

Πανεπιστήμιο Πειραιά

Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

Ψηφιακές επικοινωνίες και δίκτυα

**Μελέτη συστημάτων
Massive MIMO**



Συντάκτης:
Αντώνης Ασπρέας

Επιβλέπων Καθηγητής:
Αθανάσιος Κανάτας

Πειραιάς 23 Ιουνίου 2015
Ακαδημαϊκό έτος 2014/2015

Στους γονείς μου

Η συγγραφή της διπλωματικής εργασίας έγινε σε περιβάλλον Χ₂L^AT_EX.
Η χρησιμοποιούμενη γραμματοσειρά είναι Times New Roman.
Η προσομοίωση και τα σχετικά με αυτήν σχήματα,δημιουργήθηκαν σε περιβάλλον Matlab R2013a.
Τα σκίτσα και τα μπλοκ διαγράμματα έγιναν με τη βοήθεια του Visio 2013.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον εισηγητή και επιβλέποντα του θέματος και επιβλέπων της διπλωματικής εργασίας Καθηγητή Αθανάσιο Κανάτα. Οι συζητήσεις μαζί του, μεταλαμπάδευσαν το πάθος του και η καθοδήγηση του, την οποία πρόσφερε απλόχερα σε όλο το χρονικό διάστημα της ενασχόλησης μου με την διπλωματική εργασία, υπήρξε καταλυτική για την περάτωση της.

Παράλληλα θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον Δρ Μαλιάτσο Κωνσταντίνο. Η πολύτιμη αρωγή και οι συμβουλές του στα εμπόδια που προέκυψαν αλλά και οι διαφωτιστικές συζητήσεις πάνω σε θέματα επεξεργασίας σήματος με οδήγησαν στην επιτυχή ολοκλήρωση της διπλωματικής εργασίας.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την οικογένεια μου για την υποστήριξη που μου πρόσφερε σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου, και στους κοντινούς μου ανθρώπους για την υπομονή τους και την ψυχική στήριξη που μου παρείχαν.

Περίληψη

Σκοπός της διπλωματική εργασίας είναι να μελετηθούν και να αξιολογηθούν οι επιδόσεις ενός συστήματος MU-MIMO, αλλά και να γίνει εμφανές το μεγάλο πλεονέκτημα που προσφέρουν αυτά τα καινοτόμα συστήματα επικοινωνιών.

Σε αυτή την εργασία υλοποιείται μια προσομοίωση Monte Carlo για το uplink και το downlink ενός MU-MIMO συστήματος με τυχαίο δίαυλο σε κάθε επανάληψη. Ο δέκτης είναι MRT και MRC αντίστοιχα. Το σχήμα διαμόρφωσης που ακολουθείται στο downlink είναι OFDM ενώ στο uplink ακολουθείται το SC-FDMA. Οι πιλότοι που στέλνονται για την εκτίμηση του καναλιού, είναι ορθογώνιες σειρές Zadoff Chu.

Η προσομοίωση χρησιμοποιεί τις βέλτιστες τιμές για την ισχύ, αριθμό χρηστών και αριθμό σημάτων πιλότων, δεδομένου αριθμού κεραιών στο σταθμό βάσης και εύρους συνοχής (coherence interval). Με εξαίρεση τον αριθμό των ζωνών φύλαξης και τρόπο εκτίμησης καναλιού το σύστημα βασίζεται στα standards Του LTE. Για την υλοποίηση της προσομοίωσης χρησιμοποιήθηκε το MATLAB R2013a

Abstract

The purpose of this dissertation is to study and evaluate the performance of a MU-MIMO system, in order to identify the advantages that this groundbreaking technology can offer.

This dissertation presents a Monte Carlo simulation, that generates a random channel matrix for both uplink and downlink of a MU-MIMO system. The receivers used for this simulation were MRC/MRT. The modulation scheme for downlink is OFDM, and for uplink SC-FDMA. Pilot signals are simulated as Zadoff Chu orthogonal sequences.

This simulation uses the optimal values for the power, the number of users and the number of pilot symbols, based on the given whole numbers for the base station antennas and the coherence interval. Besides guard interval and channel estimation technique, the rest system takes in account LTE standards. For the simulation implementation, MATLAB R2013a was used

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	8
1.1	Κίνητρο	8
1.2	Σύντομη αξιολόγηση MU-MIMO	8
1.3	Ανασκόπηση	11
2	Δίαυλος	12
2.1	Διάδοση H/M κύματος	12
2.2	Μοντέλο Rayleigh	13
2.3	Μοντέλο Rice	13
2.4	Μοντέλο Weibull	14
2.5	Ανασκόπηση	16
3	OFDM	17
3.1	Βασική ιδέα	17
3.2	Πομπόδεκτης OFDM	17
3.3	PAPR	20
3.4	Ανασκόπηση	20
4	SC-FDMA	21
4.1	Βασική ιδέα	21
4.2	Πομποδέκτης SC-FDMA	21
4.3	Χαρτογράφηση Υποφερόντων	23
4.4	Ανασκόπηση	24
5	MIMO	25
5.1	Σύντομη ιστορική αναδρομή	25
5.2	Βασική ιδέα	26
5.3	Μοντέλο συστήματος	28
5.4	Χωρητικότητα συστημάτων MIMO	29
5.5	Δέκτης MRC	30
5.6	Δέκτης ZF	31
5.7	Ανασκόπηση	31
6	Σύστημα MU-MIMO	33
6.1	Πλεονεκτήματα συστημάτων MU-MIMO	33
6.2	Περιορισμοί συστημάτων MU-MIMO	35
6.3	Μοντέλο συστήματος	36
6.4	Διάδοση	38
6.5	Ενεργειακή vs Φασματική αποδοτικότητα	41
6.6	Ανασκόπηση	45

