



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

**ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΥΠΟΣΥΝΟΛΟΥ ΚΕΡΑΙΩΝ
ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ – ΛΗΨΗΣ, ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΕ ΜΙΜΟ –
ΟΦDMA ΔΙΚΤΥΑ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΧΡΙΣΤΟΣ ΕΦΡΑΙΜ

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

Αθήνα, Ιούλιος 2015



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

**ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΥΠΟΣΥΝΟΛΟΥ ΚΕΡΑΙΩΝ
ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ – ΛΗΨΗΣ, ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΕ ΜΙΜΟ –
ΟFDMA ΔΙΚΤΥΑ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΧΡΙΣΤΟΣ ΕΦΡΑΙΜ

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 14^η Ιουλίου 2015.

.....
Δήμητρα Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ιάκωβος Βενιέρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2015

.....
Χρίστος Εφραίμ

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

Copyright © Χρίστος Εφραίμ, 2015

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα επόμενης γενιάς είναι άρρηκτα συνδεδεμένα με τους υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, τη μειωμένη πολυπλοκότητα των πομποδεκτών, την αποδοτική ανάθεση εύρους ζώνης καθώς και με την ελαχιστοποίηση της εκπεμπόμενης ισχύος. Σε αυτό το πλαίσιο, η υιοθέτηση της τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) μαζί με την ανάπτυξη της MIMO (Multiple Input Multiple Output) αρχιτεκτονικής στους πομποδέκτες, παρέχει μια αποτελεσματική λύση για τις προαναφερθείσες απαιτήσεις.

Στην τεχνική OFDMA το διαθέσιμο φάσμα διαιρείται σε ένα αριθμό από ορθογώνιες επικαλυπτόμενες περιοχές, εξασφαλίζοντας έτσι τη μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής, η οποία οφείλεται στην πολυδιαδρομική διάδοση. Επιπλέον, η τεχνική MIMO εκμεταλλεύεται την πολυδιαδρομική διάδοση, δημιουργώντας ανεξάρτητα μονοπάτια διάδοσης (διαφορισμός χώρου), επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο υψηλό ρυθμό μετάδοσης και μειωμένο ρυθμό λανθασμένων ψηφίων (BER).

Οι τεχνικές επιλογής υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης/λήψης, σε MIMO-OFDMA δίκτυα, μειώνουν την πολυπλοκότητα επεξεργασίας (μικρότερες διαστάσεις πινάκων) καθώς και την εκπεμπόμενη ισχύ, αφού αποφεύγεται η μετάδοση από ζεύξεις με έντονες διαλείψεις.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετώνται αλγόριθμοι για το διαμοιρασμό των διαθέσιμων υποφερόντων και την επιλογή υποσυνόλου κεραιών εκπομπής σε ένα κυψελωτό δίκτυο. Συγκεκριμένα, προσομοιώνονται διάφορα σενάρια MIMO-OFDMA συστημάτων, ανάλογα με τον αριθμό κεραιών πομπού/δέκτη και τον αριθμό των υποφερόντων ανά χρήστη. Στις περιπτώσεις αυτές, εξετάζεται η αξιοπιστία του συστήματος μέσω του μέσου αριθμού των ενεργών χρηστών, ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος όσον αφορά τον λόγο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR) και την πιθανότητα φραγής, που ορίζεται ως ο λόγος του αριθμού των χρηστών που απορρίφθηκαν προς το συνολικό αριθμό των χρηστών που προσπάθησαν να εισέλθουν στο δίκτυο.

Λέξεις Κλειδιά

Ασύρματο κανάλι, Σκίαση, Διαλείψεις, Πολυδιαδρομική διάδοση, OFDM, OFDMA, Συστήματα MIMO, Διαφορισμός χώρου, Επιλογή κεραιών, Κυψελωτό δίκτυο

ABSTRACT

Next generation wireless telecommunication systems are inextricably connected with high transmission rates, reduced transceiver complexity, efficient bandwidth allocation as well as minimization of transmission power. In this context, the adoption of the Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) technique along with the deployment of Multiple Input Multiple Output (MIMO) architecture at the transceivers, provides an efficient solution to the aforementioned requirements.

In OFDMA, the available spectrum is divided into a number of orthogonal overlapping regions, thereby ensuring the reduction of intersymbol interference due to multipath propagation. In addition, the MIMO technique exploits the multipath propagation by creating independent propagation paths (space diversity), thus achieving high transmission rate and reduced bit error rate (BER).

The transmit/receive antenna selection (AS) techniques, in MIMO-OFDMA networks, reduce processing complexity (smaller size of matrices) and transmission power, since the transmission from links with intense fading is avoided.

In this diploma thesis, subcarrier allocation and transmit antenna selection algorithms are studied in a cellular network. Specifically, various scenarios of MIMO-OFDMA systems are simulated, depending on the number of transmit/receive antennas and the number of allocated subcarriers per user. In these cases, we examine the reliability of the system by monitoring the mean number of active users, depending on the system requirements in terms of Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) and the blocking probability, defined as the ratio of the number of rejected users to the total number of users that attempted to access the network.

Key Words

Wireless channel, Shadowing, Fading, Multipath propagation, OFDM, OFDMA, MIMO systems, Space diversity, Antenna selection, Cellular network

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Ε.Μ.Π στον τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών.

Με την ευκαιρία αυτή, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την καθηγήτρια του Ε.Μ.Π κ. Κακλαμάνη Δήμητρα για τη συνεισφορά της στην εκπόνηση της παρούσας εργασίας και για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο και ακόμη υπό έρευνα πεδίο των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα κ. Παναγιώτη Γκόννη για τη συνεργασία, τη βοήθεια και τις πολύτιμες γνώσεις που μου πρόσφερε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας.

Τέλος, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένεια μου για τη διαρκή και καθοριστικής σημασίας υποστήριξη που μου παρείχε όλα αυτά τα χρόνια, καθώς και στους φίλους μου που στάθηκαν δίπλα μου σε όλο αυτό το διάστημα των σπουδών μου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	5
ABSTRACT.....	7
ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	9
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ^Ο ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	15
1.1 Εξέλιξη των Ασύρματων Συστημάτων Επικοινωνιών.....	15
1.1.1 Κυψελωτά Συστήματα 1 ^{ης} Γενιάς.....	16
1.1.2 Κυψελωτά Συστήματα 2 ^{ης} Γενιάς.....	17
1.1.3 Κυψελωτά Συστήματα 3 ^{ης} Γενιάς.....	20
1.1.4 Κυψελωτά Συστήματα 4 ^{ης} Γενιάς.....	21
1.2 Στοιχεία και Βασικές Λειτουργίες Κυψελωτών Συστημάτων.....	23
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ^Ο ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ.....	27
2.1 Εισαγωγή.....	27
2.2 Μοντέλα Απωλειών Διάδοσης.....	28
2.2.1 Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης (Μοντέλο Απλής Κλίσης).....	28
2.2.2 Μοντέλο Okumura-Hata.....	29
2.2.3 Μοντέλο COST 231-Hata.....	30
2.3 Σκίαση (shadowing).....	31
2.4 Διασπορά και Συνοχή/Συνάφεια.....	33
2.4.1 Διασπορά στην Καθυστέρηση και Εύρος Ζώνης Συνοχής.....	33
2.4.2 Φασματική Διασπορά και Χρόνος Συνοχής.....	36
2.4.3 Διασπορά στην Κατεύθυνση και Απόσταση Συνοχής.....	39
2.5 Κατανομές Διαλείψεων στο Ασύρματο Κανάλι.....	40
2.5.1 Κατανομή Rayleigh.....	41
2.5.2 Κατανομή Rice.....	44
2.6 Είδη Παρεμβολών στα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα.....	45
2.6.1 Παρεμβολή γειτονικού διαύλου (ACI=Adjacent Channel Interference).....	46
2.6.2 Ομοδιαυλική Παρεμβολή (Co-channel Interference).....	47
2.6.3 Παρεμβολή Ενδοδιαμόρφωσης.....	47

2.6.4 Παρεμβολή λόγω διασταύρωσης πόλωσης	48
2.6.5 Διασυμβολική Παρεμβολή (ISI=Inter Symbol Interference)	48
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ OFDM ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ	
ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ OFDMA	51
3.1 Διαμόρφωση OFDM.....	51
3.1.1 Διάστημα φύλαξης (Guard Interval) – Κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix) ..	55
3.1.2 Λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος OFDM.....	57
3.2 Τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA	61
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ	
ΕΚΠΟΜΠΗΣ/ΛΗΨΗΣ (MIMO Systems)	65
4.1 Εισαγωγή	65
4.2 Τεχνικές υλοποίησης των συστημάτων MIMO	68
4.3 Αρχή λειτουργίας των συστημάτων MIMO	69
4.3.1 Πίνακας H για χωρικά ανεξάρτητα κανάλια.....	71
4.4 Χωρητικότητα διαύλου	72
4.4.1 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα MIMO	73
4.4.2 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα SISO	74
4.4.3 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα SIMO	75
4.4.4 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα MISO	75
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΥΠΟΣΥΝΟΛΟΥ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΕ	
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MIMO-OFDMA	77
5.1 Εισαγωγή	77
5.2 Περιγραφή του προσομοιωτή	78
5.3 Αλγόριθμοι κατανομής υποκαναλιών και επιλογής κεραιών εκπομπής.....	87
5.3.1 Αλγόριθμος τυχαίας κατανομής υποκαναλιών και τυχαίας επιλογής κεραιών εκπομπής (Random SC allocation & Random TAS)	87
5.3.2 Αλγόριθμος τυχαίας κατανομής υποκαναλιών και MSNR επιλογής κεραιών εκπομπής (Random SC allocation & MSNR TAS)	88
5.3.3 Αλγόριθμος MSNR.....	88
5.3.4 Αλγόριθμος MSNR, χωρίς μεταγωγή (MSNR without Switching)	89

5.3.5 Αλγόριθμος <i>MSJNR</i>	90
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ^ο ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ – ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	95
6.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων	95
6.2 Συμπεράσματα	100
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	103

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Εξέλιξη των Ασύρματων Συστημάτων Επικοινωνιών

Η ανάπτυξη των ασύρματων επικοινωνιών έχει τις ρίζες της στις εργασίες των Oersted, Faraday, Gauss, Ampere, Maxwell και Hertz. Βασιζόμενος στις εργασίες των Oersted, Faraday, Gauss και Ampere, ο Maxwell το 1864 διατύπωσε τη βασική θεωρία του ηλεκτρομαγνητισμού, η οποία επαληθεύτηκε πειραματικά από τον Hertz το 1887. Στη συνέχεια ο Marconi, χρησιμοποιώντας τη θεωρία του Maxwell, υλοποίησε για πρώτη φορά το 1897 τον τηλεγράφο, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την επικοινωνία των πλοίων με την ακτή [4].

Αρχικά, η πρώτη κινητή ασύρματη ζεύξη δημιουργήθηκε στο Detroit των Η.Π.Α για λόγους δημόσιας ασφάλειας [7]. Το 1934 εγκαταστάθηκαν σε 252 αστυνομικά τμήματα τα πρώτα αναλογικά συστήματα κινητών επικοινωνιών που χρησιμοποιούσαν αναλογική διαμόρφωση πλάτους (AM = Amplitude Modulation). Με την εισαγωγή από τον Edwin Armstrong το 1935 της διαμόρφωσης συχνότητας (FM = Frequency Modulation), όλα τα συστήματα κινητών επικοινωνιών υιοθέτησαν την FM διαμόρφωση. Το 1946 εγκαταστάθηκαν για πρώτη φορά συστήματα κινητών επικοινωνιών σε 25 πόλεις των Η.Π.Α. Κάθε σύστημα χρησιμοποιούσε ένα πομπό σε υψηλό πύργο για να καλύπτει αποστάσεις μέχρι 50 km. Το εύρος ζώνης για τη φωνή ήταν 120 KHz, σε half-duplex, δηλαδή αμφίδρομη αλλά όχι ταυτόχρονη, επικοινωνία. Στη δεκαετία του 1950 η εξέλιξη της τεχνολογίας επέτρεψε τη μείωση του εύρους ζώνης στα 60 KHz και στη δεκαετία του 1960 στα 30 KHz.

Στη δεκαετία του 1960 η AT&T Bell Labs καθώς και άλλες εταιρείες τηλεπικοινωνιών ανέπτυξαν τη ιδέα των κυψελωτών συστημάτων [3]. Η βασική ιδέα των κυψελωτών συστημάτων είναι ο χωρισμός μια περιοχής κάλυψης σε μικρές κυψέλες, κάθε μια από τις οποίες επαναχρησιμοποιεί διαύλους, ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος. Το 1976, όταν η

τεχνολογία ήταν ώριμη και ικανή για να προσφέρει την απαραίτητη υποδομή, το WARC (World Administrative Radio Conference) ενέκρινε την απόδοση συχνοτήτων για κυψελωτά συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών στην περιοχή των 800/900 MHz θέτοντας τη βάση για την ανάπτυξη εμπορικών συστημάτων.

1.1.1 Κυψελωτά Συστήματα 1^{ης} Γενιάς

Το πρώτο παγκοσμίως κυψελωτό σύστημα που λειτούργησε ήταν στην Ιαπωνία το 1979 από τη Nippon Telephone and Telegraph (NTT). Το σύστημα αυτό χρησιμοποιούσε 600 FM duplex διαύλους με εύρος ζώνης 25 KHz στα 925-940/870-885 MHz (*Uplink/Downlink*). Το 1981 η Ericsson ανέπτυξε το πρώτο ευρωπαϊκό κυψελωτό σύστημα, το NMT450 (Nordic Mobile Telephone), στη ζώνη 450-470 MHz, το οποίο μετεξελίχθηκε στο NMT900 στη ζώνη 890-915/917-950 MHz το 1986. Το 1983 αναπτύχθηκε το πρώτο δοκιμαστικό κυψελωτό σύστημα στην Αμερική, το AMPS (American Mobile Phone System) από την AT&T στο Σικάγο, στη ζώνη 824-849/869-894 MHz με εύρος ζώνης διαύλου τα 30 KHz. Τα NTT, NMT450, NMT900, AMPS, NAMPS, ETACS, JTACS, C-450 αποτελούν κυψελωτά συστήματα 1^{ης} γενιάς.

Τα βασικά χαρακτηριστικά των κυψελωτών συστημάτων 1^{ης} γενιάς είναι η αναλογική διαμόρφωση FM, η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης FDMA (Frequency Division Multiple Access) και η τεχνική FDD (Frequency Division Duplex). Η φασματική πυκνότητα ισχύος του διαμορφωμένου σήματος στα συστήματα FDD πρέπει να ελέγχεται προσεκτικά, ώστε η παρασιτικά ακτινοβολούμενη ισχύς σε γειτονικούς διαύλους να είναι 60-80 dB χαμηλότερα από την επιθυμητή. Τα περισσότερα από τα προαναφερθέντα συστήματα χρησιμοποιούν μια φασματική απόσταση των 45 MHz μεταξύ των συχνοτήτων εκπομπής και λήψης, ώστε να είναι εφικτή η υλοποίηση του διπλέκτη με επαρκή απομόνωση των δύο συχνοτήτων.

1.1.2 Κυβελωτά Συστήματα 2^{ης} Γενιάς

Τα κυβελωτά συστήματα 2^{ης} γενιάς βασίζονται όλα σε ψηφιακές τεχνικές. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων έναντι των αναλογικών είναι:

- Έχουν αυξημένη ανοσία στο θόρυβο
- Δίνουν τη δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος προσφέροντας περισσότερο αποδοτικές τεχνικές μετάδοσης και την καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών, κάνοντας χρήση κωδίκων διόρθωσης σφαλμάτων, φασματικά αποδοτικών τεχνικών διαμόρφωσης, αποδοτική κωδικοποίηση πληροφορίας και κωδικοποίηση διαύλου
- Έχουν τη δυνατότητα εφαρμογής τεχνικών κρυπτογράφησης για την ασφάλεια της μετάδοσης
- Δίνουν ευελιξία στην ανάπτυξη και επέκταση των δικτύων
- Έχουν τη χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος
- Επιτρέπουν την εφαρμογή διαφορετικών επιπέδων ποιότητας υπηρεσίας, παρέχοντας ταυτόχρονα υπηρεσίες φωνής και δεδομένων
- Είναι εύκολα υλοποιήσιμα σε VLSI χαμηλού κόστους
- Παρέχουν τη δυνατότητα για επιπλέον τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης (TDMA/CDMA/SDMA) και duplexing (TDD)

Υπάρχουν και κάποια μειονεκτήματα των ψηφιακών έναντι των αναλογικών συστημάτων:

- Ανάγκη για ισοστάθμιση ή χρήση άλλης προηγμένης τεχνικής ώστε να αποφεύγονται οι διασυμβολικές παρεμβολές
- Κόστος αντικατάστασης υπαρχόντων αναλογικών συστημάτων, όπου αυτά υπήρχαν
- Ποιότητα φωνής συχνά υποβαθμισμένη
- Ανάγκη για συγχρονισμό
- Αυξημένη πολυπλοκότητα αλγορίθμων, διαδικασιών ελέγχου και πρωτοκόλλων

Στις αρχές του 1980 είχε γίνει εμφανής η αδυναμία των αναλογικών κυψελωτών συστημάτων να αντεπεξέλθουν στις απαιτήσεις των επόμενων ετών, λόγω κάποιων βασικών μειονεκτημάτων τους:

- Εξαιρετικά περιορισμένο φάσμα προς απόδοση και συνεπώς χαμηλή χωρητικότητα συστημάτων
- Η αντίληψη των χρηστών ότι ήταν περιορισμένης χρησιμότητας λόγω της χαμηλής ποιότητας υπηρεσιών, αλλά και του αριθμού των προσφερόμενων υπηρεσιών
- Απουσία ασφάλειας επικοινωνιών
- Αδυναμία να μειώσουν το κόστος των τερματικών και της υποδομής των δικτύων
- Μη συμβατότητα μεταξύ των διαφόρων αναλογικών συστημάτων

Τα κυψελωτά συστήματα 2^{ης} γενιάς στηρίζονται στις τεχνικές TDMA ή DS-CDMA (Direct Sequence CDMA) και για τις Η.Π.Α είναι τα IS-54, IS-136, IS-95, για την Ευρώπη το GSM και για την Ιαπωνία το PDC.

Το σύστημα GSM (Global System for Mobile Communications) σχεδιάστηκε από τον Ευρωπαϊκό Οργανισμό Προτυποποίησης (ETSI) που ιδρύθηκε το 1988 για το σκοπό αυτό. Στηρίζεται σε FDMA τεχνική, με 200 KHz απόσταση φερόντων, αλλά συνδυάζει και την TDMA τεχνική με FDD. Κάθε φέρον έχει 8 διαύλους-χρονοσχιμές με διάρκεια 0.577 msec, ενώ χρησιμοποιεί την τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης GMSK με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 270.8 Kbps. Υποστηρίζει υπηρεσίες φωνής (6.5 Kbps) και δεδομένων μέχρι 9.6 Kbps. Το σύστημα έχει βελτιστοποιηθεί για τερματικές συσκευές χειρός με μέγιστη ισχύ εκπομπής το 1 W ή τα 250 mW και υποστηρίζει την επικάλυψη κυψελών διαφορετικού μεγέθους (macrocells/microcells).

Στις Η.Π.Α αναπτύχθηκαν δύο διαφορετικά συστήματα, το IS-54 με την τεχνική TDMA και το IS-95 με την τεχνική CDMA. Και τα δύο συστήματα σχεδιάστηκαν ώστε να είναι συμβατά με το σύστημα AMPS. Η IS-54 προδιαγραφή καθορίζει τερματικά διπλού τρόπου λειτουργίας, συμβατά με το

AMPS αλλά και ικανά για ψηφιακή σηματοδότηση βασισμένη στο TDMA (3 χρονοσχισμές ανά φέρον), με απόσταση φερόντων τα 30 KHz, διαμόρφωση π/4-DQPSK, με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 48.6 Kbps. Οι συχνότητες λειτουργίας είναι οι ίδιες με εκείνες του AMPS (824-894 MHz). Το σύστημα υποστηρίζει δύο τύπους διαύλων σηματοδότησης ελέγχου, ένα για το ψηφιακό με ρυθμό 48.6 Kbps και ένα για τους διαύλους του AMPS με ρυθμό 10 Kbps. Εξέλιξη του IS-54 αποτελεί το IS-136, που παρέχει δυνατότητα αποστολής μικρών μηνυμάτων και υποστηρίζει κλειστές ομάδες χρηστών. Τα τεμαχικά του IS-136 δεν είναι συμβατά με εκείνα του IS-54, γιατί το IS-136 έχει διαύλους σηματοδότησης ελέγχου μόνο στα 48.6 Kbps. Το IS-95 βασίζεται στην τεχνική CDMA, χρησιμοποιεί διασπορά φάσματος απευθείας ακολουθίας (Spread Spectrum Direct Sequence) και παρουσιάζει ασυμμετρία ζεύξης, χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές για την ευθεία και την αντίστροφη ζεύξη. Σε κάθε Κινητό Σταθμό μιας κυψέλης αποδίδεται ένας διαφορετικός κώδικας, παρέχοντας έτσι ορθογωνιότητα μεταξύ των χρηστών. Οι συχνότητες λειτουργίας είναι ίδιες με το AMPS και το IS-54, αλλά έχουν αποδοθεί και επιπλέον συχνότητες στην περιοχή 1.8-2 GHz. Το εύρος ζώνης του διεσπαρμένου σήματος είναι 1.25 MHz. Η επιτυχία του IS-95 αλλά και η τεχνική της διασποράς φάσματος που χρησιμοποιεί, το κατέστησαν βάση οδηγό και βάση εκκίνησης για τα συστήματα 3^{ης} γενιάς.

Το PDC (Personal Digital Cellular) αναπτύχθηκε στην Ιαπωνία το 1989 και στηρίζεται στις αρχές του IS-54, με TDMA τεχνική πολλαπλής πρόσβασης (3 χρονοσχισμές ανά φέρον), απόσταση φερόντων τα 25 KHz, διαμόρφωση π/4-DQPSK, με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 42 Kbps. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του PDC είναι η διαφορισιμότητα στην κεραία του Κινητού Σταθμού. Οι συχνότητες λειτουργίας είναι οι 810-826/940-956 MHz και 1429-1453/1477-1501 MHz.

1.1.3 Κυψελωτά Συστήματα 3^{ης} Γενιάς

Τα κυψελωτά συστήματα 2^{ης} γενιάς έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε μεγάλους πληθυσμούς και μεγάλες γεωγραφικές εκτάσεις, λόγω της πολύ καλής ποιότητας της φωνητικής υπηρεσίας. Η δυνατότητα όμως υποστήριξης υπηρεσιών δεδομένων ήταν περιορισμένη στα 2^{ης} γενιάς συστήματα και η ανάγκη για παροχή υπηρεσιών με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, ώστε να μεταδίδονται εικόνες υψηλής ποιότητας και video πραγματικού χρόνου, ή να παρέχεται πρόσβαση στο διαδίκτυο με υψηλές ταχύτητες, οδήγησε στη σχεδίαση των συστημάτων 2.5G. Τα συστήματα 2.5G στηρίζονται σε συστήματα τεχνολογίας 2^{ης} γενιάς και προσφέρουν υπηρεσίες δεδομένων υψηλότερης ταχύτητας υποστηρίζοντας τεχνολογίες μεταγωγής πακέτου. Συστήματα 2.5G αποτελούν τα GPRS (General Packet Radio Service), IS-95b και EDGE (Enhanced Data for Global Evolution). Το βασικό χαρακτηριστικό τους είναι η παροχή κινητικότητας IP, εξασφαλίζοντας μια πιο ομαλή μετάβαση στα συστήματα 3G.

Τα κυψελωτά συστήματα 3^{ης} γενιάς υποστηρίζουν εφαρμογές πολυμέσων και δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Οι βασικές απαιτήσεις που τέθηκαν για τα συστήματα 3^{ης} γενιάς είναι οι εξής:

- Ρυθμοί μετάδοσης μέχρι και 2 Mbps
- Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης για δυνατότητα προσφοράς εύρους ζώνης κατά απαίτηση
- Πολυπλεξία υπηρεσιών, με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς την ποιότητα (π.χ. φωνή, video, δεδομένα), στην ίδια σύνδεση
- Μεταβαλλόμενες απαιτήσεις ως προς την καθυστέρηση, ανάλογα με την ευαισθησία της υπηρεσίας ως προς την καθυστέρηση
- Μεταβαλλόμενες απαιτήσεις ποιότητας ανάλογα με την υπηρεσία, από 10% FER (Frame Error Rate) έως 10^{-6} BER

- Συνύπαρξη 2^{ης} και 3^{ης} γενιάς συστημάτων και υποστήριξη μεταπομπής μεταξύ των συστημάτων για βελτίωση της κάλυψης και εξισορρόπηση του τηλεπικοινωνιακού φορτίου
- Υποστήριξη ασύμμετρης τηλεπικοινωνιακής κίνησης στην ευθεία και την αντίστροφη ζεύξη
- Μεγάλη φασματική απόδοση
- Συνύπαρξη FDD και TDD συστημάτων

Οι ραδιοεπαφές που έχουν αναπτυχθεί για τα συστήματα 3^{ης} γενιάς, που από την ITU καλούνται IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000), είναι το WCDMA (Wideband CDMA) και το multicarrier-CDMA. Στην Ευρώπη το ETSI ονόμασε τα δίκτυα 3^{ης} γενιάς ως UMTS (Universal Mobile Telecommunications Systems). Το WCDMA σχεδιάστηκε ώστε να εκμεταλλευτεί τη δομή του δικτύου κορμού του GSM, ενώ το multicarrier-CDMA ώστε να παρέχει συμβατότητα με το IS-95. Οι συχνότητες που αποδόθηκαν στα συστήματα 3^{ης} γενιάς είναι 2*60 MHz (1920-1980 MHz uplink, 2110-2170 MHz downlink) για WCDMA FDD συστήματα, 25 MHz (1900-1920 MHz & 2020-2025 MHz) για TDD συστήματα με υποχρέωση έκδοσης άδειας, και 10 MHz (2010-2020 MHz) για TDD συστήματα χωρίς αδειοδότηση (SPA = Self Provided Applications) [1].

1.1.4 Κυψελωτά Συστήματα 4^{ης} Γενιάς

Τα κυψελωτά συστήματα 4^{ης} γενιάς παρέχουν ασύρματες ευρυζωνικές υπηρεσίες σε κινητά τερματικά. Το LTE (Long Term Evolution) και ιδιαίτερα το LTE-Advanced, όπως επίσης το WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), αποτελούν τις πρώτες προδιαγραφές που έρχονται να αντιμετωπίσουν με αξιώσεις τις απαιτήσεις για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης σε πληθώρα από περιβάλλοντα και για χρήστες στις πλέον απομακρυσμένες περιοχές των κυψελών.

