Στη συνέχεια ακολουθεί μία μικρή μαθηματική ανάλυση για το πως προκύπτει η Rayleigh κατανομή της μιγαδικής περιβάλλουσας ενός σήματος στενής ζώνης.

Ένα σήμα λέμε ότι είναι σήμα στενής ζώνης όταν το εύρος ζώνης του είναι πολύ μικρότερο από την κεντρική του συχνότητα. Υποθέτουμε ότι ο πομπός στέλνει ένα ζωνοπερατό σήμα στενής ζώνης της μορφής:

$$s(t) = \operatorname{Re}\left\{\tilde{u}(t)e^{j2\pi f_c t}\right\}$$
(2.36)

, όπου $\tilde{u}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος. Αν N είναι το πλήθος των διαδρομών μέσω των οποίων φθάνει το σήμα στο δέκτη το λαμβανόμενο σήμα είναι:

$$y(t) = \operatorname{Re}\left\{e^{j2\pi f_{c}t}\tilde{u}(t-\tau_{e}(t))\sum_{n=1}^{N(t)}a_{n}e^{-j\theta_{n}(t)}\right\}$$
(2.37)

,όπου $\theta_n(t) = 2\pi [(f_c + f_{D,n}(t))\tau_n(t) - f_{D,n}(t)t)]$ και α_n , τ_n και $f_{D,n}$ το πλάτος η καθυστέρηση και η μετατόπιση Doppler της *n* συνιστώσας πολλαπλών διαδρομών.

Διαφορετικά η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφεί:

$$r(t) = \operatorname{Re}\{\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$
(2.38)

, με $\tilde{x}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος της οποίας το μέτρο είναι ίσο με:

$$x(t) = \sqrt{x_c^2(t) + x_s^2(t)}$$
(2.39)

, ópou $x_c(t)$ kai $x_s(t)$ eínai η sumpasiký kai orboyánia sunistása th
ς migadikýς peribállousaς:

$$x_{c} = \sum_{n=1}^{N} a_{n}(t) \cos(\theta_{n}(t))$$
(2.40)

$$x_{s} = \sum_{n=1}^{N} a_{n}(t) \sin(\theta_{n}(t))$$
(2.41)

Σε ένα περιβάλλον κινητών επικοινωνιών όπου δεν υπάρχει LOS συνιστώσα οι συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος οι οποίες φθάνουν στο δέκτη είναι ισόνομες και ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές. Όταν το πλήθος των πολλαπλών διαδρομών είναι μεγάλο ώστε να ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα η συμφασική και ορθογώνια συνιστώσα της μιγαδικής περιβάλλουσας μπορούν να θεωρηθούν συναρτήσεις Gauss [36]. Ως εκ τούτου η μιγαδική περιβάλλουσα μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία μιγαδική στοχαστική ανέλιξη Gauss [3].

Το μέτρο της μιγαδικής περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δύο συναρτήσεων Gauss ίδιας διασποράς και μέσης τιμής. Επομένως, ακολουθεί κατανομή Rayleigh [28] και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από τον τύπο:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$
(2.42)

Γραφική αναπαράσταση της κατανομής Rayleigh δίνεται στο σχήμα 2.8.

Η μέση ισχύς της περιβάλλουσας είναι ίση με:

$$P_0 = E[x^2(t)] = E[x_c^2(t)] + E[x_s^2(t)] = 2\sigma^2$$
(2.43)

Η μοντελοποίηση του καναλιού σαν ένα Rayleigh κανάλι αποτελεί μία αρκετά καλή προσέγγιση, όταν το περιβάλλον διάδοσης απαρτίζεται από πολλά εμπόδια ώστε να μην υπάρχει LOS συνιστώσα.



Σχήμα 2.8: Κατανομή Rayleigh

Παρόλα αυτά υπάρχουν ορισμένες προϋποθέσεις κάτω από τις οποίες δεν ισχύει η κατανομή Rayleigh της μιγαδικής περιβάλλουσας του σήματος. Οι προϋποθέσεις αυτές είναι [3]:

- Ο αριθμός των διαδρομών δεν είναι αρκετά μεγάλος ώστε να ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα
- Όταν υπάρχουν συνθήκες κυματοδήγησης. Κυματοδήγηση στις κινητές επικοινωνίες μπορεί να λάβει χώρα σε περίπτωση που το κύμα διαδίδεται κατά μήκος του δρόμου με πολλά κτίρια ή σε διαδρόμους.
- Όταν υπάρχει LOS συνιστώσα ή επικρατέστερη συνιστώσα. Αυτό συμβαίνει κυρίως σε περιπτώσεις που το κινητό τερματικό είναι κοντά στο σταθμό βάσης ή υπάρχει μία διαδρομή με λίγα εμπόδια. Στην περίπτωση αυτή η κατανομή του μέτρου της περιβάλλουσας είναι Ricean [4] και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από τον τύπο:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}} I_0(\frac{Ax}{\sigma^2}), x \ge 0$$
(2.44)

Όπου $I_0(x)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους $I_n(x)$, για n=0 [42]. Όταν Α να τείνει στο μηδέν εξαλείφεται η επικρατέστερη συνιστώσα και η παραπάνω συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι η σ.π.π. της Rayleigh κατανομής.

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων ή διαφορετικά για διάδοση σε ένα κανάλι ευρείας ζώνης η κάθε *i* συνιστώσα της εξίσωσης 2.35 μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα σήμα της μορφής *r(t)* της εξίσωσης 2.37 [30]. Έτσι, το μέτρο της περιβάλλουσας της *i* συνιστώσας του σήματος ακολουθεί κατανομή Rayleigh όταν για τη συγκεκριμένη ομάδα σκεδαστών δεν υπάρχει LOS συνιστώσα και δεν ισχύουν οι παραπάνω προϋποθέσεις. Επομένως, για να θεωρείται ένα κανάλι ευρείας ζώνης Rayleigh κανάλι πρέπει να μην ισχύουν οι παραπάνω προϋποθέσεις για κάθε ομάδα σκέδασης.

2.8 Το κανάλι ως σύστημα πολλαπλών εισόδων ή/και πολλαπλών εξόδων

Μέχρι στιγμής έχουν αναλυθεί οι επιπτώσεις του ασύρματου ραδιοδιαύλου στο σήμα καθώς και οι μοντελοποίηση του καναλιού σαν ένα Rayleigh κανάλι. Παρόλα αυτά το κανάλι αποτελεί ένα μέρος ενός συστήματος το οποίο επιπλέον αποτελείται από τον πομπό το δέκτη. Ως μέρος ενός συστήματος το κανάλι θεωρείται ότι έχει ένα πλήθος εισόδων ίσο με το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του πομπού και πλήθος εξόδων ίσο με το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του δέκτη. Καταυτόν τον τρόπο το κανάλι μπορεί να αναλυθεί στις εξής κατηγορίες:

- κανάλι μίας εισόδου μίας εξόδου (SISO)
- κανάλι πολλαπλών εισόδων μίας εξόδου (MISO)
- κανάλι μίας εισόδου πολλαπλών εξόδων (SIMO)
- κανάλι πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (MIMO)

2.8.1 Κανάλι μίας εισόδου - μίας εξόδου



Σχήμα 2.9: Σύστημα SISO

Στην περίπτωση αυτή ο πομπός και ο δέκτης διαθέτουν ο καθένας από μία κεραία. Το λαμβανόμενο σήμα είναι η συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης του καναλιού διάδοσης με το εκπεμπόμενο σήμα:

$$y(t) = h(t) * s(t)$$
 (2.45)

2.8.2 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - μίας εξόδου

Σε ένα MISO κανάλι ο πομπός διαθέτει *M_t* κεραίες ενώ ο δέκτης μία όπως φαίνεται στο σχήμα . Ο πομπός εκπέμπει ταυτόχρονα ένα σήμα από κάθε κεραία και ο δέκτης λαμβάνει ένα συνδυασμό αυτών.



Σχήμα 2.10: Σύστημα MISO

Το κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως M_t SISO συστήματα:

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t)\cdots h_{M_1}(t)] \tag{2.46}$$

και το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι το άθροισμα των συνελίξεων του κάθε στοιχείου του $\mathbf{h}(t)$ με το σήμα το οποίο εκπέμπεται από την αντίστοιχη κεραία. Αν υποθέσουμε ότι η *j* κεραία του πομπού εκπέμπει σήμα $s_j(t)$ τότε το λαμβανόμενο σήμα είναι:

$$y(t) = \sum_{j=1}^{M_i} h_j(t) * s_j(t)$$

= $\mathbf{h}(t) * \mathbf{s}(t)$ (2.47)

Κάθε στοιχείο του πίνακα h(t) ονομάζεται υποκανάλι διάδοσης.

2.8.3 Κανάλι μίας εισόδου - πολλαπλών εξόδων



Σχήμα 2.11: Σύστημα SIMO

Σε ένα SIMO κανάλι ο πομπός διαθέτει μία κεραία ενώ ο δέκτης M_r κεραίες. Ο δέκτης λαμβάνει M_r σήματα κάθε ένα από τα οποία είναι η συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης του υποκαναλιού διάδοσης με το σήμα που έστειλε ο πομπός:

$$y_i(t) = h_i(t) * s(t), \gamma_{10} = 1, 2, \dots, M_r$$
(2.48)

Έτσι, το ασύρματο κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως M_r SISO συστήματα, δηλαδή M_r υποκανάλια διάδοσης και μπορεί να περιγραφεί μέσω του παρακάτω πίνακα:

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t)\cdots h_{M_*}(t)]^T$$
(2.49)

Τότε το M_rx1 δίανυσμα το οποίο λαμβάνει ο δέκτης είναι:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(t) * s(t) \tag{2.50}$$

2.8.4 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων



Σχήμα 2.12: Σύστημα ΜΙΜΟ

Στα συστήματα αυτά τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης διαθέτουν κεραίες πολλαπλών στοιχείων. Υποθέτουμε ότι ο πομπός διαθέτει M_t το πλήθος κεραίες ενώ ο δέκτης M_r . Ο πομπός εκπέμπει από την *j* κεραία το σήμα $s_j(t)$ και ο δέκτης λαμβάνει στην *i* κεραία το σήμα $r_i(t)$:

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^{M_i} h_{i,j}(t) * s_j(t)$$
(2.51)

Επομένως, το ασύρματο κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως *M_rM_t* SISO συστήματα και να περιγραφεί με την ακόλουθη μήτρα:

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & h_{1,2}(t) & \cdots & h_{1,M_t}(t) \\ h_{2,1}(t) & h_{2,2}(t) & \cdots & h_{2,M_t}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1}(t) & h_{M_r,2}(t) & \cdots & h_{M_r,M_t}(t) \end{bmatrix}$$
(2.52)

,της οποίας το *i,j* στοιχείο είναι το υποκανάλι διάδοσης μεταξύ της *j* κεραίας του πομπού και της *i* κεραίας του δέκτη και το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα διάνυσμα μεγέθους M_r x1:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{s}(t) \tag{2.53}$$

,όπου $\mathbf{s}(t)$ διάνυσμα μεγέθους $M_t x 1$ του οποίου το j στοιχείο είναι το σήμα το οποίο στέλνεται μέσω της j κεραίας του πομπού.

2.9 Μοντελοποίηση ΜΙΜΟ Rayleigh καναλιού

Η μήτρα της εξίσωσης 2.52 αποτελείται από M_tM_r στοιχεία με το κάθε στοιχείο της να είναι η κρουστική απόκριση ενός υποκαναλιού διάδοσης. Για την περιγραφή του καναλιού Rayleigh σε ένα ΜΙΜΟ σύστημα θεωρούμε ότι όλα τα στοιχεία της κεραίας του πομπού ή του δέκτη βρίσκονται τοποθετημένα στην ίδια φυσική μονάδα, είτε αυτή είναι το κινητό τερματικό είτε είναι ο σταθμός βάσης και παρουσιάζουν το ίδιο διάγραμμα ακτινοβολίας.

Η ανάλυση των MIMO Rayleigh καναλιών μπορεί να κατηγοριοποιηθεί ανάλογα με το αν αφορά σε κανάλια επίπεδων διαλείψεων ή επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων και αν αφορά χωρικά ανεξάρτητα υποκανάλια διάδοσης ή χωρικά συσχετισμένα. Στην παρούσα εργασία αναλύονται μόνο οι περιπτώσεις χωρικά ανεξάρτητων υποκαναλιών διάδοσης τόσο επίπεδων όσο και επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων. Στις αναφορές [14,35,37,38] αναλύονται τα χωρικά συσχετισμένα MIMO Rayleigh κανάλια. Επί της ευκαιρίας, αξίζει να σημειωθεί ότι στις αναφορές [14,39] αναλύεται το φαινόμενο keyhole, μία ειδική περίπτωση MIMO καναλιού.

2.9.1 Χωρικά ανεξάρτητα κανάλια

Η περίπτωση των χωρικά ανεξάρτητων υποκαναλιών διάδοσης αποτελεί την πιο απλή περίπτωση μοντελοποίησης καναλιού ΜΙΜΟ και είναι αυτή που χρησιμοποιείται στις προσομοιώσεις της συγκεκριμένης εργασίας. Σύμφωνα με αυτή τη μοντελοποίηση τα στοιχεία του πίνακα Η είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα. Για να θεωρήσουμε ότι τα υποκανάλια διάδοσης είναι χωρικά ασυσχέτιστα πρέπει η απόσταση των κεραιών λήψης να είναι μεγαλύτερη της απόστασης συνοχής και η απόσταση των κεραιών του πομπού επίσης, μεγαλύτερη της απόστασης συνοχής.

Πιο αναλυτικά, κάθε υποκανάλι διάδοσης μπορεί να θεωρηθεί ως μία μιγαδική τυχαία μεταβλητή με πραγματικό μέρος και φανταστικό μέρος τυχαίες μεταβλητές. Στην περίπτωση των χωρικά ανεξάρτητων επίπεδων καναλιών το φανταστικό και πραγματικό μέρος του κάθε υποκαναλιού διάδοσης είναι τυχαίες μεταβλητές Gauss μηδενικής μέσης τιμής και ίδιας διασποράς. Επομένως, το κάθε υποκανάλι διάδοσης είναι μία τυχαία μεταβλητή ZMCSCG (zero mean circularly symmetric complex Gaussian), με διασπορά ίση με 1. Στην περίπτωση αυτή το i.i.d. (spatial white) κανάλι συμβολίζεται με \mathbf{H}_w [14].

Λόγω των ιδιοτήτων του πίνακα \mathbf{H}_{w} ισχύουν ορισμένες ιδιότητες:

- $E\{[\mathbf{H}_w]_{i,j}\}=0$
- $E\{|[\mathbf{H}_w]_{i,i}|^2\} = 1$
- $E\{[\mathbf{H}_w]_{i,j}[\mathbf{H}_w]_{m,n}^*\}=0, \text{ } \epsilon \alpha \nu i \neq m \eta j \neq n$

Στην περίπτωση που το κανάλι είναι τύπου Rayleigh ευρείας ζώνης τότε το κάθε στοιχείο της μήτρας **H** είναι ένα άθροισμα μιγαδικών τυχαίων μεταβλητών. Το

άθροισμα αυτό είναι το άθροισμα των κρουστικών αποκρίσεων των καναλιών διάδοσης των ομάδων σκέδασης. Στην περίπτωση που η κάθε ομάδα σκέδασης προκαλεί χωρικά ανεξάρτητες διαλείψεις από τις υπόλοιπες ομάδες σκέδασης τότε επιπλέον θεωρούμε ότι έχουμε ανεξάρτητα taps.

Όταν το άθροισμα της ισχύος των ανεξάρτητων taps είναι κανονικοποιημένο στη μονάδα τότε για τα στοιχεία της μήτρας **H** του Rayleigh καναλιού ευρείας ζώνης ισχύουν οι ιδιότητες της μήτρας του καναλιού στενής ζώνης και ο πίνακας $\mathbf{H}=\mathbf{H}_{w}$.

Τέλος, να σημειωθεί ότι μπορεί να υπάρχει χωρική ανεξαρτησία των υποκαναλιών διάδοσης αλλά να μην υπάρχει χωρική ανεξαρτησία των taps. Πάλι και σε αυτήν την περίπτωση όταν το άθροισμα της ισχύος των taps είναι κανονικοποιημένο στη μονάδα τότε ισχύει $\mathbf{H}=\mathbf{H}_{w}$.

Στην παρούσα εργασία στις προσομοιώσεις που γίνονται για διάδοση σε Rayleigh κανάλια ευρείας ζώνης υποθέτουμε ότι έχουμε ανεξάρτητα taps με κανονικοποιημένο άθροισμα ισχύος στη μονάδα. Κεφάλαιο 3

Η Διαμόρφωση OFDM

Η διασυμβολική παρεμβολή που δημιουργείται από τη διάδοση του σήματος σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια προκαλεί υψηλό ποσοστό λαθών στο δέκτη. Η Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) αποτελεί μία τεχνική πολλαπλών φερόντων, η οποία καταφέρνει να εξαλείψει την ISI. Η τεχνική OFDM χρησιμοποιείται ως τεχνική πολυπλεξίας τόσο σε Ασύρματα Τοπικά δίκτυα (Wireless Local Area Networks – WLANs), όπως στο πρότυπο 802.11n και HIPERLAN/2 όσο και σε WMANs (ομάδα προτύπων 802.16 της IEEE) προσφέροντας υψηλό ρυθμό μετάδοσης. Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται η θεωρητική ανάλυση της τεχνικής OFDM και ύστερα αφού σχεδιαστεί ένα OFDM σύστημα μελετάται μέσω προσομοιώσεων η επίδοση αυτού σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης.

3.1 Τεχνικές Πολλαπλών Φερόντων

Στην περίπτωση που το εύρος ζώνης του συστήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου, το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι παραμορφωμένο λόγω της διασυμβολικής παρεμβολής. Για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολικής παρεμβολικό φερόντων.

Στις συγκεκριμένες τεχνικές το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος διαιρείται σε N μη επικαλυπτόμενα φασματικά υποκανάλια, το καθένα από τα οποία μεταδίδει ένα διαμορφωμένο σύμβολο πληροφορίας. Έτσι, κάθε ένα από τα υποκανάλια έχει εύρος ζώνης μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής και ως εκ τούτου κάθε υποκανάλι αντιμετωπίζει επίπεδες διαλείψεις και δεν υφίσταται το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Τα σύμβολα που αποστέλλονται στα υποκανάλια για να αποκωδικοποιηθούν επιτυχώς πρέπει να έχουν τέτοια φασματική απόσταση μεταξύ τους ώστε να είναι ορθογώνια (σχήμα 3.1) και να αποφεύγεται με αυτόν τον τρόπο η παρεμβολή μεταξύ των φερόντων (intercarrier interference-ICI) [6].



Σχήμα 3.1: Φάσμα 7 μη επικαλυπτόμενων υποκαναλιών

3.2 Τεχνική OFDM

Παρόλα αυτά, η δημιουργία μη επικαλυπτόμενων, στο πεδίο της συχνότητας, υποκαναλιών δεν αξιοποιεί αποδοτικά το φάσμα του συστήματος. Στη διαμόρφωση Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), το συνολικό εύρος ζώνης διαιρείται σε N αλληλεπικαλυπτόμενα υποκανάλια (σχήμα 3.2), προκειμένου να εκμεταλλευτούμε το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος, υπό την προϋπόθεση ότι έχουμε τη δυνατότητα να λάβουμε τα subcarriers, χωρίς να παρεμβάλλει το ένα στο άλλο. Αυτό επιτυγχάνεται μόνο στην περίπτωση που τα subcarriers είναι ορθογώνια μεταξύ τους [6].



Σχήμα 3.2: Φάσμα 7 αλληλεπικαλυπτόμενων υποκαναλιών

3.2.1 OFDM σύμβολο

Η ορθογωνιότητα των subcarriers εξασφαλίζεται όταν η κεντρική συχνότητα του κάθε υποκαναλιού $(f_{c,i})$ είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του αντίστροφου του χρόνου διαρκείας ενός OFDM συμβόλου (T_u) . Επομένως, πρέπει να ισχύει η σχέση $f_{c,i}=i/T_u$, με i=0,1,...,N-1. Στο σχήμα 3.3 παρουσιάζονται τρία γειτονικά subcarriers με το κάθε ένα να έχει κεντρική συχνότητα ακέραιο πολλαπλάσιο του T_u .

