



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

Μελέτη και Προσομοίωση Ζεύξης MIMO-OFDM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σοφία Χ. Περυσινάκη

Επιβλέπων : Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη

Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούνιος 2010



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

Μελέτη και Προσομοίωση Ζεύξης MIMO-OFDM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σοφία Χ. Περυσινάκη

Επιβλέπων : Δήμητρα Κακλαμάνη

Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τη 10^η Ιουνίου 2010.

Δήμητρα Κακλαμάνη
Καθ. ΕΜΠ

Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθ. ΕΜΠ

Ιάκωβος Βενιέρης
Καθ. ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούνιος 2010

.....
Σοφία Χ. Περυσινάκη

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

Copyright © Σοφία Περυσινάκη, 2010

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Τα συστήματα Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων, ευρύτερα γνωστά με το αγγλικό αρκτικόλεξο MIMO, είναι η νέα επανάσταση στον τομέα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Η εφαρμογή τους στις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες βελτιώνει κατά πολύ την απόδοση της ζεύξης σε σύγκριση με τα υφιστάμενα συστήματα και αυξάνει τη χωρητικότητα των ραδιοδιαύλων. Τα MIMO συστήματα, σε συνδυασμό με την Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM), μετατρέπουν φαινόμενα όπως αυτό της πολυδιαδρομικής διάδοσης του ασύρματου καναλιού σε πλεονέκτημα για το χρήστη και το δίκτυο.

Η Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας είναι μία νέα μορφή πολυπλεξίας και ψηφιακής διαμόρφωσης δεδομένων που στόχο έχει την καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος σε σύγκριση με άλλα σχήματα πολυπλεξίας. Πέραν αυτού, το OFDM κατορθώνει να βελτιώσει την ποιότητα της ζεύξης, αποφεύγοντας τις δυσμενείς επιπτώσεις της διασυμβολικής παρεμβολής, χάρις στην εισαγωγή του κυκλικού προθέματος.

Στην παρούσα εργασία προσομοιώσαμε και μελετήσαμε την απόδοση μιας ζεύξης MIMO-OFDM. Για την ακρίβεια είδαμε πώς ο ρυθμός σφαλμάτων της ζεύξης βελτιώνεται στα MIMO σε σχέση με τα SISO, SIMO, MISO συστήματα για διαφορετικά είδη καναλιών (AWGN, flat, pedestrian A, pedestrian B, vehicular A, vehicular B). Για το σκοπό αυτό προσομοιώσαμε τα έξι είδη καναλιών στους τέσσερις τύπους συστημάτων SISO, SIMO, MISO και MIMO και για διάφορα επίπεδα διαμόρφωσης και πήραμε σαν αποτέλεσμα το ρυθμό σφαλμάτων (BER) συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ανά bit προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου.

Λέξεις Κλειδιά

Ασύρματο κανάλι, Διαλείψεις, Συστήματα MIMO, OFDM, Κυκλικό Πρόθεμα, Ρυθμός Σφαλμάτων, Πολυδιαδρομική Διάδοση, Κώδικες στο χώρο, χρόνο και συχνότητα, Alamouti

Abstract

Multiple Input-Multiple Output (MIMO) systems are a revolutionary idea in the field of modern telecommunications. Their use in wireless digital communications improves the performance of wireless links compared to SISO systems while at the same time increases their capacity. MIMO systems, combined with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) make Intersymbol Interference (ISI), being a disadvantage of the propagation environment into an advantage for the user and the network.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing is a new form of multiplexing and digital modulation scheme which achieves great spectrum efficiency compared to other multiplexing schemes while at the same time leads to higher transmission rates avoiding ISI. ISI elimination is achieved through the insertion of Cyclic Prefix.

In this thesis we simulated a MIMO-OFDM link and studied its performance. Specifically, we studied the Bit Error Rate and its improvement in MIMO compared to SISO, SIMO and MISO systems for six different channel types (AWGN, flat fading, pedestrian A, pedestrian B, vehicular A, vehicular B). For this purpose we simulated the six different channel types and the four different system types (SISO, SIMO, MISO, MIMO) for several modulation schemes and measured the BER as function of the ratio of the energy per bit to the spectral noise density.

Key Words

Wireless channel, Fading, MIMO systems, OFDM, Cyclic Prefix, Bit Error Rate, Multipath propagation, space-time-frequency coding, Alamouti

Πρόλογος

Η παρούσα διπλωματική εργασία συντάχθηκε στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών στον τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την Καθηγήτρια του Ε.Μ.Π. κ. Κακλαμάνη Δήμητρα-Θεοδώρα για την συνεισφορά της καθόλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας αυτής και για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με το σύγχρονο αυτό θέμα των τηλεπικοινωνιών.

Επίσης θέλω να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα Γιάννη Στειακογιαννάκη για την καθοριστικής σημασίας καθοδήγηση του σε όλη τη διάρκεια της έρευνας μου και για τις πολύτιμες γνώσεις που μου παρείχε κατά την εκπόνηση αυτής της εργασίας.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στους γονείς μου και την αδερφή μου για την πολύτιμη συμπαράσταση τους όλο αυτό το διάστημα και τους φίλους μου που στάθηκαν δίπλα μου και μοιράστηκαν μαζί μου τα άγχη και τις ανησυχίες αλλά και τις όμορφες φοιτητικές στιγμές μας.

Πίνακας Περιεχομένων

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	Εισαγωγή	17
1.1	Ιστορική αναδρομή	17
1.2	Ασύρματες επικοινωνίες	19
1.3	Ασύρματο Ραδιοφάσμα	22
1.4	Ασύρματα δίκτυα	24
1.4.1	Ασύρματα δίκτυα τηλεφωνίας	24
1.4.2	Ασύρματα δίκτυα υπολογιστών	25
1.5	Πρότυπα	29
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	Μοντέλα Ασύρματων Καναλιών	31
2.1	Εισαγωγή	31
2.2	Απώλειες διάδοσης ισχύος και αντίστοιχα μοντέλα προσέγγισης	31
2.2.1	Μέθοδος Ray Tracing	31
2.2.2	Εμπειρικά μοντέλα απώλειας ισχύος – μοντέλα Hata και Okumura	32
2.2.3	Μοντέλο απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου	34
2.2.4	Μοντέλο απωλειών λείας επίπεδης επιφανείας (Plane Earth)	34
2.3	Φαινόμενο της σκίασης	35
2.4	Φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης – Διαλείψεις	36
2.4.1	Κατηγορίες διαλείψεων	38
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM)	45
3.1	Η έννοια της Πολυπλεξίας Ορθογωνικής Διαίρεσης συχνότητας	45
3.2	Δημιουργία OFDM συμβόλου	48
3.3	Η έννοια του κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix)	50
3.3.1	Η υλοποίηση του κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix)	51
3.4	Αναπαράσταση σε μορφή πίνακα του OFDM	53
3.5	Προσομοιώσεις	55
3.5.1	Παράμετροι προσομοιώσεων	57

3.5.2	Αποτελέσματα προσομοιώσεων	59
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	Κανάλια Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων (MIMO).....	71
4.1	Εισαγωγή.....	71
4.2	Διαφορισιμότητα-Χωρική πολυπλεξία (diversity vs spatial multiplexing) ..	72
4.2.1	Η έννοια της διαφορισιμότητας-Χωρική, χρονική και συχνοτική διαφορισιμότητα.....	72
4.2.2	Χωρική πολυπλεξία (spatial multiplexing).....	74
4.3	Κωδικοποίηση στο χώρο-χρόνο-συχνότητα	75
4.3.1	Χωροχρονική κωδικοποίηση (ST coding).....	75
4.3.2	Σχήμα Alamouti	76
4.3.3	Χωροσυχνοτική κωδικοποίηση (SF coding)	82
4.4	Προσομοιώσεις	83
	Βιβλιογραφία	91

Πίνακας Πινάκων

Πίνακας 3.1 Παράμετροι καναλιών της ITU-R.....	56
Πίνακας 3.2 Παράμετροι προσομοίωσης.....	57
Πίνακας 4.1 Η ακολουθία κωδικοποίησης για το σχήμα Alamouti 2x1	77
Πίνακας 4.2 Κανάλια ανάμεσα στις κεραιές εκπομπής και λήψης	81
Πίνακας 4.3 Τα ληφθέντα από τις 2 κεραιές σήματα	81
Πίνακας 4.4 Κωδικοποίηση στο χώρο και τη συχνότητα.....	83
Πίνακας 4.5 Παράμετροι Προσομοιώσεων	84

Πίνακας Εικόνων

Εικόνα 1.1 Εφαρμογές-Παραδείγματα ασυρμάτων δικτύων.....	25
Εικόνα 1.2 Κυβελωτά Δίκτυα	26
Εικόνα 1.3 Εφαρμογές-Παραδείγματα ασυρμάτων δικτύων.....	27
Εικόνα 1.4 Εφαρμογές-Παραδείγματα ασυρμάτων δικτύων.....	29
Εικόνα 2.1 Πολυδιαδρομική διάδοση.....	36
Εικόνα 2.2 Πολυδιαδρομική διάδοση.....	38
Εικόνα 2.3 Διασπορά καθυστέρησης – 4 σκεδαστές.....	39
Εικόνα 2.4 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος.....	40
Εικόνα 2.5 Κατανομή Rayleigh της περιβάλλουσας του λαμβανομένου σήματος.....	41
Εικόνα 2.6 Κατανομή Rice της περιβάλλουσας του λαμβανομένου σήματος.....	41
Εικόνα 2.7 Φαινόμενο Doppler	43
Εικόνα 3.1 Διαμόρφωση OFDM	47
Εικόνα 3.2 Διαφορετικά κανάλια εκχωρούνται στους χρήστες.....	47
Εικόνα 3.3 Έξι φέροντα.....	48
Εικόνα 3.4 Πομπός OFDM.....	49
Εικόνα 3.5 Δέκτης OFDM.....	50
Εικόνα 3.6 Κυκλικό Πρόθεμα	51
Εικόνα 3.7 Με απώλεια ισχύος λόγω CP.....	60
Εικόνα 3.8 Χωρίς απώλεια ισχύος λόγω CP.....	60
Εικόνα 3.9 1 OFDM Symbols/frame	62
Εικόνα 3.10 8 OFDM Symbols/frame	62
Εικόνα 3.11 16 OFDM Symbols/frame	63
Εικόνα 3.12 32 OFDM Symbols/frame	63
Εικόνα 3.13 BPSK.....	66
Εικόνα 3.14 QPSK.....	66
Εικόνα 3.15 16QAM.....	67
Εικόνα 3.16 64QAM.....	67
Εικόνα 3.17 16PSK.....	68
Εικόνα 3.18 16QAM.....	69
Εικόνα 4.1 MIMO Σύστημα	71
Εικόνα 4.2 Σχήμα Alamouti.....	77
Εικόνα 4.3 Σχήμα Alamouti με $N_{Tx}=2$ και $N_{Rx}=1$	79

Εικόνα 4.4 Σχήμα Alamouti με $N_{Tx}=2$ και $N_{Rx}=2$	80
Εικόνα 4.5 SISO	88
Εικόνα 4.6 SIMO	88
Εικόνα 4.7 MISO	89
Εικόνα 4.8 MIMO	89

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή

1.1 Ιστορική αναδρομή

Ο όρος τηλεπικοινωνίες σήμερα περισσότερο συσχετίζεται με τις σύγχρονες τεχνολογίες. Παρόλα αυτά, οι ρίζες τους ξεκινάνε πολύ βαθιά στο χρόνο από την χρήση ακόμα των σημάτων καπνού ως ένα είδος οπτικού τηλεγράφου.

Η ιστορία των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών ουσιαστικά ξεκινάει στα μέσα περίπου του δέκατου ένατου αιώνα (1844) όταν ο Σάμιουελ Μορς έστειλε το πρώτο του μήνυμα μέσω τηλεγραφικής γραμμής από την Ουάσιγκτον στη Βαλτιμόρη εγκαινιάζοντας την τηλεπικοινωνιακή πραγματικότητα. Ο Morse επινόησε τον πρώτο δυαδικό κώδικα ο οποίος αποτελούνταν από τελείες και παύλες [1]. Διαφορετικός συνδυασμός τελειών και παυλών σε διαφορετικά μήκη ακολουθίας έδιναν και διαφορετική κωδική λέξη. Οι κωδικές λέξεις αναπαριστούσαν τα γράμματα του αγγλικού αλφαβήτου. Ουσιαστικά το αλφάβητο Morse δεν ήταν παρά ένα πρώιμο σύστημα δυαδικής ψηφιακής επικοινωνίας.

Αρχικά οι τηλεγράφοι συνδέονταν μεταξύ τους μέσω καλωδίων για την ανταλλαγή μηνυμάτων. Τα μηνύματα μεταδίδονταν μέσω του αλφαβήτου (κώδικας Morse). Ενδεικτικά, το πρώτο υπερατλαντικό καλώδιο που συνέδεσε τις ΗΠΑ με την Ευρώπη εγκαταστάθηκε το 1858. Στα τέλη του δέκατου ένατου αιώνα άρχισε να εμφανίζεται η ασύρματη τηλεγραφία, οπότε τα τηλεγραφικά μηνύματα μεταδίδονταν μέσω ραδιοκυμάτων. Αυτός ο τρόπος μετάδοσης σηματοδότησε μια δραστική αλλαγή καθότι πλέον περιοχές που δεν συνδέονταν μεταξύ τους μέσω καλωδίων μπορούσαν να ανταλλάσουν γρήγορα μηνύματα. Η ραδιοτηλεγραφία έθεσε τις βάσεις και για τους επόμενους τρόπους επικοινωνίας.

Στη δεκαετία του 1870 εφευρέθηκε το τηλέφωνο από τον Alexander Graham Bell [1] ο οποίος και ίδρυσε το 1877 την Τηλεφωνική Εταιρεία Bell. Τα πρώτα συστήματα τηλεφωνίας εξυπηρετούσαν επικοινωνίες σε αποστάσεις μερικών εκατοντάδων μιλίων. Στις αρχές του εικοστού αιώνα έγιναν σημαντικές βελτιώσεις στην ποιότητα και στην εμβέλεια της υπηρεσίας τηλεφωνίας. Με την εισαγωγή ενισχυτών σήματος έγινε εφικτή η μετάδοση τηλεφωνικού σήματος σε μεγάλες αποστάσεις. Το 1953 επετεύχθη και η πρώτη διηπειρωτική τηλεφωνική επικοινωνία μεταξύ Ευρώπης και ΗΠΑ με την εγκατάσταση του πρώτου διατλαντικού καλωδίου.

Από τον τηλεγράφο στο τηλέφωνο, τις ραδιοτηλεοπτικές εκπομπές στη συνέχεια, τις δορυφορικές επικοινωνίες και σήμερα το ίντερνετ η δύναμη της επιστήμης και της τεχνολογίας έχουν καταφέρει να ικανοποιήσουν τη βασική ανθρώπινη ανάγκη για επικοινωνία. Τα δε σύγχρονα δίκτυα ευρυζωνικών επικοινωνιών αποτελούν βασική υποδομή για την ανάπτυξη στην κοινωνία της γνώσης αλλά και για την κοινωνική συνοχή.

Η Παγκόσμια Τηλεπικοινωνιακή Ένωση (ITU), αρχικά ιδρυθείσα ως Παγκόσμια Τηλεγραφική Ένωση το 1865, είναι σήμερα ο διεθνής οργανισμός που κινείται εντός του ΟΗΕ και αποτελεί το ρυθμιστικό φορέα σε όλα τα ζητήματα της τεχνολογίας των τηλεπικοινωνιών όπου οι κυβερνήσεις και ο ιδιωτικός τομέας συντονίζουν τα παγκόσμια τηλεπικοινωνιακά δίκτυα και υπηρεσίες.

Η ανάπτυξη των ασύρματων επικοινωνιών θεμελιώθηκε με την θεωρία του James C. Maxwell περί ύπαρξης της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας το 1864 η οποία και επαληθεύτηκε πειραματικά από τον Hertz το 1887.

Τα τελευταία πενήντα χρόνια η ανάπτυξη των τηλεπικοινωνιών υπήρξε ραγδαία. Η εφεύρεση του τρανζίστορ το 1947, του ολοκληρωμένου κυκλώματος το 1958 και του laser την ίδια χρονιά, συνετέλεσαν και έκαναν εφικτή την ανάπτυξη ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μικρών διαστάσεων, χαμηλής ισχύος, μικρού βάρους και υψηλού ρυθμού λειτουργίας, που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή συστημάτων δορυφορικών επικοινωνιών, συστημάτων μικροκυματικών ραδιοζεύξεων ευρείας ζώνης και συστημάτων οπτικών επικοινωνιών με χρήση καλωδίων οπτικών ινών [1].

Πλέον, τα περισσότερα ενσύρματα συστήματα επικοινωνιών αντικαθίστανται από καλώδια οπτικών ινών που παρέχουν εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης και έτσι τη δυνατότητα μετάδοσης υπηρεσιών φωνής, δεδομένων, video και πολυμέσων. Παράλληλα, η κυψελωτή ραδιοεπικοινωνία κινητών έχει αναπτυχθεί προσφέροντας υπηρεσίες φωνής σε συνδρομητές που κινούνται με αυτοκίνητα, τρένα και λεωφορεία. Σήμερα γινόμαστε μάρτυρες μιας ραγδαίας ανάπτυξης σε υπηρεσίες προσωπικών επικοινωνιών που υποστηρίζονται από δίκτυα δορυφόρων και οπτικών ινών με πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

Η μετάδοση των τηλεπικοινωνιακών σημάτων και της πληροφορίας γίνεται είτε ενσύρματα είτε ασύρματα [2]. Η χρήση ενσύρματων μέσων (κυματοδηγών, γραμμών

μεταφοράς ή οπτικών ινών) προτιμάται για τη διασύνδεση σημείων που είναι σταθερά και εντοπισμένα σε μικρή γεωγραφική έκταση. Ο τρόπος αυτός μετάδοσης δεν είναι πολύ συμφέρων από την άποψη του κόστους εγκατάστασης και λειτουργίας και από θέμα πολύ γρήγορης απόσβεσης της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας.

1.2 Ασύρματες επικοινωνίες

Η ασύρματη μετάδοση που γίνεται με τη χρήση κεραιών εκπομπής και λήψης, αντίθετα, έχει χαμηλότερο κόστος εγκατάστασης [2]. Χρησιμοποιεί διάφορους τύπους κεραιών και επηρεάζεται άμεσα από το περιβάλλον διάδοσης που ποικίλλει και χαρακτηρίζεται από διάφορα φαινόμενα ανάκλασης, διάθλασης, σκέδασης και απορρόφησης. Αυτά τα φαινόμενα πηγάζουν από την ανομοιογένεια της επιφάνειας της γης και της ατμόσφαιρας που την περιβάλλει. Η γήινη επιφάνεια είναι μη επίπεδη και εμφανίζει διάφορα επίπεδα αγωγιμότητας ενώ η ατμόσφαιρα έχει σύσταση και διηλεκτρικές ιδιότητες που διαρκώς μεταβάλλονται καθότι επηρεάζονται από τη θερμοκρασία και την υγρασία.

Οι ασύρματες ζεύξεις μπορούν να διακριθούν σε διάφορες κατηγορίες ανάλογα με τον τρόπο πραγματοποίησης τους:

1. Ζεύξεις σημείου προς σημείο, οι οποίες πραγματοποιούνται, μεταξύ δύο σημείων. Χαρακτηριστικό παράδειγμα ζεύξεων σημείου προς σημείο είναι οι μικροκυματικές ζεύξεις στην υπεραστική τηλεφωνία, στις οποίες χρησιμοποιούνται επαναλήπτες και ιδιαίτερα κατευθυντικές κεραιές.
2. Ζεύξεις ευρείας κάλυψης, στις οποίες το σήμα μεταδίδεται ταυτόχρονα σε πολλούς αποδέκτες που βρίσκονται διασκορπισμένοι σε μια ευρεία γεωγραφική περιοχή (για παράδειγμα η ραδιοφωνία και η ασύρματη τηλεόραση).
3. Ζεύξεις οπτικής επαφής, κατά τις οποίες η μετάδοση των ραδιοκυμάτων είναι ευθύγραμμη.
4. Ζεύξεις πέραν του ορίζοντα, όπου η διάδοση του επιφανειακού κύματος υπερβαίνει τη μέγιστη απόσταση οπτικής επαφής.
5. Κινητές ζεύξεις, κατά τις οποίες είτε ο πομπός είτε ο δέκτης είναι κινητοί, όπως για παράδειγμα η κινητή τηλεφωνία, οι θαλάσσιες δορυφορικές επικοινωνίες κλπ.

Το όραμα των ασύρματων επικοινωνιών να υποστηρίξουν ανταλλαγή πληροφορίας μεταξύ ανθρώπων ή συσκευών είναι στο επίκεντρο των τηλεπικοινωνιών γενικότερα για τις επόμενες δεκαετίες και πολλά βήματα ήδη έχουν γίνει προς αυτήν την κατεύθυνση.

Με την υλοποίηση αυτού του οράματος στις τηλεπικοινωνίες [3] θα γίνει δυνατή η χρήση και ανταλλαγή πληροφορίας με τη μορφή πολυμέσων με χρήση απλά και μόνο μιας μικρής συσκευής χειρός ή ενός φορητού υπολογιστή. Τα ασύρματα δίκτυα θα διασυνδέουν υπολογιστές χειρός, επιτραπέζιους καθώς και φορητούς οπουδήποτε μέσα σε ένα κτίριο με γραφεία, σε μία πανεπιστημιούπολη ή ακόμα και σε μία καφετέρια. Μέσα στο σπίτι αυτά τα δίκτυα θα κάνουν εφικτή τη χρήση μιας νέας κατηγορίας “έξυπνων” ηλεκτρονικών συσκευών που μπορούν να αλληλεπιδρούν μεταξύ τους και με το διαδίκτυο επιπλέον της παροχής συνδεσιμότητας μεταξύ υπολογιστών, τηλεφωνικών συσκευών και συστημάτων ασφαλείας. Τέτοια “έξυπνα” σπίτια μπορούν επίσης να βοηθήσουν τους ανθρώπους τρίτης ηλικίας και τους ανάπηρους να έχουν καλύτερη ποιότητα ζωής.

Βίντεο-τηλεδιασκέψεις θα λαμβάνουν χώρα μεταξύ σημείων που είναι μερικά μέτρα ή ηπείρους μακριά και σε αυτές οι τηλεδιασκέψεις θα μπορούν να παίρνουν μέρος και ταξιδιώτες. Το ασύρματο βίντεο θα κάνει πραγματικότητα τις εξ αποστάσεως αίθουσες διδασκαλίας, τις εκπαιδευτικές δραστηριότητες γενικότερα καθώς και τα απομακρυσμένα νοσοκομεία οπουδήποτε στον κόσμο.

Μια ραγδαίως αναπτυσσόμενη τεχνολογία είναι αυτή των ασύρματων αισθητήρων. Οι ασύρματοι αισθητήρες έχουν μια τεράστια γκάμα εμπορικών και στρατιωτικών εφαρμογών. Οι εμπορικές εφαρμογές περιλαμβάνουν την απεικόνιση κινδύνων πυρκαγιάς, κινδύνους σε κτίρια και γέφυρες, κίνηση διοξειδίου του άνθρακα και την εξάπλωση χημικών και αερίων σε χώρους καταστροφών. Αυτοί οι ασύρματοι αισθητήρες αυτοπροσαρμόζονται σε ένα δίκτυο το οποίο επεξεργάζεται και ερμηνεύει μετρήσεις από τους αισθητήρες και μετά μεταβιβάζει αυτήν την πληροφορία σε μία κεντρική τοποθεσία ελέγχου.

Οι στρατιωτικές εφαρμογές περιλαμβάνουν ταυτοποίηση και εντοπισμό των εχθρικών στόχων, ανίχνευση χημικών και βιολογικών επιθέσεων κλπ. Εν τέλει τα ασύρματα δίκτυα καθιστούν δυνατή την ύπαρξη καταναμημένων συστημάτων ελέγχου με

απομακρυσμένες συσκευές και αισθητήρες συνδεδεμένα μεταξύ τους μέσω ασυρμάτων καναλιών επικοινωνίας.

Οι διάφορες εφαρμογές που περιγράφηκαν παραπάνω είναι όλες συστατικά των ασύρματων επικοινωνιών. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι για να διαχωρίσουμε τον σύνθετο όρο “ασύρματες επικοινωνίες”, είτε σε διαφορετικές εφαρμογές, είτε σε διαφορετικά συστήματα, είτε σε περιοχές κάλυψης. Οι ασύρματες επικοινωνίες και οι εφαρμογές τους συμπεριλαμβάνουν συνεπώς φωνή, πρόσβαση στο διαδίκτυο, περιήγηση στον WWW (World Wide Web – Παγκόσμιος Ιστός), αποστολή σύντομων μηνυμάτων, μεταφορά αρχείων, βίντεο-τηλεδιάσκεψη, διασκέδαση, αισθητήρες και κατανεμημένο έλεγχο. Τα συστήματα περιλαμβάνουν κυψελωτά συστήματα τηλεφωνίας, ασύρματα LANs (Local Access Networks-Δίκτυα Τοπικής Πρόσβασης), ευρείας περιοχής ασύρματα συστήματα δεδομένων, δορυφορικά συστήματα και ad hoc ασύρματα δίκτυα. Οι περιοχές κάλυψης περιλαμβάνουν το εσωτερικό των κτιρίων, πανεπιστημιούπολεις, πόλεις σε τοπική και παγκόσμια βάση.

Οι διαφορετικές εφαρμογές των ασύρματων επικοινωνιών έχουν και διαφορετικές απαιτήσεις και ως εκ τούτου υπάρχει μία διάσπαση στον τομέα της βιομηχανίας σε αναφορά με τις ασύρματες εφαρμογές. Για παράδειγμα, οι φωνητικές εφαρμογές έχουν χαμηλές απαιτήσεις σε ρυθμούς δεδομένων (περί τα 20 Kbps) και είναι ανεκτικές σε αρκετά υψηλούς ρυθμούς σφαλμάτων (BER της τάξης του 10^{-3}) αλλά η συνολική καθυστέρηση πρέπει να είναι μικρότερη από περίπου 30 msec αλλιώς γίνεται αντιληπτό στο χρήστη. Από την άλλη, τα συστήματα επικοινωνιών δεδομένων τυπικά απαιτούν πολύ υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων (1-100 Mbps) και πολύ μικρούς ρυθμούς σφαλμάτων (BER της τάξης του 10^{-8} και όλα τα εσφαλμένα bits πρέπει να αναμεταδοθούν) αλλά δεν έχουν σταθερές απαιτήσεις σε καθυστέρηση. Τα συστήματα με βίντεο πραγματικού χρόνου έχουν υψηλές απαιτήσεις σε ρυθμούς δεδομένων σε συνδυασμό με τους ίδιους περιορισμούς καθυστέρησης. Αυτές οι διαφορετικές απαιτήσεις για τις διαφορετικές εφαρμογές καθιστούν δύσκολο να αναπτυχθεί ένα ασύρματο δίκτυο που να ικανοποιεί ταυτόχρονα και αποτελεσματικά όλες αυτές τις απαιτήσεις.

Τα ενσύρματα δίκτυα συνήθως ενσωματώνουν τις ποικίλες και διαφορετικές απαιτήσεις χρησιμοποιώντας ένα απλό πρωτόκολλο. Και ενώ αυτό μπορεί να είναι εφικτό σε μερικά ενσύρματα δίκτυα με ρυθμούς δεδομένων της τάξης των Gbps και

BERs της τάξης του 10^{-12} , δεν είναι δυνατό για ασύρματα δίκτυα που έχουν χαμηλότερους ρυθμούς δεδομένων και υψηλότερα BERs. Γι' αυτούς τους λόγους, τουλάχιστον στο κοντινό μέλλον, τα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών θα συνεχίσουν να είναι διασπασμένα, με διαφορετικά πρωτόκολλα να εξυπηρετούν τις διαφορετικές εφαρμογές.

1.3 Ασύρματο Ραδιοφάσμα

Το φάσμα των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών διαμοιράζεται στις διάφορες υπηρεσίες και για διαφορετικούς σκοπούς ανάλογα με το πώς αποφασίζουν οι διάφοροι ρυθμιστικοί φορείς. Οι περισσότερες χώρες έχουν κυβερνητικές υπηρεσίες που είναι υπεύθυνες για την εκχώρηση και τον έλεγχο της χρήσης του ραδιοφάσματος [3]. Στις ΗΠΑ το φάσμα εκχωρείται από την Ομοσπονδιακή Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών (Federal Communications Commission) για εμπορική χρήση και από την υπηρεσία φασματικής διαχείρισης (Office of Spectral Management) για στρατιωτική χρήση. Η εμπορική φασματική κατανομή ρυθμίζεται στην Ευρώπη από το Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιών (European Telecommunications Institute - ETSI) και παγκοσμίως από την Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunications Union - ITU). Οι κυβερνήσεις αποφασίζουν πόσο ραδιοφάσμα θα μοιράσουν μεταξύ εμπορικής και στρατιωτικής χρήσης και αυτή η απόφαση λαμβάνεται δυναμικά με βάση τη ζήτηση.

