



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Ανάπτυξη Τεχνικών Επιλογής Υποσυνόλου Κεραιών  
Μετάδοσης-Λήψης για την Βελτιστοποίηση Χωρητικότητας  
MIMO-OFDMA Δικτύων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Τσαλαβούτας-Ψαρράς Ελευθέριος**

**Επιβλέπων :** Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2012



.....  
Ελευθέριος Τσαλαβούτας-Ψαρράς

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

Copyright © Ελευθέριος Τσαλαβούτας-Ψαρράς, 2012

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η ραγδαία εξάπλωση της χρήσης των ψηφιακών επικοινωνιών τα τελευταία χρόνια δημιουργεί την ανάγκη για αύξηση των παρεχόμενων υπηρεσιών στους χρήστες και κυρίως για βελτίωση της ποιότητάς τους. Τα επόμενης γενιάς ασύρματα συστήματα είναι απαραίτητο να παρέχουν υπηρεσίες αυξημένης ποιότητας και αξιοπιστίας, διευρυμένη ραδιοκάλυψη, αλλά και να εκμεταλλεύονται κατά τον πλέον αποδοτικό και συμφέροντα τρόπο το διαθέσιμο εύρος ζώνης και την διαθέσιμη ισχύ. Σημαντικές εξελίξεις προς την κατεύθυνση αυτή έχουν πραγματοποιηθεί πρόσφατα, ανάμεσα στις οποίες περίοπτη θέση κατέχουν τα ασύρματα συστήματα πολλαπλών – εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO Multiple - Input – Multiple – Output). Η εφαρμογή τους στις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες βελτιώνει κατά πολύ την αξιοπιστία της ζεύξης σε σύγκριση με τα προϋπάρχοντα συστήματα και αυξάνει την χωρητικότητα των ραδιοδιαύλων.

Τα MIMO συστήματα, σε συνδυασμό με την Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM), μετατρέπουν φαινόμενα όπως αυτό της διασυμβολικής παρεμβολής σε πλεονέκτημα για το χρήστη και το δίκτυο. Η Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας είναι μια νέα μορφή πολυπλεξίας και ψηφιακής διαμόρφωσης δεδομένων που στόχο έχει την καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος σε σύγκριση με άλλα σχήματα πολυπλεξίας. Παράλληλα, το OFDM επιτυγχάνει να βελτιώσει την ποιότητα της ζεύξης, αποφεύγοντας τις δυσμενείς επιπτώσεις της διασυμβολικής παρεμβολής, χάρη στην εισαγωγή του κυκλικού προθέματος. Επέκταση της τεχνικής OFDM για συστήματα πολλαπλών χρηστών αποτελεί η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζεται το πρόβλημα του διαμοιρασμού των διαθέσιμων πόρων ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνίας στους χρήστες σε ένα κυψελωτό δίκτυο. Προσομοιώνονται διάφορα σενάρια MIMO-OFDMA συστημάτων, ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών πομπού και δέκτη και τον αριθμό των υποφερόντων που αντιστοιχούν σε κάθε χρήστη. Στα σενάρια αυτά εξετάζεται η αξιοπιστία του συστήματος μέσω του ποσοστού λανθασμένων ψηφίων (BER), ανάλογα με τις απαιτήσεις έχουμε από το σύστημα όσον αφορά τον λόγο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR) και την πιθανότητα απόρριψης χρηστών.

### **Λέξεις Κλειδιά**

Ασύρματο κανάλι, Διαλείψεις, Πολύοδη Διάδοση, OFDM, Κυκλικό Πρόθεμα, OFDMA, Συστήματα MIMO, Χωρική Πολυπλεξία, Επιλογή κεραιών, Rayleigh Κανάλι, Κυβελωτό δίκτυο

## **ABSTRACT**

The breakthrough in the use of digital communications over the last years has created a need for increasing the provided services, as well for improving their quality. The next generation wireless systems is essential that they will provide services of the highest quality and reliability, extended coverage and that they will exploit efficiently the available bandwidth and power. Significant progress towards this direction has been achieved recently, among which prominent place hold the Multiple Input – Multiple Output (MIMO) Wireless Systems. Their use in wireless digital communications improves the reliability of wireless links compared to previous systems while at the same time increases their capacity.

MIMO systems combined with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) make Intersymbol Interference, 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 which achieves great spectrum efficiency while at the same time leads to higher transmission rates avoiding ISI with the insertion of Cyclic Prefix (CP). An extension of OFDM technique for systems with multiple users is OFDMA multiple access technique.

In this diploma thesis, we examine the allocation of the resources among users that access a cell network. We simulate multiple scenarios of MIMO-OFDMA systems depending on the number of antennas of the transmitter and the receiver and the number of subcarriers per user. In these scenarios we examine the system's reliability by monitoring the Bit Error Ratio (BER), depending on the demands of the system concerning the Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) and the users' blocking probability.

## **Key Words**

Wireless channel, Fading, Multipath propagation, OFDM, Cyclic Prefix, OFDMA, MIMO systems, Spatial Diversity, Antenna selection, Rayleigh channel, Cell network.

## Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία συντάχθηκε το 2012 στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, στον τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών.

Με την ευκαιρία που μου δίνεται, θα ήθελα ευχαριστήσω θερμά την Καθηγήτρια του Ε.Μ.Π. κ Κακλαμάνη Δήμητρα-Θεοδώρα για την συνεισφορά της στην εκπόνηση αυτής της εργασίας και για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με το σύγχρονο αυτό θέμα του τομέα των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα Παναγιώτη Γκόνη για την καθοριστικής σημασίας καθοδήγησή του σε όλη τη διάρκεια της έρευνάς μου και για τις πολύτιμες γνώσεις που μου παρείχε κατά την εκπόνηση αυτής της εργασίας.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου για την πολύτιμη συμπαράστασή τους σε όλο το διάστημα των σπουδών μου, καθώς και στους φίλους μου και την κοπέλα μου που στάθηκαν δίπλα μου και μοιράστηκαν μαζί μου τα άγχη και τις ανησυχίες μου όλα αυτά τα χρόνια.

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1. Εισαγωγή – Το Ασύρματο Κανάλι.....	13
1.1 Ιστορική αναδρομή.....	13
1.2 Κυψελωτά συστήματα 1ης γενιάς .....	14
1.3 Κυψελωτά Συστήματα 2ης γενιάς.....	14
1.4 Κυψελωτά συστήματα 3ης γενιάς .....	15
1.5 Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης .....	15
1.5.1 Βασικές έννοιες .....	15
1.5.2 Απώλειες Διάδοσης.....	16
1.5.2.1 Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου.....	16
1.5.2.2. Μοντέλο επίπεδης επιφάνειας .....	17
1.5.2.3 Εκθετικό Μοντέλο .....	18
1.5.2.4 Μοντέλο Okumura-Hata.....	19
1.5.3 Σκίαση.....	20
1.5.4 Διαλείψεις πολυόδης διάδοσης.....	21
1.5.4.1 Διαλείψεις Επιλεκτικές ως προς τη Συχνότητα – Χρονική Διασπορά	22
1.5.4.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – Διασπορά Doppler.....	26
1.5.4.3 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τον χώρο – Χωρική διασπορά .....	29
1.5.4.5 Ανακεφαλαίωση διαλείψεων .....	31
1.5.5 Το Rayleigh κανάλι.....	31
2. Ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDM-OFDMA).....	35
2.1 Εισαγωγή.....	35
2.2 Η OFDM τεχνική.....	36
2.3 Ψηφιακή διαμόρφωση συμβόλων .....	38
2.4 Δημιουργία OFDM συμβόλου .....	40
2.5 Κυκλικό πρόθεμα και διάστημα προστασίας.....	42
2.6 Πλεονεκτήματα και αδυναμίες της τεχνικής OFDM.....	43
2.7 Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.....	44
2.8 Στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης για OFDM.....	45
3. Συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO).....	47
3.1 Εισαγωγή – Έξυπνες κεραιές .....	47
3.1.1 Στοιχειοκεραίες.....	47
3.1.2 Έξυπνες κεραιές .....	48
3.2 Συστήματα MIMO.....	51



3.2.1 Τεχνικές υλοποίησης συστημάτων MIMO .....	53
3.3 Το κανάλι MIMO .....	53
3.3.1 Κανάλι μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO).....	54
3.3.2 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - μίας εξόδου (MISO).....	54
3.3.3 Κανάλι μιας εισόδου - πολλαπλών εξόδων (SIMO).....	55
3.3.4 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων (MIMO) .....	56
3.4 Μοντελοποίηση συστήματος MIMO για Rayleigh κανάλι .....	57
3.4.1 Χωρικά ανεξάρτητα κανάλια .....	57
3.5 Χωρική πολυπλεξία – Επιλογή κεραιών.....	58
3.5.1 Μετασχηματισμός του MIMO καναλιού σε SISO υποκανάλια .....	58
3.5.2 Επιλογή κεραιών.....	60
4. Προσομοιώσεις .....	61
4.1 Σύστημα MIMO-OFDM ενός χρήστη .....	61
4.1.1 Σύστημα SISO - OFDM.....	61
4.1.2 MIMO-OFDM με χωρική πολυπλεξία και επιλογή κεραιών .....	62
4.2 Κυψελωτό σύστημα – Αλγόριθμος εισόδου χρηστών.....	64
4.3 Σύστημα MIMO-OFDMA .....	73
5. Συμπεράσματα .....	87

## ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

1.1	Συνθήκες σκίασης σε επίγεια ασύρματα συστήματα .....	20
1.2	Χρονική Διασπορά .....	22
1.3	Προφίλ καθυστέρησης ισχύος .....	23
1.4	Η φασματική συμπεριφορά του καναλιού για $S=0.5$ .....	25
1.5	Φασματική συμπεριφορά του διαύλου όταν $A1 \ll A0$ .....	25
1.6	Ολίσθηση Doppler .....	27
1.7	Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου .....	28
1.8	Διασπορά γωνίας στο δέκτη .....	30
1.9	Τα είδη των διαλείψεων .....	31
1.10	Κατανομή Rayleigh .....	34
2.1	Φάσμα μη επικαλυπτόμενων καναλιών .....	35
2.2	Φάσμα επικαλυπτόμενων καναλιών .....	36
2.3	Φάσμα OFDM σήματος με υποφέροντα με συχνότητες $k/T_s$ .....	37
2.4	Block διάγραμμα πομπού OFDM .....	37
2.5	Block διάγραμμα δέκτη OFDM .....	38
2.6	Αστερισμός BPSK .....	38
2.7	Αστερισμός QPSK .....	39
2.8	Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση OFDM .....	41
2.9	Σύμβολα OFDM με κυκλικό πρόθεμα (CP).....	43
2.10	Πόροι του OFDM .....	44
2.11	Σειριακή κατανομή των subcarriers .....	46
3.1	Διάγραμμα ακτινοβολίας switched beam συστήματος .....	49
3.2	Διάγραμμα ακτινοβολίας συστήματος προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών ....	49
3.3	Σύστημα MIMO με στοιχειοκεραία $N$ στοιχείων στον πομπό και $M$ στο δέκτη.....	51
3.4	Σύστημα SISO.....	54
3.5	Σύστημα MISO.....	54
3.6	Σύστημα SIMO.....	55
3.7	Σύστημα MIMO.....	56
3.8	Σύστημα MIMO με χωρική πολυπλεξία.....	58
4.1	SISO-OFDM σε Gauss κανάλι.....	61
4.2	SISO-OFDM σε Rayleigh κανάλι.....	62

4.3	MIMO-OFDM με BPSK διαμόρφωση.....	63
4.4	MIMO-OFDM με QPSK διαμόρφωση.....	63
4.5	Κυψελωτό σύστημα.....	64
4.6	Σύστημα με σειριακό αλγόριθμο και 1 subcarrier ανά χρήστη.....	67
4.7	Σύστημα με σειριακό αλγόριθμο και 2 subcarrier ανά χρήστη.....	67
4.8	Σύστημα με σειριακό αλγόριθμο και 3 subcarrier ανά χρήστη.....	68
4.9	Σύστημα με random αλγόριθμο και 1 subcarrier ανά χρήστη.....	68
4.10	Σύστημα με random αλγόριθμο και 2 subcarrier ανά χρήστη.....	69
4.11	Σύστημα με random αλγόριθμο και 3 subcarrier ανά χρήστη.....	69
4.12	Σύγκριση συστημάτων με σειριακό και random αλγόριθμο και 1 subcarrier ανά χρήστη.....	70
4.13	Σύγκριση συστημάτων με σειριακό και random αλγόριθμο και 2 subcarrier ανά χρήστη.....	70
4.14	Σύγκριση συστημάτων με σειριακό και random αλγόριθμο και 3 subcarrier ανά χρήστη.....	71
4.15	Ισχύς κεντρικής κυψέλης με 1 subcarrier ανά χρήστη.....	72
4.16	Ισχύς κεντρικής κυψέλης με 2 subcarrier ανά χρήστη.....	72
4.17	Ισχύς κεντρικής κυψέλης με 3 subcarrier ανά χρήστη.....	73
4.18	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=2$ και 1 subcarrier ανά χρήστη.....	74
4.19	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=2$ και 2 subcarrier ανά χρήστη.....	75
4.20	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=2$ και 3 subcarrier ανά χρήστη.....	75
4.21	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=3$ και 1 subcarrier ανά χρήστη.....	76
4.22	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=3$ και 2 subcarrier ανά χρήστη.....	76
4.23	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=3$ και 3 subcarrier ανά χρήστη.....	77
4.24	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=4$ , $M_r=2$ και 1 subcarrier ανά χρήστη.....	77

4.25	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=4$ , $M_r=2$ και 2 subcarrier ανά χρήστη .....	78
4.26	MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση, $M_t=4$ , $M_r=2$ και 3 subcarrier ανά χρήστη .....	78
4.27	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=2$ και 1 subcarrier ανά χρήστη .....	79
4.28	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=2$ και 2 subcarrier ανά χρήστη .....	79
4.29	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=2$ και 3 subcarrier ανά χρήστη .....	80
4.30	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=3$ και 1 subcarrier ανά χρήστη .....	80
4.31	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=3$ και 2 subcarrier ανά χρήστη .....	81
4.32	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=M_r=3$ και 3 subcarrier ανά χρήστη .....	81
4.33	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=4$ , $M_r=2$ και 1 subcarrier ανά χρήστη .....	82
4.34	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=4$ , $M_r=2$ και 2 subcarrier ανά χρήστη .....	82
4.35	MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση, $M_t=4$ , $M_r=2$ και 3 subcarrier ανά χρήστη .....	83
4.36	Σύγκριση MIMO-OFDMA $2*2$ και $4*2$ με QPSK διαμόρφωση και 1 subcarrier ανά χρήστη .....	83
4.37	Σύγκριση MIMO-OFDMA $2*2$ με BPSK και QPSK διαμόρφωση και 1 subcarrier ανά χρήστη .....	84
4.38	Σύγκριση MIMO-OFDMA $2*2$ και $3*3$ με QPSK διαμόρφωση και 1 subcarrier ανά χρήστη .....	84

# 1. Εισαγωγή – Το Ασύρματο Κανάλι

## 1.1 Ιστορική αναδρομή

Η απόδειξη της ύπαρξης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από τον Maxwell, άνοιξε το δρόμο για τη χρήση τους στις ασύρματες επικοινωνίες. Ο Maxwell θεωρείται πλέον ο θεμελιωτής της θεωρίας του ηλεκτρομαγνητισμού. Βασιζόμενος στη θεωρία του Maxwell, ο Marconi υλοποίησε για πρώτη φορά το 1897, τον τηλεγράφο, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την επικοινωνία πλοίων με την ακτή ([1]).

Η πρώτη κινητή ασύρματη ζεύξη μετέδιδε στα 2 MHz και δημιουργήθηκε στο Detroit των ΗΠΑ για τις ανάγκες της αστυνομίας ([2]). Όμως, εξαιτίας της χαμηλής συχνότητας εκπομπής τα κανάλια ήταν λίγα στο πλήθος, κάτι που αποτελούσε περιοριστικό παράγοντα για την περαιτέρω ανάπτυξη της ασύρματης επικοινωνίας. Η παρουσίαση το 1935 της διαμόρφωσης συχνότητας (frequency modulation – FM) από τον Edwin Armstrong έδωσε νέα ώθηση στα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας ([3]). Στα τέλη της δεκαετίας του '30 η FM διαμόρφωση καθιερώθηκε ως η κύρια τεχνική διαμόρφωσης στα κινητά συστήματα επικοινωνίας στον κόσμο. Το 1946 πραγματοποιήθηκαν οι πρώτες μεταδόσεις με χρήση της διαμόρφωσης FM στα 150 MHz και στα τέλη της δεκαετίας του '40 χρησιμοποιήθηκαν κανάλια φωνής εύρους 120 kHz σε μορφή ημι-αμφίδρομη.

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

Τη λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα έφεραν στη δεκαετία του 60 τα Bell Laboratories όπου εισήγαγαν την έννοια της κυψέλης ([4]). Η βασική ιδέα των κυψελωτών συστημάτων είναι η διαίρεση της περιοχής την οποία εξυπηρετεί ένα σύστημα σε μικρότερες κυψέλες κάθε μία από τις οποίες επαναχρησιμοποιεί

διαύλους, ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος. Έτσι, άρχισαν να δημιουργούνται τα πρώτα κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών.

## **1.2 Κυψελωτά συστήματα 1ης γενιάς**

Το πρώτο κυψελωτό σύστημα υψηλής χωρητικότητας και ευρείας γεωγραφικής κάλυψης προτάθηκε το 1970 από την AT&T και ονομάστηκε AMPS (Advanced Mobile Phone Service). Βασικά χαρακτηριστικά του AMPS καθώς και των υπολοίπων κυψελωτών συστημάτων 1ης γενιάς ήταν η διαμόρφωση FM και η τεχνική Frequency Division Duplexing (FDD) για την αμφιδρόμηση των καναλιών. Σε αυτά τα συστήματα η φασματική πυκνότητα ισχύος έπρεπε να ελέγχεται προσεκτικά ώστε να μην ακτινοβολείται ισχύς πάνω από 60-80 dB της επιθυμητής τιμής στους γειτονικούς διαύλους, και επιπλέον η απόσταση των φερόντων άνω και κάτω ζεύξης ήταν της τάξης των 45 MHz ώστε οι πομποδέκτες να μπορούν να απομονώνουν τις συχνότητες.

## **1.3 Κυψελωτά Συστήματα 2ης γενιάς**

Με την πάροδο του χρόνου άρχισε να γίνεται εμφανής η αδυναμία των αναλογικών κυψελωτών συστημάτων να ανταπεξέλθουν στις ανάγκες της αγοράς λόγω της χαμηλής χωρητικότητας που παρουσίαζαν, του υψηλού κόστους των τερματικών και της υποδομής των δικτύων, της ασυμβατότητας μεταξύ των διαφόρων αναλογικών δικτύων και της αντίληψης των χρηστών ότι η χρησιμότητα τους ήταν περιορισμένη. Έτσι, στα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς χρησιμοποιήθηκαν ψηφιακές τεχνικές μετάδοσης, οι οποίες μπορούσαν να εφαρμοστούν λόγω της εξέλιξης της μικροηλεκτρονικής καθώς και λόγω των θεωρητικών μελετών πάνω στις ψηφιακές επικοινωνίες που είχαν γίνει από διακεκριμένους επιστήμονες και μηχανικούς όπως ο Nyquist, ο Shannon κ.α. Οι ψηφιακές τεχνικές εφαρμόστηκαν στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών λόγω των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών τεχνικών, όπως:

- Δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος
- Υλοποίηση λογισμικού δεκτών
- Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης
- Αυξημένη ανοσία στο θόρυβο
- Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος

## **1.4 Κυβελωτά συστήματα 3ης γενιάς**

Παρόλο που τα συστήματα κινητών επικοινωνιών δεύτερης γενιάς έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε πολλούς χρήστες, είχαν περιορισμένη δυνατότητα υποστήριξης υπηρεσιών δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Η ανάγκη υποστήριξης τέτοιων υπηρεσιών όπως είναι η μετάδοση εικόνων υψηλής ποιότητας, η μετάδοση video πραγματικού χρόνου ή η πρόσβαση στο Internet με υψηλές ταχύτητες οδήγησαν στη σχεδίαση συστημάτων τρίτης γενιάς. Τα 3G συστήματα έχουν ως βασικό χαρακτηριστικό την υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και τη δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από άλλα δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα, με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ταυτόχρονα τα συστήματα 3G έχουν βελτιώσει την ποιότητα ομιλίας και έχουν αυξήσει τη χωρητικότητα των δικτύων. Οι ραδιοεπαφές που έχουν αναπτυχθεί για τα συστήματα τρίτης γενιάς, και καλούνται από την ITU IMT-2000, είναι το WCDMA, το multicarrier-CDMA και το EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution).

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

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

## **1.5 Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης**

### **1.5.1 Βασικές έννοιες**

Οι ασύρματες επικοινωνίες χρησιμοποιούν κυρίως ηλεκτρομαγνητικά κύματα με συχνότητες που εκτείνονται από μερικές εκατοντάδες MHz μέχρι και λίγα GHz. Η διάδοση των σημάτων στο ασύρματο κανάλι πραγματοποιείται με τους εξής τρόπους: απευθείας διάδοση, περίθλαση, ανάκλαση και σκέδαση ([3]). Απευθείας διάδοση λαμβάνει χώρα όταν το σήμα δεν συναντάει εμπόδια στην πορεία του από τον πομπό ως το δέκτη. Περίθλαση εμφανίζεται όταν παρεμβάλλεται πολύ μεγάλο εμπόδιο στη διαδρομή του σήματος από τον πομπό προς το δέκτη και εμποδίζει την οπτική επαφή

μεταξύ τους. Σύμφωνα με την αρχή του Huygens παράγονται δευτερογενή κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φτάνουν στο δέκτη. Η περίθλαση εξηγεί επομένως τη διάδοση των κυμάτων σε αστικές κυρίως περιοχές, όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού και δέκτη. Ανάκλαση εμφανίζεται όταν το διαδιδόμενο σήμα προσπίπτει σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματός του. Τα ανακλώμενα κύματα συμβάλλουν στο δέκτη με τα απευθείας. Σκέδαση εμφανίζεται στην περίπτωση όπου στη διαδρομή του σήματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου ραδιοκύματος.

Το βασικό κριτήριο για το αν η επικοινωνία είναι αξιόπιστη είναι η κατανομή της μέσης ισχύος σε μια συγκεκριμένη περιοχή η οποία περιγράφεται από το προφίλ ισχύος της περιοχής διάδοσης συναρτήσει της απόστασης ([5]). Η ισχύς αυτή θα πρέπει να επαρκεί για την εξυπηρέτηση της ζητούμενης ζεύξης, αλλά δεν πρέπει να είναι τόσο μεγάλη ώστε να προκαλεί παρεμβολή. Επειδή όμως το ασύρματο περιβάλλον αλλάζει ανάλογα με την κίνηση του κινητού τερματικού, δεν ενδιαφέρει μόνο η μέση ισχύς αλλά και η στατιστική συμπεριφορά της. Η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα ασύρματων επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επιμέρους φαινόμενα, που είναι γνωστά ως απώλειες διάδοσης (path-loss), σκίαση (shadowing) και διαλείψεις πολύοδης διάδοσης (multipath fading). Τα φαινόμενα αυτά επιχειρούμε να τα προσομοιώσουμε όσο το δυνατόν καλύτερα με βάση διάφορα μοντέλα τα οποία θα περιγράψουμε στη συνέχεια.

## **1.5.2 Απώλειες Διάδοσης**

### **1.5.2.1 Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου**

Το μοντέλο διάδοσης ελεύθερου χώρου χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος όταν περιβάλλον διάδοσης είναι ο ελεύθερος χώρος, όταν δηλαδή δεν υπάρχουν εμπόδια μεταξύ πομπού και δέκτη, και στο δέκτη φθάνει μόνο η απευθείας συνιστώσα (line-of-sight, LOS). Σ' αυτή την περίπτωση η λαμβανόμενη ισχύς δίνεται από την εξίσωση του Friis ([6]):



$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left[ \frac{c/f}{4\pi d} \right]^2 \quad (1.1)$$

όπου  $P_r$  και  $P_t$  είναι η λαμβανόμενη και η εκπεμπόμενη ισχύς αντίστοιχα,  $G_t$  και  $G_r$  τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης,  $\lambda$  το μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας  $f$ ,  $c$  η ταχύτητα του φωτός και  $d$  η απόσταση πομπού - δέκτη.

Από την εξίσωση (1.1) παρατηρούμε ότι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης. Άρα, κάθε φορά που η απόσταση δεκαπλασιάζεται η στάθμη ισχύος μειώνεται κατά 20dB (σε απόλυτα νούμερα υποεκατονταπλασιάζεται). Παρ' όλα αυτά, σε κυψελωτά περιβάλλοντα διάδοσης, όπου λαμβάνουν χώρα ανακλάσεις στην επιφάνεια της γης, το μοντέλο του ελεύθερου χώρου δεν είναι κατάλληλο.

### 1.5.2.2. Μοντέλο επίπεδης επιφάνειας

Ένα πιο κατάλληλο μοντέλο για σχετικά μικρές αποστάσεις, της τάξης των μερικών δεκάδων χιλιομέτρων, όπου μπορούμε να παραβλέψουμε την καμπυλότητα της γης, είναι το μοντέλο της επίπεδης επιφάνειας στο οποίο θεωρείται πως η γη είναι ένα τέλεια αγωγίμο επίπεδο [7]. Το σήμα στην κεραία του δέκτη προκύπτει από τη συμβολή του απευθείας κύματος με ένα ανακλώμενο στην επιφάνεια της γης κύμα με διαφορετική διανυόμενη απόσταση για το καθένα. Στην περίπτωση που ισχύουν οι συνθήκες:

- 1)  $d \gg h_t h_r$
- 2)  $d \gg 2\pi h_t h_r / \lambda$

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

$$P_r = P_t \left( \frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (1.2)$$

Επομένως, ενώ οι απώλειες ελεύθερου χώρου μεταβάλλονται με το τετράγωνο της απόστασης πομπού και δέκτη, για διάδοση πάνω από επίπεδη επιφάνεια, η

λαμβανόμενη ισχύς μεταβάλλεται με την τέταρτη δύναμη της απόστασης. Δηλαδή, σε αυτό το μοντέλο διάδοσης, η στάθμη ισχύος του σήματος μειώνεται κατά 40 dB όταν δεκαπλασιάζεται η απόσταση.

### 1.5.2.3 Εκθετικό Μοντέλο

Η πλειονότητα των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων λειτουργεί σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής (NLOS) [8]. Εμπειρικά έχει διαπιστωθεί ότι οι απώλειες διάδοσης για περιπτώσεις που δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού-δέκτη ακολουθούν το γενικό εκθετικό μοντέλο, το οποίο περιγράφεται από τη σχέση:

$$L(d) \propto L_0 \left( \frac{d}{d_0} \right)^n \quad (1.3)$$

όπου  $d_0$  η απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία ισχύει διάδοση LOS,  $L_0$  οι απώλειες διάδοσης σε απόσταση  $d_0$  και διάδοση LOS,  $d$  η απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης και  $L(d)$  οι αντίστοιχες απώλειες διάδοσης. Ο εκθέτης  $n$  καλείται συντελεστής απωλειών διάδοσης ή συντελεστής εξασθένισης και εκφράζει τη συμπεριφορά της ισχύος του σήματος με την απόσταση. Για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου και επίπεδης επιφάνειας που περιγράφηκαν προηγουμένως, ο συντελεστής αυτός παίρνει τιμές  $n=2$  και  $n=4$  αντίστοιχα. Σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης ο εκθέτης αυτός παίρνει τιμές από 2.6, σε κλειστούς κυρίως χώρους όπου προσομοιώνονται συνθήκες κυματοδήγησης, έως και 6 σε αστικές περιοχές με υψηλό δείκτη σκέδασης.

Η απόλυτη μέση τιμή απωλειών διάδοσης σε dB ορίζεται επομένως μέσω της σχέσης:

$$L(d) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} (d / d_0) \quad (1.4)$$

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε ότι οι απώλειες διαδρομής (path loss) οφείλονται στην απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Η σχέση αυτή περιγράφεται από το συντελεστή εξασθένισης  $n$ .