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3 το φάσμα των γειτονικών subcarriers επικαλύπτεται. Όμως, το μέγιστο της μίας συχνότητας πέφτει σε μηδενισμό των υπολοίπων, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα στο δέκτη να αποδιαμορφώνει τις υποφέρουσες, χωρίς να παρεμβάλλει η μία στην άλλη [2,6].

Έστω ότι έχουμε N σύμβολα πληροφορίας, τα οποία διαμορφώνουμε, χρησιμοποιώντας ένα δισδιάστατο αστερισμό. Συμβολίζοντας με *c(i)*, την ακολουθία των μιγαδικών διαμορφωμένων συμβόλων, το προς μετάδοση OFDM σύμβολο στη βασική ζώνη, είναι:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c(i) e^{j\frac{2\pi i t}{Tu}}, 0 \le t \le Tu$$
(3.1)

$$s(t) = 0, t > Tu$$

,όπου T_u είναι η διάρκεια του OFDM συμβόλου.



Σχήμα 3.3: Φασματική απεικόνιση 3 παλμών συχνότητας 1/Ts, 2/Ts, 3/Ts

Αν στο δέκτη πολλαπλασιάσουμε το λαμβανόμενο σήμα με τον παλμό:

$$g_{n}(t) = e^{-j\frac{2\pi nt}{T_{u}}}, n \in \mathbb{Z}, 0 \le n \le N - 1$$
(3.3)

και ολοκληρώσουμε το προκύπτον σήμα στο χρόνο από t=0 έως $t=T_u$, τότε:

$$s_{r} = \int_{t=0}^{T_{u}} e^{-j\frac{2\pi nt}{T_{u}}} \sum_{i=0}^{N-1} c(i)e^{j\frac{2\pi it}{T_{u}}} dt =$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} c(i) \int_{t=0}^{T_{u}} e^{j\frac{2\pi (i-n)t}{T_{u}}} dt = c(n)$$
(3.4)

Η τελευταία ισότητα ισχύει, επειδή το κάθε subcarrier έχει συχνότητα ακέραιο πολλαπλάσιο του χρόνου διαρκείας του OFDM συμβόλου (T_u). Έτσι, καταφέρνουμε να αποδιαμορφώσουμε το σήμα και να αποκωδικοποιούμε το κάθε subcarrier, εξαλείφωντας την παρεμβολή ICI.

Αν τώρα το εκπεμπόμενο σήμα της εξίσωσης 3.1 το δειγματοληπτήσουμε με συχνότητα $F_u = N/T_u$, τότε στο πεδίο του χρόνου το σήμα γίνεται:

$$s_t(k) = \sum_{i=0}^{N-1} c(i)e^{j2\pi ik/N}, k = 0, 1, 2, \dots N - 1$$
(3.5)

Το σήμα που περιγράφεται από τον παραπάνω τύπο είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier των προς μετάδοση διαμορφωμένων συμβόλων [8]. Αν τώρα χρησιμοποιήσουμε στο δέκτη τον ευθύ μετασχηματισμό Fourier, μπορούμε να πάρουμε τα μεταδιδόμενα subcarriers και να τα αποδιαμορφώσουμε ανεξάρτητα το ένα από το άλλο [6].

Αποτέλεσμα της χρήσης, στον πομπό και στο δέκτη των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων IDFT και DFT, αντίστοιχα, είναι η μείωση της πολυπλοκότητας του πομπού και του δέκτη, αφού αντικαθιστούν τα φίλτρα για τον διαχωρισμό των υποκαναλιών και τους διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές παλμών. Προκειμένου να βελτιώσουμε περαιτέρω την ταχύτητα επεξεργασίας του σήματος τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη, χρησιμοποιούμε τα ολοκληρωμένα κυκλώματα IFFT και FFT, αντίστοιχα, αντί των κυκλωμάτων IDFT και DFT. Για αυτό το λόγο ο αριθμός των subcarriers θα πρέπει να είναι δύναμη του 2 [6,9,10].

Στα σχήματα 3.4 και 3.5 παρουσιάζονται τα block διαγράμματα βασικής ζώνης OFDM πομπού και δέκτη, αντίστοιχα.



Σχήμα 3.4: Block διάγραμμα βασικής ζώνης πομπού



Σχήμα 3.5: Block διάγραμμα βασικής ζώνης δέκτη

3.2.2 Διαμορφωτής Συμβόλων

Όταν ένα σύστημα κάνει χρήση της διαμόρφωσης OFDM, τα σύμβολα πληροφορίας μπορούν να διαμορφωθούν είτε όλα με τον ίδιο αστερισμό, είτε να διαμορφώνεται κάθε ένα subcarrier ξεχωριστά. Στις προσομοιώσεις της παρούσης εργασία όλα τα subcarriers διαμορφώνονται με τον ίδιο αστερισμό.

Όταν χρησιμοποιείται η τεχνική OFDM οι αστερισμοί που χρησιμοποιούνται στους διαμορφωτές είναι συνήθως αυτοί της QPSK, 16-QAM, 64-QAM, οι οποίοι απεικονίζονται στο σχήμα 3.6 και η BPSK.



Σχήμα 3.6: Αστερισμοί των κωδικοποιήσεων QPSK, 16-QAM, 64-QAM

Οι διαμορφώσεις BPSK και QPSK ανήκουν στην κατηγορία των τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης με μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Phase Shift Keying-

PSK). Στη γενικότερη περίπτωση, κατά την κωδικοποίηση M-PSK η φάση του κάθε subcarrier παίρνει M τιμές, οι οποίες μεταφέρουν την πληροφορία. Κάθε subcarrier μεταφέρει log_2M bit πληροφορίας. Στην κωδικοποίηση BPSK το M ισούται με δύο και η πληροφορία μεταφέρονται στις φάσεις 0 (ψηφίο 1) και π (ψηφίο 0). Στην QPSK διαμόρφωση στην φάση του κάθε subcarrier μεταφέρονται δύο δυαδικά ψηφία πληροφορίας και οι πιθανές τιμές που μπορεί να πάρει η φάση του κάθε subcarrier είναι π/4, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$ [12]. Κατά τις διαμορφώσεις QAM το σήμα διαμορφώνεται τόσο κατά πλάτος όσο και η φάση του προκειμένου να πάρουμε διαφορετικούς συνδυασμούς [11]. Στην 16-QAM κάθε σημείο του αστερισμού μεταφέρει 4 bit πληροφορίας και στην 64-QAM 6.

Όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο αποδοτικά αξιοποιείται το εύρος ζώνης του συστήματος, μιας και στο ίδιο εύρος συχνοτήτων αποστέλλονται περισσότερα ψηφία πληροφορίας. Παρόλα αυτά, όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο κοντά βρίσκονται τα σημεία αυτά με αποτέλεσμα όταν ο δέκτης λάβει το σήμα παρουσία θορύβου υπάρχει πιθανότητα να αποκωδικοποιήσει λανθασμένα τα περισσότερα σύμβολα. Αυτό προκύπτει και από το γεγονός ότι διατηρώντας την ισχύ του πομπού σταθερή η αύξηση των σημείων του αστερισμού οδηγεί σε χαμηλότερη ενέργεια ανά ψηφίο, δηλαδή μείωση του E_b/N_0 [12].

Έχει αποδειχθεί [11] ότι ο καλύτερος τρόπος ανάθεσης των ψηφίων σε σημεία του αστερισμού είναι η κωδικοποίηση Gray, κατά την οποία δύο γειτονικά σημεία του αστερισμού διαφέρουν κατά ένα δυαδικό ψηφίο. Σε αυτήν την περίπτωση ισχύει η σχέση [11]:

$$P_b = \frac{1}{\log_2 M} P_M \tag{3.6}$$

, όπου P_b , η πιθανότητα λάθους ενός bit και P_M , η πιθανότητα λάθους συμβόλου.

Τέλος, στην παρούσα εργασία χρησιμοποιούνται οι παραπάνω αστερισμοί για τους οποίους θεωρούμε ότι έχουν μοναδιαία μέση ενέργεια. Αυτό συνεπάγεται το άθροισμα των μέτρων των μιγαδικών σημείων του αστερισμού προς το σύνολο των σημείων αυτών είναι ίσο με τη μονάδα.

3.2.3 Διάστημα Προστασίας - Κυκλικό Πρόθεμα

Στην περίπτωση που το σήμα μεταδίδεται μέσω ενός καναλιού πολλαπλών διαδρομών κάνοντας χρήση της διαμόρφωσης OFDM αυξάνεται μεν ο χρόνος του συμβόλου κατά τον παράγοντα N αλλά δεν εξαλείφεται πλήρως η διασυμβολική παρεμβολή. Έτσι, εισάγουμε ένα χρονικό διάστημα προστασίας (guard interval- T_g) στην αρχή του συμβόλου, το οποίο θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από τη μέγιστη τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού, με σκοπό να μην παρεμβάλλει στο πεδίο του χρόνου το ένα σύμβολο με το άλλο [6].

Με την εισαγωγή ενός διαστήματος προστασίας, χωρίς να μεταδίδεται σε αυτό το χρόνο διαμορφωμένα σύμβολα, δημιουργείται ένα άλλο πρόβλημα αυτό της ICI, με αποτέλεσμα να μην ισχύει η προϋπόθεση της ορθογωνιότητας. Αν κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, στο δέκτη ληφθούν ένα subcarrier και η καθυστερημένη εκδοχή ενός άλλου, η εισαγωγή του προαναφερθέντος κενού χρονικού διαστήματος έχει ως αποτέλεσμα ότι η διαφορά των κύκλων των δύο subcarriers στο χρόνο που διαρκεί ένα OFDM σύμβολο δεν είναι ακέραιος αριθμός, με αποτέλεσμα να μην είναι πλέον ορθογώνια [6].

Για την αντιμετώπιση τόσο της ISI όσο και της ICI αντιγράφουμε στο χρονικό διάστημα προστασίας, τα τελευταία σύμβολα πληροφορίας του OFDM συμβόλου [6,7,14] και ως εκ τούτου η κυματομορφή του κάθε subcarrier περιέχει ακέραιο αριθμό περιόδων στην χρονική διάρκεια του FFT.

Τα αντιγραμμένα αυτά σύμβολα αποτελούν το κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix-CP), σχήμα 3.10. Αν θεωρήσουμε ότι ο χρόνος των δεδομένων πληροφορίας είναι T_u και ο χρόνος που διαρκεί το CP είναι T_g , τότε ο συνολικός χρόνος συμβόλου γίνεται $T_s=T_u+T_g$. Επειδή, ο χρόνος της χρήσιμης για το δέκτη πληροφορίας είναι T_u και ο πομπός αποστέλλει OFDM σύμβολο διάρκειας T_s , η ενέργεια μετάδοσης τελικά μειώνεται ανάλογα με το μήκος του CP κατά έναν παράγοντα $T_u/(T_g+T_u)$ [13].



Σχήμα 3.7: Κυκλικό πρόθεμα σε ένα OFDM σύμβολο

Θεωρούμε ότι το εύρος ζώνης (B) του συστήματος διαμοιράζεται σε N υποκανάλια και συμβολίζουμε με s[k], k=0,1,...,N-1 την ακολουθία των προς μετάδοση συμβόλων πληροφορίας. Θεωρούμε ότι τα σύμβολα πληροφορίας έχουν διαμορφωθεί από ένα δισδιάστατο μοναδιαίας μέσης ενέργειας αστερισμό. Επιπλέον, το επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα ασύρματο κανάλι διάδοσης έχει μέγιστη τιμή εξάπλωσης T_m και αναπαριστούμε τη δειγματοληπτημένη, με συχνότητα δειγματοληψίας F_u , κρουστική απόκριση του καναλιού, με g[1], l=0,1,...,L-1, όπου $L=T_m$ F_u . Το L είναι το μήκος του διαύλου και δείχνει τον αριθμό των taps του καναλιού. Συμβολίζουμε με το Nx I μεγέθους διάνυσμα $\mathbf{s} = [s[0] \ s[1] \dots \ s[N-1]]^T$ την προς μετάδοση συμβολοακολουθία, η οποία αφού περάσει από τον IFFT γίνεται:

$$\mathbf{s}' = \mathbf{D}^{\mathbf{H}} \mathbf{s} \tag{3.7}$$

, όπου **D** πίνακας μεγέθους N x N, του οποίου το (m,n) στοιχείο του δίνεται από:

$$[\mathbf{D}]_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{(m-1)(n-1)}{N}}$$
(3.8)

Αντιγράφοντας, τα τελευταία *L-1* σύμβολα του \mathbf{s}' στην αρχή, παίρνουμε μία καινούργια ακολουθία συμβόλων αυτή που θα εκπεμφθεί από την κεραία του πομπού και είναι η ακόλουθη:

$$\mathbf{s}_{tr} = [s'[N-L+1]...s'[N-1] s'[0]...s'[N-1]]^{\mathrm{T}}$$
(3.9)

Το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι το διάνυσμα **r**, μεγέθους N+2L-2 και είναι το προϊόν της συνέλιξης του **s**_{tr} με την κρουστική απόκριση του καναλιού προσθέτοντας το θόρυβο Gauss μηδενικής μέσης τιμής και τυπικής απόκλισης N_0 . Έτσι, το κάθε στοιχείο του δίνεται από την:

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \, \mathbf{g} * \, \mathbf{s}_{tr} + \mathbf{n} \tag{3.10}$$

, όπου με E_s συμβολίζεται η ενέργεια που διαθέτει ο πομπός στο χρόνο που διαρκεί ένα δείγμα και **n** είναι το διάνυσμα μεγέθους N+2L-2 του προσθετικού θορύβου μηδενικής μέσης τιμής με το κάθε στοιχείο του να έχει διασπορά N_0 .

Αν αφαιρέσουμε το κυκλικό πρόθεμα, δηλαδή τα L-l πρώτα σύμβολα του **r** και κρατήσουμε τα επόμενα N, τότε η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$\mathbf{y'} = \sqrt{E_s} \ \mathbf{G'} \mathbf{s_{tr}} + \mathbf{n'} \tag{3.11}$$

,όπου **n**΄, είναι το διάνυσμα προσθετικού θορύβου, μεγέθους N και **G** ο Nx(N+L-1) πίνακας, με στοιχεία τα δείγματα της κρουστικής απόκρισης του καναλιού:

$$\mathbf{G}' = \begin{bmatrix} g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] \end{bmatrix}$$
(3.12)

Επειδή τα τελευταία σύμβολα *L-1* σύμβολα είναι ίδια με τα πρώτα *L-1* σύμβολα ο τύπος 3.11 γίνεται:

$$\mathbf{y'} = \sqrt{E_s} \ \mathbf{G_{CP}s'} + \mathbf{n'}$$
(3.13)

,με G_{CP} , τον παρακάτω NxN πίνακα:

$$\mathbf{G_{CP}} = \begin{bmatrix} g[0] & 0 & \cdots & 0 & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] \\ g[1] & g[0] & 0 & \cdots & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & g[1] & g[0] & 0 & 0 & \ddots & 0 & g[L-1] \\ g[L-1] & \vdots & g[1] & \ddots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & g[L-1] & \vdots & \ddots & g[0] & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & g[L-1] & \ddots & g[1] & g[0] & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] \end{bmatrix}$$
(3.14)

Αποδεικνύεται από [17] ότι ο παραπάνω κυκλικός πίνακας είναι ίσος με:

$$\mathbf{G}_{\mathbf{CP}} = \mathbf{D}^{\mathbf{H}} \mathbf{W} \mathbf{D} \tag{3.15}$$

, με W διαγώνιος $N x N \pi$ ίνακας με στοιχεία h[0], h[1], h[2],..., h[N-1], τα οποία είναι η δειγματοληπτημένη φασματική απόκριση του καναλιού στα N subcarriers και κάθε στοιχείο στη διαγώνιο του πίνακα είναι:

$$h[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}, k = 0, 1, ..., N-1$$
(3.16)

Όταν το σήμα της εξίσωσης 3.13 περάσει από τον FFT στο δέκτη ισχύει:

$$\mathbf{r} = \mathbf{D} \mathbf{y'} \tag{3.17}$$

r διάνυσμα μεγέθους N x 1 και άρα:

$$\mathbf{r} = \sqrt{E_s} \mathbf{D} \mathbf{D}^{\mathbf{H}} \mathbf{W} \mathbf{D} \mathbf{D}^{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \mathbf{D} \mathbf{n}'$$
$$= \sqrt{E_s} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$
(3.18)

, η δεύτερη ισότητα ισχύει διότι ο πίνακας **D** είναι unitary και ισχύει $\mathbf{DD}^{\mathrm{H}}=\mathbf{I}_{\mathrm{N}}$ και **n=Dn**'. Το κάθε στοιχείο του **n** είναι θόρυβος Gauss μηδενικής μέσης τιμής με διασπορά N_0 και είναι ασυσχέτιστο με τα υπόλοιπα στοιχεία.

Από την 3.18 συμπεραίνουμε ότι το κάθε στοιχείο του διανύσματος r είναι:

$$r[k] = \sqrt{E_s} \ h[k] \ s[k] + n[k], \ k=0,1,2,\dots,N-1,$$
(3.19)

Από τον παραπάνω τύπο φαίνεται ότι η προσθήκη CP διάρκειας μεγαλύτερης από τη μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης T_m έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία N παράλληλων υποκαναλιών, κάθε ένα από τα οποία υφίσταται επίπεδες διαλείψεις, παρόλο που το κανάλι διάδοσης είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα. Η ανάκτηση της πληροφορίας στο δέκτη μπορεί να επιτευχθεί πολλαπλασιάζοντας το κάθε λαμβανόμενο subcarrier με το συζυγή της απόκρισης του καναλιού στην αντίστοιχη συχνότητα [14].

3.3 Προσομοιώσεις

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζεται ένα OFDM σύστημα, το οποίο θα προσομοιωθεί προκειμένου να αξιολογήσουμε την απόδοση του για διάδοση σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια. Όλες οι μετρήσεις αφορούν στη μεταβολή του ποσοστού λανθασμένων συμβόλων (symbol error rate - SER) σε σχέση με τη μεταβολή του λόγου της ενέργειας, E_s , που λαμβάνει ο δέκτης στο κάθε subcarrier προς το θόρυβο N_0 .

Οι περιπτώσεις που θα μελετηθούν είναι:

- Διάδοση σε στατικό Rayleigh κανάλι πολύοδης διάδοσης παραμετροποιημένο με taps με μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης T_u/2
- Standardized ITU models

3.3.1 Σχεδίαση Συστήματος Προσομοίωσης

Στο παρόν κεφάλαιο θα μελετηθεί σύστημα, στο οποίο γίνεται χρήση της διαμόρφωσης OFDM, με μέγεθος FFT 128. Τα OFDM σύμβολα στέλνονται μέσα σε πλαίσια (frames), η δομή των οποίων φαίνεται στο σχήμα 3.12 και προσιδιάζει σε αυτή που χρησιμοποιείται στα δίκτυα WiMAX [15].



Σχήμα 3.8: Δομή των πλαισίων του συστήματος προσομοίωσης

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα τα πλαίσια αποτελούνται από:

- 1 OFDM σύμβολο για το προοίμιο
- 24 OFDM σύμβολα που αποστέλλονται από το σταθμό βάσης προς το κινητό τερματικό (κάτω ζεύξη)
- 21 OFDM σύμβολα από το κινητό τερματικό προς το σταθμό βάσης (άνω ζεύξη)

Από το προοίμιο γίνεται η εκτίμηση του καναλιού. Ο πομπός στέλνει ένα σύνολο προκαθορισμένων συμβόλων, γνωστά στο δέκτη και ο δέκτης διαιρεί το λαμβανόμενο σύμβολο του κάθε subcarrier με το σύμβολο που έστειλε ο πομπός στο συγκεκριμένο subcarrier. Έτσι, αν ο το σήμα στο πομπό πριν περάσει από τον IFFT είναι το ακόλουθο διάνυσμα μεγέθους 128×1 , $\mathbf{s} = [s[0] \ s[1] \dots \ s[127]]^T$ τότε σύμφωνα με τον τύπο 3.19 ο δέκτης λαμβάνει στο κάθε subcarrier:

$$r[k] = \sqrt{E_s} \ h[k] \ s[k] + n[k], \ k=0,1,2,\dots,N-1$$
(3.20)

Οπότε ο δέκτης εκτιμά την επίδραση του καναλιού ως εξής:

$$\hat{h}[k] = r[k] / s[k] = \sqrt{E_s} h[k] + n[k] / s[k]$$
(3.21)

Η εκτίμηση που κάνει ο δέκτης δεν είναι τέλεια μιας και περιλαμβάνει θόρυβο.