7	Ανάλυση προσομοίωσης	46
7.1	Διάυλος	46
7.2	Εκτίμηση διαύλου	47
7.3	Άνω ζεύξη	49
7.3.1	Πομπός	49
7.3.2	Διάδοση	50
7.3.3	Δέκτης	51
7.4	Κάτω ζεύξη	53
7.4.1	Πομπός	54
7.4.2	Διάδοση	54
7.4.3	Δέκτης	54
7.5	Καμπύλες BER vs SNR	55
8	Επίλογος	58

Κατάλογος σχημάτων

1	Σύστημα MU-MIMO.	9
2	Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου Rayleigh.	14
3	Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου Rice.	15
4	Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου Weibull.	16
5	OFDM transmitter	18
6	Φασματική πυκνότητα ισχύος OFDM σήματος	19
7	Μπλοκ διάγραμμα πομπού-δέκτη OFDM	19
8	Μπλοκ διάγραμμα πομπού-δέκτη SC-FDMA	21
9	Μπλοκ διάγραμμα δέκτη SC-FDMA	23
10	Διαφορετικές περιπτώσεις Mapping για το SC-FDMA	24
11	Οι τρεις διαφορετικοί τύποι Mapping	25
12	Σύστημα MIMO	27
13	Απόδοση γραμμικών δεκτών σε MU-MIMO σύστημα για 5 χρή- στες και 5 κεραίες	37
14	Τρόπος ανάθεσης σημάτων πιλότων σε κάθε τερματικό	40
15	Energy Efficiency -Spectral Efficiency	42
16	Energy Efficiency -Spectral Efficiency για 7 κυψέλες	43
17	Πιλότοι και αριθμός χρηστών-φασματική απόδοση	44
18	Ο διάυλος \mathbf{G} και η εκτίμησή του $\hat{\mathbf{G}}$ για ένα τερματικό σε μία κεραία	49
19	Σύμβολα απο έναν χρήστη για παράγοντα εξάπλωσης $Q = 2$	50
20	3 υποφέροντα για 3 τερματικά	51
21	Διάγραμμα διάρθρωσης συναρτήσεων για κώδικα άνω ζεύξης	53
22	Μοντέλο συστήματος OFDM	53
23	Διάγραμμα διάρθρωσης συναρτήσεων για κώδικα κάτω ζεύξης	55
24	SC-FDMA Ber vs SNR στην άνω ζεύξη	56
25	SC-FDMA Ber vs SNR στην άνω ζεύξη	56
26	OFDM Ber vs SNR στην κάτω ζεύξη	57
27	OFDM Ber vs SNR στην κάτω ζεύξη	57