#### 1.5.2.4 Μοντέλο Okumura-Hata

Ένας πολύ συνηθισμένος τρόπος περιγραφής των απωλειών διάδοσης στη σύγχρονη εποχή είναι τα εμπειρικά μοντέλα που βασίζονται σε στατιστική επεξεργασία πειραματικών δεδομένων. Το πιο διαδεδομένο από αυτά τα μοντέλα είναι το μοντέλο των Okumura-Hata. Ο Okumura πραγματοποίησε σειρά μετρήσεων στην περιοχή του Τόκιο, στο φάσμα από 500MHz μέχρι 2GHz. Στη συνέχεια ο Hata έκανε κάποιες απλοποιήσεις στο μοντέλο του Okumura, καθιστώντας το πιο πρακτικό. Το αποτέλεσμα είναι το μοντέλο Okumura-Hata, στο οποίο έχουν προσμετρηθεί όλοι οι παράγοντες απωλειών. Το μοντέλο αυτό ισχύει για αστικό περιβάλλον και για τις εξής συνθήκες:

- Συχνότητα: 150 MHz έως 1500 MHz
- Ύψος κεραίας σταθμού βάσης: μεταξύ 30m και 200m
- Ύψος κεραίας κινητού τερματικού: μεταξύ 1m και 10m
- Απόσταση πομπού-δέκτη: μεταξύ 1km και 20km

Στο μοντέλο αυτό οι απώλειες διάδοσης δίνονται από τη σχέση (1.5) :

$$PL = 69.55 + 26.16 \log_{10}f - 13.82 \log_{10}h_B - C_H + [44.9 - 6.55 \log_{10}h_B] \log_{10}d$$

Όπου για μικρού ή μεσαίου μεγέθους πόλη:

$$C_H = 0.8 + (1.1 \log_{10}f - 0.7) h_M - 1.56 \log_{10}f$$

Και για μεγάλες πόλεις

$$C_H = 8.29(\log_{10}(1.54h_M))^2 - 1.1 \text{ για } 150\text{MHz} \leq f \leq 200\text{MHz}$$

$$C_H = 3.2(\log_{10}(11.75h_M))^2 - 4.97 \text{ για } 200\text{MHz} \leq f \leq 1500\text{MHz}$$

όπου

PL = Απώλειες διαδρομής σε αστικές περιοχές. Μονάδα: dB

$h_B$  = Ύψος κεραίας σταθμού βάσης. Μονάδα: μέτρο (m)

$h_M$  = Ύψος κεραίας κινητού τερματικού. Μονάδα: μέτρο (m)

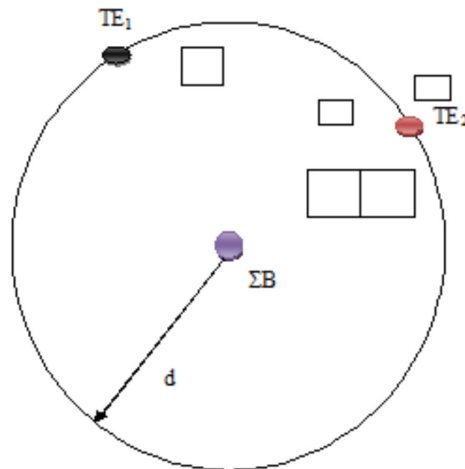
$f$  = Συχνότητα μετάδοσης. Μονάδα: MHz.

$C_H$  = Διορθωτικός συντελεστής ύψους κεραίας

$d$  = Απόσταση μεταξύ βάσης και κινητών τερματικών. Μονάδα: χιλιόμετρα (km).

### 1.5.3 Σκίαση

Σκίαση ονομάζεται το φαινόμενο που προκαλείται εξαιτίας της γενικότερης αταξίας του ασύρματου περιβάλλοντος. Φυσικά ή και τεχνητά εμπόδια μεγάλων κυρίως διαστάσεων προκαλούν διακυμάνσεις στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος που δεν εξαρτώνται από την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.1.



**Σχήμα 1.1:** Συνθήκες σκίασης σε επίγεια ασύρματα συστήματα

Αποτέλεσμα της σκίασης είναι το σήμα να υπόκειται σε τυχαίες, αργά εξελισσόμενες μεταβολές, που ονομάζονται μακροσκοπικές διαλείψεις ή διαλείψεις σκίασης. Έχει αποδειχθεί ([5]) ότι η τιμή των απωλειών διάδοσης  $L(d)$  σε μια συγκεκριμένη θέση είναι μια τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή με μέση τιμή τη μέση τιμή των απωλειών που υπολογίζεται συναρτήσει της απόστασης μέσω της σχέσης (1.4), όπως φαίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$L(d) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10}(d/d_0) + X_\sigma \text{ (σε dB)} \quad (1.6)$$

Η  $X_\sigma$  είναι τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική μέση τιμή, τυπική απόκλιση  $\sigma$  (σε dB) και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.7)$$

όπου  $x$  η μετρούμενη στάθμη ισχύος σε dBW,  $\mu$  η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, που εξαρτώνται από την απόσταση και  $\sigma$  η τυπική απόκλιση, η οποία εξαρτάται μόνο από το περιβάλλον διάδοσης. Συνηθισμένες τιμές για το  $\sigma$  είναι από 4 dB έως 12 dB, με πιο πιθανή αυτή των 8 dB ([3]).

#### 1.5.4 Διαλείψεις πολύοδης διάδοσης

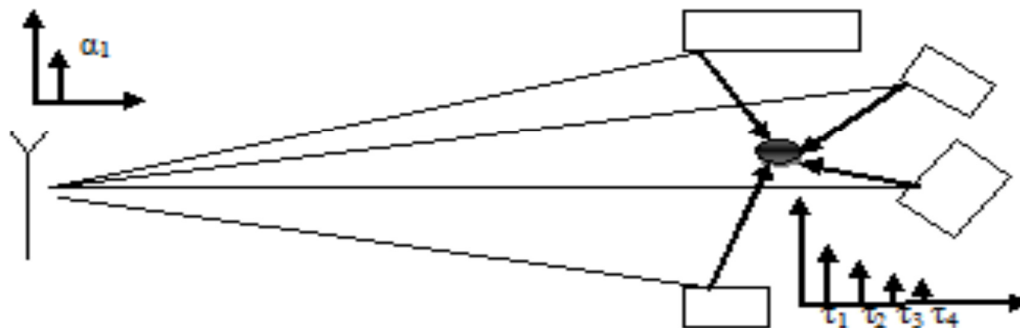
Σε ένα τυπικό περιβάλλον κινητών τηλεπικοινωνιών το σήμα κατά τη διάδοσή του από τον πομπό στο δέκτη υπόκειται σε όλους σχεδόν τους μηχανισμούς διάδοσης, ανάκλαση, περίθλαση και σκέδαση. Αποτέλεσμα όλων αυτών των μηχανισμών διάδοσης είναι το σήμα να φτάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών. Οι συνιστώσες που λαμβάνει ο δέκτης από κάθε διαδρομή διαφέρουν μεταξύ τους στο χρόνο άφιξης, στη φάση αλλά και στο πλάτος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται πολύοδη διάδοση ή διάδοση πολλαπλών διαδρομών. Έτσι, όταν συνδυάζονται διανυσματικά μεταξύ τους παράγεται ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Η διανυσματική αυτή άθροιση των συνιστωσών του σήματος οδηγεί σε αρνητική ή θετική συμβολή, γεγονός που αποτυπώνεται στις αυξομειώσεις στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος.

Επίσης, σε ένα ασύρματο περιβάλλον εξαιτίας της κίνησης των αντικειμένων του περιβάλλοντος και του κινητού τερματικού οι καθυστερημένες εκδοχές του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης μεταβάλλονται και συναρτήσκει του χρόνου. Αυτό το διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον έχει ως αποτέλεσμα τα σήματα που φτάνουν από διαφορετικές διαδρομές στον δέκτη να συμβάλλουν είτε θετικά είτε αρνητικά, με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται συνεχώς η περιβάλλουσα του σήματος. Επομένως, καθώς ο δέκτης μετακινείται, οι χωρικές μεταβολές της περιβάλλουσας εμφανίζονται

ως χρονικές μεταβολές και το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως διαλείψεις περιβάλλουσας ή μικροσκοπικές διαλείψεις. Οι διαλείψεις περιβάλλουσας λόγω πολύοδης διάδοσης μπορεί να είναι επιλεκτικές ως προς το χρόνο, τη συχνότητα ή τον χώρο.

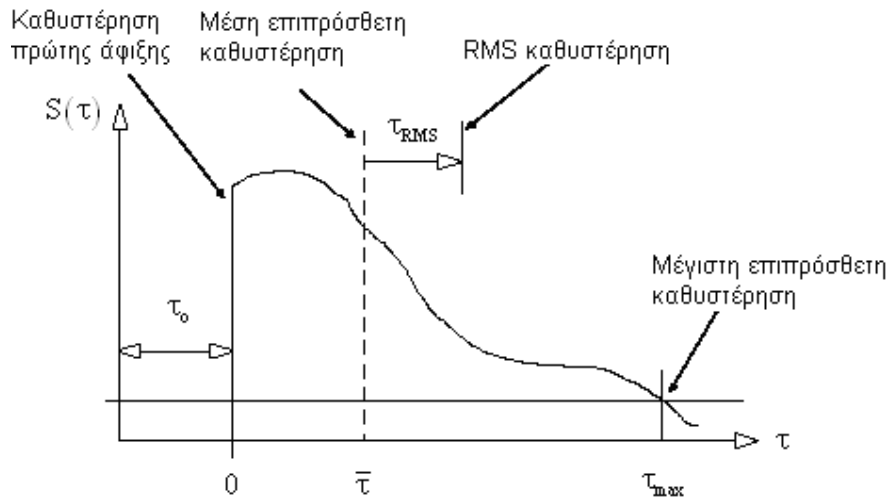
#### 1.5.4.1 Διαλείψεις Επιλεκτικές ως προς τη Συχνότητα – Χρονική Διασπορά

Σε ένα κανάλι πολύοδης διάδοσης το σήμα το οποίο στέλνει ο πομπός φθάνει στο δέκτη μέσα από πολλαπλές διαδρομές εισάγοντας στο σήμα η κάθε διαδρομή μία διαφορετική καθυστέρηση. Οι συνιστώσες αυτές συμβάλλουν στο δέκτη και μπορεί να προκαλέσουν ισχυρές διαλείψεις. Οι διαλείψεις αυτής της μορφής εμφανίζονται όταν έχουμε αρνητική συμβολή των συνιστωσών στο δέκτη. Το σχήμα 1.2 παρουσιάζει το φαινόμενο της χρονικής διασποράς όταν το εκπεμπόμενο σήμα είναι ένας κρουστικός παλμός.



Σχήμα 1.2: Χρονική Διασπορά

Από το Σχήμα 1.2 παρατηρούμε ότι αν πομπός στείλει ένα κρουστικό παλμό στο χρόνο  $t=0$  τότε στο δέκτη θα φθάσουν ένας αριθμός κρουστικών παλμών ίσος με τον αριθμό των σκεδαστών, με διαφορετική καθυστέρηση ο καθένας. Σε πραγματικό περιβάλλον όπου έχουμε πολύ μεγάλο αριθμό σκεδαστών οι λαμβανόμενοι παλμοί λαμβάνουν τη μορφή ενός συνεχούς παλμού με διάρκεια  $\tau_{\text{RMS}}$ , η οποία ονομάζεται διασπορά καθυστέρησης. Για τον υπολογισμό της διασποράς καθυστέρησης χρησιμοποιούμε το προφίλ καθυστέρησης ισχύος του καναλιού το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 1.3 και αναπαριστά την λαμβανόμενη ισχύ συναρτήσει της καθυστέρησης.



**Σχήμα 1.3:** Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

Η διασπορά καθυστέρησης  $\tau_{RMS}$  ορίζεται μέσω του τύπου 1.8 ([10]):

$$\tau_{RMS} = \left[ \frac{\int_0^{\tau_{max}} (\tau - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.8)$$

όπου  $\tau_{max}$  είναι η μέγιστη χρονική καθυστέρηση που αντιστοιχεί στο μεγαλύτερο μονοπάτι διάδοσης για το σήμα ενώ  $\bar{\tau}$  είναι η μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση που δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{max}} \tau \cdot S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau} \quad (1.9)$$

Η χρονική διασπορά των λαμβανόμενων σημάτων συντελεί στην ανεξαρτησία των στατιστικών ιδιοτήτων δύο σημάτων διαφορετικών συχνοτήτων. Ο βαθμός αποσυσχέτισης των φασματικών συνιστωσών εξαρτάται από την εξάπλωση των χρονοκαθυστερήσεων, αφού οι διαφορές φάσης προκύπτουν από διαφορετικά μήκη διαδρομών. Έτσι, όταν έχουμε διάδοση μέσω πολλών διαφορετικών διαδρομών υπάρχει μεγάλη εξάπλωση χρονοκαθυστερήσεων, με αποτέλεσμα οι φάσεις των λαμβανόμενων φασματικών συνιστωσών του ίδιου σήματος να μπορεί να διαφέρουν κατά πολύ, ακόμη κι αν έχουν μικρή διαφορά στη συχνότητα.

Για να γίνει πιο κατανοητό το πώς επηρεάζεται η συμπεριφορά του διαύλου ως προς τη συχνότητα από τη χρονική διασπορά θα αναλύσουμε μαθηματικά ένα απλό παράδειγμα με δυο μόνο διαδρομές διάδοσης. Έστω ότι στον δέκτη φτάνουν δύο αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος, με πλάτη  $A_0$  και  $A_1$  και καθυστερήσεις  $\tau_0$  και  $\tau_1$  αντίστοιχα. Σ' αυτή την περίπτωση η κρουστική απόκριση του διαύλου είναι:

$$h(t) = A_0 \cdot \delta(t - \tau_0) + A_1 \cdot \delta(t - \tau_1) \quad (1.10)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου προκύπτει από το μετασχηματισμό Fourier της σχέσης 1.10:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \Rightarrow \\ H(\omega) &= A_0 \cdot \exp(-j\omega\tau_0) + A_1 \cdot \exp(-j\omega\tau_1) \Rightarrow \\ H(\omega) &= A_0 \cdot \exp(-j\omega\tau_0) + A_1 \cdot \exp(-j\omega(\tau + \tau_0)) \Rightarrow \\ H(\omega) &= A_0 \cdot \exp(-j\omega\tau_0) \cdot \left[ 1 + \frac{A_1}{A_0} \cdot \exp(-j\omega\tau) \right] \end{aligned} \quad (1.11)$$

όπου αυτό που μας ενδιαφέρει είναι η διαφορά των χρονοκαθυστερήσεων  $\tau = \tau_1 - \tau_0$ .

Για να μελετήσουμε την ενεργειακή συμπεριφορά του καναλιού χρειαζόμαστε το

$|H(\omega)|^2$ :

$$|H(\omega)|^2 = \left| A_0 \cdot \exp(-j\omega\tau_0) \cdot \left[ 1 + \frac{A_1}{A_0} \cdot \exp(-j\omega\tau) \right] \right|^2 \Rightarrow$$

$$|H(\omega)|^2 = \left| A_0 \cdot \left[ 1 + \frac{A_1}{A_0} \cdot \exp(-j\omega\tau) \right] \right|^2 \Rightarrow$$

$$|H(\omega)|^2 = (A_0 + A_1 \cdot \cos(\omega\tau))^2 + (A_1 \cdot \sin(\omega\tau))^2 \Rightarrow$$

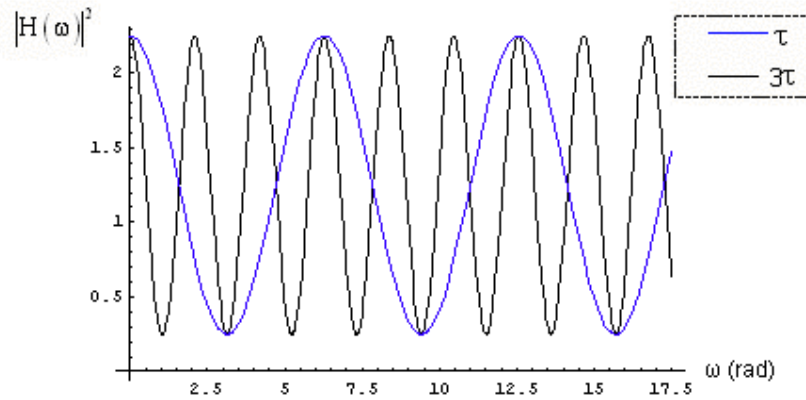
$$|H(\omega)|^2 = A_0^2 + A_1^2 \cdot \cos^2(\omega\tau) + 2A_0 \cdot A_1 \cdot \cos(\omega\tau) + A_1^2 \cdot \sin^2(\omega\tau) \Rightarrow$$



$$|H(\omega)|^2 = A_0^2 + A_1^2 \cdot (\sin^2(\omega\tau) + \cos^2(\omega\tau)) + 2A_0 \cdot A_1 \cdot \cos(\omega\tau) \Rightarrow$$

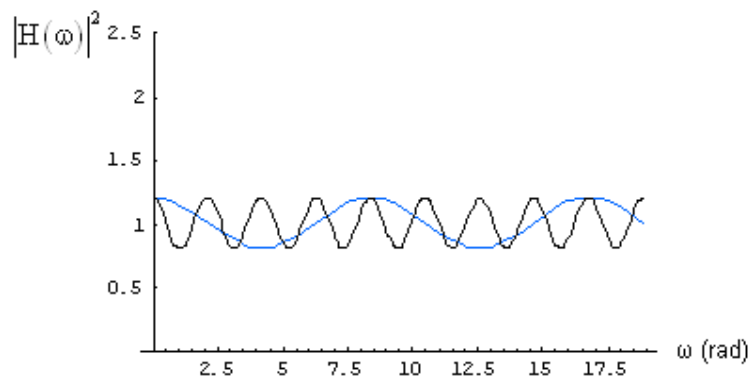
$$|H(\omega)|^2 = A_0^2 \cdot (1 + S^2 + 2S \cdot \cos(\omega\tau)) \quad (1.12)$$

όπου  $S = A_1/A_0$ . Η παραπάνω σχέση αποτυπώνεται στη γραφική παράσταση του  $|H(\omega)|^2$  συναρτήσει της συχνότητας για διαφορά χρονοκαθυστερήσεων  $\tau$  και  $3\tau$ :



**Σχήμα 1.4:** Η φασματική συμπεριφορά του καναλιού για  $S=0.5$

Στο Σχήμα 1.4 επιλέξαμε τυχαία  $S = 0.5$ . Στην περίπτωση, όμως, όπου το σήμα με τη μεγαλύτερη χρονοκαθυστέρηση έχει πολύ μικρό πλάτος όπως στο σχήμα 1.5 δεν έχουμε ιδιαίτερο πρόβλημα διαλείψεων.



**Σχήμα 1.5:** Φασματική συμπεριφορά του διαύλου όταν  $A_1 \ll A_0$ .

Και από της δυο γραφικές παραστάσεις μπορούμε να συμπεράνουμε ότι όσο μεγαλύτερο το  $\tau$  τόσο πιο γρήγορα μεταβάλλεται ο δίαυλος με τη συχνότητα. Άρα ο κρίσιμος παράγοντας που καθορίζει το αν το σήμα θα υποστεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα είναι η σχέση του εύρους ζώνης του σήματος με την περίοδο μεταβολής της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, όταν το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο, θα έχουμε παραμόρφωση των συνιστωσών του σήματος. Το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο και ο δίαυλος θεωρείται επίπεδος ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth)  $B_c$ . Όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι μικρότερο από  $B_c$  τότε όλες οι συνιστώσες που διέρχονται από το δίαυλο εμφανίζουν περίπου το ίδιο κέρδος και γραμμική φάση και λέμε ότι έχουμε επίπεδες διαλείψεις. Σε αντίθετη περίπτωση οι συνιστώσες διαφέρουν και ως προς το πλάτος και ως προς τη φάση και το κανάλι εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές προς τη συχνότητα.

Ακριβής σχέση υπολογισμού του εύρους ζώνης συνοχής δεν υπάρχει ([11]). Γι' αυτό, στην πράξη, χρησιμοποιούνται προσεγγιστικοί τύποι ανάλογα με την συνάρτηση συσχέτισης του καναλιού. Για παράδειγμα αν θέλουμε να έχουμε συντελεστή συσχέτισης τουλάχιστον 0.5 το εύρος ζώνης συνοχής δίνεται από τον τύπο:

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \tau_{\text{RMS}}} \quad (1.13)$$

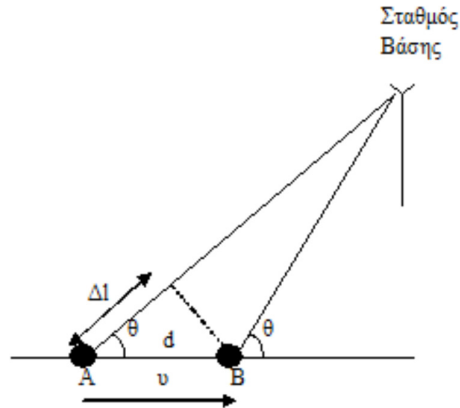
Ενώ για συντελεστή συσχέτισης τουλάχιστον 0.9 ισχύει η πιο «αυστηρή» σχέση:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \tau_{\text{RMS}}} \quad (1.14)$$

#### 1.5.4.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – Διασπορά Doppler

Αυτού του τύπου οι διαλείψεις προκαλούνται από την κίνηση του κινητού τερματικού αλλά και των αντικειμένων του περιβάλλοντος διάδοσης και εμφανίζονται σαν

μεταβολές στη φάση του λαμβανόμενου σήματος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ολίσθηση Doppler και θα το περιγράψουμε με βάση το Σχήμα 1.6.



Σχήμα 1.6: Ολίσθηση Doppler

Στο Σχήμα 1.6 έχουμε ένα κινητό τερματικό το οποίο κινείται με σταθερή ταχύτητα  $v$  μεταξύ των θέσεων A και B που απέχουν απόσταση  $d$ , και ταυτόχρονα λαμβάνει σήματα από το σταθμό βάσης S. Αν  $\Delta t$  ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό τερματικό για να μετακινηθεί από το A στο B και  $\theta$  η γωνία ανάμεσα στην κατεύθυνση άφιξης του σήματος και την κατεύθυνση κίνησης του κινητού, τότε οι διαδρομές από το σταθμό βάσης προς τα δυο σημεία θα διαφέρουν κατά  $\Delta \ell = d \cos \theta = v \Delta t \cdot \cos \theta$ . Η γωνία  $\theta$  θεωρούμε ότι δεν αλλάζει γιατί ο σταθμός βάσης θεωρείται πολύ απομακρυσμένος. Η μεταβολή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος θα είναι επομένως:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \cdot \Delta \ell}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (1.15)$$

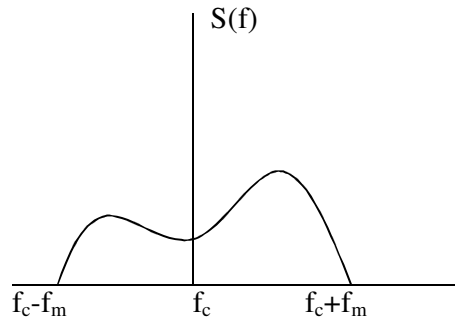
Η ολίσθηση Doppler  $f_D$  δίνεται από τον τύπο:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi v}{\lambda} \cos \theta \Rightarrow f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (1.16)$$

Παρατηρούμε ότι η ολίσθηση Doppler εξαρτάται από την ταχύτητα του κινητού και τη γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του δέκτη και της κατεύθυνσης άφιξης

του σήματος. Ειδικότερα αν για τη γωνία  $\theta$  ισχύει  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$  τότε το κινητό κινείται προς την πηγή και η ολίσθηση είναι θετική, το αντίθετο συμβαίνει όταν το κινητό απομακρύνεται από την πηγή, τότε η ολίσθηση είναι αρνητική ([3]).

Έστω ότι το μεταδιδόμενο σήμα είναι απλός τόνος με φέρουσα συχνότητα  $f_c$ . Τότε το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος θα έχει τη μορφή:



**Σχήμα 1.7:** Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε τη διεύρυνση του φάσματος του σήματος κατά  $f_m$  όπου  $f_m = v/\lambda$  είναι η διασπορά Doppler, δηλαδή η μέγιστη τιμή της ολίσθησης Doppler.

Μαθηματικά η διασπορά Doppler μπορεί να υπολογιστεί ως η RMS τιμή του φάσματος του σήματος ([10]):

$$f_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{f-f_m}^{f+f_m} (f - \bar{f})^2 S(f) df}{\int_{f-f_m}^{f+f_m} S(f) df}} \quad (1.17)$$

όπου  $\bar{f}$  είναι η μέση συχνότητα του φάσματος:

$$\bar{f} = \frac{\int_{f-f_m}^{f+f_m} f \cdot S(f) df}{\int_{f-f_m}^{f+f_m} S(f) df} \quad (1.18)$$

Η ολίσθηση Doppler αλλάζει καθώς μεταβάλλεται η ταχύτητα του κινητού. Η διασπορά του φάσματος προκαλεί μία χρονική αποσυσχέτιση του λαμβανόμενου

σήματος με χρονική περίοδο  $1/f_D$ . Έτσι, η επίδραση του διαύλου στο σήμα μεταβάλλεται με το χρόνο και επακόλουθα δύο σήματα ίδιας συχνότητας τα οποία φθάνουν στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές μπορούν να παρουσιάσουν μεγάλο βαθμό αποσυσχέτισης. Μ' αυτό τον τρόπο δημιουργούνται στο σήμα διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο.

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

$$T_c \approx \frac{1}{f_{\text{RMS}}} \quad (1.19)$$

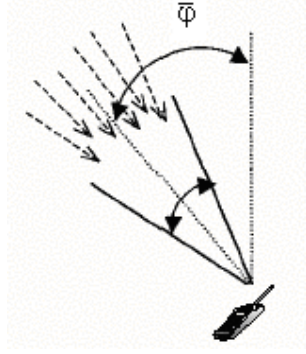
Ο χρόνος συνοχής συμβολίζει το χρόνο μέσα στον οποίο ο δίαυλος παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με αποτέλεσμα οι φασματικές συνιστώσες του σήματος να μεταβάλλονται κατά παρόμοιο τρόπο. Στην περίπτωση που η περίοδος εκπεμπόμενου συμβόλου είναι μεγαλύτερη από τον χρόνο συνοχής ο δίαυλος μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια της μετάδοσης του σήματος και τότε λέμε ότι το σήμα υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις. Αντίθετα στην περίπτωση που η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη του  $T_c$  το σήμα υπόκειται σε αργές διαλείψεις.

Για τον υπολογισμό του χρόνου συνοχής έχουν βρεθεί προσεγγιστικοί τύποι. Για παράδειγμα, αν ο χρόνος συνοχής ορίζεται ως το χρονικό διάστημα στο οποίο η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι τουλάχιστον 0.5, τότε:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (1.20)$$

#### 1.5.4.3 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τον χώρο – Χωρική διασπορά

Εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης, στο δέκτη φθάνουν πολλές εκδοχές του μεταδιδόμενου σήματος μέσω διαφορετικών διαδρομών και ως αποτέλεσμα οι γωνίες άφιξης (Angle of Arrival – AOA) των σημάτων είναι διαφορετικές όπως φαίνεται και από το Σχήμα 1.8:



**Σχήμα 1.8:** Διασπορά γωνίας στο δέκτη

Οι διαφορετικές γωνίες άφιξης δημιουργούν διασπορά στο πεδίο του χώρου. Το φαινόμενο των επιλεκτικών ως προς το χώρο διαλείψεων στο δέκτη περιγράφεται μέσω της RMS τιμής της AOA, που δίνεται από τον τύπο ([13]):

$$\varphi_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\varphi - \bar{\varphi})^2 S(\varphi) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\varphi) d\varphi}} \quad (1.21)$$

Όπου  $\bar{\varphi}$  η μέση τιμή της AOA:

$$\bar{\varphi} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \varphi \cdot S(\varphi) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\varphi) d\varphi} \quad (1.22)$$

Για την περιγραφή της χωρικής διασποράς ορίζεται η απόσταση συνοχής (coherence distance –  $D_c$ ) η οποία περιγράφεται ως ένα διάστημα συνοχής εντός του οποίου τα πλάτη των λαμβανομένων συνιστωσών είναι επαρκώς συσχετισμένα και η συμβολή τους δεν προκαλεί διάλειψη, και δίνεται από τον τύπο([13]):

$$D_c \approx \frac{1}{\varphi_{\text{RMS}}} \quad (1.23)$$

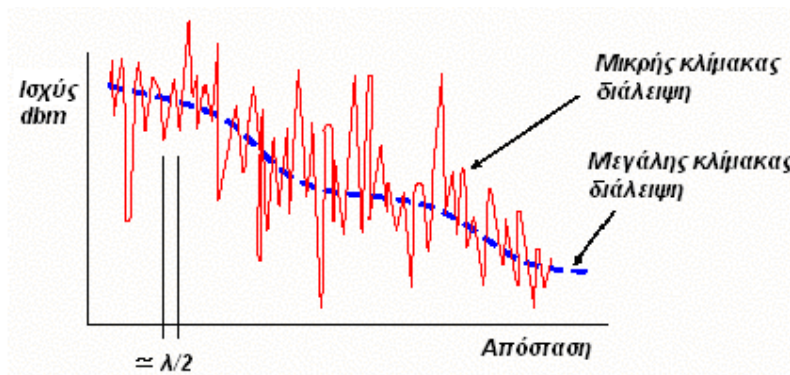
Η διασπορά γωνίας εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης καθώς και από παράγοντες της στοιχειοκεραίας, όπως το είδος της, το ύψος της, την απόσταση καθώς και το μήκος των στοιχείων της.

Εκτός, όμως, από τη χωρική διασπορά στο δέκτη παρουσιάζεται και διασπορά γωνίας στον πομπό (AOD spread) που περιγράφεται μέσω της RMS τιμής της AOD([13]).

#### 1.5.4.5 Ανακεφαλαίωση διαλείψεων

Από τα παραπάνω μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τις διαλείψεις σε μεγάλης κλίμακας και μικρής κλίμακας διαλείψεις([14]). Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις οφείλονται στις Απώλειες Διαδρομής και τη Σκίαση και δείχνουν τη βαθμιαία εξασθένηση του σήματος σε σχέση με την απόσταση. Από την άλλη, οι μικρής κλίμακας διαλείψεις οφείλονται στην πολύοδη διάδοση και περιγράφουν τις απότομες μεταβολές στο σήμα λόγω του περιβάλλοντος του δέκτη και εξαιτίας της κίνησης του κινητού τερματικού και του περιβάλλοντος του.

Τα δυο αυτά είδη διαλείψεων μπορούμε να τα παρατηρήσουμε στο ακόλουθο διάγραμμα της ισχύος συναρτήσει της απόστασης για μια περιοχή.