Οι περισσότερες ασύρματες εφαρμογές χρησιμοποιούν τις ζώνες συχνοτήτων μεταξύ 30MHz και 30 GHz. Αυτές οι συχνότητες αξιοποιούνται για ασύρματες τηλεπικοινωνίες αφού δεν επηρεάζονται από την καμπυλότητα της γης και μπορούν να διεισδύσουν στην ιονόσφαιρα. Να σημειώσουμε ότι το απαιτούμενο μέγεθος κεραίας για καλή λήψη είναι αντίστροφα ανάλογο του τετραγώνου της συχνότητας του σήματος οπότε τα συστήματα που χρησιμοποιούν υψηλότερες συχνότητες αυτόματα δίνουν τη δυνατότητα χρήσης μικρότερων κεραιών. Όμως η λαμβανόμενη ισχύς σήματος με μη κατευθυντικές κεραίες είναι αντίστροφα ανάλογη του τετραγώνου της συχνότητας, έτσι είναι δυσκολότερο να καλυφτούν μεγαλύτερες αποστάσεις με σήματα υψηλότερων συχνοτήτων.

Το φάσμα κατανέμεται είτε στις αδειοδοτούμενες ζώνες συχνοτήτων, τις οποίες αναθέτουν ρυθμιστικοί φορείς σε συγκεκριμένους χρήστες, είτε σε μη

αδειοδοτούμενες ζώνες, που μπορούν να χρησιμοποιηθούν από κάθε σύστημα που πληροί συγκεκριμένες προδιαγραφές λειτουργίας.

Οι ασύρματες επικοινωνίες χρησιμοποιούνται για την εξυπηρέτηση πολλών διαφορετικών υπηρεσιών [4]. Το ραδιοφάσμα μπορεί να διαιρεθεί στις ακόλουθες κλάσεις:

- Υπηρεσίες εκπομπής: συμπεριλαμβάνουν τη ραδιοφωνία FM και AM καθώς και την επίγεια τηλεόραση.
- Κινητές τηλεπικοινωνίες φωνής και δεδομένων: συμπεριλαμβάνουν τις κινητές επικοινωνίες μεταξύ πλοίων, αεροπλάνων και σταθμών εδάφους, επικοινωνίες μεταξύ επίγειων σταθερών σταθμών βάσης και κινητού δέκτη, καθώς και μεταξύ σταθερού δικτύου και κινητών χρηστών, όπως οι κινητές υπηρεσίες τηλεφωνίας.
- Σταθερές υπηρεσίες: είτε σημείου προς σημείο, είτε σημείου προς πολλαπλά σημεία.
- Δορυφορικές υπηρεσίες: χρησιμοποιούνται για εκπομπή, τηλεπικοινωνίες και διαδίκτυο, ιδιαίτερα σε μεγάλες αποστάσεις.
- Άλλες χρήσεις: συμπεριλαμβανομένων υπηρεσιών στρατού, ραδιοαστρονομίας, μετεωρολογικών και επιστημονικών χρήσεων.

Το εύρος του φάσματος που εκχωρείται σε καθεμία από τις παραπάνω υπηρεσίες διαφέρει από χώρα σε χώρα και σε κάθε μπάντα συχνοτήτων. Για παράδειγμα, στο Ηνωμένο Βασίλειο 40% της μπάντας συχνοτήτων 88 MHz – 1GHz χρησιμοποιείται για εκπομπές τηλεόρασης, 22% για το στρατό, 10 % για κινητές υπηρεσίες GSM και 1% για θαλάσσιες επικοινωνίες. Εν αντιθέσει, καμία συχνότητα από την μπάντα συχνοτήτων 1GHz – 3GHz δε χρησιμοποιείται για τηλεοπτικές εκπομπές, 19% εκχωρείται στο GSM και στα κινητά τηλέφωνα τρίτης γενιάς, 17% στην άμυνα και 23 % στα ραντάρ αεροναυτιλίας [3].

Παράλληλα, ο αριθμός των διαφορετικών συσκευών που χρησιμοποιούν τις ασύρματες επικοινωνίες αυξάνεται ραγδαία. Αισθητήρες και ενσωματωμένοι ασύρματοι προσαρμογείς χρησιμοποιούνται ολοένα και περισσότερο σε ποικιλία συσκευών και εφαρμογών. Τα PDAs (Personal Digital Assistants) και οι φορητοί υπολογιστές συνδέονται στο Διαδίκτυο και σε e-mail υπηρεσίες μέσω των

ασύρματων επικοινωνιών ενώ τα ασύρματα τοπικά δίκτυα για υπολογιστές είναι πλέον ευρέως διαδεδομένα σε δημόσιους χώρους. Παρόλα αυτά, η μακράν δραματική αλλαγή και εξέλιξη στη χρήση των ασύρματων επικοινωνιών υπήρξε η χρήση του κινητού τηλεφώνου.

1.4 Ασύρματα δίκτυα

1.4.1 Ασύρματα δίκτυα τηλεφωνίας

Τα ασύρματα δίκτυα, είτε αυτά είναι τηλεφωνικά, είτε υπολογιστικά, χρησιμοποιούν ως φορείς τα ραδιοκύματα και το φυσικό επίπεδο. Η πληροφορία μεταφέρεται μέσω ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων με συχνότητα που εξαρτάται κάθε φορά από το ρυθμό μετάδοσης που απαιτείται να έχει το δίκτυο [5].

Ένας βασικός διαχωρισμός που μπορεί να γίνει είναι με βάση την ύπαρξη ή όχι σημείων πρόσβασης. Με την ύπαρξη σημείων πρόσβασης-σταθμών βάσης (όπως για παράδειγμα στα κυψελωτά δίκτυα στην κινητή τηλεφωνία) η απευθείας επικοινωνία μεταξύ των τερματικών δεν είναι δυνατή. Η επικοινωνία απαιτεί την ύπαρξη υποδομής. Αντίθετα, στα δίκτυα χωρίς σημεία πρόσβασης (ad hoc networks), η απευθείας επικοινωνία είναι εφικτή και δεν είναι απαραίτητη η ύπαρξη υποδομής.

Το πρώτο ασύρματο τηλεφωνικό δίκτυο 0ης γενιάς λειτούργησε στις ΗΠΑ το 1946 σε κανάλι συχνότητας 120 kHz, στην αρχή push to talk και κατόπιν full duplex. Η τοπολογία είχε ως εξής: μία μεγάλη κεραία για κάθε αμερικανική πόλη. Το βασικό του μειονέκτημα ήταν ο περιορισμένος αριθμός καναλιών. Έτσι, σύντομα τα συστήματα κορέστηκαν.

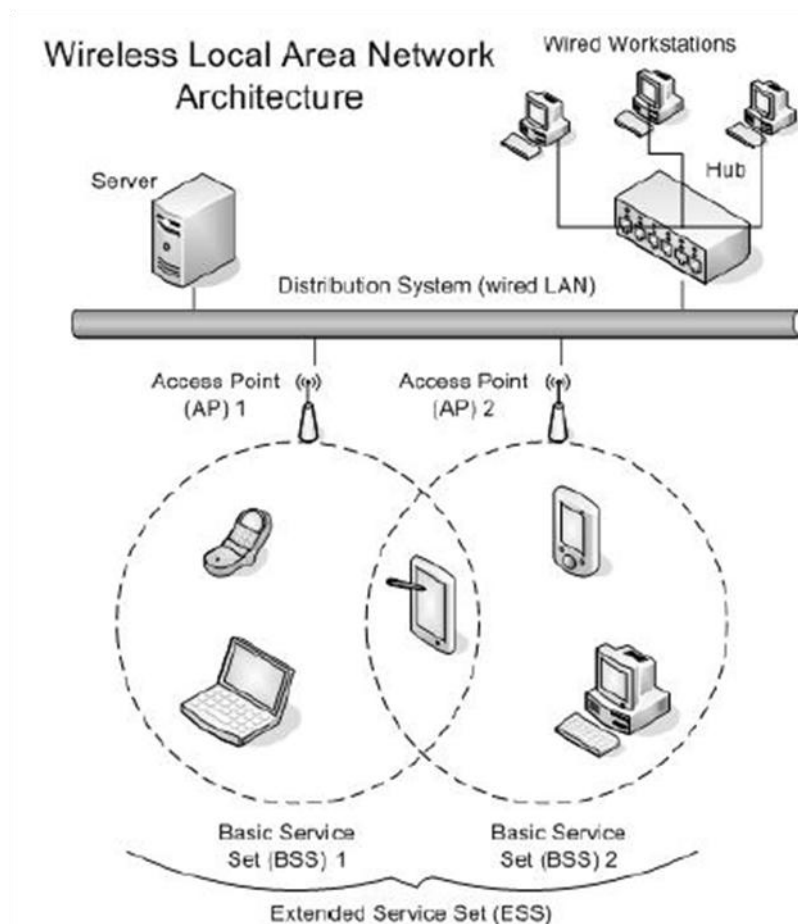
Στη συνέχεια ακολούθησαν τα ασύρματα τηλεφωνικά δίκτυα 1ης γενιάς που χρησιμοποιούσαν αναλογική διαμόρφωση FM και τοπολογία κυψελωτή. Ένα από αυτά ήταν το AMPS (Advanced Mobile Phone System) στις ΗΠΑ το 1983 και το ETACS (European Total Access Cellular System) στην Ευρώπη το 1985.

Ακολουθούν τα πρώτα ασύρματα δίκτυα 2ης γενιάς (2G) που χρησιμοποιούν πλέον ψηφιακή μετάδοση. Το GSM (Global System for Mobile Communications) είναι το πανευρωπαϊκό standard για τα ασύρματα δίκτυα δεύτερης γενιάς που χρησιμοποιεί ως μέθοδο πολυπλεξίας την TDMA (Time Division Multiple Access) ενώ το IS-95, το αμερικάνικο πρότυπο, βασίζεται στην CDMA (Code Division Multiple Access).

Μετά τα 2ης γενιάς ακολουθούν τα ασύρματα 2.5 γενιάς (2.5G). Εδώ ανήκει το GPRS (General Packet Radio Service), η μετεξέλιξη του GSM, όπου χρησιμοποιείται η μεταγωγή πακέτου όπως στο Διαδίκτυο.

Έπειτα περνάμε στα ασύρματα τηλεφωνικά δίκτυα 3ης γενιάς. Το πανευρωπαϊκό πρότυπο είναι το 3G WCDMA (UMTS), μετεξέλιξη του GSM αλλά βασισμένο σε Wideband CDMA και μεταγωγή πακέτου. Το αμερικάνικο πρότυπο είναι το 3G cdma2000.

Τα ασύρματα δίκτυα 4ης (4G) γενιάς χρησιμοποιούν ασύρματη σύνδεση στο Διαδίκτυο με πολύ υψηλή ταχύτητα σύνδεσης και πρωτόκολλο βασισμένο στο IP-πρωτόκολλο.



Εικόνα 1.1 Εφαρμογές-Παραδείγματα ασυρμάτων δικτύων

1.4.2 Ασύρματα δίκτυα υπολογιστών

Μέχρι πριν από λίγο καιρό η πιο συνηθισμένη επιλογή στη σύνδεση υπολογιστών ήταν η χρήση καλωδίου Ethernet. Τα τελευταία όμως χρόνια τα ασύρματα δίκτυα

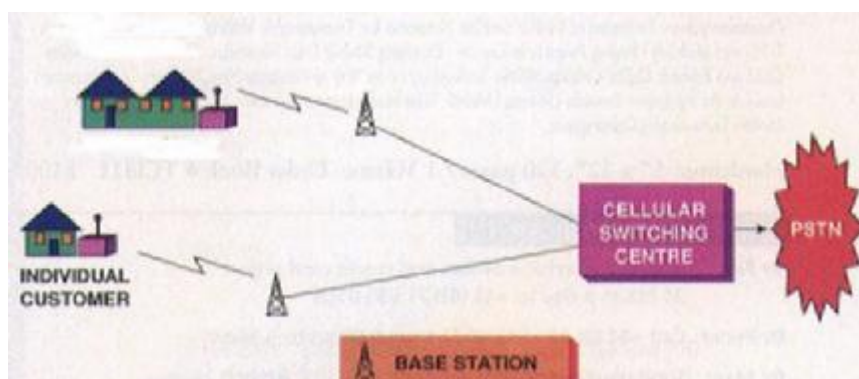
γνωρίζουν ραγδαία ανάπτυξη λόγω της ευελιξίας και της ευκολίας εγκατάστασης ενός ασύρματου δικτύου. Επιπλέον τα ασύρματα δίκτυα παρέχουν δυνατότητα σε επίπεδο δικτύωσης και άλλων συσκευών εκτός από υπολογιστές.

1.4.2.1 Κυψελωτά δίκτυα (IMS)

Μία κατηγορία ασυρμάτων δικτύων είναι τα κυψελωτά δίκτυα (IMS-IP Multimedia Subsystem). Σκοπός του IMS είναι να προσφέρει υπηρεσίες πολυμέσων βασισμένες στο IP, δηλαδή τις υπηρεσίες που προσφέρει και το Διαδίκτυο. Το IMS ουσιαστικά είναι μία προσπάθεια και ένα μέρος του οράματος για την εξέλιξη των δικτύων κινητών επικοινωνιών πέρα από το GSM [7]. Σχεδιάστηκε από το 3GPP (3rd Generation Partnership Project), μία συνεργασία ανάμεσα σε ομάδες τηλεπικοινωνιακών οργανισμών που είχε σαν στόχο να δημιουργήσει ένα ενιαίο παγκοσμίως πρότυπο κινητών επικοινωνιών τρίτης γενιάς. Παρόλα αυτά δεν είχε σκοπό να προτυποποιήσει εφαρμογές αλλά να ενισχύσει την πρόσβαση σε εφαρμογές πολυμέσων και φωνής μέσω ενσύρματων και ασύρματων τερματικών. Για να το επιτύχει αυτό χρησιμοποιεί πρότυπο βασισμένο στο πρωτόκολλο IP.

Τα χαρακτηριστικά των κυψελωτών δικτύων είναι τα εξής:

1. Δυνατότητα σύνδεσης σε κάθε είδους δίκτυο (ασύρματο ή ενσύρματο).
2. Δίνεται η δυνατότητα σε παροχείς και χρήστες να χρησιμοποιούν διαφορετικές αρχιτεκτονικές δικτύων.
3. Δυνατότητα μετακίνησης τερματικού και χρήστη.
4. Παρέχονται υπηρεσίες IP όπως VoIP, multiparty gaming, videoconferencing.



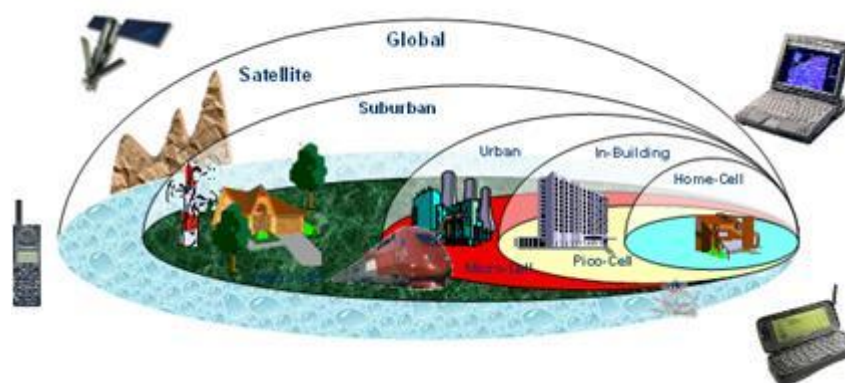
Εικόνα 1.2 Κυψελωτά Δίκτυα

1.4.2.2 Ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN)

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα ή WLAN παρέχουν σύνδεση χωρίς καλώδια μεταξύ φορητών υπολογιστών, επιτραπέζιων υπολογιστών, εκτυπωτών, PDA καθώς και δικτύων γραφείου μέσω ασύρματων σημείων πρόσβασης. Αυτός είναι και ένας απλός τρόπος επέκτασης του δικτύου χωρίς έξοδα εγκατάστασης πρόσθετης καλωδίωσης.

1.4.2.3 Ασύρματα ευρείας περιοχής δίκτυα (WWAN)

Ένα ασύρματο WAN (Wide Area Network) είναι ένα δίκτυο ασύρματων υπηρεσιών που λειτουργεί πέρα από ένα κτίριο και παρέχεται από ένα φορέα, όπως το φορέα κινητής τηλεφωνίας για παράδειγμα. Σε ασύρματο WAN είναι δυνατή η ασύρματη πρόσβαση στο δίκτυο φωνητικών υπηρεσιών ή δεδομένων αντί της σύνδεσης ενός notebook σε μια τηλεφωνική υποδοχή και την κλήση του αριθμού σύνδεσης στο Internet ή η σύνδεση σε ένα hot spot. Σε ένα WAN κάθε φορητή συσκευή επικοινωνεί με το σταθμό βάσης της υπηρεσίας παροχής.



Εικόνα 1.3 Εφαρμογές-Παραδείγματα ασυρμάτων δικτύων

1.4.2.4 Προσωπικά δίκτυα (PAN)

Τα προσωπικά δίκτυα είναι περιστασιακά δίκτυα που λειτουργούν ξεχωριστά από ένα σταθερό ή ασύρματο δίκτυο, δημιουργώντας ένα προσωρινό δίκτυο. Με τα προσωπικά δίκτυα δίνεται για παράδειγμα η δυνατότητα ανταλλαγής αρχείων σε απρομελέτητες συσκευές, η εκτύπωση εγγράφων χωρίς να συνδεθεί ο χρήστης σε ένα σταθερό ή ασύρματο δίκτυο όπως και η κοινή χρήση πληροφοριών με συσκευές Bluetooth.

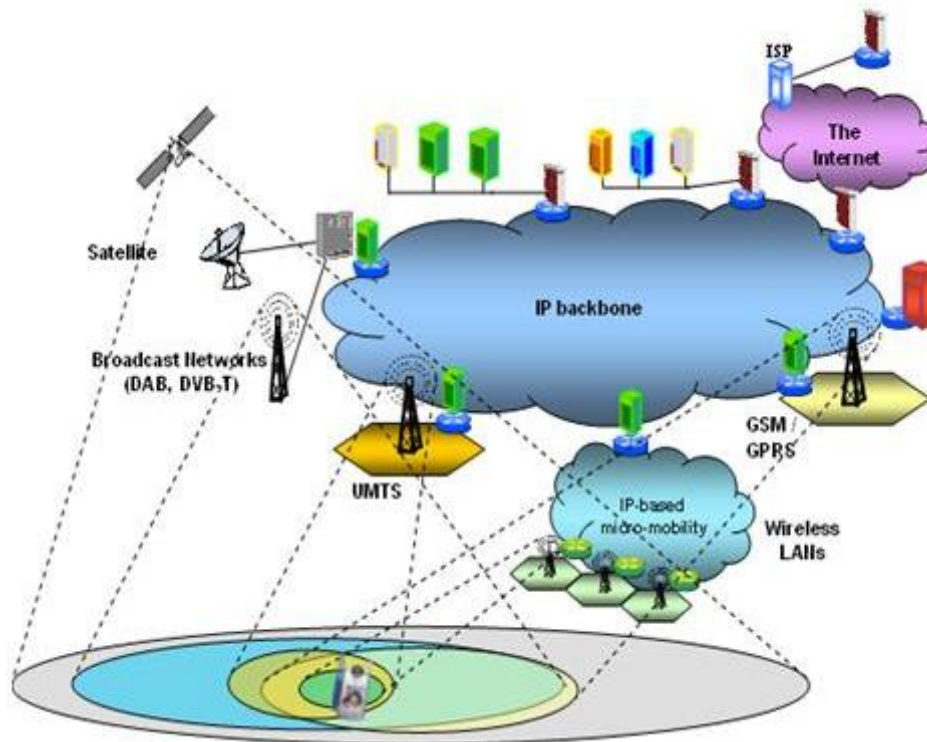
1.4.2.5 Ad-hoc δίκτυα

Τα ad-hoc είναι ασύρματα δίκτυα στα οποία δεν υπάρχει καμία σταθερή υποδομή. Απαιτείται multi-hop επικοινωνία. Με τον όρο ad-hoc multi-hop δίκτυο εννοούμε ένα σύνολο κινητών κόμβων που διαμοιράζονται ένα ασύρματο μέσο και επικοινωνούν χωρίς κάποια προεγκατεστημένη υποδομή δικτύου. Σε αντίθεση με τα συμβατικά κυψελωτά συστήματα, δεν υπάρχει σχέση αφέντη-σκλάβου μεταξύ των κόμβων όπως ανάμεσα στον σταθμό βάσης και τους κινητούς χρήστες στα δίκτυα ad-hoc [8]. Η σημαντικότερη εφαρμογή των ad-hoc δικτύων είναι τα sensor ή smart dust δίκτυα. Οι κόμβοι πρέπει να είναι μικροί σε μέγεθος αλλά παράλληλα να διαθέτουν επικοινωνιακές και υπολογιστικές δυνατότητες. Επειδή συνήθως οι χρήστες σε αυτά τα δίκτυα είναι κινητοί αυτά συχνά αναφέρονται σαν Mobile Ad hoc NETWORKS (MANETs). Επειδή είναι εντελώς αυτόνομα και αυτοδιαχειριζόμενα, είναι μία πολύ ελκυστική ιδέα για σενάρια όπως αποκατάσταση από καταστροφές, επικοινωνία μεταξύ οχημάτων και δίκτυα εντός οικίας.

Τα πρωτόκολλα που χρησιμοποιούνται στα ασύρματα δίκτυα είναι :

- **802.11a**: παρέχει μετάδοση μέχρι 54 Mbps στη ζώνη 5 GHz.
- **802.11b**: (WiFi): παρέχει μετάδοση 11 Mbps στη ζώνη 2.4 GHz.
- **802.11g**: παρέχει μετάδοση μέχρι 54 Mbps στη ζώνη 2.4 GHz.
- **πρότυπο Bluetooth**: είναι το κυρίαρχο πρότυπο για μικρών επιδόσεων ασύρματη δικτύωση ηλεκτρονικών συσκευών (κινητά, PDA, PC, fax, εκτυπωτές, πληκτρολόγια κλπ) με χαμηλή κατανάλωση (10 mW) και χαμηλό κόστος.
- **Wimax**: Το 2003 η IEEE υιοθέτησε το πρότυπο 802.16 γνωστό και σαν Wimax. Είναι μια νέα τεχνολογία, που παρέχει ασύρματη ευρυζωνική πρόσβαση υψηλών ταχυτήτων σε μεγάλες αποστάσεις. Το Wimax επιτρέπει τη μεταφορά δεδομένων με πολλαπλά, ευρέα φάσματα συχνότητας. Την ασφαλή μετάδοση των δεδομένων στο Wimax αναλαμβάνει ο αλγόριθμος κρυπτογράφησης DES.
- **GPRS**: σημαίνει Γενική Υπηρεσία Ραδιοεπικοινωνίας με Πακέτα. Το πρότυπο αυτό επιτρέπει συνδέσεις μεταγωγής πακέτων αντί κυκλώματος σε κυψελωτά δίκτυα.

- **GPS:** είναι η σύντμηση του όρου Global Positioning System και το GPS αναφέρεται σε ραδιοσυστήματα θέσης που βασίζονται σε δορυφόρο και τα οποία παρέχουν 24 ώρες πληροφορίας για την τρισδιάστατη θέση, ταχύτητα και ώρα σε κατάλληλα εξοπλισμένους χρήστες οπουδήποτε ή κοντά στην επιφάνεια της γης.



Εικόνα 1.4 Εφαρμογές-Παραδείγματα ασυρμάτων δικτύων

1.5 Πρότυπα

Τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα που αλληλεπιδρούν μεταξύ τους απαιτούν προτυποποίηση [3]. Τα πρότυπα αποφασίζονται τυπικά από εθνικές ή διεθνείς επιτροπές. Η IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) είναι η αρμόδια επιτροπή για την ανάπτυξη προτύπων στις ΗΠΑ ενώ το Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιών (ETSI) παίζει τον ανάλογο ρόλο στην Ευρώπη. Αυτές οι επιτροπές υιοθετούν στάνταρ που δημιουργούνται από άλλους οργανισμούς. Και οι δύο οργανισμοί ακολουθούν μία διαδικασία για την ανάπτυξη των προτύπων που περιλαμβάνει συμμετοχή από εταιρείες και άλλα ενδιαφερόμενα μέρη.

Η διαδικασία της προτυποποίησης απαιτεί πολύ χρόνο αλλά οι εταιρείες επενδύουν σε αυτήν καθότι αυτό τους δίνει τη δυνατότητα να έχουν εν τέλει ενεργό συμμετοχή στην ανάπτυξη του τελικού συστήματος. Εν γένει τα πρότυπα δεν περιλαμβάνουν

όλες τις λεπτομέρειες για το σχεδιασμό ενός συστήματος. Αυτό επιτρέπει στις εταιρείες να καινοτομούν και να διαφοροποιούν τα προϊόντα τους από άλλα συστήματα. Ο κύριος στόχος της τυποποίησης είναι τα διάφορα συστήματα να αλληλεπιδρούν με άλλα συστήματα ακολουθώντας το ίδιο πρότυπο.

Υπάρχουν όμως και μειονεκτήματα. Η διαδικασία της προτυποποίησης δεν είναι τέλεια καθώς οι μέτοχοι των εταιρειών έχουν συνήθως τη δική τους ατζέντα, η οποία δεν ταυτίζεται πάντα με την καλύτερη δυνατή τεχνολογία ή με τα συμφέροντα των καταναλωτών. Επιπλέον, από ένα σημείο και μετά τα πρότυπα πρέπει να ολοκληρωθούν οπότε από κει και έπειτα είναι δύσκολο να προστεθούν νέες καινοτομίες και βελτιώσεις.

Παρά τα ελαττώματα της, όμως, η προτυποποίηση είναι σαφέστατα ένα απαραίτητο συστατικό του σχεδιασμού και της λειτουργίας ενός ασύρματου συστήματος. Παρόλα αυτά όλοι θα ωφελούνταν στη βιομηχανία της ασύρματης τεχνολογίας εάν κάποια έστω από τα προβλήματα της διαδικασίας προτυποποίησης μπορούσαν να εξαλειφθούν.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Μοντέλα Ασύρματων Καναλιών

2.1 Εισαγωγή

Τα ραδιοκύματα, είναι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα με συχνότητες που εμπεριέχονται στη ζώνη από 3 Hz έως 300 GHz. Ειδικότερα για τη ζώνη συχνοτήτων από 0.3 GHz έως 300 GHz, τα ραδιοκύματα αναφέρονται ως μικροκύματα.

Για την προσέγγιση της συμπεριφοράς των ραδιοδιαύλων χρησιμοποιούνται διάφορες προσεγγίσεις καθότι η εφαρμογή των εξισώσεων του Maxwell, που είναι και ο θεμελιωτής της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας, με χρήση οριακών συνθηκών καθίσταται δύσκολη για τα σύνθετα περιβάλλοντα διάδοσης της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Η ηλεκτρομαγνητική ισχύς, κατά τη διάδοση της, υφίσταται πολλών ειδών απώλειες που μπορεί να οφείλονται είτε στην φυσική εξασθένηση του σήματος με την απόσταση, είτε στα φυσικά εμπόδια που συναντάει το σήμα στη διαδρομή του (ταράτσες, τοίχοι, κτίρια και άλλα εμπόδια) και που δημιουργούν τα γνωστά φαινόμενα της ανάκλασης, περίθλασης και σκέδασης. Το φαινόμενο της ανάκλασης συμβαίνει σε επιφάνειες μεγέθους πολύ μεγαλύτερου από το μήκος κύματος ενώ η περίθλαση συμβαίνει όταν το σήμα συναντάει αιχμές εμποδίων μεγέθους πολύ μεγαλύτερου του μήκους κύματος. Σε αντίθεση με την ανάκλαση και την περίθλαση, η σκέδαση συμβαίνει σε περιπτώσεις που η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία προσπίπτει σε αντικείμενα με μέγεθος ανάλογο του μήκους κύματος.

2.2 Απώλειες διάδοσης ισχύος και αντίστοιχα μοντέλα προσέγγισης

2.2.1 Μέθοδος Ray Tracing

Οι πιο διαδεδομένες προσεγγιστικές μέθοδοι των ασύρματων καναλιών αφορούν τις τεχνικές εντοπισμού – ακτίνας (ray tracing) [9]. Για την ακρίβεια, η μέθοδος αυτή βασίζεται στην υπόθεση ότι το διαδιδόμενο κύμα μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα μεγάλο αριθμό από πολύ λεπτές ακτίνες και ότι υπάρχει μία στοιχειώδης (πολύ μικρή) απόσταση κατά μήκος της οποίας η ακτίνα διάδοσης είναι ευθεία. Το πιο απλό μοντέλο ray tracing είναι το “two-ray model”, το οποίο περιγράφει με ακρίβεια τη διάδοση ενός σήματος όταν υπάρχει ένα απευθείας μονοπάτι διάδοσης ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη και ένα μονοπάτι αντανάκλασης.