Τα subcarriers του προοιμίου διαμορφώνονται μόνο με BPSK κωδικοποίηση ανεξάρτητα από τις διαμορφώσεις των υπόλοιπων subcarriers. Η εκτίμηση του καναλιού χρησιμοποιείται τόσο στην αποκωδικοποίηση των subcarriers στο κινητό τερματικό για την κάτω ζεύξη όσο και στη ρύθμιση της φάσης των διαμορφωμένων subcarriers πάλι στο κινητό τερματικό πριν αυτά σταλούν στο σταθμό βάσης (άνω ζεύξη). Η ρύθμιση της φάσης των subcarriers στο κινητό τερματικό γίνεται διαιρώντας το διαμορφωμένο σύμβολο του κάθε subcarrier με το μιγαδικό κέρδος του καναλιού στην αντίστοιχη συχνότητα, πριν το σήμα περάσει από τον IFFT.

Το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί ανάμεσα στα σύμβολα της άνω ζεύξης και της κάτω ζεύξης είναι ίσο με τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου. Αυτό το διάστημα αναμονής πριν αρχίσει το κινητό τερματικό να στέλνει τα OFDM σύμβολα στο σταθμό βάσης χρειάζεται προκειμένου το κινητό τερματικό να λάβει όλα τα σύμβολα που του στέλνει ο σταθμός βάσης, ακόμα και αυτά που φθάνουν με μεγάλη καθυστέρηση, δηλαδή το κινητό τερματικό περιμένει να "αδειάσει" το κανάλι.

Για την αποκωδικοποίηση των συμβόλων πληροφορίας στο δέκτη χρησιμοποιείται το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood – ML). Σύμφωνα με το κριτήριο αυτό, ο δέκτης υπολογίζει την απόσταση του λαμβανόμενου συμβόλου (r[k]) από όλα τα πιθανά σημεία του αστερισμού που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό (s[k]) και θεωρεί ότι το σημείο του αστερισμού με τη μικρότερη απόσταση είναι και αυτό που εστάλει [11,12,14]:

$$\hat{s}[k] = \arg\min_{s[k]} \left| r[k] - \sqrt{E_s} h[k] s[k] \right|^2, k = 0, 1, ..., N - 1$$
(3.22)

,όπου $\hat{s}[k]$ είναι το εκτιμώμενο σύμβολο πληροφορίας. Για την εφαρμογή του παραπάνω κριτηρίου μέγιστης πιθανοφάνειας θεωρούμε ότι τα σημεία του αστερισμού έχουν την ίδια πιθανότητα αποστολής.

3.3.1.1 Προσομοίωση Στατικού Rayleigh Καναλιού με Μέγιστη τιμή εξάπλωσης Καθυστέρηση $T_u/2$

Οι παράμετροι του παραπάνω OFDM συστήματος το οποίο προσομοιώθηκε για διάδοση σε κανάλι με max delay spread ίσο με $T_u/2$ δίνονται στον πίνακα 3.1.

Παράμετροι	Τιμές
Εύρος Ζώνης, MHz	1,6
Συχνότητα Δειγματοληψίας, MHz	1,6
Χρόνος Δειγματοληψίας, nsec	625
Μέγεθος FFT	128
Απόσταση subcarriers, kHz	12,5
Χρήσιμος Χρόνος Συμβόλου, μsec	80

Πίνακας 3.1: Παράμετροι και τιμές του συστήματος

Για τη διαμόρφωση των subcarriers των OFDM συμβόλων της άνω και της κάτω ζεύξης στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιήθηκε BPSK διαμόρφωση. Το κανάλι πολύοδης διάδοσης που χρησιμοποιήθηκε έχει μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης ίση με 40 μsec, δηλαδή ίση με $T_{u}/2$ και τα taps του καναλιού παρουσιάζονται στον πίνακα 3.2.

Πίνακας 3.2: Μοντέλο του Rayleigh καναλιού πολύοδης διάδοσης προσομοίωσης

Тар	Relative Delay, nsec	Average Power, dB
0	0	0
1	40000	-5

Οι προσομοιώσεις έγιναν για 4 τιμές της διάρκειας του κυκλικού προθέματος $T_g=0$ μsec, $T_g=T_u/8$, $T_g=T_u/4$, $T_g=T_u/2$ και επίσης προσομοιώνεται με το παρόν σύστημα για $T_g=0$ μsec ασύρματο κανάλι επίπεδων διαλείψεων.



Σχήμα 3.9: SERvsE_s/N₀ για διάφορες τιμές του CP

3.3.1.2 Προσομοίωση Standardized ITU models

Τα Pedestrian και Vehicular μοντέλα της ΙΤU προτείνονται από το WiMAX Forum [15] ως μοντέλα καναλιών για την προσομοίωση και αξιολόγηση της επίδοσης WiMAX συστημάτων.

	Channel-A		Chan	nel-B
Тар	Relative	Average	Relative	Average
	Delay, nsec	Power, dB	Delay, nsec	Power, dB
0	0	0	0	0
1	110	-9,7	200	-0,9
2	190	-19,2	800	-4,9
3	410	-22,8	1200	-8,0
4	-	-	2300	-7,8
5	-	-	3700	-23,9

Πίνακας 3.3: Pedestrian-A και Pedestrian-B μοντέλα της ITU

	Channel-A		Channel-B	
Тар	Relative	Average	Relative	Average
	Delay, nsec	Power, dB	Delay, nsec	Power, dB
0	0	0	0	-2,5
1	310	-1,0	300	0
2	710	-9,0	8900	-12,8
3	1090	-10,0	12900	-10,0
4	1730	-15,0	17100	-25,2
5	2510	-20,0	20000	-16,0

Πίνακας 3.4: Vehicular-A και Vehicular-B μοντέλα της ITU

Για την προσομοίωση των μοντέλων της ITU (πίνακες 3.3 και 3.4) χρησιμοποιήθηκε σύστημα του οποίου οι παράμετροι παρουσιάζονται στον πίνακα 3.5.

Παράμετροι	Τιμές
Εύρος Ζώνης Συστήματος,	
(<i>W</i> , MHz)	1,4
Συχνότητα Δειγματοληψίας,	
$(F_{\delta}, \mathrm{MHz})$	1,4
Χρόνος Δειγματοληψίας,	
$(1/F_{\delta}, \text{nsec})$	714,3
Μέγεθος FFT, (N)	128
Απόσταση subcarriers,	
$(\Delta f, \text{kHz})$	10.9375
Χρήσιμος Χρόνος Συμβόλου,	
$(T_u=1/\Delta f, \mu sec)$	91.4
Διάστημα Προστασίας,	
$(T_g = T_u/8, \mu sec)$	11.4
Χρόνος OFDM Συμβόλου,	
$(T_s=T_g+T_u, \mu sec)$	102.8

Πίνακας 3.5: Παράμετροι Συστήματος Προσομοίωσης

Για τη διαμόρφωση των subcarriers των OFDM συμβόλων της άνω και της κάτω ζεύξης στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιήθηκαν οι διαμορφώσεις QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Στα σχήματα 3.10 και 3.11 απεικονίζεται η μεταβολή του SER στις τρεις περιπτώσεις διαμορφώσεων για στατικά Channels-A και στατικά Channels-B, αντίστοιχα.



Σχήμα 3.10: Απόδοση του OFDM συστήματος στα στατικά Pedestrian-A και Vehicular-A κανάλια για διαμορφώσεις συμβόλων QPSK, 16-QAM, 4-QAM.



Σχήμα 3.11: Απόδοση του OFDM συστήματος στα στατικά Pedestrian-B και Vehicular-B κανάλια για διαμορφώσεις συμβόλων QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

3.3.1.3 Σχολιαμός Διαγραμμάτων

Όταν ο χρόνος που διαρκεί το διάστημα προστασίας είναι μικρότερος από τη μέγιστη τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης η απόδοση του συστήματος είναι μειωμένη σε σχέση με τις περιπτώσεις που το μήκος του CP είναι ίσο με το μήκος του καναλιού. Το γεγονός αυτό παρατηρείται εύκολα από το διάγραμμα 3.9 που παρουσιάζεται η απόδοση για διάφορες τιμές του CP. Επιπλέον, παρατηρείται ότι η περαιτέρω μείωση της διάρκειας του CP ενώ αυτό είναι μικρότερο από το χρόνο T_m κάνει το σύστημα λιγότερο αξιόπιστο αφού αυξάνονται τα λάθη. Η διαφορά μεταξύ της καμπύλης επίπεδων διαλείψεων και αυτής για επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις, με $T_g = T_u/2$ είναι 1,77 dB και οφείλεται στη μείωση της ενέργειας των συμβόλων πληροφορίας λόγω της αφαίρεσης του CP στο δέκτη. Η μείωση της ενέργειας είναι ίση με 10log₁₀($T_u/(T_g+T_u)$)=1,77 dB

Την επίδραση του CP μπορούμε να την παρατηρήσουμε και από τα διαγράμματα 3.10, 3.11. Στο σύστημα που προσομοιώθηκε για τα μοντέλα της ITU ο χρόνος που διαρκεί το διάστημα προστασίας είναι $T_g = T_u/8$. Στο Vehicular-B κανάλι ισχύει $T_m = T_u/4,57 > T_g$ ενώ στο Pedestrian-B $T_m = T_u/24,7 < T_g$ και για αυτό το SER είναι μικρότερο στην περίπτωση του Pedestrian-B καναλιού. Στις περιπτώσεις των Pedestrian-A και Vehicular-A καναλιών το max delay spread είναι μικρότερο του μήκους του CP και η απόδοση του συστήματος για διάδοση στα δύο αυτά κανάλια είναι ίδια.

Επίσης, η επιλογή της κωδικωποίησης των bit πληροφορίας παίζει σημαντικό ρόλο στην αξιοπιστία του συστήματος. Χρησιμοποιώντας QPSK διαμόρφωση το σύστημα έχει μικρότερο ποσοστό λαθών σε σχέση με τις άλλες δύο διαμορφώσεις που χρησιμοποιούνται. Εν αντιθέσει, η 64-QAM διαμόρφωση έχει το μεγαλύτερο ποσοστό λαθών, το οποίο δεν μειώνεται κάτω από το 0,5. Παρόλα αυτά, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 3.2.2 ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων για QPSK διαμόρφωση είναι ο μικρότερος, αφού μεταδίδονται 2 bits/subcarrier, ενώ για διαμόρφωση 16-QAM 4 bits/subcarrier και η 64-QAM 6 bits/subcarrier. Ως εκ τούτου, η διαμόρφωση 64-QAM παρουσιάζει την υψυλότερη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων.

Στο συγκερκιμένο σύστημα ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων ανά Frame για κάθε μία από τις παραπάνω διαμορφώσεις δίνεται στον πίνακα 3.6.

Symbol Mapping	Bit Rate (Mbps)
QPSK	2,385
16-QAM	4,77
64-QAM	7,155

Πίνακας 3.6: Ταχύτητες μετάδοσης του συστήματος ανά Frame

3.3.2 Συμπεράσματα Προσομοιώσεων

Από την ανακεφαλαίωση των προσομοιώσεων καταλήγουμε στα παρακάτω κριτήρια σχεδιασμού του OFDM συστήματος που παρουσιάστηκε στο παρόν κεφάλαιο:

- Επιλογή των παραμέτρων του συστήματος (Εύρος Ζώνης, μέγεθος FFT, παράγοντα δειγματοληψίας, κ.α.)
- Επιλογή του κατάλληλου μήκους του CP. Το μήκος του CP θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο ή ίσο με το μήκος του καναλιού πολύοδης διάδοσης
- Επιλογή της κατάλληλης διαμόρφωσης των subcarriers, ανάλογα με το αν υπάρχει ανάγκη για μεγάλη αξιοπιστία (QPSK) ή για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων (64-QAM)

3.4 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο αφού μελετήθηκε θεωρητικά η τεχνική OFDM ακολούθησαν προσομοιώσεις για την αξιολόγηση της απόδοσης ενός OFDM συστήματος βασισμένο σε ορισμένες παραμέτρους των δικτύων WiMAX καθώς και κριτήρια σχεδίασης του συγκεκριμένου συστήματος.

Αποδείχθηκε τόσο θεωρητικά όσο και με προσομοιώσεις ότι όταν χρησιμοποιείται στο σύστημα η τεχνική OFDM δημιουργούνται N ορθογώνια φασματικά υποκανάλια, κάθε ένα από τα οποία αντιμετωπίζει επίπεδες διαλείψεις, με αποτέλεσμα να εξαλείφεται το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής.

Επιπλέον, παρουσιάστηκε ένα OFDM σύστημα στο οποίο προσαρμόστηκε η δομή του πλαισίου για την αποστολή των OFDM συμβόλων που χρησιμοποιείται στα δίκτυα WiMAX, το οποίο και προσομοιώθηκε σε στατικό Rayleigh κανάλι πολύοδης διάδοσης και σε στατικά και χρονομεταβαλλόμενα μοντέλα της ITU. Στην περίπτωση των προσομοιώσεων των μοντέλων της ITU χρησιμοποιήθηκαν οι παράμετροι (εύρος ζώνης, μέγεθος FFT, μήκος CP) των συστημάτων των δικτύων WiMAX. Τέλος, παρουσιάστηκε ένας τρόπος βελτίωσης της απόδοσης του συστήματος για διάδοση σε χρονικά μεταβαλλόμενο ασύρματο κανάλι, αλλάζοντας τον αριθμό των OFDM συμβόλων που αποστέλλονται στην άνω και κάτω ζεύξη. Κεφάλαιο 4

Χωρο-Συχνοτικοί κώδικες για ΜΙΜΟ-OFDM Συστήματα

Στα ΜΙΜΟ συστήματα προκειμένου να εκμεταλλευτούμε τις κεραίες πολλαπλών στοιχείων του πομπού και του δέκτη προς αύξηση της απόδοσης ενός συστήματος χρησιμοποιούνται ειδικοί μπλοκ κώδικες οι οποίοι εκτείνονται στο χώρο, στο χρόνο ή/και στη συχνότητα. Κώδικες οι οποίοι εκτείνονται στο χώρο και στο χρόνο ονομάζονται χωροχρονικοί (space-time codes) ενώ αυτοί που εκτείνονται στο χώρο και στη συχνότητα χωρο-συχνοτικοί (space-frequency codes). Τέλος, υπάρχουν και κώδικες οι οποίοι εκτείνονται στο χώρο, στο χρόνο και στη συχνότητα (spacetime-frequency codes) [24]. Στο παρόν κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με τους χωροσυχνοτικούς κώδικες σε ΜΙΜΟ, SIMO και ΜΙSO συστήματα. Αφού, γίνει η θεωρητική μελέτη των χωροσυχνοτικών κωδίκων θα σχεδιαστεί ένα ΜΙΜΟ-OFDM σύστημα, το οποίο εν μέρει βασίζεται στο OFDM σύστημα που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και θα μελετηθεί η απόδοση των ορθογώνιων χωροσυχνοτικών μπλοκ κωδίκων στο σύστημα αυτό καθώς και η εφαρμογή της τεχνικής MRC στο δέκτη, μέσω προσομοιώσεων.

4.1 Κέρδος Κεραίας - Κέρδος Διαφορισμού

Δύο σημαντικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζει ένα MIMO σύστημα είναι το κέρδος κεραίας και το κέρδος διαφορισμού. Κέρδη, τα οποία οφείλονται στις πολλαπλές κεραίες στο πομπό και στο δέκτη.

Το κέρδος κεραίας είναι η αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου που προκύπτει από την ταυτόχρονη επεξεργασία των σημάτων στις κεραίες πολλαπλών στοιχείων του δέκτη ή/και του πομπού. Στην περίπτωση που ο πομπός διαθέτει πλήθος κεραιών και τέλεια γνώση του καναλιού, μπορεί να επεξεργαστεί τα προς εκπομπή σήματα πολλαπλασιάζοντας τα με κατάλληλα βάρη και όταν αυτά συνδυαστούν στο δέκτη, να αυξηθεί το SNR. Από την άλλη στην περίπτωση που ο δέκτης διαθέτει πολλαπλές κεραίες και τέλεια γνώση του καναλιού, μπορεί με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει η κάθε κεραία, να αυξήσει τη λαμβανόμενη ισχύ του σήματος. Η τέλεια γνώση του καναλιού στο δέκτη ή/και στον πομπό είναι αναγκαία για την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου [34].

Για την αντιμετώπιση των ισχυρών διαλείψεων λόγω της διάδοσης του σήματος σε κανάλι πολλαπλών διαδρομών χρησιμοποιούμε την τεχνική της διαφορισιμότητας (diversity). Σύμφωνα με την τεχνική αυτή εκπέμπονται αντίγραφα του σήματος στο χώρο (spatial diversity), στο πεδίο του χρόνου (temporal diversity) ή της συχνότητας (frequency diversity). Η βασική ιδέα πίσω από τη διαφορισιμότητα, ανεξάρτητα από την τεχνική διαφορισμού που χρησιμοποιείται, στηρίζεται στο γεγονός ότι αν τα αντιγραμμένα σήματα τα οποία εν τέλει θα λάβει ο δέκτης σταλούν μέσα από διαφορετικές και ανεξάρτητες διαδρομές μειώνεται η πιθανότητα όλα τα αντίγραφα του σήματος να έχουν υποστεί ισχυρές διαλείψεις. Έτσι, προκύπτει μία μείωση του ποσοστού των λανθασμένων συμβόλων (SER) η οποία μεταφράζεται στο κέρδος διαφορισμού (diversity gain). Στην περίπτωση της διαφορισιμότητας στο χώρο αυτή μπορεί να επιτευχθεί είτε στην πλευρά του δέκτη (receive diversity) είτε
στην πλευρά του πομπού (transmit diversity), ανάλογα με το αν εφαρμόζεται το σχήμα διαφορισμού στο δέκτη ή στο πομπό, αντίστοιχα.

4.2 Το OFDM σύμβολο σε ΜΙΜΟ κανάλι

Από την παράγραφο 2.8.4 του δεύτερου κεφαλαίου γνωρίζουμε ότι ισχύει η παρακάτω εξίσωση για τα ΜΙΜΟ κανάλια:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} \tag{4.1}$$

, όπου **y**, το διάνυσμα μεγέθους $M_r x1$ που λαμβάνει ο δέκτης, **H** ο πίνακας περιγραφής του ΜΙΜΟ καναλιού μεγέθους $M_r xM_t$ και **s** το διάνυσμα μεγέθους $M_t x1$, του οποίου τα στοιχεία είναι τα σύμβολα που αποστέλλει η αντίστοιχη κεραία του πομπού.