Σχήμα 1.9: Τα είδη των διαλείψεων

#### 1.5.5 Το Rayleigh κανάλι

Το μοντέλο περιγραφής του ασύρματου καναλιού που χρησιμοποιείται κυρίως στις σύγχρονες κινητές τηλεπικοινωνίες είναι το μοντέλο Rayleigh. Βασική προϋπόθεση προκειμένου να θεωρήσουμε το ασύρματο κανάλι Rayleigh είναι η πολύοδη διάδοση του εκπεμπόμενου σήματος φαινόμενο ιδιαίτερα έντονο στις τοποθεσίες που εγκαθίστανται σήμερα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών (όπως αστικά κέντρα), γεγονός που εξηγεί την ευρεία χρήση του μοντέλου αυτού.

Όπως θα φανεί και στην σύντομη μαθηματική ανάλυση που ακολουθεί η παρουσία πολλών διαδρομών διάδοσης για το σήμα είναι απαραίτητη λόγω της ανάγκης ισχύος

του κεντρικού οριακού θεωρήματος ([25]), ώστε να μπορεί να η λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα να μοντελοποιείται ως μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss ([5]).

Συγκεκριμένα θεωρούμε ότι εκπέμπεται γύρω από την συχνότητα  $f_c$  το ζωνοπερατό σήμα  $x(t)$ , του οποίου το εύρος ζώνης είναι σημαντικά μικρό σε σχέση με τη  $f_c$  ώστε να μπορεί να θεωρηθεί στενής ζώνης. Σ' αυτή την περίπτωση το εκπεμπόμενο σήμα έχει τη μορφή:

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{u}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (1.24)$$

όπου  $\tilde{u}(t)$  η μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος και  $f_c$  η φέρουσα συχνότητα. Αν υποθεθεί πως το σήμα διαδίδεται μέσω  $N$  διαδρομών για να φτάσει στο δέκτη, τότε το λαμβανόμενο ζωνοπερατό σήμα θα είναι:

$$s(t) = \text{Re}\left\{\exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N A_i(t) \exp(-j\phi_i(t) \cdot \tilde{u}(t - \tau_i(t)))\right\} \quad (1.25)$$

όπου  $A_i(t)$ ,  $\tau_i(t)$  και  $\phi_i(t)$  είναι το πλάτος, η καθυστέρηση και η φάση της συνιστώσας που μεταδίδεται μέσω της  $i$ -οστής διαδρομής. Για απλοποίηση η 1.25 γράφεται:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (1.26)$$

όπου  $\tilde{r}(t)$  η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος.

Αφού δεχόμαστε πως το εκπεμπόμενο σήμα είναι ζωνοπερατό στενής ζώνης, η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της συμμασικής και της ορθογωνικής συνιστώσας του  $s(t)$ :

$$\tilde{r}(t) = s_c(t) + js_s(t) \quad (1.27)$$

ενώ η περιβάλλουσα  $r(t)$  του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από το μέτρο της  $\tilde{r}(t)$ :

$$r(t) = \sqrt{s_c^2(t) + s_s^2(t)} \quad (1.28)$$



Σε ένα περιβάλλον κινητών επικοινωνιών όπου δεν υπάρχει LOS συνιστώσα οι συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος οι οποίες φθάνουν στο δέκτη είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές. Όταν το πλήθος των πολλαπλών διαδρομών είναι μεγάλο ώστε να ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα η συμφασική και ορθογώνια συνιστώσα της μιγαδικής περιβάλλουσας μπορούν να θεωρηθούν συναρτήσεις Gauss ([25]). Άρα, η μιγαδική περιβάλλουσα μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία μιγαδική στοχαστική ανέλιξη Gauss ([5]).

Το μέτρο της μιγαδικής περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δύο συναρτήσεων Gauss ίδιας διασποράς και μέσης τιμής. Επομένως, ακολουθεί κατανομή Rayleigh ([26]) και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από τον τύπο:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.29)$$

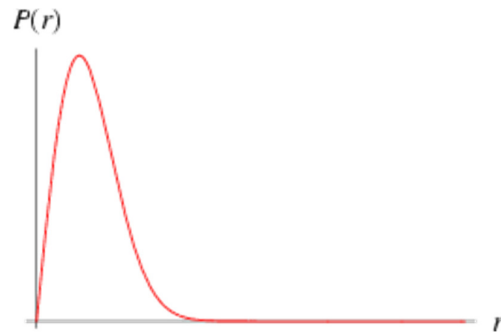
όπου  $\sigma^2$  η μέση τετραγωνική τιμή των  $s_c(t)$ ,  $s_s(t)$  συνιστωσών. Άρα η μέση ισχύς του σήματος του οποίου η περιβάλλουσα  $r(t)$  ακολουθεί την Rayleigh κατανομή θα είναι:

$$P = E[r^2(t)] = E[s_c^2(t) + s_s^2(t)] = 2\sigma^2 \quad (1.30)$$

και άρα η σχέση 2.25 λαμβάνει τη μορφή:

$$p(r) = \frac{2r}{P} \exp\left(-\frac{r^2}{P}\right) \quad (2.41)$$

Η γραφική απεικόνιση της παραπάνω συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας φαίνεται στο σχήμα 1.10:



**Σχήμα 1.10:** Κατανομή Rayleigh

Παρόλα αυτά, υπάρχουν ορισμένες περιπτώσεις στις οποίες δεν ισχύει η κατανομή Rayleigh της μιγαδικής περιβάλλουσας του σήματος. Οι περιπτώσεις αυτές είναι ([5]):

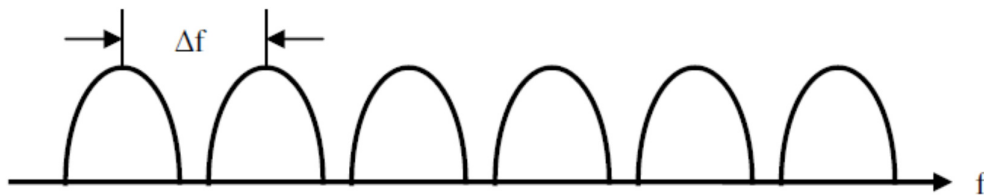
- Όταν ο αριθμός των διαδρομών δεν είναι επαρκώς μεγάλος, ώστε να ισχύει η προσέγγιση του κεντρικού οριακού θεωρήματος.
- Όταν υπάρχουν συνθήκες κυματοδήγησης. Κυματοδήγηση στις κινητές επικοινωνίες μπορεί να λάβει χώρα σε περίπτωση που το κύμα διαδίδεται κατά μήκος του δρόμου με πολλά κτίρια ή σε διαδρόμους.
- Όταν υπάρχει μεταδιδόμενη συνιστώσα οπτικής επαφής ή επικρατούσα διαδρομή διάδοσης. Σε αυτή την περίπτωση η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας γίνεται Rice (της οποίας οριακή περίπτωση είναι η Rayleigh, με την επικρατέστερη συνιστώσα ίση με μηδέν).

## 2. Ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDM-OFDMA)

### 2.1 Εισαγωγή

Τα περισσότερα είδη διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα βασίζονται στη χρήση ενός φέροντος (Single Carrier), δηλαδή τη μετάδοση σε μια μόνο συχνότητα. Οι τεχνικές αυτές, όμως, παρουσιάζουν ορισμένες αδυναμίες που οφείλονται στα φαινόμενα διάδοσης που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Πιο συγκεκριμένα, είναι ιδιαίτερα ευάλωτες στη διασυμβολική παρεμβολή λόγω της εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης (delay spread), καθώς και στην εξασθένηση συχνότητας λόγω επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων. Αυτά τα φαινόμενα μπορεί να οδηγήσουν σε διακοπή της ζεύξης και άρα επιβάλουν περιορισμούς στο ρυθμό μετάδοσης και στην ποιότητα υπηρεσιών (QoS).

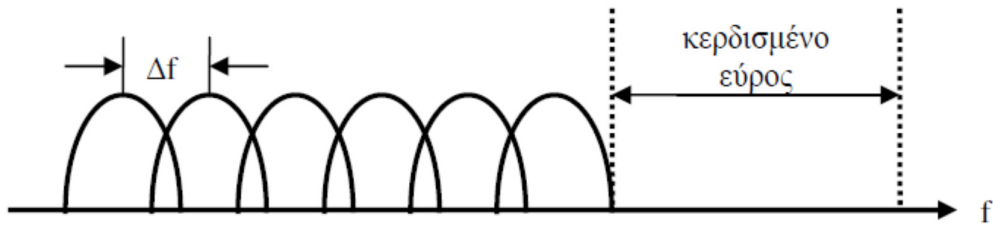
Ένας τρόπος να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα ήταν η χρήση πολλαπλών φερόντων. Στις συγκεκριμένες τεχνικές το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος διαιρείται σε περισσότερα ( $N$ ), μη επικαλυπτόμενα φασματικά κανάλια, το καθένα από τα οποία μεταδίδει ένα διαμορφωμένο σύμβολο πληροφορίας. Με αυτό τον τρόπο, κάθε ένα από τα κανάλια έχει εύρος ζώνης μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής και ως επακόλουθα κάθε κανάλι αντιμετωπίζει επίπεδες διαλείψεις και δεν υφίσταται διασυμβολική παρεμβολή. Τα κανάλια πρέπει να έχουν τέτοια φασματική απόσταση μεταξύ τους ώστε να αποφεύγεται με αυτόν τον τρόπο η παρεμβολή μεταξύ των φερόντων (ICI)([15]), όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.1.



Σχήμα 2.1: Φάσμα μη επικαλυπτόμενων καναλιών

## 2.2 Η OFDM τεχνική

Παρόλα αυτά, η δημιουργία μη επικαλυπτόμενων, στο πεδίο της συχνότητας, καναλιών δεν αξιοποιεί αποδοτικά το φάσμα του συστήματος. Αντίθετα η βασική αρχή της OFDM τεχνικής είναι τα  $N$  κανάλια να επικαλύπτονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε αφενός να είναι αποδοτική η χρήση του φάσματος και αφετέρου να είναι δυνατός ο επιτυχής διαχωρισμός τους στο δέκτη, όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.2.

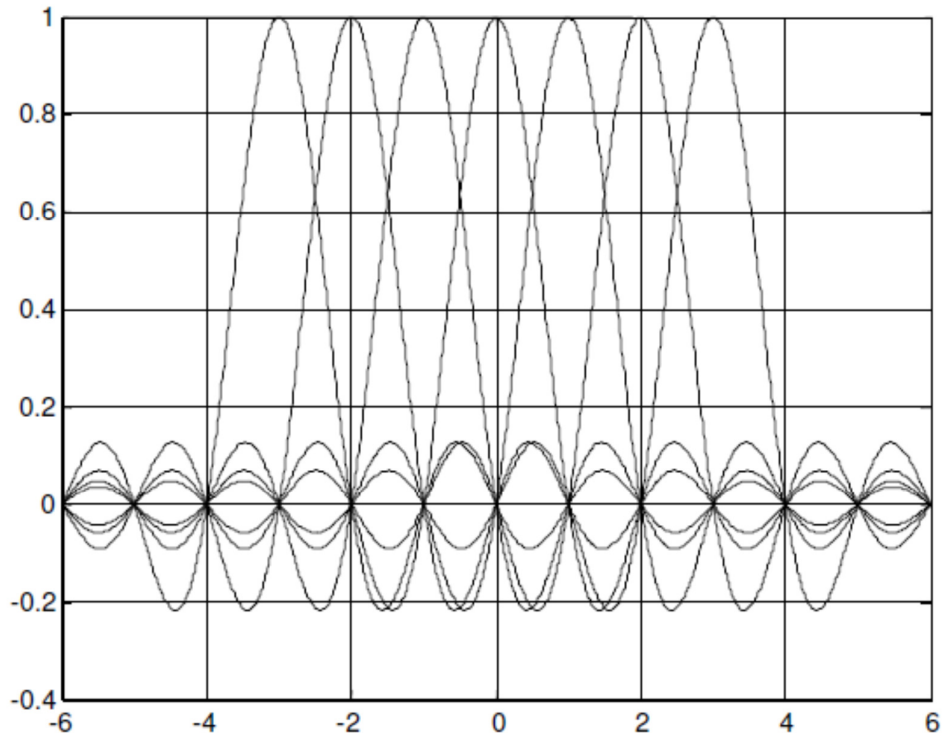


Σχήμα 2.2: Φάσμα επικαλυπτόμενων καναλιών

Για να επιτευχθεί ο εύκολος και σωστός διαχωρισμός των υποφερόντων (subcarriers) είναι απαραίτητο τα υποφέροντα να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Η ορθογωνιότητα των subcarriers εξασφαλίζεται όταν η κεντρική συχνότητα του κάθε καναλιού ( $f_k$ ) είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του αντίστροφου του χρόνου διάρκειας ενός OFDM συμβόλου ( $T_{\text{sym}}$ ). Επομένως, πρέπει να ισχύει η σχέση:

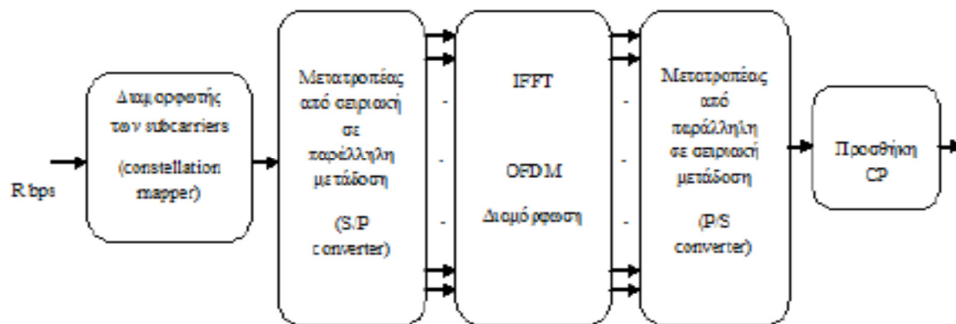
$$f_k = k/T_{\text{sym}} \quad \text{με } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.1)$$

Με αυτό τον τρόπο, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.3, παρ' όλο που το φάσμα των γειτονικών subcarriers επικαλύπτεται, το μέγιστο της μίας συχνότητας πέφτει σε μηδενισμό των υπολοίπων, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα στο δέκτη να αποδιαμορφώνει τα subcarriers, χωρίς να παρεμβάλλει το ένα στο άλλο[15].

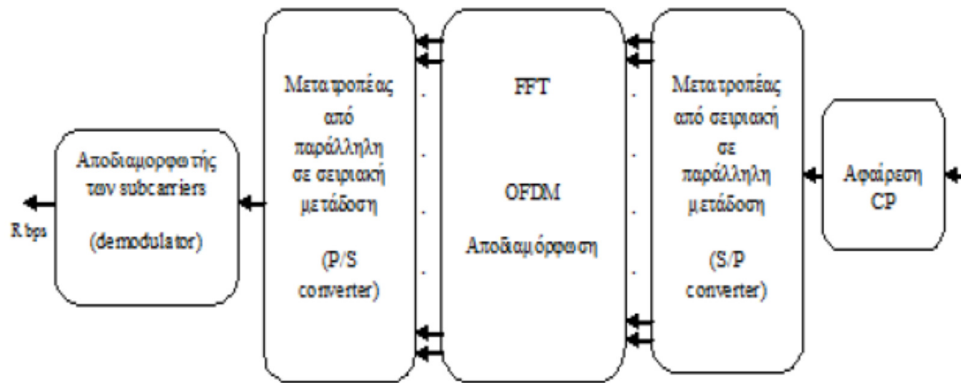


Σχήμα 2.3: Φάσμα OFDM σήματος με υποφέροντα με συχνότητες  $k/T_s$

Ο τρόπος λειτουργίας της OFDM τεχνικής μπορεί να περιγραφεί σχηματικά από τα παρακάτω διαγράμματα, τις επιμέρους διαδικασίες των οποίων θα περιγράψουμε στις επόμενες παραγράφους.



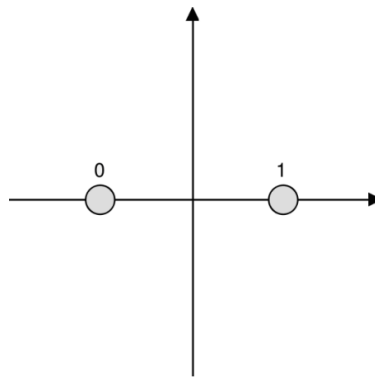
Σχήμα 2.4: Block διάγραμμα πομπού OFDM



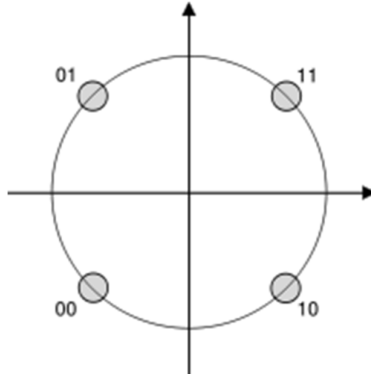
Σχήμα 2.5: Block διάγραμμα δέκτη OFDM

### 2.3 Ψηφιακή διαμόρφωση συμβόλων

Όταν ένα σύστημα κάνει χρήση της τεχνικής OFDM, όλα τα σύμβολα πληροφορίας πρέπει να διαμορφωθούν ψηφιακά σύμφωνα με κάποιον αστερισμό. Οι αστερισμοί που χρησιμοποιούνται στους διαμορφωτές είναι συνήθως αυτοί της BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM. Στις προσομοιώσεις της παρούσης διπλωματικής εργασίας θα χρησιμοποιήσουμε τις διαμορφώσεις BPSK και QPSK των οποίων οι αστερισμοί φαίνονται στα παρακάτω σχήματα:



Σχήμα 2.6: Αστερισμός BPSK



**Σχήμα 2.7:** Αστερισμός QPSK

Οι διαμορφώσεις BPSK και QPSK ανήκουν στην κατηγορία των τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης με μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Phase Shift Keying - PSK). Στη γενική περίπτωση, κατά την κωδικοποίηση M-PSK η φάση του κάθε subcarrier παίρνει M τιμές, οι οποίες μεταφέρουν την πληροφορία. Κάθε subcarrier μεταφέρει  $\log_2 M$  bit πληροφορίας. Στην κωδικοποίηση BPSK έχουμε  $M = 2$  και η πληροφορία μεταφέρεται στις φάσεις 0 (ψηφίο 1) και  $\pi$  (ψηφίο 0). Στην QPSK διαμόρφωση σε κάθε subcarrier μεταδίδονται δύο δυαδικά ψηφία πληροφορίας και οι πιθανές τιμές που μπορεί να πάρει η φάση του κάθε subcarrier είναι  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$  ([16]). Κατά τις διαμορφώσεις QAM το σήμα διαμορφώνεται τόσο κατά πλάτος όσο και κατά φάση, προκειμένου να πάρουμε περισσότερους διαφορετικούς συνδυασμούς ([17]). Στην 16-QAM κάθε σημείο του αστερισμού μεταφέρει 4 bit πληροφορίας και στην 64-QAM 6.

Όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο αποδοτικά αξιοποιείται το εύρος ζώνης του συστήματος, μιας και στο ίδιο εύρος συχνοτήτων αποστέλλονται περισσότερα ψηφία πληροφορίας. Παρόλα αυτά, όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο κοντά βρίσκονται τα σημεία αυτά με αποτέλεσμα όταν ο δέκτης λάβει το σήμα παρουσία θορύβου να υπάρχει πιθανότητα να αποκωδικοποιήσει λανθασμένα περισσότερα σύμβολα. Αυτό προκύπτει και από το γεγονός ότι διατηρώντας την ισχύ του πομπού σταθερή η αύξηση των σημείων του αστερισμού οδηγεί σε χαμηλότερη ενέργεια ανά ψηφίο. ([16]).

Έχει αποδειχθεί ότι ο καλύτερος τρόπος ανάθεσης των ψηφίων σε σημεία του αστερισμού είναι η κωδικοποίηση Gray, κατά την οποία δύο γειτονικά σημεία του αστερισμού διαφέρουν κατά ένα δυαδικό ψηφίο. Σε αυτήν την περίπτωση ισχύει η σχέση ([17]):

$$P_b = (1/\log_2 M) * P_M \quad (2.2)$$

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

## 2.4 Δημιουργία OFDM συμβόλου

Αρχικά, για να δημιουργήσουμε το OFDM σύμβολο, τα QPSK ή QAM σύμβολα διέρχονται από ένα μετατροπέα σειριακών συμβόλων δεδομένων σε παράλληλα. Στη συνέχεια, κάθε παράλληλο σύμβολο διαμορφώνεται με ένα ορθογώνιο subcarrier και έπειτα όλα τα διαμορφωμένα subcarriers αθροίζονται για να σχηματίσουν ένα OFDM σύμβολο.

Έστω  $X_l(k)$  το  $l$  διαμορφωμένο (QPSK ή QAM) σύμβολο που θα μεταδοθεί μέσω του  $k$  subcarrier, με  $l = 0, 1, \dots, \infty$  και  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , και  $\Psi_{l,k}(t)$  το  $l$  OFDM σήμα στο  $k$  subcarrier, που δίνεται από την εξίσωση:

$$\begin{aligned} \Psi_{l,k}(t) &= \exp(j2\pi f_k(t-lT_{sym})), \quad \text{για } 0 < t \leq T_{sym} \\ \text{Και} \\ \Psi_{l,k}(t) &= 0, \quad \text{αλλού} \end{aligned} \quad (2.3)$$

όπου  $T_{sym}$  η διάρκεια του OFDM συμβόλου.

Τότε, το σήμα OFDM βασικής ζώνης στο πεδίο του συνεχούς χρόνου μπορεί να δοθεί από την εξίσωση ([21]):

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp(j2\pi f_k(t - lT_{sym})) \quad (2.4)$$

Αυτό το συνεχούς χρόνου σήμα μπορεί να δειγματοληπτηθεί στις χρονικές στιγμές  $t = lT_{sym} + nT_s$  όπου  $T_s = T_{sym}/N$  και  $f_k = k/T_{sym}$  για να μας δώσει το διακριτού χρόνου OFDM σύμβολο που περιγράφεται από τη σχέση ([21]):

$$x_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \exp(j2\pi kn/N) \quad (2.5)$$

Παρατηρούμε ότι η εξίσωση 2.5 παριστάνει τον Αντίστροφο Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (IDFT)([18]) του PSK ή QAM συμβόλου πληροφορίας και



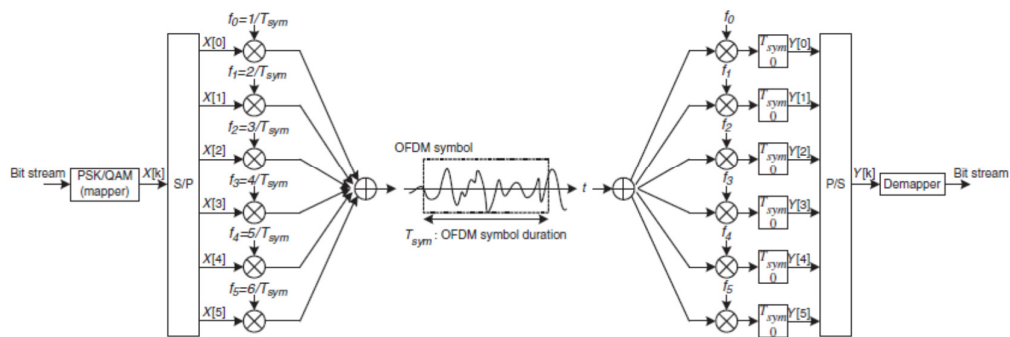
μπορεί να υλοποιηθεί ικανοποιητικά χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο του Αντίστροφου Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (IFFT).

Αντίστοιχα στον δέκτη, αν συμβολίσουμε με  $y_i(n)$  τα δείγματα του λαμβανόμενου OFDM συμβόλου  $y_i(t)$  στις χρονικές στιγμές  $t = lT_{sym} + nT_s$ , τότε το εκπεμπόμενο  $X_i(k)$  μπορεί να ανακατασκευαστεί χάρη στην ορθογωνιότητα μεταξύ των subcarriers ως εξής([21]):

Σχέση 2.6

Στην πραγματικότητα η εξίσωση 2.6 παριστάνει τον Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (DFT) του λαμβανόμενου σήματος  $y_i(n)$  ο οποίος μπορεί να υλοποιηθεί επιτυχώς με χρήση του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (FFT).

Ένας τρόπος διαγραμματικής παρουσίασης της παραπάνω διαδικασίας για  $N = 6$  subcarriers είναι με το σχήμα 2.8:



Σχήμα 2.8: Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση OFDM

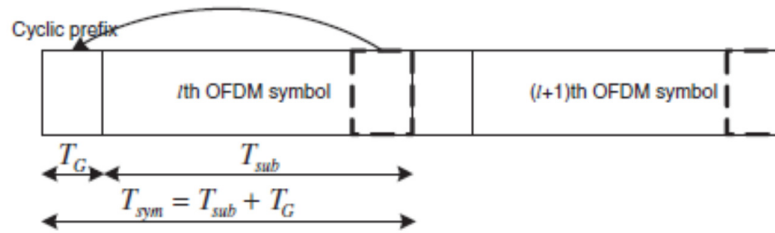
Αξίζει να σημειωθεί ότι το αρχικό σύμβολο  $X(k)$  έχει διάρκεια  $T_s$ , αλλά το μήκος του επεκτείνεται σε  $T_{sym} = NT_s$  λόγω της παράλληλης μετάδοσης  $N$  συμβόλων. Έτσι, το

σύμβολο OFDM αντιστοιχεί σε ένα σύνθετο σήμα  $N$  συμβόλων σε παράλληλη μορφή, που έχει πλέον διάρκεια  $T_{\text{sym}}$ .

## 2.5 Κυκλικό πρόθεμα και διάστημα προστασίας

Στην περίπτωση μας όπου το σήμα μεταδίδεται μέσω ενός καναλιού πολλαπλών διαδρομών, με τη χρήση της διαμόρφωσης OFDM αυξάνεται ο χρόνος του συμβόλου αλλά δεν εξαλείφεται πλήρως η διασυμβολική παρεμβολή. Έτσι, εισάγουμε ένα χρονικό διάστημα προστασίας (guard interval) στην αρχή ή το τέλος του συμβόλου, το οποίο θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από τη μέγιστη τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού, με σκοπό να μην παρεμβάλλει στο πεδίο του χρόνου το ένα σύμβολο με το άλλο. Αν κατά το διάστημα αυτό δεν μεταδίδεται καθόλου σήμα, τότε θα έχουμε εξαλείψει τη διασυμβολική παρεμβολή αλλά η αλλαγή αυτή της κυματομορφής μπορεί να οδηγήσει σε άλλα προβλήματα λόγω της εισαγωγής υψηλών φασματικών συντελεστών. Πράγματι, αν κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, στο δέκτη ληφθούν ένα subcarrier και η καθυστερημένη εκδοχή ενός άλλου, η εισαγωγή του προαναφερθέντος κενού χρονικού διαστήματος έχει ως αποτέλεσμα η διαφορά των κύκλων των δύο subcarriers στο χρόνο που διαρκεί ένα OFDM σύμβολο να μην είναι ακέραιος αριθμός, με αποτέλεσμα να μην είναι πλέον ορθογώνια μεταξύ τους.

Για να καταπολεμήσουμε αυτή την παραμόρφωση στο διάστημα προστασίας δημιουργούμε μια κυκλική επέκταση του OFDM συμβόλου και την εισάγουμε σαν πρόθεμα, δηλαδή αντιγράφουμε τα τελευταία σύμβολα πληροφορίας του OFDM συμβόλου στο διάστημα προστασίας το οποίο εισάγεται στην αρχή του συμβόλου OFDM ([19]). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να έχουν οι καθυστερημένες εκδοχές του OFDM συμβόλου ακέραιο αριθμό περιόδων μέσα στο παράθυρο του FFT, αρκεί το διάστημα προστασίας ( $T_G$ ) είναι μεγαλύτερο από την εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης του καναλιού. Αυτή η μορφή του διαστήματος προστασίας ονομάζεται κυκλικό πρόθεμα (CP) και φαίνεται στο σχήμα 2.9:



**Σχήμα 2.9:** Σύμβολα OFDM με κυκλικό πρόθεμα (CP)

Στο παραπάνω σχήμα είναι φανερό ότι τα επεκταμένα OFDM σύμβολα έχουν πλέον διάρκεια  $T_{sym} = T_{sub} + T_G$ , όπου  $T_{sub}$  η διάρκεια των δεδομένων πληροφορίας του συμβόλου και  $T_G$  η διάρκεια του κυκλικού προθέματος. Επειδή, όμως, ο χρόνος της χρήσιμης για το δέκτη πληροφορίας είναι  $T_{sub}$  και ο πομπός αποστέλλει OFDM σύμβολο διάρκειας  $T_{sym}$ , η ενέργεια μετάδοσης τελικά μειώνεται ανάλογα με το μήκος του CP κατά έναν παράγοντα  $T_{sub}/(T_G + T_{sub})$  ([20]).