2.2.2 Εμπειρικά μοντέλα απώλειας ισχύος - μοντέλα Hata και Okumura

Πολλά περιβάλλοντα διάδοσης, όμως, δεν μπορούν να αναπαρασταθούν με αυτή την τεχνική και για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται αναλυτικά - ντετερμινιστικά μοντέλα προσέγγισης που βασίζονται σε εμπειρικές μετρήσεις [4]. Δύο χαρακτηριστικά αναλυτικά μοντέλα περιγραφής που εφαρμόζονται σε τυπικά ασύρματα περιβάλλοντα διάδοσης όπως αστικές μακροκυψέλες, αστικές μικροκυψέλες και στο εσωτερικό των κτιρίων είναι τα Okumura model και Hata model. Παρότι αυτά τα μοντέλα βασίζονται σε μετρήσεις για δεδομένη απόσταση και για συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων και γεωγραφικές θέσεις επεκτείνονται και γενικεύονται πολλές φορές και για ευρύτερα περιβάλλοντα διάδοσης, πράγμα που κάνει την ακρίβεια τους αμφισβητήσιμη.

Επιπλέον, τα αναλυτικά μοντέλα εκφράζουν το λόγο της λαμβανόμενης προς την εκπεμπόμενη ισχύ P_r/P_t σαν συνάρτηση της απόστασης, έτσι ώστε οι απώλειες διαδρομής είναι σαφώς ορισμένες [3]. Αντίθετα, οι εμπειρικές μετρήσεις του λόγου P_r/P_t σαν συνάρτηση της απόστασης περιλαμβάνουν επιπρόσθετα και τις απώλειες διαδρομής, σκίασης και πολυδιαδρομικής διάδοσης. Για να αφαιρεθεί η επίδραση του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης υπολογίζεται ένας μέσος όρος των λαμβανομένων μετρήσεων ισχύος και των αντιστοίχων απωλειών διαδρομής σε μία δεδομένη απόσταση για διαφορετικά μήκη κύματος. Αυτός ο μέσος όρος απωλειών διαδρομής ονομάζεται τοπικός μέσος όρος εξασθένησης (Local Mean Attenuation – LMA) σε απόσταση d και γενικά αυξάνεται με την απόσταση εξαιτίας των απωλειών διαδρομής ελεύθερου χώρου και των εμποδίων που συναντάει το σήμα. Ο LMA για ένα δεδομένο περιβάλλον, όπως μια πόλη, εξαρτάται από τη συγκεκριμένη θέση του πομπού και του δέκτη για την αντίστοιχη μέτρηση LMA. Για να χαρακτηρίσουμε πιο γενικά το μέσο όρο εξασθένησης λαμβάνουμε μετρήσεις σε όλο το περιβάλλον διάδοσης και πιθανόν σε πολλά περιβάλλοντα με παρόμοια χαρακτηριστικά. Έτσι, οι εμπειρικές απώλειες διαδρομής για ένα δεδομένο περιβάλλον (πχ μία πόλη, ένα προάστιο ή ένα κτίριο) ορίζονται ως ο μέσος όρος των μετρήσεων των μέσων LMA σε μία απόσταση d . Τα μοντέλα που ακολουθούν βασίζονται σε τέτοιους μέσους όρους μετρήσεων.

2.2.2.1 Μοντέλο Okumura

Το μοντέλο αυτό είναι από τα πιο διαδεδομένα για μεγάλες αστικές μακροκυψέλες. Εφαρμόζεται για ζώνες συχνοτήτων 150-1500 MHz και αποστάσεις 1-100 Km [3]. Ο Okumura χρησιμοποίησε εκτεταμένες μετρήσεις της εξασθένησης του σήματος από το σταθμό βάσης στο κινητό τερματικό σε ολόκληρο το Τόκιο για να εξάγει ένα σύνολο από καμπύλες που δίνουν τη μέση εξασθένηση σε σχέση με τη διάδοση ελεύθερου χώρου σε ανώμαλη έκταση. Για τις μετρήσεις αυτές χρησιμοποίησε διάφορες περιοχές, συχνότητες, ύψη και ισχύες πομπού. Η ισχύς του σήματος σε αυτή την περίπτωση μειώνεται με πολύ μεγαλύτερο ρυθμό με την απόσταση από την περίπτωση διάδοσης στον ελεύθερο χώρο.

2.2.2.2 Μοντέλο Hata

Εφαρμόζεται για ζώνες συχνοτήτων 150-1500 MHz ενώ η απόσταση από το σταθμό βάσης κυμαίνεται από 1-20 Km. Το ύψος της κεραίας του σταθμού βάσης (h_b) είναι από 30-200 m και το ύψος της κεραίας του κινητού (h_m) είναι από 1-10 m [10]. Ο Hata δημιούργησε ένα σύνολο από αντιπροσωπευτικά μαθηματικά μοντέλα απωλειών διάδοσης για κάθε είδους περιβάλλον (αστικό, προαστιακό ή εξοχή) όπως φαίνεται στις ακόλουθες τρεις εξισώσεις:

Για τις αστικές περιοχές :

$$L_p(\text{urban}) = 69.55 + 26.16 \log_{10}(f) - 13.82 \log_{10}(h_b) - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10}(h_b)) \log_{10}(d) \quad (2.1)$$

όπου

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10}(f) - 0.7) h_m - (1.56 \log_{10}(f) - 0.8) \quad (2.2)$$

Για τις προαστιακές περιοχές :

$$L_p(\text{suburban}) = L_p(\text{urban}) - 2(\log_{10} f / 28)^2 - 5.4 \quad (2.3)$$

Ενώ για την εξοχή έχουμε :

$$L_p(\text{open country}) = L_p(\text{urban}) - 4.78(\log_{10} f)^2 + 18.33 \log_{10}(f) - 40.94 \quad (2.4)$$

Στους παραπάνω τύπους χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες μονάδες για τα μεγέθη: Η συχνότητα f σε MHz, τα ύψη των κεραιών κινητού και σταθμού βάσης σε m, η απόσταση d σε χιλιόμετρα και οι απώλειες σε dB.

Το μοντέλο Hata δεν είναι κατάλληλο για μικροκυψέλες όπου η κεραία είναι κάτω από το ύψος της στέγης και η μεγαλύτερη συχνότητα φέροντος που μπορούν να υποστηρίξουν είναι 1500 MHz.

2.2.3 Μοντέλο απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου

Ένα εξιδανικευμένο μοντέλο διάδοσης της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας είναι αυτό της διάδοσης στον ελεύθερο χώρο. Σύμφωνα με το μοντέλο αυτό, το εκπεμπόμενο από τον πομπό σήμα διανύει μια ανεμπόδιστη ευθεία τροχιά μέχρι το δέκτη. Στον ελεύθερο χώρο, τα ραδιοκύματα δεν αντανακλώνται ή απορροφώνται. Το ιδανικό αυτό μοντέλο διάδοσης θεωρεί ότι η πηγή εκπέμπει προς όλες τις κατευθύνσεις εξίσου και ότι σε άπειρη απόσταση δεν έχουμε υποβάθμιση. Σε μεγαλύτερες αποστάσεις θεωρούμε ότι έχουμε εξασθένηση της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος [10]. Έτσι, αν ο δέκτης βρίσκεται σε απόσταση d από τον πομπό, τότε ο λόγος της λαμβανόμενης στον δέκτη προς την εκπεμπόμενη ισχύ θα είναι:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (2.5)$$

και οι απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου :

$$P_L = 10 \log_{10} \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (2.6)$$

σε dB :

$$L_p = P_t - P_r = 20 \log_{10}(4\pi) + 20 \log_{10}(d) - 20 \log_{10}(\lambda) \quad (2.7)$$

Εάν αντικαταστήσουμε όπου λ (σε km) = $0.3 / f$ (σε MHz) παράγεται ο γενικός τύπος για τις απώλειες ελεύθερου χώρου :

$$L_p = 32.5 + 20 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f) \quad (2.8)$$

2.2.4 Μοντέλο απωλειών λείας επίπεδης επιφανείας (Plane Earth)

Το μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου δεν λαμβάνει υπόψη τις συνέπειες διάδοσης πάνω από το έδαφος [10]. Όταν ένα ραδιοκύμα διαδίδεται πάνω από το έδαφος μέρος της ισχύος θα ανακλαστεί λόγω του εδάφους και στη συνέχεια θα ληφθεί από το δέκτη. Καθορίζοντας συνεπώς την επίδραση της ανακλώμενης ισχύος προκύπτει το μοντέλο απωλειών επίπεδης επιφανείας. Αυτό το μοντέλο αναπαριστά καλύτερα τα πραγματικά χαρακτηριστικά της διάδοσης των ραδιοκυμάτων πάνω από το έδαφος.

Το λαμβανόμενο σήμα υπολογίζεται σύμφωνα με το μοντέλο αυτό σαν το άθροισμα του απευθείας σήματος και του ανακλώμενου από μία επίπεδη λεία επιφάνεια. Οι σχετικές παράμετροι εισόδου περιλαμβάνουν τα ύψη των κεραιών, το μήκος του μονοπατιού, τη συχνότητα λειτουργίας και το συντελεστή ανάκλασης της γης. Αυτός ο συντελεστής αλλάζει αναλόγως του τύπου της έκτασης (πχ νερό, έρημος, υγρό έδαφος κλπ).

Έτσι, σύμφωνα με τα παραπάνω, η εξίσωση των απωλειών διαδρομής για το μοντέλο λείας, επίπεδης επιφανείας είναι :

$$L_d = 40 \log_{10}(d) - 20 \log_{10}(h_1) - 20 \log_{10}(h_2) \quad (2.9)$$

όπου d το μήκος της διαδρομής σε m και h_1, h_2 τα ύψη των κεραιών στο σταθμό βάσης και το κινητό αντίστοιχα. Αυτό το μοντέλο δεν είναι κατάλληλο για συστήματα GSM κινητών καθότι δεν λαμβάνει υπόψη τις αντανάκλασεις από τα κτίρια ή το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

2.3 Φαινόμενο της σκίασης

Πέρα από τις απώλειες διάδοσης, επίδραση στην ισχύ του σήματος έχει και το φαινόμενο της σκίασης. Στη διαδρομή του το σήμα θα συναντήσει εμπόδια, σκεδαστές και γενικότερα ένα περιβάλλον διάδοσης με μεταβαλλόμενες συνθήκες που προκαλούν τυχαίες διακυμάνσεις και εξασθενήσεις στην ισχύ του σήματος που λαμβάνεται σε μια δεδομένη απόσταση. Καθότι η τοποθεσία, το μέγεθος και οι διηλεκτρικές ιδιότητες των παρεμβαλλομένων εμποδίων που προξενούν την τυχαία εξασθένιση του σήματος είναι άγνωστα, χρειάζονται στατιστικά μοντέλα για την περιγραφή της [3]. Το πιο κοινό μοντέλο για το είδος αυτό της επιπρόσθετης εξασθένισης είναι αυτό της λογαριθμο-κανονικής κατανομής. Εδώ, ο λόγος της εκπεμπόμενης προς τη λαμβανόμενη ισχύ είναι μία τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί λογαριθμο-κανονική κατανομή. Δηλ. εάν ονομάσουμε $\psi = P_t/P_r$ τον παραπάνω λόγο, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της παραπάνω μεταβλητής θα είναι :

$$p(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}\psi - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2}\right\}, \psi > 0 \quad (2.10)$$

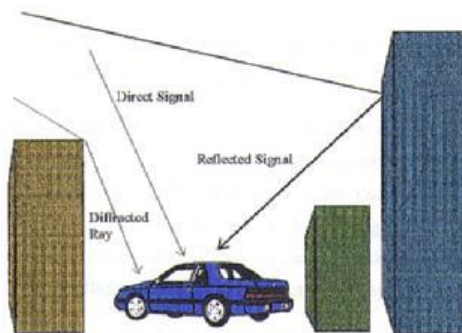
όπου $\xi = 10/\ln 10$ και $\mu_{\psi_{dB}}$ είναι η μέση τιμή της $\psi_{dB} = 10\log_{10}\psi$ σε dB και $\sigma_{\psi_{dB}}$ είναι η τυπική απόκλιση (standard deviation) της ψ_{dB} επίσης σε dB.

2.4 Φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης - Διαλείψεις

Το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης σε ένα περιβάλλον κινητών επικοινωνιών αφορά τα διαφορετικά μονοπάτια που ακολουθεί το σήμα μέχρι να φτάσει στο δέκτη. Αυτό συμβαίνει όπως προαναφέραμε επειδή το ηλεκτρομαγνητικό κύμα μπορεί να υποστεί τα φαινόμενα της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης κατά την πορεία διάδοσης. Έτσι, στο δέκτη λαμβάνονται διαφορετικές συνιστώσες του εκπεμπόμενου αρχικού σήματος οι οποίες αθροιζόμενες διανυσματικά οδηγούν στις αυξομειώσεις που παρατηρούνται στο πλάτος του σύνθετου λαμβανόμενου σήματος (διαλείψεις). Για την ακρίβεια, οι συνιστώσες που φτάνουν στον δέκτη διαφέρουν ως προς το χρόνο άφιξης, το πλάτος και τη φάση [11].

Πέρα όμως από το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης και τους σκεδαστές που αυτό παρεμβάλλει στην πορεία του σήματος οι ίδιοι χρήστες καθώς και τα αντικείμενα που τους περιβάλλουν κινούνται, δημιουργώντας διαρκώς μεταβαλλόμενες συνθήκες.

Δεδομένου ότι στα συστήματα κινητών επικοινωνιών το μήκος κύματος του φέροντος κυμαίνεται από 15 έως 60 cm μικρές μεταβολές στις καθυστερήσεις διάδοσης λόγω της μετακίνησης του τερματικού έχουν ως αποτέλεσμα μεγάλες μεταβολές στις φάσεις των επιπέδων κυμάτων που καταφτάνουν στο δέκτη [6]. Αυτές οι μεταβολές φάσης δρουν εποικοδομητικά ή αρνητικά κατά την διανυσματική άθροιση των διαφόρων συνιστώντων κυμάτων στην κεραία του δέκτη, γεγονός που αποδεικνύεται από τις μεγάλες μεταβολές στο πλάτος και στη φάση του λαμβανόμενου σήματος. Συνεπώς, καθώς το κινητό τερματικό μετακινείται σε ένα τέτοιο περιβάλλον οι χωρικής φύσεως μεταβολές της περιβάλλουσας και της φάσης του λαμβανόμενου σύνθετου σήματος εμφανίζονται ως χρονικές μεταβολές, ένα φαινόμενο που ονομάζεται διαλείψεις περιβάλλουσας.



Εικόνα 2.1 Πολυδιαδρομική διάδοση

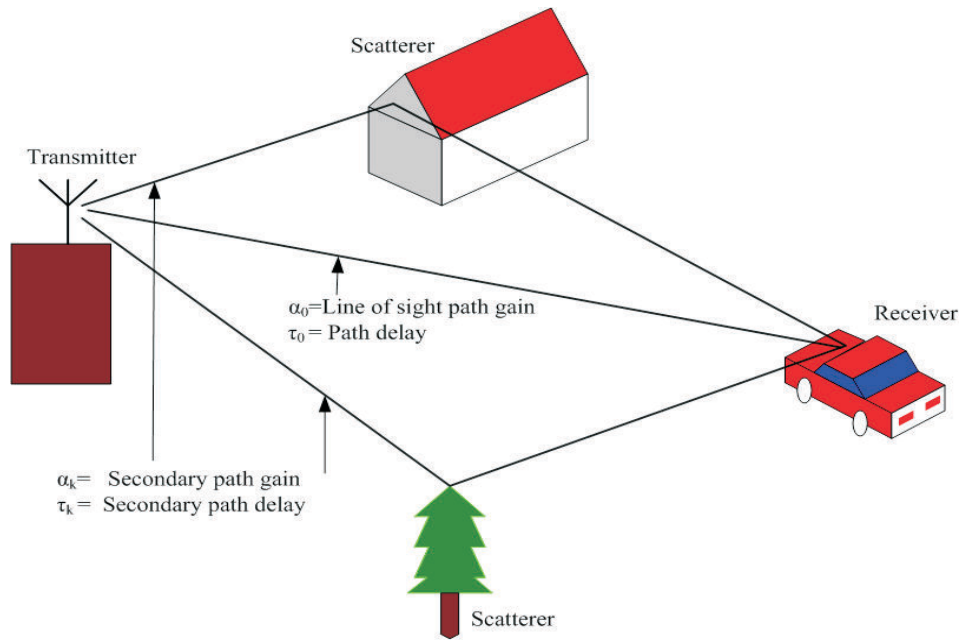
Οι διαλείψεις περιβάλλουσας χωρίζονται σε μακρόχρονες και βραχύχρονες [6]. Οι μακρόχρονες διαλείψεις αφορούν το μέσο όρο της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου ραδιοσήματος. Ο μέσος όρος αυτός ονομάζεται τοπικός μέσος όρος. Οι συνιστώσες των μακρόχρονων διαλείψεων συνεισφέρουν μόνο στις απώλειες διαδρομής.

Αντίθετα, οι βραχύχρονες διαλείψεις χρησιμοποιούνται για την περιγραφή της απότομης διακύμανσης του πλάτους του σήματος σε βραχύ χρονικό διάστημα ή σε βραχεία διανυόμενη απόσταση, έτσι ώστε οι επιδράσεις των απωλειών διαδρομής και σκίασης να μπορούν να αμεληθούν. Βραχύχρονες διαλείψεις μπορούν να προκύψουν από τη συμβολή δύο ή περισσότερων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος, που φτάνουν στο δέκτη με μικρές διαφορές καθυστέρησης. Οι πολλαπλές αυτές εκδοχές του ίδιου σήματος, που ονομάζονται και σήματα πολλαπλών διαδρομών, συνδυάζονται στην κεραία του δέκτη για να δώσουν ένα συνιστάμενο σήμα, του οποίου το πλάτος και η φάση μπορεί να μεταβάλλονται ευρέως. Οι μεταβολές αυτές εξαρτώνται από την κατανομή της έντασης του πεδίου, από το σχετικό χρόνο διάδοσης των επιμέρους σημάτων και από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

Οι βραχύχρονες διαλείψεις οφείλονται κυρίως στις πολλαπλές διαδρομές μεταδιδόμενου σήματος που προκύπτουν από ανακλάσεις σε τοπικούς σκεδαστές, όπως πχ σπίτια, κτίρια και άλλα ανθρώπινα δημιουργήματα ή από φυσικά εμπόδια, όπως πχ δέντρα που βρίσκονται στο περιβάλλον του κινητού τερματικού. Δεν οφείλονται σε φυσικά εμπόδια που παρεμβάλλονται μεταξύ εκπομπής και λήψης.

Οι κυριότερες συνέπειες από την ύπαρξη πολλαπλών διαδρομών είναι:

- Απότομες αλλαγές στην ένταση του σήματος, όταν διανύονται μικρές αποστάσεις ή μεσολαβούν μικρά χρονικά διαστήματα.
- Τυχαία διαμόρφωση συχνότητας, που οφείλεται στο γεγονός ότι η ολίσθηση Doppler, για τα διάφορα σήματα πολλαπλών διαδρομών, είναι διαφορετική.
- Εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης (φαινόμενα ηχούς), η οποία προκαλείται από διαφορετική καθυστέρηση σε κάθε διαδρομή που ακολουθείται από το σήμα.



Εικόνα 2.2 Πολυδιαδρομική διάδοση

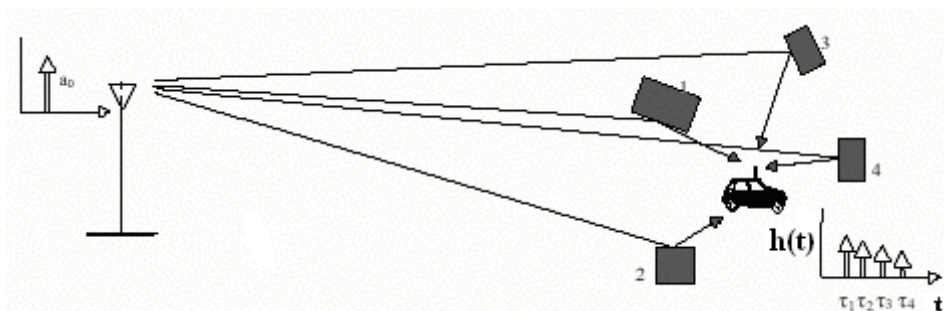
2.4.1 Κατηγορίες διαλείψεων

2.4.1.1 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα

Οι μικρής κλίμακας διαλείψεις (ή βραχύχρονες όπως ορίσαμε παραπάνω) μπορούν να χωριστούν σε διάφορες κατηγορίες [12]. Μία πρώτη κατηγοριοποίηση είναι με βάση την εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης πολλαπλών διαδρομών.

Στο ραδιοδιάλυλο πολυδιαδρομικής διάδοσης, ένα από τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται για τη μελέτη και εξαγωγή συμπερασμάτων είναι η διασπορά καθυστέρησης (μελέτη στο πεδίο του χρόνου). Έτσι, εάν η εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread) είναι μικρότερη από την περίοδο συμβόλου, τότε μιλάμε για επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Εάν είναι μεγαλύτερη από την περίοδο συμβόλου, τότε έχουμε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading).

Εάν θεωρήσουμε το εκπεμπόμενο σήμα σαν ένα κρουστικό παλμό $a(t)$, αυτό καταφτάνει στο δέκτη σαν μια σειρά κρουστικών παλμών από τα διαφορετικά μονοπάτια διάδοσης με διαφορετικές εξασθενήσεις και καθυστερήσεις, οπότε η συνολική χρονική διασπορά μεγαλώνει σημαντικά [6]. Αυτό φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα, όπου ο αρχικός παλμός $a(t)$ συναντάει έναν αριθμό σκεδαστών και σαν αποτέλεσμα δίνει τον αριθμό των διακεκριμένων παλμών $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$, οι οποίοι γίνονται ένας συνεχής παλμός με διάρκεια τ_d καθώς αυξάνει το πλήθος των σκεδαστών.



Εικόνα 2.3 Διασπορά καθυστέρησης – 4 σκεδαστές

Για την ακρίβεια, ορίζουμε ως rms εξάπλωση καθυστέρησης την τυπική απόκλιση από τη μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση, που ορίζεται ως:

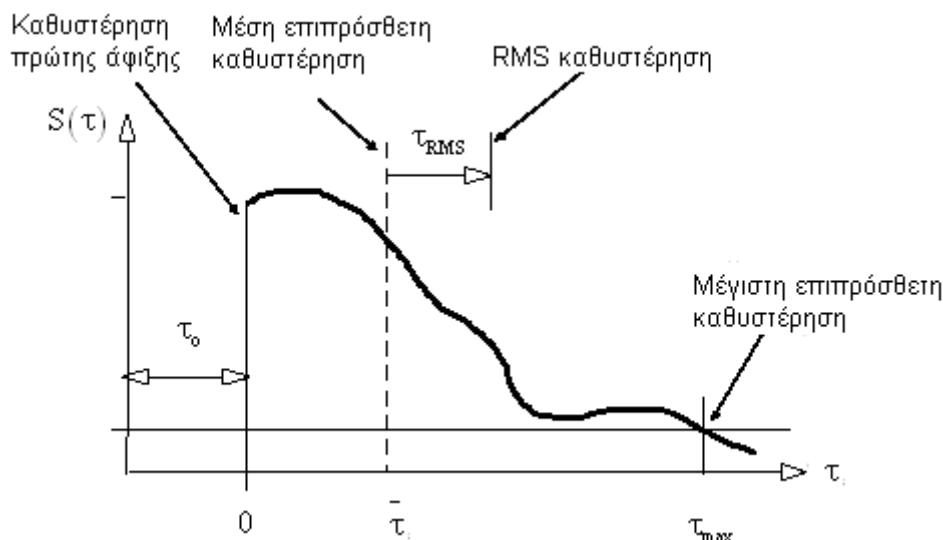
$$\tau_e = \int (\tau - \tau_A) D(\tau) d\tau \quad (2.11)$$

όπου τ_A είναι η καθυστέρηση πρώτης άφιξης, δηλ ο χρόνος που κάνει για να φτάσει η πρώτη συνιστώσα σήματος στον δέκτη, και η οποία χρησιμοποιείται ως αναφορά για τις υπόλοιπες καθυστερήσεις διάδοσης [6]. Το $D(\tau)$ είναι το προφίλ καθυστέρησης ισχύος, που είναι μία συνάρτηση κατανομής με $S(\tau)$ το μετρούμενο προφίλ καθυστέρησης ισχύος του διαύλου, ο οποίος και εμφανίζει μια συνεχή δομή πολλαπλών διαδρομών:

$$D(\tau) = \frac{S(\tau)}{\int S(\tau) d\tau} \quad (2.12)$$

Εν τέλει, παίρνουμε τη σχέση για την rms εξάπλωση καθυστέρησης:

$$\tau_d = \sqrt{\int (\tau - \tau_e - \tau_A)^2 D(\tau) d\tau} \quad (2.13)$$



Εικόνα 2.4 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται το προφίλ καθυστέρησης ισχύος συναρτήσει του χρόνου τ των καθυστερήσεων για ένα ραδιοδιάλυο.

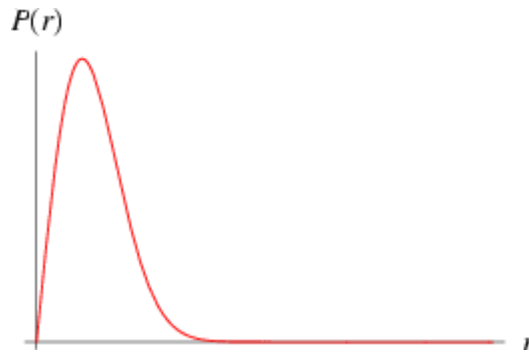
2.4.1.1.1 Επίπεδες διαλείψεις – Διαλείψεις Rayleigh

Στην κατηγορία αυτή των επίπεδων διαλείψεων μικρής κλίμακας (βραχύχρονες διαλείψεις), όπου το πλάτος του ραδιοσήματος εμφανίζει γρήγορες διακυμάνσεις σε ένα σύντομο χρονικό διάστημα, εντάσσουμε και τις διαλείψεις Rayleigh, που είναι ουσιαστικά η επικρατέστερη κατανομή για το χαρακτηρισμό της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη σε ένα ασύρματο περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης, όπου δεν υπάρχει επικρατούσα συνιστώσα οπτικής επαφής. Αυτό σημαίνει ότι κατά τη συμβολή των σημάτων που προέρχονται από διαφορετικές διαδρομές στο δέκτη δεν έχουμε συνιστώσα απευθείας διάδοσης (δηλ που να μην έχει συναντήσει εμπόδια).

Ως γνωστόν, η κατανομή Rayleigh έχει την παρακάτω συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Density Function-PDF):

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.14)$$

για $r \geq 0$, όπου σ είναι η rms τιμή (root mean square value) ή αλλιώς τυπική απόκλιση και σ^2 η μεταβλητότητα.



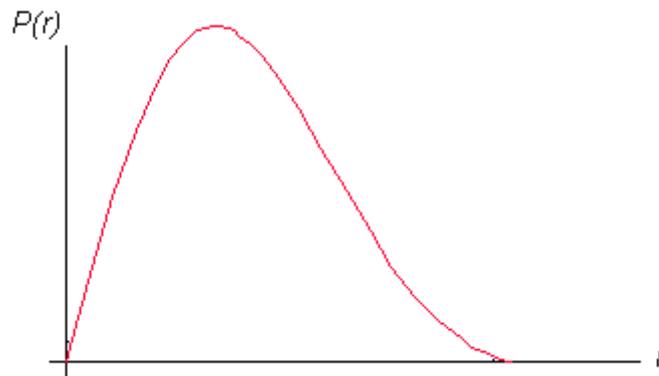
Εικόνα 2.5 Κατανομή Rayleigh της περιβάλλουσας του λαμβανομένου σήματος

Γενικά, εάν $\alpha = X + jY$ μία μιγαδική μεταβλητή με X και Y ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές κανονικά κατανομημένες με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα σ^2 , τότε το πλάτος της α , έστω $R = \sqrt{X^2 + Y^2}$ είναι επίσης μια τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί κατανομή Rayleigh, όπως αυτή περιγράφηκε παραπάνω.