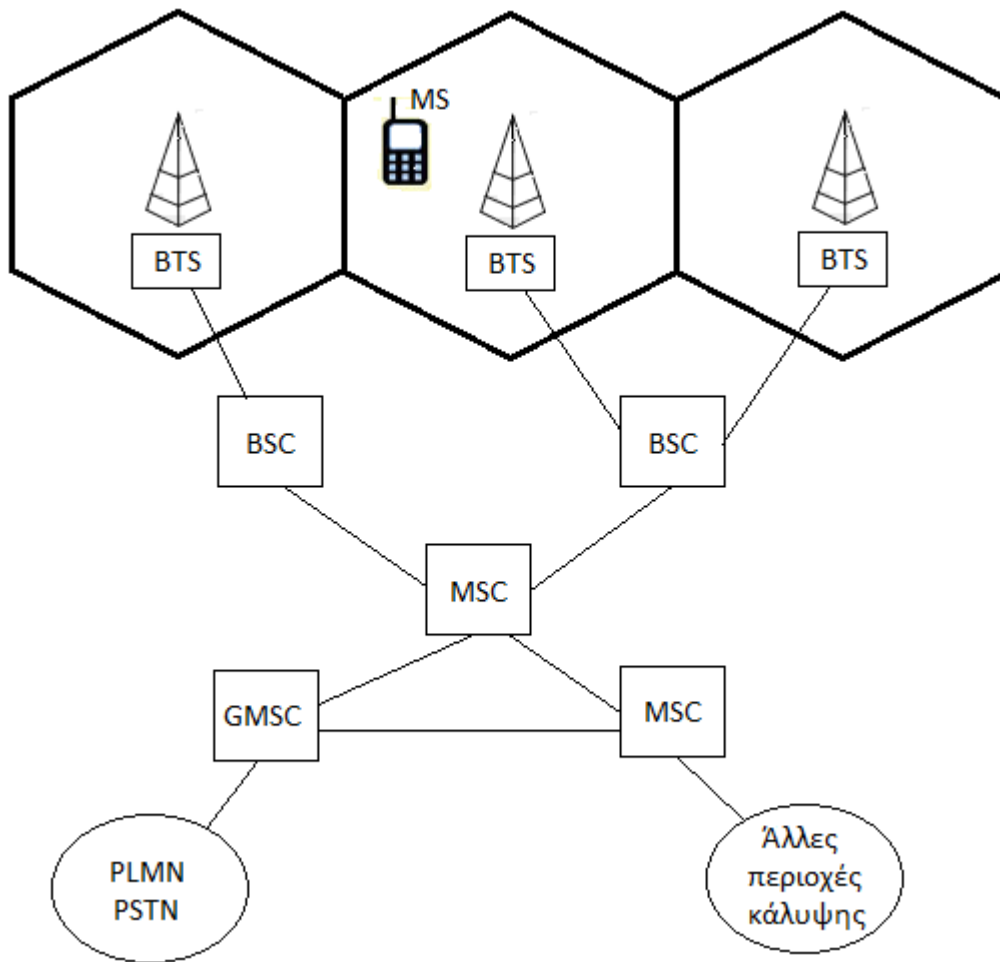
Οι προδιαγραφές του 3GPP οδήγησαν στην εξέλιξη του LTE ήδη από το 2004-2005 και σηματοδοτούν την εισαγωγή της τεχνολογίας OFDM, αλλά και τη χρήση πολλαπλών κεραιών στους πομποδέκτες (συστήματα MIMO). Το LTE υιοθετεί μια ασυμμετρία στις δύο ζεύξεις, την ευθεία και την αντίστροφη, προκειμένου να μειωθεί το κόστος των κινητών τερματικών. Στην ευθεία ζεύξη χρησιμοποιεί την OFDMA τεχνική, ενώ στην αντίστροφη την SC-FDMA (Single Carrier FDMA) τεχνική, η οποία επιτρέπει τη χρήση ενισχυτών μικρού κόστους λόγω του περιορισμού των φαινομένων μη-γραμμικής λειτουργίας. Επιπλέον η τεχνική αυτή επιτρέπει το διαχωρισμό των χρηστών σε μια κυψέλη τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας. Το LTE σχεδιάστηκε ώστε να γίνεται πλήρης επαναχρησιμοποίηση των πόρων σε γειτονικές κυψέλες. Οι πολλαπλές κεραιές στο δέκτη, μπορούν να προσφέρουν διαφορισμό δέκτη τόσο στην αντίστροφη όσο και στην ευθεία ζεύξη, αφού πλέον τα τερματικά θα έχουν τουλάχιστον δύο κεραιές λήψης. Επίσης οι πολλαπλές κεραιές στο Σταθμό Βάσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για διαφορισμό πομπού αλλά και για την εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης του λοβού ακτινοβολίας (*beamforming*). Τέλος πολύ σημαντική είναι η χρήση των πολλαπλών κεραιών για παροχή χωρικής πολυπλεξίας που αυξάνει σημαντικά τους ρυθμούς μετάδοσης, όπου οι συνθήκες του διαύλου το επιτρέπουν. Έτσι πολλαπλές ροές μπορούν να πολυπλεχθούν προς ένα χρήστη υλοποιώντας την τεχνική Single User MIMO (SU-MIMO). Στην ίδια κατηγορία ανήκει και η εκπομπή από το σταθμό βάσης πολλαπλών ροών προς πολλαπλούς χρήστες, υλοποιώντας την τεχνική Multiuser MIMO (MU-MIMO). Στο LTE-advanced εισάγεται για πρώτη φορά η δυνατότητα χρήσης ενός αναμεταδότη (RN = Relay Node) για την επικοινωνία ενός τερματικού με το σταθμό βάσης. Οι αναμεταδότες είναι σταθμοί βάσης μικρής ισχύος που μπορούν να συνδέονται στο υπόλοιπο δίκτυο ασύρματα και οι οποίοι θα τοποθετηθούν συνήθως σε περιοχές με δυσμενείς συνθήκες διάδοσης. Αυτή η επέκταση έχει δώσει τεράστια ώθηση στη δημιουργία νέων συστημάτων για την ασύρματη οπισθοζευκτική (*backhauling*) επικοινωνία των αναμεταδοτών με τους σταθμούς βάσης.

Το WiMAX έχει τα εξής βασικά χαρακτηριστικά: το φυσικό στρώμα χρησιμοποιεί την τεχνική OFDM που προσφέρει ισχυρή προστασία έναντι της πολυδιαδρομικής διάδοσης και βέβαια την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA. Υποστηρίζονται και οι δύο τεχνικές αμφιδρόμησης TDD και FDD, ενώ η αρχιτεκτονική του συστήματος είναι πλήρως βασισμένη στο IP. Επίσης υποστηρίζει πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης θεωρητικά μέχρι 350 Mbps στο DL και 200 Mbps στο UL, μεταβλητό εύρος ζώνης (5,10,20 και 40 MHz), μεταβλητό ρυθμό μετάδοσης και προσαρμοστικές τεχνικές διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (AMC = Adaptive Modulation and Coding). Τέλος χρησιμοποιούνται προηγμένες τεχνικές κεραιών (AAS = Advanced Antenna Systems), όπου τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία παρέχουν είτε δυνατότητα για beamforming, είτε για χωροχρονική κωδικοποίηση (STC), είτε για χωρική πολυπλεξία (SM).

1.2 Στοιχεία και Βασικές Λειτουργίες Κυψελωτών Συστημάτων

Τα βασικά στοιχεία ενός κυψελωτού συστήματος κινητών επικοινωνιών φαίνονται στο σχήμα που ακολουθεί.

Ο Κινητός Σταθμός (MS = Mobile Station ή UE = User Equipment) επικοινωνεί με το Σταθμό Βάσης (BTS = Base Transceiver Station ή eNB = evolved Node-B) χρησιμοποιώντας τους διαθέσιμους ραδιοδιαύλους και την αντίστοιχη ραδιοεπαφή. Με τον όρο ραδιοεπαφή (radio interface) εννοούμε το σύνολο των κανόνων που καθορίζουν πως γίνεται η πρόσβαση στο ραδιοδιάυλο. Με τον όρο Κινητός Σταθμός εννοούμε όλα τα τερματικά, είτε χειρός είτε φορητά (π.χ. σε laptop ή σε αυτοκίνητο). Οι Σταθμοί Βάσης είναι οι σταθεροί σταθμοί του δικτύου που χρησιμοποιούνται για την επικοινωνία με τους Κινητούς Σταθμούς.



Σχήμα 1.1: Στοιχεία κυψελωτού συστήματος

Κάθε BTS συνδέεται και με το δίκτυο κορμού του παροχέα, μέσω ενός ελεγκτή που καλείται BSC (Base Station Controller). Πολλοί BSCs συνδέονται σε ένα κέντρο μεταγωγής (MSC = Mobile Switching Centre) που διαχειρίζεται και δρομολογεί τις κλήσεις σε μια μεγάλη περιοχή εξυπηρέτησης. Συνήθως ένα από τα MSCs αναλαμβάνει και τη διασύνδεση του δικτύου κινητών επικοινωνιών (PLMN = Public Land Mobile Network) με το σταθερό δίκτυο επικοινωνιών (PSTN = Public Subscriber Telephone Network) και ονομάζεται GMSC (Gateway Mobile Switching Centre).

Στα κυψελωτά συστήματα η γεωγραφική περιοχή κάλυψης από ένα BTS ονομάζεται κυψέλη (cell). Κάθε κυψέλη χρησιμοποιεί ένα μόνο τμήμα του διαθέσιμου φάσματος και κυψέλες που απέχουν αρκετά μεταξύ τους μπορούν να επαναχρησιμοποιούν το ίδιο τμήμα του φάσματος. Στα CDMA και

στα OFDMA κυψελωτά συστήματα ακόμη και γειτονικές κυψέλες είναι δυνατό να χρησιμοποιούν τους ίδιους ραδιοδιαύλους.

Κατά τη μετάβαση ενός χρήστη από μια κυψέλη σε μια νέα, το σύστημα φροντίζει τη σύνδεση του MS με το νέο BTS. Αν ο MS βρίσκεται σε κατάσταση αναμονής, τότε συνήθως ανταλλάσσονται μηνύματα ελέγχου μεταξύ MS και δικτύου ώστε να είναι πάντα γνωστή η κυψέλη στην οποία ανήκει ο MS. Η διαδικασία αυτή καλείται περιαγωγή (roaming) και καλύπτει επίσης την περίπτωση ο MS να βρίσκεται σε περιοχή που εξυπηρετείται από διαφορετικό δίκτυο PLMN από εκείνο στο οποίο είναι συνδρομητής. Αν κατά τη μετάβαση του MS από μια κυψέλη σε μια άλλη υπάρχει κλήση σε εξέλιξη, τότε το δίκτυο συνήθως φροντίζει για τη συνέχιση της κλήσης χωρίς διακοπή, συνδέοντας το MS στο νέο BTS. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται μεταπομπή ή διαπομπή (handoff ή handover) και μπορεί να συμβεί ακόμα και μέσα στην ίδια κυψέλη, μεταφέροντας την κλήση σε ραδιοδιάυλο που παρουσιάζει καλύτερα ποιοτικά χαρακτηριστικά σε σχέση με τον εξυπηρετούμενο διάυλο.

Οι τρεις βασικές λειτουργίες ενός κυψελωτού συστήματος είναι οι εξής:

- Να εντοπίζει και να παρακολουθεί τους Κινητούς Σταθμούς
- Να προσπαθεί να συνδέσει τους Κινητούς Σταθμούς στους βέλτιστους διαθέσιμους Σταθμούς Βάσης
- Να μεγιστοποιεί την αξιοποίηση των ραδιοπόρων στα πλαίσια του χώρου, του χρόνου και της συχνότητας

Οι περιορισμοί στην ταχύτητα της παρακολούθησης και του ελέγχου, καθορίζουν ουσιαστικά την ολική ποιότητα της ζεύξης, αλλά και το μέγεθος και την κατανομή των κυψελών στα μοντέρνα κυψελωτά συστήματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

2.1 Εισαγωγή

Τα σημαντικότερα προβλήματα στην ασύρματη διάδοση των επίγειων συστημάτων κινητών επικοινωνιών είναι ο θόρυβος, οι παρεμβολές, η παρεμπόδιση από τις φυσικές κατασκευές και η πολυδιαδρομική διάδοση. Λόγω του ότι τα παραπάνω φαινόμενα μεταβάλλονται χρονικά, κυρίως με την κίνηση των τερματικών σταθμών, η κατάσταση επιδεινώνεται. Τα χαρακτηριστικά αυτά θέτουν τα όρια στην έκταση της κάλυψης, το ρυθμό μετάδοσης και την αξιοπιστία της επικοινωνίας στο δίαυλο.

Το εκπεμπόμενο σήμα ακολουθεί διαφορετικά μονοπάτια διάδοσης μέχρι να φτάσει στο δέκτη, με αποτέλεσμα στο δέκτη να καταφθάνουν πολλαπλές εκδοχές του ίδιου σήματος (multipath propagation). Οι μηχανισμοί διάδοσης των ραδιοκυμάτων, εκτός της απευθείας συνιστώσας, είναι η ανάκλαση (reflection), η περίθλαση (diffraction) και η σκέδαση (scattering).

Η επίδραση του ραδιοδιαύλου στο εκπεμπόμενο σήμα γίνεται αισθητή όσον αφορά το πλάτος ή την ισχύ κυρίως με τις απώλειες διάδοσης (path loss) και το φαινόμενο των διαλείψεων μικρής κλίμακας (small scale fading) και των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (large scale fading). Οι απώλειες διάδοσης, στις οποίες έχει αποδοθεί ο όρος εξασθένιση, καθορίζουν την εξάρτηση της μείωσης της μέσης ισχύος του σήματος από την απόσταση πομπού-δέκτη. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας οφείλονται στη σκίαση (shadowing), δηλαδή την τυχαία μεταβολή της εξασθένισης γύρω από τη μέση τιμή για δεδομένη απόσταση. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους και φάσης) για μετατοπίσεις του κινητού σταθμού ή/και των σκεδαστών της τάξης του $\lambda/2$.

2.2 Μοντέλα Απωλειών Διάδοσης

Εδώ παρουσιάζονται τρία από τα συνηθέστερα μοντέλα απωλειών διάδοσης: το εκθετικό μοντέλο, το μοντέλο Okumura-Hata και το μοντέλο COST 231-Hata [1].

2.2.1 Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης (Μοντέλο Απλής Κλίσης)

Ένα πολύ απλό μοντέλο διάδοσης είναι ένα εκθετικό μοντέλο για τις απώλειες διάδοσης που υπολογίζει τη λαμβανόμενη ισχύ σε λογαριθμικές μονάδες, π.χ. dBW ή dBm ως εξής:

$$P_r(d) = P_r(d_o) - 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_o}\right)$$

όπου n : ο συντελεστής εξασθένησης, d : η απόσταση πομπού-δέκτη και d_o : μια απόσταση αναφοράς (συνήθεις τιμές: 1km για μακροκυψελωτά συστήματα, 100m για μικροκυψελωτά συστήματα και 1m για πικοκυψελωτά συστήματα εσωτερικού χώρου). Επίσης θα πρέπει $d > d_o > \frac{2D^2}{\lambda}$ (D : μέγιστη γραμμική διάσταση της κεραίας, $\lambda=c/f$), ώστε να βρισκόμαστε στη μακρινή περιοχή της κεραίας του πομπού.

Όμοια για τις απώλειες σε dB έχουμε:

$$PL(d) = PL(d_o) + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_o}\right)$$

Στην περίπτωση του ελεύθερου χώρου (FSL) $n=2$, ενώ ανάλογα με το περιβάλλον και τις διαστάσεις των κυψελών ο συντελεστής εξασθένησης κυμαίνεται από 2 έως 4 για τυπικές αστικές περιοχές με μακροκυψέλες και από 1,6 έως 8 για μικροκυψελωτό περιβάλλον. Ο συντελεστής εξασθένησης n προκύπτει εμπειρικά από μετρήσεις.

2.2.2 Μοντέλο Okumura-Hata

Το μοντέλο αυτό είναι ένα καθαρά εμπειρικό μοντέλο του οποίου οι παράμετροι έχουν υπολογιστεί με τη μέθοδο προσαρμογής σε εκτεταμένες μετρήσεις. Το εύρος τιμών των παραμέτρων για το οποίο έχει νόημα εφαρμογής το μοντέλο είναι:

$$150 \leq f_c \leq 1500 \text{ MHz}$$

$$30 \leq h_{BS} \leq 200 \text{ m}$$

$$1 \leq h_{MS} \leq 10 \text{ m}$$

$$1 \leq d \leq 20 \text{ km}$$

όπου f_c η συχνότητα του φέροντος (σε MHz), h_{BS} το ύψος του σταθμού βάσης (σε m), h_{MS} το ύψος του κινητού σταθμού (σε m) και d η απόσταση σταθμού βάσης – κινητού σταθμού (σε km).

Οι απώλειες διάδοσης διακρίνονται ανάλογα με τον τύπο της περιοχής : αστικό (urban), προαστιακό (suburban), αγροτικό (rural) περιβάλλον. Η γενική μορφή του μοντέλου προβλέπει τη μεσαία τιμή για τις απώλειες διάδοσης , δηλαδή για το 50% των περιπτώσεων ως εξής:

$$L_{50}(dB) = \begin{cases} A + B \log_{10} d & \text{για αστικό περιβάλλον} \\ A + B \log_{10} d - C & \text{για προαστιακό περιβάλλον} \\ A + B \log_{10} d - D & \text{για αγροτικό περιβάλλον} \end{cases}$$

όπου

$$A = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_{BS} - a(h_{MS})$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log_{10} h_{BS}$$

$$C = 2[\log_{10}(\frac{f_c}{28})]^2 + 5.4$$

$$D = 4.78(\log_{10} f_c)^2 - 18.33 \log_{10} f_c + 40.94$$

Για μικρές ή μεσαίου μεγέθους πόλεις:

$$a(h_{MS}) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7)h_{MS} - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8)$$

Για μεγάλες πόλεις:

$$a(h_{MS}) = \begin{cases} 8.29(\log_{10}(1.54h_{MS}))^2 - 1.1 & f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ 3.2(\log_{10}(11.75h_{MS}))^2 - 4.97 & f_c > 200 \text{ MHz} \end{cases}$$

2.2.3 Μοντέλο COST 231-Hata

Το μοντέλο αυτό είναι επέκταση του μοντέλου Okumura-Hata για συχνότητες από 1500 MHz έως 2000 MHz για αστικά περιβάλλοντα. Οι υπόλοιπες συνθήκες εφαρμογής είναι ίδιες με το προηγούμενο μοντέλο. Το μοντέλο για αστικά περιβάλλοντα είναι της μορφής:

$$L_{50}(dB) = A + B \log_{10} d + C$$

όπου

$$A = 46.3 + 33.9 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_{BS} - a(h_{MS})$$

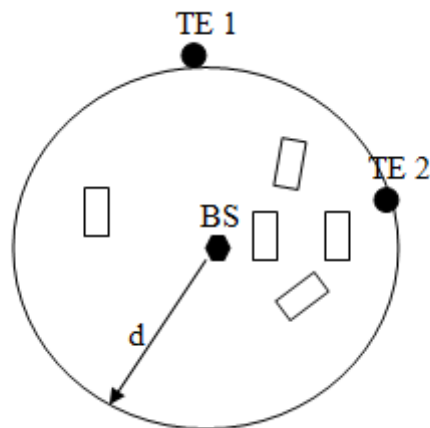
$$B = 44.9 - 6.55 \log_{10} h_{BS}$$

$$C = \begin{cases} 0 \text{ dB} & \text{για μεσαίου μεγέθους πόλεις και} \\ & \text{μικροαστικά κέντρα με μικρή πυκνότητα δέντρων} \\ 3 \text{ dB} & \text{για μητροπολιτικά κέντρα} \end{cases}$$

$$a(h_{MS}) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7)h_{MS} - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8)$$

2.3 Σκίαση (shadowing)

Τα μοντέλα απωλειών διάδοσης που αναλύθηκαν πιο πάνω αναφέρονται σε μέσες τιμές και δε λαμβάνουν υπόψη το γεγονός ότι το περιβάλλον μπορεί να είναι εντελώς διαφορετικό σε δύο περιπτώσεις όπου ο πομπός και ο δέκτης απέχουν την ίδια απόσταση, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.1: Το φαινόμενο της σκίασης

Έτσι η λαμβανόμενη ισχύς είναι μία τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από τον αριθμό και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Οι τυχαίες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της παρουσίας αντικειμένων στο χώρο διάδοσης, ονομάζονται διαλείψεις σκέδασης (shadow fading).

Όπως έχει παρατηρηθεί από μετρήσεις, η λαμβανόμενη ισχύς εκφρασμένη σε λογαριθμικές μονάδες ακολουθεί κανονική κατανομή, με

τυπική απόκλιση που εξαρτάται από το περιβάλλον. Άρα μπορούμε να εξάγουμε την πιο κάτω σχέση (dBW ή dBm):

$$P_r(d) = \overline{P_r(d)} + X$$

όπου $\overline{P_r(d)}$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση d και X είναι μια τυχαία μεταβλητή σε dB που ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ σε dB. Όμοια οι απώλειες σε dB δίνονται από τη σχέση:

$$PL(d) = \overline{PL(d)} + X$$

όπου $\overline{PL(d)}$ είναι η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης σε απόσταση d . Η τυχαία μεταβλητή X αναπαριστά την απόκλιση της πραγματικής από τη μέση τιμή των απωλειών διάδοσης. Όσο πιο ακριβές είναι το μοντέλο απωλειών διάδοσης, τόσο μικρότερη είναι η τιμή της τυπικής απόκλισης. Συνήθεις τιμές είναι από 4 dB έως 12 dB με πιο τυπική τιμή εκείνη των 8 dB.

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της λαμβανόμενης ισχύος (σε λογαριθμικές μονάδες) είναι:

$$p_{P_r}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(x - \mu_{P_r})^2}{2\sigma^2} \right]$$

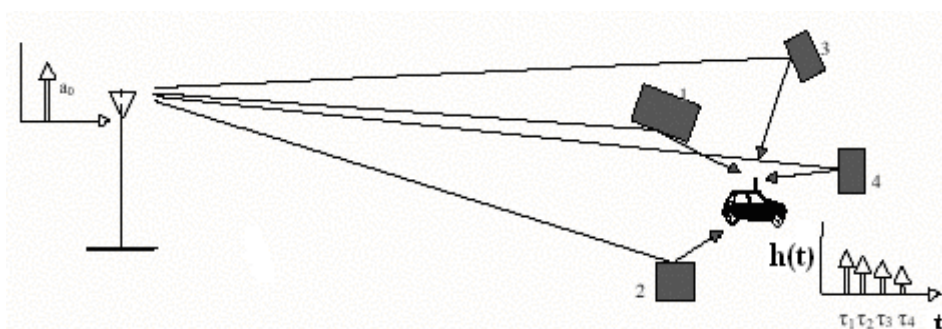
όπου η μέση λαμβανόμενη ισχύς, μ_{P_r} , μπορεί να υπολογιστεί με οποιοδήποτε μοντέλο απωλειών διάδοσης.

2.4 Διασπορά και Συνοχή/Συνάφεια

Λόγω του ότι το ασύρματο κανάλι, στη γενική περίπτωση, εξαρτάται από τρεις βασικές μεταβλητές: το χρόνο, τη συχνότητα και το χώρο καθίσταται αναγκαία η ποσοτικοποίηση κάποιων παραμέτρων έτσι ώστε να είναι δυνατός ο χαρακτηρισμός του διαύλου. Υπάρχουν δύο περιπτώσεις: είτε ο δίαυλος παρουσιάζει μια επιλεκτικότητα (selectivity) ως προς τις μεταβλητές αυτές, είναι δηλαδή χρονικά μεταβαλλόμενος (time selective) ή/και συχνοεπιλεκτικός (frequency selective) ή/και χωρικά μεταβαλλόμενος (space selective), είτε παρουσιάζει μια συνάφεια/συνοχή (coherence), δηλαδή δεν μεταβάλλει τα χαρακτηριστικά του ως συνάρτηση του χρόνου, της συχνότητας ή του χώρου σε ένα δεδομένο εύρος ενδιαφέροντος (χρονικό, φασματικό ή χωρικό).

2.4.1 Διασπορά στην Καθυστέρηση και Εύρος Ζώνης Συνοχής

Η διασπορά στην καθυστέρηση αναφέρεται στο μηχανισμό με τον οποίο πολλαπλά κύματα καταφθάνουν στο δέκτη με διαφορετική καθυστέρηση λόγω των διαφορετικών δρόμων που διανύουν.



Σχήμα 2.2: Διασπορά καθυστέρησης

Αν θεωρήσουμε ότι το σήμα στο δέκτη είναι το άθροισμα δύο μόνο καθυστερημένων εκδόσεων του εκπεμπόμενου σήματος, τότε η κρουστική απόκριση του διαύλου θα είναι της μορφής:

$$h(\tau) = A_0 \delta(\tau - \tau_0) + A_1 \delta(\tau - \tau_1)$$

όπου τ_0 και τ_1 οι καθυστερήσεις των δύο εκδοχών του σήματος, και A_0 , A_1 τα αντίστοιχα πλάτη. Η σημαντική παράμετρος για το δίαυλο είναι η διαφορά των καθυστερήσεων $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0$, που καθορίζει το μέγεθος της χρονικής διασποράς (delay spread). Μεγάλη χρονική διασπορά αντιστοιχεί σε πολυδιαδρομικές συνιστώσες που καταφθάνουν με μεγάλη καθυστέρηση ως προς την πρώτη αφικνούμενη συνιστώσα, με συνέπεια τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI=Inter Symbol Interference).

Στη συνέχεια ορίζουμε τη συνάρτηση που ονομάζεται προφίλ καθυστέρησης ισχύος (Power Delay Profile – PDP) και περιγράφει την κατανομή της μέσης λαμβανόμενης ισχύος συναρτήσει της καθυστέρησης:

$$S(\tau) = E[h^*(\tau)h(\tau)] = E[|h(\tau)|^2]$$

Η μέση επιπλέον καθυστέρηση (Mean Excess Delay ή Average Delay) ορίζεται ως εξής:

$$\mu_\tau = \bar{\tau} = \frac{\int_0^\infty \tau S(\tau) d\tau}{\int_0^\infty S(\tau) d\tau}$$

Ορίζουμε επίσης την ενεργό διασπορά καθυστέρησης (RMS Delay Spread) ή απλά διασπορά καθυστέρησης (Delay Spread) :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \mu_\tau^2}$$

όπου $\overline{\tau^2} = \frac{\int_0^\infty \tau^2 S(\tau) d\tau}{\int_0^\infty S(\tau) d\tau}$ η ροπή 2^{ης} τάξης.

Στο πεδίο της συχνότητας το εύρος ζώνης συνοχής (Coherence Bandwidth) είναι το εύρος ζώνης όπου θεωρούμε ότι ο διάυλος είναι φασματικά σταθερός.

Για επίπεδο συσχέτισης $c=0.9$ το εύρος ζώνης συνοχής είναι ίσο με:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$$

Ενώ για επίπεδο συσχέτισης $c=0.5$ το εύρος ζώνης συνοχής είναι ίσο με:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$$

Αν υποθέσουμε ότι B_S είναι το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος και αντίστοιχα T_S είναι η διάρκεια συμβόλου, τότε για να έχουμε επίπεδες διαλείψεις (flat fading) ή σύστημα στενής ζώνης θα πρέπει:

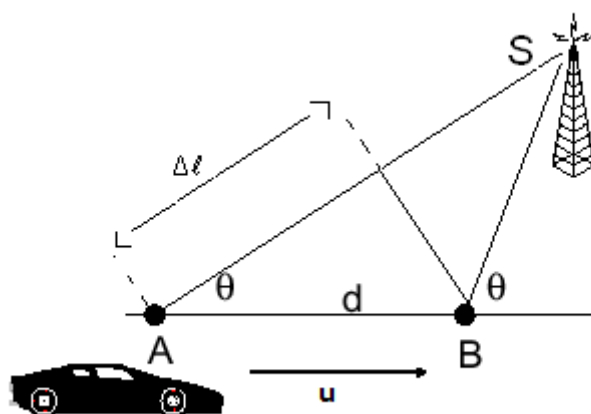
$$B_S \ll B_c \quad \text{και} \quad T_S \gg \sigma_\tau$$

Ενώ για διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading) ή σύστημα ευρείας ζώνης θα πρέπει:

$$B_S > B_c \quad \text{και} \quad T_S < \sigma_\tau$$

2.4.2 Φασματική Διασπορά και Χρόνος Συνοχής

Η διασπορά στη συχνότητα αναφέρεται στο μηχανισμό με τον οποίο, λόγω ολίσθησης Doppler, στο δέκτη καταφθάνουν κύματα διαφορετικής συχνότητας. Η χρονική επιλεκτικότητα αναφέρεται στις μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος, εξαιτίας της χρονικά μεταβαλλόμενης κρουστικής απόκρισης του διαύλου. Η μεταβολή εμφανίζεται κυρίως με την σχετική κίνηση πομπού και δέκτη.



Σχήμα 2.3: Ολίσθηση Doppler

Θεωρούμε ένα κινητό που κινείται με σταθερή ταχύτητα \vec{u} , κατά μήκος διαδρομής μήκους d μεταξύ των σημείων A και B, ενώ λαμβάνει σήματα από μια απομακρυσμένη πηγή S, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα.

Η διαφορά των μηκών των δύο δρόμων που διανύει τα σήμα από την πηγή S στα σημεία A και B είναι $\Delta l = d \cdot \cos\theta = u \cdot \Delta t \cdot \cos\theta$, όπου Δt είναι ο χρόνος που απαιτείται για να μετατοπιστεί το κινητό από το A στο B, ενώ η γωνία θ θεωρούμε ότι είναι η ίδια στα σημεία A και B, αφού η πηγή βρίσκεται πολύ μακριά. Η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα, λόγω της διαφοράς του μήκους των δρόμων, είναι:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi u\Delta t}{\lambda} \cos\theta$$

Και έτσι, η ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler δίνεται από τον τύπο:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos\theta = \frac{u}{c} f_c * \cos\theta$$

Η εξίσωση αυτή συνδέει την ολίσθηση Doppler με την ταχύτητα του κινητού και τη γωνία μεταξύ τη κατεύθυνσης κίνησης του κινητού και της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος. Από την εξίσωση αυτή γίνεται φανερό ότι αν το κινητό κινείται στην κατεύθυνση άφιξης του σήματος, τότε η ολίσθηση Doppler είναι θετική, ενώ αν το κινητό απομακρύνεται, η ολίσθηση Doppler είναι αρνητική.