Θεωρούμε τη δειγματοληπτημένη κρουστική απόκριση του καναλιού μεταξύ της j (j=1,2,..., M_t) κεραίας του πομπού και της i (i=1,2,..., M_r) κεραίας του δέκτη ότι είναι $g_{i,j}[l]$ (l=0,1,2,...,L-l), όπου L είναι το μήκος του καναλιού. Στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε OFDM διαμόρφωση, σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε, στο προηγούμενο κεφάλαιο, το σήμα που λαμβάνει η i κεραία στο k subcarrier, μετά το στάδιο του FFT είναι:

$$r_{i}[k] = \sqrt{\frac{E_{s}}{M_{t}}} \sum_{j=1}^{M_{t}} h_{i,j}[k] s_{j}[k] + n_{i}[k], i = 1, 2, ..., M_{r}$$
(4.2)

,όπου θεωρούμε ότι κάθε κεραία εκπέμπει την ίδια ισχύ και *E_s* είναι η διαθέσιμη ενέργεια στον πομπό στο χρόνο που διαρκεί ένα σύμβολο πληροφορίας. Τα σύμβολα πληροφορίας διαμορφώνονται με ένα δισδιάστατο μοναδιαίας μέσης ενέργειας αστερισμό.

$$h_{i,j}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g_{i,j}[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}, k=0,1,2,\dots,N-1$$
(4.3)

είναι η δειγματοληπτημένη φασματική απόκριση του καναλιού, στο k subcarrier, ανάμεσα στην j κεραία του πομπού και στην i κεραία του δέκτη, $s_j[k]$ το σύμβολο που αποστέλλεται από την j κεραία του πομπού στο k subcarrier και $n_i[k]$ ο μιγαδικός θόρυβος Gauss μηδενικής μέσης τιμής και διασποράς N_0 . Συγκεκριμένα, για το θόρυβο Gauss ισχύει επίσης ότι είναι χωρικά ασυσχέτιστος δηλαδή ισχύει:

$$E\{n_i[k]n_m[k]\} = 0, \forall i \neq m, \mu \varepsilon \ i, m < M_r$$

$$(4.4)$$

Ο τύπος 4.2 μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\mathbf{r}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{H}[k]\mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k], k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$
(4.5)

,όπου $\mathbf{r}[k]$ διάνυσμα μεγέθους M_r x1, κάθε στοιχείο του οποίου είναι το σήμα που λαμβάνει η αντίστοιχη κεραία λήψης στο k subcarrier και το διάνυσμα $\mathbf{s}[k]$ είναι μεγέθους M_t x1 με το κάθε στοιχείο του να είναι το σήμα που στέλνει η αντίστοιχη κεραία του πομπού στο k subcarrier. Ο πίνακας $\mathbf{H}[k]$ έχει μέγεθος $M_r x M_t$ και το i,jστοιχείο του ορίζεται από τον τύπο (4.3). Ο πίνακας $\mathbf{H}[k]$ αποτελεί την απόκριση του ΜΙΜΟ καναλιού στο πεδίο της συχνότητας.

Από τον τύπο 4.5 εξάγεται εύκολα το συμπέρασμα ότι η χρήση της τεχνικής OFDM σε MIMO συστήματα, των οποίων τα υποκανάλια διάδοσης είναι επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα, οδηγεί στη δημιουργία N παράλληλων MIMO καναλιών κάθε ένα από τα οποία προκαλεί επίπεδες διαλείψεις στο σήμα [14].

4.3 Χωροσυχνοτικοί Κώδικες

Οι χωροσυχνοτικοί κώδικες εκτείνονται στο χώρο και στο πεδίο της συχνότητας και χρησιμοποιούνται προκειμένου το MIMO-OFDM σύστημα να παρουσιάζει κέρδος διαφορισμού.

Για την εύρεση ενός άνω ορίου στη πιθανότητα σφάλματος θεωρούμε ότι ο πομπός κωδικοποιεί τα σύμβολα της πληροφορίας στο χώρο και στη συχνότητα και δημιουργεί κωδικολέξεις **S** μεγέθους $M_t x N$, οι οποίες αποστέλλονται σε στατικό, επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα κανάλι. Επιπλέον, θεωρούμε ότι ο δέκτης έχει πλήρη γνώση του καναλιού (channel state information – CSI) και χρησιμοποιεί το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας ως απόφαση αποκωδικοποίησης. Στη συγκεκριμένη περίπτωση η εκτίμηση στο δέκτη των συμβόλων στα N subcarriers που έστειλε ο πομπός από το σύνολο των κεραιών που διαθέτει είναι:

$$\hat{\mathbf{S}} = \arg\min_{\mathbf{S}} \sum_{k=0}^{N-1} ||\mathbf{r}[k] - \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{H}[k] \mathbf{s}[k]||^2$$
(4.6)

, με S να είναι οι κωδικολέξεις που στέλνει ο πομπός, S=[s[0] s[1]...s[N-1]].

Ανεξάρτητα από το αν εφαρμόζεται το σχήμα διαφορισμού στον πομπό ή στο δέκτη τα κριτήρια σχεδίασης της κάθε κωδικολέξης ώστε να εκμεταλλευθούμε τη διαφορισιμότητα τόσο στο χώρο όσο και στη συχνότητα προκύπτουν από την pairwise error probability (PEP) ανάλυση [14].

Η πιθανότητα ο δέκτης να αποφασίσει εσφαλμένα ότι στάλθηκε η κωδικολέξη Ε αντί της S έχει αποδειχθεί [14,18] ότι είναι:

$$P(\mathbf{S} \to \mathbf{E}) \le \prod_{i=0}^{r(\mathbf{C}_{\mathbf{Y}})} (1 + \lambda_i(\mathbf{C}_{\mathbf{R}'}) \frac{\rho}{4M_t})^{-1}$$

$$(4.7)$$

, όπου ρ το SNR που λαμβάνει ο δέκτης για SISO κανάλι, $\mathbf{r}(\mathbf{C}_{\mathbf{R}'})$ ο βαθμός του πίνακα $\mathbf{C}_{\mathbf{R}'}$ ο οποίος ορίζεται ως ο covariance matrix [22] του $\mathbf{R}' = [\mathbf{r}'[0]^T \mathbf{r}'[1]^T \dots \mathbf{r}'[N-1]^T]^T$ και είναι μεγέθους $M_r N \times M_r N$, $\lambda_i(\mathbf{C}_{\mathbf{R}'})$, η *i* ιδιοτιμή του.

Το διάνυσμα, μεγέθους M_r x1, $\mathbf{r}'[k] = \mathbf{H}[k](\mathbf{s}[k]-\mathbf{e}[k])$, για k=0,1,2,...,N-1. $\mathbf{e}[k]$ είναι η k στήλη του πίνακα **E**.

Στην περίπτωση που έχουμε χωρική ανεξαρτησία των υποκαναλιών διάδοσης στο ΜΙΜΟ κανάλι ο συγκεκριμένος πίνακας ισούται με:

$$\mathbf{C}_{\mathbf{R}} = \mathbf{G}_{\mathbf{S},\mathbf{E}} \mathbf{G}_{\mathbf{S},\mathbf{E}}^{\mathbf{H}} \tag{4.8}$$

, όπου

$$\mathbf{G}_{\mathbf{S},\mathbf{E}} = [(\mathbf{S} - \mathbf{E})^T \otimes \mathbf{I}_{M_r} [\mathbf{D}(\mathbf{S} - \mathbf{E})^T] \otimes \mathbf{I}_{M_r} \quad \dots \quad [\mathbf{D}^{L-1} (\mathbf{S} - \mathbf{E})^T] \otimes \mathbf{I}_{M_r}]$$
(4.9)

πίνακας μεγέθους $NM_r x M_t M_r L$ και ο **D** N x N διαγώνιος πίνακας με το n, n στοιχείο του να είναι $e^{-j\frac{2\pi(n-1)}{N}}$.

Από την εξίσωση 4.7 και για ρ>>1 καταλήγουμε στα γνωστά κριτήρια σχεδίασης rank criterion και determinant criterion, αλλά για τους χωροσυχνοτικούς κώδικες:

Rank Criterion:

Το συγκεκριμένο κριτήριο βελτιστοποιεί το κέρδος διαφορισμού ενός SF κώδικα. Το κέρδος διαφορισμού προκύπτει από το βαθμό του πίνακα C_R . Από την αναφορά [18] προκύπτει ότι στην περίπτωση που ισχύει ότι $N>M_tL$, το μέγιστο κέρδος διαφορισμού που μπορεί να επιτευχθεί σε MIMO-OFDM συστήματα, για διάδοση του σήματος σε στατικό κανάλι μήκους L είναι M_tM_rL , και μπορεί να επιτευχθεί όταν ο σχεδιασμός της κωδικολέξης είναι τέτοιος ώστε βαθμός του πίνακα $G_{S,E}$ να είναι μέγιστος (M_tM_rL) για κάθε πιθανό ζευγάρι S και E.

Determinant Criterion:

Το συγκεκριμένο κριτήριο βελτιστοποιεί το κέρδος κώδικα (coding gain) το οποίο εξαρτάται από τις ιδιοτιμές του πίνακα C_R . Για να έχω το μέγιστο κέρδος κώδικα πρέπει μέσω της σχεδίασης της κωδικολέξης να μεγιστοποιείται η ελάχιστη ορίζουσα του C_R των πιθανών ζευγαριών κωδικολέξεων S,E.

Στη παρούσα διπλωματική εργασία δεν εξετάζονται χωροσυχνοτικοί (space frequency, SF codes) MIMO κώδικες οι οποίοι να μπορούν να επιτυγχάνουν το μέγιστο κέρδος διαφορισμού, αν και υπάρχουν [25], λόγω της υψηλής πολυπλοκότητας που παρουσιάζουν. Επίσης, έχουν βρεθεί κωδικοποιητές, οι οποίοι κωδικοποιούν τα σύμβολα πληροφορίας στο χώρο, στο χρόνο και στη συχνότητα (space time frequency- STF codes), καταφέρνοντας με αυτόν τον τρόπο να επιτύχουν το μέγιστο κέρδος διαφορισμού [24]. Οι κωδικοποιητές αυτοί είναι μικρότερης πολυπλοκότητας από αυτούς που κωδικοποιούν το σήμα στο χώρο και στο πεδίο της

συχνότητας και πετυχαίνουν το μέγιστο κέρδος διαφορισμού, αλλά είναι μεγαλύτερης από αυτούς που θα παρουσιαστούν στην παρούσα εργασία.

Στην περίπτωση που ναι μεν υπάρχει χωρική ανεξαρτησία των υποκαναλιών διάδοσης, αλλά το ΜΙΜΟ κανάλι είναι επίπεδο (L=1) το μέγιστο κέρδος διαφορισμού που μπορεί να επιτευχθεί είναι ίσο με M_tM_r και ο πίνακας $\mathbf{G}_{\mathbf{S},\mathbf{E}}$ γίνεται πίνακας μεγέθους $NM_r\mathbf{x}M_tM_r$:

$$\mathbf{G}_{\mathbf{S},\mathbf{E}} = (\mathbf{S} - \mathbf{E})^T \otimes \mathbf{I}_{Mr} \tag{4.10}$$

Ο βαθμός του παραπάνω πίνακα είναι M_r φορές ο βαθμός του πίνακα (S-E)^T, οπότε στην περίπτωση επίπεδων διαλείψεων για να έχω το μέγιστο κέρδος διαφορισμού πρέπει ο πίνακας (S-E)^T να είναι βαθμού M_t (αφού $N > M_t$). Άρα, καταλήγουμε στην ανάλυση που έχει γίνει στην αναφορά [23], με τη διαφορά ότι στην ανάλυση της παραπάνω αναφοράς οι κωδικολέξεις δημιουργούνται στο χώρο και στο χρόνο αντί στο χώρο και στη συχνότητα. Έτσι, με αντικατάσταση του πεδίου του χρόνου με το πεδίο της συχνότητας και για SNR πολύ μεγαλύτερο της μονάδας, καταφέρνουμε να δώσουμε ένα άνω όριο για τη πιθανότητα λάθος απόφασης του δέκτη για χάρη της κωδικολέξης **E** στην περίπτωση των επίπεδων διαλείψεων [23]:

$$P(\mathbf{S} \to \mathbf{E}) \leq \frac{1}{\left(\prod_{i=0}^{r(\mathbf{F})} \lambda_i(\mathbf{F})\right)^{M_r}} \left(\frac{\rho}{4M_t}\right)^{-r(\mathbf{F})M_r}$$
(4.11)

,όπου $\mathbf{F} = (\mathbf{S} - \mathbf{E}) (\mathbf{S} - \mathbf{E})^H$.

4.4 Χωροχρονικοί Κώδικες-Κώδικας Alamouti

Πέραν των χωροσυχνοτικών μπλοκ κωδίκων υπάρχουν και οι χωροχρονικοί κώδικες. Στην περίπτωση αυτή οι ορθογώνιες κωδικολέξεις δημιουργούνται στο πεδίο του χρόνου και στο χώρο. Η PEP ανάλυση των χωροχρονικών κωδίκων γίνεται στην αναφορά [23].

Ένας απλός και συνάμα ευφυής κώδικας που εκτείνεται στο χρόνο και στο χώρο είναι αυτός του Alamouti [26]. Θεωρούμε ότι έχουμε 2 κεραίες πομπού και μία κεραία στο δέκτη και εφαρμόζουμε το σχήμα Alamouti έτσι ώστε να έχουμε κέρδος διαφορισμού λόγω πολλαπλών κεραιών στον πομπό. Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα δημιουργούμε δύο σύμβολα s_1 και s_2 τα οποία εκπέμπονται από τις κεραίες 1 και 2 αντίστοιχα του πομπού την ίδια χρονική περίοδο του συμβόλου και στην επόμενη περίοδο συμβόλου εκπέμπουμε τα σύμβολα $-s_2^*$ και s_1^* , από τις κεραίες 1 και 2 του πομπού, αντίστοιχα.

Σύμφωνα με το σχήμα αυτό, το οποίο αφορά διάδοση σε κανάλια επίπεδων διαλείψεων αν ο δέκτης έχει τέλεια γνώση του καναλιού και χρησιμοποιεί το κριτήριο

της μέγιστης πιθανοφάνειας για την αποκωδικοποίηση των συμβόλων πετυχαίνει το μέγιστο κέρδος διαφορισμού (δηλαδή 2), ακόμα και σε OFDM συστήματα [14].

Στην εργασία αυτή δεν θα ασχοληθούμε περαιτέρω με την χωροχρονική μπλοκ κωδικοποίηση. Οι αναγνώστες που θέλουν να μελετήσουν τέτοιους κωδικες παραπέμπονται στην αναφορά 14.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι στα δίκτυα WiMAX χρησιμοποιείται χωροχρονική μπλοκ κωδικοποίηση [15].

4.5 Εφαρμογή Σχήματος Διαφορισμού στο Δέκτη (Receive Antenna Diversity)

Σε ένα SIMO κανάλι ο πίνακας $\mathbf{H}[k]$ της εξίσωσης (4.5) γίνεται διάνυσμα μεγέθους M_r x1, $\mathbf{h}[k]=[h_1[k] \ h_2[k] \ \dots \ h_{Mr}[k]]'$. Αν το σύμβολο s[k] που στέλνει ο πομπός στο k subcarrier είναι διαμορφωμένο σύμφωνα με ένα δισδιάστατο αστερισμό τότε στο δέκτη το σήμα, αφού έχει αφαιρεθεί το CP και αφού περάσει από τον FFT, γίνεται σύμφωνα με την 4.5:

$$\mathbf{r}[k] = \sqrt{E_s} \ \mathbf{h}[k]s[k] + \mathbf{n}[k], k=0,1,2,\dots,N-1$$
(4.12)



Σχήμα 4.1: SIMO κανάλι με MRC δέκτη

Αν χρησιμοποιηθεί δέκτης με πλήρη γνώση του καναλιού, ο οποίος χρησιμοποιεί Maximal-Ratio Combining (σχήμα 4.1) προκειμένου μεγιστοποιηθεί το λαμβανόμενο SNR, το σύμβολο στην έξοδο του combiner είναι: $\mathbf{r}'[k] = \sqrt{E_s} \mathbf{h}^{\mathrm{H}}[k]\mathbf{h}[k]s[k] + \mathbf{h}^{\mathrm{H}}[k]\mathbf{n}[k]$ $= \sqrt{E_s} \left\|\mathbf{h}[k]\right\|_F^2 s[k] + \mathbf{h}^{\mathrm{H}}[k]\mathbf{n}[k], k=0,1,2,\dots,N-1$ (4.13)

,όπου $\|\mathbf{h}[k]\|_F$ η νόρμα Frobenius¹.

Το SNR των subcarriers που λαμβάνει ο δέκτης μετά την αφαίρεση του CP είναι:

$$\boldsymbol{\kappa} = \left\| \mathbf{h}[k] \right\|_{F}^{2} \boldsymbol{\rho} \tag{4.14}$$

, όπου ρ: E_s/N_0 για ένα SISO κανάλι.

Στην περίπτωση που έχω χωρική ανεξαρτησία των υποκαναλιών διάδοσης και το κανάλι είναι επίπεδο, το κέρδος διαφορισμού σε ένα SIMO κανάλι με MRC δέκτη είναι ίσο με M_r φορές το βαθμό του πίνακα (S-E)(S-E)^H, για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς S,E.

Αν υποθέσουμε ότι οι δύο κωδικολέξεις διαφέρουν μόνο σε 1 subcarrier τότε ο βαθμός του παραπάνω πίνακα είναι ίσος με 1 [32]. Οπότε για επίπεδες διαλείψεις το κέρδος διαφορισμού που επιτυγχάνεται είναι ίσο με M_r .

Επίσης, σε κανάλι επίπεδων διαλείψεων δεδομένου ότι κάθε Rayleigh υποκανάλι διάδοσης είναι ασυσχέτιστο με τα υπόλοιπα υποκανάλια έχει μηδενική μέση τιμή και διασπορά ίση με 1 η Frobenius norm στο τετράγωνο του διανύσματος $\mathbf{h}[k]$ γίνεται:

$$E\{\|\mathbf{h}[k]\|_{F}^{2}\} = E\{|h_{1}|^{2} + |h_{2}|^{2} + \dots + |h_{M_{r}}|^{2}\} = M_{r}$$
(4.15)

Άρα, η μέση τιμή της ενέργειας συμβόλου προς το θόρυβο στο δέκτη είναι:

$$\kappa = M_r \rho \tag{4.16}$$

Επομένως, στην περίπτωση που έχω SIMO επίπεδο κανάλι το κέρδος κεραίας είναι ίσο με τον αριθμό των κεραιών που έχω στο δέκτη. Δηλαδή, στο παραπάνω

¹ Αν **Α** πίνακας μεγέθους mxn η νόρμα Frobenius του πίνακα **Α** είναι η τετραγωνική ρίζα του

αθροίσματος των μέτρων στο τετράγωνο των στοιχείων του, δηλαδή $\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \left|a_{i,j}\right|^2}$

σύστημα καταφέρνω να έχω τόσο το μέγιστο κέρδος διαφορισμού όσο και το μέγιστο κέρδος κεραίας.

Στην περίπτωση, όμως που το κανάλι είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα το μέγιστο κέρδος διαφορισμού πάλι είναι M_r , αφού μόνο μία γραμμή του πίνακα (S-E) είναι μη μηδενική. Επομένως ο βαθμός του πίνακα $\mathbf{G}_{\mathbf{S},\mathbf{E}}$ θα είναι ένα και άρα το μέγιστο κέρδος διαφορισμού είναι M_r .

Στην περίπτωση πολύοδης διάδοσης, θεωρούμε ότι οι διάφορες διαδρομές που ακολουθεί το σήμα σε ένα υποκανάλι διάδοσης είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους, μηδενικής μέσης τιμής με κανονικοποιημένη ισχύς ίση με τη μονάδα. Έτσι, το κάθε υποκανάλι διάδοσης είναι μηδενικής μέσης τιμής με διασπορά 1 και επιπλέον θεωρούμε ότι τα υποκανάλια διάδοσης είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους.

Αν το κανάλι δίνεται σε αυτήν την περίπτωση από το διάνυσμα $\mathbf{h}[k]$, με το κάθε στοιχείο του διανύσματος να είναι ίσο με $h_{i, I}[k]$ από την εξίσωση 4.3, η μέση τιμή της Frobenius norm του διανύσματος του καναλιού στο τετράγωνο είναι ίση με M_r .

Επομένως το παραπάνω σχήμα που περιγράφηκε επιτυγχάνει κέρδος διαφορισμού ίσο με M_r και μέγιστο κέρδος κεραίας (M_r) τόσο για διάδοση σε επίπεδα κανάλια όσο και σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια.

4.6 Εφαρμογή Σχήματος Διαφορισμού στον Πομπό (Transmit Antenna Diversity)-Σχήμα Alamouti



Σχήμα 4.2 Μπλοκ Διάγραμμα OFDM πομπού για χρήση του κώδικα Alamouti

Στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραίες στον πομπό υπάρχουν block κώδικες που εκτείνονται στο πεδίο της συχνότητας και στο χώρο, οι

οποίοι μπορούν να εκμεταλλευθούν το χωρικό διαφορισμό με κεραίες πολλαπλών στοιχείων στον πομπό. Στην παράγραφο αυτή εξετάζεται η περίπτωση χρήσης του κώδικα Alamouti [26] σε OFDM σύστημα εφαρμοσμένο στο πεδίο της συχνότητας και στο χώρο τόσο σε MISO όσο και σε MIMO κανάλια. Το μπλοκ διάγραμμα OFDM πομπού για χρήση της τεχνικής Alamouti δίνεται στο σχήμα 4.2.