Παρότι η κατανομή Rayleigh είναι η επικρατέστερη στους ασύρματους ραδιοδιαύλους, αξίζει εδώ να αναφέρουμε και την περίπτωση που έχουμε επικρατούσα συνιστώσα σήματος οπτικής επαφής (Line Of Sight-LOS) με πλάτος A που δεν είναι τυχαία μεταβλητή [13]. Τότε, $R = \sqrt{(X + \text{Re}(A))^2 + (Y + \text{Im}(A))^2}$ και η μεταβλητή R έχει κατανομή Rice, με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad (2.15)$$

όπου I_0 είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου βαθμού και μηδενικής τάξης. Επίσης ορίζουμε ως παράγοντα Rice το λόγο $K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$. Η κατανομή Rayleigh είναι μία ειδική περίπτωση κατανομής Rice με μηδενικό παράγοντα K .



Εικόνα 2.6 Κατανομή Rice της περιβάλλουσας του λαμβανομένου σήματος

2.4.1.1.2 Εύρος ζώνης συνοχής

Με βάση την εξάπλωση καθυστέρησης ορίζουμε το εύρος ζώνης συνοχής (Coherence Bandwidth), το οποίο ουσιαστικά είναι μία περιοχή συχνοτήτων μέσα στην οποία δύο συνιστώσες συχνότητας εμφανίζουν μεγάλη πιθανότητα συσχέτισης πλάτους.

Εάν δηλαδή το εύρος ζώνης ενός σήματος είναι μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής (ή ισοδύναμα η εξάπλωση καθυστέρησης διάδοσης του σήματος μικρότερη της περιόδου συμβόλου), τότε έχουμε επίπεδες διαλείψεις και το κανάλι δε δημιουργεί αλλοιώσεις στο σήμα. Εάν αντίθετα το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής, τότε πρόκειται για διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και το κανάλι προκαλεί αλλοιώσεις στο σήμα.

Το εύρος ζώνης συνοχής εκφράζεται συναρτήσει της rms εξάπλωσης καθυστέρησης και μπορεί να λάβει διάφορες τιμές, αναλόγως του πόσο αυστηρά ορίζουμε τη συνάρτηση συσχέτισης των περιβαλλουσών δύο σημάτων με συχνότητες f_1 και f_2 [6]. Έτσι, μπορούμε να ορίσουμε ως εύρος ζώνης συνοχής:

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_d} \quad (2.16)$$

εάν η συνάρτηση συσχέτισης είναι πάνω από 0.9, ενώ εάν θεωρήσουμε ότι είναι πάνω από 0.5:

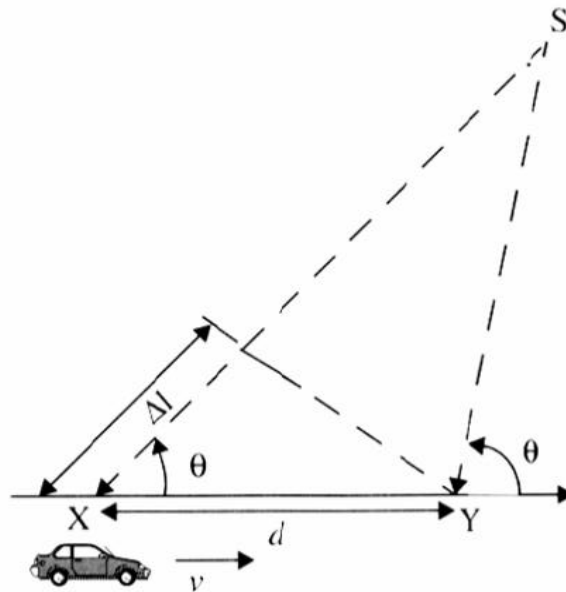
$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_d} \quad (2.17)$$

2.4.1.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο-Φαινόμενο Doppler

Οι παράμετροι της rms διασποράς καθυστέρησης και του εύρους ζώνης συνοχής αφορούν τη συμπεριφορά ενός ραδιοδιαύλου στο πεδίο της συχνότητας. Η συμπεριφορά ενός ραδιοδιαύλου στο πεδίο του χρόνου περιγράφεται από την εξάπλωση Doppler (Doppler spread) και το χρόνο συνοχής (coherence time).

Η χρονική μεταβολή ενός ραδιοδιαύλου στο πεδίο του χρόνου οφείλεται είτε στη σχετική κίνηση μεταξύ του τερματικού και του σταθμού βάσης είτε στην κίνηση των αντικειμένων που βρίσκονται στο περιβάλλον που λειτουργεί ο διάυλος. Το φαινόμενο αυτό, που έχει σαν συνέπεια μία διεύρυνση του φάσματος του μεταδιδόμενου σήματος, ονομάζεται φαινόμενο Doppler και απεικονίζεται στο σχήμα

που ακολουθεί. Το κινητό κινείται με μια σταθερή ταχύτητα v προς μία κατεύθυνση ενώ παράλληλα λαμβάνει σήμα από την πηγή S .



Εικόνα 2.7 Φαινόμενο Doppler

Η διαφορά Δl των διαδρομών από την πηγή S μέχρι τις θέσεις X και Y του κινητού είναι $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ όπου Δt ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό για να φτάσει από τη θέση X στη θέση Y . Η γωνία θ υποτίθεται ότι είναι ίδια, αν θεωρήσουμε ότι η πηγή είναι πολύ μακριά. Η αλλαγή στη φάση του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της διαφοράς μήκους των διαδρομών που προαναφέραμε είναι:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.16)$$

και συνεπώς η φαινομενική ολίσθηση συχνότητας δίνεται από τη σχέση:

$$f_D = \frac{\Delta \varphi}{2\pi \Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.17)$$

Η εξάπλωση Doppler B_D είναι συνεπώς ένα μέτρο της φασματικής διεύρυνσης και κατ' επέκταση η περιοχή συχνοτήτων στην οποία το λαμβανόμενο φάσμα Doppler είναι μη μηδενικό.

Επομένως, εάν το κινητό κινείται με ταχύτητα v τότε: $B_D \leq \frac{v}{\lambda} = f_m$ όπου f_m η μέγιστη ολίσθηση Doppler, βάση της οποίας ορίζεται και ο χρόνος συνοχής (coherence time) :

$$C_T = 1/f_m \quad (2.18)$$

Ο χρόνος συνοχής είναι ένα στατιστικό μέτρο του χρονικού διαστήματος μέσα στο οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου είναι ουσιαστικά αμετάβλητη. Δηλαδή ένα ποσοτικό μέτρο της ομοιότητας της απόκρισης του διαύλου στις διάφορες χρονικές στιγμές.

Έτσι, εάν το αντίστροφο εύρος ζώνης του σήματος βασικής ζώνης είναι μεγαλύτερο από το χρόνο συνοχής του διαύλου, τότε ο δίαυλος θα μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια του σήματος οπότε αυτό θα παραμορφωθεί. Σε αυτήν την περίπτωση μιλάμε για ταχείες διαλείψεις (fast fading), ενώ στην περίπτωση που ο χρόνος συνοχής είναι μεγαλύτερος από το αντίστροφο εύρος ζώνης τότε μιλάμε για βραδείες διαλείψεις (slow fading), οπότε τα σύμβολα δεν αλλοιώνονται.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM)

3.1 Η έννοια της Πολυπλεξίας Ορθογωνικής Διαίρεσης συχνότητας

Η πολυπλεξία ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), που είναι ένας συνδυασμός πολυπλεξίας και διαμόρφωσης, είναι η πιο δημοφιλής τεχνολογία στον τομέα των τηλεπικοινωνιών την τελευταία δεκαετία σε συστήματα τηλεπικοινωνιών υψηλού ρυθμού, παρότι έχει τις ρίζες της στη δεκαετία του 1950. Σαν τεχνολογία απέκτησε δημοσιότητα με την ανάπτυξη της ψηφιακής ευρυεκπομπής ήχου (Digital Audio Broadcasting-DAB). Η επίγεια ψηφιακή ευρυεκπομπή (Terrestrial Digital Video Broadcasting - DVB-T) στην Ευρώπη είναι άλλη μια εφαρμογή της OFDM πολυπλεξίας. Όμως, αυτά τα συστήματα εκπομπής δεν ήταν και πολύ ελπιδοφόρα για αμφίδρομες επικοινωνίες καθότι απαιτούσαν πολύ ακριβούς πομπούς.

Η πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (FDM-Frequency Division Multiplexing), της οποίας μετεξέλιξη είναι η OFDM, χρησιμοποιούνταν για πολύ καιρό στις τηλεφωνικές γραμμές για τη μεταφορά περισσοτέρων του ενός σήματος. Η γενική φιλοσοφία της είναι ότι χρησιμοποιούνται διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων (κανάλια) για να εξυπηρετήσουν διαφορετικούς χρήστες. Κάθε κανάλι προσδιορίζεται από την κεντρική του συχνότητα μετάδοσης. Για να αποφευχθούν παρεμβολές από σήματα γειτονικών καναλιών αφήνονται οι λεγόμενες ζώνες προστασίας (guard bands), κενά δηλαδή στο φάσμα ανάμεσα σε γειτονικά κανάλια [14].

Η έννοια της πολυπλεξίας γενικά έχει να κάνει με το πώς προστίθενται διαφορετικά σήματα μαζί. Για την ακρίβεια, είναι η ιδέα του διαχωρισμού ενός σήματος σε πολλά διαφορετικά σήματα, η διαμόρφωση ξεχωριστά καθενός από αυτά τα σήματα στη δική του συχνότητα και στη συνέχεια η ένωση των διαμορφωμένων πλέον σημάτων μαζί σε ένα τελικό σήμα.

Στην πολυπλεξία ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας τα φέροντα είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Η ορθογωνιότητα σε αυτήν την περίπτωση σημαίνει ότι τα σήματα είναι ανεξάρτητα το ένα από το άλλο. Η OFDM ανήκει στην κατηγορία των

διαμορφώσεων διακριτών πολλαπλών τόνων (Discrete Multitone Modulation (DMT)) και όπως προαναφέραμε βασίζεται στην FDM, με τη διαφορά ότι χρησιμοποιείται σαν ένα σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης. Η διαμόρφωση, όπως γνωρίζουμε, είναι η απεικόνιση της πληροφορίας σε αλλαγές στη φάση, το πλάτος ή τη συχνότητα, ή ένας συνδυασμός αυτών, του φέροντος σήματος.

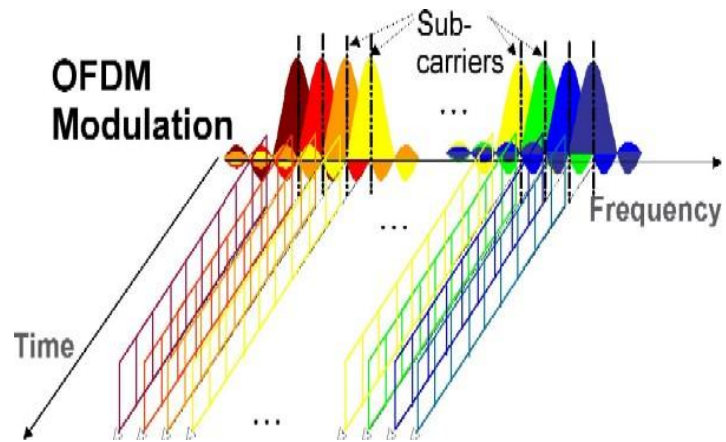
Το ρεύμα των προς μετάδοση bits χωρίζεται σε πολλά παράλληλα ρεύματα από bits, τυπικά από δεκάδες έως χιλιάδες. Το διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων χωρίζεται σε επιμέρους κανάλια, και κάθε ρεύμα bits χαμηλού ρυθμού μεταδίδεται μέσω ενός εκ των καναλιών, αφού πρώτα διαμορφωθεί κατάλληλα με ένα από τα γνωστά σχήματα διαμόρφωσης, όπως για παράδειγμα PSK, QAM. Οι συχνότητες των φερόντων επιλέγονται έτσι ώστε τα διαμορφωμένα ρεύματα δεδομένων να είναι ορθογώνια μεταξύ τους, για να αποφεύγονται οι παρεμβολές μεταξύ των καναλιών.

Για την ακρίβεια, η μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Phase Shift Keying-PSK) είναι μια μορφή ψηφιακής διαμόρφωσης, όπου η πληροφορία αποτυπώνεται στην αλλαγή της φάσης ενός φέροντος σήματος. Ανάλογα με τον αριθμό των συμβόλων πληροφορίας που θέλουμε να αναπαραστήσουμε, παίρνουμε και τους αντίστοιχους τύπους PSK διαμόρφωσης. Έτσι, η δυαδική μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Binary Phase Shift Keying-BPSK) είναι για 2 σύμβολα πληροφορίας και η φάση του φέροντος λαμβάνει 2 τιμές, που έχουν διαφορά φάσης 180° , ενώ η ορθογωνική μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Quadrature Phase Shift Keying-QPSK) χρησιμοποιείται όταν έχουμε 4 σύμβολα πληροφορίας, οπότε και η φάση του φέροντος εναλλάσσεται μεταξύ 4 διαφορετικών τιμών φάσης με διαφορά 90° .

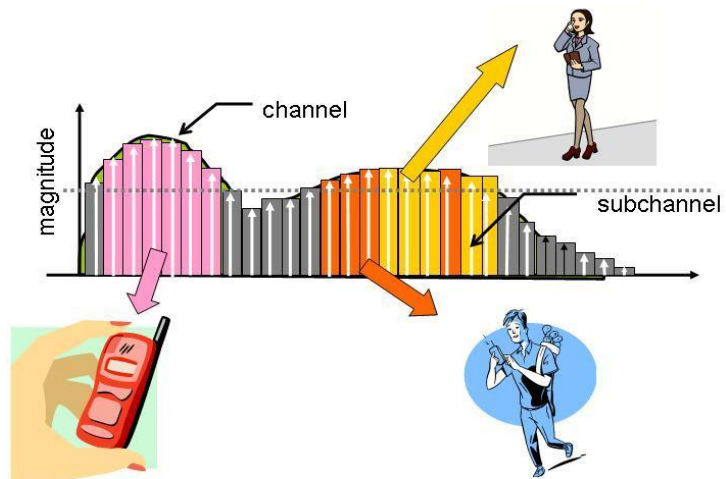
Όσον αφορά στην διαμόρφωση QAM (Quadrature Amplitude Modulation), τα σύμβολα πληροφορίας αποτυπώνονται σε 2 φέροντα με διαφορά φάσης 90° και κάθε ένα φέρον υφίσταται μεταλλαγή μετατόπισης πλάτους (Amplitude Shift Keying-ASK). Τα 2 φέροντα αθροίζονται και η τελική κυματομορφή είναι ένας συνδυασμός μιας PSK με μια ASK διαμόρφωση.

Η διαφορά της FDM από την OFDM πολυπλεξία είναι στον τρόπο υλοποίησης της ορθογωνιότητας των φερόντων σημάτων. Στην FDM αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση των guard bands που αναφέραμε και παραπάνω, ενώ στην OFDM τα φέροντα σήματα έχουν συχνότητες πολλαπλάσιες της θεμελιώδους (αρμονικές συχνότητες) και έτσι

εξασφαλίζεται η ορθογωνιότητα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα σημαντική εξοικονόμηση φάσματος συγκριτικά με την FDM.

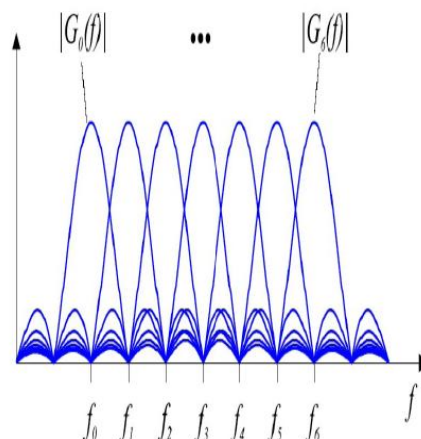


Εικόνα 3.1 Διαμόρφωση OFDM



Εικόνα 3.2 Διαφορετικά κανάλια εκχωρούνται στους χρήστες

Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται το φάσμα ενός OFDM σήματος για την περίπτωση 6 φερόντων:



Εικόνα 3.3 Έξι φέροντα

Στην πολυπλεξία OFDM ένα σχετικά υψηλού ρυθμού κανάλι διαιρείται σε πολλά ορθογώνια κανάλια μικρότερου ρυθμού. Για μεταδόσεις υψηλών ρυθμών γενικά, ο χρόνος συμβόλου T_s είναι σχετικά μικρός. Αυτός είναι και ο λόγος που η διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference-ISI) λόγω και του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης παραμορφώνει το σήμα εάν ο χρόνος T_s είναι μικρότερος από τη μεγαλύτερη καθυστέρηση διάδοσης.

Για να καταπολεμήσουμε αυτό το φαινόμενο, χρειάζεται ένα κανάλι με μικρό εύρος ζώνης, όμως αυτό είναι ανέφικτο εάν θέλουμε ταυτόχρονα υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα το συνολικό εύρος ζώνης μπορεί να διαιρεθεί σε πολλά παράλληλα κανάλια συχνοτήτων μικρού εύρους. Έτσι, ένα μπλοκ από N σειριακά σύμβολα δεδομένων διάρκειας T_s μετατρέπεται σε ένα μπλοκ N παράλληλων συμβόλων καθένα με διάρκεια $T = N \times T_s$. Ο στόχος είναι ότι ο νέος χρόνος συμβόλου καθενός φέροντος είναι μεγαλύτερος από τη μεγαλύτερη καθυστέρηση (maximum delay) του καναλιού, $T > T_{max}$ [14]. Έτσι, με πολλά φέροντα χαμηλών ρυθμών ταυτόχρονα επιτυγχάνεται ένας υψηλός ρυθμός μετάδοσης στο κανάλι.

3.2 Δημιουργία OFDM συμβόλου

Για να δημιουργήσουμε το OFDM σύμβολο χρειάζεται ένας μετατροπέας N σειριακών συμβόλων δεδομένων σε N παράλληλα σύμβολα. Στην συνέχεια καθένα από τα παράλληλα σύμβολα διαμορφώνεται με ένα διαφορετικό ορθογώνιο φέρον συχνότητας και προστίθεται σε ένα OFDM σύμβολο. Όλα τα διαμορφωμένα φέροντα προστίθενται μαζί για να σχηματίσουν ένα OFDM σύμβολο. Αυτό γίνεται μέσω του

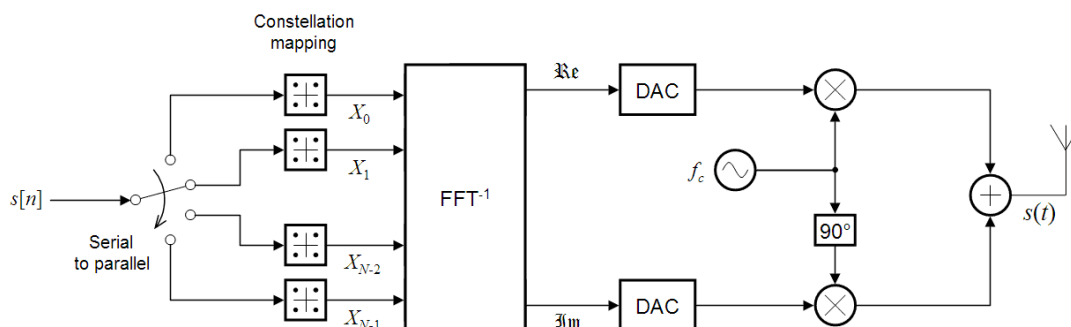
Αντίστροφου Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (Inverse Fast Fourier Transform-IFFT).

Αρχικά, το εισερχόμενο ρεύμα δεδομένων διαμορφώνεται με ένα από τα γνωστά σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης, για παράδειγμα την Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Στη συνέχεια περνάει από το μετατροπέα σειριακών σε παράλληλα δεδομένα (serial to parallel converter), του οποίου η έξοδος είναι ένα σύνολο παράλληλων συμβόλων (εδώ QAM), που αντιστοιχούν στα σύμβολα που μεταδίδονται σε κάθε ένα από τα φέροντα. Αυτά τα N σε πλήθος σύμβολα στην έξοδο του σειριακού-παράλληλου μετατροπέα είναι τα διακριτά στοιχεία συχνότητας του σήματος εξόδου από τον διαμορφωτή OFDM, $s(t)$. Ο IFFT δημιουργεί το OFDM σύμβολο που αποτελείται από τη χρονική ακολουθία $x(0), x(1), \dots, x(N - 1)$ μήκους N , όπου:

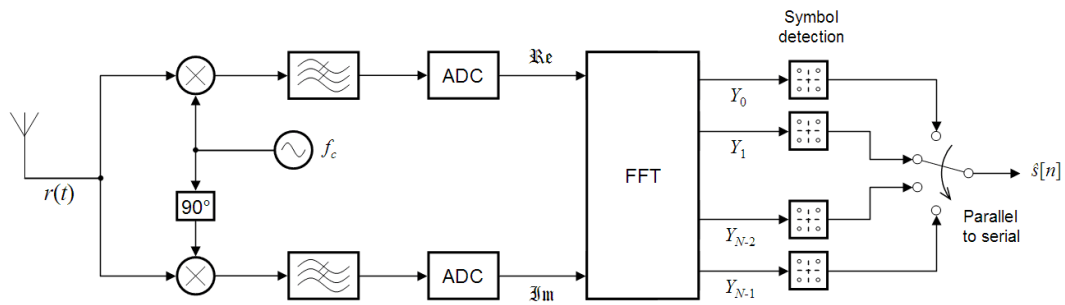
$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X(i)e^{-j2\pi ni/N} \quad (3.1)$$

Αυτή η χρονική ακολουθία δειγμάτων αντιστοιχεί στα δείγματα του πολυπλεγμένου σήματος, δηλαδή το τελικό σήμα αποτελείται από γραμμικά διαμορφωμένα κανάλια και το δεξί μέρος της εξίσωσης αντιστοιχεί σε δείγματα ενός συνόλου διαμορφωμένων QAM συμβόλων $X(i)$, καθένα από τα οποία έχει συχνότητα φέροντος $e^{-j2\pi it/T_N}$, $i = 0, \dots, N - 1$.

Στα σχήματα που ακολουθούν απεικονίζονται ένας πομπός και ένας δέκτης OFDM αντίστοιχα:



Εικόνα 3.4 Πομπός OFDM



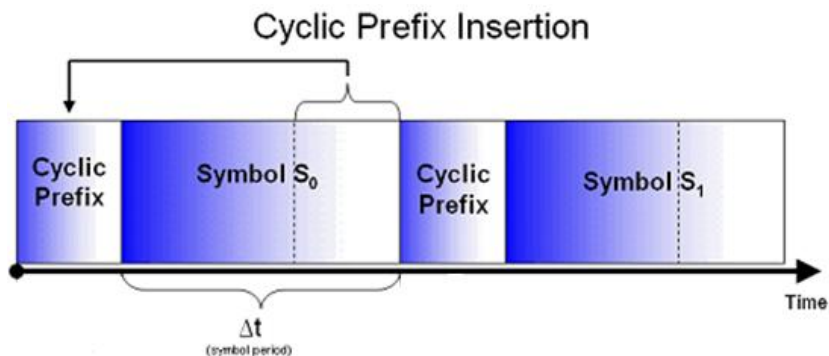
Εικόνα 3.5 Λέκτης OFDM

3.3 Η έννοια του κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix)

Η ύπαρξη των προαναφερόμενων guard bands (ζωνών προστασίας) είναι μία βασική αρχή για την OFDM πολυπλεξία, καθότι αυτό το σχήμα διαμόρφωσης-πολυπλεξίας χαμηλού ρυθμού, όπου ο χρόνος συμβόλου είναι σχετικά μεγάλος σε σχέση με τις χρονικές παραμέτρους που προσδιορίζουν το κανάλι (rms καθυστέρηση-εύρος ζώνης συνοχής), επηρεάζεται λιγότερο από το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής που είναι συνέπεια της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Είναι προτιμότερο να μεταδίδονται παράλληλα δεδομένα χαμηλού ρυθμού, παρά ένα ενιαίο ρεύμα υψηλού ρυθμού. Εφόσον η διάρκεια κάθε συμβόλου είναι μεγάλη, είναι οικονομικά εφικτό να εισαχθεί ένα διάστημα προστασίας ανάμεσα στα σύμβολα για να εξαλειφθεί η διασυμβολική παρεμβολή. Ο πομπός στέλνει ένα κυκλικό πρόθεμα κατά τη διάρκεια του διαστήματος αυτού [15].

Αυτός είναι ένας τρόπος εξάλειψης της ISI (Intersymbol Interference), η δημιουργία δηλαδή ενός κυκλικά εκτεταμένου διαστήματος προστασίας, όπου κάθε OFDM σύμβολο επεκτείνεται με μία περιοδική επανάληψη μέρους από το ίδιο. Δηλαδή κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο μέρη. Το πρώτο μέρος είναι το κανονικό OFDM σύμβολο και το δεύτερο μέρος είναι αντίγραφο του τελευταίου κομματιού του συμβόλου, προσαρτημένο στην αρχή.



Εικόνα 3.6 Κυκλικό Πρόθεμα

Αυτό το χρονικό κομμάτι λέγεται guard interval και όταν είναι μεγαλύτερο από την καθυστέρηση πολυδιαδρομικής διάδοσης τότε μπορεί να εκλείψει η επίδραση της διασυμβολικής παρεμβολής. Παρόλα αυτά, η λεγόμενη ICI (Intercarrier Interference), δηλαδή η παρεμβολή μεταξύ των φερόντων μέσα στο ίδιο σήμα-OFDM σύμβολο υφίσταται ακόμα.

3.3.1 Η υλοποίηση του κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix)

Η έννοια του Κυκλικού Προθέματος και η λογική της υλοποίησης του πηγάζουν από την εξής ιδιότητα του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier:

$$Y(i) = DFT\{y(n)\} = DFT\{x(n) \otimes h(n)\} = X(i)H(i) \tag{3.2}$$

όπου $i = 0, \dots, N - 1$, δηλαδή η κυκλική συνέλιξη στο χρόνο είναι πολλαπλασιασμός στο πεδίο συχνοτήτων στον DFT. Η κυκλική συνέλιξη N σημείων των $x(n)$ και $h(n)$ ορίζεται ως εξής:

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) = \sum_k h(k)x(n - k)_N \tag{3.3}$$

όπου $(n - k)_N$ είναι η πράξη $(n - k)$ modulo N . Δηλαδή η $(n - k)_N$ είναι μία περιοδική εκδοχή της $x(n - k)$ με περίοδο N .

Ουσιαστικά η εξίσωση (3.2) μας δίνει την εξής πολύτιμη πληροφορία: Εάν στο δέκτη γνωρίζουμε την κρουστική απόκριση $h(n)$ του καναλιού, και δεδομένου ότι η απόκριση $y(n)$ είναι η κυκλική συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης και της ακολουθίας εισόδου $x(n)$, τότε η αρχική ακολουθία δεδομένων μπορεί να ανακτηθεί εάν πάρουμε τον IDFT του λόγου $Y(i)/H(i)$, $0 \leq i \leq N - 1$.

Όμως, η απόκριση του καναλιού δεν είναι κυκλική συνέλιξη αλλά γραμμική και εδώ ακριβώς είναι που μπαίνει το θέμα της εισαγωγής του κυκλικού προθέματος. Ας σκεφτούμε την αρχική ακολουθία διακριτών τιμών εισόδου (ψηφιακό κανάλι) $x(n) = x(0), x(1), \dots, x(N - 1)$, πλήθους N και το κανάλι διακριτού χρόνου με πεπερασμένη κρουστική απόκριση (Finite Impulse Response-FIR) $h(n) = h(0), \dots, h(\mu)$ πλήθους $\mu + 1 = T_m/T_s$, όπου T_m είναι η διασπορά καθυστέρησης (ή τ_a όπως την έχουμε ήδη ορίσει) και T_s είναι η χρονική διάρκεια δειγματοληψίας (ή ο χρόνος ενός δείγματος) [4]. Το κυκλικό πρόθεμα για αυτή τη χρονική ακολουθία $x(n)$ ορίζεται ως: $x(n - \mu), \dots, x(N - 1)$, δηλαδή αποτελείται από τις τελευταίες μ

τιμές της ακολουθίας εισόδου, οι οποίες εισάγονται στην αρχή της. Με αυτόν τον τρόπο παράγεται μια νέα ακολουθία τιμών $x'(-\mu), \dots, x'(N-1) = x(N-\mu), \dots, x(N-1), x(0), \dots, x(N-1)$ δηλαδή $x'(n) = x(n)_N$, για $-\mu \leq n \leq N-1$ και επομένως, $x'(n-k) = x(n-k)_N$, για $-\mu \leq n-k \leq N-1$.