Ορίζουμε τη φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler ως:

$$S(v) = E[h^*(v)h(v)] = E[|h(v)|^2]$$

όπου $h(v)$ είναι η συνάρτηση διασποράς Doppler του διαύλου.

Η μέση επιπλέον τιμή Doppler (Mean Excess Doppler) ορίζεται ως εξής:

$$\mu_v = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} vS(v)dv}{\int_{-\infty}^{\infty} S(v)dv}$$

Ορίζουμε επίσης την ενεργό τιμή της διασποράς Doppler (RMS Doppler Spread) ή απλά διασπορά Doppler (Doppler Spread) :

$$\sigma_v = \sqrt{v^2 - \mu_v^2}$$

όπου $\overline{v^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} v^2 S(v) dv}{\int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv}$ η ροπή 2^{ης} τάξης.

Στο πεδίο του χρόνου ο χρόνος συνοχής (Coherence Time) είναι το χρονικό διάστημα μέσα στο οποίο θεωρούμε ότι ο δίαυλος είναι χρονικά σταθερός.

Γενικά ο χρόνος συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογος της ολίσθησης Doppler, δηλαδή:

$$T_c \approx \frac{1}{f_D}$$

Για επίπεδο συσχέτισης $c=0.5$ ο χρόνος συνοχής είναι ίσος με:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_D}$$

Επίσης χρησιμοποιείται και ο γεωμετρικός μέσος των δύο προηγούμενων τιμών:

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_D^2}} = \frac{0.423}{f_D}$$

Αν υποθέσουμε ότι B_S είναι το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος και αντίστοιχα T_S είναι η διάρκεια συμβόλου, τότε για να έχουμε γρήγορες διαλείψεις (fast fading), δηλαδή ο δίαυλος να μεταβάλλεται πιο γρήγορα από ότι το μεταδιδόμενο σήμα, θα πρέπει:

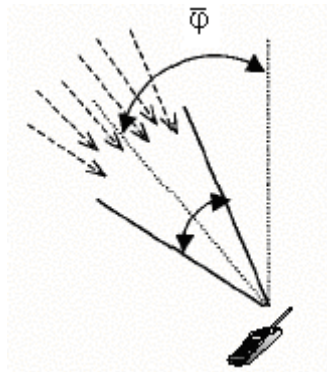
$$B_S < f_D \quad \text{και} \quad T_S > T_c$$

Ενώ για αργές διαλείψεις (slow fading), δηλαδή ο διάυλος να μεταβάλλεται πιο αργά από ότι το μεταδιδόμενο σήμα, θα πρέπει:

$$B_S \gg f_D \quad \text{και} \quad T_S \ll T_c$$

2.4.3 Διασπορά στην Κατεύθυνση και Απόσταση Συνοχής

Η διασπορά στην κατεύθυνση πρόσπτωσης αναφέρεται στο μηχανισμό με τον οποίο τα κύματα καταφθάνουν στο δέκτη από διαφορετικές κατευθύνσεις (γωνίες άφιξης).



Σχήμα 2.4: Διασπορά Κατεύθυνσης

Ορίζουμε τη μέση κατεύθυνση (Mean Direction) ως εξής:

$$\mu_\varphi = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \varphi S(\varphi) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\varphi) d\varphi}$$

όπου $S(\varphi)$ είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος κατεύθυνσης, που περιγράφει την κατανομή της μέσης λαμβανόμενης ισχύος συναρτήσει της γωνίας πρόσπτωσης φ .

Η ενεργός τιμή της διασποράς κατεύθυνσης (RMS Direction Spread) ή απλά διασπορά κατεύθυνσης (Direction Spread) δίνεται από τον τύπο:

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{\overline{\varphi^2} - \mu_{\varphi}^2}$$

όπου $\overline{\varphi^2} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \varphi^2 S(\varphi) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\varphi) d\varphi}$ η ροπή 2^{ης} τάξης.

Στο πεδίο του χώρου η απόσταση συνοχής (Coherence Distance) είναι το χωρικό διάστημα μέσα στο οποίο θεωρούμε ότι ο δίαυλος είναι χωρικά σταθερός.

Γενικά η απόσταση συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογη της διασποράς κατεύθυνσης, δηλαδή:

$$D_c \approx \frac{1}{\sigma_{\varphi}}$$

2.5 Κατανομές Διαλείψεων στο Ασύρματο Κανάλι

Οι πιο συνηθισμένες κατανομές διαλείψεων είναι η κατανομή Rayleigh και η κατανομή Rice [2].

2.5.1 Κατανομή Rayleigh

Στις σύγχρονες κινητές τηλεπικοινωνίες το κανάλι τύπου Rayleigh είναι αυτό που συναντάται κυρίως και το οποίο έχει ως βασική προϋπόθεση την πολυδιαδρομική διάδοση του εκπεμπόμενου σήματος, δηλαδή δεν υπάρχει ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής (LOS – Line Of Sight). Οι τοποθεσίες που εγκαθίστανται σήμερα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών (όπως αστικά κέντρα) αποτελούν σίγουρα ένα πλούσιο περιβάλλον σκέδασης με έντονο το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης, γεγονός που εξηγεί την ευρεία χρήση του μοντέλου αυτού.

Η παρουσία πολλών διαδρομών διάδοσης για το σήμα είναι απαραίτητη λόγω της ανάγκης ισχύος του κεντρικού οριακού θεωρήματος, ώστε να μπορεί η λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα να μοντελοποιείται ως μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss.

Στη συνέχεια θεωρούμε ότι εκπέμπεται περί την συχνότητα f_c το ζωνοπερατό σήμα $s(t)$, του οποίου μάλιστα το εύρος ζώνης είναι αρκούντως μικρό σε σχέση με την f_c ώστε να μπορεί να θεωρηθεί στενής ζώνης:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{u}(t)\exp(j2\pi f_c t)\}$$

όπου $\tilde{u}(t)$ είναι η μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος. Αν N είναι οι διαδρομές από τις οποίες διαδίδεται το σήμα αυτό για να φτάσει στο δέκτη, τότε το λαμβανόμενο σήμα θα είναι:

$$r(t) = \text{Re}\{\exp(j2\pi f_c t) \sum_{n=1}^N a_n(t)\exp(-j\varphi_n(t)) \tilde{u}(t - \tau_n(t))\}$$

όπου $a_n(t)$ είναι το πλάτος, $\varphi_n(t)$ η φάση και $\tau_n(t)$ η καθυστέρηση της συνιστώσας τάξης n . Η προηγούμενη σχέση μπορεί να γραφτεί και στην παρακάτω μορφή:

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

όπου $\tilde{r}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος. Επειδή αρχικά θεωρήσαμε ζωνοπερατό σήμα στενής ζώνης, μπορούμε να παραστήσουμε το $r(t)$ στην κανονική του μορφή και αντίστοιχα να εκφράσουμε τη μιγαδική περιβάλλουσα του, $\tilde{r}(t)$, με τη βοήθεια της συμφασικής και ορθογώνιας συνιστώσας του $r(t)$. Συγκεκριμένα η $\tilde{r}(t)$ δίδεται από τη σχέση:

$$\tilde{r}(t) = r_I(t) + jr_Q(t)$$

Έτσι η περιβάλλουσα του σήματος (που είναι ίση με το μέτρο της μιγαδικής περιβάλλουσας) θα ισούται με:

$$z(t) = |\tilde{r}(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$$

Επειδή η συμφασική συνιστώσα $r_I(t)$ και η ορθογώνια συνιστώσα $r_Q(t)$ μπορούν να θεωρηθούν ανεξάρτητες κανονικές τυχαίες διαδικασίες με μηδενική μέση τιμή και με ίση διασπορά σ^2 , η περιβάλλουσα $z(t)$ ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF):

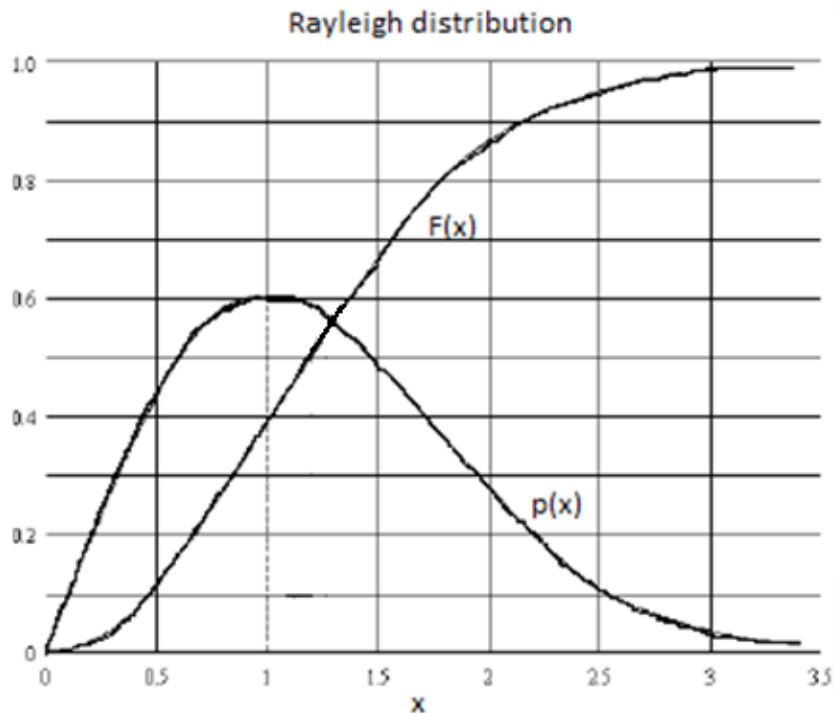
$$p_z(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0$$

όπου $\bar{P}_r = 2\sigma^2$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς του σήματος λήψης. Εναλλακτικά η προηγούμενη εξίσωση γράφεται:

$$p_z(x) = \frac{2x}{\bar{P}_r} \exp\left(-\frac{x^2}{\bar{P}_r}\right) \quad x \geq 0$$

Επίσης η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (CDF) δίνεται από τον τύπο:

$$F(x) = \Pr\{z \leq x\} = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\bar{P}_r}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0$$



Σχήμα 2.5: Κατανομή Rayleigh

Επειδή η ισχύς ενός σήματος είναι ανάλογη του τετραγώνου του μέτρου του και δεδομένου ότι η περιβάλλουσα του σήματος ακολουθεί την κατανομή Rayleigh, η ισχύς ακολουθεί την εκθετική κατανομή. Έτσι η PDF και η CDF της τυχαίας διαδικασίας $[z(t)]^2$ είναι αντίστοιχα:

$$p_{z^2}(x) = \frac{1}{\bar{P}_r} \exp\left(-\frac{x}{\bar{P}_r}\right) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0$$

$$F(x) = \Pr\{z^2 \leq x\} = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0$$

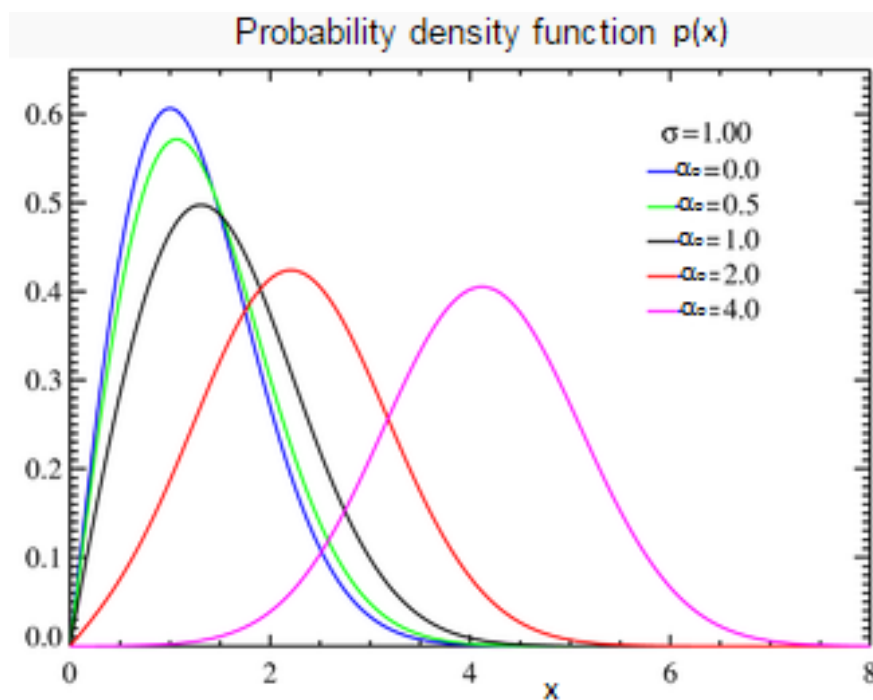
2.5.2 Κατανομή Rice

Όταν κατά την ασύρματη μετάδοση υπάρχει ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής (LOS), οι μεταβλητές $r_1(t)$ και $r_2(t)$ έχουν μη μηδενική μέση τιμή. Στην περίπτωση αυτή, η περιβάλλουσα του σήματος ακολουθεί την κατανομή Rice με PDF:

$$p_z(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + a_o^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{a_o x}{\sigma^2}\right) \quad x \geq 0$$

όπου $2\sigma^2$ είναι η ισχύς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (NLOS), a_o^2 είναι η ισχύς της συνιστώσας LOS και $I_0(\cdot)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και μηδενικής τάξης. Η μέση ισχύς του σήματος λήψης δίδεται από τη σχέση:

$$\bar{P}_r = a_o^2 + 2\sigma^2$$



Σχήμα 2.6: Κατανομή Rice

Η κατανομή Rice περιγράφεται συχνά με χρήση του παράγοντα Rice, που ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος της συνιστώσας LOS προς την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, δηλαδή:

$$K = \frac{a_o^2}{2\sigma^2} \quad \text{ή} \quad K(dB) = 10 \log_{10}\left(\frac{a_o^2}{2\sigma^2}\right)$$

Όταν δεν υπάρχει συνιστώσα LOS, τότε $K=0$ και η κατανομή εκφυλίζεται στη Rayleigh. Επίσης για μεγάλες τιμές του παράγοντα K , η κατανομή πλησιάζει την Gauss με μέση τιμή την a_o .

2.6 Είδη Παρεμβολών στα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα

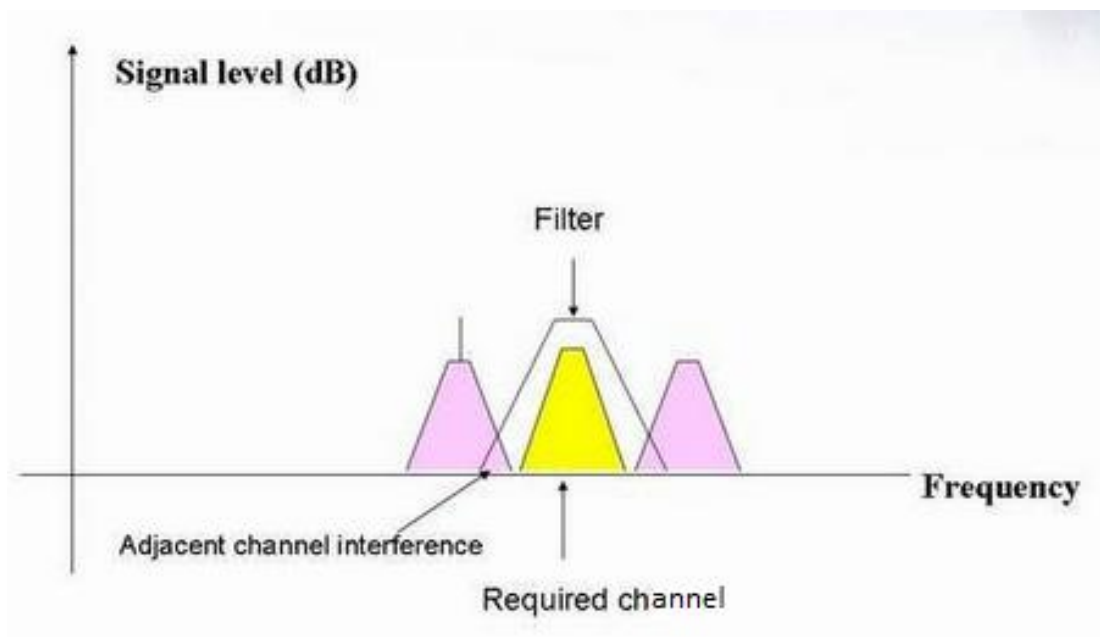
Με τον όρο παρεμβολή εννοούμε τη μερική ή ολική συνύπαρξη ανεπιθύμητων σημάτων στο ίδιο εύρος συχνοτήτων με το επιθυμητό σήμα. Οι παρεμβολές που δημιουργούνται σε μια τηλεπικοινωνιακή ζεύξη συνυπάρχουν με το θόρυβο και οδηγούν σε περαιτέρω χειροτέρευση της ποιότητας του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης [6]. Οι κυριότεροι λόγοι δημιουργίας τηλεπικοινωνιακών παρεμβολών είναι:

- Η επαναχρησιμοποίηση συχνότητας, δηλαδή η χρησιμοποίηση των ίδιων διαύλων συχνοτήτων από δύο ή περισσότερους χρήστες. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται ευρέως στην κυψελωτή τηλεφωνία.
- Η μη ιδανική συμπεριφορά των φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων που χρησιμοποιούν οι διάφοροι πομποί και δέκτες. Αυτή έχει ως αποτέλεσμα είτε τη δημιουργία ανεπιθύμητων φασματικών ουρών είτε την αδυναμία καταπίεσης τους.
- Η μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων λόγω της οποίας προκύπτουν ανεπιθύμητα παράγωγα σήματα που αλληλεπιδρούν ως παρεμβολές.

- Η αποπόλωση που προκαλείται κατά την ασύρματη μετάδοση των σημάτων, φαινόμενο που οφείλεται κυρίως στη βροχή για συχνότητες άνω των 10GHz.

2.6.1 Παρεμβολή γειτονικού διαύλου (ACI=Adjacent Channel Interference)

Είναι η παρεμβολή που προκύπτει όταν η ισχύς γειτονικών σημάτων προς το επιθυμητό δεν απορρίπτεται πλήρως από τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων. Η παρεμβολή γειτονικού διαύλου προκύπτει ως αποτέλεσμα δύο αιτιών. Ένα μέρος της παρεμβολής οφείλεται στη διέλευση μέσω του φίλτρου λήψης της ανεπιθύμητης ισχύος που οφείλεται σε φασματικές ουρές των γειτονικών διαύλων που δεν έχουν καταπιεσθεί πλήρως από τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων των αντίστοιχων πομπών. Ένα άλλο μέρος της παρεμβολής οφείλεται στο ότι το φίλτρο λήψης δεν προκαλεί πλήρη απόσβεση εκτός του εύρους ζώνης του επιθυμητού σήματος, επιτρέποντας έτσι σε ένα μέρος της ισχύος των γειτονικών διαύλων να υπερτίθεται στην ισχύ του επιθυμητού σήματος (πιο κάτω σχήμα).



Σχήμα 2.7: Παρεμβολή γειτονικού διαύλου

2.6.2 Ομοδιαυλική Παρεμβολή (Co-channel Interference)

Είναι το είδος της παρεμβολής που δημιουργείται σε συστήματα που διαθέτουν τους ίδιους διαύλους συχνοτήτων σε περισσότερους από ένα χρήστες. Αυτό συμβαίνει σε εφαρμογές όπου υπάρχει στενότητα στο διαθέσιμο φάσμα συχνοτήτων, όπως στην κυψελωτή τηλεφωνία. Όμως η πλήρης χωρική απομόνωση των διαύλων που επαναχρησιμοποιούνται δεν είναι πάντα δυνατή, ιδιαίτερα σε μητροπολιτικές περιοχές με αυξημένη τηλεπικοινωνιακή κίνηση. Συνεπώς σήματα άλλων χρηστών που χρησιμοποιούν τον ίδιο δίαυλο συχνοτήτων, παρεμβάλλονται σε όλο το εύρος συχνοτήτων του επιθυμητού σήματος. Επίσης ομοδιαυλική παρεμβολή δημιουργείται από προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που παρεμβάλλουν στο επιθυμητό σήμα με αποτέλεσμα τη χειροτέρευση της ποιότητας του. Παρεμβολές αυτού του τύπου δημιουργούν σημαντικό πρόβλημα σε συστήματα που στηρίζουν τη λειτουργία τους στην επαναχρησιμοποίηση συχνότητας.

Αν υποθέσουμε ότι ο δέκτης λαμβάνει σήμα από M παρεμβάλλοντες ομοδιαυλικούς πομπούς με ισχύ I_k ($k=1,2,\dots,M$) και το επιθυμητό σήμα έχει ισχύ S , τότε ο λόγος σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή (SNIR=Signal to Noise plus Interference Ratio) θα ισούται με:

$$SNIR = \frac{S}{N + I} = \frac{S}{N + \sum_{k=1}^M I_k}$$

όπου N είναι η ισχύς του θορύβου [4].

2.6.3 Παρεμβολή Ενδοδιαμόρφωσης

Είναι ο τύπος της παρεμβολής που δημιουργείται από προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κατά τη μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων, όπως για παράδειγμα σημάτων πολυπλεγμένων κατά συχνότητα. Για την αποφυγή

των παρεμβολών αυτού του είδους, οι ενισχυτές πρέπει να λειτουργούν στη γραμμική περιοχή, υπολειπόμενοι της μέγιστης ενίσχυσης που μπορούν να επιτύχουν. Αντιθέτως τηλεπικοινωνιακά συστήματα που χρησιμοποιούν ένα φέρον ανά ενισχυτή, όπως κατά την πολύπλεξη με διαίρεση χρόνου, έχουν καθιερωθεί στις τηλεπικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων, αφού η ενίσχυση γίνεται στη μέγιστη ενισχυτική ικανότητα των ενισχυτών χωρίς να προκύπτουν προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.

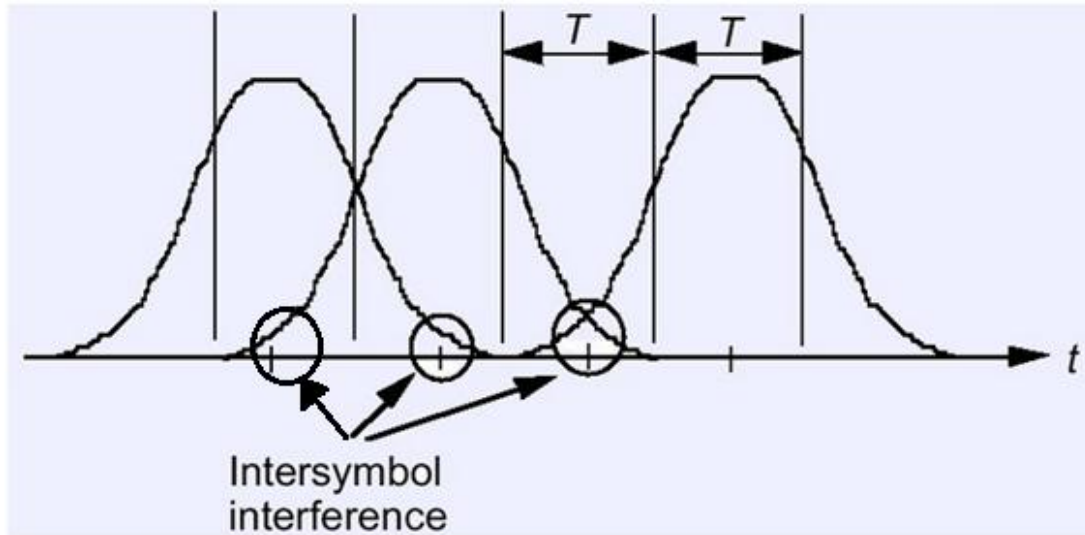
2.6.4 Παρεμβολή λόγω διασταύρωσης πόλωσης

Είναι η παρεμβολή που εμφανίζεται σε συστήματα που επαναχρησιμοποιούν τη συχνότητα κάνοντας χρήση δύο ή σπανίως και περισσότερων πολώσεων. Οφείλεται στην αποπόλωση που δημιουργεί το μέσο διάδοσης και στην ατελή ηλεκτρομαγνητική απομόνωση των διαφορετικών πολώσεων. Ως αποτέλεσμα προκύπτει η ηλεκτρομαγνητική σύζευξη της μίας πόλωσης με την άλλη. Παρεμβολές αυτού του τύπου είναι περισσότερο εμφανείς σε συστήματα επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων που λειτουργούν σε συχνότητες μεγαλύτερες των 10GHz και οφείλονται στην έντονη αποπόλωση που δημιουργεί στις συχνότητες αυτές η βροχή.

2.6.5 Διασυμβολική Παρεμβολή (ISI=Inter Symbol Interference)

Είναι η παρεμβολή που οφείλεται στη χρονική εξάπλωση των ψηφίων, με αποτέλεσμα να επιδρά δυσμενώς στην αποκωδικοποίηση άλλου ή άλλων γειτονικών ψηφίων. Οι λόγοι στους οποίους οφείλεται η διασυμβολική παρεμβολή είναι συνήθως η ανεπάρκεια εύρους ζώνης συχνοτήτων (ή ο υψηλός ρυθμός μετάδοσης), ο μη ακριβής συγχρονισμός, η παραμόρφωση που δημιουργούν τα ενσύρματα μέσα μετάδοσης και η έντονη πολυδιαδρομική διάδοση (μεγάλη διασπορά καθυστέρησης) κατά την ασύρματη μετάδοση. Η

τελευταία περίπτωση αντιμετωπίζεται με χρήση της τεχνικής ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (OFDM = Orthogonal Frequency Division Multiplexing).



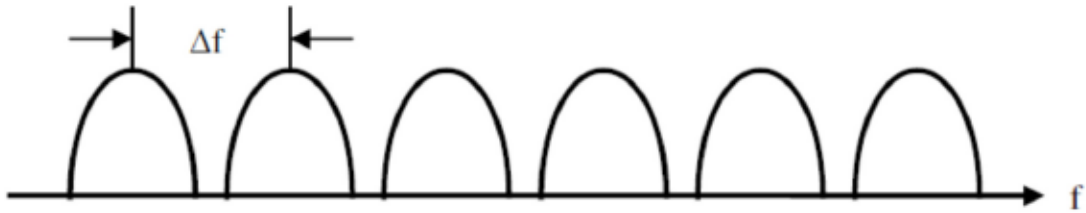
Σχήμα 2.8: Διασυμβολική παρεμβολή

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ OFDM ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ OFDMA

3.1 Διαμόρφωση OFDM

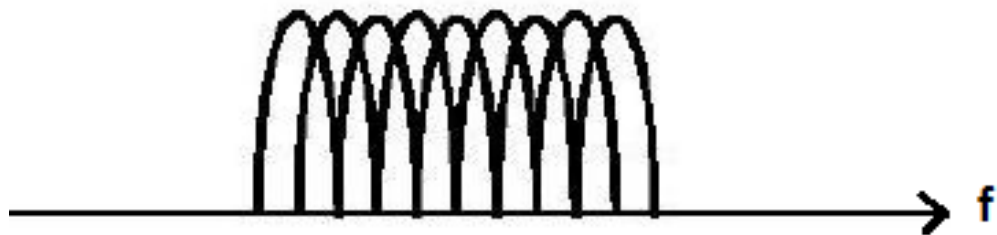
Η κύρια ιδέα της ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM) είναι η διαίρεση του προς μετάδοση ευρυζωνικού σήματος (wideband signal) σε μεγάλο αριθμό παράλληλων σημάτων στενής ζώνης (narrowband signals). Τα πολλαπλά υποφέροντα επιλέγονται να είναι ορθογώνια μεταξύ τους υπό ιδανικές συνθήκες διάδοσης [12].