1 Εισαγωγή

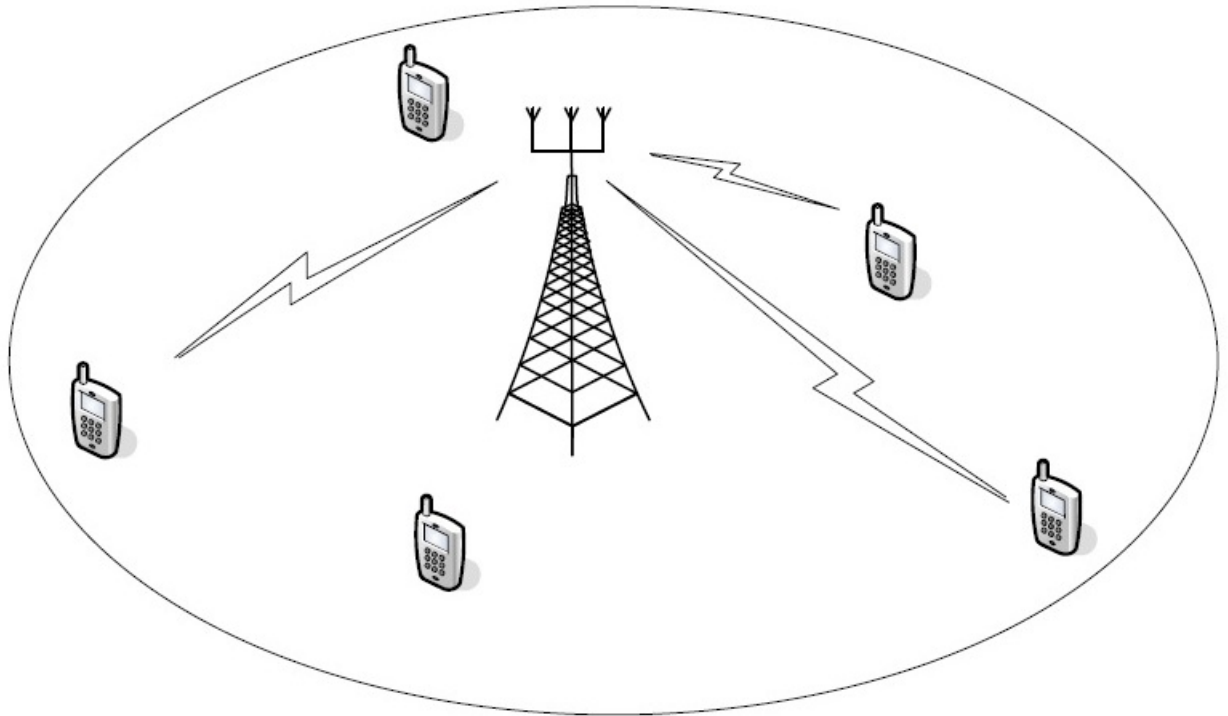
1.1 Κίνητρο

Μια από τις πιο γνωστές μεθόδους για την καταπολέμηση των διαλείψεων χωρίς την επέκταση του εύρους ζώνης ενός σήματος, αποτελεί η χρήση πολλαπλών κεραιών στο δέκτη ή στον πομπό, μέσω του χωρικού διαφορισμού (spatial diversity). Γενικά ένα σύστημα με N_t κεραιές εκπομπής και N_r κεραιές λήψης ονομάζεται multiple-input, multiple-output (MIMO). Σε ένα τέτοιο σύστημα μπορούν να σταλθούν ταυτόχρονα πολλαπλές ροές πληροφορίας από πολλαπλές κεραιές, γεγονός το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα να βελτιώνεται αισθητά η χωρητικότητα, ο ρυθμός, αλλά και η αξιοπιστία του συστήματος. Η τεχνολογία αυτή έχει ωριμάσει τις τελευταίες δεκαετίες και έχει ενσωματωθεί σε ανερχόμενα ασύρματα ευρυζωνικά πρότυπα όπως το Long Term Evolution (LTE).

Συνεπώς, δεδομένου ότι η απαιτήσεις για ρυθμό αλλά και χωρητικότητα παρουσιάζουν αλματώδη αύξηση όλο και μεγαλύτερο ερευνητικό ενδιαφέρον [1]-[5] επικεντρώνεται σε συστήματα MU-MIMO, συστήματα δηλαδή με μεγάλο αριθμό ταυτόχρονων χρηστών να επικοινωνεί με τον σταθμό βάσης, με πολλαπλές κεραιές αμφότεροι. Όπως αναφέρεται [1] οι χρήστες απολαμβάνουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας ακόμα και με μία μόνο διαθέσιμη κεραιά στο τερματικό. Με αυτό υπόψιν αλλά και με το γεγονός ότι τα περισσότερα τερματικά έχουν αρκετούς περιορισμούς κόστους και χώρου, το βάρος πέφτει στο σταθμό βάσης. Όσο περισσότερες κεραιές υπάρχουν στο σταθμό βάσης τόσο περισσότεροι βαθμοί ελευθερίας προσφέρονται, με αποτέλεσμα να βελτιώνεται η απόδοση του συστήματος με βάση τον ρυθμό και την αξιοπιστία της σύνδεσης.

1.2 Σύντομη αξιολόγηση MU-MIMO

Η ειδοποιός διαφορά ενός συστήματος MU-MIMO με ένα συμβατικό MIMO, δεν είναι καμία άλλη παρά ο αριθμός κεραιών στον σταθμό βάσης, που μπορεί ταυτόχρονα να εξυπηρετήσει πολλαπλά τερματικά. Οι κεραιές του σταθμού βάσης μπορούν να είναι από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες. Αν οι κεραιές είναι M και ο αριθμός των χρηστών K , τότε για ένα τέτοιο σύστημα, το σύνηθες σενάριο είναι $M \gg K$, όπου M κεραιές εξυπηρετούν ταυτόχρονα K χρήστες. Τα κύρια οφέλη που προσφέρει ένα σύστημα MU-MIMO, μπορούν να συνοψιστούν παρακάτω



Σχήμα 1: Σύστημα MU-MIMO.

- Βελτίωση ρυθμού: Τα MU-MIMO απολαμβάνουν όλα τα οφέλη του απλού MIMO, οπότε το σύστημα μπορεί να πετύχει τάξη διαφορισμού $\min(M, K)$, όπου M ο αριθμός των κεραιών στο σταθμό βάσης και K ο αριθμός των χρηστών
- Βελτίωση αξιοπιστίας: Είναι φυσικό επακόλουθο, να βελτιώνεται η αξιοπιστία του συστήματος, αφού ο μεγάλος αριθμός κεραιών προσφέρει και μεγάλο πλήθος διαφορετικών διαδρομών να διαδοθεί το σήμα. Σαν αποτέλεσμα η πιθανότητα να συμβεί ισχυρή διάλεια σε όλες τις διαδρομές γίνεται αρκετά μικρότερη.
- Απλή επεξεργασία σήματος: Ένα ακόμη σημαντικό πλεονέκτημα που προσφέρει ο μεγάλος αριθμός κεραιών στο σταθμό βάσης είναι ότι το κανάλι αρχίζει να γίνεται αρκετά διαφορετικό για κάθε τερματικό, φαινόμενο το οποίο ονομάζεται επιθυμητή διάδοση. Τα διανύσματα των καναλιών τείνουν να είναι ορθογώνια ζεύγη, οπότε με αρκετά απλή επεξεργασία σήματος ακυρώνεται η παρεμβολή μεταξύ των χρηστών.

- Βελτίωση της ενεργειακής αποδοτικότητας: Στην άνω ζεύξη κάθε χρήστης μειώνει αρκετά την απαιτούμενη ισχύ, λόγω του μεγάλου κέρδους συστοιχίας στο σταθμό βάσης. Στην κάτω ζεύξη η ισχύ από τις κεραιές του σταθμού βάσης μπορεί να επικεντρωθεί στις χωρικές κατευθύνσεις στις οποίες βρίσκονται τα τερματικά.