Έτσι, εάν υποθέσουμε ότι $x'(n)$ είναι η είσοδος σε ένα κανάλι διακριτού χρόνου με κρουστική απόκριση $h(n)$, η έξοδος του καναλιού $y(n)$ για $0 \leq n \leq N-1$ θα είναι:

$$\begin{aligned} y(n) &= x'(n) \star h(n) \\ &= \sum_{k=0}^{\mu-1} h(k) x'(n-k) \\ &= \sum_{k=0}^{\mu-1} h(k) x(n-k)_N \\ &= x(n) \otimes h(n) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Εάν πάρουμε συνεπώς τον DFT της εξόδου $y(n)$, απουσία θορύβου θα έχουμε:

$$Y(i) = DFT\{y(n) = x(n) \otimes h(n)\} = X(i)H(i) \quad (3.5)$$

για $0 \leq i \leq N-1$ και για να ανακτήσουμε την ακολουθία εισόδου $x(n)$ για $0 \leq n \leq N-1$ από την έξοδο του καναλιού $y(n)$ δεδομένης της κρουστικής απόκρισης $h(n)$:

$$x(n) = IDFT \left\{ Y(i) / H(i) \right\} = IDFT \left\{ DFT\{y(n)\} / DFT\{h(n)\} \right\} \quad (3.6)$$

Εδώ να επισημάνουμε ότι η ακολουθία εξόδου $y(n)$ έχει μήκος $N + \mu$. Παρόλα αυτά, οι πρώτες μ τιμές της δεν χρησιμοποιούνται για την ανάκτηση της ακολουθίας εισόδου $x(n)$ μήκους N , λόγω της περίσσειας πληροφορίας που έχουμε λόγω του κυκλικού προθέματος.

Αν χωρίσουμε την $x(n)$ σε N μπλοκ δεδομένων, με ένα κυκλικό πρόθεμα στην αρχή κάθε μπλοκ για να σχηματίσουμε την ακολουθία $x'(n)$, τότε τα πρώτα μ δείγματα της $y(n) = h(n) \star x'(n)$ σε ένα δεδομένο μπλοκ δεδομένων θα υποστούν αλλοίωση λόγω του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής. Αυτή είναι άλλωστε και η χρησιμότητα του Cyclic Prefix, να καταπολεμήσει αυτό το φαινόμενο ανάμεσα στα μπλοκ δεδομένων αφού τα πρώτα μ δείγματα της $y(n)$ που επηρεάζονται από τη διασυμβολική παρεμβολή μπορούν να απορριφθούν στο δέκτη χωρίς καμία απώλεια πληροφορίας. Στο πεδίο συνεχούς χρόνου αυτό ισοδυναμεί με τη χρήση της ζώνης

προστασίας που έχουμε ήδη αναφέρει διάρκειας ίσης με τ_d , μετά από κάθε μπλοκ N συμβόλων διάρκειας $N \times T_s$.

Όμως, παρά τη συμβολή της χρήσης του κυκλικού προθέματος που προαναφέραμε, υπάρχουν και επιπτώσεις στο ρυθμό δεδομένων πληροφορίας, ο οποίος μειώνεται στο ποσό $\frac{N}{N+\mu}$ με την προσθήκη της πλεονάζουσας πληροφορίας $\frac{\mu}{N}$.

Υπάρχει συνεπώς μία σπατάλη ισχύος κατά την εκπομπή του κυκλικού προθέματος καθότι αυτά τα μ δείγματα που το αποτελούν είναι πλεονάζοντα στοιχεία πληροφορίας. Για παράδειγμα, το κυκλικό πρόθεμα θα μπορούσε να αποτελείται από μηδενικά. Σε αυτήν την περίπτωση παρότι δεν έχουμε σπατάλη ισχύος αφού εκπέμπουμε μηδενικά σύμβολα, εξακολουθούμε να έχουμε μείωση στο ρυθμό πληροφορίας στο $\frac{N}{N+\mu}$.

3.4 Αναπαράσταση σε μορφή πίνακα του OFDM

Μία εναλλακτική μορφή προσέγγισης και ανάλυσης της διαμόρφωσης OFDM βασίζεται στην αναπαράσταση σε μορφή πίνακα του συστήματος. Θεωρούμε ένα κανάλι διακριτού χρόνου με πεπερασμένη κρουστική απόκριση $h(n)$ με $0 \leq n \leq \mu$, είσοδο $x'(n)$, θόρυβο $v(n)$ και έξοδο $y(n) = x(n) \star h(n) + v(n)$. Ονομάζουμε το n -στο στοιχείο αυτών των ακολουθιών $h_n = h(n)$, $x'_n = x'(n)$, $y_n = y(n)$. Με αυτή την επισήμανση η ακολουθία εξόδου του καναλιού μπορεί να αναπαρασταθεί σε μορφή πίνακα ως εξής:

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_\mu & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & \dots & h_{\mu-1} & h_\mu & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_{\mu-1} & h_\mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \\ x_{-1} \\ \vdots \\ x_{-\mu} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{N-1} \\ v_{N-2} \\ \vdots \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

ή σε πιο συμπαγή μορφή:

$$y = \mathbf{H}x + v \quad (3.8)$$

Τα λαμβανόμενα σύμβολα $y_{-1}, \dots, y_{-\mu}$ απορρίπτονται καθότι αλλοιώνονται από τη διασυμβολική παρεμβολή στο πρώτο μπλοκ δεδομένων και δεν χρειάζονται για την ανάκτηση της πληροφορίας εισόδου. Τα τελευταία μ σύμβολα της ακολουθίας $x(n)$ αντιστοιχούν στο κυκλικό πρόθεμα: $x_{-1} = x_{N-1}$, $x_{-2} = x_{N-2}$, \dots , $x_{-\mu} = x_{N-\mu}$. Με

αυτό το δεδομένο η αναπαράσταση σε μορφή πίνακα της εξίσωσης (3.7) μπορεί να γραφεί ισοδύναμα:

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_\mu & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \cdots & h_{\mu-2} & \cdots & h_0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & \cdots & h_{\mu-1} & \cdots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ x_{N-2} \\ \vdots \\ x_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{N-1} \\ v_{N-2} \\ \vdots \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

που μπορεί να γραφεί αλλιώς:

$$y = \mathbf{H}'x + v \quad (3.10)$$

Αυτό το ισοδύναμο μοντέλο περιγραφής δείχνει ότι το προστιθέμενο κυκλικό πρόθεμα επιτρέπει στο κανάλι να μοντελοποιηθεί σαν ένας πίνακας κυκλικής συνέλιξης πάνω στα N δείγματα ενδιαφέροντος. Ο πίνακας \mathbf{H}' είναι διαστάσεων $N \times N$, οπότε έχει μία eigenvalue decomposition:

$$\mathbf{H}' = \mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^H \quad (3.11)$$

όπου $\mathbf{\Lambda}$ είναι ένας διαγώνιος πίνακας των ιδιοτιμών του \mathbf{H}' και \mathbf{M}^H είναι ένας ορθομοναδιαίος πίνακας του οποίου οι σειρές αποτελούν τα ιδιοδιανύσματα του \mathbf{H}' .

Άμεσα αποδεικνύεται ότι η πράξη του DFT στην ακολουθία $x(n)$ μπορεί να αναπαρασταθεί από τον πολλαπλασιασμό πινάκων:

$$\mathbf{X} = \mathbf{Q}x \quad (3.12)$$

όπου $x = (x(0), \dots, x(N-1))^T$ και ο \mathbf{Q} είναι ένας $N \times N$ πίνακας που δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \cdots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \cdots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

με $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$. Αφού $Q^{-1} = Q^H$, ο αντίστροφος Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (IDFT) μπορεί να αναπαρασταθεί παρόμοια:

$$x = Q^{-1}\mathbf{X} = \mathbf{Q}^H\mathbf{X} \quad (3.14)$$

Εάν \mathbf{v} είναι ένα ιδιοδιάνυσμα του \mathbf{H} με ιδιοτιμή λ . Τότε:

$$\lambda \mathbf{v} = \mathbf{H} \mathbf{v} \quad (3.15)$$

Ο ορθομοναδιαίος πίνακας \mathbf{M}^H έχει σειρές που είναι τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα \mathbf{H} , δηλαδή $\lambda_i \mathbf{m}_i^T = \mathbf{H} \mathbf{m}_i^T$, για $0 \leq i \leq N - 1$ όπου \mathbf{m}_i είναι η i -στη σειρά του πίνακα \mathbf{M}^H . Μπορεί επίσης να αποδειχτεί ότι οι σειρές του DFT πίνακα \mathbf{Q} είναι ιδιοδιανύσματα του \mathbf{H}' , δηλαδή $\mathbf{Q} = \mathbf{M}^H$ και $\mathbf{Q}^H = \mathbf{M}$. Έτσι έχουμε ότι:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{Q} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{Q} [\mathbf{H}' \mathbf{x} + \mathbf{v}] \\ &= \mathbf{Q} [\mathbf{H}' \mathbf{Q}^H \mathbf{X} + \mathbf{v}] \\ &= \mathbf{Q} [\mathbf{M} \mathbf{M}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{X} + \mathbf{v}] \\ &= \mathbf{Q} \mathbf{M} \mathbf{M}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{X} + \mathbf{Q} \mathbf{v} \\ &= \mathbf{M}^H \mathbf{M} \mathbf{M}^H \mathbf{M} \mathbf{X} + \mathbf{Q} \mathbf{v} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{v}_Q \end{aligned} \quad (3.16)$$

όπου επειδή ο \mathbf{Q} είναι ορθομοναδιαίος, ο $\mathbf{v}_Q = \mathbf{Q} \mathbf{v}$ έχει τον ίδιο πίνακα αυτοσυσχέτισης θορύβου με τον \mathbf{v} και έτσι είναι ακόμα λευκός και Gaussian, με την ίδια ισχύ θορύβου.

Συνεπώς, από όλα τα παραπάνω προκύπτει ότι προσθέτοντας ένα κυκλικό πρόθεμα και χρησιμοποιώντας τον IDFT/DFT, η OFDM διασπάει ένα κανάλι στο οποίο τα σύμβολα αλληλοπαρεμβάλλουν, σε N ορθογώνια κανάλια και η γνώση του πίνακα καναλιού \mathbf{H} δε χρειάζεται για αυτή τη διάσπαση.

Η αναπαράσταση αυτή σε μορφή πίνακα είναι επίσης χρήσιμη στην ανάλυση συστημάτων OFDM με πολλαπλές κεραίες.

3.5 Προσομοιώσεις

Για τις ανάγκες της εργασίας προσομοιώσαμε έξι μοντέλα καναλιών: το AWGN (προσθετικού λευκού Gaussian θορύβου), το κανάλι επίπεδων διαλείψεων (flat), καθώς και τα pedestrian A, pedestrian B, vehicular A, vehicular B, που είναι μοντέλα καναλιών με συγκεκριμένες προδιαγραφές όπως αυτές ορίζονται στα έγγραφα της ITU-R (ITU-R Recommendations) [15]. Παρακάτω δίνεται ένας πίνακας με τις παραμέτρους των καναλιών:

Πίνακας 3.1 Παράμετροι καναλιών της ITU-R

	Pedestrian A		Pedestrian B		Vehicular A		Vehicular B	
Taps	$u = 3 \text{ km/sec}$				$u = 60 \text{ km/sec}$			
	$\tau_D(\text{nsec})$	$P(\text{dB})$	$\tau_D(\text{nsec})$	$P(\text{dB})$	$\tau_D(\text{nsec})$	$P(\text{dB})$	$\tau_D(\text{nsec})$	$P(\text{dB})$
1	0	0	0	0	0	0	0	-2.5
2	110	-9.7	200	-0.9	300	-1	300	0
3	190	-19.2	800	-4.9	700	-9	8900	-12.8
4	410	-22.8	1200	-8	1100	-10	12900	-10.0
5	-	-	2300	-7.8	1700	-15	17100	-25.2
6	-	-	3700	-23.9	2500	-20	20000	-16

Στο πρώτο μέρος πειραμάτων και για όλα τα προαναφερθέντα μοντέλα προσομοιώσαμε ένα SISO (μίας εισόδου-μίας εξόδου - Single Input Single Output) κανάλι, δηλαδή στον πομπό και στο δέκτη έχουμε από μία κεραία.

Στο AWGN κανάλι δεν έχουμε καμία επίδραση φαινομένων διαλείψεων, παρά μόνο το φαινόμενο της σκίασης. Κατ' επέκταση, στο διαδιδόμενο σήμα προστίθεται μόνο μια συνιστώσα λευκού θορύβου, κατανομής Gauss.

Στο flat κανάλι έχουμε επίπεδες διαλείψεις, που δεν παραμορφώνουν το σήμα, οπότε είναι περιττή η προσθήκη του κυκλικού προθέματος σε αντίθεση με τα κανάλια pedestrian και vehicular που εμφανίζουν και διασπορά Doppler λόγω της κίνησης του τερματικού και διασπορά καθυστέρησης.

Κατά την προσομοίωση των έξι διαφορετικών μοντέλων στείλαμε σε κάθε κανάλι κάθε φορά έναν συγκεκριμένο αριθμό πλαισίων, καθένα από τα οποία αποτελείται από συγκεκριμένο αριθμό OFDM συμβόλων και ενός συμβόλου προθέματος, το οποίο είναι επίσης ένα OFDM σύμβολο που στέλνουμε πρώτα σε κάθε πλαίσιο και χρησιμεύει για την εκτίμηση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού.

Έτσι, στην αρχή κάθε πλαισίου στέλνουμε N_{FFT} , διαμορφωμένα κατά BPSK (Binary Phase Shift Keying), σύμβολα (τα οποία αποτελούν το πρόθεμα), που είναι γνωστά στο δέκτη και χρησιμεύουν για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Στην συνέχεια ακολουθούν τα πραγματικά σύμβολα πληροφορίας, οργανωμένα σε ομάδες N_{FFT} , διαμορφωμένων κατά BPSK, QPSK, 16-QAM ή 64-QAM, συμβόλων που περνάνε από το κανάλι και φτάνουν στο δέκτη.

Στο δέκτη γίνεται η αποδιαμόρφωση της πληροφορίας και η εκτίμηση του σταλμένου σήματος με μία πιθανότητα λάθους (BER-Bit Error Rate). Αυτό το ποσοστό λαθών, που είναι ο λόγος των εσφαλμένων προς το συνολικό αριθμό bits που εστάλησαν, εκφράζεται συναρτήσει του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, που είναι ο λόγος της ενέργειας ανά bit πληροφορίας προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου και συσχετίζεται άμεσα με το σηματοθορυβικό λόγο (Signal to Noise Ratio - SNR) μέσω της σχέσης:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} + 10\log_{10}(k) - 10\log_{10}(F_{c\text{sample}}) + 10\log_{10}\left(\frac{N_{FFT}}{CP+N_{FFT}}\right) \quad (3.17)$$

Οι μονάδες του SNR και του $\frac{E_b}{N_0}$ είναι σε dB στην παραπάνω σχέση, $F_{c\text{sample}}$ είναι ο παράγοντας δειγματοληψίας, που ορίζεται ως ο λόγος της συχνότητας δειγματοληψίας προς το ρυθμό Nyquist και είναι καθαρός αριθμός, k είναι ο αριθμός των bits ανά σύμβολο πληροφορίας που σχετίζεται με το επίπεδο διαμόρφωσης M μέσω της σχέσης: $k = \log_2 M$ και CP είναι το μήκος του κυκλικού προθέματος, του οποίου η εισαγωγή δημιουργεί μία σπατάλη ισχύος καθότι το CP είναι πλεονάζουσα πληροφορία. Δηλαδή, στην εξίσωση (3.17) έχουμε αφαιρέσει από τον υπολογισμό της ισχύος τον όρο $\frac{CP}{CP+N_{FFT}}$, που είναι το κλάσμα της πλεονάζουσας πληροφορίας και άρα μη χρήσιμης ισχύος. Τέλος, N_{FFT} είναι το μέγεθος του FFT.

3.5.1 Παράμετροι προσομοιώσεων

Παρακάτω δίνεται ένας πίνακας με όλες τις παραμέτρους που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση της ζεύξης SISO-OFDM [16]:

Πίνακας 3.2 Παράμετροι προσομοίωσης

Επίπεδο διαμόρφωσης	$M = 2, 4, 16, 64$
Αριθμός bits ανά σύμβολο	$k = \log_2 M$
Αριθμός πλαισίων	$N_{frames} = 6400, 800, 400, 200$
Αριθμός OFDM συμβόλων	$N_{OFDM\text{symbols}} = 1, 8, 16, 32$
Κεντρική συχνότητα λειτουργίας	$f_c = 2.5 \text{ GHz}$
Συχνότητα Doppler	$f_D = \frac{u}{c_0} f_c$
Ταχύτητα κινητού δέκτη	$u = 0, 3, 60 \text{ km/h}$
Μέγεθος FFT	$N_{FFT} = 128$

Εύρος ζώνης	$BW = 1.25 \times 10^6 \left(\frac{N_{FFT}}{128}\right)$
Παράγοντας δειγματοληψίας	$F_{c\text{sample}} = \frac{28}{25}$
Συχνότητα δειγματοληψίας	$F_{\text{sample}} = F_{c\text{sample}} BW$
Χρόνος συμβόλου	$T_{\text{sample}} = 1/F_{\text{sample}}$
Φασματική απόσταση φερόντων	$Df = F_{\text{sample}}/N_{FFT}$
Χρόνος OFDM συμβόλου	$T_b = 1/Df$
Αριθμός κεραιών στον πομπό	$NT_x = 1$
Αριθμός κεραιών στο δέκτη	$NR_x = 1$

Η τιμή της παραμέτρου M ορίζει το πλήθος συμβόλων πληροφορίας που έχουμε και κατ'επέκταση το σχήμα διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιήσουμε. Έτσι, όπως έχουμε ήδη αναφέρει, για $M = 2$ η διαμόρφωση είναι BPSK, για $M = 4$ QPSK, για $M = 16$ 16-QAM και για $M = 64$ 64-QAM. Η παράμετρος $k = \log_2 M$ δίνει τον αριθμό των bits ανά σύμβολο.

Το σχήμα πολυπλεξίας που χρησιμοποιήσαμε είναι αυτό της πολυπλεξίας ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας (OFDM), για την υλοποίηση της οποίας, όπως έχουμε ήδη αναφέρει, σε επίπεδο hardware χρησιμοποιείται ο FFT (Fast Fourier Transform), που είναι ένας αποδοτικός αλγόριθμος υπολογισμού του DFT (Discrete Fourier Transform). Αντίστοιχα χρησιμοποιείται για την αντίστροφη διαδικασία ο IFFT. Πιο συγκεκριμένα, η παράμετρος N_{FFT} (πλήθος δειγμάτων FFT) στην παρούσα προσομοίωση έχει την τιμή 128.

Η κεντρική συχνότητα λειτουργίας της ζεύξης είναι $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ και το εύρος ζώνης $BW = 1.25 \text{ MHz}$. Η συχνότητα δειγματοληψίας, F_{sample} , καθορίζεται από δύο παραμέτρους: τον παράγοντα δειγματοληψίας, $F_{c\text{sample}}$, και το εύρος ζώνης BW . Δηλαδή:

$$F_{\text{sample}} = F_{c\text{sample}} BW \quad (3.18)$$

Ο παράγοντας δειγματοληψίας $F_{c\text{sample}}$, που έχουμε ήδη ορίσει ως τον λόγο της συχνότητας δειγματοληψίας προς το ρυθμό Nyquist, είναι σταθερά $\frac{28}{25}$ [16]. Έτσι, προκύπτει και η διάρκεια του ενός δείγματος: $T_{\text{sample}} = 1/F_{\text{sample}}$ ενώ η φασματική

απόσταση στο πεδίο των συχνοτήτων των φερόντων: $Df = F_{sample} / N_{FFT}$. Ο χρόνος ενός OFDM συμβόλου (χωρίς την προσθήκη του κυκλικού προθέματος) είναι: $T_b = 1/Df$.

Επίσης, η συχνότητα Doppler για τα κανάλια με μη μηδενική ταχύτητα κινητού ορίζεται από τη σχέση:

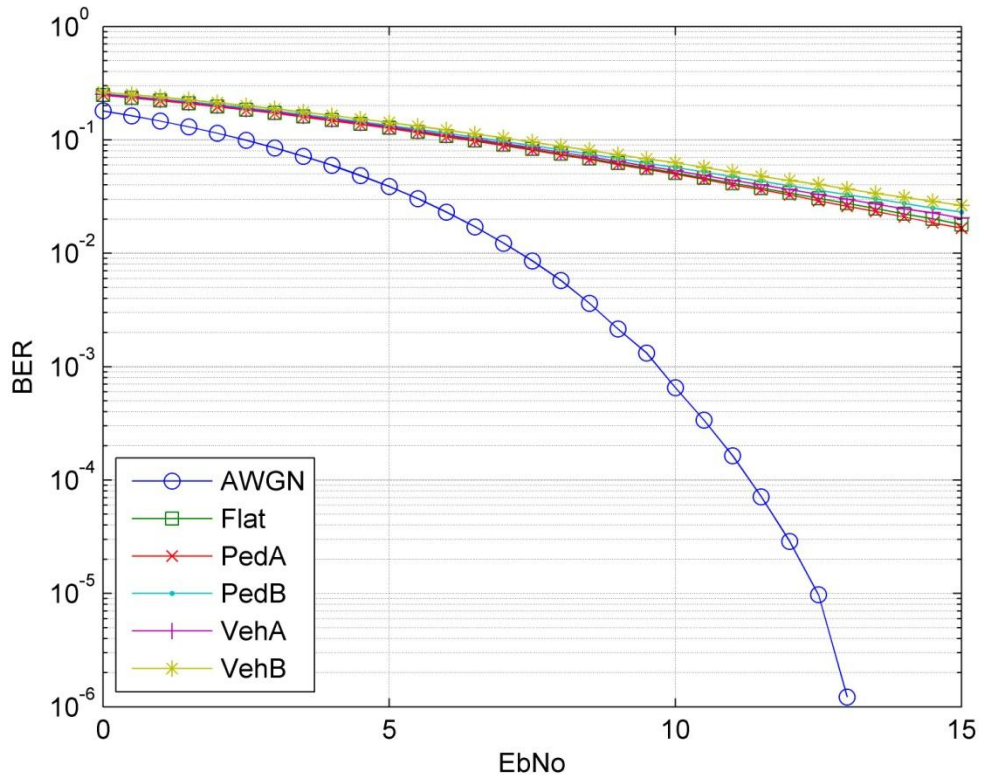
$$f_D = \frac{u}{c_0} f_c \quad (3.19)$$

Όπου u είναι η ταχύτητα των κινητών, η οποία παίρνει την τιμή $u = 3 \frac{km}{h}$ για τα pedestrian A και B κανάλια και την τιμή $u = 60 \frac{km}{h}$ για τα vehicular A και B, ενώ c_0 είναι ταχύτητα του φωτός στο κενό ($c_0 = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$)

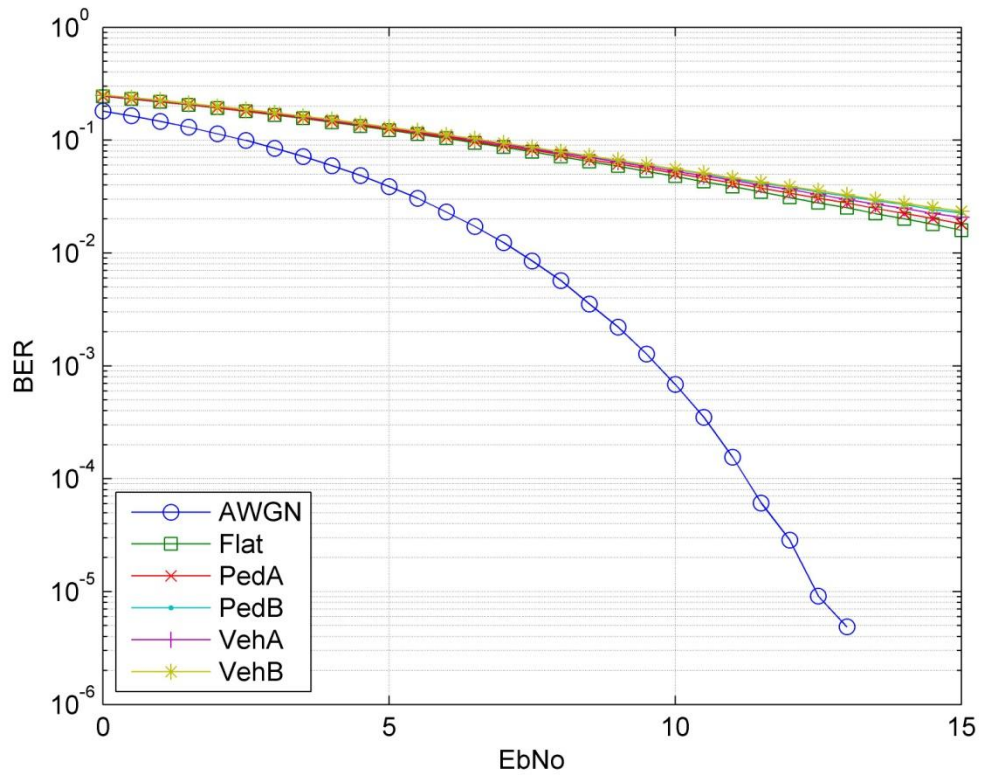
Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης στείλαμε συγκεκριμένο αριθμό OFDM συμβόλων στο κάθε κανάλι που κρατήσαμε σταθερό στα 6400, αλλάζοντας όμως ανάλογα με την περίπτωση τον αριθμό $\frac{N_{OFDM Symbols}}{frame}$, ο οποίος μπορεί να πάρει ανάλογα με την περίπτωση τις τιμές: $\frac{N_{OFDM Symbols}}{frame} = 1, 8, 16, 32$. Έτσι, αντίστοιχα αλλάζει και ο αριθμός $N_{frames} = 6400, 800, 400, 200$.

3.5.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Για την προσομοίωση των παραπάνω έξι καναλιών, πήραμε 16 διαφορετικές τιμές $\frac{E_b}{N_0}$, ξεκινώντας από τα 0 dB και φτάνοντας στα 15 dB με βήμα 0.5 dB. Τα πρώτα δύο διαγράμματα του BER συναρτήσει του $\frac{E_b}{N_0}$ που πήραμε σαν αποτέλεσμα είναι τα ακόλουθα:



Εικόνα 3.7 Με απώλεια ισχύος λόγω CP



Εικόνα 3.8 Χωρίς απώλεια ισχύος λόγω CP

Το πρώτο διάγραμμα που απεικονίζεται στην Εικόνα 3.7 αφορά έξι SISO κανάλια στα οποία έχουμε διαμόρφωση QPSK και το κάθε πλαίσιο πληροφορίας αποτελείται από το πρόθεμα και ένα OFDM σύμβολο. Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε συμπεριλάβει στην εκτίμηση μας για την ισχύ την απώλεια ισχύος που έχουμε εξαιτίας της πλεονάζουσας πληροφορίας από το CP.

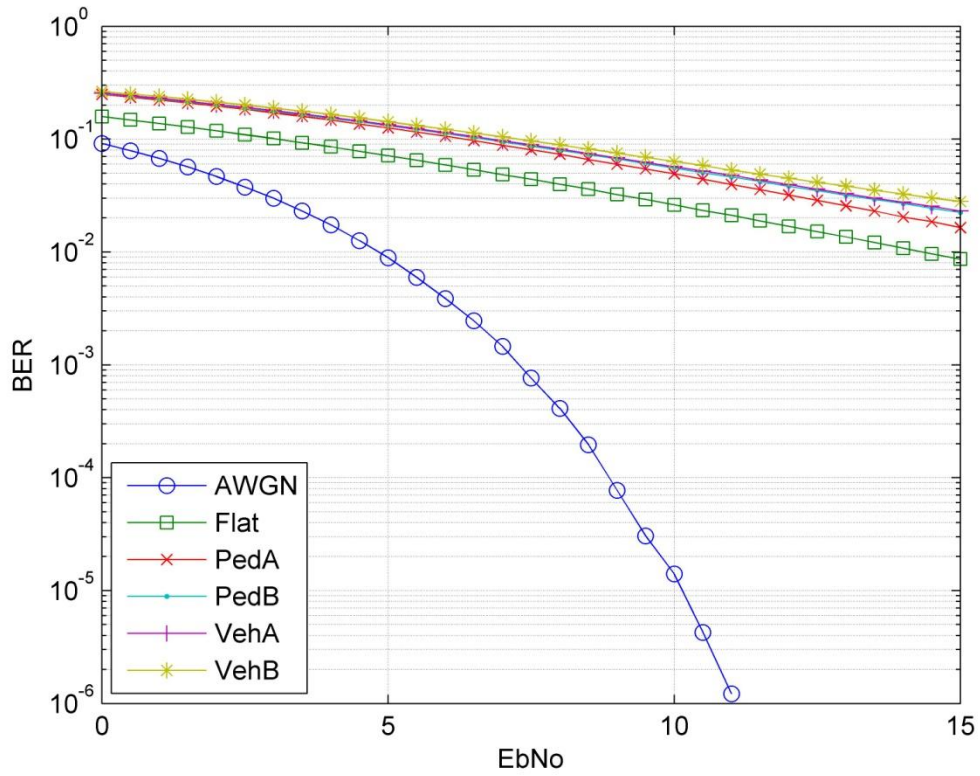
Στο δεύτερο διάγραμμα κρατάμε τις ίδιες τιμές για τις παραμέτρους της προσομοίωσης εκτός από το ότι δεν υπολογίζουμε την απώλεια ισχύος λόγω του CP. Δηλαδή, ο όρος $10\log_{10}\frac{N_{FFT}}{CP+N_{FFT}}$ από τη σχέση (3.17) εδώ παραλείπεται.