Στην τεχνική OFDM τα προς μετάδοση ψηφιακά δεδομένα διοχετεύονται παράλληλα στα υποκανάλια, με χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης, δηλαδή έχουμε ισοδύναμα πολλά συστήματα τα οποία μεταδίδουν, ταυτόχρονα το καθένα, ένα μικρό μέρος της πληροφορίας, με αργό ρυθμό μετάδοσης, ώστε το καθένα να είναι σήμα στενής ζώνης, ενώ ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός. Το πλήθος των υποδιαύλων καθορίζεται ώστε το εύρος ζώνης του καθενός από αυτούς (B_i) να είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής (B_c) του ασύρματου διαύλου (ή ισοδύναμα η διάρκεια συμβόλου T_i καθενός από αυτούς να είναι μεγαλύτερη από τη διασπορά καθυστέρησης σ_τ του διαύλου), οπότε κάθε υποδιάυλος χαρακτηρίζεται από επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Με αυτό τον τρόπο μειώνεται δραστικά η διασυμβολική παρεμβολή (ISI).



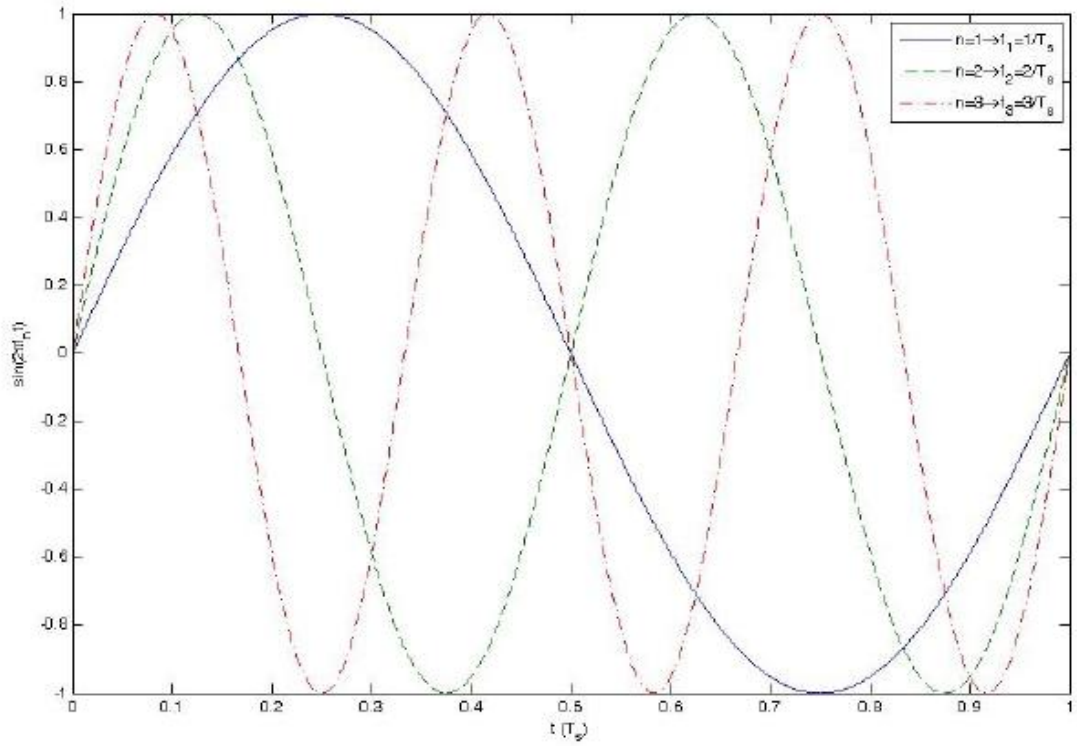
Σχήμα 3.1: Διαμόρφωση FDM

Σε σύγκριση με την απλή πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (FDM = Frequency Division Multiplexing), η τεχνική OFDM επιτυγχάνει εξοικονόμηση φάσματος, αφού τα υποκανάλια είναι αλληλεπικαλυπτόμενα. Η αλληλοεπικάλυψη των καναλιών επιτρέπεται, με την προϋπόθεση ότι μεταξύ τους θα είναι ορθογώνια (Orthogonal FDM) [18].

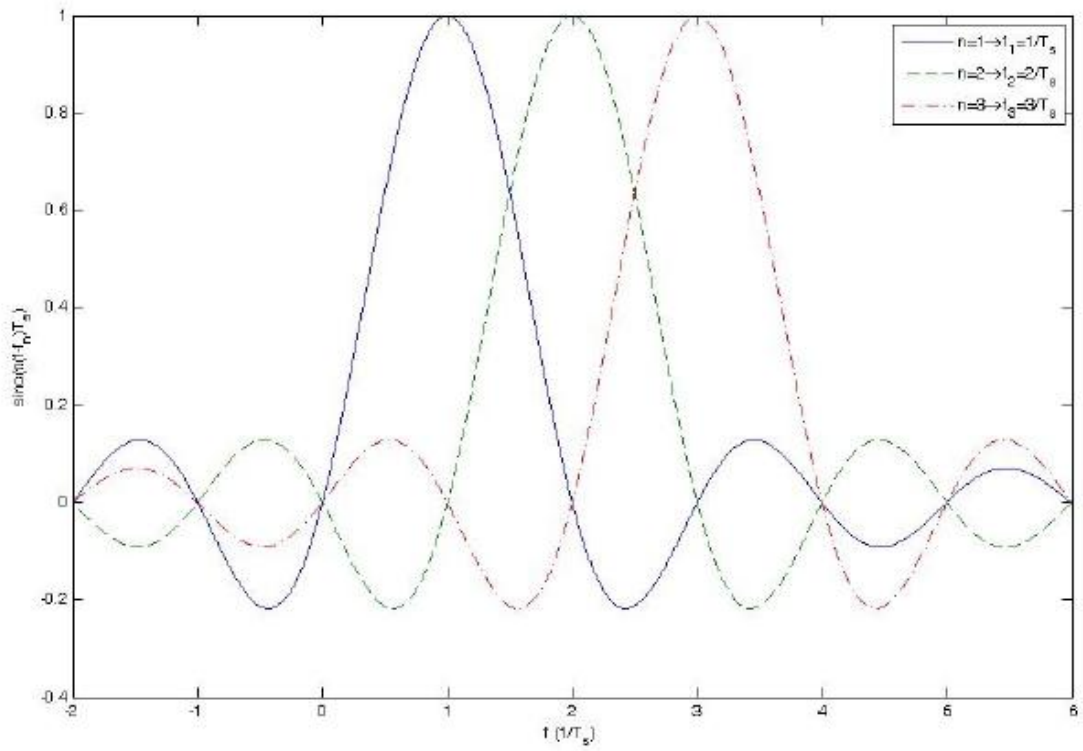


Σχήμα 3.2: Διαμόρφωση OFDM

Η ορθογωνιότητα εξασφαλίζει ότι στα σημεία όπου το φάσμα ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή (ολικό μέγιστο), το φάσμα των γειτονικών υποκαναλιών παρουσιάζει μηδενισμό. Για να ισχύει αυτό, θα πρέπει τα υποκανάλια να έχουν φέρουσες συχνότητες που να είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας ($f_n = nf_1$), όπως φαίνεται στα πιο κάτω σχήματα.



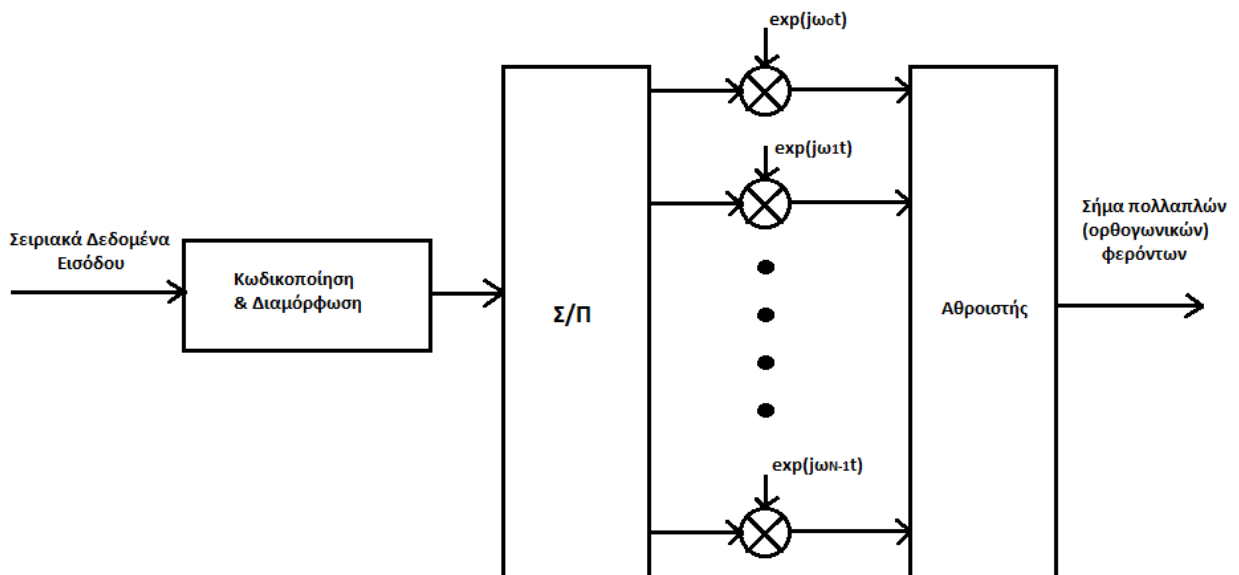
Σχήμα 3.3: Υποκανάλια εντός ενός OFDM συμβόλου



Σχήμα 3.4: Φάσμα των OFDM υποκαναλιών

Όταν υπάρχει σφάλμα συντονισμού, τότε η συνθήκη ορθογωνιότητας δεν ισχύει και εμφανίζεται αλλοίωση του σήματος. Αυτός είναι ο λόγος που συστήματα που βασίζονται στην τεχνική OFDM είναι ευαίσθητα σε σφάλματα συγχρονισμού και απαιτείται η εφαρμογή κατάλληλων τεχνικών για τη διόρθωση αυτών των σφαλμάτων. Το πρώτο λοιπόν ζητούμενο στη σχεδίαση και την ανάπτυξη ενός OFDM συστήματος είναι η εξασφάλιση της ορθογωνιότητας μεταξύ των υποκαναλιών [1].

Ένα απλό δομικό διάγραμμα ενός πομπού με παράλληλη, ορθογωνική μετάδοση φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Τα δεδομένα αφού κωδικοποιηθούν και διαμορφωθούν με κάποια μέθοδο ψηφιακής διαμόρφωσης, εισέρχονται σε έναν μετατροπέα σειράς/παραλληλίας, οδηγούνται σε μια συστοιχία N μικτών και στη συνέχεια οι έξοδοι των μικτών αθροίζονται για να προκύψει το τελικό OFDM σήμα.

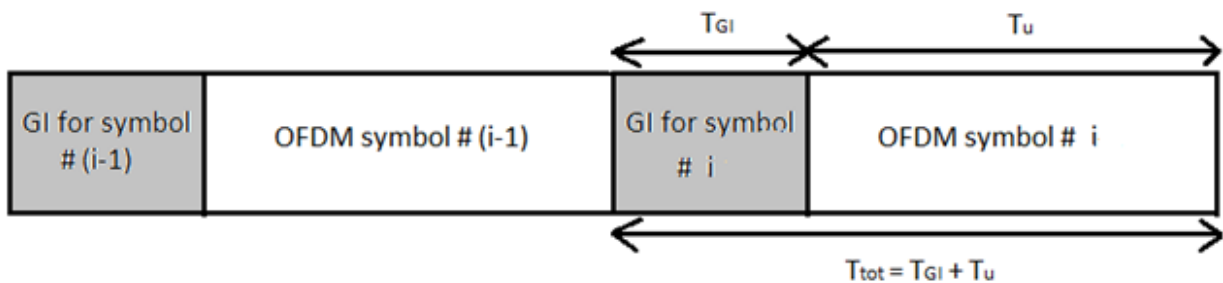


Σχήμα 3.5: Ορθογωνικό σύστημα μετάδοσης

Η δυσκολία υλοποίησης ενός τέτοιου συστήματος είναι προφανής, αφού το πλήθος των υποκαναλιών είναι συνήθως μεγάλο (τυπικές τιμές του N από 52 έως 6817) άρα απαιτείται η χρησιμοποίηση ενός πολύ μεγάλου αριθμού κυκλωματικών στοιχείων (μικτών, φίλτρων, ταλαντωτών κτλ). Εναλλακτική λύση στο πρόβλημα αυτό δίνει η υλοποίηση με διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT) ή με ταχύ μετασχηματισμό Fourier (FFT).

3.1.1 Διάστημα φύλαξης (Guard Interval) – Κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix)

Ένα ακόμα πλεονέκτημα των τεχνικών πολυδιαυλικής μετάδοσης είναι το γεγονός ότι η διάρκεια συμβόλου είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με τα συστήματα μοναδικού φέροντος. Συγκεκριμένα είναι N φορές μεγαλύτερη, όπου N το πλήθος των υποκαναλιών που χρησιμοποιούνται. Το γεγονός αυτό επιτρέπει τη χρήση χρονικών διαστημάτων "φύλαξης" (Guard Intervals) μεταξύ διαδοχικών συμβόλων. Η προσθήκη χρονικού διαστήματος φύλαξης προστατεύει το σήμα από τη διασυμβολική παρεμβολή που προκαλεί η πολυδιαδρομική διάδοση.



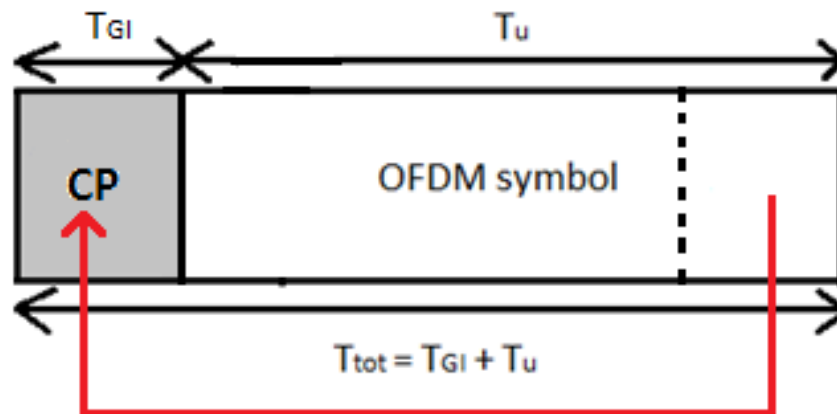
Σχήμα 3.6: Διάστημα Φύλαξης (GI)

Έτσι θα πρέπει η χρονική διάρκεια του διαστήματος φύλαξης να είναι τουλάχιστον ίση με τη μέγιστη χρονική διασπορά που εισάγει ο διάυλος, ώστε να αποφεύγεται η διασυμβολική παρεμβολή. Από την άλλη πλευρά το διάστημα φύλαξης είναι ένα χρονικό διάστημα όπου δεν μεταδίδεται πληροφορία, με αποτέλεσμα να υποβιβάζεται ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και να καταναλώνεται επιπλέον ισχύς εκπομπής.

Αν η διάρκεια του διαστήματος φύλαξης είναι T_{GI} , ενώ η διάρκεια του συμβόλου OFDM που αντιστοιχεί στη μετάδοση δεδομένων είναι T_u (useful symbol duration), τότε ο ρυθμός μετάδοσης μειώνεται κατά $\frac{T_u}{T_u+T_{GI}}$. Εκτός λοιπόν από το κάτω όριο για την επιλεγόμενη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, που είναι η μέγιστη χρονική διασπορά του διαύλου, υπάρχει και ένα άνω όριο, το οποίο καθορίζεται από τη μέγιστη αποδεκτή μείωση του ρυθμού μετάδοσης.

Σημειώνεται ότι στα συστήματα μοναδικού φέροντος (π.χ. TDM=Time Division Multiplexing) η τεχνική αυτή δεν μπορεί να εφαρμοστεί γιατί, συνήθως, η μέγιστη χρονική διασπορά του διαύλου είναι αρκετά μεγαλύτερη σε σχέση με τη διάρκεια του συμβόλου κι έτσι είναι ασύμφορη η χρήση τέτοιων διαστημάτων φύλαξης, γιατί θα υποβίβαζε υπερβολικά το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, ο πομπός μπορεί να μην εκπέμπει σήμα, αλλά σε ένα σύστημα OFDM, που υλοποιείται με διακριτό/ταχύ μετασχηματισμό Fourier, είναι αποδοτικότερο κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, ο πομπός να εκπέμπει ένα τμήμα του εκπεμπόμενου συμβόλου και συγκεκριμένα μια κυκλική επέκταση του, ώστε η ισοστάθμιση στο δέκτη να είναι απλούστερη. Έτσι, το διάστημα φύλαξης καταλαμβάνεται από ένα τμήμα του προς μετάδοση συμβόλου το οποίο δημιουργείται με τη μορφή κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix), όπως φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί.



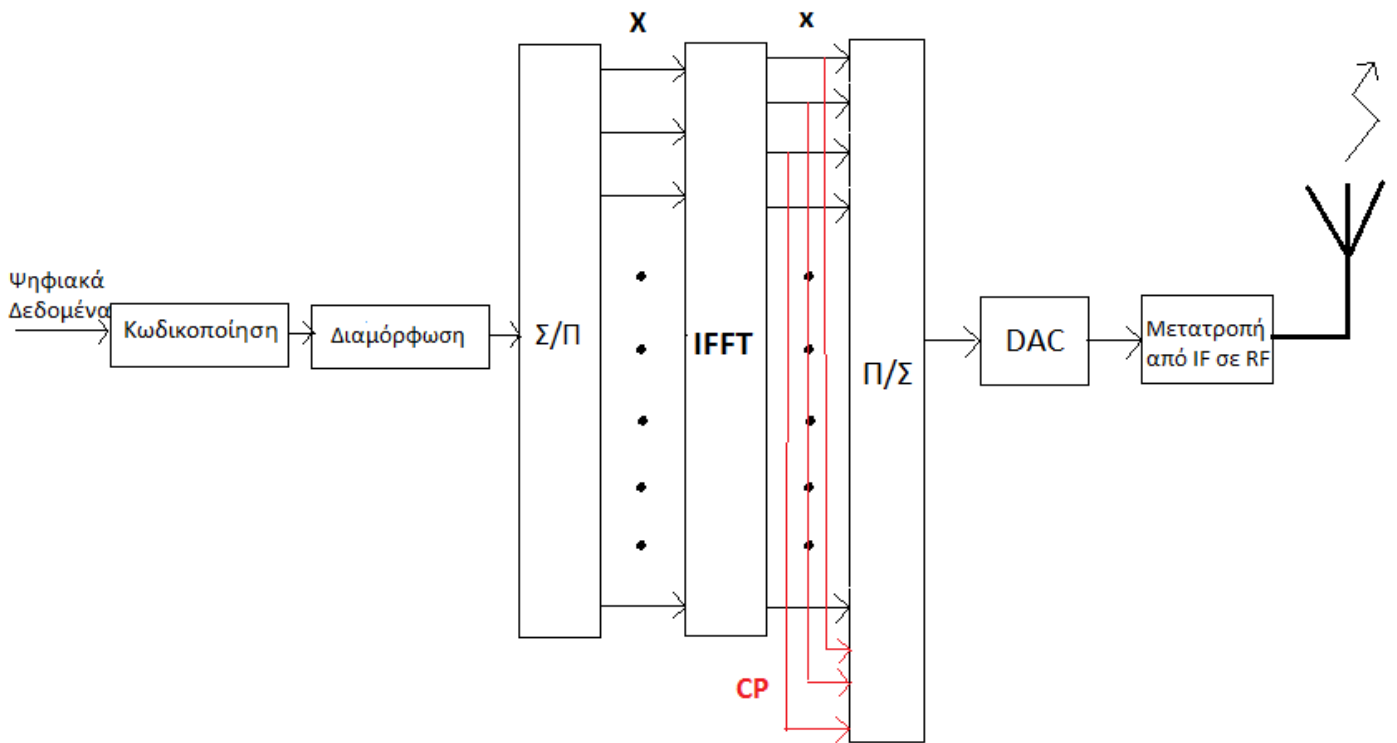
Σχήμα 3.7: Κυκλικό πρόθεμα (CP)

3.1.2 Λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος OFDM

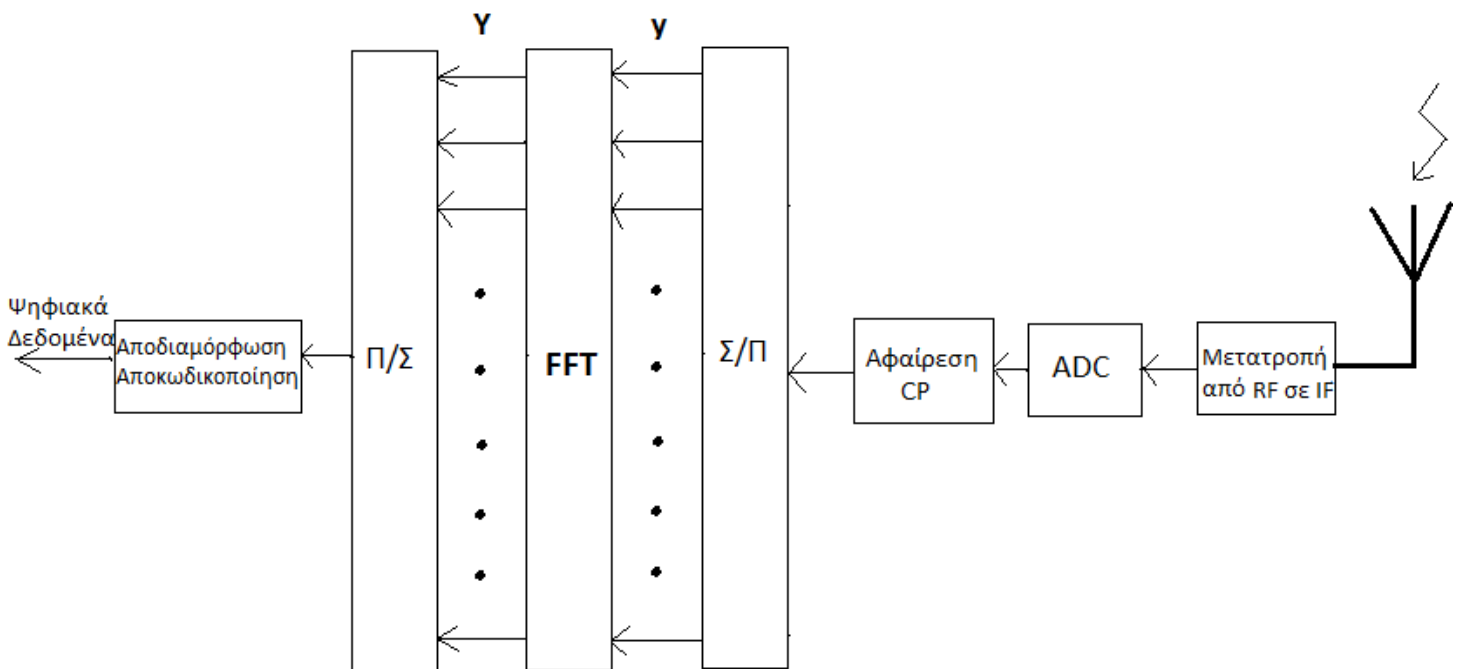
Στα επόμενα δύο σχήματα παρουσιάζονται τα δομικά διαγράμματα του πομπού και του δέκτη ενός συστήματος OFDM. Το προς μετάδοση σήμα αφού κωδικοποιηθεί στη συνέχεια διαμορφώνεται με μία από τις συνηθισμένες μεθόδους ψηφιακής διαμόρφωσης (όπως QPSK, 16-QAM κτλ). Μετά το σήμα μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλο και τροφοδοτείται στον IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Αν ο IFFT έχει μέγεθος N ενώ το διάστημα φύλαξης αντιστοιχεί σε G δείγματα, τότε για την υλοποίηση του κυκλικού προθέματος (CP) χρησιμοποιείται μετατροπέας παραλληλίας/σειράς μεγέθους $N+G$, στον οποίο οι πρώτες G έξοδοι του IFFT τροφοδοτούνται δύο φορές, όπως φαίνεται και στο σχήμα. Ακολούθως το σήμα μετατρέπεται σε αναλογικό ώστε να μεταφερθεί στις ραδιοσυχνότητες εκπομπής. Στο δέκτη ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία, ενώ τα δείγματα που αντιστοιχούν στο χρονικό διάστημα φύλαξης αφαιρούνται.

Υποθέτοντας ότι τα προς μετάδοση ψηφιακά σύμβολα είναι X_k ($k=0,1,2,\dots,N-1$), τότε το εκπεμπόμενο OFDM σήμα βασικής ζώνης θα είναι η έξοδος του IFFT. Η n -οστή έξοδος του IFFT θα είναι:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N} \quad 0 \leq n \leq N-1$$



Σχήμα 3.8: Πομπός συστήματος OFDM



Σχήμα 3.9: Δέκτης συστήματος OFDM

Στο σήμα αυτό προστίθεται το κυκλικό πρόθεμα, από τον πομπό, και αφαιρείται στη συνέχεια από το δέκτη. Έτσι στην πλευρά του δέκτη στην είσοδο του FFT τροφοδοτείται η ακολουθία $\{y_n\}=\{x_n\}$ $0 \leq n \leq N-1$ (αμελώντας το θόρυβο και τις πιθανές παρεμβολές που θα υποστεί το σήμα κατά τη μετάδοση του στο δίαυλο). Έτσι η m -οστή έξοδος του FFT θα ισούται με:

$$\begin{aligned}
 Y_m &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-\frac{j2\pi n m}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{j2\pi n k}{N}} e^{-\frac{j2\pi n m}{N}} = \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_k e^{\frac{j2\pi n(k-m)}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi n(k-m)}{N}} = \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k * A_{k,m}
 \end{aligned}$$

όπου $A_{k,m} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi n(k-m)}{N}} = \begin{cases} N, & k = m \\ \frac{1-e^{j2\pi(k-m)}}{1-e^{\frac{j2\pi(k-m)}{N}}} = 0, & k \neq m \end{cases}$ οπότε η πιο πάνω

σχέση γίνεται:

$$Y_m = \frac{1}{N} X_m N = X_m \quad 0 \leq m \leq N - 1$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι η εκπεμπόμενη ακολουθία ψηφιακών συμβόλων $\{X_m\}$ ταυτίζεται με τη λαμβανόμενη ακολουθία $\{Y_m\}$.

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως η λειτουργία ενός συστήματος OFDM στηρίζεται στην ορθογωνιότητα μεταξύ των υποκαναλιών. Στην

περίπτωση που η συνθήκη ορθογωνιότητας δεν ισχύει, τότε υπάρχουν παρεμβολές μεταξύ των υποκαναλιών (ICI=Inter Carrier Interference) και δημιουργείται ενδο-συμβολική παρεμβολή. Η ορθογωνιότητα παύει να ισχύει όταν εμφανίζονται προβλήματα συγχρονισμού. Τα προβλήματα αυτά δημιουργούνται από:

- Τους ταλαντωτές που χρησιμοποιούνται στον πομπό και το δέκτη (carrier frequency offset)
- Το θόρυβο φάσης των ταλαντωτών (phase noise)
- Αποκλίσεις μεταξύ των κυκλωμάτων δειγματοληψίας που χρησιμοποιούνται στο πομπό και το δέκτη (sampling clock offset)
- Σφάλματα στην εκτίμηση της έναρξης των OFDM συμβόλων στο δέκτη (timing offset)

Ακόμη μια κρίσιμη παράμετρος που αφορά την επίδοση ενός συστήματος OFDM είναι ο λόγος της μέγιστης ισχύος προς τη μέση ισχύ (PAR = Peak to Average Ratio) του σήματος εκπομπής [2].