4.6.1 MISO Κανάλι (Mt=2) - Χωροσυχνοτικός κώδικας Alamouti

Σε ένα MISO κανάλι ο πομπός διαθέτει κεραίες πολλαπλών στοιχείων στον πομπό και ο δέκτης μόνο μία κεραία. Στην παράγραφο αυτή γίνεται η περιγραφή του σχήματος Alamouti όταν αυτός εφαρμοστεί σε ένα MISO-OFDM σύστημα.

Στην περίπτωση του σχήματος Alamouti η κωδικοποίηση στο χώρο και στη συχνότητα επιτυγχάνεται στέλνοντας σε ένα subcarrier τα σύμβολα s_1 και s_2 από τις κεραίες 1 και 2 του πομπού και στο επόμενο subcarrier τα σύμβολα $-s_2^*$ και s_1^* , από τις κεραίες 1 και 2 του πομπού, αντίστοιχα.

Συμβολίζουμε με $\mathbf{h}[k] = [h_1[k] h_2[k]]$ τη φασματική απόκριση του καναλιού στο k subcarrier. Επομένως το σήμα που θα λάβει ο δέκτης στο πρώτο από τα δύο subcarrier που χρησιμοποιούνται για τη κωδικολέξη είναι:

$$r[k] = \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1[k]s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2[k]s_2 + n[k], k=0,1,2,\dots,N-2$$
(4.17)

και στο k+1 subcarrier, δηλαδή στο επόμενο είναι:

$$r[k+1] = -\sqrt{\frac{E_s}{2}} h_I[k+1]s_2^* + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2[k+1]s_I^* + n[k+1], k=0,1,2,\dots,N-2$$
(4.18)

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να γίνει διαφορετική ανάλυση για διάδοση του σήματος σε επίπεδα κανάλια και επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια. Ωστόσο η διαδικασία λήψης για διάδοση τόσο σε επίπεδο όσο και σε επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα κανάλι είναι ίδιες (σχήμα 4.3).



Σχήμα 4.3: Μπλοκ διάγραμμα OFDM δέκτη για αποκωδικοποίηση του κώδικα Alamouti σε MISO σύστημα

4.6.1.1 Διάδοση σε Επίπεδα Κανάλια

Για τα επίπεδα ασυσχέτιστα υποκανάλια πέραν των συνθηκών που έχουν αναφερθεί στο δεύτερο κεφάλαιο ισχύει ότι $h_i[j]=h_i[m]=h_i$, για m,j<N και i=1,2, αφού το coherence bandwidth είναι μεγαλύτερο του εύρους ζώνης του συστήματος. Επομένως, όταν το σήμα διαδίδεται σε επίπεδο MISO κανάλι ο δέκτης λαμβάνει στα δύο συνεχόμενα subcarriers τα σήματα y_1 και y_2 , αντίστοιχα:

$$r_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_2 + n_1$$
(4.19)

$$r_2 = -\sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_2^* + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_1^* + n_2$$
(4.20)

Παρόλο που ο δέκτης λαμβάνει ταυτόχρονα τα σήματα r_1 και r_2 στα subcarrier k και k+1, αντίστοιχα, επεξεργαζόμαστε στο δέκτη το διάνυσμα $z=[r_1 r_2]$. Επομένως, για τα δύο συνεχόμενα subcarriers ισχύει:

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}$$
(4.21)

Πολλαπλασιάζοντας το παραπάνω διάνυσμα με το ανάστροφο συζυγή του πίνακα $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}$ παίρνουμε τα σύμβολα στο δέκτη, παρουσία θορύβου:

$$\mathbf{S}_{\varepsilon \kappa} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0\\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1\\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} n_1\\ n_2^* \end{bmatrix}$$
(4.22)

Το μέγιστο κέρδος διαφορισμού δίνεται από το βαθμό του πίνακα (S-E)(S-E)^H, για όλους τους συνδυασμούς S,E. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, εφόσον έχουμε επίπεδες διαλείψεις θεωρούμε ότι στο σύστημα έχουμε 2 μόνο αλληλεπικαλυπτόμενα υποκανάλια στην OFDM διαμόρφωση.

Έτσι, ο πίνακας $(\mathbf{S}-\mathbf{E})(\mathbf{S}-\mathbf{E})^H$, γίνεται:

$$Dif(\mathbf{S}, \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} |s_1 - e_1|^2 + |s_2 - e_2|^2 & 0\\ 0 & |s_1 - e_1|^2 + |s_2 - e_2|^2 \end{bmatrix}$$
(4.23)

Ο παραπάνω πίνακας είναι δευτέρου βαθμού και επομένως το diversity gain είναι ίσο με 2 (αριθμός κεραιών στο πομπό), ανεξάρτητα με τον αριθμό των subcarriers που χρησιμοποιούνται στην OFDM διαμόρφωση.

Η ορίζουσα της παραπάνω μήτρας είναι:

$$\det(Dif(\mathbf{S}, \mathbf{E})) = \left(\left|s_1 - e_1\right|^2 + \left|s_2 - e_2\right|^2\right)^2$$
(4.24)

Επομένως, η μήτρα Dif έχει δύο ταυτόσημες ιδιοτιμές, το οποίο σημαίνει πως το κέρδος κωδικοποίησης (coding gain) είναι ίσο με 1.

Το λαμβανόμενο SNR για κάθε subcarrier είναι ίσο με:

$$\kappa = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{2}\rho$$
(4.25)

και ως εκ τούτου η μέση τιμή του SNR είναι ίση με:

$$\bar{\kappa} = \rho \tag{4.26}$$

Παρατηρούμε όσον αφορά στο κέρδος κεραίας ότι ο κώδικας Alamouti δεν μπορεί να εκμεταλλευθεί τις πολλαπλές κεραίες στον πομπό ώστε να αυξηθεί το μέσο λαμβανόμενο SNR.

4.6.1.2 Διάδοση σε Επιλεκτικά ως προς τη Συχνότητα Κανάλια

Όταν το κάθε υποκανάλι διάδοσης είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα η ισότητα $h_i[j]=h_i[m]=h_i$, για m,j<N και i=1,2 παύει να ισχύει παρά μόνο κατά προσέγγιση στην περίπτωση που η απόσταση των subcarriers m,j είναι μικρότερη του εύρους ζώνης συνοχής. Επίσης, ο πίνακας του καναλιού $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$, δηλαδή ισχύουν οι ιδιότητες των υποκαναλιών διάδοσης που αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 2.

Όταν ο πομπός έχει αποστείλει για δύο συνεχόμενα subcarriers την ακόλουθη κωδικολέξη:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

, to dianusma $\mathbf{z}{=}[r_1 \; r^{*}_2]$ pou epekerna o dékthc eínai (so me:

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1[k] & h_2[k] \\ h_2^*[k+1] & -h_1^*[k+1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}$$
(4.27)

Για την αποκωδικοποίηση των συμβόλων στο δέκτη πολλαπλασιάζουμε το διάνυσμα **y** από αριστερά με τον ανάστροφο συζυγή του πίνακα $\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} h_1[k] & h_2[k] \\ h_2^*[k+1] & -h_1^*[k+1] \end{bmatrix}.$ Tα εκτιμώμενα σύμβολα στο δέκτη $\mathbf{s}_{\varepsilon\kappa} = [s_{I,\varepsilon\kappa} \ s_{2,\varepsilon\kappa}]^T$ είναι:

$$\mathbf{S}_{\varepsilon\kappa} = \sqrt{\frac{E_{s}}{2}} \begin{bmatrix} |h_{1}[k]|^{2} + |h_{2}[k+1]|^{2} & h_{1}^{*}[k]h_{2}[k] - h_{1}^{*}[k+1]h_{2}[k+1] \\ h_{2}^{*}[k]h_{1}[k] - h_{2}^{*}[k+1]h_{1}[k+1] & |h_{1}[k+1]|^{2} + |h_{2}[k]|^{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1} \\ s_{2} \end{bmatrix} + \mathbf{H}^{H} \begin{bmatrix} n_{1} \\ n_{2}^{*} \end{bmatrix}$$
(4.28)

Από την παραπάνω εξίσωση παρατηρούμε ότι στην εκτίμηση του κάθε συμβόλου εμπεριέχεται πέραν του θορύβου Gauss και παρεμβολή από το δεύτερο σύμβολο το οποίο αποστέλλει ο πομπός. Το πόσο παρεμβάλλει το ένα σύμβολο στο άλλο εξαρτάται από το coherence bandwidth του καναλιού.

Στην περίπτωση που η φασματική απόκριση του καναλιού είναι η ίδια και για το k υποκανάλι και για το k+1 τότε τα εκτιμόμενα σύμβολα είναι:

$$\mathbf{S}_{\varepsilon\kappa} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} \left| h_1[k] \right|^2 + \left| h_2[k+1] \right|^2 & 0\\ 0 & \left| h_1[k+1] \right|^2 + \left| h_2[k] \right|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1\\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} n_1\\ n_2^* \end{bmatrix}$$
(4.29)

, όπως και στην περίπτωση του επίπεδου καναλιού.

Για το κέρδος διαφορισμού στη συγκεκριμένη περίπτωση έχει αποδειχθεί [18] ότι είναι ίσο με 2 δηλαδή ίσο με τον αριθμό κεραιών του πομπού. Αυτό φαίνεται εύκολα αν θεωρήσουμε ότι αποστέλλονται στα N subcarriers τα εξής σύμβολα:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \\ \vdots & \vdots \\ s_{N-1} & s_N \\ -s_N^* & s_{N-1}^* \end{bmatrix}^T$$
(4.30)

, οπότε θεωρώντας ότι στο δέκτη έγινε λάθος εκτίμηση υπέρ μίας άλλης κωδικολέξης η οποία διαφέρει μόνο σε ένα σύμβολο (s_k) τότε ο πίνακας (**S**-**E**)(**S**-**E**)^H έχει βαθμό 2 και εφόσον είναι MISO κανάλι τότε το κέρδος διαφορισμού είναι 2.

Όπως και στην περίπτωση του επίπεδου καναλιού και σε αυτή την περίπτωση το μέσο λαμβανόμενο SNR δίνεται από την εξίσωση 4.26, αφού τα κανάλια υποδιάδοσης είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους και επομένως η μέση τιμή του πολλαπλασιασμού των αποκρίσεων των υποκαναλιών είναι 0. Δηλαδή η μέση τιμή των στοιχείων (1,2) και (2,1) του πίνακα $(\mathbf{H}')^H \mathbf{H}'$ είναι ίση με το μηδέν.

Τέλος, όσον αφορά στο κέρδος κωδικοποίησης αυτό είναι ίσο με την περίπτωση διάδοσης σε επίπεδο κανάλι, δηλαδή ίσο με 1.

Συμπερασματικά, το σχήμα του Alamouti για δύο κεραίες πομπού και μία κεραία στο δέκτη επιτυγχάνει τόσο για διάδοση σε επίπεδο κανάλι όσο και για διάδοση σε κανάλι πολύοδης διάδοσης κέρδος διαφορισμού ίσο με 2 αλλά δεν παρουσιάζει κέρδος κώδικα το οποίο είναι και το μειονέκτημα του σχήματος Alamouti σε σχέση με τους κώδικες Trellis. Παρόλα αυτά, στην περίπτωση του σχήματος Alamouti δεν καταφέρνουμε να εκμεταλλευθούμε τις κεραίες πομπού όσον αφορά στην αύξηση του μέσου λαμβανόμενου SNR ανά subcarrier μιας και δεν παρουσιάζει κέρδος κεραίας σε αντίθεση με την περίπτωση του MRC δέκτη (εξίσωση 4.16).

Στο σχήμα 4.4 απεικονίζεται η διαδικασία αποκωδικοποίησης του χωροσυχνοτικού κώδικα Alamouti, όταν αυτός εφαρμόζεται σε ένα OFDM σύστημα. Παρατηρούμε ότι στον αποκωδικοποιητή μέγιστης πιθανοφάνειας καταλήγουν και τα N σύμβολα πληροφορίας που εστάλησαν και αποκωδικοποιούνται ταυτόχρονα, σε αντίθεση με ένα απλό OFDM σύστημα που αποκωδικοποιείται ένα σύμβολο πληροφορίας κάθε φορά. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι έχουμε θεωρήσει ως κριτήριο απόφασης το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας όπως αυτό ορίζεται στην εξίσωση 4.6. Σύμφωνα με την εξίσωση αυτή η απόφαση λαμβάνεται κάνοντας την εκτίμηση επί της συνολικής κωδικολέξης η οποία στάλθηκε, **S** [14].



Σχήμα 4.4: Αποκωδικοποίηση του κώδικα Alamouti για MISO κανάλι

4.6.2 ΜΙΜΟ Κανάλι (Mt=2)-Χωροσυχνοτικός κώδικας Alamouti

Στην περίπτωση που έχουμε 2 κεραίες στον πομπό και M_r κεραίες στο δέκτη το λαμβανόμενο σήμα στο k subcarrier δίνεται από την εξίσωση:

$$\mathbf{r}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \ \mathbf{H}[k]\mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k], \ k=0,1,2,\dots,N-1$$
(4.31)

,με $\mathbf{y}[k]$ το διάνυσμα μεγέθους M_r x1 που λαμβάνει ο δέκτης στο subcarrier k, $\mathbf{s}[k]$ το διάνυσμα μεγέθους 2x1 των συμβόλων που έστειλε ο πομπός στο k subcarrier, $\mathbf{n}[k]$ είναι διάνυσμα μεγέθους M_r x1, του οποίου τα στοιχεία είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους μεταβλητές Gauss μηδενικής μέσης τιμής και διασποράς N_0 και $\mathbf{H}[k]$ πίνακας μεγέθους M_r x2:

$$\mathbf{H}[k] = \begin{bmatrix} h_{1,1}[k] & h_{1,2}[k] \\ \vdots & \vdots \\ h_{M_r,1}[k] & h_{M_r,2}[k] \end{bmatrix}$$
(4.32)

, όπου το *i*,*j* (*i*< M_r , *j*<2) στοιχείο του πίνακα δείχνει τη φασματική απόκριση του καναλιού μεταξύ της *i* κεραίας του δέκτη με τη *j* κεραία του πομπού.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται το σχήμα του Alamouti από τον πομπό αποστέλλεται σε δύο συνεχόμενα subcarriers η ακόλουθη κωδικολέξη:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

Για απλοποίηση της ανάλυσης υποθέτουμε ότι ο δέκτης έχει μόνο δύο κεραίες. Έτσι, ο δέκτης λαμβάνει τα διανύσματα $\mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2$ κάθε ένα από αυτά στα k και k+1 subcarrier, αντίστοιχα:

$$\mathbf{r}_{1} = \sqrt{\frac{E_{s}}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1}[k] & h_{1,2}[k] \\ h_{2,1}[k] & h_{2,2}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1} \\ s_{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1} \\ n_{2} \end{bmatrix}$$
(4.33)

$$\mathbf{r}_{2} = \sqrt{\frac{E_{s}}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1}[k+1] & h_{1,2}[k+1] \\ h_{2,1}[k+1] & h_{2,2}[k+1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -s_{2}^{*} \\ s_{1}^{*} \end{bmatrix}} + \begin{bmatrix} n_{3} \\ n_{4} \end{bmatrix}$$
(4.34)

Στο δέκτη όμως επεξεργαζόμαστε το διάνυσμα \mathbf{z} =[r₁ r^{*}₂] οπότε:

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1}[k] & h_{1,2}[k] \\ h_{2,1}[k] & h_{2,2}[k] \\ h_{1,2}^*[k+1] & -h_{1,1}^*[k+1] \\ h_{2,2}^*[k+1] & -h_{2,1}^*[k+1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{bmatrix}$$
(4.35)

Για την ανάκτηση των συμβόλων *s*₁ και *s*₂ στο δέκτη πολλαπλασιάζουμε από αριστερά την παραπάνω εξίσωση με τον ανάστροφο συζυγή του πίνακα:

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} h_{1,1}[k] & h_{1,2}[k] \\ h_{2,1}[k] & h_{2,2}[k] \\ h_{1,2}^*[k+1] & -h_{1,1}^*[k+1] \\ h_{2,2}^*[k+1] & -h_{2,1}^*[k+1] \end{bmatrix}$$
(4.36)

Έτσι, τα εκτιμώμενα από το δέκτη σύμβολα, στα οποία εφαρμόζουμε το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας είναι:

$$\mathbf{s}_{\varepsilon\kappa} = \mathbf{H}'^{H}\mathbf{H}' \begin{bmatrix} s_{1} \\ s_{2} \end{bmatrix} + \mathbf{H}'^{H} \begin{bmatrix} n_{1} \\ n_{2} \\ n_{3}^{*} \\ n_{4}^{*} \end{bmatrix}$$
(4.37)

, όπου $\mathbf{H}'^{H}\mathbf{H}'$ ο παρακάτω 2x2 πίνακας:

_

$$\left| \begin{array}{c} \left| h_{1,1}[k] \right|^{2} + \left| h_{2,1}[k] \right|^{2} + \left| h_{1,2}[k+1] \right|^{2} + \left| h_{2,2}[k+1] \right|^{2} \\ h_{1,2}^{*}[k] h_{1,1}[k] + h_{2,2}^{*}[k] h_{2,1}[k] - h_{1,2}^{*}[k+1] h_{1,1}[k+1] - h_{2,2}^{*}[k+1] h_{2,1}[k+1] \\ \end{array} \right|$$

$$(4.38)$$

$$\begin{aligned} & h_{1,1}^{*}[k]h_{1,2}[k] + h_{2,1}^{*}[k]h_{2,2}[k] - h_{1,1}^{*}[k+1]h_{1,2}[k+1] - h_{2,1}^{*}[k+1]h_{2,2}[k+1] \\ & \left| h_{1,2}[k] \right|^{2} + \left| h_{2,2}[k] \right|^{2} + \left| h_{1,1}[k+1] \right|^{2} + \left| h_{2,1}[k+1] \right|^{2} \end{aligned}$$

Στο σχήμα 4.3 απεικονίζεται το μπλοκ διάγραμμα OFDM δέκτη στην περίπτωση του 2x2 συστήματος



Σχήμα 4.5: Μπλοκ διάγραμμα OFDM δέκτη με δύο κεραίες για αποκωδικοποίηση του κώδικα Alamouti σε MIMO σύστημα

Στην περίπτωση επίπεδων διαλείψεων όπου ισχύει η ισότητα $h_{i,j}[m] = h_{i,j}[n]$ η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$\mathbf{s}_{\varepsilon\kappa} = \begin{bmatrix} \left|h_{1,1}\right|^{2} + \left|h_{2,1}\right|^{2} + \left|h_{2,2}\right|^{2} + \left|h_{2,2}\right|^{2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \left|h_{1,2}\right|^{2} + \left|h_{2,2}\right|^{2} + \left|h_{2,1}\right|^{2} + \left|h_{2,1}\right|^{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1} \\ s_{2} \end{bmatrix} + \mathbf{H}^{H} \begin{bmatrix} n_{1} \\ n_{2} \\ n_{3}^{*} \\ n_{4}^{*} \end{bmatrix}$$
(4.39)

Ενώ στην περίπτωση διάδοσης του σήματος σε επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα κανάλι έχουμε παρεμβολή του s_1 στο s_2 και αντίστροφα. Όταν το εύρος ζώνης συνοχής είναι μεγαλύτερο του διπλάσιου της απόστασης δύο γειτονικών subcarriers η εκτίμηση των συμβόλων στο δέκτη είναι:

 $\mathbf{s}_{\epsilon\kappa} =$

$$\begin{bmatrix} \left|h_{1,1}[k]\right|^{2} + \left|h_{2,1}[k]\right|^{2} + \left|h_{1,2}[k+1]\right|^{2} + \left|h_{2,2}[k+1]\right|^{2} & 0\\ 0 & \left|h_{1,2}[k]\right|^{2} + \left|h_{2,2}[k]\right|^{2} + \left|h_{1,1}[k+1]\right|^{2} + \left|h_{2,1}[k+1]\right|^{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1}\\ s_{2} \end{bmatrix} + \mathbf{H}^{H} \begin{bmatrix} n_{1}\\ n_{2}\\ n_{3}\\ n_{4}^{*} \end{bmatrix} (4.40)$$

- -

Παρόμοια με την ανάλυση που έγινε για το σχήμα Alamouti σε MISO κανάλια αποδεικνύεται και σε αυτήν την περίπτωση ότι ο βαθμός του πίνακα (S- \mathbf{E})(S- \mathbf{E})^H είναι 2 και επομένως τόσο σε επίπεδο κανάλι όσο και σε κανάλι πολύοδης διάδοσης το κέρδος διαφορισμού είναι ίσο με 4.