## 2.6 Πλεονεκτήματα και αδυναμίες της τεχνικής OFDM

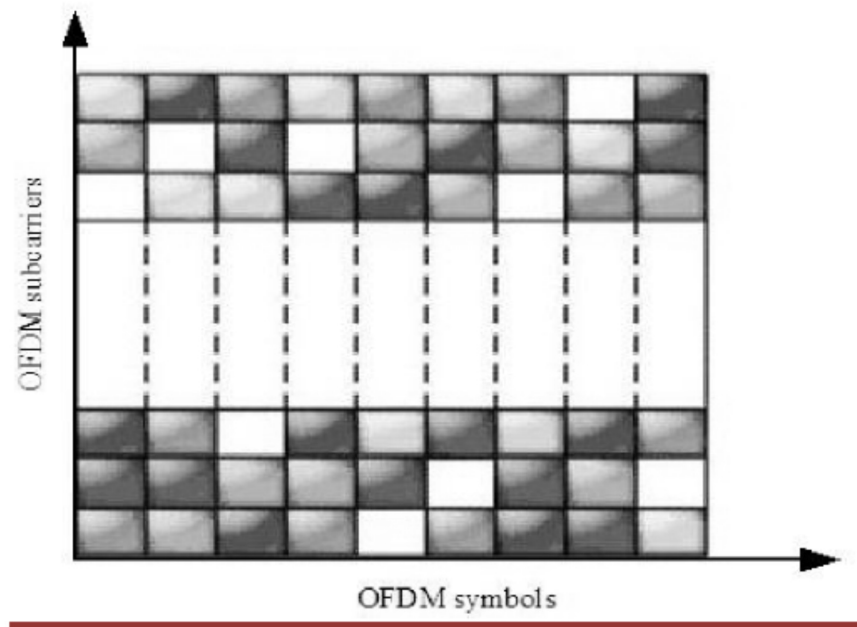
Η τεχνική OFDM εμφανίζει ορισμένα πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα:

- Το OFDM σήμα είναι ανθεκτικό απέναντι στην παρεμβολή στενής ζώνης, αφού επηρεάζονται λίγα subcarriers.
- Όταν έχουμε κανάλι με αργές διαλείψεις, έχουμε τη δυνατότητα να αυξήσουμε σημαντικά τη χωρητικότητα, αλλάζοντας τους ρυθμούς μετάδοσης των διαφορετικών subcarriers ανάλογα με τον σηματοθορυβικό λόγο (SNR) του καθενός.
- Η χρήση της OFDM τεχνικής επιτρέπει την δημιουργία δικτύων μοναδικής συχνότητας, τα οποία έχουν μεγάλη χρησιμότητα σε εφαρμογές μετάδοσης προς πολλούς (multicast).
- Η πολυπλοκότητα της υλοποίησης της OFDM τεχνικής, για σταθερή εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης, είναι σημαντικά μικρότερη σε σχέση με συστήματα απλού φέροντος.

Παρ' όλα αυτά, η τεχνική OFDM εμφανίζει και ορισμένες αδυναμίες με κυριότερες την ευαισθησία του OFDM σήματος απέναντι στο θόρυβο φάσης, και το υψηλό PAR (Peak to Average Ratio).

## 2.7 Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA

Εκτός από τα παραπάνω, το OFDM εμφανίζει σημαντικά πλεονεκτήματα και όσον αφορά τη διαχείριση πόρων για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές πολλών χρηστών (multiuser communications). Και αυτό διότι επιτρέπει το διαχωρισμό των χρονικών και φασματικών πόρων σε OFDM σύμβολα και OFDM subcarriers όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.10.



**Σχήμα 2.10:** Πόροι του OFDM

Καθένα από τα OFDM σύμβολα ή φέροντα μπορούν να αποδοθούν σε διαφορετικούς χρήστες. Σε κάθε χρήστη του συστήματος εκχωρείται συγκεκριμένος αριθμός φερόντων ανάλογα με τις ανάγκες του. Το ποιά subcarriers θα αποδοθούν σε κάθε χρήστη είναι θέμα που αφορά τη διαχείριση των ασυρμάτων πόρων του συστήματος. Το πρόβλημα που καλείται να αντιμετωπίσει η σύγχρονη τεχνολογία αναφορικά με την επικοινωνία πολλών χρηστών είναι το εξής: μεγάλος αριθμός χρηστών που

βρίσκονται στην ίδια γεωγραφική περιοχή απαιτούν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων σε περιορισμένο εύρος ζώνης και με την ελάχιστη δυνατή καθυστέρηση([15]).

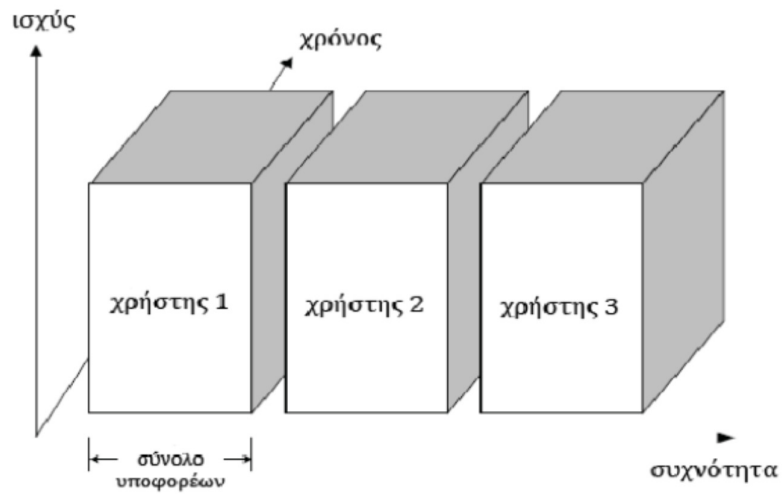
Τη λύση σε αυτό το πρόβλημα μπορούν να δώσουν οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης οι οποίες επιτρέπουν στους χρήστες να μοιράζονται το διαθέσιμο εύρος ζώνης με ανάθεση συγκεκριμένου μέρους των πόρων σε κάθε έναν από αυτούς. Η εμπειρία δείχνει ότι ανάλογα με τη στρατηγική πολλαπλής πρόσβασης είναι δυνατόν να μεγάλες διαφορές ως προς την απόδοση του συστήματος.

Η OFDM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης με την εφαρμογή της οποίας δημιουργούνται πολλές ανεξάρτητες ροές δεδομένων, χαμηλού ρυθμού μετάδοσης, που μεταδίδονται ταυτόχρονα σε παράλληλα ορθογώνια subcarriers. Παλαιότερα συστήματα OFDM χρησιμοποιούν την τεχνική OFDM ενός χρήστη (single-user OFDM). Στα καινούργια συστήματα, όμως, ακολουθείται διαφορετική προσέγγιση, καθώς χρησιμοποιείται η ορθογώνια πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνοτήτων (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – OFDMA), όπου οι χρήστες μοιράζονται τα subcarriers. Αυτή η πρόσθετη ευελιξία παρέχει περισσότερη ελευθερία στο σχεδιασμό της κατανομής των διαθέσιμων πόρων, καθώς και άλλα σημαντικά πλεονεκτήματα που αφορούν στην υλοποίηση.

## **2.8 Στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης για OFDM**

Οι στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης επικεντρώνονται, γενικά, στην παροχή ορθογώνιων καναλιών επικοινωνίας για κάθε ενεργή ζεύξη. Οι πιο συνηθισμένοι τρόποι διαίρεσης των διαθέσιμων πόρων του συστήματος και κατανομής τους στο πλήθος των χρηστών είναι η πολυπλεξία στο πεδίο της συχνότητας, στο πεδίο του χρόνου και με χρήση κωδίκων. Στην παρούσα διπλωματική εργασία κάνουμε χρήση της πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση συχνοτήτων (Frequency Division Multiple Access – FDMA). Η υλοποίηση της τεχνικής πρόσβασης FDMA σε συστήματα OFDM πραγματοποιείται με ανάθεση ενός συνόλου subcarriers σε κάθε χρήστη. Η κατανομή των subcarriers μπορεί να υλοποιηθεί με πολλούς τρόπους. Ο πιο απλός είναι η σειριακή κατανομή των subcarriers σε κάθε χρήστη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.11. Για παράδειγμα, σε ένα σύστημα OFDM με 128 subcarriers, ο πρώτος χρήστης θα μπορεί να χρησιμοποιεί τα πρώτα 16 (δηλαδή το σύνολο 1-16), ενώ οι επόμενοι

χρήστες τα σύνολα 17-32, 33-48 κλπ. Η κατανομή αυτή, όμως, είναι κατάλληλη κυρίως για συστήματα στα οποία όλοι οι χρήστες εξυπηρετούνται από τον ίδιο σταθμό βάσης. Σε συστήματα με περισσότερες από μια κυψέλες η σειριακή κατανομή είναι πιθανό να οδηγήσει σε σημαντικές παρεμβολές μεταξύ των χρηστών γειτονικών κυψελών. Γι' αυτό, προτιμάται μια τυχαία (random) κατανομή των subcarriers στους χρήστες η οποία εξασφαλίζει καλύτερη συμπεριφορά του συστήματος όσον αφορά τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών, όπως θα δείξουμε και στις προσομοιώσεις.



**Σχήμα 2.11:** Σειριακή κατανομή των subcarriers

### **3. Συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO)**

#### **3.1 Εισαγωγή – Έξυπνες κεραιές**

Η χρήση κεραιών με πολλαπλά στοιχεία τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη προτάθηκε για πρώτη φορά στα τέλη του 19ου αιώνα. Τα τελευταία χρόνια όμως, χάρη στην ταχύτατη ανάπτυξη της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών, δημιουργούνται νέες δυνατότητες για τις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες, όπως η εξασφάλιση υψηλής ποιότητας υπηρεσιών (Quality of Service – QoS), η υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων και η υψηλή αξιοπιστία της ζεύξης, δηλαδή το χαμηλό ποσοστό λαθών, το οποίο επιτυγχάνεται μέσω μείωσης των παρεμβολών και παράλληλα αύξησης της χωρητικότητας.

##### **3.1.1 Στοιχειοκεραίες**

Η τεχνολογία που οδήγησε στη δημιουργία των ευφυών κεραιών είναι οι στοιχειοκεραίες, η χρήση των οποίων στοχεύει στην αύξηση της χωρητικότητας και παράλληλα στη μείωση των παρεμβολών. Οι στοιχειοκεραίες είναι διατάξεις οι οποίες αποτελούνται από πολλούς ακτινοβολητές που ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ταυτόχρονα και οι οποίοι μπορούν να βρίσκονται διατεταγμένοι με ποικίλους τρόπους (κυκλικές, γραμμικές, επίπεδες στοιχειοκεραίες).

Το βασικό χαρακτηριστικό μιας στοιχειοκεραίας είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας της το οποίο εξαρτάται τόσο από τη διάταξη των στοιχείων της όσο και από τη συχνότητα λειτουργίας της, την απόσταση μεταξύ των στοιχείων της, το πλήθος τους και τη ρευματική διέγερση. Άλλα χαρακτηριστικά μεγέθη της στοιχειοκεραίας είναι το κέρδος της, η αντίσταση εισόδου της και το εύρος ζώνης της.

Ανάλογα με την απόσταση μεταξύ των στοιχείων οι στοιχειοκεραίες χωρίζονται σε χωρικά ομοιόμορφες και χωρικά ανομοιόμορφες. Στις ομοιόμορφες τα στοιχεία ισαπέχουν μεταξύ τους και το διάγραμμα ακτινοβολίας ρυθμίζεται κυρίως με το ρεύμα διέγερσης τους. Οι κεραιές αυτής της κατηγορίας μπορούν να μελετηθούν πιο εύκολα από τις χωρικά ανομοιόμορφες, οι οποίες όμως δίνουν περισσότερους βαθμούς ελευθερίας στο σχεδιαστή([22]). Οι χωρικά ανομοιόμορφες στοιχειοκεραίες

βρίσκουν εφαρμογή κυρίως σε περιπτώσεις όπου δεν είναι πρακτικά εφικτή η κατάλληλη διέγερση των στοιχείων των ομοιόμορφων και άρα χρησιμοποιούνται χωρικά ανομοιόμορφες με ομοιόμορφη διέγερση ρευμάτων. Το μήκος των στοιχείων της κεραίας δύναται να είναι ίδιο για όλους τους ακτινοβολητές ή μπορεί να ακολουθεί κάποια γνωστή κατανομή (λογαριθμική, Rayleigh) ([22]).

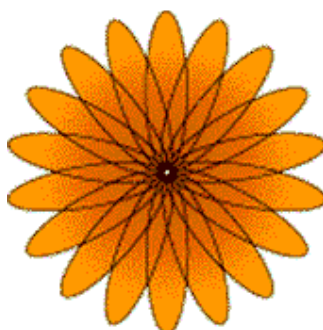
Οι στοιχειοκεραίες έχουν ορισμένα σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των απλών κεραιών και γι' αυτό βρίσκουν ευρεία εφαρμογή. Αρχικά, αυξάνουν την κατευθυντικότητα μέσω της έννοιας του κατευθυντικού κέρδους το οποίο εξαρτάται από τη διάταξη και τη διέγερση της στοιχειοκεραίας. Επιπλέον δίνουν τη δυνατότητα δημιουργίας του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας με χρήση της κατάλληλης διέγερσης, η οποία επιτρέπει τη δημιουργία λοβών και μηδενισμών στις επιθυμητές κατευθύνσεις. Τέλος, δίνουν τη δυνατότητα ηλεκτρονικής στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας τους μεταβάλλοντας με ηλεκτρονικό τρόπο τη διέγερση των στοιχείων τους([22]).

### **3.1.2 Έξυπνες κεραιές**

Ένα σύστημα έξυπνης κεραίας αποτελείται από τον συνδυασμό μιας στοιχειοκεραίας με κατάλληλη ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Η επεξεργασία αυτή οδηγεί σε βελτιστοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, σύμφωνα με τις πληροφορίες που λαμβάνει διαρκώς το σύστημα από το ασύρματο περιβάλλον. Πρόκειται δηλαδή για ένα σύστημα που δέχεται και επεξεργάζεται πληροφορίες από το περιβάλλον και προσαρμόζει ανάλογα τη λειτουργία του. Τα συστήματα έξυπνων κεραιών μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κατηγορίες, στα συστήματα μεταγωγής δέσμης (switched beam) και στα συστήματα προσαρμοστικών (adaptive) στοιχειοκεραιών ([23]).

Στα switched beam συστήματα δημιουργούνται πολλοί προκαθορισμένου εύρους και κατευθυντικότητας λοβοί ακτινοβολίας που εκπέμπουν και λαμβάνουν σε συγκεκριμένη κατεύθυνση ο καθένας. Το σύστημα κεραιών μετρά το SNR του λαμβανόμενου σήματος από τον κάθε λοβό ακτινοβολίας και στο τέλος επιλέγει να εξυπηρετηθεί ο χρήστης από το λοβό με το μεγαλύτερο SNR ([24]). Το διάγραμμα ακτινοβολίας ενός τέτοιου συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 3.1





**Σχήμα 3.1:** Διάγραμμα ακτινοβολίας switched beam συστήματος

Το σύστημα μεταγωγής δέσμης πλεονεκτεί έναντι της απλής στοιχειοκεραίας, καθώς σχηματίζει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με μεγαλύτερη χωρική επιλεκτικότητα και αυξημένη κατευθυντικότητα.

Στα συστήματα προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών χρησιμοποιούνται αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος προκειμένου να εντοπιστούν και να ανιχνευθούν τα διαφορετικού τύπου σήματα με σκοπό την ελαχιστοποίηση των παρεμβολών και τη μεγιστοποίηση του χρήσιμου σήματος. Ένα παράδειγμα τέτοιου συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 3.2:



**Σχήμα 3.2:** Διάγραμμα ακτινοβολίας συστήματος προσαρμοστικών στοιχειοκεραιών

Ένα από τα πλεονεκτήματα της εφαρμογής των συστημάτων έξυπνων κεραιών είναι η αύξηση της μέσης ισχύος του σήματος, λόγω της ταυτόχρονης επεξεργασίας των σημάτων που λαμβάνουν τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Ένα μέτρο της αύξησης της μέσης ισχύος του σήματος λήψης λόγω των πολλαπλών κεραιών είναι το κέρδος κεραίας (array gain). Το κέρδος κεραίας σε συνδυασμό με την κατευθυντικότητα της στοιχειοκεραίας και τη μείωση των παρεμβολών οδηγούν σε αύξηση της περιοχής ραδιοκάλυψης του σταθμού βάσης ([24]). Το μέγεθος που αντιπροσωπεύει την αύξηση της ακτίνας ραδιοκάλυψης καλείται REF (Range Extension Factor) και δίνεται από τον τύπο ([24]):

$$\text{REF} = \frac{r_2}{r_1} = M^{1/n} \quad (3.1)$$

όπου  $r_1$  η ακτίνα ραδιοκάλυψης της απλής ομοιοκατευθυντικής κεραίας,  $r_2$  η ακτίνα ραδιοκάλυψης της έξυπνης κεραίας,  $M$  ο αριθμός των στοιχείων της και  $n$  ο εκθέτης απωλειών διάδοσης. Η αύξηση της επιφάνειας που καλύπτει ο σταθμός βάσης εκφράζεται μέσω του AEF (Area Extension Factor), που δίνεται από τον τύπο:

$$\text{AEF} = \left( \frac{r_2}{r_1} \right)^2 = \text{REF}^2 \quad (3.2)$$

Παρ' όλα αυτά, υπάρχουν περιορισμοί στη μέγιστη τιμή της εκπεμπόμενης ισχύος ο οποίοι δεν επιτρέπουν το επιπλέον κέρδος κεραίας να χρησιμοποιείται για αύξηση της περιοχής ραδιοκάλυψης. Σε αυτήν την περίπτωση το επιπλέον κέρδος κεραίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί ώστε να μειωθεί η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής του κινητού τερματικού με αποτέλεσμα να χρειάζονται μπαταρίες μικρότερων δυνατοτήτων, κάτι που οδηγεί σε μικρότερα και ελαφρύτερα κινητά τερματικά με μεγαλύτερη διάρκεια ζωής μπαταρίας.

Παράλληλα, χάρη στη μείωση των παρεμβολών αυξάνεται ο λόγος Σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR). Μ' αυτό τον τρόπο, η κατευθυντικότητα που προσφέρουν τα συστήματα έξυπνων κεραιών χρησιμοποιείται έτσι ώστε η ισχύς εκπομπής προς τον κάθε χρήστη να περιορίζεται χωρικά, με αποτέλεσμα να μειώνονται οι παρεμβολές προς τους ομοδιαυλικούς χρήστες και να αυξάνεται η χωρητικότητα.

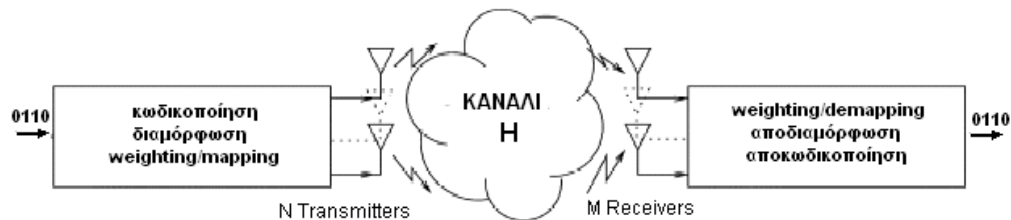
Τέλος, ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα των έξυπνων κεραιών είναι το κέρδος διαφορισμού (diversity gain). Το κέρδος διαφορισμού βοηθάει άμεσα στην καταπολέμηση των διαλείψεων και γενικά των προβλημάτων που εισάγει η πολύοδη διάδοση στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Αποτέλεσμα της αντιμετώπισης των προβλημάτων αυτών είναι η αύξηση των επιτρεπόμενων ρυθμών μετάδοσης και ο αποδοτικότερος έλεγχος ισχύος.. Το κέρδος διαφορισμού μπορεί να αφορά είτε τον δέκτη, είτε τον πομπό. Στην πρώτη περίπτωση συνδυάζονται στον δέκτη αντίγραφα του σήματος που έχουν διαδοθεί από τον πομπό μέσω ανεξάρτητων

διαδρομών, με αποτέλεσμα να ελαχιστοποιούνται οι πιθανότητες να έχουν υποστεί όλα τα αντίγραφα συνθήκες ισχυρής διάλειψης. Στην περίπτωση του πομπού χρησιμοποιείται χωροχρονική κωδικοποίηση (space-time coding) κατά την προεπεξεργασία του προς εκπομπή σήματος.

### 3.2 Συστήματα MIMO

Τα συστήματα MIMO (Multiple Input Multiple Output) αποτελούν το μέλλον των τηλεπικοινωνιών. Το διαθέσιμο φάσμα έχει ήδη καταναμεηθεί στους τηλεπικοινωνιακούς φορείς και στο άμεσο μέλλον αυτό δε θα επαρκεί για την κάλυψη των ολοένα αυξανόμενων εφαρμογών ευρείας ζώνης. Ήδη τα κινητά τρίτης γενιάς υποχρεούνται να διαθέτουν εφαρμογές πρόσβασης στο Internet, video, κλπ. γεγονός που οδηγεί στην απαίτηση για χωρητικότητες της τάξης των Mbps που δεν μπορούν να καλύψουν τα απλά συστήματα στοιχειοκεραιών ή έξυπνων κεραιών.

Τα συστήματα MIMO βασίζονται στις ευφυείς κεραιές. Ένα σύστημα MIMO μπορούμε να πούμε ότι αποτελείται από ένα πομπό, ένα δέκτη και ένα κανάλι πολλών εισόδων - πολλών εξόδων. Οι πολλαπλές εισοδοι και έξοδοι υλοποιούνται ουσιαστικά μέσω στοιχειοκεραιών, τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Κάθε προς εκπομπή συρμός δεδομένων κωδικοποιείται, διαμορφώνεται και διαχωρίζεται σε επιμέρους ροές δεδομένων, τα οποία εκπέμπονται από τους ακτινοβολητές του πομπού. Μετά τη λήψη του σήματος από τον δέκτη, ακολουθεί η αντίστροφη διαδικασία ώστε να προκύψει ο αρχικός συρμός δεδομένων. Μια διαγραμματική απεικόνιση ενός MIMO συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 3.3:



**Σχήμα 3.3:** Σύστημα MIMO με στοιχειοκεραία  $N$  στοιχείων στον πομπό και  $M$  στο δέκτη

Οι παράμετροι μέσω των οποίων ελέγχεται η απόδοση μιας ασύρματης ζεύξης είναι η χωρητικότητα (Bit Rate), η αξιοπιστία, η οποία εκφράζεται κυρίως από το μέσο ρυθμό λαθών (BER) και η πολυπλοκότητα (complexity) του πομπού και του δέκτη. Επομένως, οι διεργασίες που προηγούνται της εκπομπής και έπονται της λήψης σχεδιάζονται έτσι ώστε να βελτιστοποιείται η απόδοση του συστήματος ([10]).

Αρχικά, όσον αφορά στη χωρητικότητα, ο σκοπός είναι επιτευχθεί ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης συμβόλων. Το κριτήριο αυτό καλείται διαφορετικά και φασματική απόδοση του συστήματος. Η μέγιστη θεωρητική τιμή του ρυθμού μετάδοσης υπολογίζεται υπό συνθήκες λευκού θορύβου ενώ δίδεται από τον τύπο του Shannon. Η αξιοπιστία μιας ζεύξης εκφράζεται με το μέσο ρυθμό λαθών (BER) και αποτελεί ένα δείκτη για τη συμπεριφορά του συστήματος απέναντι στις διαλείψεις του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού. Για την πολυπλοκότητα, επειδή μεταφράζεται κυρίως με κατανάλωση ισχύος, απαιτείται χαμηλή πολυπλοκότητα στη μεριά του κινητού και αυξημένης πολυπλοκότητας λειτουργίες στη μεριά του σταθμού βάσης. Η ταυτόχρονη ωστόσο βελτιστοποίηση των τριών παραπάνω μεγεθών είναι σχεδόν πάντα αδύνατη με αποτέλεσμα να οδηγούμαστε σε ένα αναγκαστικό trade-off ανάμεσά τους κατά τη σχεδίαση του MIMO συστήματος.

Η σχεδίαση ενός MIMO συστήματος εξαρτάται από τη γνώση ή μη του καναλιού από την πλευρά του πομπού. Όμως για να γνωρίζει ο πομπός το κανάλι, απαιτείται η παρουσία ενός καναλιού ανάδρασης που θα του παρέχει τις απαραίτητες πληροφορίες. Στην περίπτωση που ο πομπός γνωρίζει το κανάλι, τα επιμέρους bit streams που προκύπτουν από τον διαχωρισμό του αρχικού συρμού δεδομένων, πολλαπλασιάζονται με κάποιον συντελεστή βαρύτητας πριν την εκπομπή τους από τον κατάλληλο ακτινοβολητή. Αν και η γνώση του καναλιού στον πομπό έχει ως αποτέλεσμα την πιο αξιόπιστη μετάδοση, το κανάλι ανάδρασης καταναλώνει μέρος από το διαθέσιμο εύρος του συστήματος.

Τα MIMO συστήματα στηρίχθηκαν αρχικά στην τεχνολογία που αναπτύχθηκε για τις έξυπνες κεραιές, έχουν όμως μια πολύ σημαντική διαφορά. Οι αλγόριθμοι επεξεργασίας για συστήματα έξυπνων κεραιών έχουν ως σκοπό την αντιμετώπιση φαινομένων, όπως οι διαλείψεις πολυόδης διάδοσης και η διασπορά καθυστέρησης. Αντίθετα, τα συστήματα MIMO βασίζονται στην επιτυχημένη λειτουργία τους σε αυτά τα φαινόμενα τα οποία είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία ανεξάρτητων μονοπατιών διάδοσης.

### 3.2.1 Τεχνικές υλοποίησης συστημάτων MIMO

Ανάλογα με την επεξεργασία του σήματος στον πομπό και στο δέκτη, ένα MIMO σύστημα μπορεί να υλοποιηθεί με τους ακόλουθους διαφορετικούς τρόπους([27]):

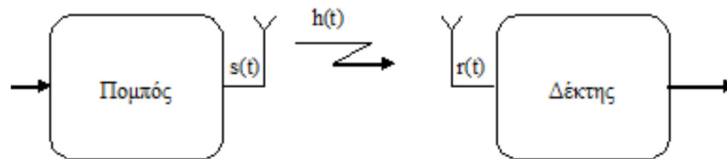
- **Χωρική Πολυπλεξία (Spatial multiplexing):** Στην τεχνική της χωρικής πολυπλεξίας η κύρια ροή δεδομένων διαιρείται σε ένα πλήθος υπο-ροών χαμηλότερου ρυθμού δεδομένων καταναλώνοντας μικρότερο εύρος ζώνης. Η κάθε μία από αυτές τις ροές αποστέλλεται από διαφορετικά στοιχεία της στοιχειοκεραίας και με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει η κάθε κεραία του δέκτη επιτυγχάνεται η αποκωδικοποίηση της κύριας ροής [10]. Η τεχνική της χωρικής πολυπλεξίας οδηγεί σε αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης χωρίς αύξηση της ισχύος εκπομπής.
- **Space-Time ή Space-Frequency Coding:** Σύμφωνα με αυτές τις τεχνικές τα σήματα που μεταδίδονται από τα στοιχεία των κεραιών του πομπού και του δέκτη συσχετίζονται στο χώρο στο πεδίο του χρόνου ή στο πεδίο της συχνότητας. Διαθέτουν πολύ καλή συμπεριφορά απέναντι στα λάθη, αλλά δεν είναι τόσο αποδοτικές από άποψη χωρητικότητας.
- **Beamforming:** Στη συγκεκριμένη τεχνική το διάνυσμα των σημάτων στον πομπό και στο δέκτη πολλαπλασιάζεται με κατάλληλα βάρη ώστε να αυξηθεί το SINR. Τα βάρη καθορίζονται από το κανάλι και για το λόγο αυτό απαιτείται η γνώση του καναλιού τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό. Η μέθοδος αυτή οδηγεί σε υψηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, αλλά σχετικά μειωμένες τιμές χωρητικότητας.

### 3.3 Το κανάλι MIMO

Στο πρώτο κεφάλαιο αναλύσαμε τις επιπτώσεις του ασύρματου ραδιοδιαύλου στο σήμα και μοντελοποιήσαμε το κανάλι σαν ένα Rayleigh κανάλι. Παρόλα αυτά το κανάλι αποτελεί ένα μέρος ενός συστήματος το οποίο επιπλέον αποτελείται από τον πομπό το δέκτη. Άρα, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι έχει ένα πλήθος εισόδων ίσο με το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του πομπού και πλήθος εξόδων ίσο με το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του δέκτη. Έτσι, ανάλογα με το πλήθος

των στοιχείων στα δύο άκρα του συστήματος, διακρίνονται αντίστοιχα ξεχωριστές κατηγορίες (SISO, SIMO, MISO, MIMO) ([2]).