Πρέπει να σημειωθεί σε αυτό το σημείο πως όλα τα παραπάνω οφέλη δεν γίνεται να επιτευχθούν ταυτόχρονα καθώς υπάρχουν περιορισμοί από τις συνθήκες διάδοσης.

Το σύστημα που περιγράφεται παραπάνω βασίζεται τα πλεονεκτήματά του στην χωρική πολυπλεξία, τεχνική η οποία με τη σειρά της απαιτεί καλή γνώση του διαύλου. Η απόκτηση της γνώσης του διαύλου είναι μια από τις βασικές προκλήσεις που αντιμετωπίζει ένα τέτοιο σύστημα. Στην άνω ζεύξη η λύση είναι απλή, καθώς χρησιμοποιούνται σήματα πιλότοι, τα οποία εκπέμπονται από τα τερματικά, και οι σταθμοί βάσης υπολογίζουν μια εκτίμηση του καναλιού. Παρόλα αυτά στην κάτω ζεύξη, τουλάχιστον όταν το περιβάλλον δεν χαρακτηρίζεται υψηλής κινητικότητας και δεν δημιουργούνται ισχυρές ολισθήσεις doppler, το σύστημα αντιμετωπίζει πρόβλημα, ως προς την εκτίμηση του διαύλου. Αρχικά θα πρέπει ο αριθμός των πιλότων να είναι ορθογώνιος για κάθε κεραία, διαδικασία μάλλον δύσκολη, αν αναλογιστεί κανείς το πλήθος των κεραιών στο σταθμό βάσης. Ο αριθμός χρονο-συχνοτικών πόρων που θα απαιτούνταν για κάθε πιλότο θα αυξάνονταν με βάση τον αριθμό των κεραιών. Έπειτα, οι εκτιμήσεις των αποκρίσεων κάθε καναλιού από κάθε τερματικό θα ήταν και αυτές ανάλογες των κεραιών στο σταθμό βάσης, με αποτέλεσμα να χρειάζονται και εδώ πολλοί χρονο-συχνοτικοί πόροι μόνο για πιλότους, συνεπώς το σύστημα θα γίνονταν ασύμφορο. Λόγω των δυσκολιών στην κάτω ζεύξη ο απλούστερος τρόπος για την απόκτηση γνώσης του καναλιού είναι το σύστημα να λειτουργεί σε TDD, βασιζόμενο στην αμοιβαιότητα του καναλιού άνω και κάτω ζεύξης.

Τέλος αξίζει να αναφερθεί το πρόβλημα της μόλυνσης πιλότων. Ιδανικά σε κάθε χρήστη ανατίθεται μια ορθογώνια σειρά η οποία χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του καναλιού. Ο αριθμός όμως των ορθογώνιων σειρών που μπορούν να δημιουργηθούν είναι άνω φραγμένος από τη διάρκεια του χρόνου συνοχής δια την καθυστέρηση διάδοσης του καναλιού. Σε ένα πολυκυψελικό σύστημα είναι εύκολο να στραγγιστεί η πηγή ορθογώνιων κωδικών και χρήστες να χρησιμοποιήσουν τον ίδιο πιλότο σε διαφορετικές κυψέλες. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να ανατίθενται διαφορετικές εκτιμήσεις διαύλου σε διαφορετικούς χρήστες, γεγονός το οποίο επηρεάζει πολύ τον ρυθμό μετάδοσης.

1.3 Ανασκόπηση

Κάποια απο τα κύρια ερωτήματα που προκύπτουν πάνω στο MU-MIMO είναι:

- πόσες κεραιές απαιτούνται
- πόσοι χρήστες δίνουν τη βέλτιστη λειτουργία
- ποια ισχύς πρέπει να εκπέμπεται
- ποιος είναι ο αριθμός των σημάτων πιλότων που επιτρέπουν στο σύστημα να έχει τη μεγαλύτερη απόδοση ενέργειας.

Σε παρακάτω κεφάλαιο αναλύεται αυτό ακριβώς. Δίνοντας έμφαση στην άνω ζεύξη, και με γνώμονα την εργασία [8], υπολογίζονται ο ρυθμός μετάδοσης και η ενεργειακή αποδοτικότητα. Οι τιμές που δίνουν τη βέλτιστη αποδοτικότητα ενέργειας χρησιμοποιούνται στην προσομοίωση.

- Η εργασία διαρθρώνεται ως εξής: Το δεύτερο κεφάλαιο πραγματεύεται το θέμα της διάδοσης αλλά και τα μοντέλα καναλιού που υλοποιήθηκαν. Στο τρίτο και τέταρτο κεφάλαιο αναλύεται το υπόβαθρο των σχημάτων διαμόρφωσης OFDM και SC-FDMA. Το πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζει συνοπτικά τα συστήματα MIMO. Στο έκτο κεφάλαιο αναλύονται τα σύστημα MU-MIMO και δίνεται έμφαση τόσο στην εκτίμηση καναλιού σε ένα τέτοιο σύστημά, αλλά και στη ενεργειακή και φασματική αποδοτικότητα που παρουσιάζεται με μεγάλο αριθμό κεραιών στον δέκτη. Τέλος αναλύεται η προσομοίωση ενός MU-MIMO συστήματος και σχολιάζονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν.

2 Δίαυλος

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει αναφορά στον διάυλο. Αρχικά θα εξεταστεί ο τρόπος διαδοσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος και έπειτα θα παρουσιαστούν τα στατιστικά μοντέλα διαλείψεων τα οποία χρησιμοποιήθηκαν. Οι τρεις κατανομές που εξετάστηκαν και μοντελοποιήθηκαν είναι η Weibull και οι ειδικότερες μορφές της, η Rayleigh και Rice.