Ο συνολικός αριθμός πλαισίων που στέλνουμε είναι 6400 και εδώ ταυτίζεται με το συνολικό αριθμό OFDM συμβόλων. Επιπλέον, να σημειώσουμε ότι μέσω της αποστολής του προθέματος παίρνουμε μία εκτίμηση για την κρουστική απόκριση σε κάθε κανάλι και για κάθε πλαίσιο ξεχωριστά, η οποία υπολογίζεται ενιαία και για τα έξι μοντέλα.

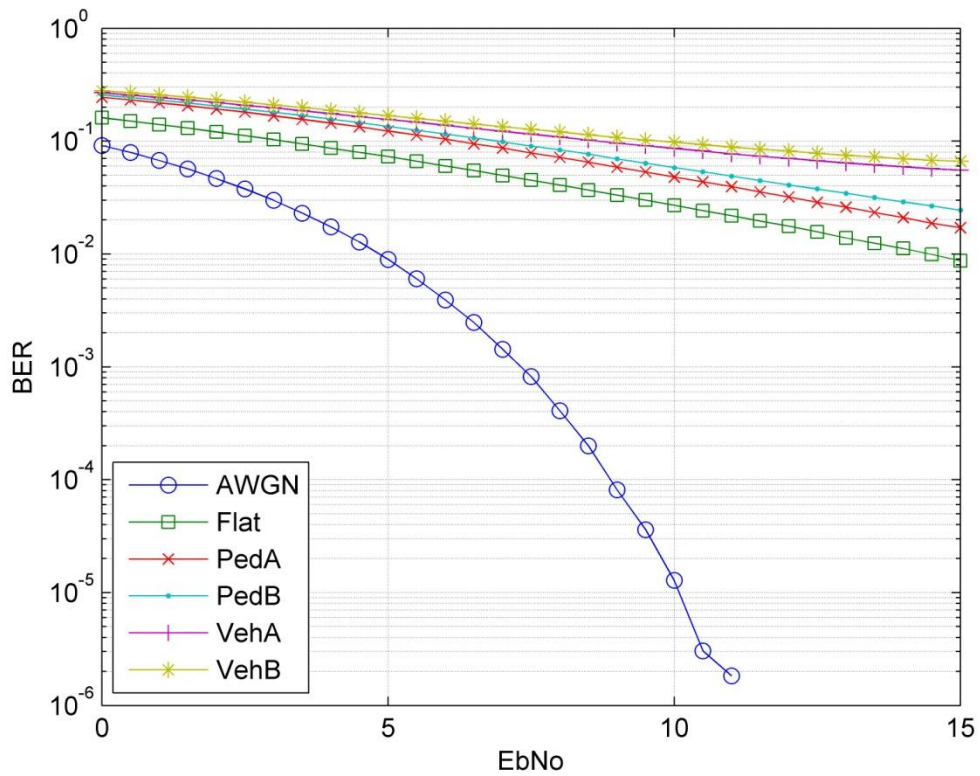
Όπως παρατηρούμε και από τα δύο διαγράμματα, για τα κανάλια της πολυδιαδρομικής διάδοσης (δηλαδή τα pedestrian A, pedestrian B, vehicular A, vehicular B), όπου έχουμε και την εισαγωγή του κυκλικού προθέματος, οι αντίστοιχες καμπύλες σχεδόν ταυτίζονται με την καμπύλη του flat fading καναλιού. Αυτός είναι άλλωστε και ο στόχος μας από τη χρήση του CP: να αναιρεθεί κατά το δυνατόν η επίδραση του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Δηλαδή, το κυκλικό πρόθεμα ουσιαστικά κάνει τις τέσσερις καμπύλες των παραπάνω καναλιών να έχουν παρόμοια συμπεριφορά με αυτήν του καναλιού των επίπεδων διαλείψεων, όπου το σήμα δεν ακολουθεί πολλαπλά μονοπάτια διάδοσης. Συγκριτικά μεταξύ τους τα δύο διαγράμματα έχουν μία μικρή απόκλιση εξαιτίας της παρουσίας ή μη του όρου $10\log_{10}\frac{N_{FFT}}{N_{FFT}+CP}$, που όπως ήδη αναφέραμε είναι ο όρος της απώλειας ισχύος λόγω του CP.

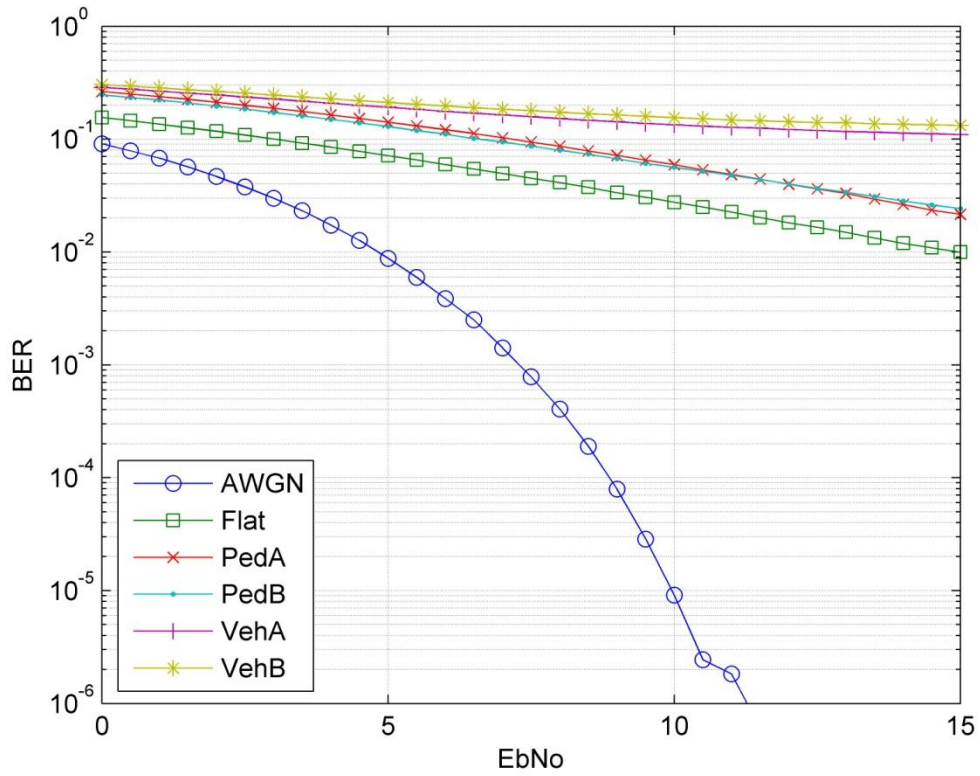
Στη συνέχεια ακολουθούν τα εξής διαγράμματα:



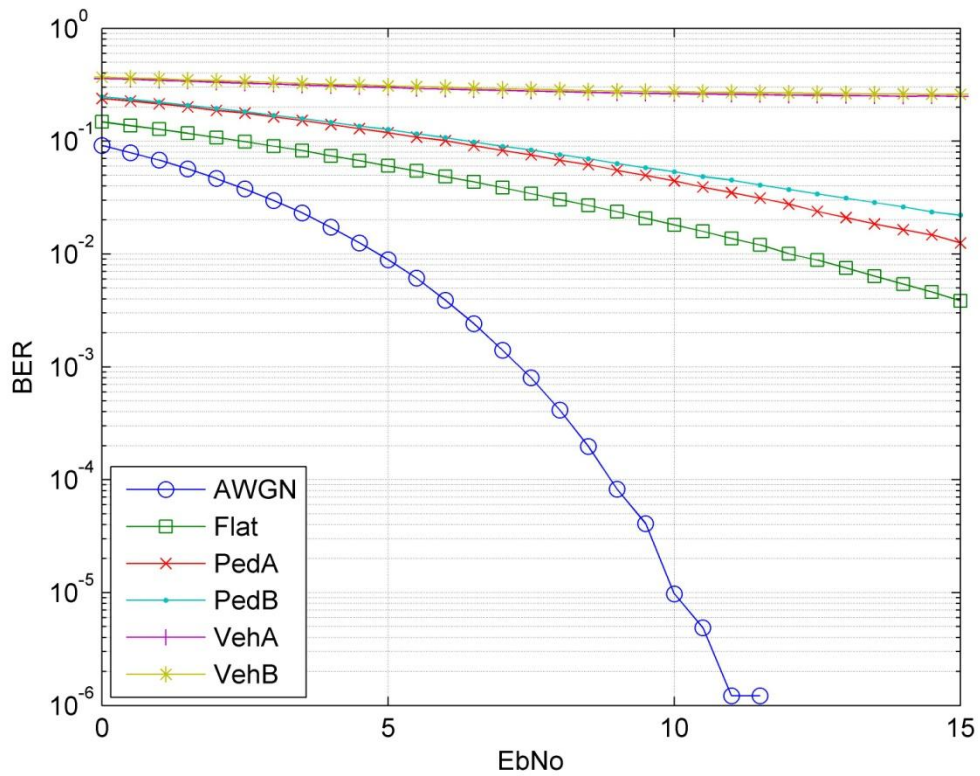
Εικόνα 3.9 1 OFDM Symbols/frame



Εικόνα 3.10 8 OFDM Symbols/frame



Εικόνα 3.11 16 OFDM Symbols/frame



Εικόνα 3.12 32 OFDM Symbols/frame

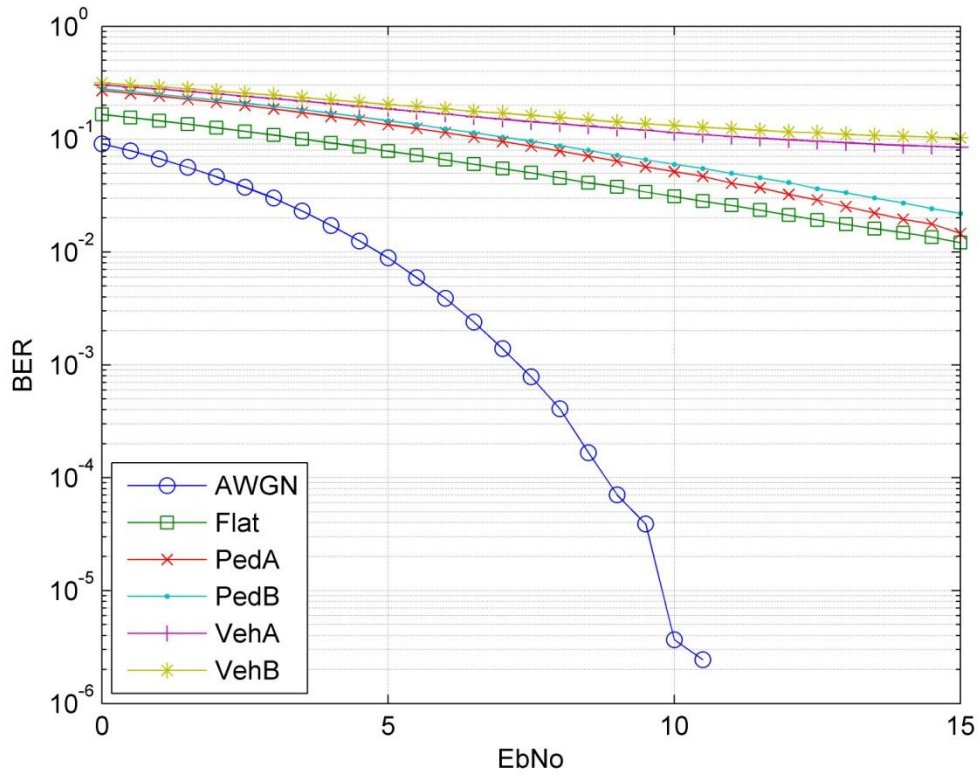
Στα τέσσερα αυτά διαγράμματα έχουμε τις ίδιες τιμές για όλες τις παραμέτρους και μεταβάλλουμε μόνο κάθε φορά τον αριθμό των συμβόλων ανά πλαίσιο, δηλαδή μεταβάλλουμε το μήκος του frame. Στο πρώτο διάγραμμα έχουμε 1 OFDM Symbol/frame, στο δεύτερο 8 OFDM Symbols/frame, στο τρίτο 16 OFDM Symbols/frame και στο τελευταίο 32 OFDM Symbols/frame. Σε όλα τα διαγράμματα λάβαμε υπόψη την απώλεια ισχύος λόγω του CP.

Για τα τέσσερα κανάλια pedestrian A και B, vehicular A και B έχουμε το φαινόμενο Doppler, το οποίο όπως ήδη έχουμε αναφέρει οφείλεται στο γεγονός της κίνησης του κινητού δέκτη με μια ταχύτητα $u = 3 \text{ km/h}$ για τα pedestrian κανάλια και $u = 60 \text{ km/h}$ για τα vehicular κανάλια.

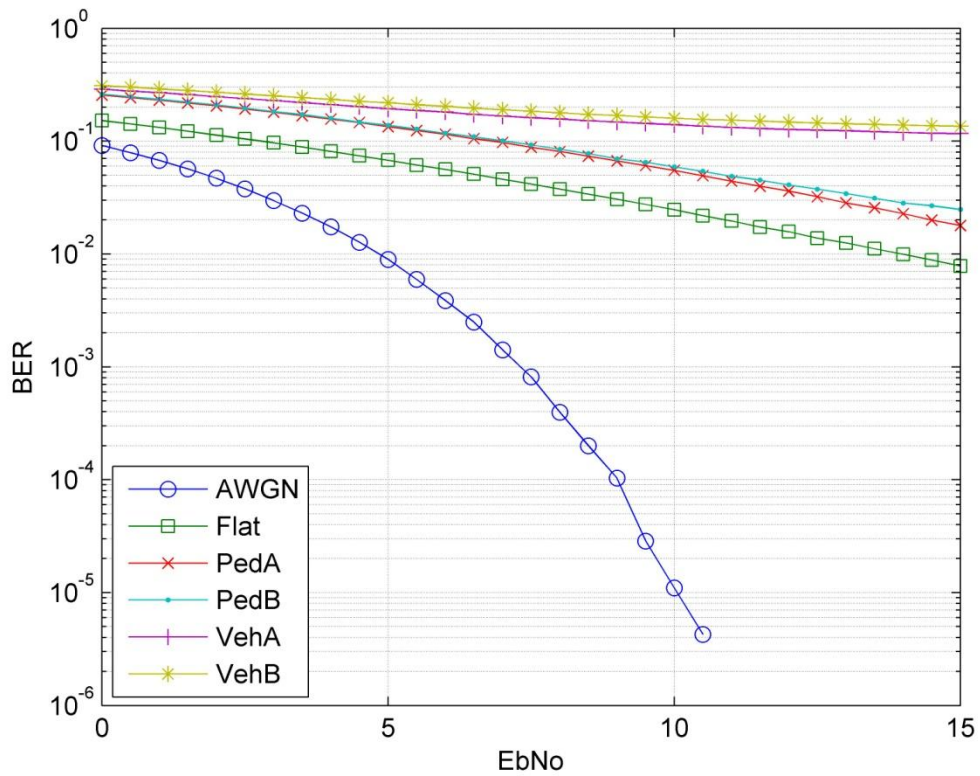
Στο πεδίο του χρόνου, λόγω του φαινομένου Doppler έχουμε ένα χρονικά μεταβλητό δίαυλο, δηλαδή ένα δίαυλο του οποίου η κρουστική απόκριση μεταβάλλεται με την πάροδο του χρόνου και συνεπώς η εκτίμηση μας για αυτήν ισχύει για περιορισμένο χρονικό διάστημα.

Έτσι, παρατηρούμε από τα διαγράμματα ότι καθώς αυξάνεται το μήκος του πλαισίου, δηλαδή καθώς αυξάνεται ο αριθμός των OFDM συμβόλων ανά πλαίσιο, γίνεται εμφανής και μία χειροτέρευση στο ρυθμό σφαλμάτων στα προαναφερθέντα κανάλια που επηρεάζονται από το φαινόμενο Doppler. Δηλαδή χειροτερεύει η απόδοση της ζεύξης με την αύξηση του μήκους του frame.

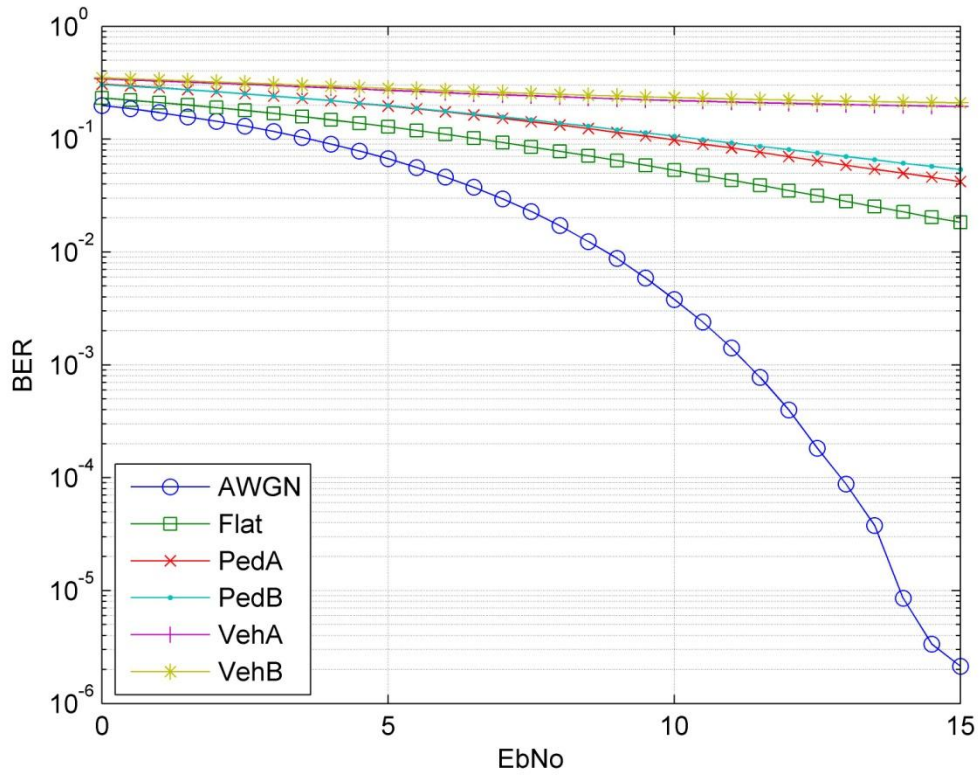
Στη συνέχεια ακολουθούν άλλα τέσσερα διαγράμματα στα οποία ειδοποιός διαφορά είναι το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε.



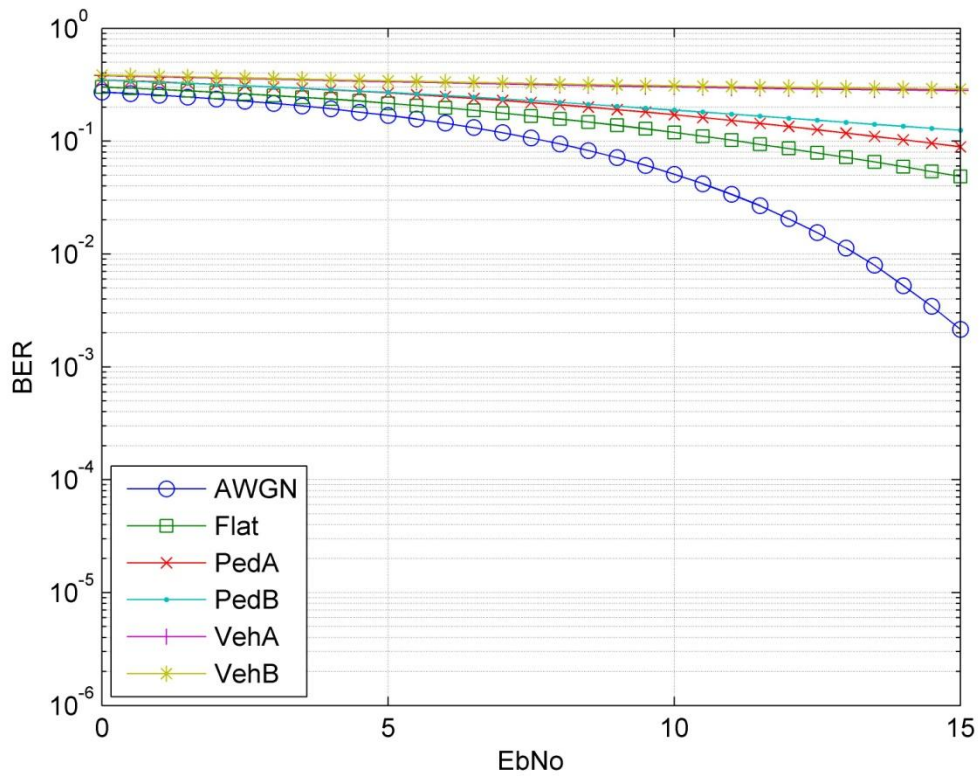
Εικόνα 3.13 BPSK



Εικόνα 3.14 QPSK



Εικόνα 3.15 16QAM

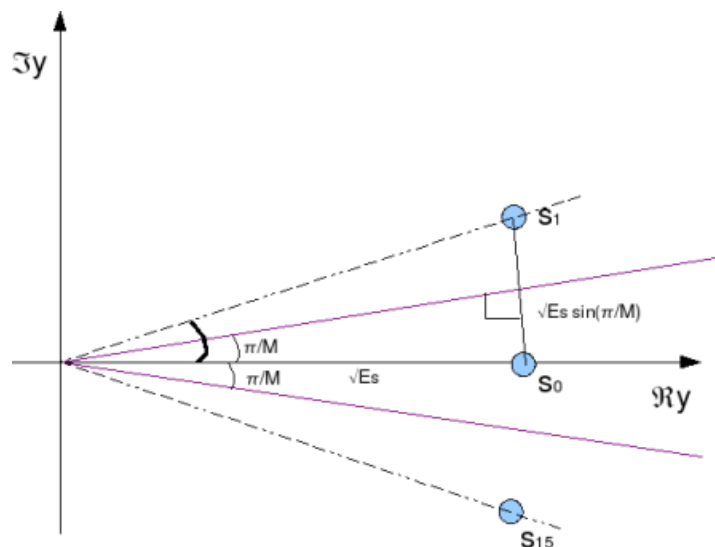


Εικόνα 3.16 64QAM

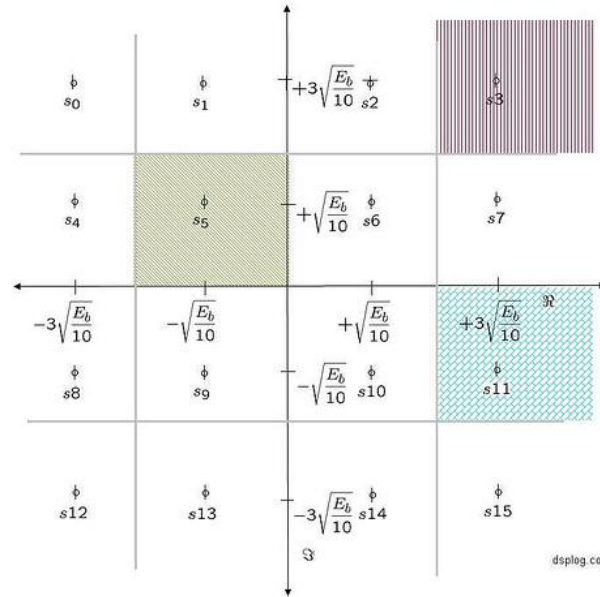
Στο πρώτο διάγραμμα (Εικόνα 3.13) έχουμε διαμόρφωση BPSK, στο δεύτερο (Εικόνα 3.14) διαμόρφωση QPSK, ενώ στα άλλα δύο 16QAM και 64QAM (Εικόνα 3.15 και Εικόνα 3.16 αντίστοιχα)

Αυτό που έχουμε να παρατηρήσουμε εδώ είναι η χειροτέρευση του ρυθμού σφαλμάτων όσο ανεβαίνουμε επίπεδα διαμόρφωσης. Δηλαδή, ο μικρότερος BER είναι στη διαμόρφωση BPSK και ο χειρότερος στην 64QAM. Αυτό ερμηνεύεται ως εξής:

Καταρχήν γνωρίζουμε ότι όσο πιο μεγάλες είναι οι αποστάσεις των σημείων στο σηματοτικό αστερισμό (δηλαδή όσο πιο αραιό είναι το constellation diagram), τόσο λιγότερες είναι οι πιθανότητες σφάλματος στην αποκωδικοποίηση ενός σημείου του αστερισμού (συμβόλου). Προς επίρρωση των παραπάνω παραθέτουμε τα ακόλουθα δύο σχήματα με τις αποστάσεις των σημείων του αστερισμού στις 16PSK και 16QAM:



Εικόνα 3.17 16PSK



Εικόνα 3.18 16QAM

Όπως μπορούμε να δούμε από την εικόνα Εικόνα 3.17, η απόσταση μεταξύ των συμβόλων s_0 και s_1 μπορεί να προσεγγιστεί από τον τύπο:

$$d_{16PSK} = 2\sqrt{E_s} \sin \frac{\pi}{M} \quad (3.20)$$

όπου $M = 16$, ενώ η απόσταση μεταξύ των σημείων του αστερισμού για την 16QAM είναι:

$$d_{16QAM} = 2\sqrt{\frac{E_s}{10}} \quad (3.21)$$

Εάν συγκρίνουμε τους δύο παραπάνω λόγους προκύπτει ότι η απόσταση των σημάτων στον αστερισμό στην 16QAM είναι 1.6 φορές μεγαλύτερη από την απόσταση των σημείων αστερισμού της 16PSK. Η διαφορά αυτή, εκφρασμένη σε dB , δίνει $4.19 dB$ περισσότερα στην 16QAM. Δηλαδή, για τον ίδιο ρυθμό εσφαλμένων συμβόλων, η διαμόρφωση 16QAM απαιτεί $4.19 dB$ λιγότερο $\frac{E_s}{N_0}$ συγκρινόμενη με την 16PSK [17]. Ως γνωστόν, ο λόγος $\frac{E_s}{N_0}$ συσχετίζεται με τον λόγο $\frac{E_b}{N_0}$ μέσω της σχέσης:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} + \log_2 M \quad (3.22)$$

όπου οι παραπάνω όροι είναι εκφρασμένοι σε dB και ο όρος $k = \log_2 M$ είναι ο αριθμός των bits ανά σύμβολο.

Δεδομένου λοιπόν ότι στη δική μας περίπτωση έχουμε την ίδια συνολική ισχύ και άρα την ίδια τιμή $\frac{E_s}{N_0}$ σε όλα τα σχήματα διαμόρφωσης στις υψηλότερες διαμορφώσεις έχουμε μεγαλύτερη πυκνότητα στο διάγραμμα του σηματικού αστερισμού, αφού ο αριθμός συμβόλων αυξάνεται και άρα μικρότερες αποστάσεις μεταξύ των συμβόλων και συνεπώς μεγαλύτερη πιθανότητα σφαλμάτων.

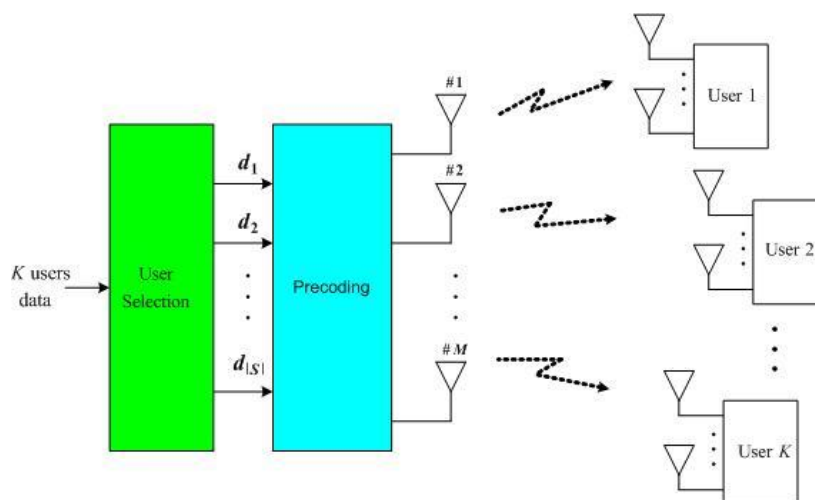
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Κανάλια Πολλαπλών Εισόδων-
Πολλαπλών Εξόδων (MIMO)

4.1 Εισαγωγή

Η χρήση των MIMO (Multiple Input-Multiple Output) κεραιών στις ψηφιακές επικοινωνίες είναι η νέα τεχνολογία αιχμής στον τομέα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Σκοπός της τεχνολογίας αυτής είναι να δώσει λύση στο θέμα της χωρητικότητας των μελλοντικών ασυρμάτων δικτύων, που κάνουν εκτεταμένη χρήση του Διαδικτύου. Λίγο μετά την εφεύρεση τους, τα MIMO συστήματα μοιάζουν έτοιμα να διεισδύσουν σε μεγάλης κλίμακας εμπορικά ασύρματα δίκτυα και προϊόντα, όπως είναι τα ευρυζωνικά, ασύρματα δίκτυα πρόσβασης, τα WLAN (Wireless Local Area Networks), τα 3G (δίκτυα τρίτης γενιάς) κ.ο.κ [18].