Όσον αφορά στο μέσο λαμβανόμενο SNR δεδομένου ότι τα υποκανάλια διάδοσης είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους με μοναδιαία διασπορά αυτό είναι και για τις δύο περιπτώσεις διάδοσης ίσο:

$$\overline{\kappa} = 2\rho \tag{4.41}$$

Συμπεραίνουμε ότι το σχήμα Alamouti σε συστήματα 2x2 εκμεταλλεύεται όσον αφορά στο array gain μόνο τις κεραίες στο δέκτη.

Τώρα, επεκτείνοντας την ανάλυση για M_r κεραίες στο δέκτη κάνοντας χρήση του κώδικα Alamouti ο βαθμός του πίνακα (S-E)(S-E)^H παραμένει ίσος με 2 αλλά ο βαθμός του πίνακα $G_{S,E}$ είναι ίσος με $2M_r$ και το μέσο λαμβανόμενο SNR είναι:

$$\overline{\kappa} = M_r \rho \tag{4.42}$$

Επομένως, πετυχαίνουμε κέρδος διαφορισμού ίσο με $2M_r$ και array gain M_r .

Τέλος, παρατηρούμε τόσο στα MISO συστήματα όσο και στα MIMO συστήματα που κάνουν χρήση του κώδικα Alamouti ότι σε N subcarriers αποστέλλονται N σύμβολα πληροφορίας. Γεγονός το οποίο δείχνει ότι παρόλο που βελτιώνεται η απόδοση, η ταχύτητα μετάδοσης του συστήματος παραμένει σταθερή.

4.6.3 Πλεονεκτήματα Εφαρμογής του Κώδικα Alamouti

Σε όλες τις περιπτώσεις των κωδίκων του Alamouti το κέρδος διαφορισμού είναι M_tM_r , είτε για διάδοση σε επίπεδο κανάλι είτε για διάδοση σε επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα κανάλι. Με τη διαφορά ότι όσον αφορά στη διάδοση σε κανάλι πολύοδης διάδοσης πρέπει το εύρος ζώνης συνοχής να είναι μεγαλύτερο του διπλάσιου της απόστασης δύο subcarriers. Έτσι, ακόμα και στην περίπτωση που το σήμα διαδίδεται σε MIMO κανάλι με το κάθε υποκανάλι διάδοσης να έχει υψηλή τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης, η χρήση του κώδικα Alamouti σε MIMO-OFDM συστήματα οδηγεί σε ένα κέρδος διαφορισμού M_tM_r .

Επίσης, ένα άλλο πλεονέκτημα της χρήσης του χωροσυχνοτικού κώδικα Alamouti σε MIMO-OFDM συστήματα είναι ότι ο πομπός δε χρειάζεται γνώση του καναλιού, αφού η αποκωδικοποίηση γίνεται εύκολα στο δέκτη. Έτσι, δεν απαιτείται ανάδραση μεταξύ πομπού και δέκτη. Επιπλέον σε σύγκριση με την εφαρμογή της τεχνικής MRC στο δέκτη, ο δέκτης στην περίπτωση της χρήσης του κώδικα Alamouti παρουσιάζει μικρότερη πολυπλοκότητα σε σχέση με αυτόν της MRC τεχνικής.

Από τα σχήματα 4.2 και 4.3 παρατηρούμε ότι δε χρειάζεται πλήρης επανασχεδιασμός του πομπού και του δέκτη προκειμένου να εφαρμοσθεί ο κώδικας του Alamouti μιας και το μόνο που χρειάζεται είναι να προσθέσουμε μία επιπλέον βαθμίδα στον OFDM πομπό και άλλη μία στον OFDM δέκτη. Έτσι, βελτιώνουμε την ποιότητα της ζεύξης με την πρόσθεση δύο βαθμίδων, διατηρώντας την πολυπλοκότητα ίδια σε σχέση με αυτή ενός OFDM πομποδέκτη.

Τέλος, αν υπάρχει όριο στην ισχύ την οποία εκπέμπει ο πομπός και αυτή πρέπει να μείνει σταθερή, τότε η ισχύς που εκπέμπει η κάθε κεραία θα είναι η μισή της συνολικής. Αυτή η 3dB μείωση ισχύος σε κάθε αλυσίδα του πομπού οδηγεί σε φθηνότερους και μικρότερους ενισχυτές. Ενώ στην περίπτωση που δεν υπάρχει περιορισμός στη συνολική ισχύ που μπορεί να διαθέσει ο πομπός τότε η ισχύς εκπομπής της κάθε κεραίας μπορεί να διπλασιαστεί και να μην υπάρχει μείωση της απόδοσης [26].

4.7 Χωροσυχνοτική Μπλοκ Κωδικοποίηση για *Mt*>2

Έστω M_t το πλήθος των κεραιών εκπομπής και q ο αριθμός των διαφορετικών συμβόλων που στέλνονται στα k συνεχόμενα subcarriers του OFDM συστήματος, τα οποία απαιτούνται για τους χωροσυχνοτικούς κώδικες. Είναι προφανές πως ο χωροσυχνοτικός κωδικοποιητής δέχεται ως είσοδο στα k subcarriers του μπλοκ κώδικα q διαφορετικά σύμβολα πληροφορίας. Ως ρυθμός (rate) του χωροσυχνοτικού μπλοκ κώδικα ορίζεται ως ο λόγος του πλήθους των συμβόλων που δέχεται ως είσοδο ο κωδικοποιητής στα k subcarriers προς το πλήθος k των subcarriers του μπλοκ κώδικα. Άρα, ο ρυθμός του χωροσυχνοτικού κώδικα δίνεται από τη σχέση:

$$R = k / q \tag{4.43}$$

Ο κώδικας του Alamouti μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο στην περίπτωση που ο αριθμός των κεραιών στον πομπό είναι ίσος με δύο. Σε κάθε άλλη περίπτωση (*M_i*>2) πρέπει να χρησιμοποιηθούν άλλοι χωρο-συχνοτικοί μπλοκ κώδικες. Στο σχήμα 4.6 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα OFDM πομπού οποίος διαθέτει κεραίες πολλαπλών στοιχείων και κάνει χρήση των ορθογώνιων χωροσυχνοτικών μπλοκ κωδικοποιήσεων.

Έχει αποδειχθεί [33] ότι σε περίπτωση που το πλήθος των κεραιών στο πομπό είναι μεγαλύτερο του 2 και ο αστερισμός διαμόρφωσης των συμβόλων είναι πραγματικός υπάρχουν ορθογωνικοί block κώδικες με rate 1, οι οποίοι πετυχαίνουν κέρδος διαφορισμού M_tM_r . Όμως, όταν τα σύμβολα πληροφορίας διαμορφώνονται με μιγαδικό αστερισμό (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), οι ορθογωνικοί block κώδικες πετυχαίνουν κέρδος διαφορισμού ίσο με M_tM_r αλλά η ταχύτητα μετάδοσης είναι πάντοτε μικρότερη της μονάδας.



4.6 Μπλοκ διάγραμμα OFDM πομπού για χωροσυχνοτικούς μπλοκ κώδικες

4.7.1 Διαμόρφωση με Πραγματικό Αστερισμό

Στην περίπτωση που ο πομπός διαθέτει πάνω από δύο κεραίες και χρησιμοποιείται πραγματικός αστερισμός για τη διαμόρφωση των συμβόλων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τετράγωνες κωδικολέξεις, με rate ίσο με τη μονάδα, για την εκμετάλλευση των πολλαπλών κεραιών στο πομπό. Επειδή, η παρούσα εργασία δεν ασχολείται με πραγματικούς αστερισμούς για αριθμό κεραιών πομπού μεγαλύτερο του δύο αναφέρεται μόνο η περίπτωση για M_t =4

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix}^T$$
(4.44)

Όπου οι γραμμές αναφέρονται στα subcarriers και οι στήλες στις κεραίες που διαθέτει ο πομπός.

4.7.2 Διαμόρφωση με Μιγαδικό Αστερισμό

Στην περίπτωση που ο αστερισμός διαμόρφωσης των συμβόλων είναι μιγαδικός έχει αποδειχθεί ότι δεν μπορεί να υπάρξουν ορθογώνιοι μπλοκ κώδικες οι οποίοι να μπορούν να επιτύχουν rate ίσο με 1 [33]. Παρακάτω παρουσιάζονται χωροσυχνοτικοί μπλοκ κώδικες οι οποίοι δίνουν rate ίσο με ¹/₂.

• *M*_t=3

Ο ορθογώνιος χωροσυχνοτικός μπλοκ κώδικας δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix}$$
(4.45)

Θεωρώντας MISO κανάλι, δηλαδή ο δέκτης έχει μόνο μία κεραία ο αντίστοιχος πίνακας **H**' του οποίου ο ανάστροφος συζυγής χρησιμοποιείται για την αποκωδικοποίηση των συμβόλων είναι:

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} h_{1}[k] & h_{2}[k] & h_{3}[k] & 0 \\ h_{2}[k+1] & -h_{1}[k+1] & 0 & -h_{3}[k+1] \\ h_{3}[k+2] & 0 & -h_{1}[k+2] & h_{2}[k+2] \\ 0 & h_{3}[k+3] & -h_{2}[k+3] & -h_{1}[k+3] \\ h_{1}^{*}[k+4] & h_{2}^{*}[k+4] & h_{3}^{*}[k+4] & 0 \\ h_{2}^{*}[k+5] & -h_{1}^{*}[k+5] & 0 & -h_{3}^{*}[k+5] \\ h_{3}^{*}[k+6] & 0 & -h_{1}^{*}[k+6] & h_{2}^{*}[k+6] \\ 0 & h_{3}^{*}[k+7] & -h_{2}^{*}[k+7] & -h_{1}^{*}[k+7] \end{bmatrix}$$

$$(4.46)$$

Οπότε το διάνυσμα $\mathbf{z} = [r[k] r[k+1] r[k+2] r[k+3] r^*[k+4] r^*[k+5] r^*[k+6] r^*[k+7]]^T$ το οποίο επεξεργάζεται ο δέκτης δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{3}} \mathbf{H}' \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5^* \\ n_6^* \\ n_7^* \\ n_8^* \end{bmatrix}$$
(4.47)

Πολλαπλασιάζοντας από αριστερά την παραπάνω εξίσωση με τον ανάστροφο συζυγή του πίνακα Η' ο δέκτης κάνει την εκτίμηση των συμβόλων. Στην περίπτωση που το κανάλι είναι επιλεκτικό ως προς της συχνότητα πρέπει το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου να είναι μεγαλύτερο κατά 8 φορές από την απόσταση δύο subcarriers προκειμένου να μην υπάρχει παρεμβολή του ενός συμβόλου στον άλλο

Ακολουθώντας το ίδιο σκεπτικό με την περίπτωση που έχουμε δύο κεραίες στον πομπό συμπεραίνουμε ότι τόσο σε επίπεδο κανάλι όσο και σε κανάλι πολύοδης διάδοσης το κέρδος διαφορισμού είναι ίσο με 3.

Το μέσο λαμβανόμενο SNR για ασυσχέτιστα υποκανάλια διάδοσης μοναδιαίας διασποράς είναι ίσο με:

$$\overline{\kappa} = 2\rho \tag{4.48}$$

Άρα, είναι διπλάσιο από την περίπτωση του SISO καναλιού. Αυτό το κέρδος των 3dB οφείλεται στο γεγονός ότι χρησιμοποιούνται 8 subcarriers για τη μετάδοση 4 συμβόλων πληροφορίας [21].

Στην περίπτωση του ΜΙΜΟ καναλιού για $M_t=3$ και M_r κεραίες στο δέκτη, το κέρδος διαφορισμού είναι ίσο με $3M_r$ και το μέσο λαμβανόμενο SNR είναι:

$$\overline{\kappa} = 2M_{r}\rho \tag{4.49}$$

, δηλαδή έκμεταλλεύεται το array gain των κεραιών του δέκτη.

Για τον παραπάνω μπλοκ κώδικα απαιτούνται 8 συνεχόμενα subcarriers και σε αυτά στέλνονται 4 διαφορετικά σύμβολα πληροφορίας. Οπότε, ο ρυθμός του παραπάνω χωροσυχνοτικού μπλοκ κώδικα είναι ίσος με:

$$R = 1/2$$
 (4.50)

• $M_t=4$

Στην περίπτωση που έχουμε 4 κεραίες στον πομπό ο ορθογώνιος κώδικας δίνεται από:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{1} & s_{2} & s_{3} & s_{4} \\ -s_{2} & s_{1} & -s_{4} & s_{3} \\ -s_{3} & s_{4} & s_{1} & -s_{2} \\ -s_{4} & -s_{3} & s_{2} & s_{1} \\ s_{1}^{*} & s_{2}^{*} & s_{3}^{*} & s_{4}^{*} \\ -s_{2}^{*} & s_{1}^{*} & -s_{4}^{*} & s_{3}^{*} \\ -s_{3}^{*} & s_{4}^{*} & s_{1}^{*} & -s_{2}^{*} \\ -s_{4}^{*} & -s_{3}^{*} & s_{2}^{*} & s_{1}^{*} \end{bmatrix}$$
(4.51)

Στην περίπτωση που ο δέκτης έχει μία μόνο κεραία, ο πίνακας Η' είναι ο εξής:

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} h_{1}[k] & h_{2}[k] & h_{3}[k] & h_{4}[k] \\ h_{2}[k+1] & -h_{1}[k+1] & h_{4}[k+1] & -h_{3}[k+1] \\ h_{3}[k+2] & -h_{4}[k+2] & -h_{1}[k+2] & h_{2}[k+2] \\ h_{4}[k+3] & h_{3}[k+3] & -h_{2}[k+3] & -h_{1}[k+3] \\ h_{1}^{*}[k+4] & h_{2}^{*}[k+4] & h_{3}^{*}[k+4] & h_{4}^{*}[k+4] \\ h_{2}^{*}[k+5] & -h_{1}^{*}[k+5] & h_{4}^{*}[k+5] & -h_{3}^{*}[k+5] \\ h_{3}^{*}[k+6] & -h_{4}^{*}[k+6] & -h_{1}^{*}[k+6] & h_{2}^{*}[k+6] \\ h_{4}^{*}[k+7] & h_{3}^{*}[k+7] & -h_{2}^{*}[k+7] & -h_{1}^{*}[k+7] \end{bmatrix}$$

$$(4.52)$$

Στο MISO κανάλι επιτυγχάνεται κέρδος διαφορισμού ίσο με 4 και επίσης το μέσο λαμβανόμενο SNR είναι ίσο με:

$$\overline{\kappa} = 2\rho \tag{4.53}$$

Ενώ στην περίπτωση ΜΙΜΟ καναλιού με *M_r* κεραίες στο δέκτη επιτυγχάνεται κέρδος διαφορισμού ίσο με 3*M_r* και το μέσο λαμβανόμενο SNR είναι:

$$\overline{\kappa} = 2M_r \rho \tag{4.54}$$

, και όπως και στην προηγούμενη περίπτωση παρατηρούμε ότι εκμεταλλεύεται μόνο το array gain των πολλαπλών κεραιών στο δέκτη. Επίσης, απαιτούνται 8 συνεχόμενα subcarriers και σε αυτά στέλνονται 4 διαφορετικά σύμβολα πληροφορίας. Οπότε, ο ρυθμός του παραπάνω χωροσυχνοτικού μπλοκ κώδικα είναι ίσος με:

$$R = 1/2$$
 (4.55)

Επιπλέον, για διαμόρφωση συμβόλων από μιγαδικό αστερισμό υπάρχουν και ορθογώνιοι μπλοκ κώδικες για 3 ή 4 κεραίες στον πομπό οι οποίοι πετυχαίνουν rate ίσο με ³/₄. Στην παρούσα εργασία όμως δεν εξετάζονται και ενδεικτικά δίνεται η χωροσυχνοτική κωδικοποίηση των συμβόλων για 4 κεραίες στον πομπό [33]:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 - s_1^* + s_2 + s_2^*)}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(4.56)

Παρατηρούμε ότι απαιτούνται 4 subcarriers στα οποία στέλνονται 3 διαφορετικά σύμβολα πληροφορίας οπότε το rate του μπλοκ κώδικα είναι ³/₄.

Τέλος, στην αναφορά [33] περιγράφονται οι κανόνες σχεδίασης γενικευμένων μιγαδικών ορθογώνιων χωροχρονικών κωδίκων. Θεωρώντας ότι αντί τα σύμβολα να στέλνονται σε συνεχόμενες χρονικές περιόδους αλλά σε συνεχόμενα subcarriers μπορούμε εύκολα να εξάγουμε τους αντίστοιχους κανόνες σχεδίασης για ορθογώνιους χωροσυχνοτικούς μπλοκ κώδικες.

4.8 Επίδοση των Χωροσυχνοτικών Κωδίκων για μη Τέλεια Γνώση του Καναλιού στο Δέκτη

Μέχρις αυτού του σημείου θεωρήσαμε δεδομένη τη τέλεια γνώση του καναλιού από το δέκτη. Βασιζόμενοι στην υπόθεση αυτή βρήκαμε το κέρδος διαφορισμού των ορθογώνιων χωροσυχνοτικών μπλοκ κωδίκων. Στην παράγραφο αυτή θα δούμε πως συμπεριφέρονται τα σήματα στην περίπτωση που δεν έχουμε τέλεια γνώση του καναλιού.

Αρχικά υποθέτουμε ότι η εκτίμηση του καναλιού γίνεται μέσα από ένα προοίμιο στο οποίο ο πομπός στέλνει γνωστά στο δέκτη σύμβολα. Η εκτίμηση του καναλιού γίνεται με τη διαίρεση του λαμβανόμενου σήματος με τα γνωστά στο δέκτη σύμβολα που απεστάλησαν. Δηλαδή για ένα SISO-OFDM σύστημα η εκτίμηση που γίνεται στο k subcarrier από την εξίσωση 3.21 είναι η εξής:

$$\hat{h}[k] = r[k] / s[k] = \sqrt{E_s h[k] + n_p[k] / s_p[k]}, k=0,1,...,N-1$$
(4.57)

,όπου το $s_p[k]$ είναι το σύμβολο που στέλνει ο πομπός στο k subcarrier του προοιμίου και $n_p[k]$ μιγαδικός θόρυβος Gauss μηδενικής μέσης τιμής διασποράς N_0 ασυσχέτιστος με το θόρυβο στα υπόλοιπα subcarriers.

Επομένως η εκτίμηση που κάνει ο δέκτης ενός λαμβανομένου σήματος σε ένα SISO κανάλι είναι:

$$s_{\varepsilon\varepsilon}[k] = \hat{h}^{*}[k]r[k] = \sqrt{E_{s}} \left(\left| h[k] \right|^{2} + \frac{n_{p}^{*}[k]}{s_{p}^{*}[k]} \right) s[k] + h^{*}[k] + \frac{n_{p}^{*}[k]}{s_{p}^{*}[k]} n[k] , k = 0, 1, ..., N - 1$$

$$(4.58)$$

Από την παραπάνω εξίσωση παρατηρούμε αύξηση του θορύβου καθώς και το σήμα το οποίο στάλθηκε δεν πολλαπλασιάζεται μόνο με ένα πραγματικό αριθμό αλλά και με ένα μιγαδικό.

Όταν έχουμε M_r κεραίες στο δέκτη και M_t κεραίες στον πομπό θα γίνουν M_rM_t εκτιμήσεις καναλιών κάθε μία για το κάθε υποκανάλι διάδοσης:

$$\hat{h}_{i,j}[k] = \sqrt{E_s} h_{i,j}[k] + n_{i,j}^p[k] / s_{i,j}^p[k], \ k=0,1,\dots,N-1$$
(4.59)

, όπου $\hat{h}_{i,j}[k]$ η εκτίμηση του υποκαναλιού διάδοσης μεταξύ της *i* κεραίας δέκτη και της *j* κεραίας πομπού. Επιπλέον για τον παραπάνω θερμικό θόρυβο ισχύει ότι είναι χωρικά ασυσχέτιστος, δηλαδή $E\left\{n_{i,j}^{p}[k]n_{m,n}^{p}[k]\right\}$, $\forall i, j \neq m, n$.