2.1 Διάδοση Η/Μ κύματος

Η ασύρματη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων τόσο σε υπαίθριο χώρο, όσο και σε εσωτερικό χώρο, αποτελεί ένα σύνθετο θέμα καθώς η συντομότερη απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη δεν είναι πάντα αυτή που διανύεται, λόγω εμποδίων που μπορεί να βρεθούν στον δρόμο. Ένα λαμβανόμενο κύμα, στον δέκτη καταφθάνει από διαφορετικές διαδρομές, και κάθε στιγμιότυπο του κύματος έχει διαφορετική ισχύ. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται πολυδιαδρομική διάδοση (multipath). Οι χρόνοι άφιξης των συνιστωσών είναι ανάλογοι προς τις αποστάσεις που διανύθηκαν, ενώ η ισχύς των συνιστωσών επηρεάζεται άμεσα από το περιβάλλον και την αρχιτεκτονική. Η φάση και το πλάτος κάθε σήματος που καταφθάνει από μία διαφορετική διαδρομή οδηγεί σε σημαντικές διακυμάνσεις της συνισταμένης, οι οποίες επηρεάζουν αρνητικά την ποιότητα του τελικού λαμβανόμενου σήματος.

Υπάρχουν 3 φυσικοί μηχανισμοί οι οποίοι πραγματοποιούνται κατά τη διέλευση ενός Η/Μ κύματος από ένα μέσο, Η διάθλαση, η ανάκλαση, και η σκέδαση. Η διάθλαση συμβαίνει όταν μεταξύ πομπού και δέκτη παρεμβάλλονται ανομοιόμορφες επιφάνειες. Δευτερεύοντα κύματα ακολουθούν καμπύλη τροχιά γύρω από τα εμπόδια, με αποτέλεσμα να φτάνει μόνο ένα μέρος του αρχικού κύματος στον δέκτη, αλλά χωρίς να υπάρχει οπτική επαφή με τον πομπό. Όσο μεγαλώνει η συχνότητα τότε το φαινόμενο της διάθλασης αρχίζει να επηρεάζεται από τη γεωμετρία του παρεμβαλλόμενου εμποδίου. Το φαινόμενο της ανάκλασης προκύπτει όταν το κύμα προσπίπτει σε επιφάνειες, πολύ μεγαλύτερες, από το μήκος κύματος του. Το φαινόμενο της σκέδασης αντίθετα προκύπτει όταν το κύμα προσπίπτει σε επιφάνειες πολύ μικρότερες του μήκους κύματος του. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αντικειμένων που προκαλούν σκέδαση σε ένα σύστημα επικοινωνιών είναι τα φύλλα των δέντρων. Στα φαινόμενα αυτά οφείλεται η παρουσία των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, και η αποσβεστική ή ενισχυτική συμβολή των διαφορετικών συνιστωσών του ίδιου σήματος προκαλούν τις διακυμάνσεις που προαναφέρθηκαν.

Κατά τη διέλευση λοιπόν ενός σήματος από έναν διάυλο παρουσιάζονται τα φαινόμενα των απωλειών διάδοσης λόγω της απόστασης, των διαλείψεων μικρής κλίμακας αλλά και των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας. Στην παρούσα διπλωματική θα αναφερθούν μόνο τα μοντέλα διαλείψεων μικρής κλίμακας.

Στην παρούσα διπλωματική ο διάυλος έχει θεωρηθεί ως φίλτρο FIR πέντε συντελεστών, και για κάθε υλοποίηση διαύλου φτάνουν στον δέκτη 5 διακριτά αθροίσματα πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Θεωρείται πως η ισχύς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που καταφθάνουν στον δέκτη, ακολουθεί εκθετική μείωση, ως εξής:

$$P_i(\tau) = \sum_{i=0}^5 \exp(-\beta\tau_i) \quad (1)$$

Τα σχήματα 2-3-4, τα οποία παρουσιάζονται παρακάτω, είναι μία συνάρτηση μεταφοράς κάθε διαύλου, το δυικό ανάλογο δηλαδή της κρουστικής απόκρισης στο πεδίο των συχνοτήτων. Να σημειωθεί ότι τα συγκεκριμένα σχήματα παράχθηκαν με την ίδια μήτρα τυχαίων δειγμάτων, για το ίδιο σενάριο, για χάρη της σύγκρισης.