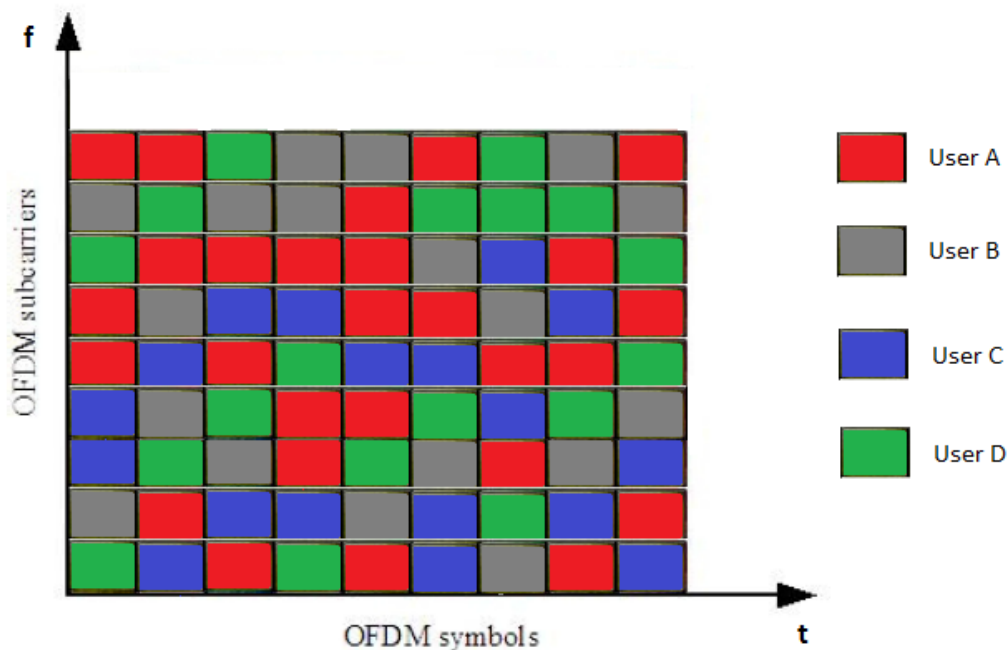
$$PAR = \frac{\max\{(x_n)^2\}}{E\{(x_n)^2\}}$$

Όταν η τιμή του λόγου αυτού είναι χαμηλή, ο ενισχυτής του πομπού μπορεί να λειτουργεί με μικρό περιθώριο ισχύος, δηλαδή με υψηλή ισχύ εξόδου, χωρίς ορισμένες χρονικές στιγμές να υπάρχει κίνδυνος μετάβασης στη μη γραμμική περιοχή του ενισχυτή. Αντίθετα, υψηλή τιμή του λόγου PAR επιβάλλει προληπτικά τη λειτουργία του ενισχυτή του πομπού με μεγάλο περιθώριο ισχύος ώστε να παραμένει στη γραμμική περιοχή ακόμα και όταν μεγιστοποιείται η ισχύς εκπομπής. Συμπερασματικά επειδή πρέπει να αποφεύγεται η παραμόρφωση λόγω μη γραμμικής ενίσχυσης, είναι επιθυμητό η μέση και η μέγιστη τιμή της ισχύος εκπομπής να είναι παραπλήσιες, ώστε ο ενισχυτής ισχύος να μπορεί να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή (αλλά όσο πλησιέστερα είναι δυνατό προς την ισχύ κορεσμού) όπου δεν εμφανίζονται μη γραμμικά φαινόμενα.

3.2 Τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA

Η τεχνική OFDM είναι στην ουσία μια τεχνική πολυπλεξίας, εντούτοις χαρακτηρίζεται διαμόρφωση, αφού όλα τα διαθέσιμα υποφέροντα αποδίδονται σε ένα και μόνο χρήστη. Η OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) αποτελεί επέκταση της OFDM σύμφωνα με την οποία σε κάθε χρήστη εκχωρείται μόνο ένα υποσύνολο των διαθέσιμων υποκαναλιών. Ενώ το σύνολο των διαθέσιμων υποκαναλιών καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά της OFDM, το ποιο υποσύνολο εκχωρείται σε κάθε χρήστη καθορίζεται από την OFDMA [2].

Στο πιο κάτω σχήμα φαίνεται ένα παράδειγμα κατανομής των πόρων ενός OFDMA συστήματος (OFDM σύμβολα και υποκανάλια) σε 4 χρήστες. Διαφορετικοί χρήστες μπορούν να λαμβάνουν διαφορετικό πλήθος συμβόλων και υποφερόντων, και επιπλέον μπορούν να εφαρμοστούν διαφορετικά επίπεδα διαμόρφωσης (αριθμός των bits ανά symbol) σε κάθε υποκάνάλι. Έτσι μπορούν να εξυπηρετηθούν ομάδες χρηστών με διαφορετικά επίπεδα ποιότητας υπηρεσίας (QoS = Quality of Service). Επίσης σε κάθε χρήστη του συστήματος εκχωρείται συγκεκριμένος αριθμός υποκαναλιών, ανάλογα με τις απαιτήσεις του σε ρυθμό μετάδοσης [19].



Σχήμα 3.10: Κατανομή πόρων σε σύστημα OFDMA

Η προσέγγιση αυτή αυξάνει σημαντικά την ευελιξία στη διαχείριση των ραδιοπόρων του συστήματος (συχνότητα και χρόνος), αλλά προσθέτει επιπλέον τηλεπικοινωνιακό φόρτο και στις δύο κατευθύνσεις της ζεύξης, αφού για να αξιοποιηθούν πλήρως οι δυνατότητες που παρέχει η OFDMA θα πρέπει ο Σταθμός Βάσης να έχει πληροφορίες για τους διαύλους της κάτω ζεύξης (Downlink), αλλά και οι Κινητοί Σταθμοί θα πρέπει να γνωρίζουν ποια υποκανάλια τους έχουν αποδοθεί.

Από τα προηγούμενα γίνεται εμφανές ότι η τεχνική OFDMA είναι μια συνδυασμένη εφαρμογή των τεχνικών TDMA (Time Division Multiple Access) και FDMA (Frequency Division Multiple Access), αφού στον κάθε χρήστη αποδίδονται διαφορετικές χρονοσχισμές και διαφορετικά υποφέροντα.

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της OFDMA είναι ότι είναι μέθοδος πολλαπλής πρόσβασης, που εμπεριέχει όμως τη διαμόρφωση OFDM, η οποία προσδίδει στο σήμα ανθεκτικότητα σε φαινόμενα πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Η τεχνική OFDMA εκτός από τα πλεονεκτήματα της OFDM διατηρεί και τα προβλήματα που συνοδεύουν την τεχνική αυτή, με κάποια όμως διαφορετική μορφή. Συγκεκριμένα τα προβλήματα παρεμβολών μεταξύ γειτονικών υποκαναλιών που στην περίπτωση της OFDM δημιουργούν ενδοσυμβολική παρεμβολή (ICI), στην περίπτωση της OFDMA δημιουργούν επιπλέον και παρεμβολές μεταξύ των χρηστών. Αν τα γειτονικά υποκανάλια που αλληλοπαρεμβάλλονται έχουν εκχωρηθεί στον ίδιο χρήστη, τότε έχουμε ενδοσυμβολική παρεμβολή, ενώ αν ανήκουν σε διαφορετικούς χρήστες έχουμε παρεμβολή μεταξύ των χρηστών αυτών. Επίσης το πρόβλημα του υψηλού λόγου μέγιστης προς μέση ισχύ (PAR) που προκαλεί παραμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας σε συστήματα OFDM, στην περίπτωση της τεχνικής OFDMA εμφανίζεται συνήθως ακόμη πιο έντονο λόγω του μεγαλύτερου πλήθους των υποκαναλιών [1].

Υποθέτουμε ότι υπάρχουν N διαθέσιμα υποκανάλια και K χρήστες σε ένα σύστημα OFDMA. Αν στο χρήστη i αποδοθούν J_i υποκανάλια ($i=1,2,\dots,K$), τότε όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του J_i τόσο μεγαλύτερο ποσοστό του συνολικού φάσματος αποδίδεται στον εν λόγω χρήστη. Αν το

συνολικό εύρος ζώνης είναι B , τότε στο χρήστη i αποδίδεται εύρος ζώνης ίσο με $B_i = J_i * \frac{B}{N}$. Φυσικά θα πρέπει να ισχύει ο περιορισμός $\sum_{i=1}^K J_i = N$. Αντίστοιχα, αν σε όλα τα υποκανάλια χρησιμοποιείται η ίδια μέθοδος ψηφιακής διαμόρφωσης, ο ρυθμός μετάδοσης σε κάθε υποκανάλι προκύπτει από τη διαίρεση του αρχικού ρυθμού μετάδοσης R_S προς το πλήθος N των υποκαναλιών. Άρα, ο ρυθμός μετάδοσης του χρήστη i θα είναι $R_i = J_i * \frac{R_S}{N}$.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ/ΛΗΨΗΣ (MIMO Systems)

4.1 Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, στα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών ένας παράγοντας που υποβαθμίζει σημαντικά την ποιότητα των ζεύξεων, άρα και την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών, είναι οι διαλείψεις. Οι τεχνικές διαφορισμού (diversity techniques) είναι ένας σχετικά εύκολος και πολύ αποδοτικός τρόπος για να αντιμετωπιστούν οι επιπτώσεις των διαλείψεων και να βελτιωθεί η ποιότητα μιας ασύρματης ζεύξης. Οι τεχνικές αυτές εκμεταλλεύονται την τυχαία μεταβολή των χαρακτηριστικών του ασύρματου καναλιού. Συγκεκριμένα, σε μια τεχνική διαφορισμού το σύστημα εκπομπής ή/και λήψης χρησιμοποιεί πολλά "κανάλια", δηλαδή πολλαπλές εκδοχές του εκπεμπόμενου ή λαμβανόμενου σήματος, που ονομάζονται κλάδοι διαφορισμού και είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα ή ασυσχέτιστα σε μεγάλο βαθμό. Έτσι, αν ένα κανάλι παρουσιάζει έντονες διαλείψεις ή γενικά δυσμενείς συνθήκες διάδοσης (π.χ. θόρυβος, παρεμβολές), η πιθανότητα να παρουσιάζουν το ίδιο δυσμενείς συνθήκες ταυτόχρονα και τα υπόλοιπα ασυσχέτιστα κανάλια είναι πολύ μικρή [1].

Η υλοποίηση μιας τεχνικής διαφορισμού έχει ως κύρια ζητούμενα τον καθορισμό του τρόπου με τον οποίο δημιουργούνται τα ανεξάρτητα κανάλια καθώς και τον τρόπο με τον οποίο τα σήματα από τα ανεξάρτητα κανάλια συνδυάζονται ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα της ζεύξης. Ο παράγοντας που διαφοροποιεί τα κανάλια μεταξύ τους δεν είναι απαραίτητα ο φυσικός διαχωρισμός των διαφορετικών διαδρομών που μπορεί να ακολουθούν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα κατά τη διάδοσή τους. Τα κανάλια μπορούν να διαφοροποιούνται ανάλογα με οποιοδήποτε παράγοντα τα καθιστά μεταξύ τους ανεξάρτητα ή ασυσχέτιστα σε μεγάλο βαθμό.

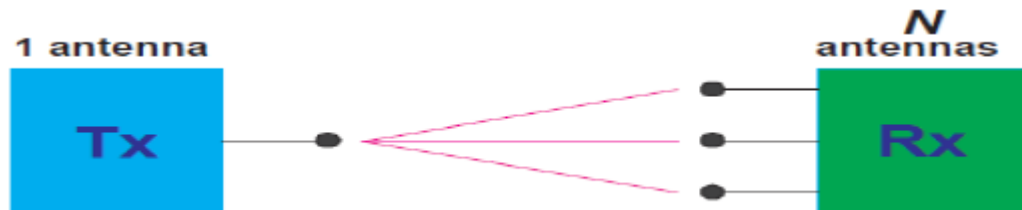
Τα είδη των τεχνικών διαφορισμού είναι:

- Χωρικός διαφορισμός (space ή antenna diversity), όπου πολλές κεραιές εκπομπής ή/και λήψης απέχουν ικανοποιητικά μεταξύ τους ώστε να ελαχιστοποιείται η επίδραση της χωρικής συσχέτισης (η χωρική απόσταση θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την απόσταση συνοχής του διαύλου)
- Χρονικός διαφορισμός (time diversity), όπου έχουμε μετάδοση του ίδιου σήματος σε διαφορετικές χρονικές στιγμές (η χρονική απόσταση θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το χρόνο συνοχής του διαύλου) και
- Διαφορισμός συχνότητας (frequency diversity), όπου έχουμε μετάδοση του ίδιου σήματος σε διαφορετικές συχνότητες (η συχνοτική απόσταση θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου)

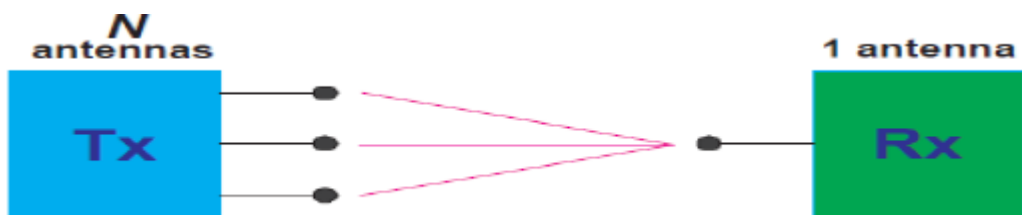
Τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί ιδιαίτερα οι τεχνικές διαφορισμού στο χώρο, οι οποίες μπορούν να εφαρμοστούν είτε στον πομπό είτε στο δέκτη είτε και στα δύο άκρα της ασύρματης ζεύξης. Ενώ αρχικά στα ασύρματα συστήματα χρησιμοποιούνταν μια κεραία στον πομπό και μια στο δέκτη (SISO = Single Input Single Output), η απαιτούμενη πολλαπλότητα των καναλιών στις τεχνικές διαφορισμού χώρου προκύπτει από τη χρήση πολλαπλών μετατοπισμένων κεραιών στο χώρο, δίνοντας συστήματα SIMO (Single Input Multiple Output), συστήματα MISO (Multiple Input Single Output) και συστήματα MIMO (Multiple Input Multiple Output). Ο όρος είσοδος (Input) αναφέρεται στις κεραιές εκπομπής ή στην είσοδο προς το δίαυλο, ενώ ο όρος έξοδος (Output) αναφέρεται στις κεραιές λήψης ή στην έξοδο από το δίαυλο.



Σχήμα 4.1: Σύστημα SISO



Σχήμα 4.2: Σύστημα SIMO



Σχήμα 4.3: Σύστημα MISO



Σχήμα 4.4: Σύστημα MIMO

Έτσι η διαφορική λήψη χώρου επιτυγχάνει σημαντική βελτίωση της μέσης τιμής του σηματοθορυβικού λόγου (SNR), άρα μείωση του ρυθμού σφαλμάτων (BER = Bit Error Rate), χωρίς αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος.

Το όφελος για την ποιότητα της ζεύξης, εκφράζεται με το κέρδος διαφορισμού (diversity gain), που ορίζεται ως η διαφορά των SNR που απαιτούνται για να επιτύχουμε ένα συγκεκριμένο επίπεδο πιθανότητας αποκοπής (outage probability) $P_{out} = \Pr \{SNR < SNR_{th}\}$ χρησιμοποιώντας 1 και L κλάδους, δηλαδή:

$$G_D(dB) = SNR_1(dB) - SNR_L(dB)$$

με $P_{out} = P_{out,1}(SNR_1) = P_{out,L}(SNR_L)$.

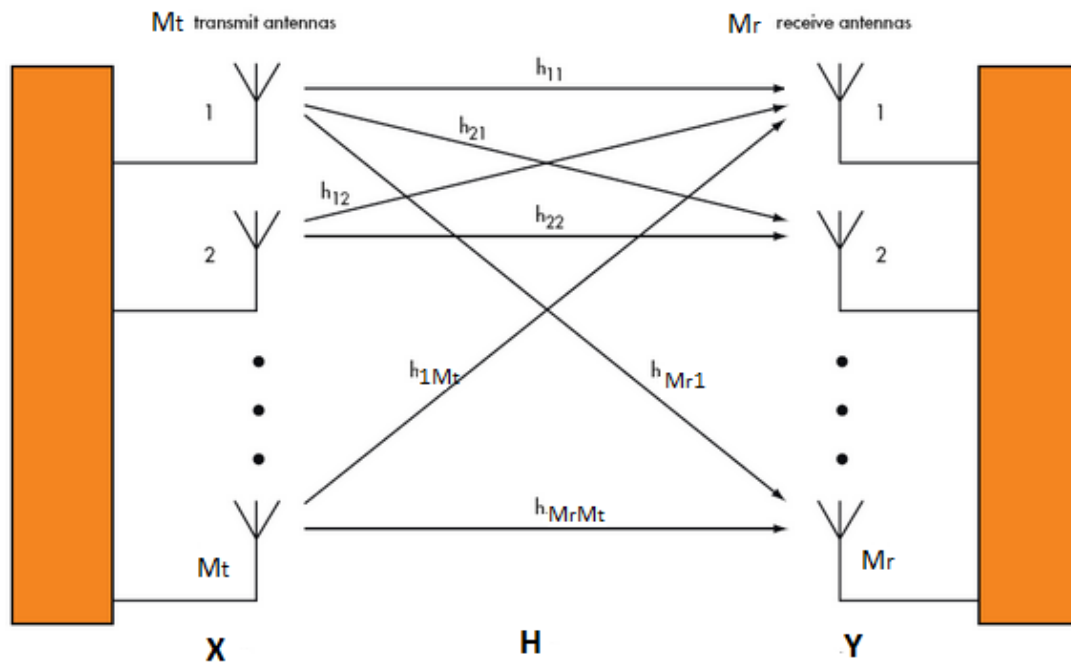
4.2 Τεχνικές υλοποίησης των συστημάτων MIMO

Ανάλογα με την επεξεργασία του σήματος στον πομπό και το δέκτη, ένα σύστημα MIMO μπορεί να υλοποιηθεί με τους ακόλουθους τρόπους [16]:

- Χωρική πολυπλεξία (SM = Spatial Multiplexing): στην τεχνική αυτή η κύρια ροή δεδομένων διαιρείται σε ένα πλήθος υπο-ροών χαμηλότερου ρυθμού μετάδοσης και μικρότερου εύρους ζώνης. Η κάθε μία από αυτές τις ροές αποστέλλεται από διαφορετικές κεραίες του πομπού και με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει η κάθε κεραία του δέκτη επιτυγχάνεται η αποκωδικοποίηση της κύριας ροής. Η τεχνική αυτή επιτυγχάνει αύξηση του ρυθμού μετάδοσης (της χωρητικότητας), χωρίς αύξηση της ισχύος εκπομπής.
- Χωρο-χρονική κωδικοποίηση (STC = Space-Time Coding): σύμφωνα με την τεχνική αυτή τα σήματα που μεταδίδονται από τις κεραίες του πομπού προς τις κεραίες του δέκτη συσχετίζονται στο χώρο στο πεδίο του χρόνου. Η τεχνική αυτή βελτιώνει την επίδοση του συστήματος ως προς τα σφάλματα, αλλά δεν είναι πολύ αποδοτική όσον αφορά τη χωρητικότητα.

4.3 Αρχή λειτουργίας των συστημάτων MIMO

Έστω ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα με M_t κεραιές εκπομπής και M_r κεραιές λήψης όπως φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 4.5: Σχηματική διάταξη συστήματος MIMO

Ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να πετύχουμε αύξηση της χωρητικότητας (του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης) ή/και την αύξηση της αξιοπιστίας της ζεύξης ελαχιστοποιώντας τα σφάλματα [2].

Έστω ότι τα σήματα που εκπέμπονται από τις κεραιές εκπομπής παριστάνονται από το διάνυσμα:

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{M_t}(t)]^T$$

όπου $x_i(t)$ είναι το σήμα που εκπέμπει η κεραιά i του πομπού ($i=1,2,\dots,M_t$).

Επίσης θεωρούμε ότι το εύρος συνοχής του διαύλου είναι πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης των εκπεμπόμενων σημάτων, άρα οι

διαλείψεις δεν είναι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (flat fading channel), οπότε ο διάυλος μεταξύ της κεραίας εκπομπής i ($1 \leq i \leq M_t$) και της κεραίας λήψης j ($1 \leq j \leq M_r$) περιγράφεται από το μιγαδικό συντελεστή h_{ji} .

Σε κάθε κεραία λήψης j ($1 \leq j \leq M_r$) θεωρούμε ότι έχουμε λευκό προσθετικό θόρυβο Gauss (AWGN = Additive White Gaussian Noise) ίσο με $n_j(t)$.

Επομένως το σήμα λήψης στην κεραία j του δέκτη θα είναι ίσο με:

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^{M_t} h_{ji} x_i(t) + n_j(t) \quad 1 \leq j \leq M_r$$

Οι προηγούμενες εξισώσεις μπορούν να γραφούν με τη μορφή πινάκων ως εξής:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{H} * \mathbf{X}(t) + \mathbf{N}(t)$$

όπου $\mathbf{Y}(t)$ είναι το διάνυσμα λήψης, \mathbf{H} είναι ο πίνακας του διαύλου (channel matrix) και $\mathbf{N}(t)$ είναι το διάνυσμα θορύβου, που δίνονται από τις πιο κάτω σχέσεις:

$$\mathbf{Y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_r}(t)]^T$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r1} & h_{M_r2} & \dots & h_{M_rM_t} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{N}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{M_r}(t)]^T$$

Η προηγούμενη εξίσωση περιγράφει το βασικό μιγαδικό μοντέλο διαύλου για συστήματα MIMO με επίπεδες διαλείψεις. Μια πολύ σημαντική

παράμετρος για την επίδοση του συστήματος είναι κατά πόσο ο πομπός και ο δέκτης γνωρίζουν τον πίνακα \mathbf{H} του διαύλου. Όταν μια συσκευή λειτουργεί ως δέκτης συνήθως πραγματοποιεί εκτίμηση του πίνακα \mathbf{H} μέσω μιας τεχνικής εκτίμησης διαύλου. Όταν λειτουργεί ως πομπός, αξιοποιεί την πληροφορία που ήδη έχει για το \mathbf{H} σε συστήματα TDD (Time Division Duplex), ή για συστήματα FDD (Frequency Division Duplex), μέσω ανάδρασης λαμβάνει την πληροφορία αυτή από την άλλη πλευρά της ζεύξης. Αν ο πίνακας \mathbf{H} δεν είναι γνωστός στον πομπό ή/και στο δέκτη πρέπει να γίνει κάποια υπόθεση για τη στατιστική συμπεριφορά του.

4.3.1 Πίνακας \mathbf{H} για χωρικά ανεξάρτητα κανάλια

Η περίπτωση των χωρικά ανεξάρτητων καναλιών αποτελεί την πιο απλή περίπτωση μοντελοποίησης καναλιού MIMO. Όταν τα κανάλια διάδοσης μεταξύ του πομπού και του δέκτη θεωρηθούν μεταξύ τους ανεξάρτητα, τότε ο πίνακας \mathbf{H} , διαστάσεων $M_r \times M_t$, θεωρείται χωρικά λευκός με μηδενική μέση τιμή, δηλαδή τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H} θεωρούνται ανεξάρτητες κυκλικά συμμετρικές μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές Gauss μηδενικής μέσης τιμής (ZMCSCG = Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian). Συγκεκριμένα μια μιγαδική τυχαία μεταβλητή $Z=X+jY$ ακολουθεί την κατανομή ZMCSCG αν οι πραγματικές μεταβλητές X και Y είναι ανεξάρτητες κανονικές κατανομές (Gaussian) με μέση τιμή μηδέν και με ίση διασπορά σ^2 .

Θεωρώντας τυπική απόκλιση $\sigma = \frac{\sqrt{2}}{2}$, το στοιχείο h_{mn} του πίνακα \mathbf{H} θα δίνεται από τη σχέση:

$$h_{mn} = \frac{\sqrt{2}}{2} * Normal(0,1) + j \frac{\sqrt{2}}{2} * Normal(0,1)$$

όπου οι $Normal(0,1)$ είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν κανονική κατανομή με μέση τιμή μηδέν και τυπική απόκλιση ίση με τη μονάδα.

Οι ιδιότητες των στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} στην περίπτωση αυτή είναι οι εξής:

- $E\{h_{mn}\} = 0$
- $E\{|h_{mn}|^2\} = 2\sigma^2 = 1$
- $E\{h_{mn}h_{ij}^*\} = 0$ αν $m \neq i$ ή $n \neq j$

Η πρώτη ιδιότητα αναφέρεται στη μέση τιμή των στοιχείων του πίνακα που όπως προαναφέρθηκε είναι μηδενική, η δεύτερη ιδιότητα αναφέρεται στην κανονικοποίηση των στοιχείων και η τρίτη ιδιότητα στη συσχέτιση τους (ασυσχέτιστα κανάλια).

4.4 Χωρητικότητα διαύλου

Ο Shannon έδειξε ότι οι επιπτώσεις της περιορισμένης ισχύος ενός πομπού, του περιορισμένου εύρους ζώνης και του λευκού θορύβου μπορούν να συσχετιστούν με το δίαυλο και να ενσωματωθούν σε μια παράμετρο που την ονόμασε χωρητικότητα διαύλου. Η μέγιστη λοιπόν χωρητικότητα, υπό μορφή ρυθμού μετάδοσης C (bps), ενός ιδανικού διαύλου, δηλαδή χωρίς σκιάσεις και διαλείψεις, με περιορισμένο εύρος ζώνης B (Hz) και υπό συνθήκες προσθετικού λευκού θορύβου Gauss (AWGN) δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} C &= B * \log_2\left(1 + \frac{S}{N_0 * B}\right) = B * \log_2(1 + SNR) = \\ &= 3.32 * B * \log_{10}(1 + SNR) \end{aligned}$$

όπου S η μέση λαμβανόμενη ισχύς, N_0 η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου και SNR ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη.

Η μεγάλη σπουδαιότητα της πιο πάνω σχέσης οφείλεται στο γεγονός ότι, αν ο ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας R είναι μικρότερος από τη χωρητικότητα του διαύλου C ($R < C$), τότε είναι θεωρητικά πιθανό να επιτύχουμε αξιόπιστη, χωρίς σφάλματα, μετάδοση χρησιμοποιώντας κατάλληλη κωδικοποίηση. Αντίθετα αν ο ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας R είναι μεγαλύτερος από τη χωρητικότητα του διαύλου C ($R > C$), τότε δεν είναι εφικτή η αξιόπιστη μετάδοση της πληροφορίας μέσω του διαύλου, ανεξαρτήτως της επεξεργασίας που μπορεί να υποστεί το σήμα στον πομπό ή/και στο δέκτη.

Το θεωρητικό όριο της χωρητικότητας του Shannon δεν επιτυγχάνεται στην πράξη, αλλά με διάφορες τεχνικές σχεδίασης της ζεύξης είναι δυνατό να πλησιάσουμε το όριο αυτό.

4.4.1 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα MIMO

Θεωρώντας ότι η μέση λαμβανόμενη ισχύς σε κάθε κεραία του δέκτη είναι ίση με την ολικά εκπεμπόμενη ισχύ P , ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε κλάδο του δέκτη θα είναι $SNR = \frac{P}{\sigma_n^2}$ ($\sigma_n^2 = N_0 * B$), δηλαδή ανεξάρτητος από το πλήθος των κεραιών εκπομπής [1].

Αποδεικνύεται ότι η χωρητικότητα ενός συστήματος MIMO, για άγνωστο δίαυλο στον πομπό, δίνεται από τη σχέση:

$$C = \begin{cases} B * \log_2[\det(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{SNR}{M_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H)], & M_r \leq M_t \\ B * \log_2[\det(\mathbf{I}_{M_t} + \frac{SNR}{M_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H})], & M_r > M_t \end{cases}$$

όπου $\det(\mathbf{X})$ η ορίζουσα του τετραγωνικού πίνακα \mathbf{X} , \mathbf{I}_N ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $N \times N$, \mathbf{A}^H ο αναστροφο-συζυγής πίνακας του πίνακα \mathbf{A} ,

δηλαδή $\mathbf{A}^H = (\mathbf{A}^T)^*$ και \mathbf{H} ο πίνακας του διαύλου (channel matrix) διαστάσεων $M_r \times M_t$.

Όταν ο διάυλος είναι γνωστός στον πομπό, η χωρητικότητα του συστήματος δίνεται από τη σχέση:

$$C = B * \log_2 \prod_{i=1}^{R_H} \left(1 + \lambda_i \frac{SNR}{M_t}\right) = B * \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \lambda_i \frac{SNR}{M_t}\right)$$

όπου R_H η τάξη (rank) του πίνακα \mathbf{H} , που ισούται με το πλήθος των ιδιοτιμών λ_i του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (ή ισοδύναμα του πίνακα $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$). Για την τάξη του πίνακα \mathbf{H} ισχύει γενικά ότι $R_H \leq \min(M_r, M_t)$. Όταν στο διάυλο η διάδοση επηρεάζεται από πολλούς σκεδαστές, ο πίνακας \mathbf{H} είναι πλήρους τάξης (full rank), δηλαδή $R_H = \min(M_r, M_t)$. Αντίθετα αν οι σκεδαστές είναι λίγοι ή γενικά τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H} έχουν υψηλή συσχέτιση μεταξύ τους, τότε η τάξη του \mathbf{H} μπορεί να είναι μέχρι και ένα.