### 3.3.1 Κανάλι μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO)

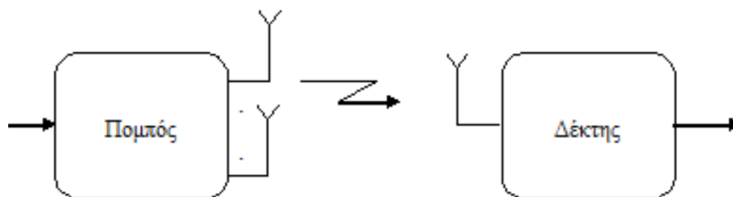


**Σχήμα 3.4:** Σύστημα SISO

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

$$y(t) = h(t) \otimes s(t) \quad (3.3)$$

### 3.3.2 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - μίας εξόδου (MISO)



**Σχήμα 3.5:** Σύστημα MISO

Σε ένα MISO κανάλι ο πομπός διαθέτει  $M_t$  κεραίες ενώ ο δέκτης μία όπως φαίνεται στο σχήμα. Ο πομπός εκπέμπει ταυτόχρονα ένα σήμα από κάθε κεραία και ο δέκτης λαμβάνει ένα συνδυασμό αυτών. Όπως φαίνεται, το σήμα αποστέλλεται ταυτόχρονα από τα,  $M_t$  στο πλήθος, στοιχεία του πομπού, ενώ ο δέκτης λαμβάνει ένα συνδυασμό

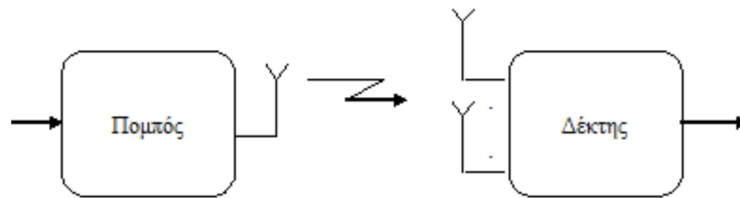
των απεσταλμένων σημάτων. Το MISO σύστημα αναλύεται σε  $M_t$  SISO κανάλια και περιγράφεται μέσω του πίνακα:

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t) \ h_2(t) \dots h_{M_t}(t)] \quad (3.4)$$

ενώ αν  $s_i(t)$  είναι το σήμα που εκπέμπεται από το  $i$ -οστό στοιχείο του πομπού τότε το λαμβανόμενο σήμα από τον πομπό θα είναι:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{M_t} h_i(t) \otimes s_i(t) = \mathbf{h}(t) \otimes s_i(t) \quad (3.5)$$

### 3.3.3 Κανάλι μιας εισόδου - πολλαπλών εξόδων (SIMO)



Σχήμα 3.6: Σύστημα SIMO

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

$$\mathbf{y}_i(t) = \mathbf{h}_i(t) \otimes s(t) \quad \text{για } i = 1, 2, \dots, M_r \quad (3.6)$$

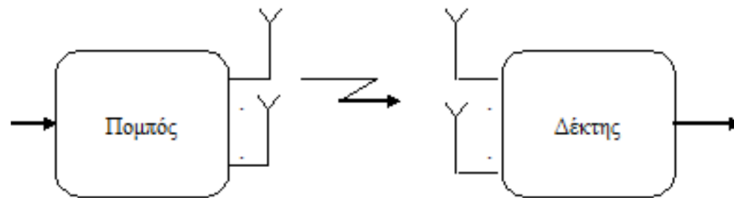
Έτσι, το ασύρματο κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως  $M_r$  SISO συστήματα, δηλαδή  $M_r$  υποκανάλια διάδοσης και μπορεί να περιγραφεί μέσω του παρακάτω πίνακα:

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t) \ h_2(t) \ \dots \ h_{M_r}(t)]^T \quad (3.7)$$

Άρα το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης μπορεί να γραφεί ως:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(t) \otimes s(t) \quad (3.8)$$

### 3.3.4 Κανάλι πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων (MIMO)



Σχήμα 3.7: Σύστημα MIMO

Στα συστήματα αυτά τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης διαθέτουν κεραιές πολλαπλών στοιχείων. Υποθέτουμε ότι ο πομπός διαθέτει  $M_T$  κεραιές ενώ ο δέκτης  $M_R$ . Ο πομπός εκπέμπει από την  $j$  κεραιά το σήμα  $s_j(t)$  και ο δέκτης λαμβάνει στην  $i$  κεραιά το σήμα  $r_i(t)$ :

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_{i,j}(t) \otimes s_j(t) \quad (3.9)$$

Επομένως, το ασύρματο κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως  $M_R * M_T$  SISO συστήματα και να περιγραφεί με τον πίνακα:

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & h_{1,2}(t) & \cdots & h_{1,M_T}(t) \\ h_{2,1}(t) & h_{2,2}(t) & \cdots & h_{2,M_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(t) & h_{M_R,2}(t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

όπου, το στοιχείο  $h_{i,j}$  του πίνακα αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς από το  $j$ -οστό στοιχείο του πομπού στο  $i$ -οστό στοιχείο του δέκτη. Έτσι το λαμβανόμενο από το δέκτη σήμα θα είναι:



$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(t) \otimes \mathbf{s}(t) \quad (3.11)$$

όπου τα  $\mathbf{s}(t)$  και  $\mathbf{y}(t)$  είναι τα διανύσματα αποστολής και λήψης διαστάσεων  $M_t \times 1$  και  $M_r \times 1$  αντίστοιχα.

### 3.4 Μοντελοποίηση συστήματος MIMO για Rayleigh κανάλι

Για την περιγραφή του καναλιού Rayleigh σε ένα MIMO σύστημα θεωρούμε ότι όλα τα στοιχεία της κεραίας του πομπού ή του δέκτη βρίσκονται τοποθετημένα στην ίδια φυσική μονάδα, είτε αυτή είναι το κινητό τερματικό είτε είναι ο σταθμός βάσης και παρουσιάζουν το ίδιο διάγραμμα ακτινοβολίας. Η ανάλυση των MIMO Rayleigh καναλιών μπορεί να κατηγοριοποιηθεί ανάλογα με το αν αφορά χωρικά ανεξάρτητα κανάλια διάδοσης ή χωρικά συσχετισμένα. Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναλύονται μόνο οι περιπτώσεις χωρικά ανεξάρτητων καναλιών διάδοσης. Στις αναφορές ([28,29]) αναλύονται τα χωρικά συσχετισμένα MIMO Rayleigh κανάλια.

#### 3.4.1 Χωρικά ανεξάρτητα κανάλια

Η περίπτωση των χωρικά ανεξάρτητων καναλιών διάδοσης αποτελεί την πιο απλή περίπτωση μοντελοποίησης καναλιού MIMO. Όταν τα κανάλια διάδοσης μεταξύ πομπού και δέκτη είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα, ορίζεται ο πίνακας  $H_w$  [30], διαστάσεων  $M_r \times M_t$  και με στοιχεία ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανομημένες μεταβλητές που ακολουθούν την κυκλικά συμμετρική μιγαδική Gauss κατανομή με μέση τιμή μηδέν και διασπορά  $\sigma^2 = 1$  (ZMCSCG). Μια μεταβλητή που ακολουθεί κατανομή ZMCSCG περιγράφεται μέσω του μιγαδικού  $z = x + jy$ , όπου  $x$  και  $y$  ανεξάρτητες, πραγματικές τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή και διασπορά  $\sqrt{2}/2$ , δηλαδή για τα στοιχεία του πίνακα  $H_w$  ισχύει:

$$H_{i,j} = \text{Normal}(0, \sqrt{2}/2) + j\text{Normal}(0, \sqrt{2}/2) \quad (3.12)$$

Λόγω των ιδιοτήτων του πίνακα  $H_w$  ισχύουν ορισμένες ιδιότητες και για το κανάλι:

- $E\{[H_w]_{i,j}\} = 0$  (3.13)

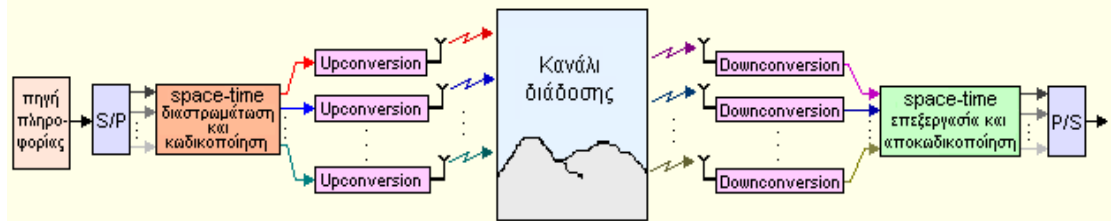
- $E \left\{ \left| [H_w]_{i,j} \right|^2 \right\} = 1$  (3.14)

- $E \left\{ [H_w]_{i,j} [H_w]_{m,n}^* \right\} = 0$  αν  $i \neq m$  ή  $j \neq n$  (3.15)

Η ιδιότητα 3.13 αναφέρεται στη μέση τιμή των στοιχείων του πίνακα που όπως προαναφέραμε είναι μηδενική. Η ιδιότητα 3.14 αναφέρεται στην κανονικοποίηση των στοιχείων ενώ η 3.15 στη συσχέτισή τους.

### 3.5 Χωρική πολυπλεξία – Επιλογή κεραιών

Η αρχή λειτουργίας της χωρικής πολυπλεξίας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.8: Σύστημα MIMO με χωρική πολυπλεξία

Παρατηρούμε ότι το σήμα από την πηγή πληροφορίας διαιρείται σε πολλές, διαφορετικές ροές δεδομένων, οι οποίες διαμορφώνονται και μεταδίδονται παράλληλα από τις πολλαπλές κεραιές του πομπού, χρησιμοποιώντας την ίδια συχνότητα. Έτσι, ανεξάρτητα σύμβολα μεταδίδονται κάθε χρονική στιγμή από κάθε κεραιά του πομπού και λαμβάνονται από τις κεραιές του δέκτη οι οποίες τα διαχωρίζουν μέσω της διαδικασίας μετασχηματισμού του MIMO καναλιού σε SISO υποκανάλια που θα περιγράψουμε στη συνέχεια.

#### 3.5.1 Μετασχηματισμός του MIMO καναλιού σε SISO υποκανάλια

Σε ένα MIMO σύστημα με στοιχειοκεραιά  $M_t$  στοιχείων στον πομπό και  $M_r$  στο δέκτη, το λαμβανόμενο από τον δέκτη σήμα μπορεί να περιγραφεί μέσω της σχέσης:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) \otimes \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.16)$$

όπου  $\mathbf{n}(t)$  είναι ο προσθετικός, λευκός θόρυβος Gauss,  $\mathbf{H}(t)$  είναι ο  $M_r \times M_t$  πίνακας περιγραφής του καναλιού και  $\mathbf{s}(t)$  είναι το διαστάσεων  $M_t \times 1$  διάνυσμα εκπομπής. Αν θεωρήσουμε ότι το σήμα που εκπέμπεται είναι στενής ζώνης και το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο ως προς τη συχνότητα τότε ο τύπος 3.16 μπορεί να γραφεί ([31]):

$$\mathbf{r}_\tau = \mathbf{H}\mathbf{s}_\tau + \mathbf{n}_\tau \quad (3.17)$$

όπου  $\tau$  είναι ο δείκτης του διακριτού χρόνου.

Στην περίπτωση που ο  $\mathbf{H}$  είναι τετραγωνικός, δηλαδή  $M_r = M_t$  το MIMO αυτό σύστημα είναι δυνατό μέσω μιας γραμμικής διεργασίας να μετασηματιστεί σε ένα ισοδύναμο που αποτελείται από  $N = M_r = M_t$  ασύζευκτα SISO υποκανάλια. Αρχικά εφαρμόζουμε στο μιγαδικό πίνακα  $\mathbf{H}$  του καναλιού singular value decomposition ([2]) οπότε ο  $\mathbf{H}$  εκφράζεται ως:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H \quad (3.18)$$

όπου  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{V}$  είναι ορθομοναδιαίοι πίνακες και  $\mathbf{S}$  είναι διαγώνιος πίνακας με στοιχεία της διαγωνίου του το τετράγωνο των ιδιοτιμών του  $\mathbf{H}$ . Ο πομπός πολλαπλασιάζει το προς εκπομπή διάνυσμα  $\mathbf{x}_\tau$  με τον πίνακα  $\mathbf{V}$  οπότε προκύπτει  $\mathbf{s}_\tau = \mathbf{V}\mathbf{x}_\tau$  ενώ ο δέκτης πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο διάνυσμα,  $\mathbf{r}_\tau$ , με τον πίνακα  $\mathbf{U}^H$ ,  $\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{r}_\tau$ . οπότε προκύπτουν οι εξής αντικαταστάσεις:

$$\mathbf{s}_\tau = \mathbf{V}\mathbf{x}_\tau \quad (3.19)$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{r}_\tau \quad (3.20)$$

$$\mathbf{u}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{n}_\tau \quad (3.21)$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις 3.17, 3.18, 3.19, 3.20, και 3.21, προκύπτει η ακόλουθη περιγραφή για το λαμβανόμενο σήμα στο σύστημα MIMO:

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{r}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{x}_\tau + \mathbf{U}^H\mathbf{n}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{x}_\tau + \mathbf{u}_\tau \quad (3.22)$$

αλλά επειδή οι  $\mathbf{U}, \mathbf{V}$  είναι ορθομοναδιαίοι καταλήγουμε στη σχέση:

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{S}\mathbf{x}_\tau + \mathbf{u}_\tau \quad (3.23)$$

Αν, λοιπόν  $s_1, s_2, \dots, s_N$  οι ιδιοτιμές του πίνακα  $H$  ο πίνακας  $S$  θα έχει τη μορφή

$$S = \begin{bmatrix} s_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_2^2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & s_N^2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Άρα η κάθε συνιστώσα που λαμβάνει ο δέκτης θα είναι της μορφής:

$$\mathbf{y}_\tau(n) = s_n \cdot \mathbf{x}_\tau(n) + \mathbf{u}_\tau(n) \quad \text{όπου } n = 1, 2, \dots, N \quad (3.25)$$

Από την σχέση 3.25 παρατηρούμε ότι το  $N \times N$  MIMO κανάλι έχει μετατραπεί σε  $N$  SISO υποκανάλια.

### 3.5.2 Επιλογή κεραιών

Στην περίπτωση που έχουμε διαφορετικό αριθμό στοιχείων στην κεραία του πομπού από την κεραία του δέκτη μπορούμε να επιλέξουμε τον αποδοτικότερο συνδυασμό κεραιών με βάση την διαδικασία που περιγράψαμε προηγουμένως. Αρχικά εφαρμόζουμε την παραπάνω διαδικασία για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς  $N \times N$  συστημάτων, με  $N = \min(M_t, M_r)$  και στη συνέχεια, με βάση τα στοιχεία του κάθε πίνακα  $S$ , δηλαδή τις ιδιοτιμές του κάθε τετραγωνικού πίνακα  $H$ , επιλέγουμε τον συνδυασμό που μας οδηγεί σε μεγαλύτερη αξιοπιστία. Επιθυμία μας είναι η μεγιστοποίηση των ιδιοτιμών του  $H$ . Τα κριτήρια που χρησιμοποιούνται συνήθως σε αυτή την περίπτωση είναι τα εξής:

- $\text{Max}(\max(s_n))$
- $\text{Max}(s_1 * s_2 * \dots * s_N)$
- $\text{Max}(s_1 + s_2 + \dots + s_N)$

## 4. Προσομοιώσεις

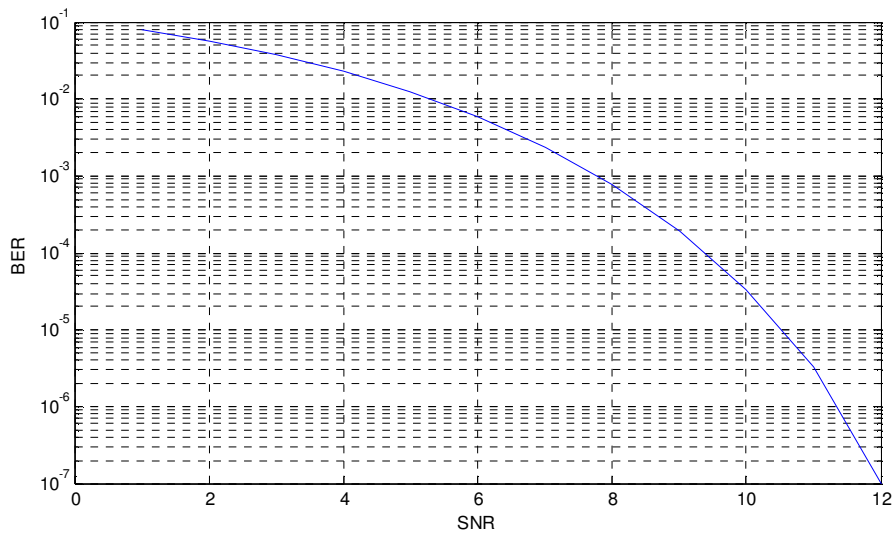
### 4.1 Σύστημα MIMO-OFDM ενός χρήστη

#### 4.1.1 Σύστημα SISO - OFDM

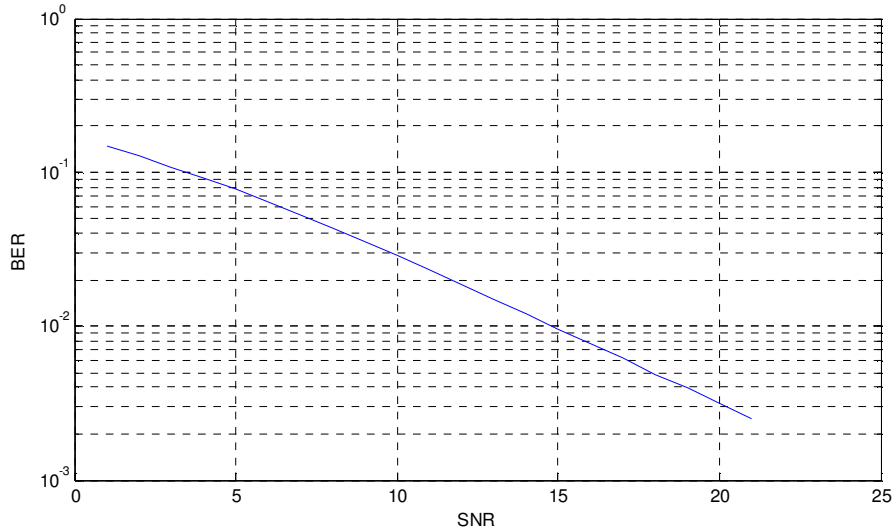
Στο παρόν κεφάλαιο προσομοιώνουμε ένα SISO σύστημα με χρήση της OFDM τεχνικής όπως περιγράφεται στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο, στην οποία κάνουμε χρήση της QPSK διαμόρφωσης, και παρατηρούμε την αξιοπιστία του μέσω του BER συναρτήσει του SNR στις περιπτώσεις:

- 1) Καναλιού μόνο με λευκό Gauss θόρυβο
- 2) Καναλιού Rayleigh, όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 1.3

Τα αποτελέσματα φαίνονται στα σχήματα 4.1 και 4.2:



Σχήμα 4.1: SISO-OFDM σε Gauss κανάλι

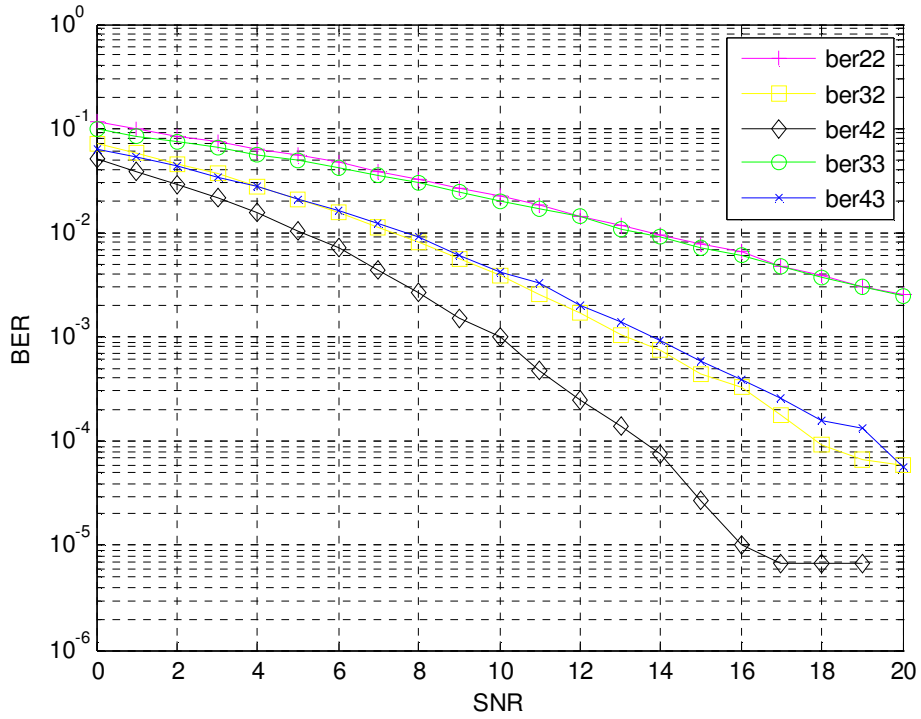


**Σχήμα 4.2:** SISO-OFDM σε Rayleigh κανάλι

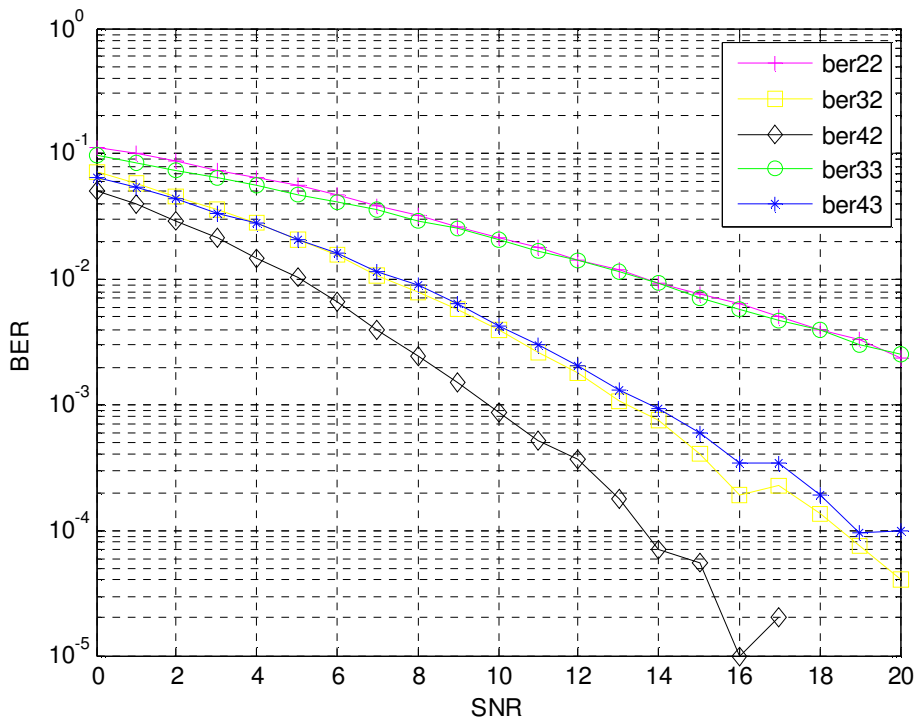
Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε ότι η αξιοπιστία του καναλιού Gauss όπως αποτυπώνεται στο ποσοστό λανθασμένων ψηφίων (BER) βελτιώνεται ραγδαία με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου (SNR). Αντιθέτως, στο Rayleigh κανάλι παρατηρείται μεν βελτίωση ως προς το BER όταν αυξάνεται το SNR, η οποία όμως είναι πολύ μικρότερη από ότι στην περίπτωση του καναλιού Gauss.

#### 4.1.2 MIMO-OFDM με χωρική πολυπλεξία και επιλογή κεραιών

Το OFDM σύστημα της προηγούμενης παραγράφου το επεκτείνουμε για την περίπτωση MIMO συστήματος με χωρική πολυπλεξία των σημάτων και επιλογή του πιο αξιόπιστου συνδυασμού κεραιών όπως περιγράψαμε στο κεφάλαιο 3.5.2. Κριτήριο για την επιλογή των καλύτερων κεραιών αποτελεί το μέγιστο γινόμενο των ιδιοτιμών του πίνακα του καναλιού, όπως εκφράζονται μέσω των στοιχείων του πίνακα  $S$  προκύπτει από την διαδικασία SVD (Singular Value Decomposition). Δηλαδή επιλέγεται ο συνδυασμός κεραιών που εμφανίζει το  $\max(s_1 * \dots * s_N)$ . Οι περιπτώσεις που εξετάζουμε είναι για διαμόρφωση BPSK ή QPSK, και για τους ακόλουθους συνδυασμούς κεραιών πομπού και δέκτη ( $M_t$ - $M_r$ ): 2-2 και 3-3 χωρίς επιλογή κεραιών και 3-2, 4-2 και 4-3 με επιλογή κεραιών. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων φαίνονται στα ακόλουθα διαγράμματα:



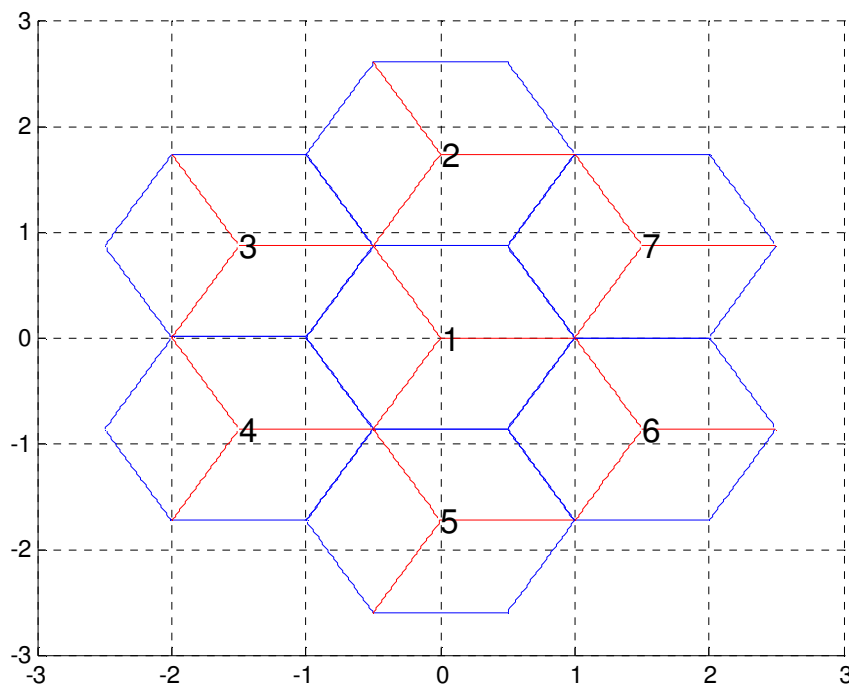
Σχήμα 4.3: MIMO-OFDM με BPSK διαμόρφωση



Σχήμα 4.4: MIMO-OFDM με QPSK διαμόρφωση

Από τα σχήματα 4.3 και 4.4 παρατηρούμε την μεγάλη βελτίωση που συμβαίνει στην αξιοπιστία του συστήματος στις περιπτώσεις όπου έχουμε περισσότερες κεραιές στο πομπό και επιλέγουμε τις καλύτερες. Αυτή η βελτίωση είναι ακόμα πιο έντονη στην περίπτωση του 4-2 συστήματος όπου αυξάνονται ακόμα περισσότερο οι δυνατές επιλογές κεραιών. Πιο συγκεκριμένα, για να επιτύχουμε μια επιθυμητή τιμή του BER (π.χ.  $BER = 10^{-3}$ ) σε σύστημα 2-2 ή 3-3 χρειαζόμαστε SNR μεγαλύτερο από 20 dB ενώ σε σύστημα 3-2 ή 4-3 χρειαζόμαστε 14dB SNR και σε 4-2 10dB.

## 4.2 Κυβελωτό σύστημα – Αλγόριθμος εισόδου χρηστών



**Σχήμα 4.5:** Κυβελωτό σύστημα

Το κυβελωτό σύστημα που χρησιμοποιήσαμε στις προσομοιώσεις φαίνεται στο Σχήμα 4.5. Αποτελείται από 7 κυβέλες (μια κεντρική και 6 περιφερειακές) με 1 σταθμό βάσης (Base Station) και 3 τομείς (sectors) η κάθε μια.

Ο κάθε χρήστης λαμβάνει κάποιες συντεταγμένες εντός του συστήματος και με βάση αυτές τις συντεταγμένες υπολογίζεται η απόστασή του από κάθε Base Station (BS). Στη συνέχεια υπολογίζονται οι απώλειες διάδοσης (Path-Loss) του χρήστη από κάθε



BS με βάση το μοντέλο Okumura-Hata και με σκίαση με διασπορά 8dB, και επιλέγεται ως σταθμός βάσης του χρήστη αυτός με το μικρότερο PL, ενώ παράλληλα υπολογίζεται ο sector τον οποίο «βλέπει» ο χρήστης ως προς κάθε BS και η γωνία του χρήστη ως προς τον κάθε sector.

Αν ο χρήστης βρίσκεται εντός του περιγεγραμμένου κύκλου του συστήματος και οι απώλειες διάδοσης από τον BS του είναι μικρότερες από το όριο που έχουμε θέσει (PL<sub>max</sub> = 133.4dB), θεωρούμε ότι εισέρχεται στο σύστημα. Μόλις ο χρήστης εισέρθει στο σύστημα του αναθέτουμε ένα ορισμένο αριθμό subcarriers τον οποίο έχουμε ορίσει εξ αρχής και είναι ο ίδιος για κάθε χρήστη. Τα subcarriers που παίρνει ο κάθε χρήστης επιλέγονται ανάμεσα σε όσα δεν έχει ήδη παραχωρήσει σε άλλους χρήστες ο BS στον οποίο ανήκει. Αν ο BS δεν έχει άλλα ελεύθερα subcarriers ο χρήστης απορρίπτεται από το σύστημα. Οι αλγόριθμοι ανάθεσης subcarriers που προσομοιώσαμε είναι ο σειριακός (sequential) και ο random, όπως περιγράφονται στο κεφάλαιο 2.8.

Έπειτα, υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες (Total-loss) του χρήστη ως προς κάθε sector του κάθε BS με βάση τον τύπο:

$$TI = PL - G_b - G_m + A \quad (4.1)$$

όπου  $G_b$  και  $G_m$  τα κέρδη κεραίας σταθμού βάσης και κινητού τερματικού αντίστοιχα και  $A$  ο συντελεστής γωνιακής εξασθένισης της κεραίας του BS. Για τις προσομοιώσεις θεωρήσαμε  $G_b = 14\text{dB}$ ,  $G_m = 0$  και  $A$  ανάλογο με τη γωνία για τους sectors που «βλέπει» ο χρήστης, ενώ θεωρούμε  $A = 20$  για τους υπόλοιπους sectors. Αν οι συνολικές απώλειες του χρήστη ως προς κάποιον άλλο σταθμό βάσης είναι μικρότερες σε σχέση με αυτές από τον BS στον οποίο ανήκει, ο χρήστης απορρίπτεται από το σύστημα.