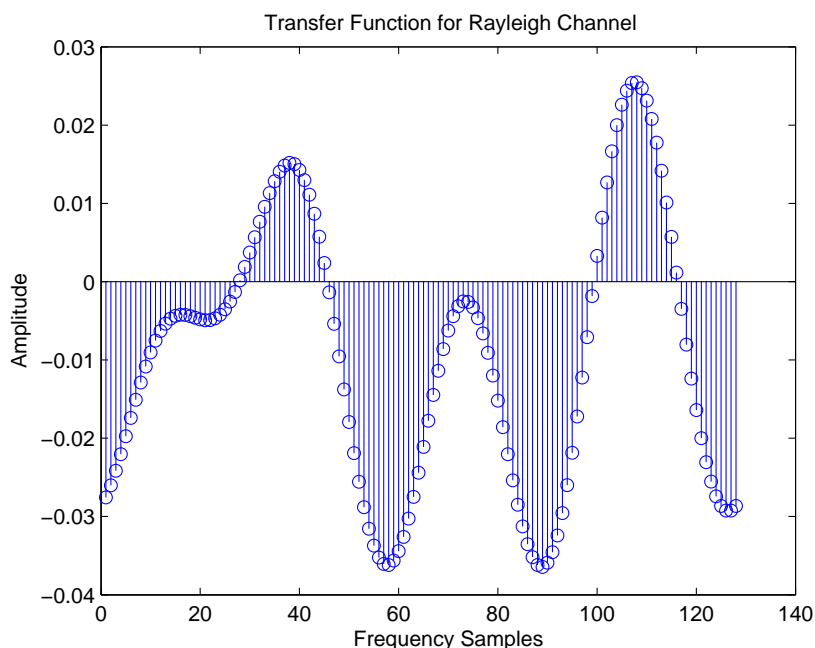
2.2 Μοντέλο Rayleigh

Το πιο γνωστό μοντέλο διαύλου διαλείψεων είναι το μοντέλο των διαλείψεων Rayleigh. Είναι γνωστό από τη βιβλιογραφία [6]-[7], πως στο λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη, (σε διάυλο στενής ζώνης), έχει πλάτος που ακολουθεί κατανομή Rayleigh, λόγω του ότι το πραγματικό και φανταστικό μέρος του πλάτους είναι ανεξάρτητες Γκαουσιανές μεταβλητές, με μηδενική μέση τιμή και ίση διασπορά. Για να παραχθούν τυχαία πλάτη που ανήκουν στην κατανομή Rayleigh αρκεί να δοθούν δύο τυχαίοι μιγαδικοί αριθμοί που ακολουθούν γκαουσιανή κατανομή. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) της κατανομής Rayleigh είναι:

$$f_x(x) = \frac{x}{\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad 0 < x < \infty \quad (2)$$

2.3 Μοντέλο Rice

Το μοντέλο διαλείψεων Rice είναι είναι αρκετά παρεμφερές με το Rayleigh. Μόνη διαφορά εδώ είναι ότι το μοντέλο αυτό θεωρεί ισχυρή συνιστώσα λόγω



Σχήμα 2: Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου Rayleigh.

οπτικής επαφής με το δέκτη. Η κατανομή Rice παράγεται από το άθροισμα μιας Rayleigh ισχύος ίση με τη μονάδα και μιας στατικής συνιστώσας ισχύος K . Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της Rice είναι

$$f_x(x) = \frac{x}{\sigma} \exp\left(-\frac{x^2 + |c_0|^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x|c_0|}{\sigma^2}\right) \quad 0 < x < \infty \quad (3)$$

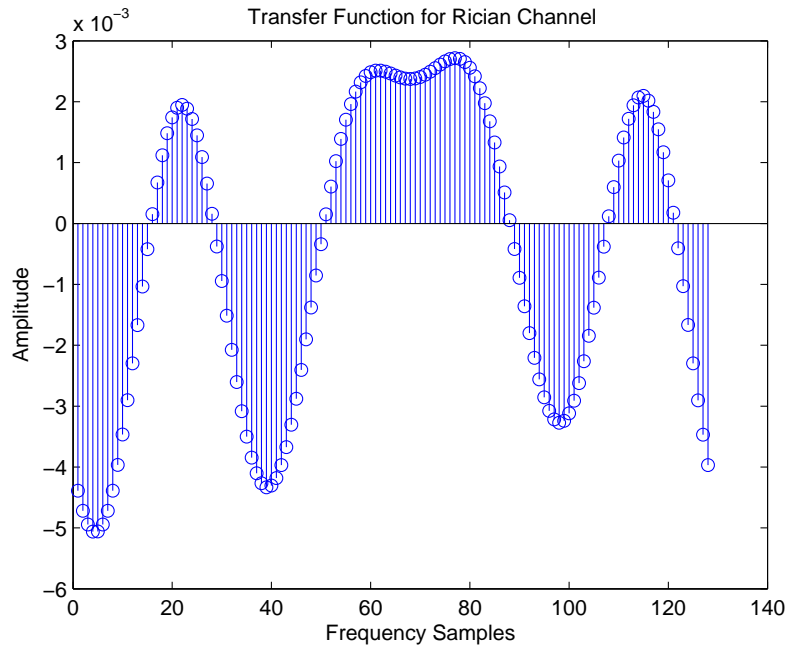
Ο παράγοντας K , ο οποίος δείχνει τον λόγο της ισχύος της απευθείας συνιστώσας ως προς τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες Rayleigh, ορίζεται ως

$$K = \frac{|c_0|^2}{2\sigma^2}$$

Είναι προφανές πως στην απουσία απευθείας συνιστώσας, συνεπώς και στον μη-δενισμό του $|c_0|$ η κατανομή Rice εκφυλίζεται σε Rayleigh

2.4 Μοντέλο Weibull

Το μοντέλο διαλείψεων Weibull προκύπτει κατά τη διάδοση ενός σήματος μέσα από μη ομοιογενές μέσο διάδοσης, όπου το μέσο δρά μη γραμμικά στο σήμα.



Σχήμα 3: Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου Rice.