Τα συστήματα MIMO μπορούμε να τα ορίσουμε ως εξής: Για ένα δεδομένο, τυχαίο ασύρματο σύστημα επικοινωνιών, θεωρούμε μία ζεύξη στην οποία το άκρο που εκπέμπει όπως επίσης και το άκρο που λαμβάνει είναι εξοπλισμένα με πολλαπλά στοιχεία κεραιών. Η βασική ιδέα των MIMO είναι ότι τα σήματα στις κεραιές εκπομπής από τη μία και στις κεραιές λήψης από την άλλη, συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο ώστε η ποιότητα (Bit Error Rate-BER) ή ο ρυθμός δεδομένων (bits/sec) της επικοινωνίας για κάθε χρήστη MIMO να βελτιώνεται.



Εικόνα 4.1 MIMO Σύστημα

Μία θεμελιώδης έννοια που συσχετίζεται με τα MIMO είναι η επεξεργασία του σήματος στο χώρο και το χρόνο (space-time processing). Δηλαδή ο χρόνος, που είναι

η φυσική διάσταση των ψηφιακών δεδομένων πληροφορίας, περιπλέκεται με το χώρο, που εκφράζεται σαν διάσταση με τις χωρικά καταναμημένες πολλαπλές κεραιές στον πομπό και στο δέκτη. Αυτή η τεχνολογία των MIMO κεραιών μπορούμε να θεωρήσουμε ότι είναι η μετεξέλιξη της ιδέα των «ευφυών κεραιών» (smart antennas), που προτάθηκε πριν από αρκετές δεκαετίες.

Το χαρακτηριστικό των MIMO συστημάτων είναι η ικανότητα να μετατρέπουν το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης, που είναι παραδοσιακά το μελανό σημείο της ασύρματης μετάδοσης, σε πλεονέκτημα για το χρήστη. Η επιτυχία της τεχνολογίας των MIMO κεραιών έγκειται στο γεγονός της ενίσχυσης του πλάτους του σήματος κατά πολλές τάξεις μεγέθους χωρίς ταυτόχρονο κόστος σε φάσμα (παρά μόνο σε επίπεδο hardware και πολυπλοκότητας). Έτσι η ιδέα αυτή έχει γίνει αντικείμενο περαιτέρω επιστημονικής έρευνας και έχει ενθαρρύνει και τη διερεύνηση διαφορετικών πεδίων όπως η μοντελοποίηση καναλιών, η θεωρία της πληροφορίας και η κωδικοποίηση, η επεξεργασία σήματος και ο σχεδιασμός κεραιών.

Ειδικότερα, ο συνδυασμός των MIMO κεραιών με την πολυπλεξία OFDM είναι από τις πολλά υποσχόμενες τεχνικές για την υποστήριξη υψηλών ρυθμών και υψηλής απόδοσης στα επερχόμενα 4G δίκτυα ασύρματων, ευρυζωνικών επικοινωνιών. Είναι η κωδικοποίηση στο χρόνο, τη συχνότητα και το χώρο, που εγγυώνται αυτήν την αξιόπιστη μετάδοση στο ασύρματο περιβάλλον διάδοσης. Για την ακρίβεια, έχουμε κωδικοποίηση στο χώρο και το χρόνο (space-time coding-ST), κωδικοποίηση στο χώρο και στο πεδίο των συχνοτήτων (space-frequency coding-SF) και κωδικοποίηση στο πεδίο του χώρου, χρόνου και συχνοτήτων (space-time-frequency coding-STF) [18].

4.2 Διαφορισιμότητα-Χωρική πολυπλεξία (diversity vs spatial multiplexing)

4.2.1 Η έννοια της διαφορισιμότητας-Χωρική, χρονική και συχνοτική διαφορισιμότητα

Είναι από τις έννοιες που συσχετίζονται άμεσα με τη χρήση των πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στο δέκτη ως βάση για να επιτύχουμε πιο αξιόπιστη μετάδοση και μεγαλύτερη απόδοση στους ασύρματους ραδιοδίαυλους. Η διαφορισιμότητα

χρησιμοποιείται στα ασύρματα συστήματα για να αντιμετωπίσει μικρής κλίμακας διαλείψεις που προκαλούνται από τις πολλαπλές διαδρομές του μέσου μετάδοσης.

Η μετάδοση του σήματος στα ασύρματα ευρυζωνικά κανάλια πάντα υπόκειται σε εξασθένηση λόγω της επίδρασης των διαλείψεων από την πολυδιαδρομική διάδοση και αυτό το μειονέκτημα υποβαθμίζει σημαντικά τη σωστή λήψη στο δέκτη. Στα MIMO, η ίδια πληροφορία μπορεί να μεταδοθεί και να ληφθεί ταυτόχρονα από πολλές κεραιές και επειδή συνήθως η εξασθένηση για κάθε ζεύξη ανάμεσα σε ένα ζεύγος κεραιών εκπομπής και λήψης μπορεί να θεωρηθεί ανεξάρτητη, η πιθανότητα σωστής επανάκτησης της πληροφορίας στο δέκτη αυξάνεται. Εάν δηλαδή λαμβάνονται αρκετά σήματα λόγω των πολλαπλών διαδρομών από ανεξάρτητες πολλαπλές κεραιές, τότε υπάρχει μεγάλη πιθανότητα ένα από αυτά να μην έχει πάθει διάλειψη σε κάθε δεδομένη χρονική στιγμή. Είναι προφανές ότι η πιθανότητα αυτή αυξάνεται όταν αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών.

Εδώ υπεισέρχεται και η έννοια της χωρικής διαφορισιμότητας, δηλαδή η μετάδοση και η λήψη σημάτων πληροφορίας από κεραιές που είναι χωρισμένες ή διαφορετικά πολωμένες, δηλαδή που χωρίζονται περισσότερο από την απόσταση συνοχής. Η απόσταση συνοχής (coherence distance) είναι η μικρότερη χωρική απόσταση των κεραιών για να λαμβάνουμε σήματα που έχουν ανεξάρτητες διαλείψεις.

Η χωρική συσχέτιση των λαμβανόμενων σημάτων από διαφορετικά στοιχεία μιας κεραιάς σχετίζεται με το γωνιακό εύρος των λαμβανομένων σημάτων [19]. Γενικά, όσο αυξάνεται η διασπορά γωνίας στο δέκτη (angle spread) και όσο πιο μεγάλο είναι το πηλίκο $\frac{d}{\lambda}$, όπου d η απόσταση των στοιχείων και λ το μήκος κύματος της φέρουσας του λαμβανόμενου σήματος τόσο πιο εξασθενημένο εμφανίζεται το φαινόμενο της χωρικής συσχέτισης (spatial correlation). Για παράδειγμα, εάν τα σήματα πολλαπλών διαδρομών φτάνουν από όλες τις κατευθύνσεις του αζιμούθιου, η επαρκής απόσταση των κεραιών για ανεξάρτητες διαλείψεις είναι $0.4\lambda - 0.6\lambda$. Από την άλλη, εάν το γωνιακό εύρος είναι μικρότερο τότε η απόσταση συνοχής είναι μεγαλύτερη. Εμπειρικές μετρήσεις δείχνουν ότι υπάρχει μεγάλη σχέση ανάμεσα στο ύψος της κεραιάς και στην απόσταση συνοχής για τους σταθμούς κεραιών. Κεραιές τοποθετημένες σε μεγαλύτερο ύψος εμφανίζουν μεγαλύτερες αποστάσεις συνοχής. Σε ένα τερματικό σταθμό ο οποίος είναι τοποθετημένος σε χαμηλό ύψος σε χώρο με πολλούς σκεδαστές η επαρκής απόσταση των κεραιών είναι $0.4\lambda - 0.6\lambda$.

Πέρα όμως από τη χωρική διαφορισιμότητα, υπάρχουν η χρονική διαφορισιμότητα και η συχνοτική διαφορισιμότητα. Η χρονική διαφορισιμότητα εκμεταλλεύεται τις χρονικές διαλείψεις σε ένα ασύρματο δίαυλο. Η προς μετάδοση πληροφορία καταλαμβάνει ένα κομμάτι του χρόνου που είναι μεγαλύτερο από το χρόνο συνοχής. Ο χρόνος συνοχής του καναλιού είναι ο μικρότερος χρόνος διαχωρισμού μεταξύ ανεξάρτητων διαλείψεων.

Παρόμοια, η συχνοτική διαφορισιμότητα έχει αποτέλεσμα όταν υπάρχουν διαλείψεις στη συχνότητα. Η πληροφορία διανέμεται σε ένα φάσμα συχνοτήτων μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, που είναι η μικρότερη συχνότητα διαχωρισμού μεταξύ ανεξάρτητων διαλείψεων του καναλιού.

Είναι σαφές πως η χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος είναι κατά πολύ μεγαλύτερη από αυτήν ενός SISO (Single Input-Single Output). Για ένα περιβάλλον πλούσιο σε σκεδαστές, σε ένα MIMO σύστημα με M_t κεραιές εκπομπής και M_r κεραιές λήψης, η χωρητικότητα θα αυξηθεί αναλογικά με τον όρο $\min(M_t, M_r)$. Τα συστήματα MIMO παρέχουν μεγαλύτερη χωρική πολυπλεξία, έτσι ώστε διαφορετικές πληροφορίες να μπορούν να μεταδοθούν ταυτόχρονα από πολλαπλές κεραιές, αυξάνοντας έτσι το throughput του συστήματος. Η χωρική πολυπλεξία απαιτεί στο δέκτη έναν ειδικό αλγόριθμο ανίχνευσης για να διαχωρίσει τα διαφορετικά μεταδιδόμενα σήματα

Οι παλαιότερες έρευνες πάνω στα MIMO συστήματα εστίαζαν είτε στην επίτευξη του μέγιστου κέρδους διαφορισιμότητας είτε στο μέγιστο κέρδος από τη χωρική πολυπλεξία ενός καναλιού. Αυτό οδηγούσε στην ανάλογη προσέγγιση. Όμως, η μεγιστοποίηση του ενός τύπου κέρδους δεν είναι απαραίτητο ότι θα μεγιστοποιήσει και το άλλο. Και οι δύο τύποι κέρδους αποδεικνύεται ότι μπορούν ταυτόχρονα να αποκτηθούν απλά υπάρχει ένα βασικό tradeoff ανάμεσα στο πόσο κέρδος μπορεί κάποιο σχήμα κωδικοποίησης να επιτύχει.

4.2.2 Χωρική πολυπλεξία (spatial multiplexing)

Ενώ το κέρδος της χωρικής διαφορισιμότητας μπορεί να εξασφαλιστεί όταν υπάρχουν πολλαπλές κεραιές στον πομπό ή στο δέκτη, η χωρική πολυπλεξία (spatial multiplexing) απαιτεί πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Η ιδέα της χωρικής πολυπλεξίας είναι ότι η χρήση πολλαπλών κεραιών και στον πομπό και στο δέκτη σε συνδυασμό με ένα μέσο διάδοσης με πολλούς σκεδαστές κάνει τα

πολλαπλά δεδομένα της ίδιας ζώνης συχνοτήτων να οδηγούν σε μία γραμμική (με τον αριθμό των κεραιών) αύξηση της χωρητικότητας [19]. Η αύξηση της χωρητικότητας γίνεται χωρίς την αύξηση του εύρους ζώνης ή της ισχύος μετάδοσης και αυτό είναι πολύ σημαντικό. Η προς μετάδοση ροή δεδομένων διασπάται σε παράλληλες υποροές δεδομένων που θα μεταδοθούν ταυτόχρονα και με το ίδιο εύρος συχνοτήτων από τις πολλαπλές κεραιές.

Η χωρική πολυπλεξία από μόνη της επιτρέπει την πλήρη εκμετάλλευση των κεραιών αλλά δίνει περιορισμένο κέρδος διαφορισμότητας και σπάνια είναι το καταλληλότερο σχήμα μετάδοσης για ένα δεδομένο επίπεδο BER. Η κωδικοποίηση των συμβόλων εντός ενός μπλοκ μπορεί να φέρει περισσότερο κέρδος διαφορισμότητας και κωδικοποίησης, βελτιώνοντας έτσι την απόδοση παρότι ο ρυθμός δεδομένων μένει στο ίδιο επίπεδο. Είναι επίσης δυνατό να θυσιάσουμε και μέρος του ρυθμού δεδομένων για περισσότερη διαφορισμότητα. Στη συνέχεια, η βελτιωμένη απόδοση του ρυθμού σφαλμάτων θα δώσει έμμεσα καλύτερο ρυθμό δεδομένων, επιτρέποντας υψηλότερου επιπέδου διαμορφώσεις, όπως η 16QAM αντί για την QPSK κοκ.

4.3 Κωδικοποίηση στο χώρο-χρόνο-συχνότητα

4.3.1 Χωροχρονική κωδικοποίηση (ST coding)

Είναι μία μέθοδος αποδοτική φασματικά [20], που μπορεί να βελτιώσει την αξιοπιστία της μετάδοσης δεδομένων στα συστήματα MIMO. Κωδικοποιεί ένα ρεύμα δεδομένων πάνω σε διαφορετικές κεραιές εκπομπής και χρονικές σχισμές, έτσι ώστε πολλαπλά, περιττά αντίγραφα του ρεύματος δεδομένων μπορούν να μεταδοθούν κατά μήκος ανεξάρτητων, καναλιών εξασθένησης. Με αυτόν τον τρόπο, μπορεί να επιτευχθεί περισσότερο αξιόπιστη ανίχνευση της πληροφορίας που μεταδόθηκε στο δέκτη.

Στο σχήμα αυτό κωδικοποίησης στο χώρο και στο χρόνο, ένας αριθμός κωδικών συμβόλων ίσα σε πλήθος με τον αριθμό των κεραιών εκπομπής παράγονται και εκπέμπονται ταυτόχρονα, ένα σύμβολο από κάθε κεραία. Αυτά τα σύμβολα παράγονται από τον ST κωδικοποιητή, έτσι ώστε χρησιμοποιώντας την κατάλληλη διαδικασία επεξεργασίας σήματος και αποκωδικοποίησης στο δέκτη, το κέρδος διαφορισμότητας ή και το κέρδος κωδικοποίησης γίνεται μέγιστο.

Η απόδοση ενός συστήματος κατά τη λήψη του σήματος αξιολογείται από τη σχέση του μέσου ρυθμού εσφαλμένων bit (BER) ή μέσου ρυθμού εσφαλμένων συμβόλων (Symbol Error Rate-SER) με το σηματοθορυβικό λόγο (SNR). Στην περιοχή υψηλού SNR η μέση πιθανότητα σφάλματος P_e σε ένα κανάλι διαλείψεων συμπεριφέρεται συνήθως ως εξής:

$$P_e \sim (G_c SNR)^{-G_d}$$

όπου G_c είναι το κέρδος κωδικοποίησης και G_d το κέρδος διαφορισιμότητας του συστήματος. Το κέρδος διαφορισιμότητας στην καμπύλη του BER vs SNR μπορεί να ερμηνευθεί ως η κλίση της και το κέρδος κωδικοποίησης ως η οριζόντια μετατόπιση της καμπύλης.

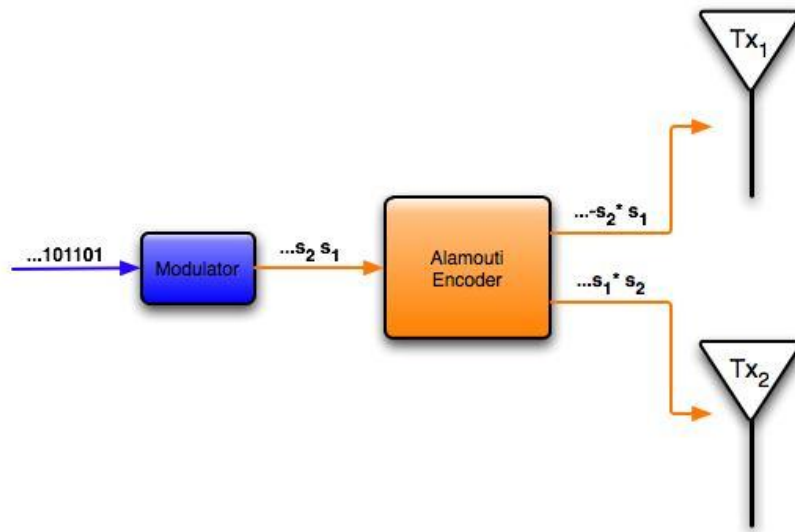
Οι trellis κώδικες ήταν η βασική εφαρμογή της ιδέας αυτού του σχήματος κωδικοποίησης που απαιτούσαν έναν πολυδιάστατο αλγόριθμο Viterbi στο δέκτη για την αποκωδικοποίηση. Αυτοί οι κώδικες αποδείχτηκαν ότι παρείχαν κέρδος διαφορισιμότητας ίσο με τον αριθμό των κεραιών εκπομπής πέρα από το κέρδος κωδικοποίησης που εξαρτάται από την πολυπλοκότητα του κώδικα χωρίς καμία απώλεια σε εύρος ζώνης.

Όμως η χωροχρονική κωδικοποίηση απογειώθηκε πραγματικά με την ανακάλυψη των λεγόμενων Space Time Block Codes (STBC). Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι χωροχρονικοί μπλοκ κώδικες έχουν πολύ μικρότερη πολυπλοκότητα στην αποκωδικοποίηση στο δέκτη, απαιτούν μία απλή γραμμική επεξεργασία σε αντίθεση με τους STTC (Space Time Trellis Codes), όπου η πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης αυξάνεται εκθετικά σαν συνάρτηση του επιπέδου διαφορισιμότητας και του ρυθμού μετάδοσης. Στην κατηγορία των STBC και για την ακρίβεια των OSTBC (Orthogonal Space Time Block Codes) ανήκει και το σχήμα Alamouti (αλλιώς κώδικας Alamouti), που προτάθηκε το 1998 και που επιλύει ουσιαστικά αυτό το πρόβλημα.

4.3.2 Σχήμα Alamouti

Όπως ήδη αναφέραμε ο τρόπος αυτός κωδικοποίησης ανήκει στους OSTBC κώδικες. Στο σχήμα Alamouti τα σύμβολα πληροφορίας εκπέμπονται με διαφορετική σειρά από δύο κεραιές εκπομπής με κάποια ελαφριά τροποποίηση (συζυγούς και πρόσημου). Για δύο κεραιές εκπομπής επιτυγχάνεται πλήρης διαφορισιμότητα 2 με

κέρδος 1. Αργότερα το σχήμα Alamouti γενικεύτηκε για περισσότερες από δύο κεραίες.



Εικόνα 4.2 Σχήμα Alamouti

4.3.2.1 Δύο κεραίες στον πομπό και μία κεραία στο δέκτη

Το σχήμα αυτό λειτουργεί με δύο κεραίες στον πομπό και μία κεραία στο δέκτη και χαρακτηρίζεται από τις ακόλουθες τρεις λειτουργίες [21]:

- Την εκπομπή της κωδικοποιημένης ακολουθίας συμβόλων από τον πομπό: Σε μία δεδομένη περίοδο συμβόλου μεταδίδονται ταυτόχρονα δύο σήματα από τις δύο κεραίες. Έστω s_0 το μεταδιδόμενο σύμβολο από την κεραία 0 και s_1 το σύμβολο από την κεραία 1. Κατά τη διάρκεια της επόμενης περιόδου μεταδίδεται το σύμβολο $-s_1^*$ από την κεραία 0 και το σύμβολο s_0^* από την κεραία 1, όπου s_1^* και s_0^* είναι τα συζυγή των αντίστοιχων συμβόλων. Η ακολουθία αυτών των συμβόλων φαίνεται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 4.1 Η ακολουθία κωδικοποίησης για το σχήμα Alamouti 2x1

	Tx antenna 0	Tx antenna 1
Time t	s_0	s_1
Time t+T	$-s_1^*$	s_0^*

Όπως προκύπτει από τον πίνακα αυτό, η κωδικοποίηση της πληροφορίας γίνεται στο χώρο και στο χρόνο (space-time coding). Θα μπορούσε όμως να γίνει και στο πεδίο του χώρου και της συχνότητας (space-frequency coding).

Σε αυτήν την περίπτωση αντί για δύο γειτονικές χρονικές περιόδους συμβόλου χρησιμοποιούνται δύο γειτονικά φέροντα.

Το κανάλι τη χρονική στιγμή t μπορεί να μοντελοποιηθεί από την κρουστική απόκριση $h_0(t)$ όσον αφορά τη ζεύξη ανάμεσα στην κεραία εκπομπής 0 και την κεραία λήψης και από την κρουστική $h_1(t)$ για τη ζεύξη ανάμεσα στην κεραία 1 και την κεραία λήψης. Θεωρώντας ότι οι διαλείψεις είναι σταθερές κατά τη διάρκεια μίας περιόδου T μπορούμε να γράψουμε:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t + T) = h_0 = a_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t + T) = h_1 = a_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (4.1)$$

όπου T είναι η χρονική περίοδος συμβόλου και a_i, θ_i είναι το πλάτος και η φάση της κρουστικής του καναλιού αντίστοιχα με $i = 1, 2$.

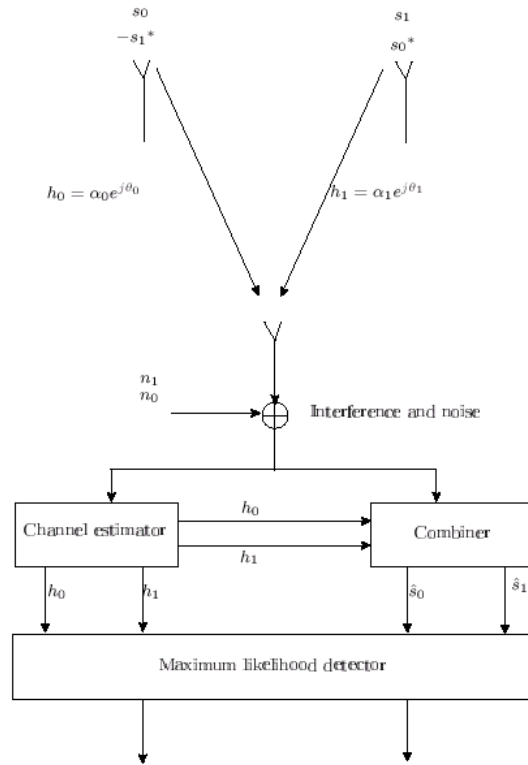
Έτσι, τα ληφθέντα σήματα μπορούν να εκφραστούν στη συνέχεια ως εξής:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (4.2)$$

όπου r_0 και r_1 είναι τα ληφθέντα σήματα τις χρονικές στιγμές t και $t + T$ αντίστοιχα και n_0 και n_1 είναι μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές που αντιπροσωπεύουν το θόρυβο στο δέκτη.

- Το συνδυασμό των σημάτων από τις δύο κεραίες στο δέκτη: Στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζεται ο τρόπος που ο δέκτης συνδυάζει τα δύο ληφθέντα σήματα και φτιάχνει δύο καινούρια σήματα, τα \tilde{s}_0 και \tilde{s}_1 , τα οποία στέλνονται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (4.3)$$



Εικόνα 4.3 Σχήμα Alamouti με NTx=2 και NRx=1

Εάν αντικαταστήσουμε τις (4.1) και (4.2) στην (4.3) παίρνουμε:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (a_0^2 + a_1^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (a_0^2 + a_1^2)s_1 - h_0n_1^* + h_1^*n_0\end{aligned}\tag{4.4}$$

- τον κανόνα απόφασης μέγιστης πιθανοφάνειας: Αυτά τα συνδυασμένα σήματα στη συνέχεια στέλνονται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας, ο οποίος για κάθε ένα από τα σήματα s_0 και s_1 χρησιμοποιεί τον κανόνα απόφασης που ακολουθεί: Αποφασίζεται ότι εστάλη το σήμα s_i έναντι του σήματος s_k εάν:

$$\begin{aligned}(a_0^2 + a_1^2)|s_i|^2 - \tilde{s}_0s_i^* - \tilde{s}_0^*s_i \\ \leq (a_0^2 + a_1^2)|s_k|^2 - \tilde{s}_0s_k^* - \tilde{s}_0^*s_k\end{aligned}\tag{4.5}$$

για κάθε $i \neq k$, δηλαδή βάσει του παραπάνω κανόνα απόφασης μεταξύ των δύο σημάτων s_i και s_k αποφασίζεται ότι το s_i είναι το σύμβολο που πιθανότερα εστάλη από τον πομπό.

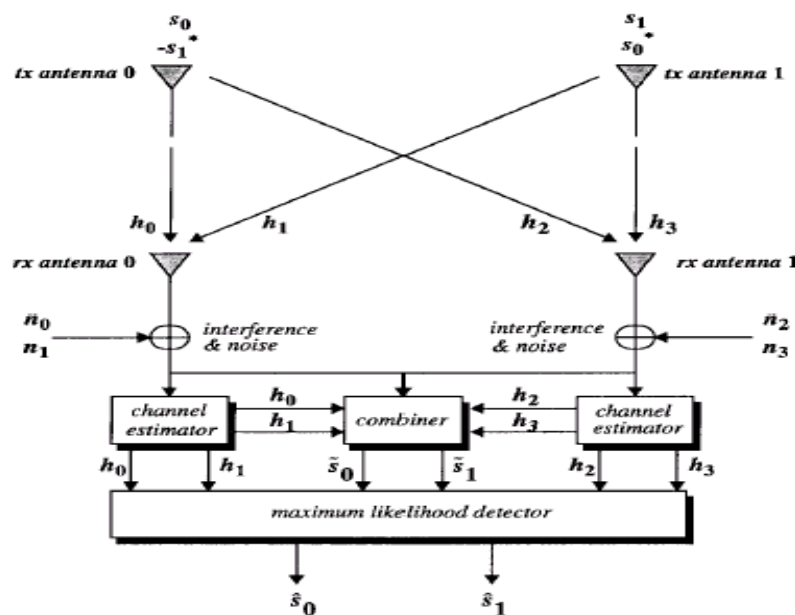
ή ισοδύναμα εάν:

$$\begin{aligned} (a_0^2 + a_1^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ \leq (a_0^2 + a_1^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \end{aligned} \quad (4.6)$$

όπου $d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*)$ είναι η τετραγωνική Ευκλείδεια απόσταση ανάμεσα στα σήματα x και y .

4.3.2.2 Δύο κεραίες στον πομπό και M κεραίες στον δέκτη

Υπάρχουν όμως και εφαρμογές που απαιτούν υψηλότερη διαφορισιμότητα και που οι πολλαπλές κεραίες λήψης είναι εφικτές στις μακρινές μονάδες. Σε αυτές τις περιπτώσεις είναι δυνατό να έχουμε διαφορισιμότητα $2M$ με δύο κεραίες στον πομπό και M κεραίες λήψης. Εδώ για παράδειγμα θα δούμε την πιο απλή περίπτωση με δύο κεραίες στον πομπό και στο δέκτη. Η εικόνα απεικονίζει την τοπολογία αυτού του σχήματος μετάδοσης:



Εικόνα 4.4 Σχήμα Alamouti με $N_{Tx}=2$ και $N_{Rx}=2$

Η ακολουθία των κωδικοποιημένων προς μετάδοση συμβόλων πληροφορίας είναι ακριβώς η ίδια με το σχήμα Alamouti 2×1 , όπως δείχνει και ο Πίνακας 4.1.Ο παρακάτω πίνακας δίνει τις κρουστικές των ανεξάρτητων καναλιών ανάμεσα στις κεραίες εκπομπής και λήψης. Προφανώς οι συνδυασμοί είναι 4 για το δεδομένο σχήμα και έτσι έχουμε:

Πίνακας 4.2 Κανάλια ανάμεσα στις κεραίες εκπομπής και λήψης

	Rx antenna 0	Rx antenna 1
Tx antenna 0	h_0	h_2
Tx antenna 1	h_1	h_3

Για τα ληφθέντα σήματα στις δύο κεραίες λήψης κατά τις χρονικές στιγμές t και $t + T$ έχουμε:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned}
 \tag{4.7}$$

Όπου r_0, r_1, r_2, r_3 είναι τα σήματα που ελήφθησαν από τις κεραίες 0 και 1 στο δέκτη όπως δείχνει ο ακόλουθος πίνακας:

Πίνακας 4.3 Τα ληφθέντα από τις 2 κεραίες σήματα

	Rx antenna 0	Rx antenna 1
Time t	r_0	r_2
Time t+T	r_1	r_3

Όπου n_0, n_1, n_2, n_3 είναι οι μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές που αντιπροσωπεύουν το λαμβανόμενο στο δέκτη θερμικό θόρυβο.