Στην περίπτωση του σχήματος Alamouti για το 2x1 MISO σύστημα το διάνυσμα **y** της εξίσωσης 4.27 πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα:

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1[k] & \hat{h}_2[k] \\ \hat{h}_2^*[k+1] & -\hat{h}_1^*[k+1] \end{bmatrix}^H$$
(4.60)

Έτσι, το διάνυσμα $\mathbf{s}_{\epsilon\kappa}$ είναι πλέον:

$$\mathbf{s}_{\varepsilon\kappa} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} \hat{h}_1^*[k]h_1[k] + \hat{h}_2[k+1]h_2^*[k+1] & \hat{h}_1^*[k]h_2[k] - \hat{h}_2[k+1]h_1^*[k+1] \\ \hat{h}_2^*[k]h_1[k] - \hat{h}_1[k+1]h_2^*[k+1] & \hat{h}_2^*[k]h_2[k] + \hat{h}_1[k+1]h_1^*[k+1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{H}}^H \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}$$
(4.61)

Από την εξίσωση 4.61 παρατηρούμε ότι ανεξάρτητα από το είδος του καναλιού στο οποίο διαδίδεται το σήμα πάντα παρεμβάλλει το ένα σύμβολο του ορθογωνικού μπλοκ κώδικα στο άλλο.

Αν τροποποιήσουμε κατάλληλα και τους υπόλοιπους μπλοκ κώδικες που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο παρατηρούμε ότι όσο περισσότερα σύμβολα χρησιμοποιούνται στην μπλοκ κωδικοποίηση τόσο πιο πολλά σε πλήθος σήματα παρεμβάλλουν. Η παρεμβολή των υπόλοιπων συμβόλων οδηγεί σε μία κατά μέρους αναίρεση του κέρδους διαφορισμού και του κέρδους κεραίας, αφού οι παρεμβολές δεν επιτρέπουν την ορθογωνιότητα των μπλοκ κωδίκων.

4.9 Προσομοιώσεις

Σκοπός των προσομοιώσεων της παρούσης παραγράφου είναι η μελέτη και η αξιολόγηση της επίδοσης OFDM συστημάτων τα οποία διαθέτουν πολλαπλές κεραίες και χρησιμοποιούνται σε αυτά οι ορθογώνιοι χωροσυχνοτικοί μπλοκ κώδικες οι οποίοι παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους.

Οι περιπτώσεις που θα μελετηθούν είναι:

- Διάδοση σε στατικά, επίπεδα χωρικά ανεξάρτητα Rayleigh κανάλια
- Διάδοση σε στατικά, επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα, χωρικά ανεξάρτητα Rayleigh κανάλια

Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις τα υποκανάλια διάδοσης είναι χωρικά ανεξάρτητα και στην περίπτωση των επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα υποκαναλιών διάδοσης ισχύει επιπλέον ότι και τα taps είναι χωρικά ασυσχέτιστα καθώς και το άθροισμα της ισχύος των taps είναι κανονικοποιημένο στη μονάδα.

Τέλος, όλες οι μετρήσεις αφορούν στη μεταβολή του ποσοστού λανθασμένων συμβόλων (symbol error rate - SER) σε σχέση με τη μεταβολή του λόγου της ενέργειας, *E_s*, που λαμβάνει ο δέκτης στο κάθε subcarrier προς το θόρυβο.

4.9.1 Παρουσίαση Συστήματος Προσομοίωσης

Για την εκπλήρωση του σκοπού του παρόντος κεφαλαίου προσομοιώθηκε η κάτω ζεύξη του OFDM συστήματος το οποίο παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3. Στο συγκεκριμένο OFDM σύστημα με FFT μεγέθους 128. Τα OFDM σύμβολα της κάτω ζεύξης αποστέλλονται μέσα σε Frames, η δομή των οποίων φαίνεται στο σχήμα 4.7.

Στο συγκεκριμένο σύστημα το προοίμιο της κάτω ζεύξης αποτελούν M_tM_r πλήθος OFDM συμβόλων προοιμίων, προκειμένου να γίνει η εκτίμηση του κάθε υποκαναλιού διάδοσης στο κινητό τερματικό. Η εκτίμηση του υποκαναλιού διάδοσης μεταξύ της *j* κεραίας του πομπού και της *i* κεραίας του δέκτη γίνεται όταν εκπέμπει μόνο η *j* κεραία του πομπού και στο δέκτη παραμένει ανοιχτή μόνο η *i* κεραία.

Παρόλα αυτά, η εκτίμηση αυτή του καναλιού δεν είναι τέλεια αφού μέσα σε αυτή υπεισέρχεται ο θόρυβος Gauss μηδενικής μέσης τιμής και διασποράς N_0 , όπως ακριβώς στο σύστημα το οποίο παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3. Η εκτίμηση του καναλιού χρειάζεται στο δέκτη προκειμένου να έχει τη δυνατότητα να πραγματοποιήσει την αποκωδικοποίηση των ορθογωνικών χωροσυχνοτικών κωδικολέξεων.



Σχήμα 4.7: Δομή των πλαισίων του συστήματος προσομοίωσης

Τα σύμβολα πληροφορίας του προοιμίου είναι γνωστά στο δέκτη και είναι πάντοτε διαμορφωμένα με BPSK διαμόρφωση, ανεξάρτητα από τη διαμόρφωση των υπολοίπων συμβόλων πληροφορίας στα επόμενα OFDM σύμβολα.

Όπως και στο σύστημα του κεφαλαίου 3 η αποστολή των OFDM συμβόλων των επόμενων Frames λαμβάνει χώρα αφού έχει περάσει ένα τυχαίο χρονικό διάστημα. Αυτό το διάστημα αναμονής πριν αρχίσει ο σταθμός βάσης να στέλνει τα OFDM σύμβολα του επόμενου Frame στο κινητό τερματικό χρειάζεται προκειμένου το κινητό τερματικό να λάβει όλα τα σύμβολα που του στέλνει ο σταθμός βάσης, ακόμα και αυτά που φθάνουν με μεγάλη καθυστέρηση, μέχρι να "αδειάσει" το κανάλι.

Για όλες τις παρακάτω προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν οι παρακάτω παράμετροι:

Παράμετροι	Τιμές
Εύρος Ζώνης, MHz	1,6
Συχνότητα Δειγματοληψίας, MHz	1,6
Χρόνος Δειγματοληψίας, nsec	625
Μέγεθος FFT	128
Απόσταση subcarriers, kHz	12,5
Χρήσιμος Χρόνος Συμβόλου, μsec	80

Πίνακας 4.1: Παράμετροι και τιμές του συστήματος προσομοίωσης

4.9.2 Διάδοση σε Flat Fading Rayleigh κανάλια

Όσον αφορά στις προσομοιώσεις τα υποκανάλια διάδοσης θεωρούνται χωρικά ανεξάρτητα.

Αρχικά προσομοιώθηκαν τα παρακάτω OFDM συστήματα:

• 1x1 (SISO)

- 1x2 (SIMO)
- 1x4 (SIMO)
- 2x1 (MISO)
- 2x2 (MIMO)
- 2x4 (MIMO)

Χρησιμοποιήθηκε ο αστερισμός της BPSK κωδικοποίησης για τη διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας και η διάδοση είναι σε στατικά flat fading κανάλια. Στο OFDM σύστημα δεν εισήχθη κυκλικό πρόθεμα αφού η διάδοση αφορά σε flat fading κανάλι. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στο σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8: Απόδοση Alamouti SFBC για 1, 2 και 4 κεραίες λήψης και MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης σε χωρικά ανεξάρτητα flat fading υποκανάλια διάδοσης, για BPSK διαμόρφωση

Για την αξιολόγηση της επίδοσης των παρακάτω ορθογώνιων μιγαδικών μπλοκ κωδίκων χώρου και συχνότητας:

- 3x1 (MISO)
- 4x1 (MISO)

, σε στατικό flat fading κανάλι χρησιμοποιήθηκε ο αστερισμός της QPSK κωδικοποίησης για τη διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας. Για τη σύγκριση των παραπάνω κωδίκων με το space-frequency κώδικα Alamouti και την εφαρμογή

της τεχνικής MRC στο δέκτη προσομοιώθηκαν επίσης, τα παρακάτω συστήματα σε flat fading κανάλι για QPSK διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας:

- 1x1 (SISO)
- 1x2 (SIMO)
- 2x2 (MIMO)
- 1x4 (SIMO)

Οι μετρήσεις των προσομοιώσεων των παραπάνω συστημάτων απεικονίζονται στο διάγραμμα 4.9. Να σημειωθεί ότι και σε αυτό το set προσομοιώσεων δεν εισήχθη στο OFDM σύστημα κυκλικό πρόθεμα.





4.9.3 Διάδοση σε Στατικά Επιλεκτικά ως προς τη Συχνότητα Κανάλια

Στους πίνακες 4.2 και 4.3 παρουσιάζονται τα προφίλ καθυστέρησης ισχύος δύο επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα καναλιών διάδοσης που χρησιμοποιούνται στις παρακάτω προσομοιώσεις.

Тар	Relative Delay, nsec	Average Power, dB
0	0	0
1	10000	-5

Πίνακας 4.2: Μοντέλο 1 - Προφίλ Καθυστέρησης Ισχύος

Πίνακας 4.3: Μοντέλο 2 - Προφίλ Καθυστέρησης Ισχύος

Тар	Relative Delay, nsec	Average Power, dB
0	0	0
1	10000	-23

Το κάθε tap αποτελεί μία Rayleigh διαδρομή διάδοσης. Επίσης, τα taps των καναλιών είναι χωρικά ασυσχέτιστα και το άθροισμα ισχύος τους είναι κανονικοποιημένο στη μονάδα. Όταν το σήμα διαδίδεται σε ΜΙΜΟ κανάλια του μοντέλου 1 θεωρούμε ότι το κάθε υποκανάλι διάδοσης έχει προφίλ ισχύος αυτό του μοντέλου 1. Τα αντίστοιχα ισχύουν και για το μοντέλο 2.

Το max delay spread και των δύο καναλιών είναι ίσο με $T_u/8$ ενώ το delay spread στο μοντέλο 1 είναι 4,2 μsec και στο μοντέλο 2 0,7 μsec. Στο OFDM σύστημα του πίνακα 4.1 εισάγουμε CP ίσο με $T_u/8$, ώστε να εξαλείψουμε το φαινόμενο της ISI.

Τα παραπάνω κανάλια αποτελούνται από taps τα οποία έχουν κανονικοποιημένη ισχύς στη μονάδα και είναι χωρικά ανεξάρτητα. Και στα δύο κανάλια έγιναν οι προσομοιώσεις των παρακάτω συστημάτων:

- 1x1 SISO
- 2x1 MISO
- 1x2 SIMO
- 2x2 MIMO
- 1x4 SIMO

Χρησιμοποιήθηκε QPSK διαμόρφωση για τα σύμβολα πληροφορίας και τα αποτελέσματα για διάδοση στο κανάλι 1 παρουσιάζονται στο σχήμα 4.10 και για το κανάλι 2 παρουσιάζονται στο σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.10: Απόδοση του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης, διάδοση στο μοντέλο 1, για QPSK διαμόρφωση



Σχήμα 4.11: Απόδοση του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2, 4 κεραίες λήψης, διάδοση στο μοντέλο 2, για QPSK διαμόρφωση

Προκειμένου να γίνει η σύγκριση της απόδοσης των OSFBCs και της εφαρμογής MRC τεχνικής στο δέκτη για διάδοση σε διάφορα ασύρματα περιβάλλοντα έγιναν οι προσομοιώσεις των συστημάτων:

- 2x1 MISO
- 1x2 SIMO
- 2x2 MIMO

, για διάδοση σε κανάλια:

- στατικά επίπεδα Rayleigh
- επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια μοντέλου 2

Τα σύμβολα πληροφορίας για όλες τις προσομοιώσεις είναι διαμορφωμένα με κατά τον αστερισμό της QPSK.

Τα αποτελέσματα περιλαμβάνονται στο σχήμα 4.12.



Σχήμα 4.12: Σύγκριση της απόδοσης του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2 κεραίες λήψης, για διάδοση σε επίπεδο Rayleigh κανάλι και στο μοντέλο 2, για QPSK διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας.

Τέλος, ακολουθούν οι προσομοιώσεις των συστημάτων:

- 2x1 MISO
- 1x2 SIMO
- 2x2 MIMO

, για διάδοση σε κανάλια:

- επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια μοντέλου 2
- επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια μοντέλου 1

Τα σύμβολα πληροφορίας για όλες τις προσομοιώσεις είναι διαμορφωμένα με κατά τον αστερισμό της QPSK.

Τα αποτελέσματα περιλαμβάνονται στο σχήμα 4.13.



Σχήμα 4.13: Σύγκριση της απόδοσης του Alamouti SFBC για 1 και 2 κεραίες λήψης και της MRC τεχνικής στο δέκτη για 2 κεραίες λήψης, για διάδοση σε κανάλι μοντέλου 1 και στο κανάλι μοντέλου 2, για QPSK διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας.

4.9.4 Σχολιασμός Διαγραμμάτων

Καταρχήν, από το διάγραμμα 4.8 και συγκεκριμένα από τη σύγκριση μεταξύ SISO καναλιού και του 2x1 MISO καναλιού, εύκολα παρατηρούμε τη βελτίωση της απόδοσης του OFDM συστήματος λόγω του κέρδους διαφορισμού που εισάγουν οι 2

κεραίες του πομπού. Επίσης, παρατηρείται ότι με την αύξηση του αριθμού των κεραιών στο πομπό και στο δέκτη αυξάνεται και η απόδοση του συστήματος λόγω αύξησης του κέρδους διαφορισμού και του κέρδους κεραίας.

Επιπλέον, στο ίδιο διάγραμμα παρατηρούμε ότι η απόδοση του 1x2 SIMO καναλιού είναι καλύτερη από αυτή του 2x1, παρόλο που έχουν το ίδιο κέρδος διαφορισμού (2 για CSI). Αυτό οφείλεται όπως εξηγήθηκε στη θεωρία στο γεγονός ότι η περίπτωση του MRC δέκτη σε ένα 1x2 SIMO κανάλι παρουσιάζει και array gain, συγκεκριμένα 3dB για CSI, ενώ όταν χρησιμοποιείται το σχήμα Alamouti δεν μπορούμε να εκμεταλλευτούμε το array gain των κεραιών που διαθέτει ο πομπός. Για τον ίδιο λόγο, και η απόδοση του 1x4 συστήματος είναι βελτιωμένη σε σχέση με αυτή του 2x2 MIMO συστήματος αφού ο MRC δέκτης εκμεταλλεύεται όλες τις διαθέσιμες κεραίες του συστήματος (4 στον αριθμό) προς βελτίωση του μέσου λαμβανόμενου SNR ενώ το σχήμα Alamouti μόνο τις 2 κεραίες του δέκτη.

Η διαφορά της επίδοσης του συστήματος, όταν το SNR είναι κοντά στα 0 dB, δύο σχημάτων που έχουν το ίδιο array gain και διαφορετικό κέρδος διαφορισμού όπως τα σχήματα:

- 1x1 (SISO) 2x1 (MISO)
- 1x2 (SIMO) 2x2 (MIMO)
- 1x4 (SIMO) 2x4 (MIMO)

είναι πολύ μικρή. Καθώς αυξάνεται το SNR η επίδοση των συστημάτων με μεγαλύτερο κέρδος διαφορισμού γίνεται πολύ μεγαλύτερη από αυτή των συστημάτων με μικρότερο συνολικό πλήθος κεραιών. Το ίδιο συμπέρασμα μπορεί να εξαχθεί και από την εξίσωση 4.7, αφού όσο μικρότερο είναι το ρ τόσο μικρότερη επίδραση έχει ο βαθμός και οι ιδιοτιμές του πίνακα **C**_Y στην πιθανότητα λάθους.

Από την παρατήρηση του διαγράμματος 4.9 μπορούμε να εξάγουμε τα ίδια συμπεράσματα με αυτά που αναφέρθηκαν για το διάγραμμα 4.8. Επίσης, η απόδοση του 2x2 συστήματος ταυτίζεται με αυτή του 4x1 μιας και τα δύο παρουσιάζουν κέρδος διαφορισμού 4 και ένα επιπλέον κέρδος 3dB. Αυτό το επιπλέον κέρδος στο 2x2 σύστημα οφείλεται στο array gain ενώ στο 4x1 σύστημα στο γεγονός ότι 4 σύμβολα πληροφορίας αποστέλλονται σε 8 subcarriers, παρουσιάζοντας κέρδος 3dB όπως φαίνεται στην εξίσωση 4.53. Παρόλο που η απόδοση του συστήματος 4x1 είναι ίδια με αυτή του 2x2, οι ταχύτητες μετάδοσης στην πρώτη περίπτωση είναι μικρότερες αφού το rate του μπλοκ κώδικα για το σύστημα 4x1 είναι ¹/₂, το rate του κώδικα του Alamouti είναι 1.

Στις προσομοιώσεις αφού δε χρησιμοποιείται τέλεια γνώση του καναλιού, οι εκτιμήσεις που γίνονται στο προοίμιο περιλαμβάνουν και θόρυβο και προκαλούν την παρεμβολή του κάθε συμβόλου του μπλοκ κώδικα στα υπόλοιπα σύμβολα του μπλοκ κώδικα. Καταυτόν τον τρόπο συμπεραίνουμε ότι αφού η απόδοση του συστήματος 4x1 είναι ίδια με αυτή του συστήματος 2x2, οι παρεμβολές τόσο στον 2x2 μπλοκ κώδικα όσο και στον 4x1 κώδικα είναι ίδιες για τιμές του SNR από 0 dB έως 15 dB.

Όσον αφορά στη διάδοση σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια από την παρατήρηση των διαγραμμάτων 4.10 και 4.11 συμπεραίνουμε ότι τα MIMO-OFDM συστήματα μπορούν να εκμεταλλευθούν τις πολλαπλές κεραίες στον πομπό ή/και στο δέκτη όταν χρησιμοποιούνται Space-Frequency Block κώδικες ή εφαρμόζεται η MRC τεχνική στο δέκτη. Όπως και στα διαγράμματα προσομοίωσης για επίπεδα κανάλια έτσι και στις περιπτώσεις των επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα καναλιών παρατηρούμε τόσο το κέρδος διαφορισμού, αφού βελτιώνεται το SER αυξάνοντας τις κεραίες πομπού και δέκτη όσο και το κέρδος κεραίας. Κέρδη τα οποία προκύπτουν από τις πολλαπλές κεραίες στο πομπό ή/και στο δέκτη, χρησιμοποιώντας OSFBC, με πάνω από μία κεραίες λήψης ή εφαρμόζοντας την MRC τεχνική.

Για την εκμετάλλευση πλήρως του κέρδους διαφορισμού και του κέρδους κεραίας στην περίπτωση των OSFBCs, πρέπει το εύρος συνοχής να είναι μεγαλύτερο του εύρους ζώνης δύο συνεχόμενων καναλιών. Όταν δεν ισχύει η παραπάνω προϋπόθεση όπως εξηγήθηκε και στη θεωρία οδηγεί στην παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων του χωροσυχνοτικού κώδικα σε τέτοιο σημείο που δεν μπορούμε να εκμεταλλευθούμε το κέρδος διαφορισμού. Αυτό παρατηρείται από τα διαγράμματα 4.12 και 4.13:

Στο μοντέλο 2 το κανάλι έχει εύρος συνοχής $B_{C,50\%} = 285$ kHz για 50% αποσυσχέτιση των σημάτων και για 90% αποσυσχέτιση των σημάτων $B_{C,90\%} = 28,5$ kHz. Το εύρος συχνοτήτων δύο συνεχόμενων στο πεδίο της συχνότητας υποκαναλιών είναι (3/2)12,5 = 18,75 kHz. Επομένως, το κανάλι επιδρά πάνω στα σύμβολα που στέλνονται σε δύο συνεχόμενα subchannels με σχεδόν τον ίδιο τρόπο. Για το λόγο αυτό, η απόδοση των OSFBCs για διάδοση στο κανάλι μοντέλου 2 είναι σχεδόν ίδια με την απόδοση των ίδιων κωδίκων για διάδοση σε Flat Fading κανάλι, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.12. Η διαφορά έγκειται στη χρήση του κυκλικού προθέματος, η οποία όπως εξηγήθηκε στο τρίτο κεφάλαιο επιφέρει μία μείωση στην ενέργεια του κάθε φασματικού υποκαναλιού. Το ίδιο παρατηρούμε και για την περίπτωση που εφαρμόζεται η τεχνική MRC στο δέκτη.