Αφού ολοκληρωθεί αυτή η διαδικασία, υπολογίζουμε την ισχύ εκπομπής του κάθε χρήστη ως προς κάθε subcarrier με βάση την ακόλουθη εξίσωση για το επιθυμητό SINR.

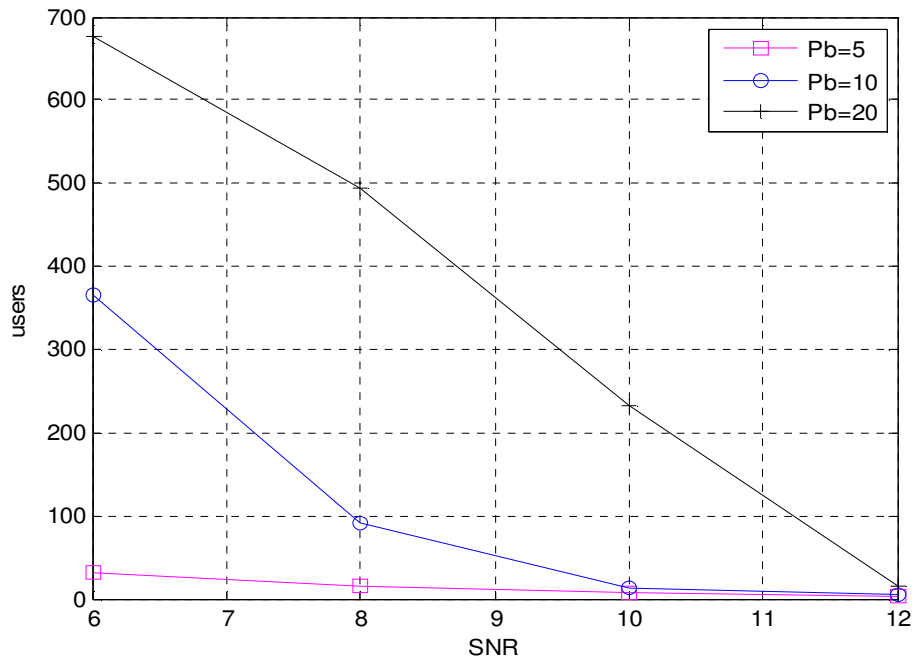
$$\text{SINR} = (P_1 / TI_{11}) / ((P_2 / TI_{12}) + (P_3 / TI_{13}) + \dots + N) \quad (4.2)$$

όπου  $P_i$  η ισχύς εκπομπής του  $i$  χρήστη,  $T_{ij}$  οι συνολικές απώλειες του  $i$  χρήστη ως προς τον BS του  $j$  χρήστη και  $N = -104\text{dBm}$  ο θόρυβος. Γράφοντας την παραπάνω εξίσωση για όλους τους χρήστες που εκπέμπουν στο συγκεκριμένο subcarrier και λύνοντας το γραμμικό σύστημα εξισώσεων καταλήγουμε στις τιμές του  $P_i$  ανά subcarrier και ακολούθως στην συνολική ισχύ εκπομπής του κάθε χρήστη. Αν κάποιος χρήστης εμφανίζει ισχύ εκπομπής μεγαλύτερη από 1 Watt απορρίπτεται κι αυτός από το σύστημα. Ακόμη, αν η είσοδος κάποιου χρήστη οδηγήσει σε αρνητική τιμή της ισχύος μετά την επίλυση του γραμμικού συστήματος, ο χρήστης αυτός επίσης απορρίπτεται. Τέλος, υπολογίζουμε το blocking probability ( $P_b$ ) του συστήματος, το οποίο ορίζεται ως:

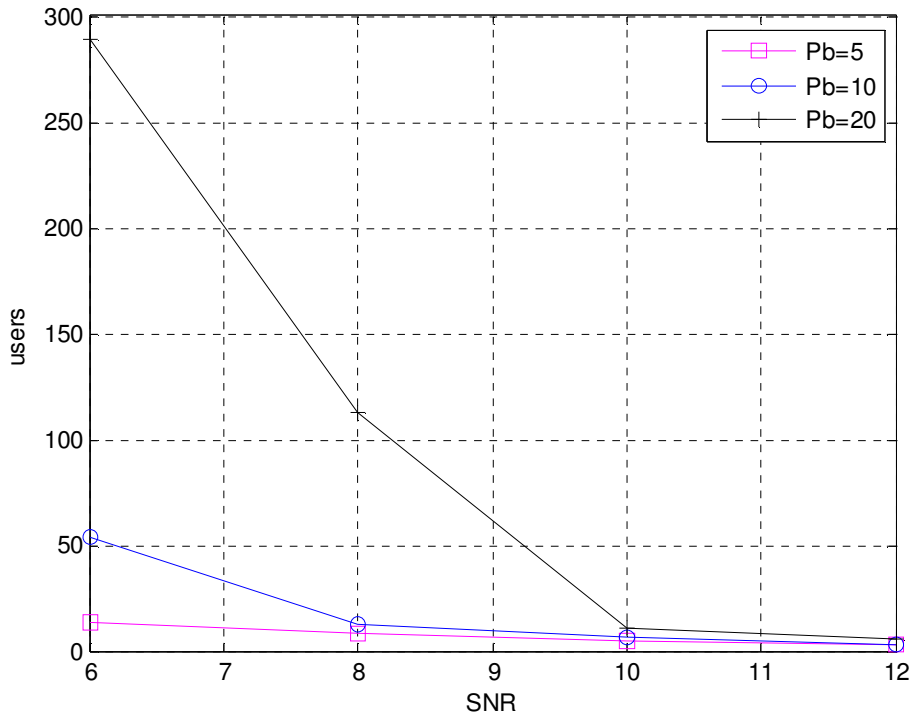
$$P_b = \text{blocking\_counter} / \text{users} \quad (4.3)$$

όπου blocking\_counter είναι ο αριθμός των χρηστών που έχουν απορριφθεί και users ο αριθμός όλων των χρηστών που έχουν εισέλθει στο σύστημα. Αν το  $P_b$  είναι μικρότερο από την τιμή που έχουμε ορίσει σαν όριο σε κάθε προσομοίωση τότε συνεχίζουν να εισέρχονται χρήστες, αλλιώς η διαδικασία σταματάει.

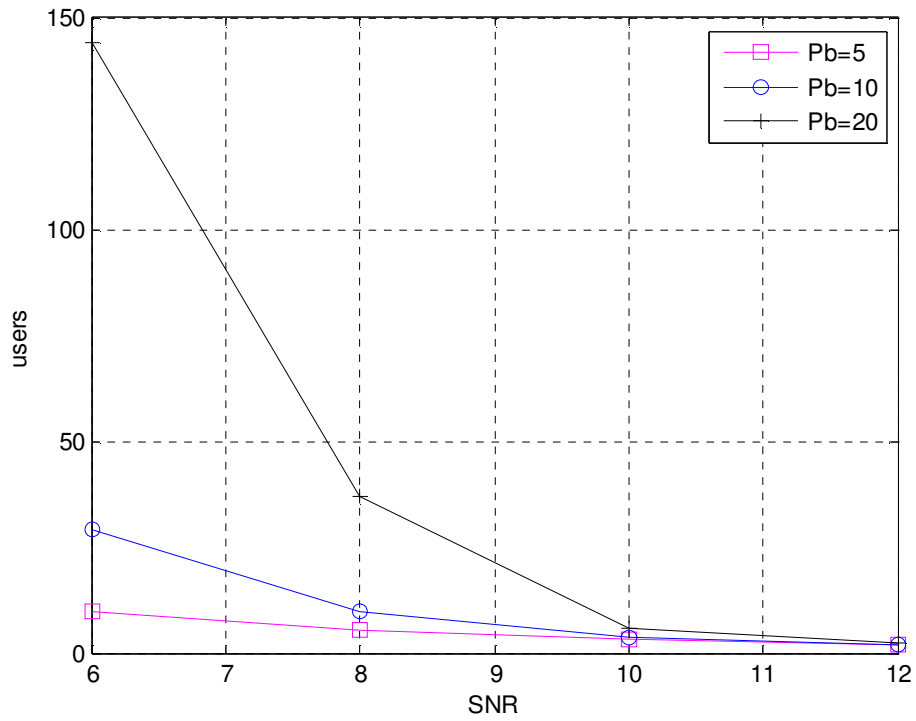
Στις προσομοιώσεις ελέγξαμε την απόδοση του συστήματος με κριτήριο τον αριθμό των χρηστών που έγιναν δεκτοί για διάφορες τιμές του SINR και του  $P_b$ , ανάλογα με τον αριθμό των subcarriers ανά χρήστη και τον αλγόριθμο επιλογής τους. Τα αποτελέσματα αυτών των προσομοιώσεων φαίνονται στα ακόλουθα σχήματα.



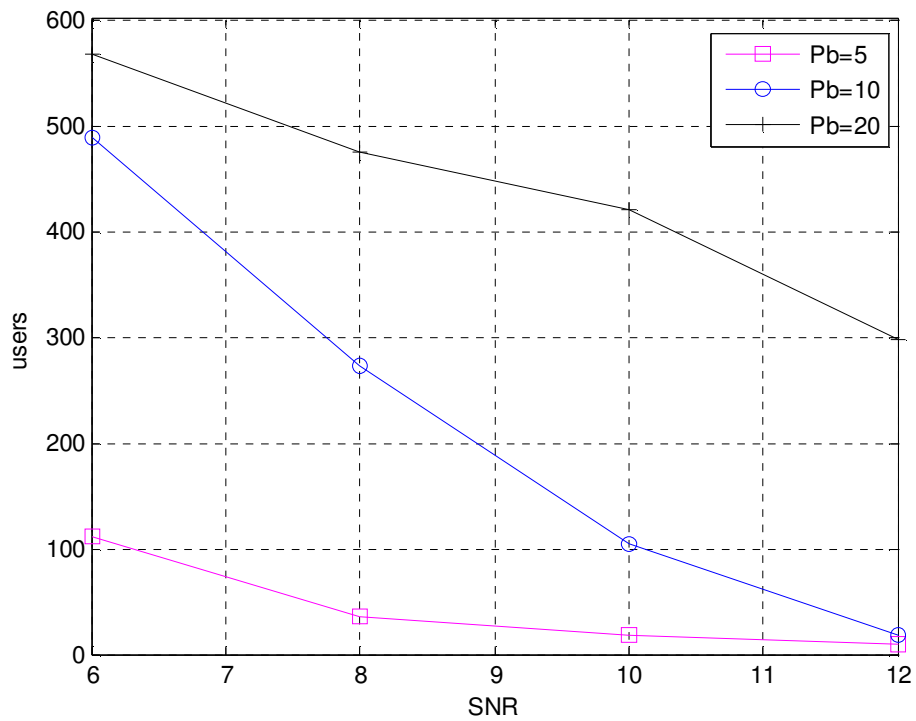
**Σχήμα 4.6:** Σύστημα με σειριακό αλγόριθμο και 1 subcarrier ανά χρήστη



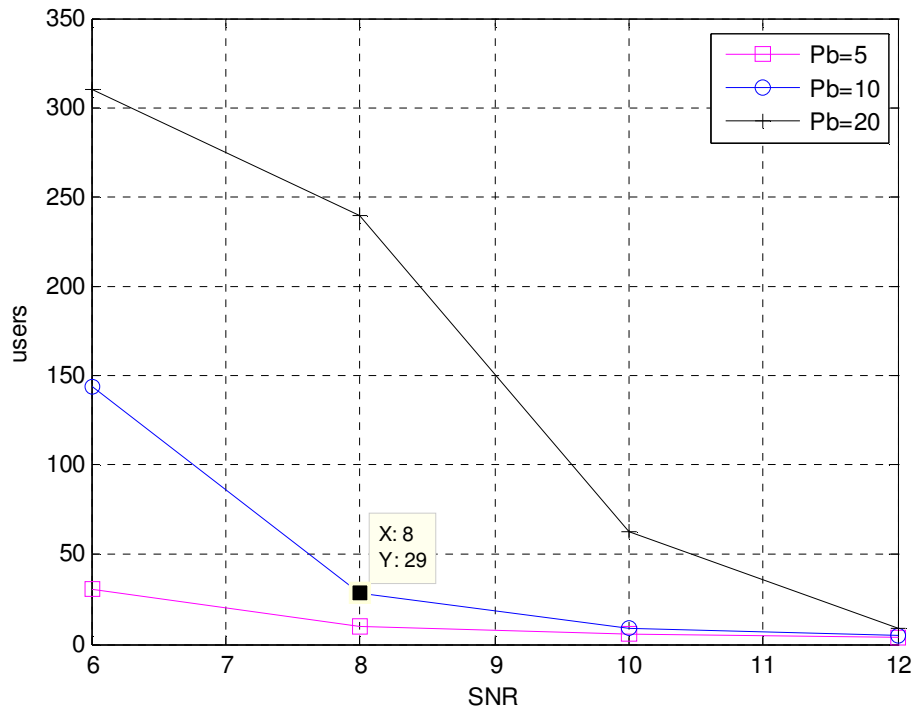
**Σχήμα 4.7:** Σύστημα με σειριακό αλγόριθμο και 2 subcarrier ανά χρήστη



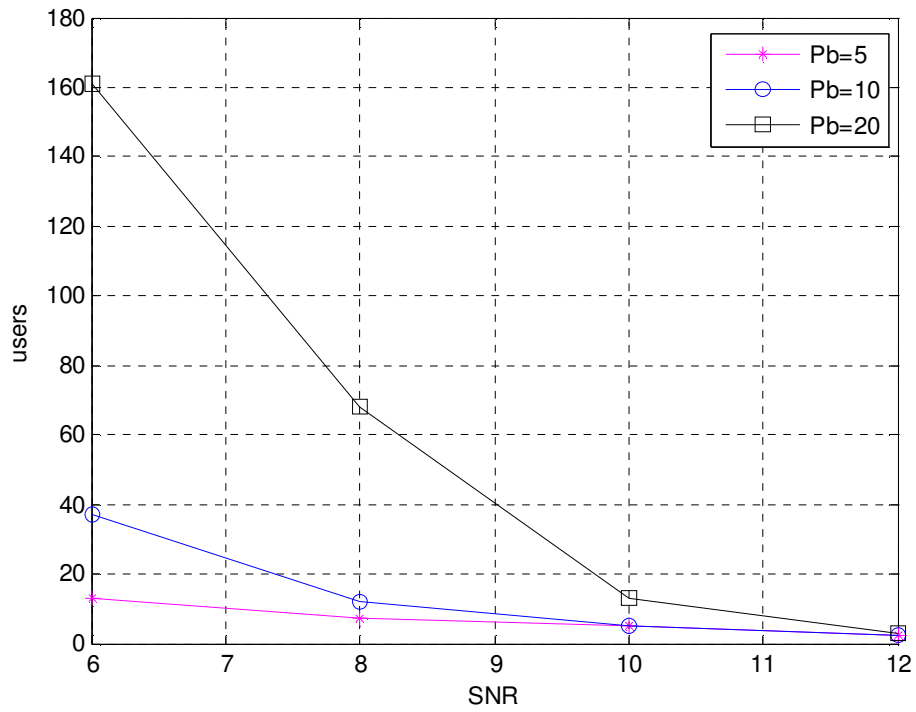
Σχήμα 4.8: Σύστημα με σειριακό αλγόριθμο και 3 subcarrier ανά χρήστη



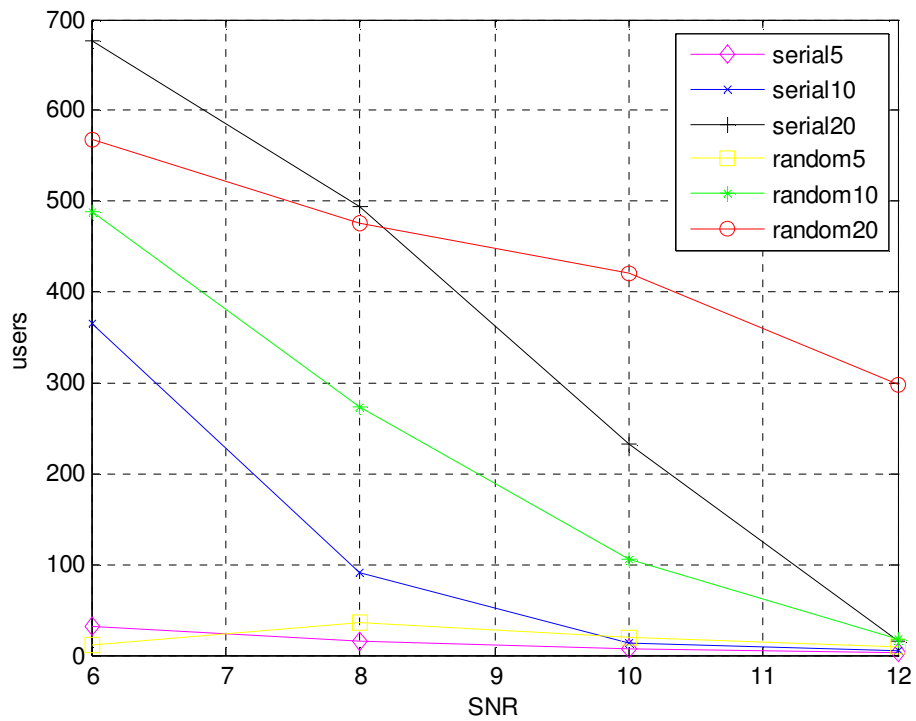
Σχήμα 4.9: Σύστημα με random αλγόριθμο και 1 subcarrier ανά χρήστη



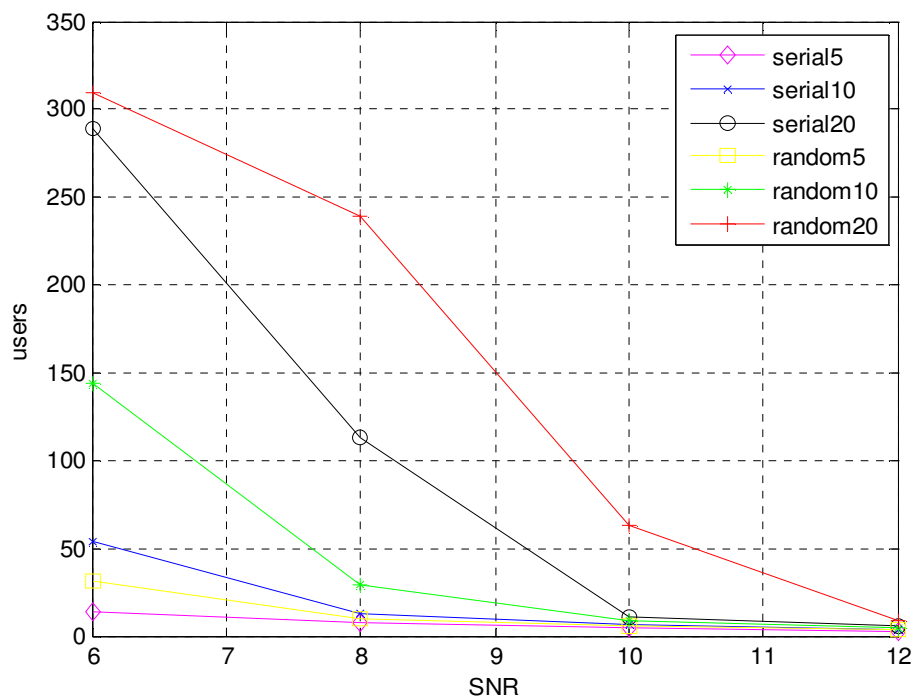
Σχήμα 4.10: Σύστημα με random αλγόριθμο και 2 subcarrier ανά χρήστη



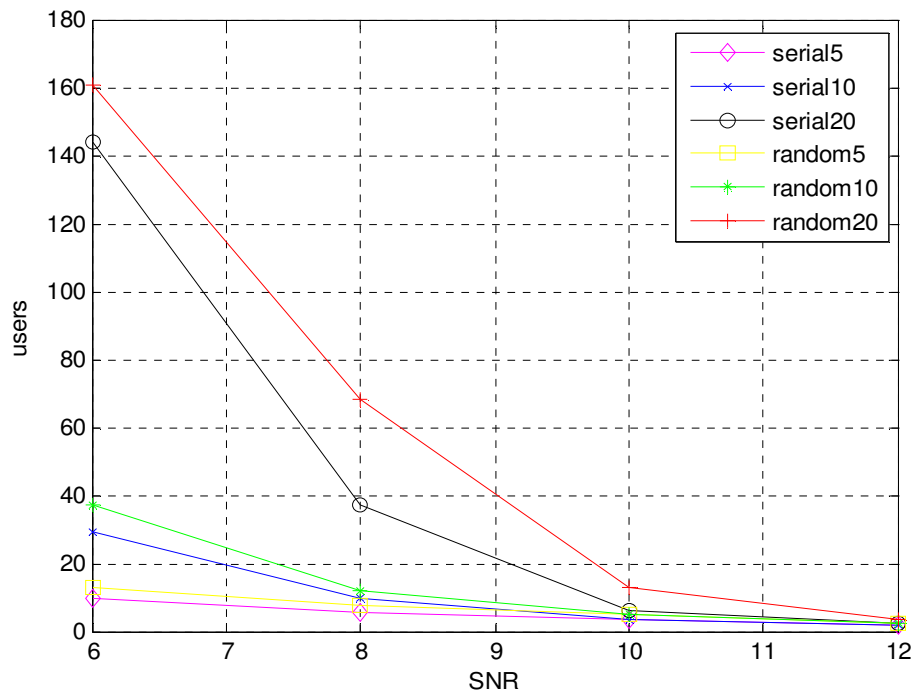
Σχήμα 4.11: Σύστημα με random αλγόριθμο και 3 subcarrier ανά χρήστη



**Σχήμα 4.12:** Σύγκριση συστημάτων με σειριακό και random αλγόριθμο και 1 subcarrier ανά χρήστη



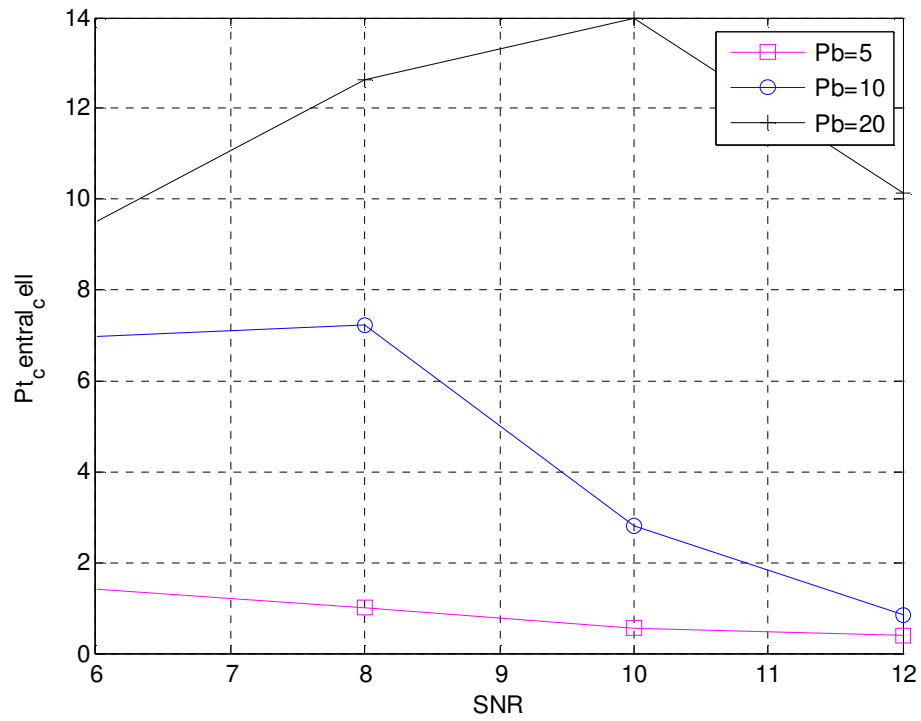
**Σχήμα 4.13:** Σύγκριση συστημάτων με σειριακό και random αλγόριθμο και 2 subcarrier ανά χρήστη



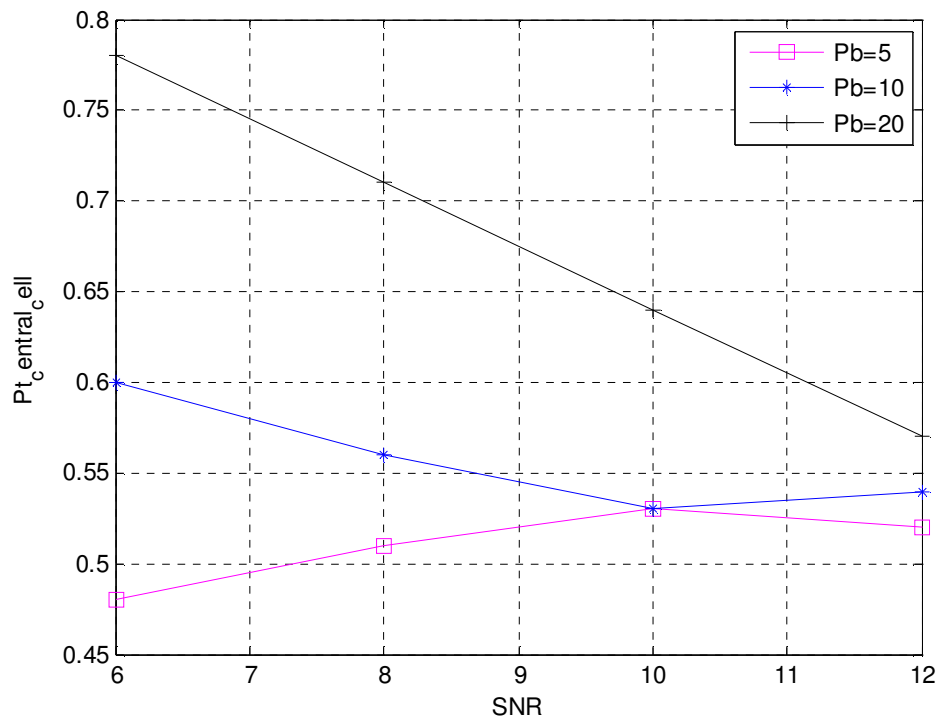
**Σχήμα 4.14:** Σύγκριση συστημάτων με σειριακό και random αλγόριθμο και 3 subcarrier ανά χρήστη

Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι ο αριθμός των χρηστών που γίνονται δεκτοί στο σύστημα μειώνεται σημαντικά όσο αυξάνονται οι απαιτήσεις μας ως προς το SINR και το blocking probability. Ακόμη, όταν έχουμε περισσότερα subcarriers ανά χρήστη έχουμε μεγαλύτερη πιθανότητα παρεμβολής μεταξύ των χρηστών και άρα το σύστημα δέχεται λιγότερους χρήστες. Τέλος παρατηρούμε ότι ο random αλγόριθμος διαμοιρασμού των subcarriers είναι αποδοτικότερος από τον σειριακό και γι' αυτό στις επόμενες προσομοιώσεις χρησιμοποιούμε πάντα τον random.

Ένα ακόμη αντιπροσωπευτικό μέγεθος του συστήματος είναι η συνολική ισχύς της κεντρικής κυψέλης, οι διακύμανση της οποίας φαίνεται στα επόμενα διαγράμματα.

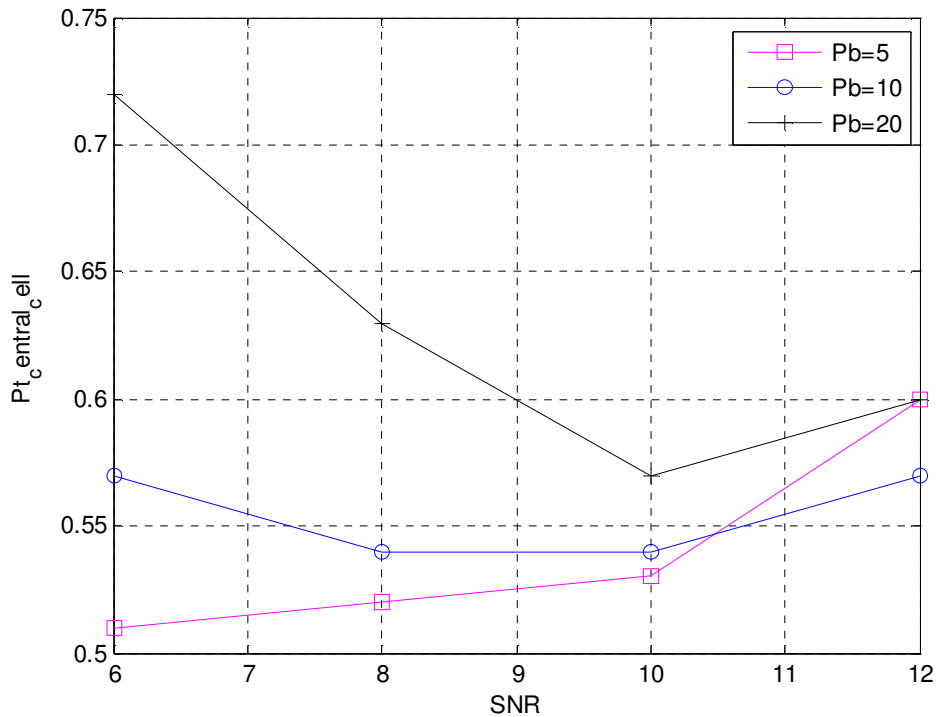


Σχήμα 4.15: Ισχύς κεντρικής κυπέλης με 1 subcarrier ανά χρήστη



Σχήμα 4.16: Ισχύς κεντρικής κυπέλης με 2 subcarrier ανά χρήστη





**Σχήμα 4.17:** Ισχύς κεντρικής κυψέλης για 3 subcarrier ανά χρήστη

Στα διαγράμματα αυτά παρατηρούμε ότι η συνολική ισχύς της κεντρικής κυψέλης μειώνεται ανάλογα με τον αριθμό των χρηστών όπως είναι λογικό. Όμως, σε περιπτώσεις συστημάτων με περισσότερα subcarriers ανά χρήστη, εμφανίζεται μια μικρή αύξηση, η οποία οφείλεται στο ότι λόγω της θέσης της υφίσταται μεγαλύτερη εξωκυβελική παρεμβολή η οποία μεγαλώνει ακόμα περισσότερο από την στιγμή που έχουμε αυξημένα φέροντα και ισχύς ανά φέρον για κάθε χρήστη.