4.4.2 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα SISO

Στην περίπτωση των SISO συστημάτων, είναι $M_r = M_t = 1$ και $\mathbf{H} = h$, άρα σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση η χωρητικότητα του συστήματος, για άγνωστο διάυλο στον πομπό, θα είναι:

$$C = B * \log_2(1 + SNR * |h|^2) = B * \log_2\left(1 + \frac{P}{\sigma_n^2} |h|^2\right)$$

Αν κανονικοποιήσουμε το διάυλο ώστε $|h|^2 = 1$, τότε:

$$C = B * \log_2(1 + SNR)$$

4.4.3 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα SIMO

Στην περίπτωση των SIMO συστημάτων, είναι $M_t = 1$ και $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_{M_r}]^T$, άρα σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση η χωρητικότητα του συστήματος, για άγνωστο δίαυλο στον πομπό, θα είναι:

$$\begin{aligned} C &= B * \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{M_t} + \frac{SNR}{M_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right] = B * \log_2 [1 + SNR * \mathbf{H}^H \mathbf{H}] = \\ &= B * \log_2 \left[1 + SNR * \sum_{i=1}^{M_r} |h_i|^2 \right] \end{aligned}$$

Αν κανονικοποιήσουμε το δίαυλο ώστε $|h_i|^2 = 1$, $i = 1, 2, \dots, M_r$, τότε:

$$C = B * \log_2 [1 + M_r * SNR]$$

Παρατηρούμε ότι έχουμε αύξηση της χωρητικότητας, σε σχέση με το SISO σύστημα, καθώς αυξάνουμε το πλήθος των κεραιών στο δέκτη.

4.4.4 Χωρητικότητα διαύλου για συστήματα MISO

Στην περίπτωση των MISO συστημάτων, είναι $M_r = 1$ και $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_{M_t}]$, άρα σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση η χωρητικότητα του συστήματος, για άγνωστο δίαυλο στον πομπό, θα είναι:

$$\begin{aligned} C &= B * \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{SNR}{M_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] = B * \log_2 \left[1 + \frac{SNR}{M_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] = \\ &= B * \log_2 \left[1 + \frac{SNR}{M_t} * \sum_{j=1}^{M_t} |h_j|^2 \right] \end{aligned}$$

Αν κανονικοποιήσουμε το διάυλο ώστε $|h_j|^2 = 1$, $j = 1, 2, \dots, M_t$, τότε:

$$C = B * \log_2[1 + SNR]$$

Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση όπου ο διάυλος είναι *άγνωστος* για τον πομπό, δεν υπάρχει αύξηση της χωρητικότητας με την αύξηση του πλήθους των κεραιών στον πομπό, σε σύγκριση με το SISO σύστημα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΥΠΟΣΥΝΟΛΟΥ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MIMO-OFDMA

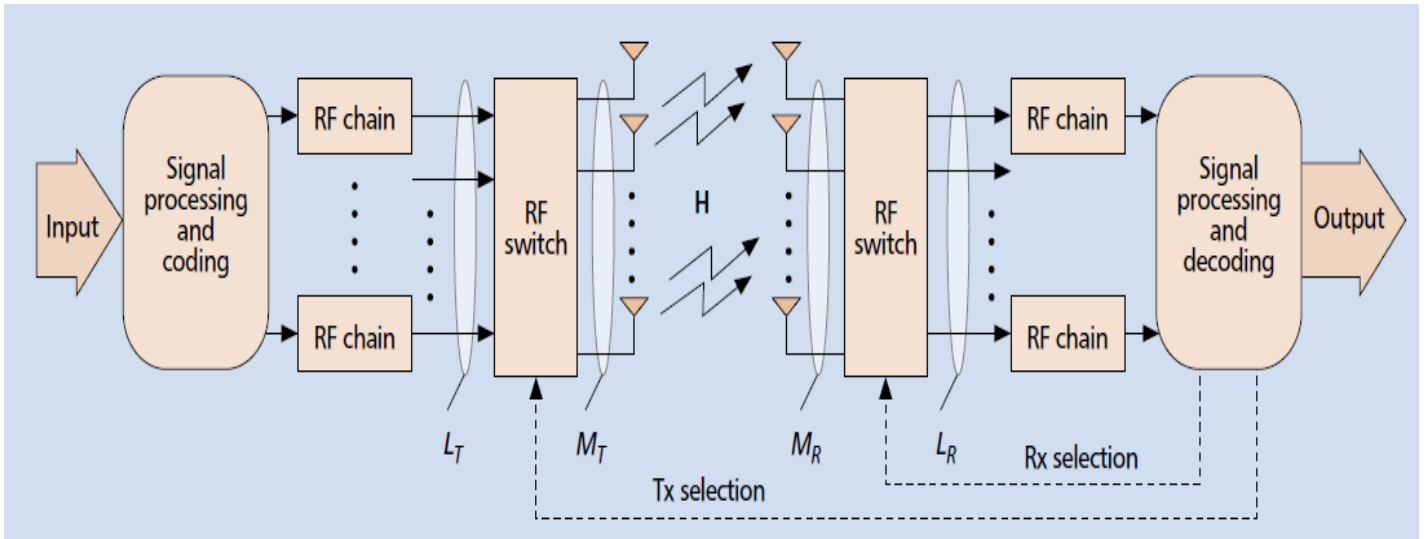
5.1 Εισαγωγή

Στα συστήματα MIMO-OFDMA μπορούν να εφαρμοστούν τεχνικές επιλογής υποσυνόλου κεραιών (AS = Antenna Selection) μετάδοσης ή/και λήψης, οι οποίες έχουν τα εξής πλεονεκτήματα:

- Μείωση της πολυπλοκότητας επεξεργασίας, λόγω της χρήσης πινάκων μικρότερων διαστάσεων
- Μείωση της εκπεμπόμενης ισχύος και των παρεμβολών, αφού αποφεύγεται η μετάδοση από ζεύξεις με έντονες διαλείψεις

Συγκεκριμένα οι τεχνικές επιλογής υποσυνόλου κεραιών διακρίνονται στις εξής κατηγορίες:

- 1) Επιλογή υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης (TAS = Transmit Antenna Selection) : από τις συνολικά M_t διαθέσιμες κεραιές εκπομπής επιλέγεται ένα υποσύνολο από αυτές για τη μετάδοση δεδομένων
- 2) Επιλογή υποσυνόλου κεραιών λήψης (RAS = Receive Antenna Selection) : από τις συνολικά M_r διαθέσιμες κεραιές λήψης επιλέγεται ένα υποσύνολο από αυτές για τη λήψη δεδομένων
- 3) Επιλογή υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης/λήψης (TRAS = Transmit Receive Antenna Selection) : από τις συνολικά $M_t + M_r$ διαθέσιμες κεραιές επιλέγεται ένα υποσύνολο από αυτές για τη μετάδοση και λήψη δεδομένων



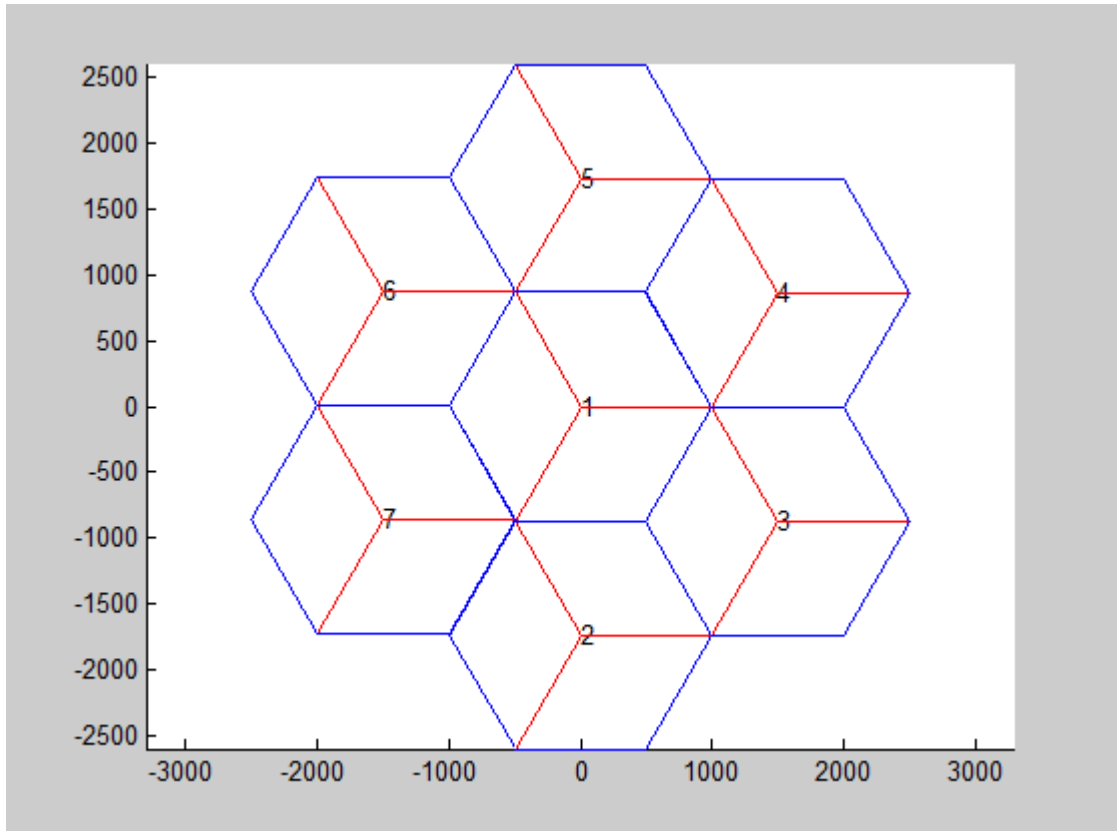
Σχήμα 5.1: Επιλογή υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης/λήψης σε MIMO συστήματα

Λόγω των περιορισμένων διαστάσεων που έχουν τα κινητά τερματικά (MSs), μπορούμε να υποθέσουμε ότι $M_t > M_r$. Έτσι λόγω του μικρότερου αριθμού κεραιών λήψης, στην παρούσα διπλωματική εργασία θα μελετηθεί η περίπτωση της επιλογής υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης (TAS).

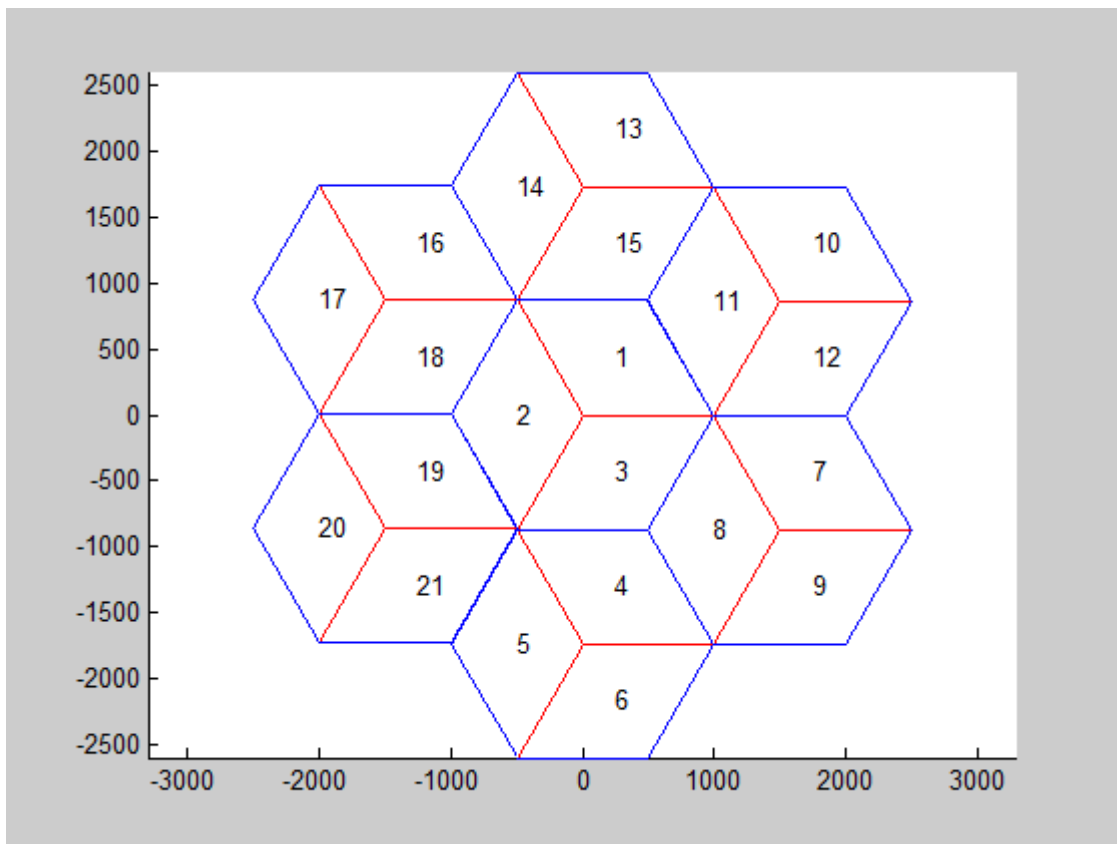
5.2 Περιγραφή του προσομοιωτή

Στις προσομοιώσεις που έγιναν θεωρήσαμε το κυψελωτό σύστημα που φαίνεται στο Σχήμα 5.2, το οποίο αποτελείται από μία βαθμίδα (1 tier) γύρω από την κεντρική κυψέλη με αριθμό 1. Συγκεκριμένα υπάρχουν 7 BSs (Σταθμοί Βάσης), κάθε ένας από τους οποίους χωρίζεται σε 3 τομείς (Sectors) των 120° , δηλαδή υπάρχουν συνολικά $7 \cdot 3 = 21$ Sectors (Σχήμα 5.3).

Η ακτίνα της κάθε κυψέλης είναι $R=1000$ m, η φέρουσα συχνότητα είναι $f_c=2$ GHz και το συνολικό εύρος ζώνης είναι $BW=10$ MHz. Κάθε sector έχει $S=128$ διαθέσιμα υποφέροντα (SCs = subcarriers), δηλαδή κάθε κανάλι έχει εύρος ζώνης $10 \text{ MHz}/128=78.125$ KHz.



Σχήμα 5.2: Κυβελωτό σύστημα (1 tier) με αριθμηση των BSs (άξονες σε m)



Σχήμα 5.3: Κυβελωτό σύστημα (1 tier) με αριθμηση των Sectors (άξονες σε m)

Για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης (PL) χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο COST 231 - Hata με παραμέτρους $h_{BS}=30$ m, $h_{MS}=1.5$ m και $C=0$ dB. Επίσης θεωρήσαμε σκίαση (shadowing) με τυπική απόκλιση $\sigma=8$ dB, η οποία συμπεριλαμβάνεται εντός των απωλειών διάδοσης (PL).

Οι χρήστες (users) εισάγονται σειριακά στο σύστημα και θεωρούμε ότι είναι ομοιόμορφα κατανεμημένοι στη συνολική περιοχή κάλυψης του συστήματος. Για κάθε χρήστη υπολογίζονται οι απώλειες διάδοσης ως προς όλους τους BSs και ο BS με τις μικρότερες απώλειες διάδοσης (PL_{min}) θεωρείται ως ο serving BS (sBS) του συγκεκριμένου χρήστη. Στη συνέχεια αφού υπολογιστεί σε ποιο από τα 3 sectors του sBS ανήκει ο χρήστης (Sector=1 ή 2 ή 3), υπολογίζεται το serving sector (sec) του χρήστη από τον τύπο $sec = 3 * (sBS - 1) + Sector$.

Για μια συγκεκριμένη κυψέλη, θεωρούμε ότι οι τομείς διαχωρίζονται ως εξής: 1^{ος} τομέας $\rightarrow 0^\circ \leq \varphi < 120^\circ$, 2^{ος} τομέας $\rightarrow 120^\circ \leq \varphi < 240^\circ$ και 3^{ος} τομέας $\rightarrow 240^\circ \leq \varphi < 360^\circ$. Επίσης θεωρούμε ότι κάθε ένας από τους τρεις τομείς έχει το πιο κάτω διάγραμμα ακτινοβολίας:

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_b - 12 \left(\frac{\varphi - \varphi_s}{\varphi_{3dB}} \right)^2, & \varphi_s - 60^\circ \leq \varphi \leq \varphi_s + 60^\circ \\ G_b - A_m, & \text{αλλού} \end{cases}$$

όπου $G_b = 14$ dBi το μέγιστο κέρδος, $\varphi_{3dB} = 70^\circ$ το γωνιακό εύρος 3dB, $A_m = 20$ dB η μέγιστη απόσβεση και $\varphi_s = 60^\circ + (i - 1)120^\circ$, $i = 1,2,3$ (ανάλογα με το αντίστοιχο sector, $\varphi_s \in \{60^\circ, 180^\circ, 300^\circ\}$) η γωνία μεγίστου κέρδους.

Επίσης θεωρούμε ότι οι MSs έχουν κέρδος κεραίας $G_{MS}=0$ dB και έτσι οι συνολικές απώλειες (TL) ενός χρήστη ως προς κάποιο sector είναι σε dB ίσες με $TL = PL - G(\varphi) - G_{MS} = PL - G(\varphi)$, όπου φ είναι η γωνία του χρήστη ως προς το κέντρο της κυψέλης στην οποία ανήκει το συγκεκριμένο sector.

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε K sectors και N users (MSs), τότε απαιτούμε να ισχύουν οι εξής περιορισμοί:

$$P_{n,tot} = \sum_{s \in S_n} p_{n,s} \leq P_{MSmax} = 1 W, \quad 1 \leq n \leq N$$

$$\sum_{\substack{n=1 \\ n \in MS_k}}^N U_n \leq S, \quad 1 \leq k \leq K$$

όπου $P_{n,tot}$ η συνολική ισχύς που εκπέμπεται για τον n -ιοστό MS, $p_{n,s}$ η ισχύς που εκπέμπεται για τον n -ιοστό MS και το s -ιοστό SC (subcarrier), S_n το σύνολο που περιέχει τα SCs που αποδίδονται στον n -ιοστό MS, U_n το πλήθος των SCs που αποδίδονται στο n -ιοστό MS ($|S_n| = U_n$) και MS_k το σύνολο που περιέχει τους MSs που εξυπηρετούνται από το k -ιοστό sector. Στις προσομοιώσεις που έγιναν θεωρήθηκε για ευκολία ότι σε όλους τους MSs αποδίδεται ο ίδιος αριθμός SCs, δηλαδή $U_n = U$.

Στη συνέχεια, υποθέτουμε ότι σε ένα σύστημα MIMO, με M_t κεραιές εκπομπής και M_r κεραιές λήψης, γίνεται επιλογή υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης (TAS), όπου επιλέγονται $\min(M_t, M_r)$ κεραιές εκπομπής για τη μετάδοση δεδομένων. Το εκπεμπόμενο σήμα $\mathbf{x}_n(t)$ για τον n -ιοστό MS, διαστάσεων $\min(M_t, M_r) \times 1$, εκφράζεται ως:

$$\mathbf{x}_n(t) = \sum_{s \in S_n} \sqrt{p_{n,s}} \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} X_{n,s} e^{j2\pi f_s t}, \quad 0 < t < T$$

όπου $\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}$ το διάνυσμα συντελεστών βάρους (διαστάσεων $\min(M_t, M_r) \times 1$), $X_{n,s}$ το s -ιοστό σύμβολο του n -ιοστού MS, f_s η συχνότητα του s -ιοστού SC και T η διάρκεια του OFDM συμβόλου. Ο δείκτης $i_{n,s}$ υποδεικνύει το επιλεγόμενο υποσύνολο κεραιών εκπομπής για τον n -ιοστό MS και το s -ιοστό SC. Αν για παράδειγμα έχουμε ένα σύστημα με $M_t=4$ και $M_r=2$, τότε $i_{n,s} \in \{(1,2), (1,3), (1,4), (2,3), (2,4), (3,4)\}$.

Το λαμβανόμενο σήμα $Y_{n,s}$ του n -ιοστού MS και s -ιοστού SC, διαστάσεων $M_r \times 1$, μετά το προσαρμοσμένο φίλτρο (matched filter) και τον FFT μπορεί να εκφραστεί ως:

$$Y_{n,s} = \left(\sqrt{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,\text{sec}(n)}}} \right) \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}} \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} X_{n,s} + \sum_{\substack{n' \neq n \\ s \in S_{n'}}}^N \left(\sqrt{\frac{p_{n',s}}{TL_{n,\text{sec}(n')}}} \right) \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n'),s,i_{n',s}} \mathbf{w}_{n',s,i_{n',s}} X_{n',s} + \mathbf{noise}_{n,s}$$

όπου $TL_{n,\text{sec}(n)}$ οι συνολικές απώλειες του n -ιοστού MS σε σχέση το serving sector του n' -ιοστού MS, $\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}}$ ο πίνακας καναλιού (channel matrix) διαστάσεων $M_r \times \min(M_t, M_r)$ για το s -ιοστό SC του n -ιοστού MS σε σχέση με το $\text{sec}(n')$ (επίπεδες Rayleigh διαλείψεις) και $\mathbf{noise}_{n,s}$ το αντίστοιχο διάνυσμα λευκού προσθετικού θορύβου Gauss (AWGN) διαστάσεων $M_r \times 1$. Ο μεσαίος όρος της εξίσωσης αυτής υποδηλώνει την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI = Multiple Access Interference), όπου λαμβάνονται υπόψη μόνο οι MSs που τους έχει αποδοθεί το s -ιοστό SC.

Υποθέτοντας ότι κατά τη λήψη εφαρμόζεται συνδυασμός μεγίστου λόγου (MRC = Maximal Ratio Combining), το λαμβανόμενο σήμα που δίνεται από την προηγούμενη σχέση πολλαπλασιάζεται με το ακόλουθο διάνυσμα (διαστάσεων $1 \times M_r$):

$$\mathbf{r}_{n,s} = (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}} \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}})^H$$

Ο λόγος σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR) για τον n-ιοστό MS και το s-ιοστό SC, στην περίπτωση αυτή, θα ισούται με:

$$SINR_{n,s} = \frac{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,sec(n)}} \left\| \mathbf{r}_{n,s} \mathbf{H}_{n,sec(n),s,i_{n,s}} \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} \right\|_F^2}{\sum_{\substack{n' \neq n \\ s \in S_{n'}}} \frac{p_{n',s}}{TL_{n,sec(n')}} \left\| \mathbf{r}_{n,s} \mathbf{H}_{n,sec(n'),s,i_{n',s}} \mathbf{w}_{n',s,i_{n',s}} \right\|_F^2 + \mathbf{r}_{n,s} \mathbf{r}_{n,s}^H I_o}$$

όπου I_o η ισχύς θορύβου ($I_o = -104 \text{ dBm}$) και $\|\mathbf{x}\|_F$ η Frobenius νόρμα του διανύσματος \mathbf{x} . Υπενθυμίζεται ότι η Frobenius νόρμα ενός πίνακα \mathbf{A} , διαστάσεων $M \times N$, ισούται με $\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |a_{ij}|^2}$.

Έτσι, θεωρώντας ένα συγκεκριμένο κατώφλι για το SINR ($SINR_{n,s} = SINR_{th}$), ώστε να εξασφαλίζεται αποδεκτή ποιότητα υπηρεσίας (QoS), από τα προηγούμενα μπορεί να δημιουργηθεί ένα γραμμικό σύστημα $N_s \times N_s$ με αγνώστους τα $p_{n,s}$ ($1 \leq n \leq N_s$) των MSs του s-ιοστού SC. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται Έλεγχος Ισχύος (Power Control) και για να είναι αποδεκτή η λύση του συστήματος θα πρέπει $p_{n,s} > 0$ για $1 \leq n \leq N_s$.

Επίσης στην προηγούμενη ανάλυση το διάνυσμα συντελεστών βάρους $\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}$ υπολογίζεται από τη σχέση:

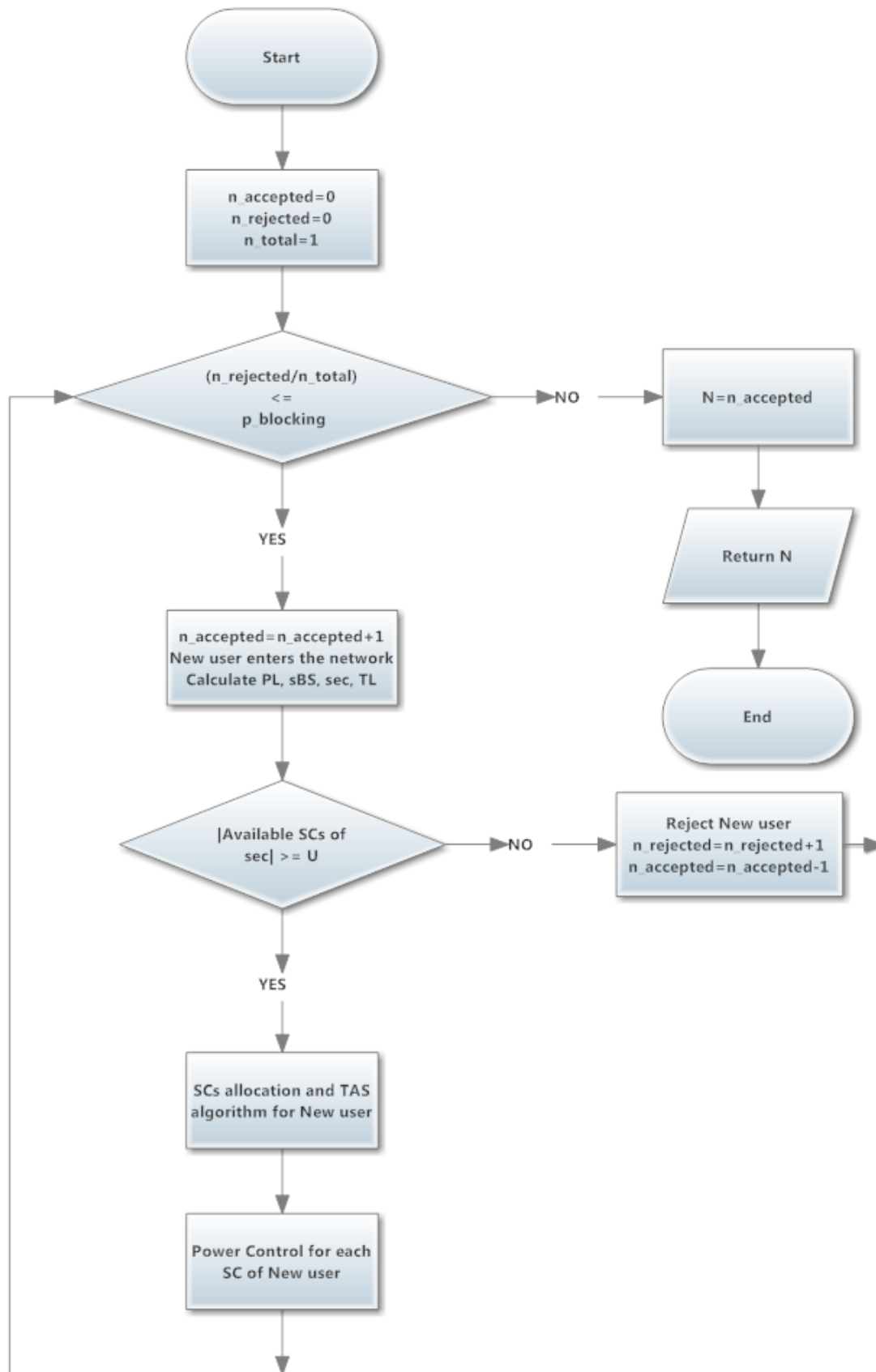
$$\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} = X_m(\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n,sec(n),s,i_{n,s}})$$

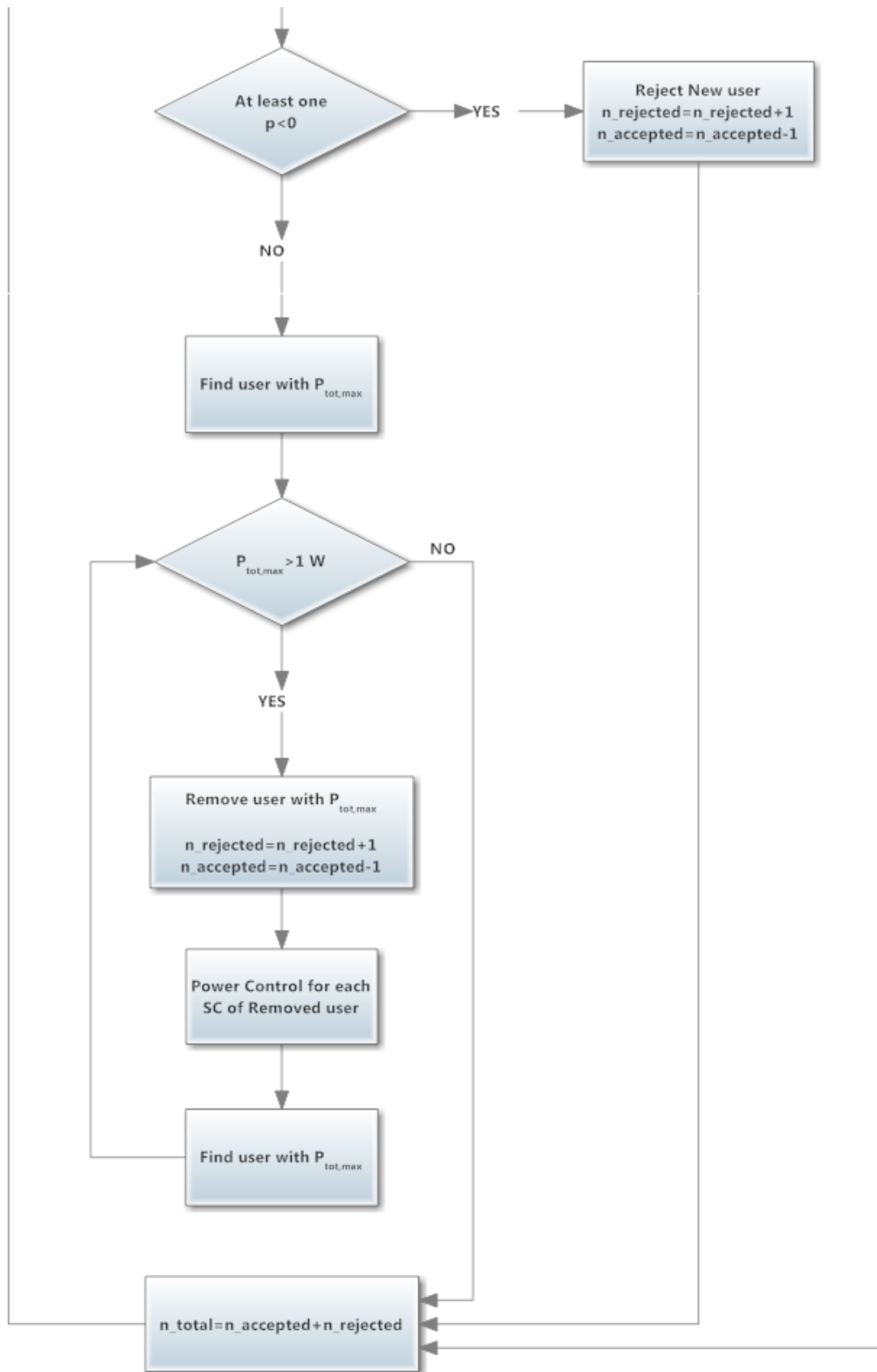
όπου $X_m(\mathbf{A})$ είναι το ιδιοδιάνυσμα (eigenvector) που αντιστοιχεί στη μέγιστη ιδιοτιμή (maximum eigenvalue) του τετραγωνικού πίνακα \mathbf{A} .