Ο συνδυαστής (combiner) που απεικονίζεται στην Εικόνα 4.4 δημιουργεί τα ακόλουθα δύο σήματα που στέλνονται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Αντικαθιστώντας τις κατάλληλες εξισώσεις έχουμε:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + a_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + a_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned}
 \tag{4.9}$$

Στη συνέχεια αυτά τα συνδυασμένα σήματα στέλνονται στον αποκωδικοποιητή μέγιστης πιθανοφάνειας που χρησιμοποιεί το εξής κριτήριο απόφασης για το σήμα s_0 :

επιλέγεται το σήμα s_i εάν:

$$\begin{aligned} (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ \leq (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Παρόμοια για το σήμα s_1 επιλέγουμε το s_i εάν:

$$\begin{aligned} (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \\ \leq (a_0^2 + a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Μία ενδιαφέρουσα παρατήρηση σε αυτό το σημείο είναι ότι τα συνδυασμένα σήματα από τις δύο κεραιές λήψης είναι απλά μία πρόσθεση των συνδυασμένων σημάτων από κάθε κεραιά λήψης μεμονωμένα. Δηλαδή, το σχήμα του συνδυασμού των σημάτων για τις δύο κεραιές είναι ακριβώς το ίδιο με αυτό για τη μία κεραιά στο δέκτη. Έτσι μπορούμε να συμπεράνουμε ότι χρησιμοποιώντας δύο κεραιές εκπομπής και Μ κεραιές λήψης, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το συνδυαστή για κάθε κεραιά λήψης και μετά απλά να προσθέσουμε τα συνδυασμένα σήματα από όλες τις κεραιές λήψης, αποκτώντας έτσι την ίδια τάξη διαφορισιμότητας με το σχήμα MRRC (Maximal Ratio Receive Combining) με 2Μ κεραιές στο δέκτη. Μάλιστα με τη χρήση των δύο κεραιών στον πομπό το σχήμα διπλασιάζει την τάξη διαφορισιμότητας των συστημάτων με μία κεραιά στον πομπό και πολλαπλές κεραιές στο δέκτη.

4.3.3 Χωροσυχνοτική κωδικοποίηση (SF coding)

Αυτή η στρατηγική κωδικοποίησης χρησιμοποιεί επίσης τις πολλαπλές κεραιές σε συνδυασμό όμως με τα κανάλια συχνοτήτων OFDM. Ένας πολύ απλός και άμεσος τρόπος να αντιληφθούμε την χωροσυχνοτική κωδικοποίηση για δύο κεραιές εκπομπής είναι να επεκτείνουμε τον κώδικα Alamouti πάνω σε δύο κανάλια συχνοτήτων εντός ενός OFDM μπλοκ συμβόλων. Η διαφορά εδώ είναι ότι τα δύο σύμβολα s_0 και $-s_1^*$ στέλνονται από δύο διαφορετικά κανάλια συχνοτήτων του ίδιου συμβόλου OFDM από την κεραιά εκπομπής 0. Αντίστοιχα γίνεται για τα s_1 και s_0^* που εκπέμπει η κεραιά 1 [20]. Ο διαχωρισμός δηλαδή στο πεδίο του χρόνου αντικαθίσταται από το διαχωρισμό στο πεδίο της συχνότητας (κανάλια k και l). Αυτό φαίνεται και στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 4.4 Κωδικοποίηση στο χώρο και τη συχνότητα

	Tx antenna 0	Tx antenna 1
OFDM subchannel k	s_0	s_1
OFDM subchannel l	$-s_1^*$	s_0^*

4.4 Προσομοιώσεις

Στο προηγούμενο κεφάλαιο είδαμε τη συμπεριφορά έξι μοντέλων καναλιών για συστήματα SISO (Single Input-Single Output). Δηλαδή σε όλες τις περιπτώσεις είχαμε μία κεραία στον πομπό και μία κεραία στο δέκτη. Στη συνέχεια προσομοιώσαμε ένα SIMO (Multi Input-Single Output), ένα MISO (Multi Input-Single Output) και ένα MIMO (Multi Input-Multi Output) κανάλι, δηλαδή συστήματα με μία ή πολλαπλές εισόδους και μία ή πολλαπλές εξόδους.

Για το SIMO (μιας εισόδου-πολλαπλών εξόδων) σύστημα και για τα έξι μοντέλα καναλιών χρησιμοποιήσαμε μία κεραία στον πομπό και δύο κεραίες στο δέκτη. Σε κάθε πλαίσιο που στέλνουμε εισάγουμε ένα πρόθεμα που χρησιμεύει για την εκτίμηση των κρουστικών των καναλιών, όπως έχουμε ήδη κάνει και για το SISO, με τη διαφορά ότι εδώ παίρνουμε μία κρουστική συνάρτηση ανά ζεύξη σε κάθε πλαίσιο και για κάθε μεμονωμένη τιμή $\frac{E_b}{N_0}$. Δηλαδή, για 2 ζεύξεις μεταξύ της μιας κεραίας του πομπού και των δύο κεραίων του δέκτη έχουμε δύο διαφορετικές κρουστικές ανά κανάλι σε κάθε πλαίσιο και για κάθε τιμή $\frac{E_b}{N_0}$.

Αφού κάνουμε την εκτίμηση για την κρουστική απόκριση σε κάθε κανάλι στέλνουμε έναν αριθμό πλαισίων και μετράμε τις τιμές του ρυθμού σφαλμάτων για κάθε μία από τις τιμές του $\frac{E_b}{N_0}$ οπότε παίρνουμε και τα αντίστοιχα διαγράμματα του BER συναρτήσει αυτού για το SIMO.

Για τα MISO και MIMO αντίστοιχα υλοποιήσαμε το σχήμα Alamouti. Πρώτα με δύο κεραίες στον πομπό και μία στο δέκτη και έπειτα με δύο κεραίες στον πομπό και δύο κεραίες στο δέκτη.

Για κάθε ένα δηλαδή από τα έξι κανάλια, στείλαμε ένα συγκεκριμένο αριθμό OFDM συμβόλων, για τέσσερις τύπους διαμόρφωσης (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM) και με δεδομένες τις τιμές του $\frac{E_b}{N_0}$ μετρήσαμε το ρυθμό σφαλμάτων συναρτήσει αυτού.

Οι παράμετροι που χρησιμοποιήσαμε κατά την προσομοίωση φαίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 4.5 Παράμετροι Προσομοιώσεων

Επίπεδο διαμόρφωσης	$M = 2, 4, 16, 64$
Αριθμός bits ανά σύμβολο	$k = \log_2 M$
Αριθμός πλαισίων	$N_{frames} = 6400, 800, 400, 200$
Αριθμός OFDM συμβόλων	$N_{OFDMsymbols} = 1, 8, 16, 32$
Κεντρική συχνότητα λειτουργίας	$f_c = 2.5 \text{ GHz}$
Συχνότητα Doppler	$f_D = \frac{u}{c_0} f_c$
Ταχύτητα κινητού δέκτη	$u = 0, 3, 60 \text{ km/h}$
Μέγεθος FFT	$N_{FFT} = 128$
Εύρος ζώνης	$BW = 1.25 \times 10^6 \left(\frac{N_{FFT}}{128}\right)$
Παράγοντας δειγματοληψίας	$F_{c\text{sample}} = \frac{28}{25}$
Συχνότητα δειγματοληψίας	$F_{\text{sample}} = F_{c\text{sample}} BW$
Χρόνος συμβόλου	$T_{\text{sample}} = 1/F_{\text{sample}}$
Φασματική απόσταση φερόντων	$Df = F_{\text{sample}}/N_{FFT}$
Χρόνος OFDM συμβόλου	$T_b = 1/Df$
Αριθμό κεραιών στον πομπό	$NT_x = 1, 2$
Αριθμός κεραιών στο δέκτη	$NR_x = 1, 2$

Όπως βλέπουμε από τον Πίνακα 3.2, οι παράμετροι μένουν ως έχουν από την προσομοίωση των SISO καναλιών με μόνη διαφοροποίηση τον αριθμό των κεραιών του πομπού NT_x και του δέκτη NR_x .

Ο τρόπος εκτίμησης της κρουστικής απόκρισης του καναλιού γίνεται πάλι βάση του προθέματος με μικρές όμως διαφοροποιήσεις. Για την ακρίβεια, αντί για ένα πρόθεμα σε κάθε πλαίσιο στέλνουμε δύο, σε κάθε ένα από τα οποία στέλνουμε δύο OFDM σύμβολα (δύο 128άδες δηλαδή συμβόλων πληροφορίας διαμορφωμένων κατά BPSK που εκπέμπονται η κάθε μία και από μία κεραία εκπομπής) και παίρνουμε στο τέλος της δεύτερης χρονικής περιόδου (δεύτερου συμβόλου) την εκτίμηση για το κανάλι.

Η κρουστική απόκριση που υπολογίζουμε είναι διαφορετική για κάθε ζεύξη ανάμεσα στα ζεύγη κεραιών πομπού-δέκτη. Θεωρούμε την κρουστική απόκριση της ζεύξης ανάμεσα στην κεραία 0 του πομπού και την κεραία 0 του δέκτη ως h_0 και, αντίστοιχα, ανάμεσα στην κεραία 1 του πομπού και την ίδια κεραία του δέκτη, την h_1 . Έτσι, με δεδομένες τις σχέσεις από την εξίσωση (4.2) για τα ληφθέντα σήματα στο δέκτη, και με κατάλληλες αλγεβρικές πράξεις (πολλαπλασιάζουμε κάθε μία ανάλογα με έναν από τους όρους: s_0, s_0^*, s_1, s_1^* και αθροίζουμε ή αφαιρούμε κατά μέλη, έτσι ώστε να απομονώσουμε κάθε φορά τους όρους των κρουστικών αποκρίσεων h_0, h_1). Συγκεκριμένα, για την εύρεση μιας εκτίμησης για την h_0 θα έχουμε:

$$\begin{aligned} s_0^* r_0 &= h_0 s_0 s_0^* + h_1 s_1 s_0^* + n_0 s_0^* \\ -s_1 r_1 &= -h_0 s_1^* (-s_1) + h_1 s_0^* (-s_1) + n_1 (-s_1) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Εάν αθροίσουμε κατά μέλη τις δύο παραπάνω σχέσεις προκύπτει:

$$s_0^* r_0 - s_1 r_1 = h_0 s_0 s_0^* + h_0 s_1^* s_1 + h_1 s_1 s_0^* - h_1 s_0^* s_1 + n_0 s_0^* - n_1 s_1 \quad (4.13)$$

ή ισοδύναμα:

$$h_0 = \frac{1}{2} (s_0^* r_0 - s_1 r_1 + n_0 s_0^* - n_1 s_1) \quad (4.14)$$

Ομοίως προκύπτει για η h_1 :

$$h_1 = \frac{1}{2} (s_1^* r_0 - s_0 r_1 - n_0 s_1^* - n_1 s_0) \quad (4.15)$$

Για τις (4.14) και (4.15) λάβαμε υπόψη ότι $s_0 s_0^* = |s_0|^2 = 1$ και $s_1 s_1^* = |s_1|^2 = 1$ αφού τα σύμβολα που στέλνουμε στο πρόθεμα είναι διαμορφωμένα κατά BPSK.

Οι h_0, h_1 που παίρνουμε με αυτόν τον τρόπο, αφαιρουμένων των συνιστωσών θορύβου μας δίνουν τις εκτιμήσεις $\widetilde{h}_0, \widetilde{h}_1$ για τις κρουστικές αποκρίσεις, δηλαδή:

$$\widetilde{h}_0 = \frac{1}{2} (s_0^* r_0 - s_1 r_1) \quad (4.16)$$

$$\widetilde{h}_1 = \frac{1}{2} (s_1^* r_0 - s_0 r_1) \quad (4.17)$$

Έτσι, για την περίπτωση του σχήματος δυο κεραιές στον πομπό-μία στο δέκτη, έχουμε δύο κρουστικές, μία για κάθε ζεύξη ανά τιμή $\frac{E_b}{N_0}$ και ανά πλαίσιο αποστολής, ενώ για την περίπτωση δύο κεραιών σε πομπό και δέκτη έχουμε τέσσερις εκτιμήσεις κρουστικών για κάθε πλαίσιο που στέλνουμε. Οι τέσσερις αυτές κρουστικές αποκρίσεις $\widetilde{h}_0, \widetilde{h}_1, \widetilde{h}_2, \widetilde{h}_3$ προκύπτουν με τον ίδιο τρόπο από την (4.7) και είναι:

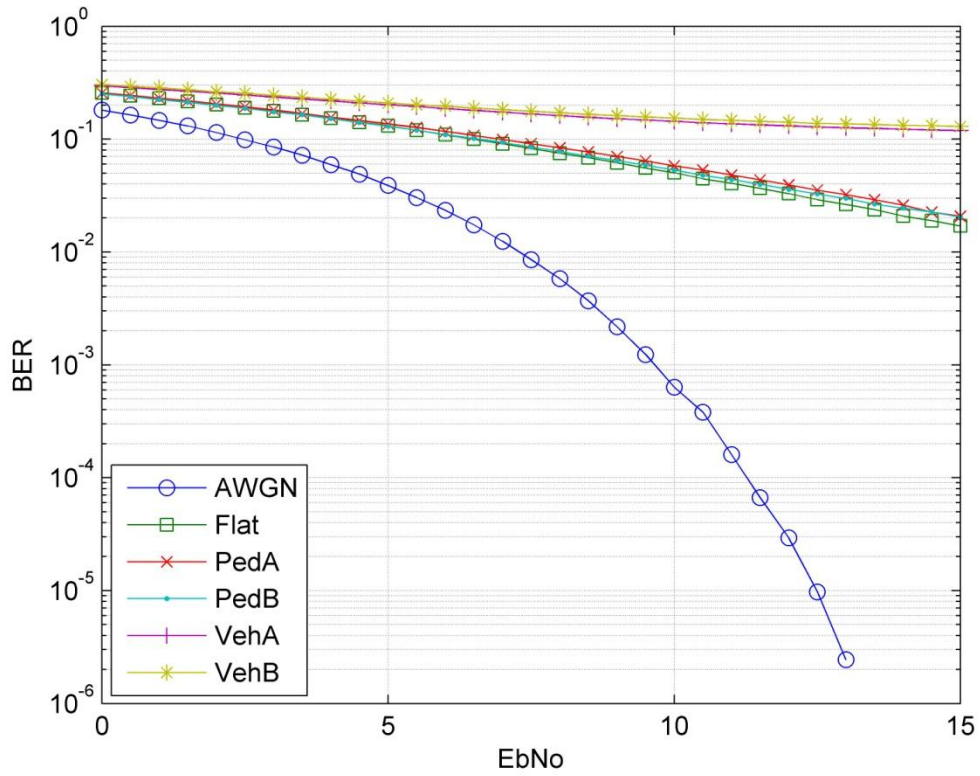
$$\widetilde{h}_0 = \frac{1}{2}(s_0^* r_0 - s_1 r_1) \quad (4.18)$$

$$\widetilde{h}_1 = \frac{1}{2}(s_1^* r_0 - s_0 r_1) \quad (4.19)$$

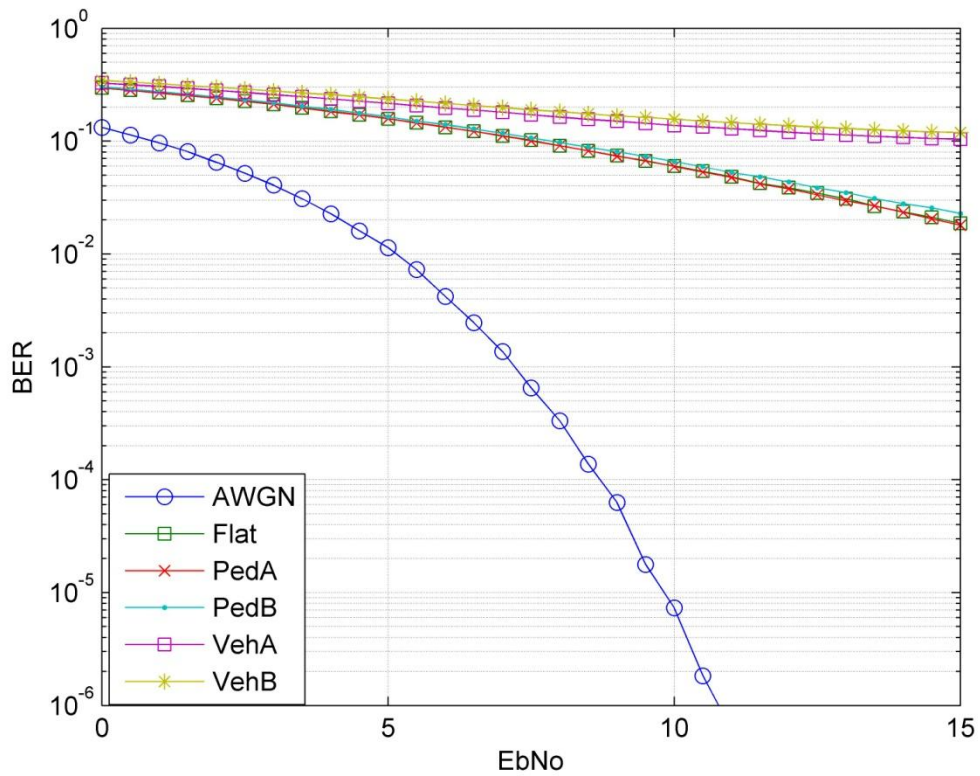
$$\widetilde{h}_2 = \frac{1}{2}(s_0^* r_2 - s_1 r_3) \quad (4.20)$$

$$\widetilde{h}_3 = \frac{1}{2}(s_1^* r_2 - s_0 r_3) \quad (4.21)$$

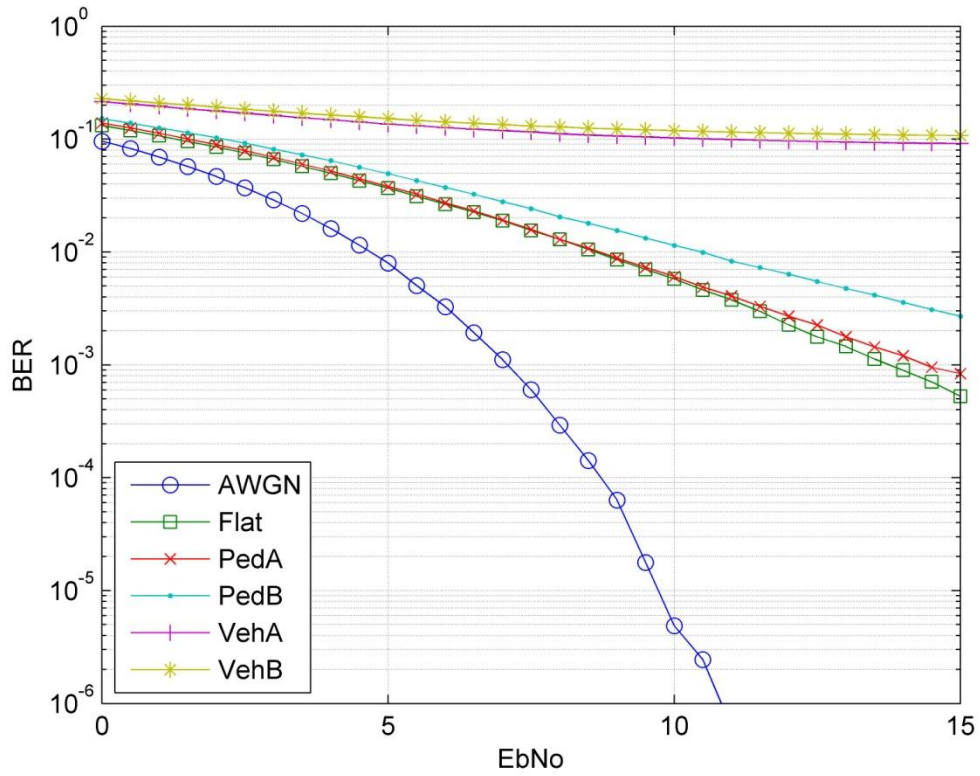
Στη συνέχεια παραθέτουμε τέσσερα διαγράμματα που πήραμε ως αποτέλεσμα από τις προσομοιώσεις για τα τέσσερα είδη συστημάτων: SISO, SIMO, MISO, MIMO και για τα έξι γνωστά μοντέλα καναλιών.



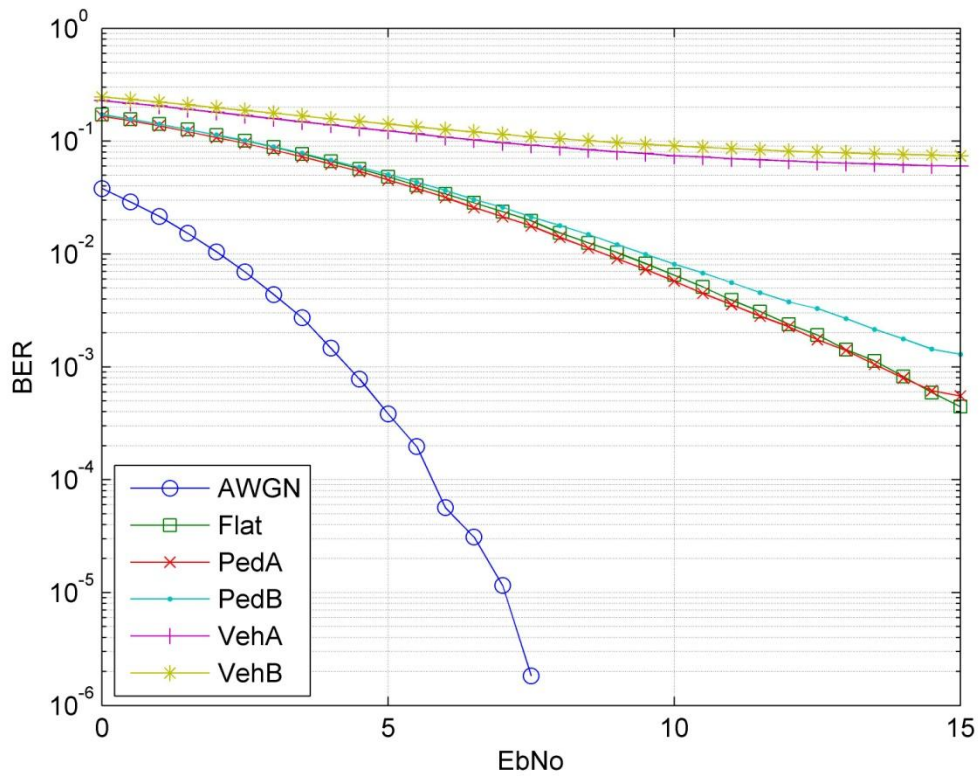
Εικόνα 4.5 SISO



Εικόνα 4.6 SIMO



Εικόνα 4.7 MISO



Εικόνα 4.8 MIMO

Το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στα διαγράμματα που απεικονίζονται στις Εικόνα 4.5, Εικόνα 4.6, Εικόνα 4.7, Εικόνα 4.8 είναι QPSK και ο αριθμός συμβόλων ανά πλαίσιο 16. Παρατηρούμε μία βελτίωση στο ρυθμό σφαλμάτων από το SISO μέχρι το MIMO με τη σειρά που παραθέτουμε τα διαγράμματα στις παραπάνω εικόνες. Δηλαδή, οι καμπύλες για το SISO είναι χειρότερες από τις καμπύλες για το SIMO, ο BER βελτιώνεται ακόμα περισσότερο για τα 6 κανάλια στο MISO και ο πιο χαμηλός ρυθμός σφαλμάτων παρατηρείται για το MIMO σύστημα αναμφισβήτητα. Αυτά είναι και τα αναμενόμενα αποτελέσματα βάσει της θεωρητικής ανάλυσης.

Για την ακρίβεια, μπορούμε να παρατηρήσουμε για τα vehicular A και B, που παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά, ότι υπάρχει μία ελάττωση του BER καθώς μεταβαίνουμε από τα SISO και SIMO στα MISO και MIMO. Συγκεκριμένα, από $BER \approx 10^{-0.9} \approx 0.125$ για τα SISO και SIMO στην τελική τιμή του $\frac{E_b}{N_0}$ των 15 dB πέφτει στην τιμή $BER \approx 10^{-1.1} \approx 0.080$ για τα MISO και MIMO με ποσοστιαία μεταβολή 36%. Αντίστοιχα για τα Pedestrian A και B που προσεγγίζουν την καμπύλη του flat καναλιού παρατηρούμε μία πτώση στο ρυθμό σφαλμάτων από $10^{-1.7} \approx 0.02$ για $\frac{E_b}{N_0} = 15$ dB στην τιμή $10^{-3} \approx 0.001$ δηλαδή μία μεταβολή 95%.

Για το κανάλι AWGN που εμφανίζει γενικότερα καλύτερη συμπεριφορά από όλα τα κανάλια, βλέπουμε μία καλύτερευση στο ρυθμό σφαλμάτων που εμφανίζεται ως εξής: ξεκινώντας από τα SISO και SIMO ο ρυθμός σφαλμάτων είναι μικρότερος του 10^{-6} για $\frac{E_b}{N_0} = 13$ dB για το SISO και $\frac{E_b}{N_0} = 11$ dB για το SIMO ενώ καθώς μεταβαίνουμε στα MISO και MIMO η καμπύλη του AWGN πέφτει κάτω από 10^{-6} για $\frac{E_b}{N_0} = 11$ dB στο MISO και $\frac{E_b}{N_0} = 7.8$ dB περίπου στο MIMO.

Βιβλιογραφία

- [1] John G. Proakis, Masoud Salehi Μετάφραση Επιμέλεια Καρούμπαλος Κ. και Ζέρβας Ε. Καραμπογιάς Σ. Σαγκριώτης Ε. «Συστήματα τηλεπικοινωνιών», Έκδοση Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών.
- [2] Π. Κωττής, Χ. Καψάλης, «Κεραίες και Ασύρματες Ζεύξεις», Εκδόσεις Τζιόλα, Αθήνα 2003.
- [3] Andrea Goldsmith, “Wireless Communications”, Cambridge University, 2005.
- [4] Joshua S.Gans, Stephen P. King and Julian, “Wireless Communications”, Handbook of Telecommunications Economics, Volume 2.
- [5] Μακρής Ιωάννης, Λογοθέτης Χαράλαμπος, «Ασύρματα Δίκτυα»
- [6] Μ.Ε. Θεολόγου, «Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών», Εκδόσεις Τζιόλα, 2007.
- [7] Wikipedia, IMS,
http://en.wikipedia.org/wiki/IP_Multimedia_Subsystem
- [8] Marco Conti, Jon Crowcroft, Andrea Passarella, Multi-hop Ad Hoc Networks from Theory to Reality,
https://www.novapublishers.com/catalog/product_info.php?products_id=556
- [9] Wikipedia, Ray Tracing,
http://en.wikipedia.org/wiki/Ray_tracing
- [10] Z. Nadir, *Member*, IAENG, N.Elfadhil, F. Touati, “Pathloss Determination Using Okumura-Hata Model And Spline Interpolation For Missing Data For Oman, Proceedings of the World Congress on Engineering 2008 Vol I WCE 2008, July 2-4, 2008, London, U.K.
- [11] Δήμητρα Ζαρμπούτη, Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (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.

- [12] Σταύρος Τουμπής, Λέκτορας, ΗΜΜΥ, «ΗΜΥ453/625, Ασύρματα Δίκτυα Επικοινωνιών».
- [13] T.S. Rappaport, “Wireless Communications”, Prentice Hall, 2002.
- [14] Anis Salwa Osman, “BER Performance Study of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)”, Faculty Of Electrical Engineering, Universiti Teknologi, Malaysia, December 2006.
- [15] Rec. ITU-R M.1225, “Guidelines For Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000 (Question ITU-R 39/8)”.
- [16] WiMAX Forum, “WiMAX System Evaluation Methodology”, WiMAX Forum, Version 2.1, July 7, 2008.
- [17] <http://www.dsplog.com/2008/03/29/comparing-16psk-vs-16qam-for-symbol-error-rate/>
- [18] 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.
- [19] Νεκτάριος Ασπρούκος, «Ασύρματα Συστήματα με πολλαπλές κεραιές εκπομπής και λήψης-Ο Αλγόριθμος V-BLAST», Διπλωματική Εργασία, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Ε.Μ.Π., 2003.
- [20] Wei Zhang, Hong Kong University of Science and Technology, Xiang-Gen Xia, University of Delaware, Khaled Ben Letaief, Hong Kong University of Science and Technology, “Space-Time/Frequency Coding For MIMO-OFDM In Next Generation Broadband Wireless Systems”, IEEE Wireless Communications, June 2007.
- [21] Alamouti, S., “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. 16, No. 8, October, 1998.