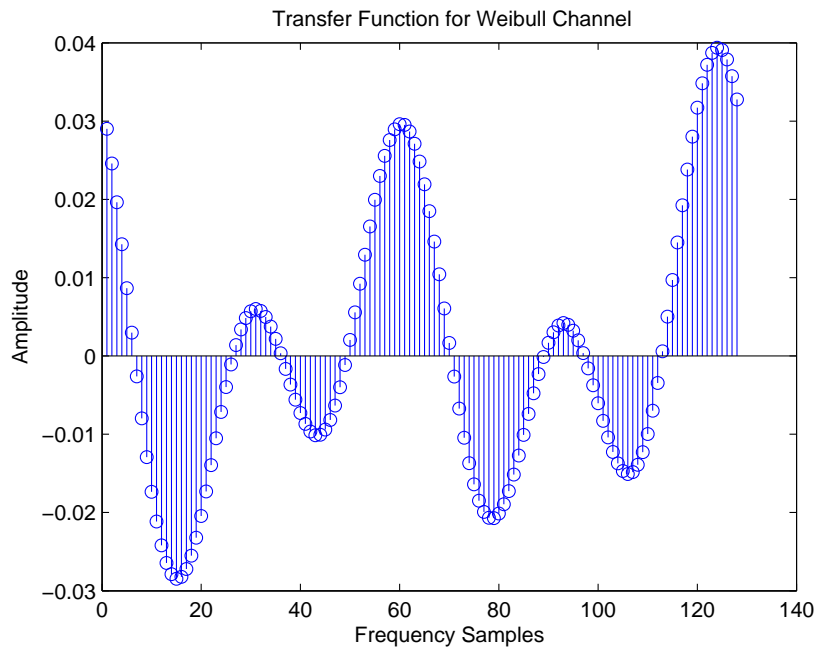
Αν το λαμβανόμενο σήμα έχει ακολουθήσει μη γραμμική μεταβολή που μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ύψωση σε δύναμη το σήμα στον δέκτη θα έχει συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Weibull της εξής μορφής

$$f_x(x) = \frac{\beta}{\sigma} \left(\frac{x}{\sigma}\right)^{\beta-1} \exp\left(-\left(\frac{x}{\sigma}\right)^\beta\right) \quad 0 < x < \infty \quad (4)$$

Όπου το β καταδεικνύει την δριμύτητα των διαλείψεων. Καθώς το β αυξάνει η επίδραση των διαλείψεων ελαττώνεται. Χαρακτηριστικά για $\beta = 1$, προκύπτει η εκθετική κατανομή, ενώ για $\beta = 2$, και $\sigma = \sqrt{2}\sigma$, η κατανομή Rayleigh. Συνεπώς η κατανομή Weibull είναι μια γενικευμένη κατανομή η οποία εμπεριέχει τόσο την Rayleigh, όσο και την Rice, που προαναφέρθηκαν, δίνοντας στο β την κατάλληλη τιμή. Για να παραχθούν πλάτη που ανήκουν στην κατανομή Weibull, βρίσκεται η αντίστροφη συνάρτηση της CDF.

Η CDF της Weibull έχει τη μορφή

$$y = 1 - \exp\left(-\left(\frac{x}{\sigma}\right)^\beta\right) \quad (5)$$



Σχήμα 4: Συνάρτηση μεταφοράς διαύλου Weibull.

και η αντίστροφή της έχει τη μορφή:

$$x = -\sigma \log(y + 1)^{-\beta} \quad (6)$$

Δίνοντας τυχαίες κανονικά κατανομημένες τιμές στο y μπορούν να παραχθούν πλάτη που ανήκουν στην κατανομή Weibull.

2.5 Ανασκόπηση

Στο κεφάλαιο αυτό έγινε μια εισαγωγή πάνω στην διάδοση του κύματος και στον τρόπο δημιουργίας του multipath. Παρουσιάστηκαν οι κατανομές οι τρεις κατανομές στις οποίες βασίστηκε η μοντελοποίηση του διαύλου, και αναλύθηκε σύντομα η μαθηματική του περιγραφή αλλά και ο τρόπος δημιουργίας στοιχείων που ανήκουν στην εκάστοτε κατανομή.

3 OFDM

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται οι βασικές αρχές του σχήματος διαμόρφωσης OFDM μαζί με τα κύρια πλεονεκτήματά του. Το σχήμα διαμόρφωσης OFDM έχει ενεργό ρόλο στα περισσότερα σύγχρονα ασύρματα δίκτυα καθώς πρόκειται για μια ώριμη τεχνολογία, η οποία υπάρχει απο το πρότυπο 802.11a και έπειτα σαν standard. Σκοπός του κεφαλαίου είναι να γίνει μια εισαγωγή στη δομή του πομπού και δέκτη, και να δοθεί ένα βασικό μαθηματικό υπόβαθρο αλλά και να αναλυθούν οι λόγοι που κάνουν το OFDM ελκυστικό σχήμα διαμόρφωσης