Στις προσομοιώσεις μελετήσαμε την επίδοση του συστήματος με βάση το μέσο αριθμό των ενεργών χρηστών (Mean number of active MSs), ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος όσον αφορά τον λόγο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR) και την πιθανότητα φραγής (p_blocking), που ορίζεται ως ο λόγος του αριθμού των χρηστών που απορρίφθηκαν προς το

συνολικό αριθμό των χρηστών που προσπάθησαν να εισέλθουν στο δίκτυο. Συγκεκριμένα για κάθε σενάριο πραγματοποιήθηκαν 10^3 ανεξάρτητες Monte Carlo (MC) προσομοιώσεις και στη συνέχεια υπολογίστηκε ο μέσος αριθμός των ενεργών χρηστών.

Τα βασικά βήματα κάθε Monte Carlo προσομοίωσης φαίνονται στο διάγραμμα ροής του Σχήματος 5.4. Ο νεοεισερχόμενος χρήστης (New user) απορρίπτεται είτε όταν ο serving sector του (sec) έχει λιγότερα από U διαθέσιμα SCs, είτε όταν υπάρχει τουλάχιστον μια ισχύς που είναι αρνητική κατά τη διαδικασία του Power Control για κάθε ένα από τα SCs του. Στην περίπτωση που το Power Control δίνει αποδεκτές τιμές για την ισχύ, εντοπίζεται ο χρήστης με τη μεγαλύτερη συνολική ισχύ ($P_{tot,max}$). Αν η $P_{tot,max}$ είναι μεγαλύτερη από 1 W, αφαιρείται ο συγκεκριμένος χρήστης από το δίκτυο, γίνεται Power Control για κάθε ένα από τα SCs του και υπολογίζεται στη συνέχεια η νέα $P_{tot,max}$. Η διαδικασία για την $P_{tot,max}$ συνεχίζεται μέχρι να ισχύσει $P_{tot,max} \leq 1$ W, δηλαδή όλοι οι χρήστες να έχουν $P_{tot} \leq 1$ W. Η εισαγωγή χρηστών τερματίζεται όταν επιτευχθεί η συγκεκριμένη πιθανότητα φραγής (p_blocking).





Σχήμα 5.4: Βασικό διάγραμμα ροής για κάθε προσομοίωση Monte Carlo

5.3 Αλγόριθμοι κατανομής υποκαναλιών και επιλογής κεραιών εκπομπής

Στους αλγόριθμους που ακολουθούν θεωρούμε ότι από τις συνολικά M_t κεραιές εκπομπής, επιλέγονται $\min(M_t, M_r)$ από αυτές για τη μετάδοση δεδομένων.

Επίσης συμβολίζουμε με $C_{sec(n)}$ το σύνολο που περιέχει τα διαθέσιμα SCs του $sec(n)$, όπου $sec(n)$ είναι ο serving sector του n -ιστού MS. Το σύνολο $C_{sec(n)}$ αρχικοποιείται ως εξής: $C_{sec(n)} \leftarrow \{1, 2, \dots, S\}$, όπου S είναι ο αριθμός των SCs ανά sector ($S=128$).

5.3.1 Αλγόριθμος τυχαίας κατανομής υποκαναλιών και τυχαίας επιλογής κεραιών εκπομπής (Random SC allocation & Random TAS)

Στον συγκεκριμένο αλγόριθμο η κατανομή των υποκαναλιών (subcarrier allocation) γίνεται με τυχαίο τρόπο, δηλαδή:

$$S_n \leftarrow rand(U, C_{sec(n)}), \quad C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus S_n$$

όπου η συνάρτηση $rand(x, Y)$ επιλέγει τυχαία x στοιχεία από το σύνολο Y .

Επίσης και η επιλογή κεραιών εκπομπής (TAS) γίνεται με τυχαίο τρόπο, δηλαδή:

$$i_{n,s} \leftarrow rand(L, \{1, 2, \dots, M_t\}), \quad \text{όπου } L = \min(M_t, M_r) \text{ και } s \in S_n$$

5.3.2 Αλγόριθμος τυχαίας κατανομής υποκαναλιών και MSNR επιλογής κεραιών εκπομπής (Random SC allocation & MSNR TAS)

Και πάλι στην περίπτωση αυτή η κατανομή των υποκαναλιών γίνεται τυχαία, δηλαδή:

$$S_n \leftarrow \text{rand}(U, C_{\text{sec}(n)}), \quad C_{\text{sec}(n)} \leftarrow C_{\text{sec}(n)} \setminus S_n$$

όπου η συνάρτηση $\text{rand}(x, Y)$ επιλέγει τυχαία x στοιχεία από το σύνολο Y .

Όμως η επιλογή κεραιών εκπομπής γίνεται με βάση τη μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικό λόγου (MSNR = Maximization of Signal to Noise Ratio), δηλαδή:

$$i_{n,s} \leftarrow i_{\max} : \|\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{\max}}\|_F^2 = \max_{i \in TR} \|\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i}\|_F^2$$

όπου $s \in S_n$ και TR είναι το σύνολο που περιέχει όλους τους δυνατούς συνδυασμούς των M_t κεραιών εκπομπής ανά $\min(M_t, M_r)$. Για παράδειγμα για ένα σύστημα με $M_t = 4$ και $M_r = 2$ θα είναι $TR = \{(1,2), (1,3), (1,4), (2,3), (2,4), (3,4)\}$.

5.3.3 Αλγόριθμος MSNR

Εδώ η κατανομή υποκαναλιών και η επιλογή κεραιών εκπομπής γίνεται ταυτόχρονα για κάθε χρήστη, δηλαδή ο αλγόριθμος έχει ως εξής:

$$S_n \leftarrow \{\}$$

For $j = 1, 2, \dots, U$

$$\text{Find } SC, i_{max} : \|\mathbf{H}_{n,sec(n),SC,i_{max}}\|_F^2 = \max_{\substack{s \in C_{sec(n)} \\ i \in TR}} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i}\|_F^2$$

$$S_n \leftarrow S_n \cup SC \quad \text{και} \quad i_{n,SC} \leftarrow i_{max}$$

$$C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus SC$$

end

5.3.4 Αλγόριθμος MSNR, χωρίς μεταγωγή (MSNR without Switching)

Η διαφορά αυτού του αλγόριθμου, σε σχέση με τον προηγούμενο, είναι ότι για ένα συγκεκριμένο χρήστη το υποσύνολο των κεραιών εκπομπής παραμένει το ίδιο για κάθε SC του ($i_{n,s} = i_n$ για κάθε $s \in S_n$). Δηλαδή δεν γίνεται μεταγωγή μεταξύ των κεραιών εκπομπής για διαφορετικά SCs του ίδιου χρήστη (without Switching). Ο αλγόριθμος αυτός έχει μικρότερη πολυπλοκότητα από άποψη μεταγωγής κεραιών, όμως υποστηρίζει μικρότερο αριθμό χρηστών σε σχέση με τον προηγούμενο.

Τα βήματα του αλγορίθμου έχουν ως εξής (TR_n είναι το σύνολο που περιέχει τα επιλεγόμενα υποσύνολα κεραιών εκπομπής του n-ιοστού MS για κάθε ένα από τα SCs του, με βάση τον προηγούμενο αλγόριθμο, $|TR_n| = U$):

$$S_n \leftarrow \{\} \quad \text{και} \quad TR_n \leftarrow \{\}$$

For $j = 1, 2, \dots, U$

$$\text{Find } SC, i_{max} : \|\mathbf{H}_{n,sec(n),SC,i_{max}}\|_F^2 = \max_{\substack{s \in C_{sec(n)} \\ i \in TR}} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i}\|_F^2$$

$$S_n \leftarrow S_n \cup SC \quad \text{και} \quad TR_n \leftarrow TR_n \cup i_{max}$$

$$C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus SC$$

end

$$\text{Find } i_n : \prod_{j=1}^U \|\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),S_n(j),i_n}\|_F^2 = \max_{i \in TR_n} \left(\prod_{j=1}^U \|\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),S_n(j),i}\|_F^2 \right)$$

$$i_{n,s} \leftarrow i_n, \quad \text{για κάθε } s \in S_n$$

5.3.5 Αλγόριθμος MSJNR

Ο αλγόριθμος αυτός στηρίζεται στη μεγιστοποίηση του SJNR (MSJNR = Maximization of Signal to Jamming plus Noise Ratio). Η παρεμβολή που προκαλεί ο n-ιστός MS στο δίκτυο (που αναφέρεται και ως jamming) δίνεται από τη σχέση:

$$J_{n,s,i_{n,s}} = \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \left(\sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}}^N \frac{\mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}}{TL_{n',\text{sec}(n)}} \right) \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}$$

Έτσι ο λόγος SJNR εξαρτάται μόνο από το διάνυσμα συντελεστών βάρους του επιθυμητού MS και ισούται με:

$$SJNR_{n,s,i_{n,s}} = \frac{\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \left(\frac{\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}}}{TL_{n,\text{sec}(n)}} \right) \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}}{\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \left(\sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}}^N \frac{\mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}}{TL_{n',\text{sec}(n)}} \right) \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} + \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} I_0}$$

Παρατηρούμε ότι για να υπολογιστούν οι τιμές SJNR για όλους τους MSs και όλα τα SCs, απαιτείται κάθε MS να υπολογίζει τα σήματα παρεμβολής από όλους τους άλλους ομοδιαυλικούς MSs. Αυτή η πληροφορία στη συνέχεια στέλνεται πίσω στον serving BS του συγκεκριμένου MS, ο οποίος με τη σειρά του στέλνει τη πληροφορία αυτή σε όλους τους γειτονικούς BSs μέσω ενός κοινού RNC (Radio Network Controller). Έτσι αυτή η διαδικασία αυξάνει

δραματικά τη συνολική πολυπλοκότητα επεξεργασίας και το σχετιζόμενο φορτίο σηματοδοσίας.

Για το λόγο αυτό στο συγκεκριμένο αλγόριθμο χρησιμοποιείται μια εναλλακτική προσέγγιση, όπου η παρεμβολή (jamming) εκφράζεται τώρα ως εξής:

$$J_{n,s,i_{n,s}} = \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \left(\sum_{\substack{n' \neq n, s \in S_{n'} \\ \text{sec}(n') \in \text{adj}_{\text{sec}}(n)}}^N \frac{\mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}}{TL_{n',\text{sec}}(n)} \right) \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}$$

όπου $\text{adj}_{\text{sec}}(n)$ είναι το σύνολο που περιέχει τα γειτονικά (adjacent) sectors του $\text{sec}(n)$.

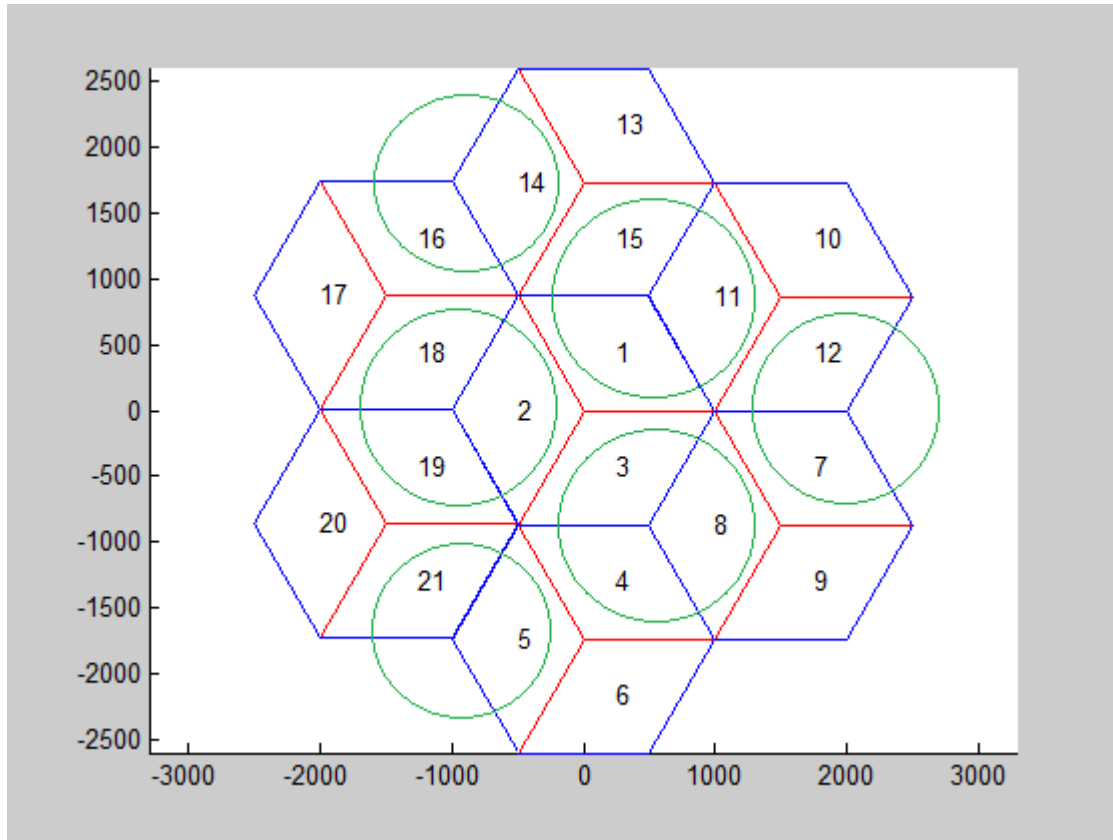
Με αναφορά το Σχήμα 5.5, για κάθε sector στο δίκτυο, το σύνολο των adjacent sectors του ορίζεται με βάση τις κατευθύνσεις των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Για παράδειγμα, για το 1^ο sector του 1^{ου} BS (sector με αριθμό 1 στο Σχήμα 5.5) τα adjacent sectors του θα είναι το 2^ο sector του 4^{ου} BS (sector με αριθμό 11 στο Σχήμα 5.5) και το 3^ο sector του 5^{ου} BS (sector με αριθμό 15 στο Σχήμα 5.5). Για αυτό το υποσύνολο των sectors ($\{1,11,15\}$) η ενδοφερωντική παρεμβολή (intracARRIER interference) αναμένεται να είναι αυξημένη, λόγω των κοινών κατευθύνσεων που έχουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας.

Στην περίπτωση αυτή, ο λόγος SJNR γίνεται:

$$SJNR_{n,s,i_{n,s}} = \frac{\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \left(\frac{\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s,i_{n,s}}}{TL_{n,\text{sec}}(n)} \right) \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}}{\mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \left(\sum_{\substack{n' \neq n, s \in S_{n'} \\ \text{sec}(n') \in \text{adj}_{\text{sec}}(n)}}^N \frac{\mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}^H \mathbf{H}_{n',\text{sec}(n),s,i_{n,s}}}{TL_{n',\text{sec}}(n)} \right) \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} + \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}}^H \mathbf{w}_{n,s,i_{n,s}} I_0}$$

Με τον τρόπο αυτό, το φορτίο σηματοδοσίας ελαχιστοποιείται, καθώς σύμφωνα με την προηγούμενη σχέση κάθε MS υπολογίζει μέχρι και δύο

σήματα παρεμβολής (από ενδεχόμενους MSs σε γειτονικά sectors) και στέλνει αυτή την πληροφορία πίσω στον serving sector του. Μετά αυτή η πληροφορία ανταλλάσσεται μεταξύ των adjacent sectors, υποθέτοντας συνεργασία μεταξύ των αντίστοιχων BSs τους (με τη χρήση ενός RNC).



Σχήμα 5.5: Κυβελωτό σύστημα (1 tier) και τα σύνολα των adjacent sectors

Τα βήματα του αλγορίθμου MSJNR έχουν ως εξής:

$$S_n \leftarrow \{\}$$

For $j = 1, 2, \dots, U$

$$\text{Find } SC, i_{max} : SJNR_{n,SC,i_{max}} = \max_{\substack{s \in C_{sec(n)} \\ i \in TR}} SJNR_{n,s,i}$$

$$S_n \leftarrow S_n \cup SC \text{ και } i_{n,SC} \leftarrow i_{max}$$

$$C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus SC$$

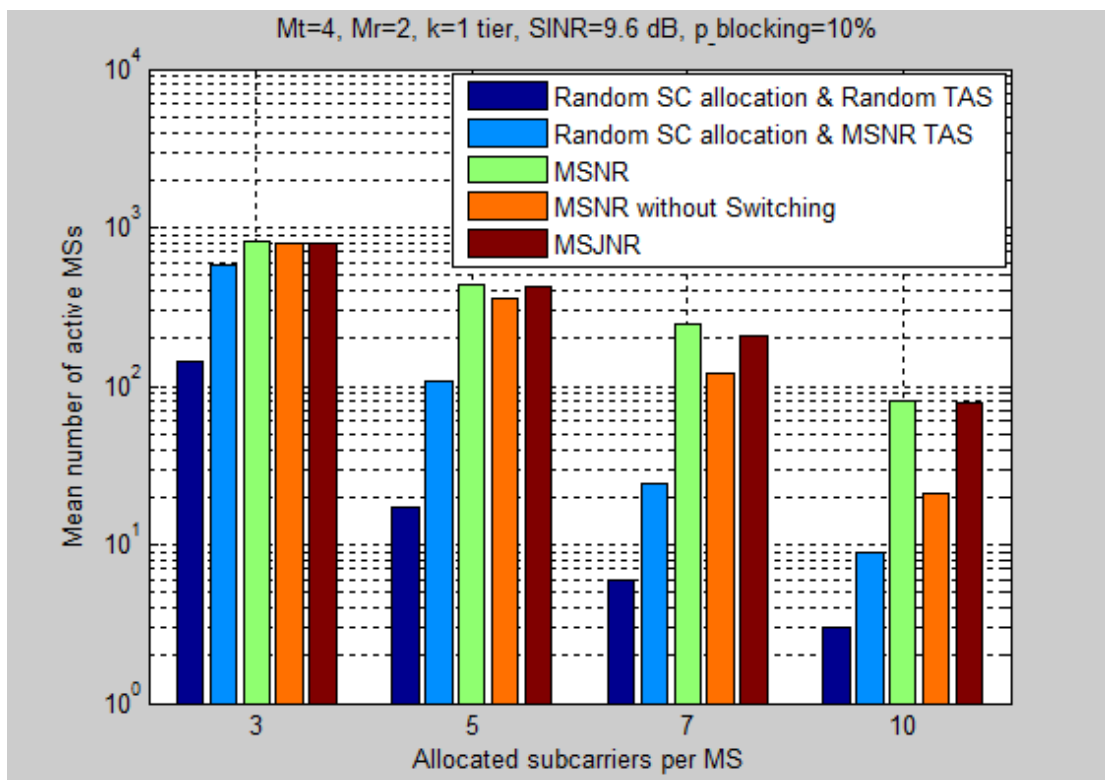
end

Σημειώνεται ότι στον MSJNR αλγόριθμο, η εισαγωγή ή αφαίρεση ενός MS επηρεάζει τις SJNR τιμές των άλλων MSs που εξυπηρετούνται από γειτονικά sectors και έχουν τουλάχιστον ένα κοινό SC. Έτσι οι συγκεκριμένες SJNR τιμές θα πρέπει να υπολογιστούν ξανά.

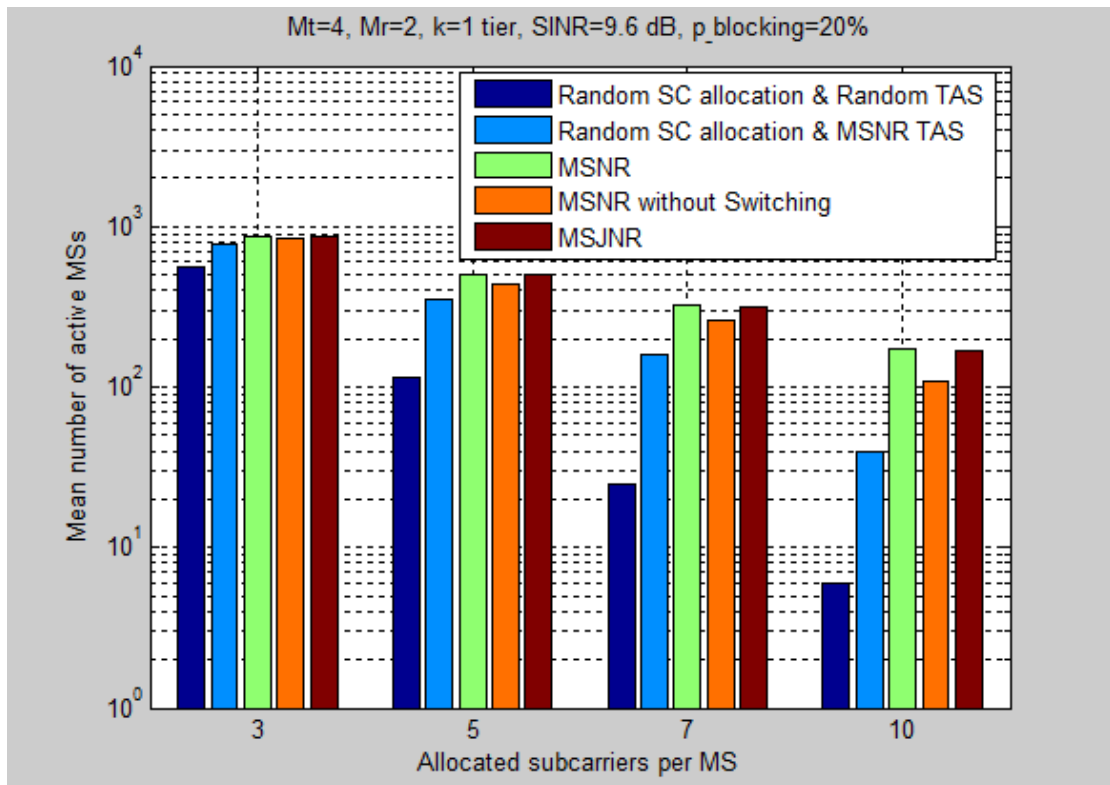
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ – ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

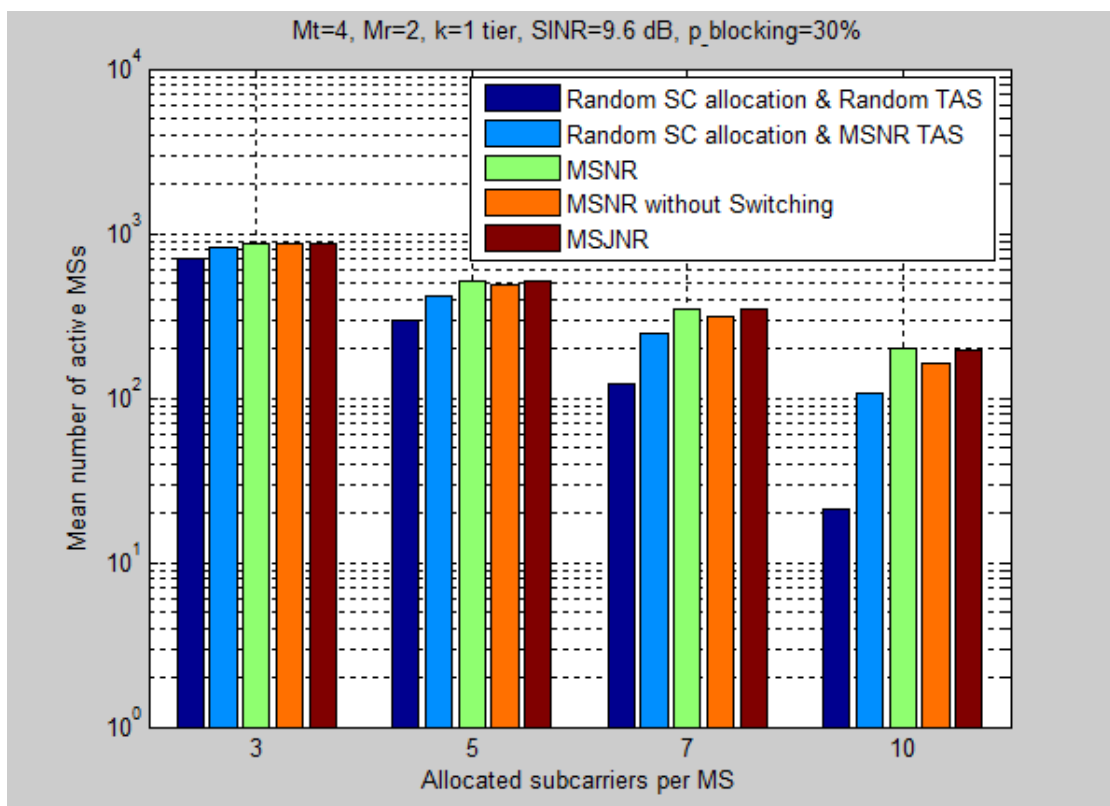
Στα σχήματα που ακολουθούν φαίνονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για διάφορες τιμές της πιθανότητας φραγής (p_{blocking}). Οι υπόλοιπες παράμετροι των προσομοιώσεων είναι: $M_t=4$ ή 5 , $M_r=2$, $k=1$ tier και $\text{SINR}=9.6\text{dB}$ (QPSK διαμόρφωση), ενώ ο αριθμός των SCs ανά MS λαμβάνει τις τιμές $U=3,5,7,10$.