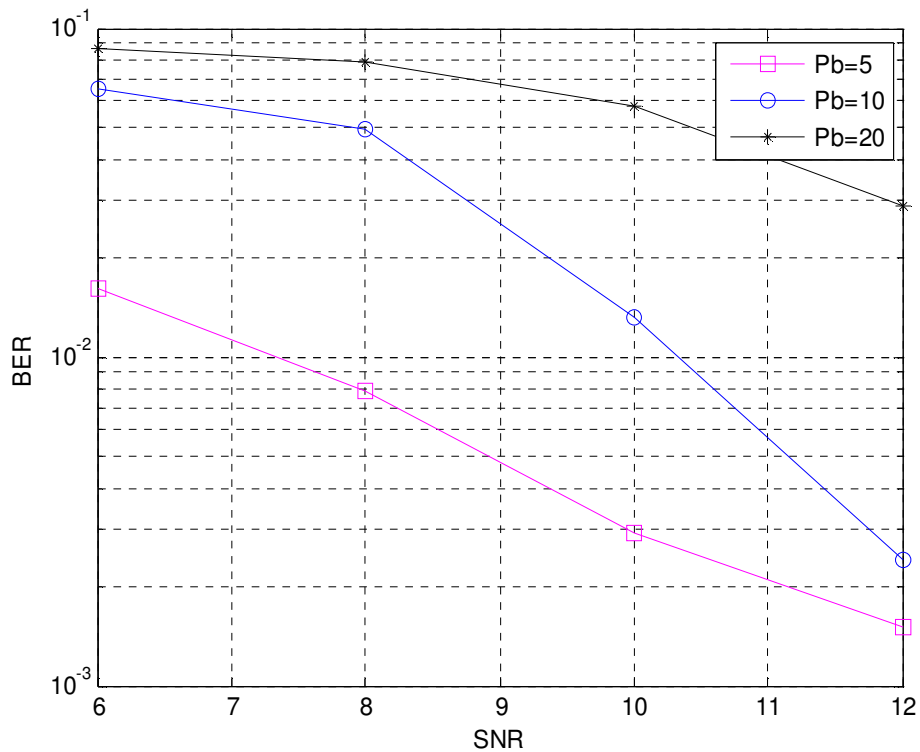
### 4.3 Σύστημα MIMO-OFDMA

Συνδυάζοντας το κυβελωτό σύστημα που περιγράψαμε παραπάνω με το MIMO-OFDM σύστημα της παραγράφου 4.1 καταλήγουμε στο MIMO-OFDMA σύστημα πολλαπλών χρηστών που θέλουμε να προσομοιώσουμε. Την αξιοπιστία του συστήματος αυτού την εξετάζουμε με βάση τη διακύμανση του BER συναρτήσει του SINR για τις διάφορες τιμές του blocking probability ( $P_b$ ). Τα συστήματα MIMO που προσομοιώνουμε ανάλογα με τις κεραιές πομπού και δέκτη ( $M_T$ - $M_R$ ) είναι τα εξής: 2-2, 3-3, 4-2. Ακόμη, τα είδη ψηφιακής διαμόρφωσης που εφαρμόζουμε είναι η BPSK

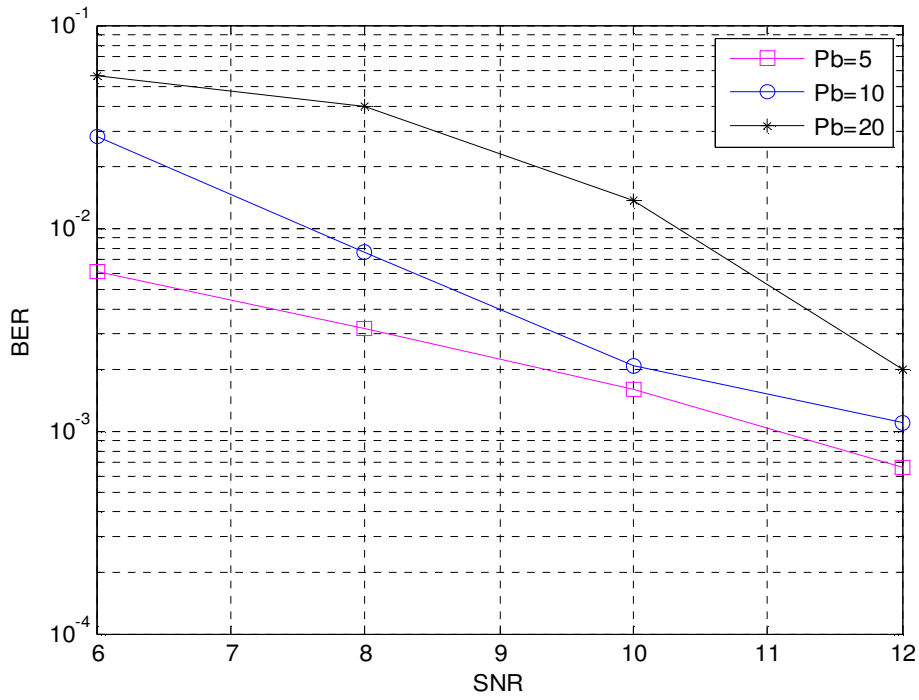
και η QPSK ενώ ο αλγόριθμος ανάθεσης subcarrier είναι ο random. Συνοπτικά οι παράμετροι του συστήματος παρουσιάζονται στο ακόλουθο πίνακα.

Συνολικό εύρος ζώνης	10MHz
Αλγόριθμος ανάθεσης πόρων	Random
Κεραίες πομπού-δέκτη ( $M_T$ - $M_r$ )	2-2, 3-3, 4-2
Είδη ψηφιακής διαμόρφωσης	BPSK, QPSK
Μοντέλο απωλειών	Okumura-Hata
Συνολικά διαθέσιμα subcarriers	128
Subcarriers ανά χρήστη	1, 2, 3
Τιμές SINR	6dB, 8dB, 10dB, 12dB
Τιμές blocking probability	5%, 10%, 20%
Αριθμός κυψελών	7
Ακτίνα κυψέλης	1km

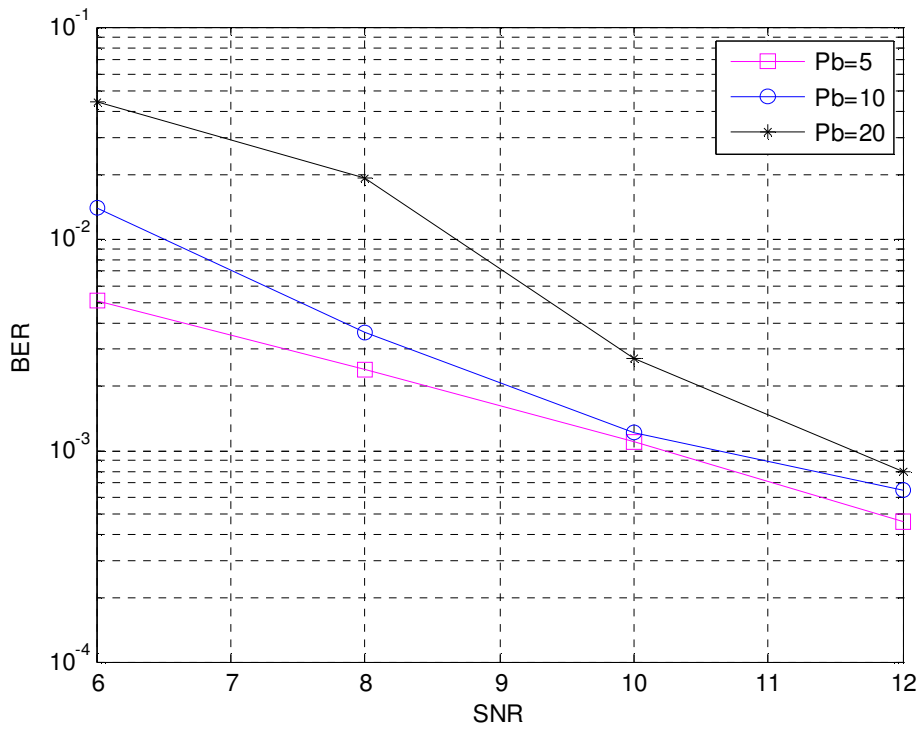
Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων φαίνονται στα ακόλουθα σχήματα.



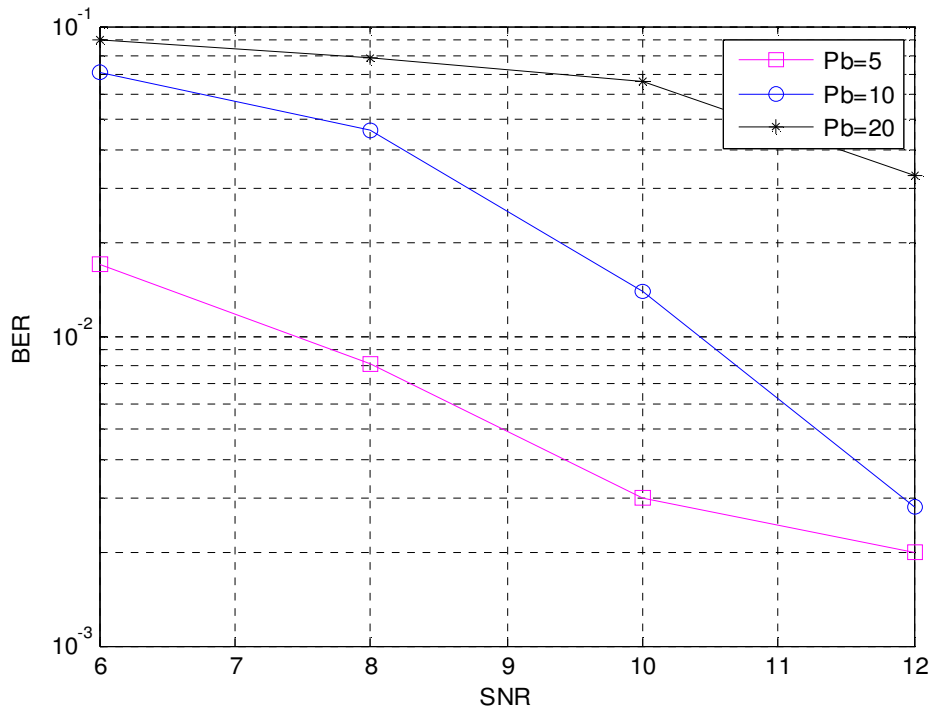
**Σχήμα 4.18:** MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=2$  και 1 subcarrier ανά χρήστη



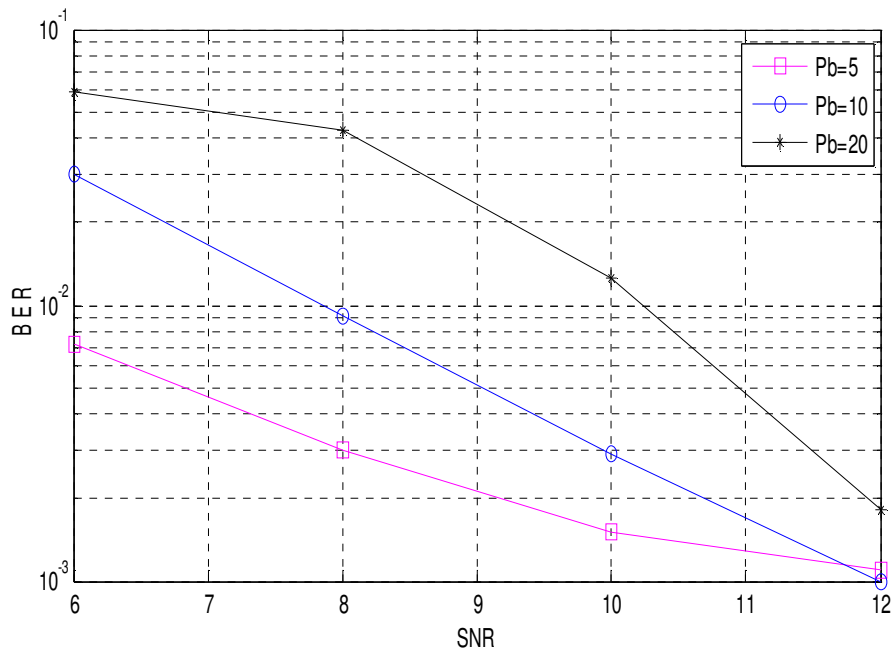
Σχήμα 4.19: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=2$  και 2 subcarrier ανά χρήστη



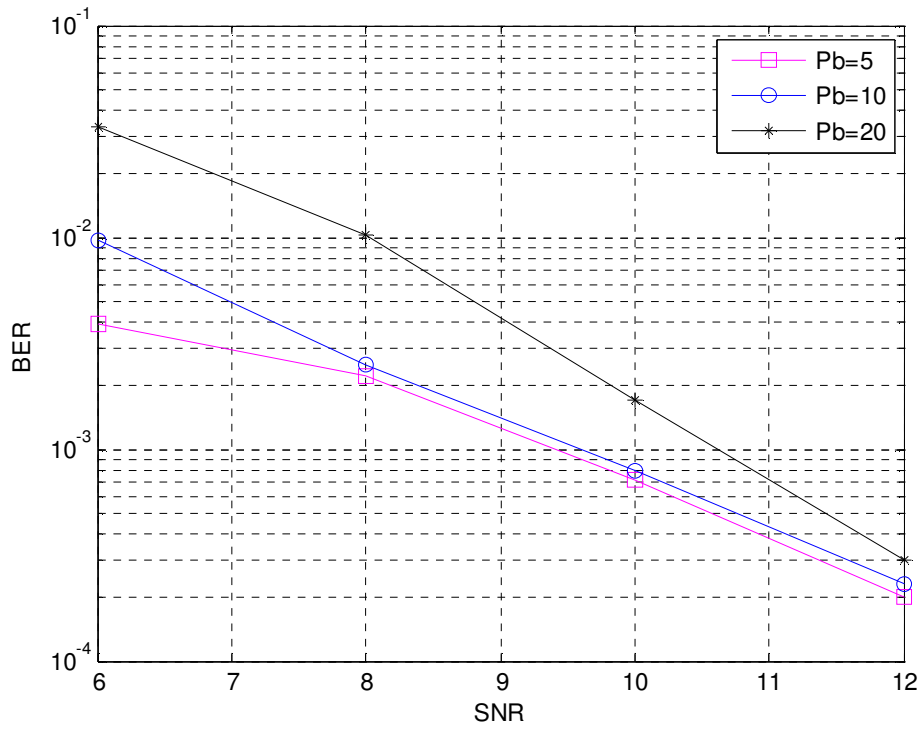
Σχήμα 4.20: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=2$  και 3 subcarrier ανά χρήστη



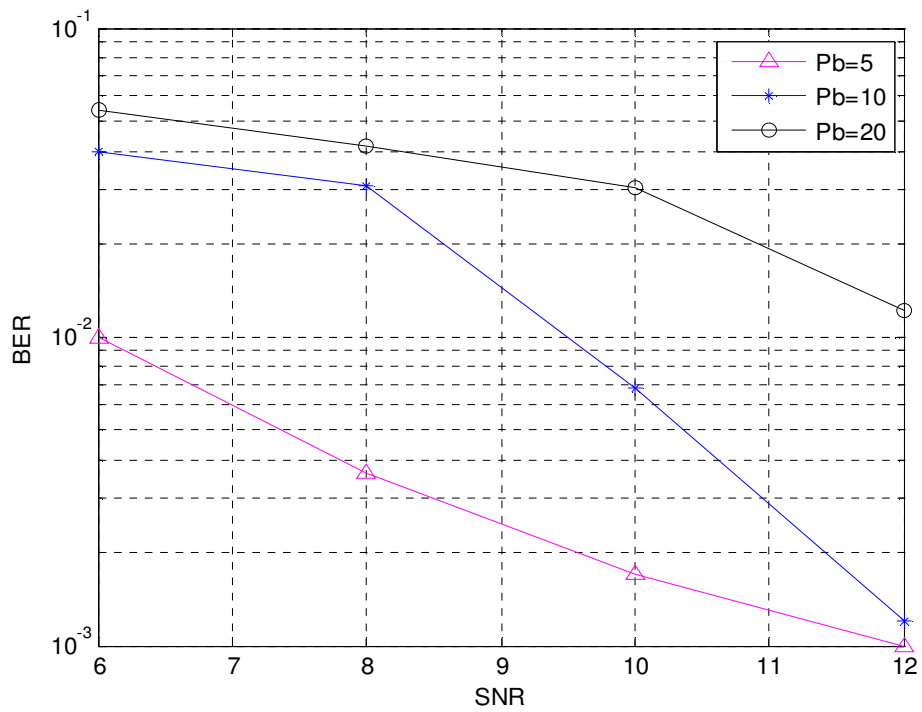
Σχήμα 4.21: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=3$  και 1 subcarrier ανά χρήστη



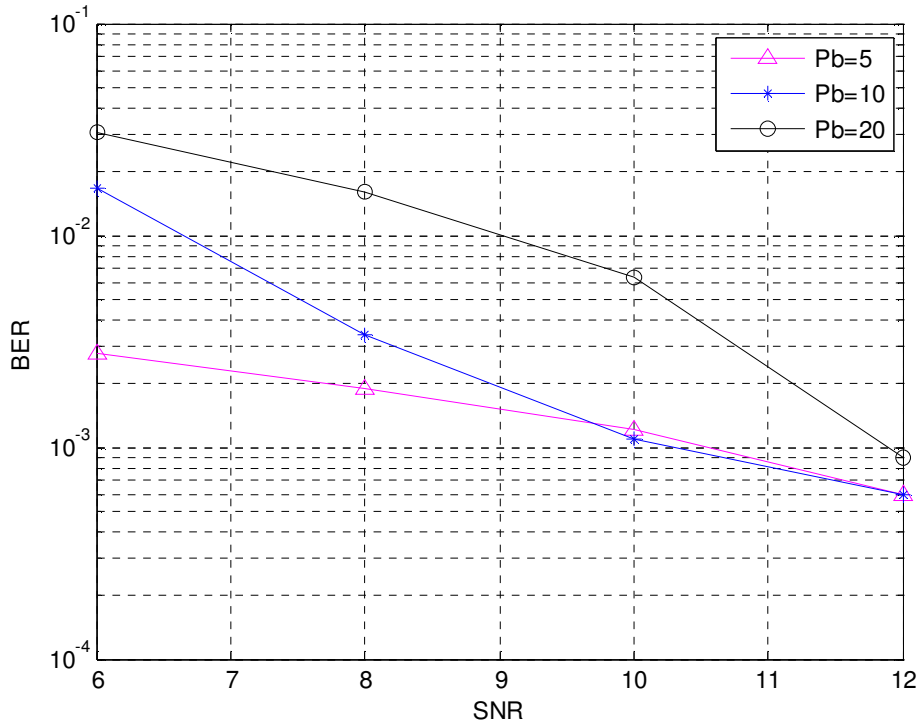
Σχήμα 4.22: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=3$  και 2 subcarrier ανά χρήστη



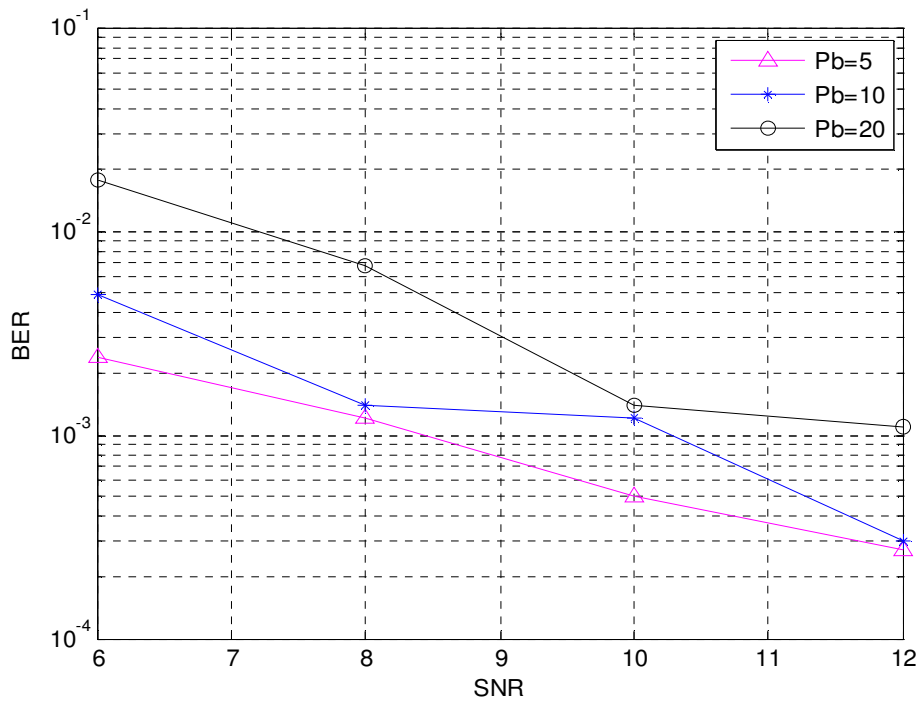
Σχήμα 4.23: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=3$  και 3 subcarrier ανά χρήστη



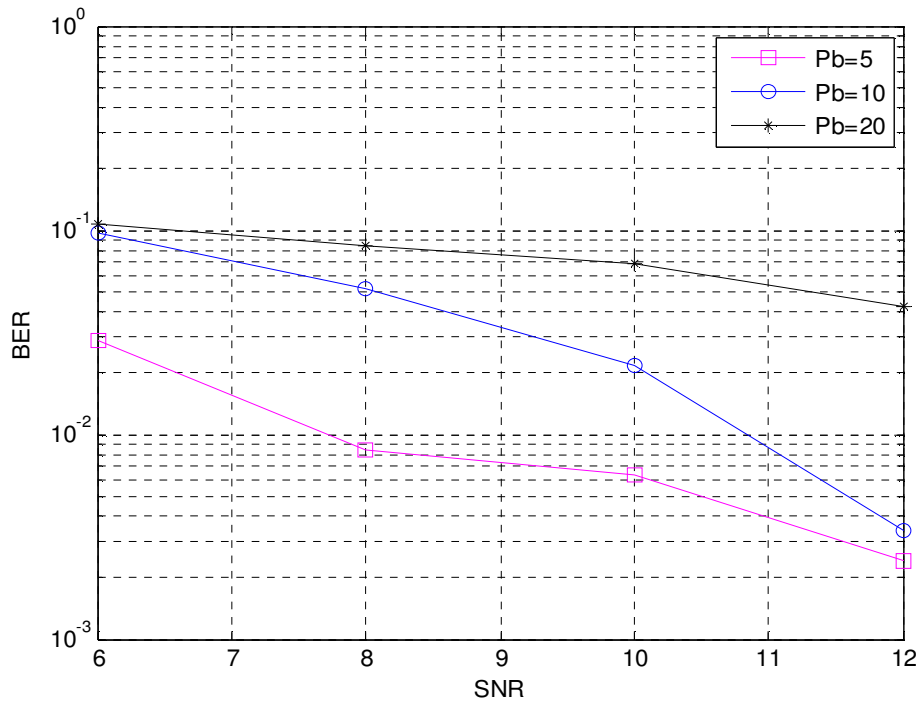
Σχήμα 4.24: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=4$ ,  $M_r=2$  και 1 subcarrier ανά χρήστη



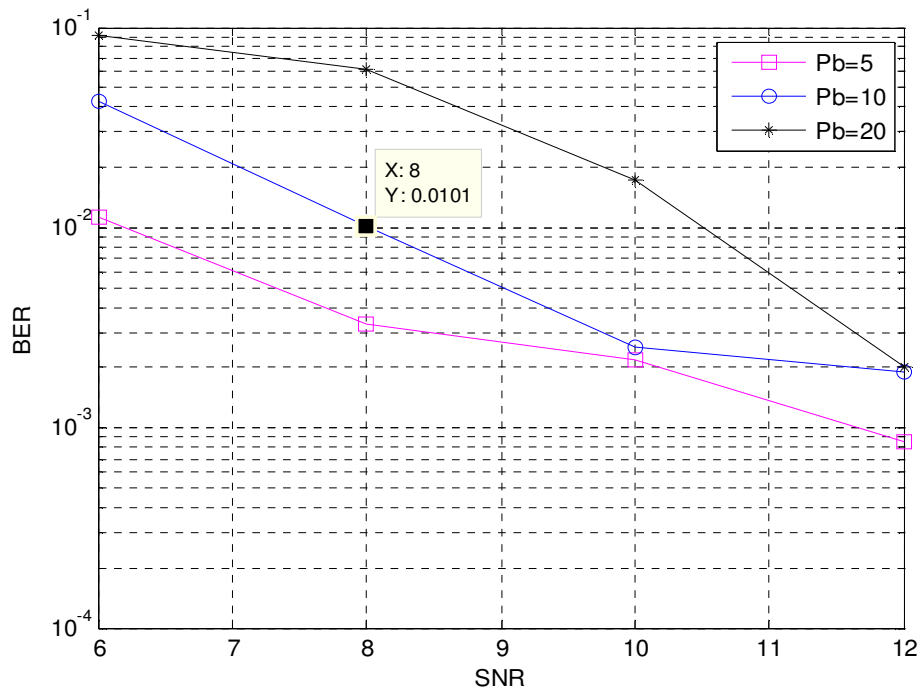
Σχήμα 4.25: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=4$ ,  $M_r=2$  και 2 subcarrier ανά χρήστη



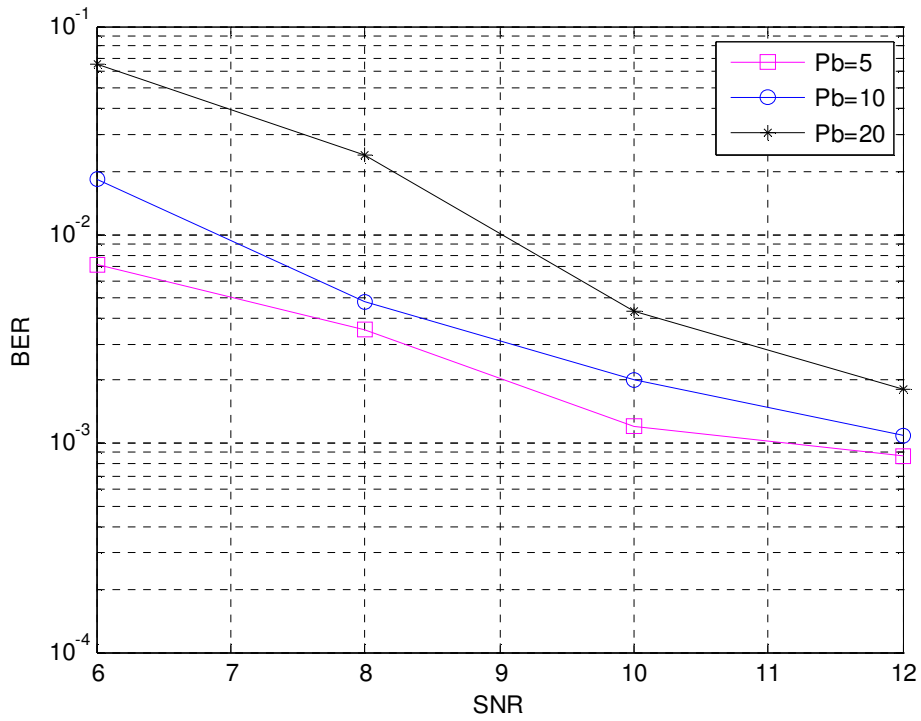
Σχήμα 4.26: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=4$ ,  $M_r=2$  και 3 subcarrier ανά χρήστη



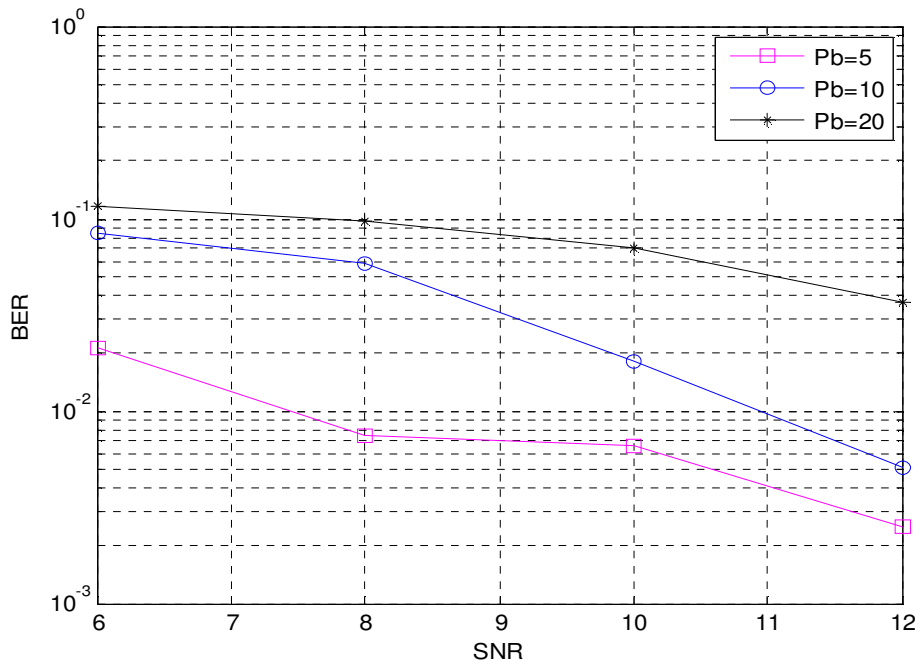
Σχήμα 4.27: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=2$  και 1 subcarrier ανά χρήστη