Στο μοντέλο 1 το κανάλι έχει εύρος συνοχής $B_{C,50\%} = 47$ kHz για 50% αποσυσχέτιση των σημάτων σε δύο διαφορετικές συχνότητες και για 90% αποσυσχέτιση των σημάτων $B_{C,90\%} = 4,7$ kHz. Στο συγκεκριμένο μοντέλο το $B_{C,90\%}$ είναι μικρότερο του εύρους δύο συνεχόμενων υποκαναλιών, ενώ το $B_{C,50\%} = 47$ kHz μεγαλύτερο του εύρους συχνοτήτων δύο συνεχόμενων υποκαναλιών. Έτσι, παρατηρούμε ότι η παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων του χωροσυχνοτικού μπλοκ κώδικα είναι μεγαλύτερη για διάδοση στο μοντέλο 1 από ότι στο μοντέλο 2. Αυτό παρατηρείται και από το σχήμα 4.13. Η απόδοση του σχήματος Alamouti για μία κεραία λήψης και δύο κεραίες λήψης είναι καλύτερη για διάδοση στο μοντέλο 2 από ότι στο μοντέλο 1.

Παρόλα αυτά, στο σχήμα 4.13 παρατηρούμε ότι στην περίπτωση των SIMO καναλιών, όπου εφαρμόζεται η τεχνική MRC στο δέκτη η απόδοση του συστήματος είναι ίδια τόσο για διάδοση στο κανάλι του μοντέλου 1, όσο και για διάδοση στο

κανάλι μοντέλου 2. Άρα, μπορούμε να εξάγουμε το συμπέρασμα ότι η απόδοση σε ένα MIMO-OFDM σύστημα στο οποίο εφαρμόζεται η τεχνική MRC στο δέκτη δεν εξαρτάται από το εύρος συνοχής του διαύλου αρκεί το μήκος του να είναι μικρότερο του CP της διαμόρφωσης OFDM. Παρόλα αυτά, η χρήση της MRC τεχνικής αυξάνει την πολυπλοκότητα στο δέκτη.

4.9.5 Συμπεράσματα Προσομοιώσεων

Ανακεφαλαιώνοντας τα σχόλια των διαγραμμάτων από την παραπάνω παράγραφο μπορούμε από τις προσομοιώσεις του 4^{ου} κεφαλαίου να εξάγουμε τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Όταν εφαρμόζεται η τεχνική OSFBC σε MIMO-OFDM συστήματα μπορούμε να εκμεταλλευθούμε το κέρδος διαφορισμού λόγω των κεραιών του πομπού και του δέκτη καθώς και το κέρδος κεραίας των πολλαπλών κεραιών του δέκτη.
- Η αύξηση των κεραιών του πομπού και του δέκτη επιφέρουν μία μείωση στο ποσοστό λαθών (SER) ανεξάρτητα με το αν το περιβάλλον διάδοσης είναι επίπεδο ή επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα και το εύρος συνοχής του διαύλου.
- Στην περίπτωση που το ΜΙΜΟ κανάλι είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα η απόδοση του συστήματος είναι μειωμένη σε σχέση με την περίπτωση επίπεδων διαλείψεων.
- Ακόμη και όταν η φασματική απόκριση του καναλιού παραμένει σταθερή στο εύρος συχνοτήτων των διαδοχικών subcarriers που απαιτούνται για τη δημιουργία της κωδικολέξης η απόδοση της ζεύξης δεν φτάνει την απόδοση σε περίπτωση επίπεδων διαλείψεων λόγω της απώλειας ενέργειας από την εισαγωγή του CP.
- Όταν εφαρμόζεται η τεχνική MRC στο δέκτη ενός MIMO-OFDM συστήματος η απόδοση του είναι η ίδια, ανεξάρτητα από το μήκος του καναλιού αρκεί το μήκος του CP να είναι μεγαλύτερο του max delay spread.
- Ενώ με την εφαρμογή της MRRC τεχνικής στο δέκτη για διάδοση σε SIMO κανάλι εκμεταλλευόμαστε ως προς το array gain όλες τις κεραίες του συστήματος, με την εφαρμογή των OSFBC για διάδοση σε MIMO κανάλι εκμεταλλευόμαστε το array gain μόνο των κεραιών του δέκτη.

Ανάλογα με το μέγεθος του τερματικού, το κόστος εφαρμογής στοιχειοκεραίας στο δέκτη και το επιθυμητό ποσοστό σφαλμάτων μπορούμε να επιλέξουμε τον κατάλληλο αριθμό στοιχείων της στοιχειοκεραίας στο πομπό και στο δέκτη καθώς και την κατάλληλη τεχνική εκμετάλλευσης του κέρδους διαφορισμού και του κέρδους κεραίας ενός ΜΙΜΟ συστήματος.

4.10 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο αφού μελετήθηκε θεωρητικά η χρήση μπλοκ κωδίκων χώρου και συχνότητας σε συνδυασμό της OFDM τεχνικής και η εφαρμογή της MRC

τεχνικής στο δέκτη ακολούθησαν προσομοιώσεις για την αξιολόγηση της απόδοσης ενός MIMO-OFDM συστήματος βασισμένο στο σύστημα που παρουσιάστηκε στο τρίτο κεφάλαιο.

Αποδείχθηκε τόσο θεωρητικά όσο και με προσομοιώσεις ότι όταν χρησιμοποιείται στο ΜΙΜΟ-σύστημα η τεχνική OFDM δημιουργούνται N ορθογώνια ΜΙΜΟ φασματικά υποκανάλια, κάθε ένα από τα οποία αντιμετωπίζει επίπεδες διαλείψεις, με αποτέλεσμα να εξαλείφεται το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής.

Όσον αφορά στις προσομοιώσεις αφού σχεδιάστηκε ένα OFDM σύστημα με στοιχειοκεραίες στο πομπό και στο δέκτη, αξιολογήθηκε η απόδοση μπλοκ κωδίκων χώρου και συχνότητας για διάδοση σε επίπεδα και επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια. Ύστερα από τις προσομοιώσεις ακολούθησαν ο σχολιασμός των διαγραμμάτων και τα συμπεράσματα.

4.11 Συμπεράσματα

Στην παράγραφο αυτή επιχειρείται η ανακεφαλαίωση των συμπερασμάτων που προέκυψαν κατά την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

4.11.1 OFDM Διαμόρφωση

Στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής προσομοιώθηκε ζεύξη μεταξύ πομπού και δέκτη που χρησιμοποιούν τη διαμόρφωση OFDM για την μετάδοση και τη λήψη αντίστοιχα δεδομένων. Το κανάλι θεωρήθηκε Rayleigh, ενώ για την προσομοίωση της πολύοδης διάδοσης χρησιμοποιήθηκαν τα μοντέλα της ITU. Τα δεδομένα οργανώθηκαν σε frames ενώ για την εκτίμηση του καναλιού ανά frame χρησιμοποιήθηκε ένα πιλοτικό σύμβολο OFDM.

Η εξαγωγή και επεξεργασία των αποτελεσμάτων κατέληξε στα εξής συμπεράσματα:

- Όταν η χρονική διάρκεια του διαστήματος προστασίας είναι μεγαλύτερη ή ίση από τη μέγιστη τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης, τότε η χρήση της τεχνικής OFDM με μέγεθος FFT N έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία N παράλληλων καναλιών κάθε ένα από τα οποία αντιμετωπίζει επίπεδες διαλέιψεις.
- Αν T_g είναι η διάρκεια των χρήσιμων πληροφοριών του OFDM συμβόλου και Tu η διάρκεια του συστήματος προστασίας τότε λόγω του χρονικού διαστήματς προστασίας η ενέργεια μειώνεται κατά ένα παράγοντα $T_u/(T_g+T_u)$.
- Η QPSK παρουσιάζει το μικρότερο ποσοστό σφαλμάτων σε σχέση με τις κωδικοποιήσεις 16-QAM και 64-QAM. Για διάδοση στο Pedestrian-B μοντέλο όταν το SNR=8 dB και χρησιμοποιείται QPSK διαμόρφωση των συμβόλων πληροφορίας το SER είναι 0,1363, για 16-QAM το SER είναι 0,3373 και για 64-QAM 0,4686.
- Η 64-QAM παρουσιάζει υψηλότερη ταχύτητα μετάδοσης μιας και μεταφέρονται 6 bits σε κάθε subcarrier ενώ στη 16-QAM 4 bits/subcarrier και στην QPSK 2 bits/subcarrier.
- Η μέτρηση της απόδοσης της ζεύξης λαμβάνει υπόψιν της την παρουσία θορύβου στην εκτίμηση του καναλιού κατά τη λήψη του πιλοτικού OFDM συμβόλου.

4.11.2 SF Codes και MRRC Τεχνική

Επίσης, στα πλαίσια της διπλωματική εργασίας ενσωματώνονται στον πομποδέκτη της ζεύξης OFDM πολλαπλές κεραίες και εφαρμόζονται σε αυτή SF τεχνικές. Τα υποκανάλια διάδοσης είναι χωρικά ανεξάρτητα ενώ μοντελοποίηθηκαν μέσω της κατανομής Rayleigh. Οι προσομοιώσεις αφορούσαν κανάλια τόσο με επίπεδες διαλείψεις όσο και με επιλεκτικές διαλείψεις ως προς τη συχνότητα. Για την προσομοίωση της πολύοδης διάδοσης θεωρήθηκε ότι τα taps ενός υποκαναλιού διάδοσης είναι χωρικά ασυσχέτιστα και το άθροισμα της ισχύος τους είναι κανονικοποιημένο στη μονάδα.

- Η χρήση SF τεχνικών με περισσότερα στοιχεία στη μεριά του πομπού οδηγεί σε αύξηση του κέρδους διαφορισμού τόσο σε επίπεδα όσο και σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια.
- Η αύξηση του αριθμού των κεραιών που διαθέτει ο δέκτης οδηγούν στην αύξηση της απόδοσης λόγω του κέρδους διαφορισμού και του κέρδους κεραίας για διάδοση τόσο σε επίπεδα όσο και σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια.
- Το κέρδος διαφορισμού λόγω των πολλαπλών κεραιών στο πομπό και στο δέκτη εμφανίζεται όταν το SNR είναι αρκετά υψηλότερο της μονάδας.
- Οι SF τεχνικές που βασίζονται στην τεχνική του Alamouti και στις επεκτάσεις της εκμεταλλεύονται το array gain μόνο των κεραιών που διαθέτει ο δέκτης.
- Στην περίπτωση που εφαρμόζεται η τεχνική MRC στο δέκτη σε SIMO κανάλια το σύστημα εκμεταλλεύεται το array gain όλων των κεραιών που διαθέτει το σύστημα.
- Στην περίπτωση που το ΜΙΜΟ κανάλι είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα η απόδοση του συστήματος είναι μειωμένη σε σχέση με την περίπτωση επίπεδων διαλείψεων.
- Ακόμη και όταν η φασματική απόκριση του καναλιού παραμένει σταθερή στο εύρος συχνοτήτων των διαδοχικών subcarriers που απαιτούνται για τη δημιουργία της κωδικολέξης η απόδοση της ζεύξης δεν φτάνει την απόδοση σε περίπτωση επίπεδων διαλείψεων λόγω της απώλειας ενέργειας από την εισαγωγή του CP.
- Η μέτρηση της απόδοσης της ζεύξης λαμβάνει υπόψιν της την παρουσία θορύβου στην εκτίμηση του καναλιού κατά τη λήψη του πιλοτικού OFDM συμβόλου.
- Η εφαρμογή SF τεχνικών ακόμη και στην περίπτωση απαιτητικού καναλιού (π.χ. το μοντέλο 1 που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4 με εύρος ζώνης συνοχής 47 kHz) οδηγεί σε SER της τάξης 0,06455 για χαμηλές τιμές SNR της τάξης των 8 dB.
- Το σύστημα του 4^{ου} κεφαλαίου για δύο κεραίες στον πομπό και δύο κεραίες στο δέκτη στην περίπτωση που το MIMO κανάλι είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα με εύρος συνοχής 285 kHz παρουσιάζει μικρότερο SER κατά 50% για SNR=12 dB σε σχέση με την περίπτωση διάδοσης σε MIMO κανάλι με 47 kHz εύρος ζώνης συνοχής.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι τα παραπάνω συμπεράσματα για την OFDM διαμόρφωση και τα MIMO-OFDM συστήματα θα είχαν μικρό πρακτικό ενδιαφέρον την προηγούμενη δεκαετία. Πλέον, επειδή μπορεί να επιτευχθεί η εφαρμογή στοιχειοκεραίας στο δέκτη και η ανάπτυξη της μικροηλεκτρονικής καθιστά εφικτή τη χρήση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων IFFT και FFT στους πομποδέκτες, τα συμπεράσματα της παρούσας διπλωματικής μπορούν να φανούν χρήσιμα.
Παράρτημα

Π.1 Παράρτημα Kronecker product

Η έκφραση $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ είναι το γινόμενο Kronecker των πινάκων \mathbf{A} και \mathbf{B} . Αν ο πίνακας \mathbf{A} μεγέθους p x q είναι ίσος με:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{p1} & \cdots & a_{pq} \end{bmatrix}$$
(4.62)

, tóte h ékirast $A \otimes B$ eínai ísh me:

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \cdots & a_{1q}\mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{p1}\mathbf{B} & \cdots & a_{pq}\mathbf{B} \end{bmatrix}$$
(4.63)

Το γινόμενο Kronecker δύο πινάκων έχει τις εξής ιδιότητες:

 $\mathbf{A}\otimes (\mathbf{B}+\mathbf{C})=\mathbf{A}\otimes \mathbf{B}+\mathbf{A}\otimes \mathbf{C}$

 $(\mathbf{A} + \mathbf{B}) \otimes \mathbf{C} = \mathbf{A} \otimes \mathbf{C} + \mathbf{B} \otimes \mathbf{C}$

 $(k\mathbf{A}) \otimes \mathbf{B} = \mathbf{A} \otimes (k\mathbf{B}) = k(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})$

 $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) \otimes \mathbf{C} = \mathbf{A} \otimes (\mathbf{B} \otimes \mathbf{C})$

για Α, Β, C πίνακες και k πραγματικός αριθμός.

Τέλος, ισχύει ότι ο βαθμός του πίνακα του προϊόντος του γινομένου Kronecker δύο πινάκων είναι το γινόμενο των βαθμών των δύο πινάκων που πολλαπλασιάζονται, δηλαδή αν $\mathbf{C} = \mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ τότε ισχύει:

$$r(\mathbf{C}) = r(\mathbf{A})r(\mathbf{B}) \tag{4.64}$$

Βιβλιογραφία

- [1] MacDonald, V.H., *The Cellular Concept*, Bell Systems Technical Journal, Vol.58, 1979.
- [2] Κανάτας, Α. και Κωνσταντίνου, Φ., Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, 2001.
- [3] Θεολόγου, Μ.Ε., Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών, Εκδόσεις Τζιόλα, 2007.
- [4] Κανελλόπουλος, Ι., Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον, Εκδόσεις Τζιόλα, 2006.
- [5] Rappaport, T., *Wireless Communication, Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [6] Van Nee, R.D.J. and Prasad, R., *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [7] Goldsmith, A., Wireless Communications, Cambridge University, 2005.
- [8] Oppenheim, A.V., Schafer, R.W. and Buck, J.R., *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, 1999.
- [9] Στειακογιαννάκης Ι., Μελέτη και Προσομοίωση Αλγορίθμων Διαχείρισης Ασυρμάτων Πόρων για Πολυκυψελωτά OFDMA Συστήματα, Διπλωματική Εργασία, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Ε.Μ.Π., 2007.
- [10] Cimini, L.J., Jr., Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing, IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-33, No.7, July, 1985, pp. 665-675.
- [11] Proakis, J.G., Digital Communications, McGraw-Hill, 2001.
- [12] Haykin, S., Συστήματα Επικοινωνίας, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1995.
- [13] Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE STD 802.16 – 2004, October, 2004.
- [14] Paulraj, A., Nabar, R. and Gore, D., *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University, 2003.
- [15] WiMAX Forum, WiMAX System Evaluation Methodology, WiMAX Forum, 2006.

- [16] WiMAX Forum, *Mobile WiMAX Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation*, WiMAX Forum, 2006.
- [17] Gray, R., *Toeplitz and Circulant Matrices: A Review*, http://www-ee.stanford.edu/~gray/toeplitz.pdf
- [18] Bölcskei, H., Paulraj, A., Space-Frequency Coded Broadband OFDM Systems, Proc. IEEE WCNC, 1, 1-6, Chicago, IL, September, 2000.
- [19] Tsoulos, G., Smart Antennas for Mobile Communication Systems: Benefits and Challenges, Electronics and Communication Engineering Journal, Vol. 11, No. 22, April, 1999, pp. 84-94.
- [20] Godara, L.C., Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations, Proceedings of the IEEE, Vol. 85, No. 8, August, 1997, pp. 1195-1245.
- [21] Gesbert, D., Shiou, D., Smith, P.J., and Naguib, A., From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems, IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. 21, No.3, April, 2003, 281-302.
- [22] Wolfram Mathworld, URL: http://mathworld.wolfram.com
- [23] Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A., Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No.2, March, 1998, pp. 744-765.
- [24] Liu, Z., Xin, Y. and Giannakis, G., Space-Time-Frequency Coded OFDM over Frequency-Selective Fading Channels, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 50, No. 10, October, 2002, pp. 2465-2476.
- [25] Bölcskei, H., Paulraj, A., Space-Frequency Codes for Broadband Fading Channels, Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, 2001.
- [26] Alamouti, S., A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. 16, No. 8, October, 1998, pp. 1451-1458.
- [27] Κωττής, Π., Καψάλης, Χ., Κεραίες και Ασύρματες Ζεύζεις, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003.
- [28] Wikipedia, *Rayleigh Distribution*, http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution.

- [29] Chizhik, D., Foschini, G., Gans, M., Valenzuela, R., Keyholes, Correlations and Capacities of Multi-Element Transmit and Receive Antennas, IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, Spring, 2001, pp. 284-287.
- [30] Jakes, W.C., Microwave Mobile Communications, Wiley, 1974.
- [31] Balanis, C., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley and Sons, 2005.
- [32] Καδιανάκης, Ν., και Καρανάσιος, Σ., Γραμμική Άλγεβρα, Αναλυτική Γεωμετρία και Εφαρμογές, Ε.Μ.Π., 2002.
- [33] Tarokh, V., Jafarkhani, H. and Calderbank, A., Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 45, No.5, July, 1999, pp. 1456-1467.
- [34] Jankiraman, M., Space-Time Codes and MIMO Systems, Artech House, Inc., 2004.
- [35] Ζαρμπούτη, Δ., Θεωρία και Ανάλυση Συστημάτων ΜΙΜΟ (Multiple-Input Multiple-Output)- Πολλαπλών Κεραιών στο Σταθμό Βάσης και στο Κινητό, σε Διαφορετικά Περιβάλλοντα Ασύρματης Επικοινωνίας, Διπλωματική Εργασία, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Ε.Μ.Π., 2004.
- [36] Κοκολάκης, Γ. και Σπηλιώτης, Ι., Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική, Εκδόσεις Συμεών, 1999.
- [37] Chuah, C., Tse, D., Kahn, J. and Valenzuela, R., *Capacity Scaling in MIMO Wireless Systems Under Correlated Fading*, IEEE Transactions on Information Theory, Vol.48, No.3, March, 2002, pp. 637-650.
- [38] Oyman, O., Nabar, R., Bölcskei, H. and Paulraj, A., Characterizing the Statistical Properties of Mutual Information in MIMO Channels, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 51, No. 11, November, 2003, pp.
- [39] Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE STD 802.16 2005, 2005.
- [40] Wikipedia, *List of Deployed WiMAX Networks*, http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_deployed_WiMAX_networks.
- [41] IEC, Smart Antenna Systems Online http://www.iec.org/online/tutorials/smart_ant.
- [42] Wikipedia, *Bessel Function*, http://en.wikipedia.org/wiki/Bessel_function.