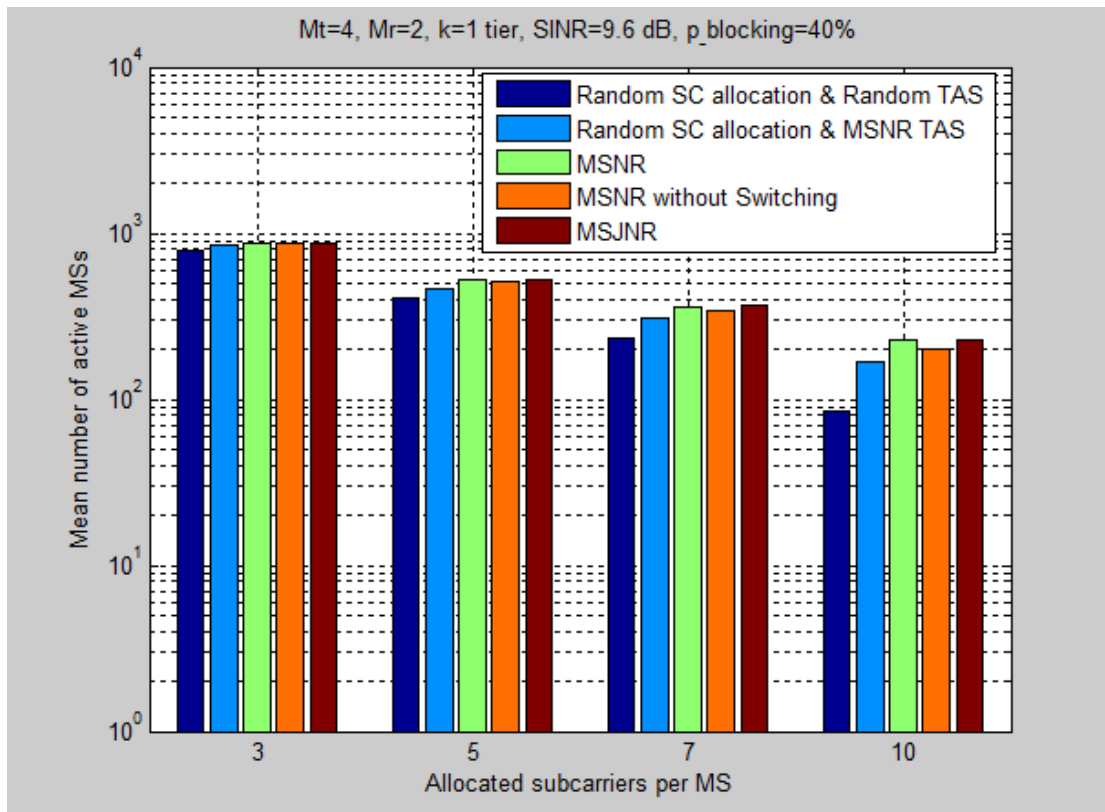
Σχήμα 6.1: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=10\%$ και σύστημα MIMO 4x2



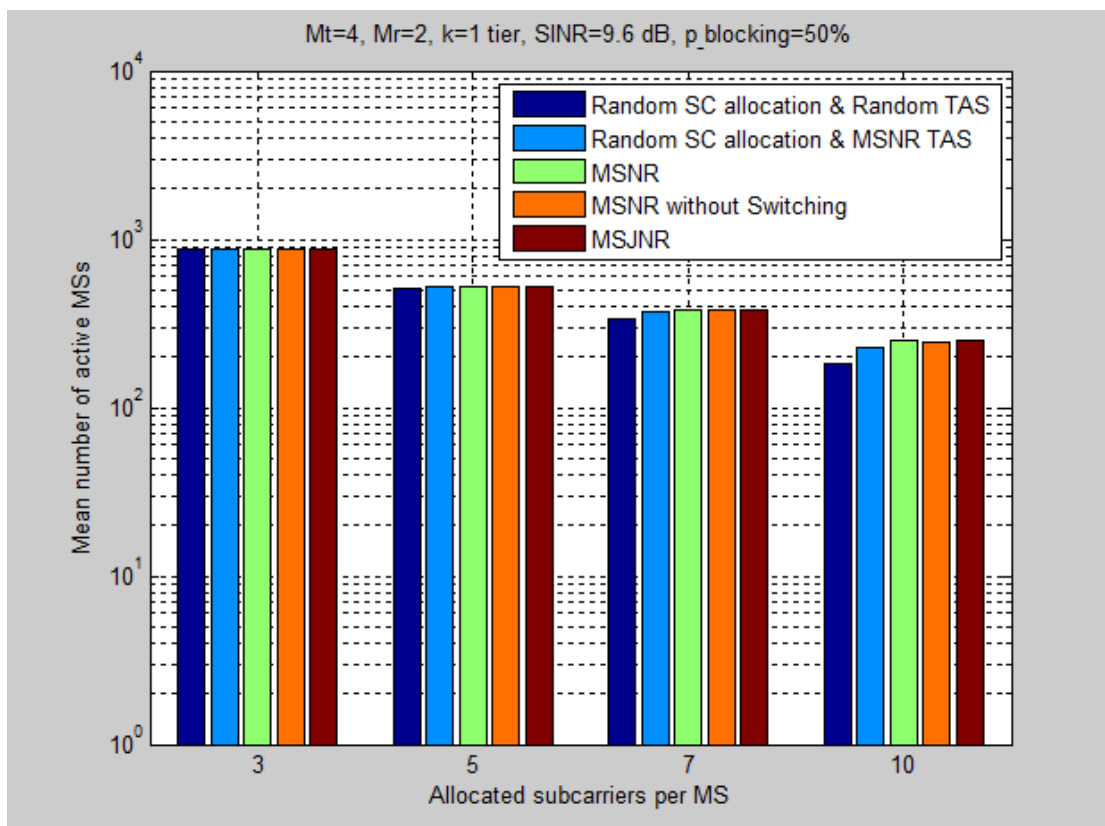
Σχήμα 6.2: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=20\%$ και σύστημα MIMO 4x2



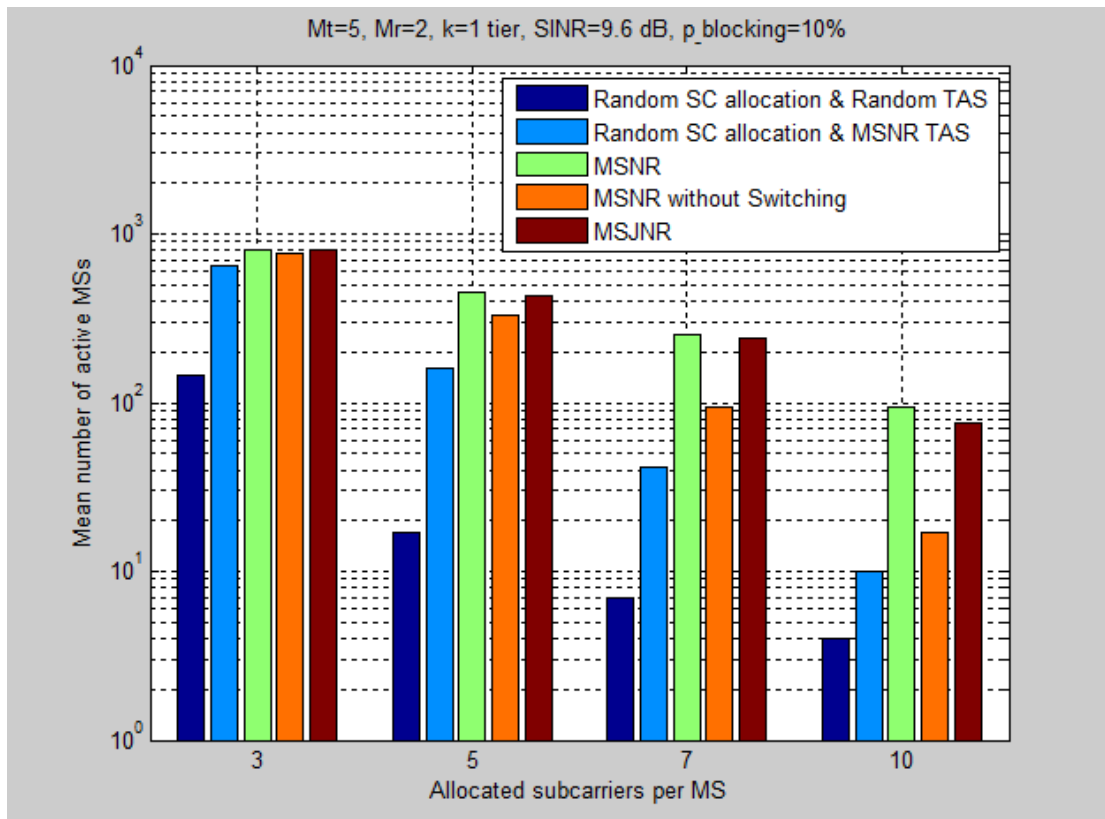
Σχήμα 6.3: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=30\%$ και σύστημα MIMO 4x2



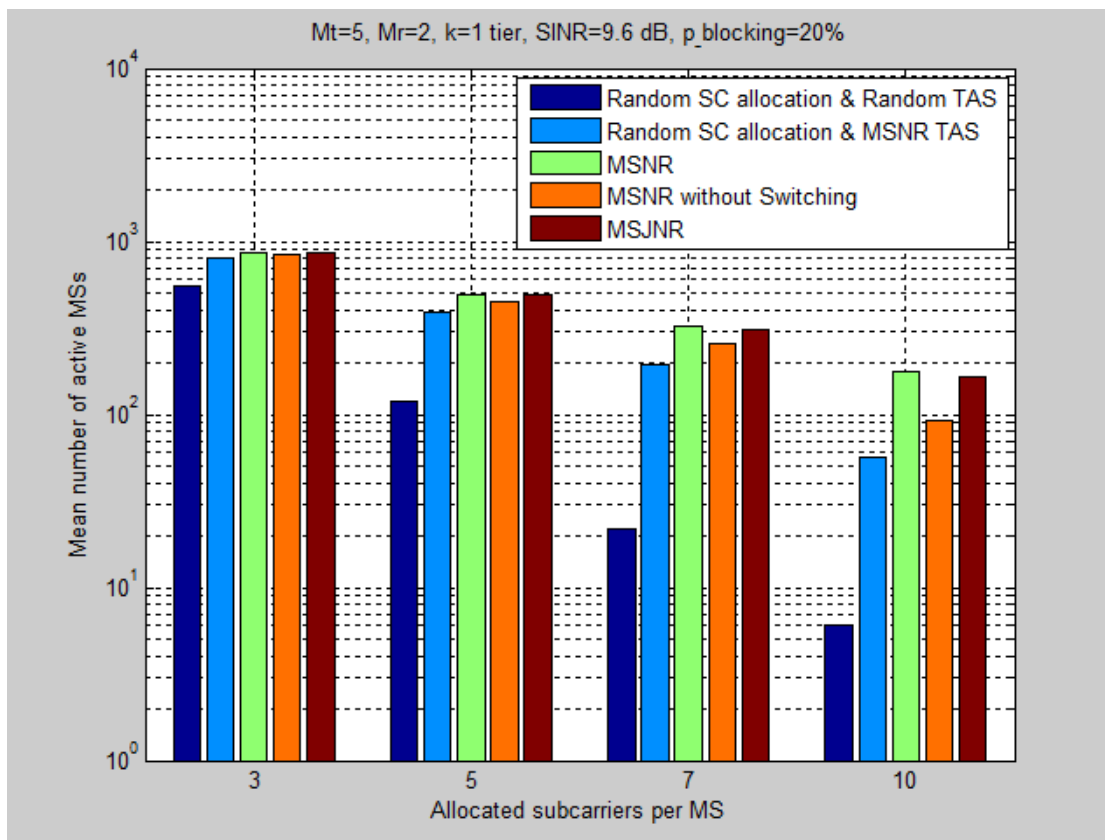
Σχήμα 6.4: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για p_blocking=40% και σύστημα MIMO 4x2



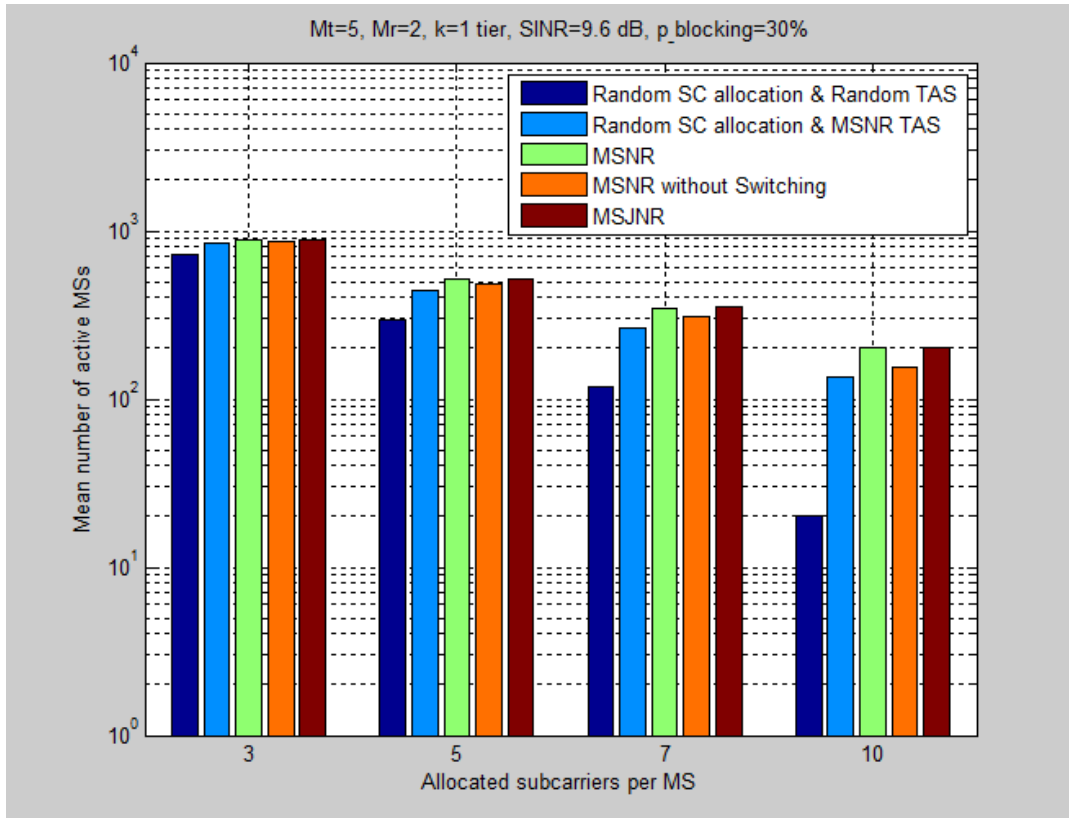
Σχήμα 6.5: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για p_blocking=50% και σύστημα MIMO 4x2



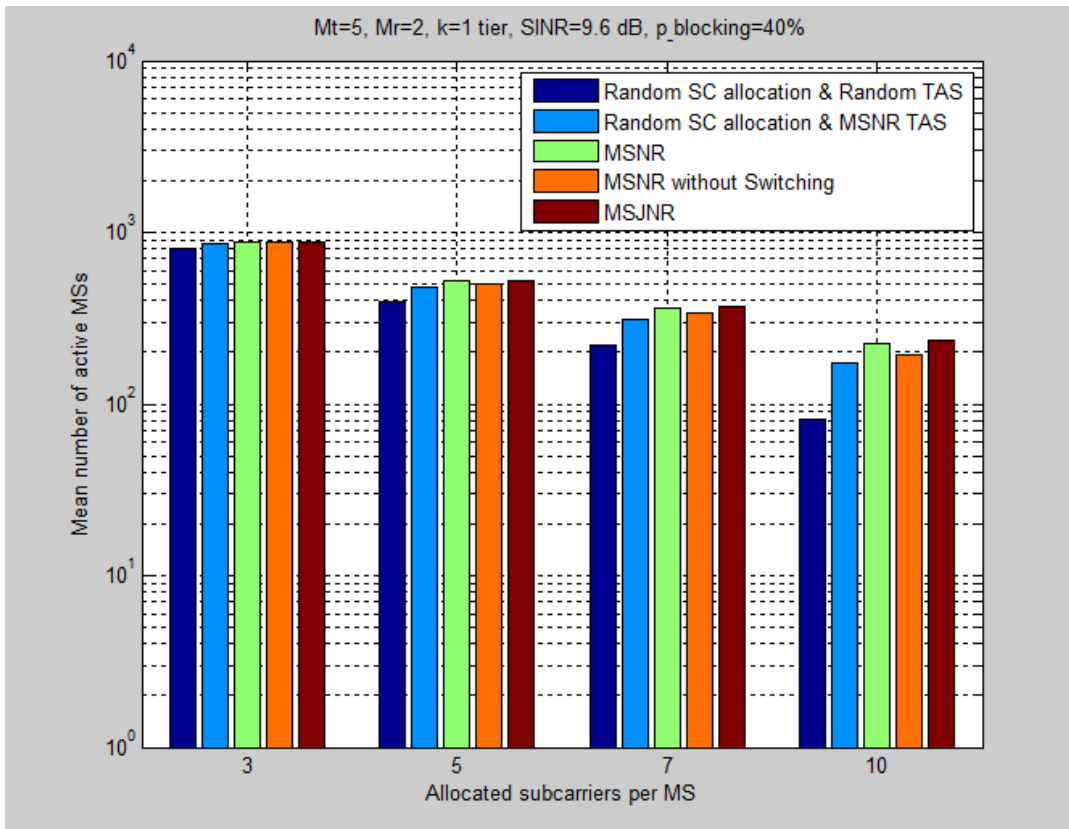
Σχήμα 6.6: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=10\%$ και σύστημα MIMO 5x2



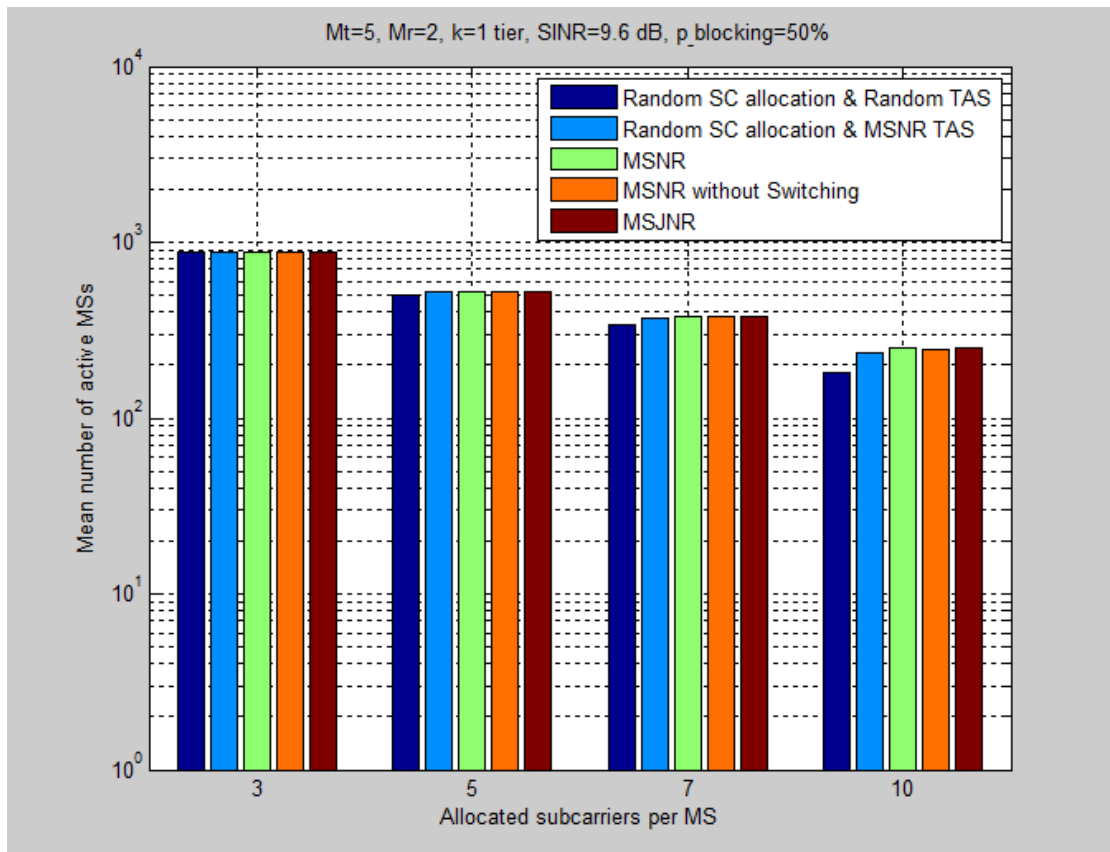
Σχήμα 6.7: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=20\%$ και σύστημα MIMO 5x2



Σχήμα 6.8: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=30\%$ και σύστημα MIMO 5x2



Σχήμα 6.9: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=40\%$ και σύστημα MIMO 5x2



Σχήμα 6.10: Μέσος αριθμός των ενεργών MSs για $p_{\text{blocking}}=50\%$ και σύστημα MIMO 5x2

6.2 Συμπεράσματα

Από τις προηγούμενες γραφικές παραστάσεις προκύπτουν τα πιο κάτω συμπεράσματα:

- Για δεδομένο αλγόριθμο και δεδομένο αριθμό SCs ανά MS (U), αύξηση της πιθανότητας φραγής (p_{blocking}) επιφέρει αύξηση του αριθμού των ενεργών MSs.
- Για δεδομένο αλγόριθμο και δεδομένη πιθανότητα φραγής (p_{blocking}), αύξηση του αριθμού των SCs ανά MS (U) έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του αριθμού των MSs που υποστηρίζει το σύστημα, λόγω της αύξησης των παρεμβολών.

- Για όλες τις περιπτώσεις ισχύει ότι: $MSNR, MSJNR \gg MSNR \text{ without Switching} \gg \text{Random SC allocation \& MSNR TAS} \gg \text{Random SC allocation \& Random TAS}$, όπου $A \gg B$ σημαίνει ότι ο αλγόριθμος A έχει καλύτερη επίδοση (δηλαδή υποστηρίζει μεγαλύτερο αριθμό MSs) σε σχέση με τον αλγόριθμο B.
- Στις περισσότερες περιπτώσεις της διαμόρφωσης QPSK (SINR=9.6dB), ο αλγόριθμος $MSNR$ παρουσιάζει ελαφρώς βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με τον αλγόριθμο $MSJNR$.
- Το σύστημα 5x2 παρουσιάζει γενικά (στις περισσότερες περιπτώσεις) βελτιωμένη απόδοση συγκρινόμενο με το σύστημα 4x2. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι στο 5x2 σύστημα υπάρχουν $\binom{5}{2} = \frac{5!}{3!2!} = 10$ δυνατά ζεύγη κεραιών εκπομπής, ενώ στο σύστημα 4x2 υπάρχουν μόνο $\binom{4}{2} = \frac{4!}{2!2!} = 6$ δυνατά ζεύγη κεραιών εκπομπής.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Φ. Κωνσταντίνου, Α. Κανάτας, Γ. Πάντος, “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών”, 2^η Έκδοση, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2013
- [2] Π. Κωττής, Π. Αράπογλου, “Ασύρματες Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2014
- [3] V.H. MacDonald, “The Cellular Concept”, Bell Systems Technical Journal, Vol.58, 1979
- [4] Μ. Θεολόγου, “Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών”, 2^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [5] R. Steele, “Mobile Radio Communications”, IEEE Press, 1994
- [6] Π. Κωττής, “Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες, Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων”, 1^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2012
- [7] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, “Introduction to Space-Time Wireless Communications”, Cambridge University, 2003
- [8] 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
- [9] Panagiotis K. Gkonis, Maria A. Seimeni, Nikolaos P. Asimakis, Dimitra I. Kaklamani and Iakovos S. Venieris, “A New Subcarrier Allocation Strategy for MIMO-OFDMA Multicellular Networks Based on Cooperative Interference Mitigation”, The Scientific World Journal, Volume 2014, Article ID 652968
- [10] G. J. Foschini and M.J. Gans “On Limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, Wireless Pers. Commun. Vol. 6, March 1998, pp. 311-335
- [11] T. Rappaport, “Wireless Communication, Principles and Practice”, Prentice Hall, 1996
- [12] R.D.J. Van Nee and R. Prasad, “OFDM for Wireless Multimedia Communications”, Artech House, 2000

- [13] Δήμητρα Αθανασίου Ζαρμπούτη, “Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (Multiple Input Multiple Output) – πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό, σε διαφορετικά περιβάλλοντα ασύρματης επικοινωνίας”, Διπλωματική Εργασία Ε.Μ.Π, 2004
- [14] A. Goldsmith, “Wireless Communications”, Cambridge University, 2005
- [15] Eric Bird, “Wireless, Cellular and Personal Telecommunication – Lecture 7”, Southern Methodist University, Fall 2003
- [16] Τσαλαβούτας-Ψαρράς Ελευθέριος, “Ανάπτυξη τεχνικών επιλογής υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης/λήψης για την βελτιστοποίηση χωρητικότητας MIMO-OFDMA δικτύων”, Διπλωματική Εργασία Ε.Μ.Π, 2012
- [17] Στειακογιαννάκης Ν. Ιωάννης, “Μελέτη και προσομοίωση αλγορίθμων διαχείρισης ασυρμάτων πόρων για πολυκυβελωτά OFDMA συστήματα”, Διπλωματική Εργασία Ε.Μ.Π, 2007
- [18] L. Litwin and M. Pugel, “The principles of OFDM”, RF Design, vol.1, January 2001
- [19] S. Pietrzyk, “OFDMA for Broadband Wireless Access”, Artech House, 2006
- [20] Rick S. Blum, Jack H. Winters, “On Optimum MIMO With Antenna Selection”, IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 6, NO. 8, AUGUST 2002
- [21] Alexei Gorokhov, Dhananjay A. Gore, Arogyaswami J. Paulraj, “Receive Antenna Selection for MIMO Spatial Multiplexing: Theory and Algorithms”, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 51, NO. 11, NOVEMBER 2003
- [22] Mohammad Gharavi-Alkhansari, Alex B. Gershman, “Fast Antenna Subset Selection in MIMO Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 52, NO. 2, FEBRUARY 2004

- [23] Panagiotis D. Karamalis, Nikolaos D. Skentos, Athanasios G. Kanatas, “Selecting Array Configurations for MIMO Systems: An Evolutionary Computation Approach”, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 3, NO. 6, NOVEMBER 2004
- [24] Xinying Zhang, Andreas F. Molisch, Sun-Yuan Kung, “Variable-Phase-Shift-Based RF-Baseband Codesign for MIMO Antenna Selection”, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 53, NO. 11, NOVEMBER 2005
- [25] Pallav Sudarshan, Neelesh B. Mehta, Andreas F. Molisch, Jin Zhang, “Channel Statistics-Based RF Pre-Processing with Antenna Selection”, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 5, NO. 12, DECEMBER 2006
- [26] Panagiotis Theofilakos, Athanasios G. Kanatas, “RECEIVE ANTENNA SUBARRAY FORMATION FOR MIMO SYSTEMS IN CORRELATED CHANNELS”, The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)
- [27] Robert W. Heath, Sumeet Sandhu, Arogyaswami Paulraj, “Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers”, IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 5, NO. 4, APRIL 2001
- [28] Shahab Sanayei and Aria Nosratinia, “Antenna Selection in MIMO Systems”, IEEE Communications Magazine • October 2004
- [29] Runhua Chen, Jeffrey G. Andrews, and Robert W. Heath, “Efficient Transmit Antenna Selection for Multiuser MIMO Systems with Block Diagonalization”, IEEE 2007
- [30] Dhananjay A. Gore, Robert W. Heath, Arogyaswami J. Paulraj, “Transmit Selection in Spatial Multiplexing Systems”, IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 6, NO. 11, NOVEMBER 2002

- [31] I. N. Stiakogiannakis, D. A. Zarbouti, G. V. Tsoulos and D. I. Kaklamani, "Subcarrier Allocation Algorithms for multicellular OFDMA networks without Channel State Information", Proceedings of the 3rd International Symposium on Wireless and Pervasive Computing (ISWPC), Santorini, Greece, 7-9 May 2008, pp. 73-77
- [32] I. G. Fraimis and S. A. Kotsopoulos, "A Low-Complexity Resource Allocation Algorithm for MIMO-OFDMA Multicast Systems with Spectrum-Guarantee Provisioning", International Journal of Digital Multimedia Broadcasting, Volume 2012, Article ID 585267