Σχήμα 4.28: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=2$  και 2 subcarrier ανά χρήστη

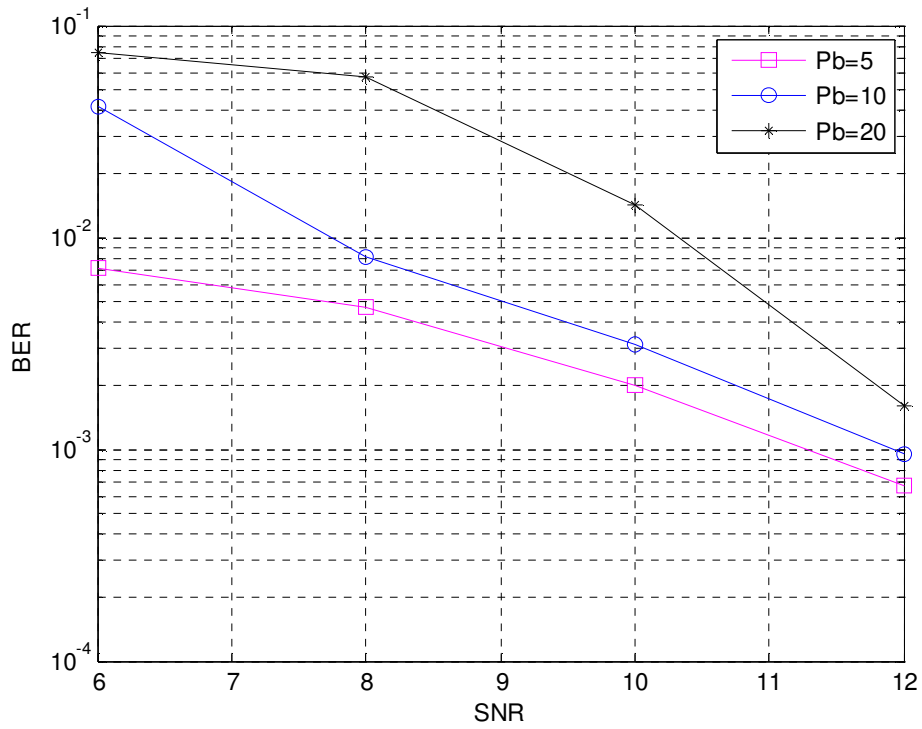


Σχήμα 4.29: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=2$  και 3 subcarrier ανά χρήστη

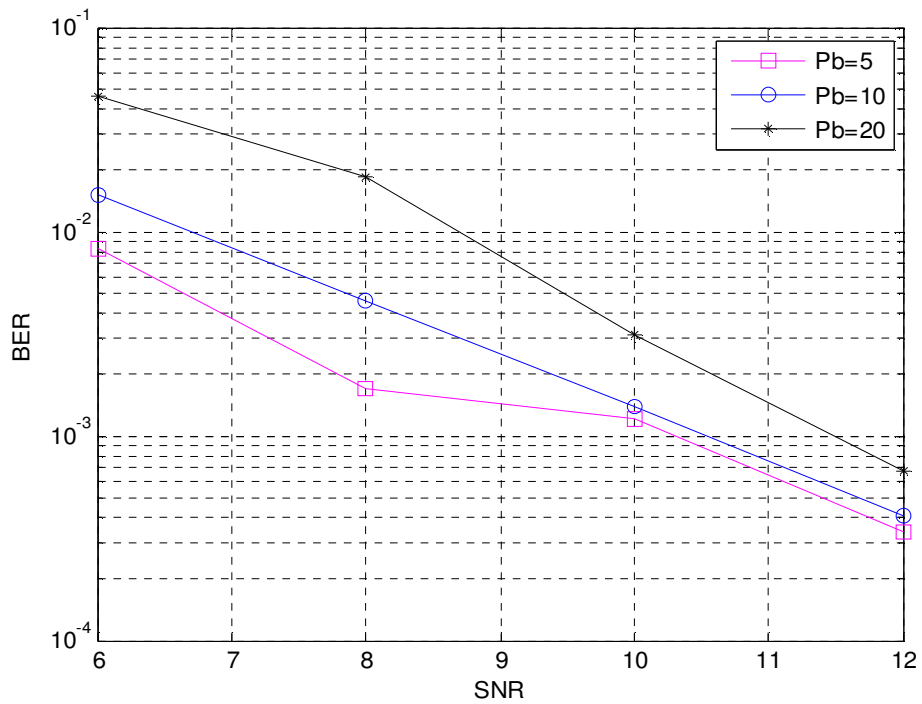


Σχήμα 4.30: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=3$  και 1 subcarrier ανά χρήστη

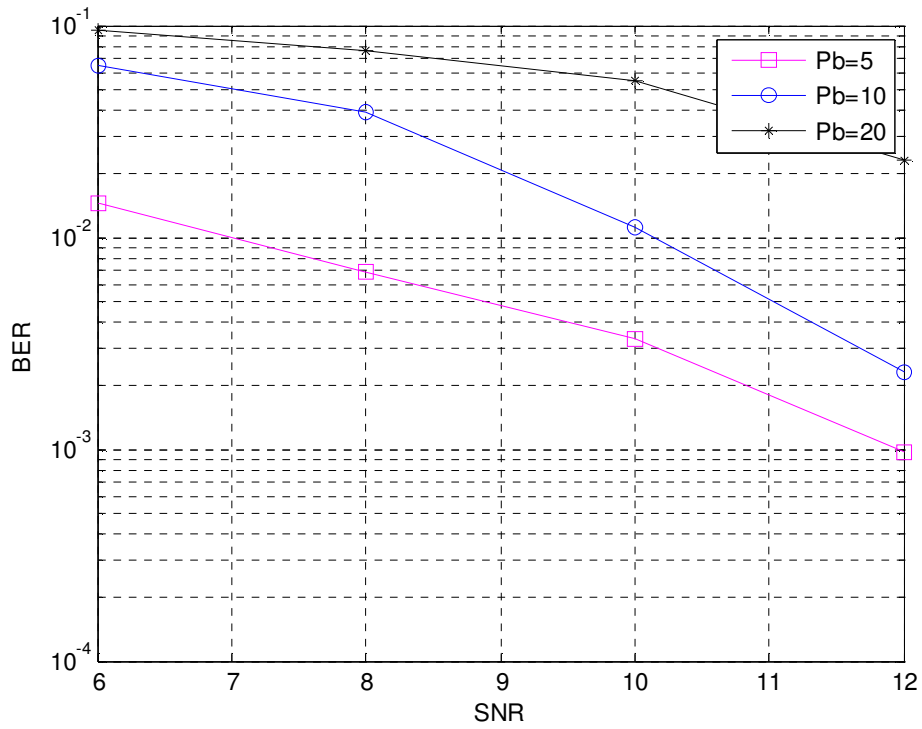




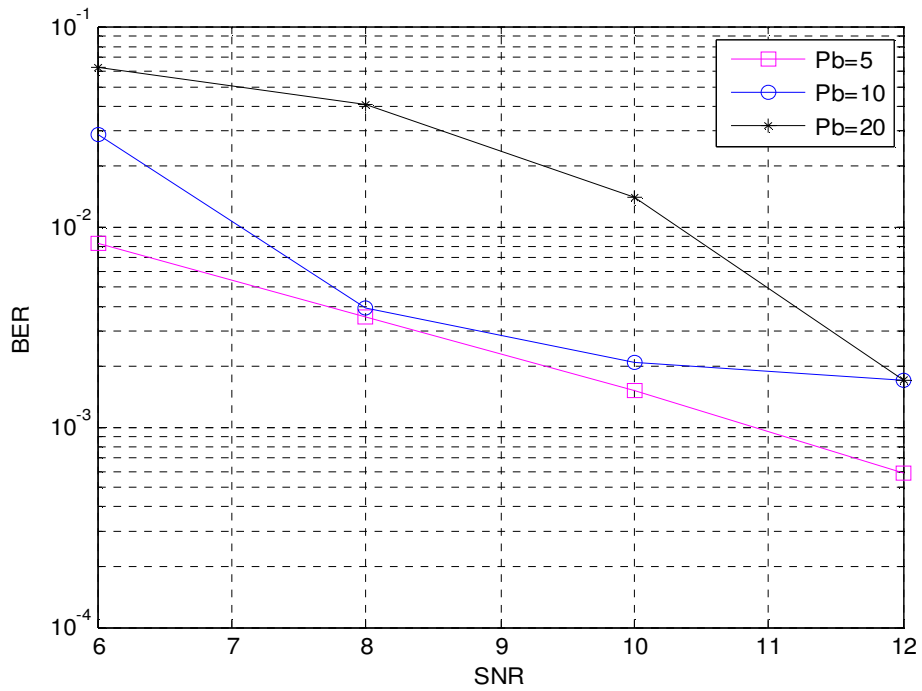
Σχήμα 4.31: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=3$  και 2 subcarrier ανά χρήστη



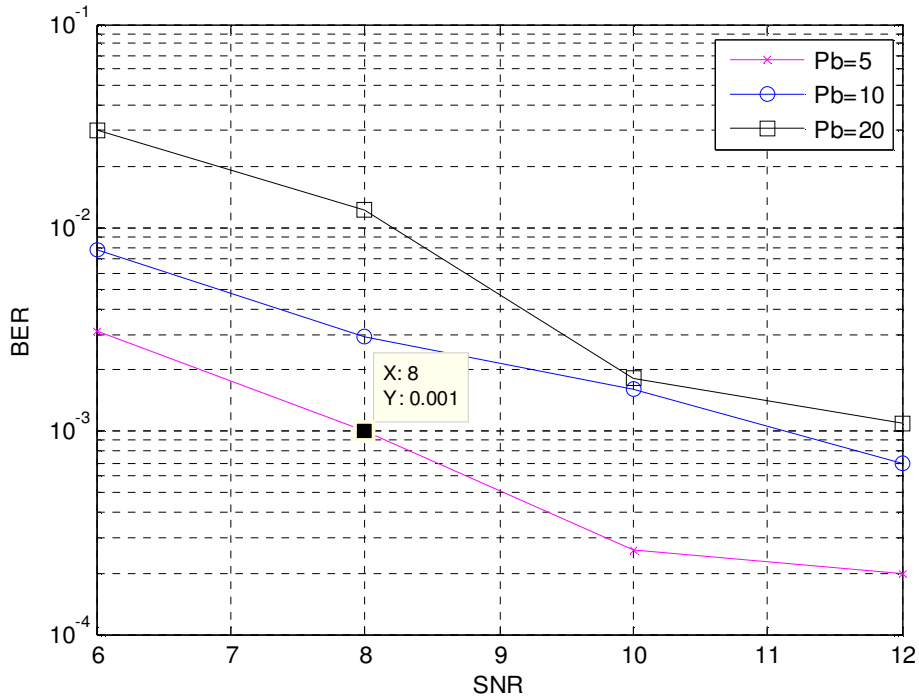
Σχήμα 4.32: MIMO-OFDMA με BPSK διαμόρφωση,  $M_t=M_r=3$  και 3 subcarrier ανά χρήστη



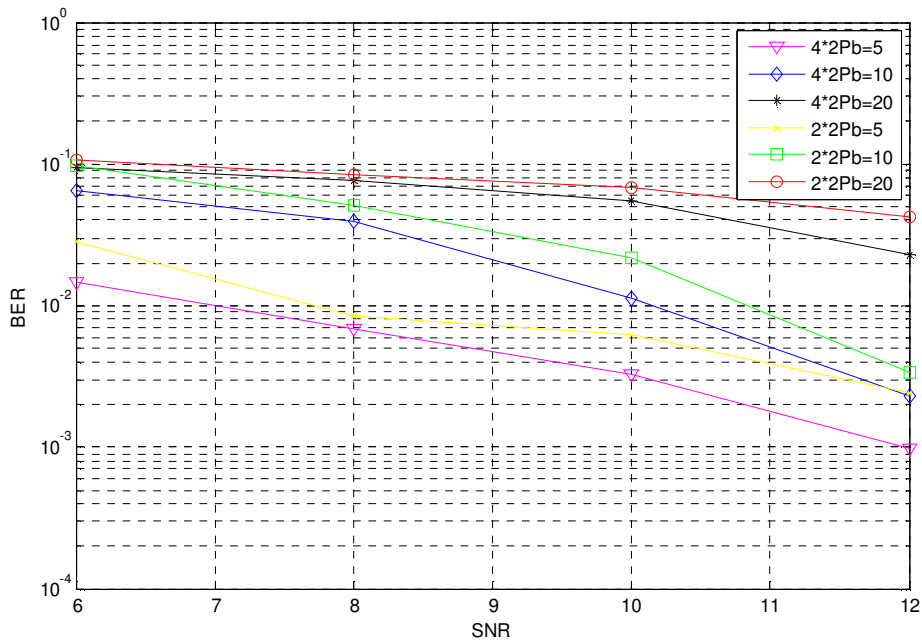
Σχήμα 4.33: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=4$ ,  $M_r=2$  και 1 subcarrier ανά χρήστη



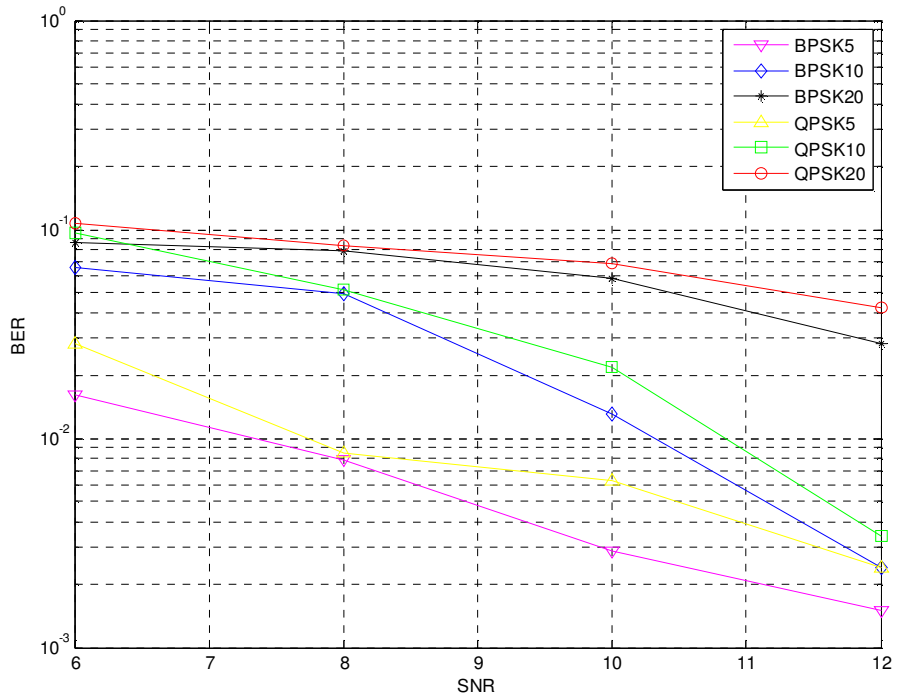
Σχήμα 4.34: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=4$ ,  $M_r=2$  και 2 subcarrier ανά χρήστη



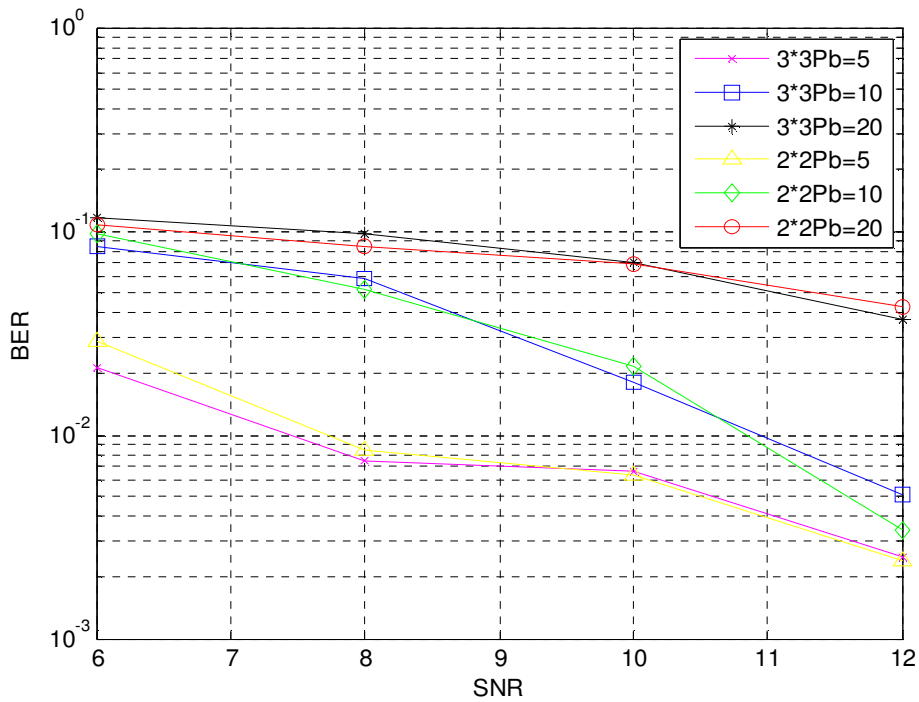
Σχήμα 4.35: MIMO-OFDMA με QPSK διαμόρφωση,  $M_t=4$ ,  $M_r=2$  και 3 subcarrier ανά χρήστη



Σχήμα 4.36: Σύγκριση MIMO-OFDMA  $2 \times 2$  και  $4 \times 2$  με QPSK διαμόρφωση και 1 subcarrier ανά χρήστη



Σχήμα 4.37: Σύγκριση MIMO-OFDMA 2\*2 με BPSK και QPSK διαμόρφωση και 1 subcarrier ανά χρήστη



Σχήμα 4.38: Σύγκριση MIMO-OFDMA 2\*2 και 3\*3 με QPSK διαμόρφωση και 1 subcarrier ανά χρήστη

Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε ότι η αξιοπιστία του MIMO-OFDM συστήματος, όπως αποτυπώνεται μέσω του BER, βελτιώνεται όσο μεγαλώνουν οι απαιτήσεις σε SINR και blocking probability, αλλά παράλληλα μειώνεται η χωρητικότητα του συστήματος καθώς μειώνεται ο αριθμός των χρηστών. Για παράδειγμα, όπως παρατηρούμε από το Σχήμα 4.35, σε σύστημα QPSK με  $M_t = 4$  και  $M_r = 2$  και 3 subcarriers ανά χρήστη, μπορούμε να επιτύχουμε μια ικανοποιητική τιμή του BER ( $10^{-3}$ ) με SINR = 8dB και  $P_b = 5\%$ , ενώ ο αντίστοιχος αριθμός χρηστών όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.11 είναι περίπου 8. Παρ' όλα αυτά, η χωρητικότητα που επιτυγχάνεται είναι αρκετά ικανοποιητική, αφού έχουμε 78.125 KHz ανά subcarrier, 3 subcarriers ανά χρήστη, 2 ροές δεδομένων ( $M_r=2$ ), 2 ψηφία ανά σύμβολο (QPSK διαμόρφωση) και 8 χρήστες στο σύστημα και άρα η συνολική χωρητικότητα είναι  $78.125 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 8 = 7.5\text{Mbps}$ .

Αντίστοιχα, αν οι απαιτήσεις μας όσον αφορά το SINR και το blocking probability δεν είναι τόσο αυστηρές θα έχουμε χειρότερη επίδοση του συστήματος ως προς το BER αλλά μεγαλύτερη χωρητικότητα λόγω του αυξημένου αριθμού χρηστών. Για παράδειγμα, όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.28 που αντιστοιχεί σε σύστημα QPSK 2-2 με 2 subcarriers ανά χρήστη, αν το BER που επιθυμούμε να επιτύχουμε είναι  $10^{-2}$  (το οποίο όμως για τις περισσότερες υπηρεσίες είναι μεγάλο) απαιτούμε από το σύστημα SINR = 8dB και  $P_b = 10\%$ . Στην περίπτωση αυτή θα έχουμε 29 χρήστες στο σύστημα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.10, και άρα η χωρητικότητα σύμφωνα με το προηγούμενο παράδειγμα θα είναι  $78.125 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 29 = 18.125\text{Mbps}$ .

Επίσης παρατηρούμε και πάλι την σημαντική βελτίωση που επιφέρει στην αξιοπιστία του συστήματος η εφαρμογή της μεθόδου επιλογής κεραιών. Για παράδειγμα για να επιτύχουμε το BER του προηγούμενου παραδείγματος σε ένα απλό σύστημα 2\*2 QPSK όπως στο Σχήμα 4.29 πρέπει να απαιτήσουμε SINR = 11 με αποτέλεσμα να έχουμε μόλις 3 το πολύ χρήστες στο σύστημα με αποτέλεσμα να μειώνεται πολύ η χωρητικότητα. Η βελτίωση της αξιοπιστίας χάρη στην επιλογή κεραιών φαίνεται και από το Σχήμα 4.36 όπου συγκρίνονται οι τιμές του BER για τις περιπτώσεις απλού 2-2 συστήματος με χωρική πολυπλεξία και 4-2 συστήματος με επιλογή κεραιών.

Ακόμη, στο Σχήμα 4.38 φαίνεται η σύγκριση της απόδοσης ως προς το BER δυο συστημάτων QPSK 2-2 και 3-3. Παρατηρούμε ότι η αξιοπιστία των 2 συστημάτων είναι περίπου ίδια αφού και τα 2 χρησιμοποιούν χωρική πολυπλεξία, όμως στο 3-3 σύστημα έχουμε μεγαλύτερη χωρητικότητα αφού έχουμε 3 ροές δεδομένων.

Τέλος, είναι φανερό από τα σχήματα ότι η χρησιμοποίηση BPSK διαμόρφωσης οδηγεί σε μικρότερο BER από την χρήση της QPSK όπως ήταν αναμενόμενο. Για παράδειγμα, όπως βλέπουμε στο Σχήμα 4.20 για να επιτύχουμε  $BER = 10^{-3}$  σε ένα BPSK 2-2 σύστημα με 3 subcarriers ανά χρήστη, το απαιτούμενο SINR είναι 10dB ενώ η αντίστοιχη τιμή για QPSK σύστημα όπως προαναφέραμε είναι 11dB, με αποτέλεσμα να έχουμε μεγαλύτερο αριθμό χρηστών στο BPSK σύστημα. Παρ' όλα αυτά, με το QPSK επιτυγχάνουμε μεγαλύτερη χωρητικότητα αφού έχουμε 2 ψηφία ανά μεταδιδόμενο σύμβολο. Η σύγκριση των 2 συστημάτων φαίνεται και στο σχήμα 4.37 για την περίπτωση 1 subcarrier ανά χρήστη.

## 5. Συμπεράσματα

Η παρούσα διπλωματική εργασία επικεντρώθηκε στη μελέτη και προσομοίωση συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών που βασίζονται στην τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA. Οι προσομοιώσεις επικεντρώθηκαν στην υλοποίηση ενός κυψελωτού δικτύου, όπου οι χρήστες αποκτούν πρόσβαση στους πόρους του μέσω των φερόντων του OFDM συστήματος.

Αρχικά προσομοιώσαμε μια ζεύξη που χρησιμοποιεί την τεχνική της Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM) έχοντας παράλληλα στοιχειοκεραίες πολλαπλών στοιχείων τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, δηλαδή ένα σύστημα Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων (MIMO), το οποίο παρείχε την δυνατότητα στο σύστημα να επιλέγει κάθε χρονική στιγμή τον πιο αποδοτικό συνδυασμό κεραιών. Παρατηρήσαμε, μέσω του ποσοστού λανθασμένων συμβόλων (BER), την σημαντική βελτίωση στην αξιοπιστία του συστήματος που παρείχε η δυνατότητα επιλογής κεραιών.

Στη συνέχεια δημιουργήσαμε ένα κυψελωτό δίκτυο και παρατηρήσαμε την συμπεριφορά του ως προς τον αριθμό χρηστών που έγιναν δεκτοί και ως προς την συνολική ισχύ της κεντρικής κυψέλης ανάλογα με τις συνθήκες που απαιτούμε από το δίκτυο όσον αφορά το SINR και την πιθανότητα απόρριψης κάποιου χρήστη, αλλάζοντας κάθε φορά είτε τον αριθμό των subcarriers ανά χρήστη, είτε τον αλγόριθμο ανάθεσης πόρων. Συγκρίνοντας τις προσομοιώσεις καταλήγουμε ότι η αύξηση των subcarriers ανά χρήστη οδηγεί σε αύξηση των παρεμβολών και άρα σε μικρότερο αριθμό χρηστών, ενώ ο random αλγόριθμος ανάθεσης πόρων είναι σαφώς πιο αποδοτικός από τον σειριακό.

Τέλος, συνδύασαμε τα παραπάνω συστήματα για να προσομοιώσουμε την συμπεριφορά του MIMO-OFDM συστήματος σε περιβάλλον πολλαπλών χρηστών, χρησιμοποιώντας ψηφιακή διαμόρφωση BPSK ή QPSK. Από τα αποτελέσματα οδηγούμαστε στο συμπέρασμα ότι με τη χρήση της BPSK διαμόρφωσης οδηγούμαστε σε λιγότερα λανθασμένα ψηφία (μικρότερο BER) ενώ παρατηρούμε και πάλι ότι η δυνατότητα επιλογής κεραιών βελτιώνει σημαντικά την αξιοπιστία του συστήματος.

## Βιβλιογραφία

- [1] Θεολόγου, Μ.Ε., Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών, Εκδόσεις Τζιόλα, 2007.
- [2] Paulraj, A., Nabar, R. and Gore, D., Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University, 2003.
- [3] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, “Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών”, Μάρτιος 2001.
- [4] MacDonald, V.H., The Cellular Concept, Bell Systems Technical Journal, Vol.58, 1979.
- [5] Μ.Ε. Θεολόγου, «Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών», Εκδόσεις ΕΜΠ, Μάρτιος 2002.
- [6] H.T. Friis, “A Note on a Simple Transmission Formula”, 1946.
- [7] Φ. Κωνσταντίνου, «Κινητές Τηλεπικοινωνίες-Μοντέλα Ραδιοκάλυψης», Σεπτέμβριος 2002.
- [8] D.C. Cox, “Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistics for 910 MHz Urban Mobile Radio Channels”, IEEE Trans. on Commun., Vol. 23, No. 11, November 1975, pp. 1271-1280
- [9] Z. Nadir, Member, IAENG, N.Elfaadil, 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.
- [10] David Gesbert, Da-shan Shiou, Peter J. Smith, Ayman Naguib, “From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”, IEEE Journal on selected areas in Commun., Vol. 21, NO. 3, April 2003.
- [11] Rappaport, T., Wireless Communication, Principles and Practice, Prentice Hall, 1996.
- [12] R. Steele, “Mobile Radio Communications”, IEEE Press, 1994.
- [13] Δήμητρα Ζαρμπούτη, “Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) – πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό, σε διαφορετικά περιβάλλοντα ασύρματης επικοινωνίας”, 2004.
- [14] Eric Bird, “Wireless, Cellular and Personal Telecommunication - Lecture 7”, Southern Methodist University, Fall 2003.



- [15] Van Nee, R.D.J. and Prasad, R., OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000.
- [16] Haykin, S., Συστήματα Επικοινωνίας, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1995.
- [17] Proakis, J.G., Digital Communications, McGraw-Hill, 2001.
- [18] Oppenheim, A.V., Schaffer, R.W. and Buck, J.R., Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1999.
- [19] Goldsmith, A., Wireless Communications, Cambridge University, 2005.
- [20] Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE STD 802.16 – 2004, October, 2004.
- [21] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung-Gu Kang, MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, John Wiley & Sons, 2010.
- [22] Π. Κωττής, Χ. Καψάλης, «Κεραίες και Ασύρματες Ζεύξεις», Εκδόσεις Τζιόλα, Αθήνα 2003.
- [23] IEC Smart Antenna Systems, on-line tutorial, URL: [www.iec.org/online/tutorials/smart\\_ant](http://www.iec.org/online/tutorials/smart_ant).
- [24] Tsoulos, G., Smart Antennas for Mobile Communication Systems: Benefits and Challenges, Electronics and Communication Engineering Journal, Vol. 11, No. 22, April, 1999, pp. 84-94.
- [25] Γ. Κοκολάκης, Ι. Σπηλιώτης, «Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική», Εκδόσεις Συμεών, 1999.
- [26] Wikipedia, Rayleigh Distribution, [http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh\\_distribution](http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution).
- [27] M. Wennström, “On MIMO System and Adaptive Arrays for Wireless Communications: Analysis and Practical Aspects”, thesis, Uppsala 2002. URL: [publications.uu.se/uu/fulltext/nbn\\_se\\_uu\\_diva-2604.pdf](http://publications.uu.se/uu/fulltext/nbn_se_uu_diva-2604.pdf)
- [28] Chuah, C., Tse, D., Kahn, J. and Valenzuela, R., Capacity Scaling in MIMO Wireless Systems Under Correlated Fading, IEEE Transactions on Information Theory, Vol.48, No.3, March, 2002, pp. 637-650.
- [29] Oyman Ö., Nabar, R., Bölcskei, H. and Paulraj, A., Characterizing the Statistical Properties of Mutual Information in MIMO Channels, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 51, No. 11, November, 2003, pp.
- [30] Foschini, “Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas”, Bell Labs Tech. J., 1996, pp.41-59.

- [31] Da-Shan Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans and L.M. Kahn, "Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems", IEEE Trans. On Commun., Vol. 48, No. 3, March 2000, pp. 502-512.