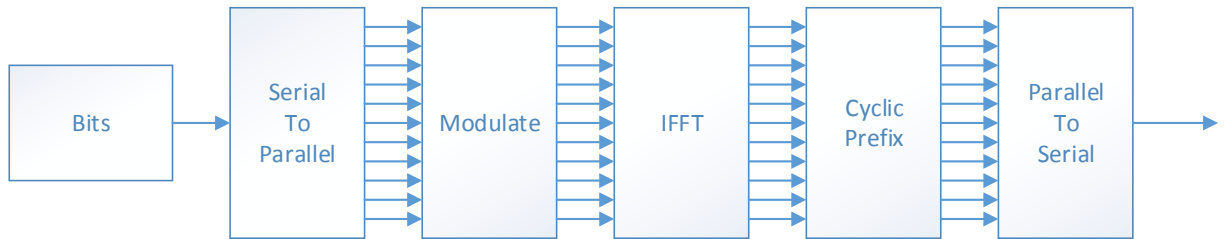
3.1 Βασική ιδέα

Το *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM είναι ένα σχήμα διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων όπου τα δεδομένα μεταδίδονται παράλληλα διαμορφώνοντας ένα σετ απο ορθογώνια υποφέροντα(ή υπο κανάλια), τα οποία αλληλοκαλύπτονται φασματικά [9]. Αυτά τα υποφέροντα έχουν την ελάχιστη φασματική απόσταση που απαιτείται ώστε να παραμείνουν ορθογώνιες οι κυματομορφές τους στο πεδίο του χρόνου. Τα υποφέροντα φέρουν σήματα διαμορφωμένα με ένα συμβατικό σχήμα διαμόρφωσης όπως BPSK, σε χαμηλούς ρυθμούς, διατηρώντας με αυτό τον τρόπο τον συνολικό ρυθμό υψηλό. Το μεγάλο πλεονέκτημα του OFDM είναι οτι κάθε υποφέρον μπορεί να αντιμετωπιστεί σαν ένα σήμα στενής ζώνης με αποτέλεσμα να μην χρειάζεται σύνθετη επεξεργασία στο δέκτη. Με άλλα λόγια ένα σύστημα OFDM αντιμετωπίζει ένα συχνό-επιλεκτικό κανάλι, σαν μια ομάδα παράλληλων υποκαναλιών επίπεδης διάλειψης. Συνεπώς οι τεχνικές αντιμετώπισης επίπεδων διαλείψεων μπορούν να εφαρμοστούν με ευκολία. Αρχικά θα αναλυθεί ένα σύστημα OFDM με ένα χρήστη και ένα σταθμό βάσης, με μία μόνο κεραία έκαστος(SISO). Στην συνέχεια θα δοθεί βάρος σε συστήματα με πολλαπλούς χρήστες και πολλές κεραίες στον σταθμό βάσης, όπου ο αριθμός των κεραιών θα είναι αισθητά μεγαλύτερος σε σχέση με αυτόν των χρηστών, δηλαδή massive MU-MIMO συστήματα(περισσότερα 1.2).

3.2 Πομπόδέκτης OFDM

Η διαμόρφωση OFDM μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα με έναν αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier,(IDFT), σε μία ομάδα N συμβόλων, όπου κάθε υποφέρον φέρει ένα σύμβολο. Για υπολογιστική αποδοτικότητα, στην πράξη χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος γρήγορου αντίστροφου μετασχηματισμού fourier (IFFT) N δειγμάτων. Στην έξοδο του IFFT, κάθε ομάδα N δειγμάτων προηγείται από ένα κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix), με σκοπό να μειωθεί η διασυμβολική παρεμβολή(ISI)η οποία συμβαίνει από την καθυστέρηση(delay spread) του καναλιού, αλλά και να δημιουργηθεί και μια ζώνη φύλαξης, κάνοντας τα OFDM σύμβολα να

φαίνονται περιοδικά. Το κυκλικό πρόθεμα δεν είναι τίποτα άλλο, από τον αριθμό των τελευταίων N_g δειγμάτων, από τα δείγματα που στάλθηκαν. Τα δείγματα λοιπόν που εκπέμπονται έχουν μέγεθος $N + N_g$, με N_g να είναι μεγαλύτερο από το delay spread. Το Σχήμα 5 παρουσιάζει ένα απλό μπλοκ διάγραμμα διαμόρφωσης OFDM.



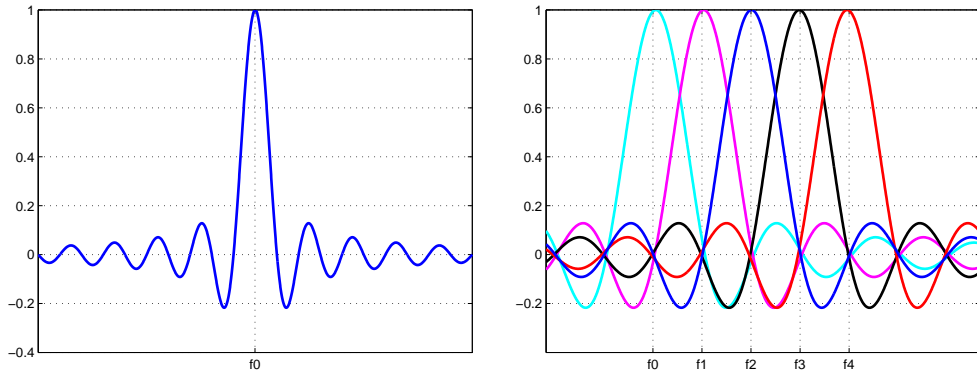
Σχήμα 5: OFDM transmitter

Μία κυματομορφή βασικής ζώνης OFDM μπορεί να αναπαρασταθεί σαν

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_k X_k \exp(2i\pi k \Delta f t) \quad (7)$$

Οπου δέν είναι τίποτα άλλο από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier του σήματος X_k . Στην πράξη τα υποφέροντα έχουν την μορφή $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$ παλμού. Κρατώντας τη φασματική απόσταση μεταξύ των παλμών τέτοια ώστε η κορυφή του ενός παλμού να συμπίπτει με τον μηδενισμό του δεύτερου εξασφαλίζεται η ορθογωνιότητα μεταξύ των παλμών (Σχήμα 6). Στην ουσία όταν ισχύει αυτή η συνθήκη η απόσταση μεταξύ των υποφερόντων είναι $\Delta f = \frac{k}{T_u}$, όπου $k > 0$, $k \in \mathbb{N}$ και T_u είναι η διάρκεια χρήσιμου συμβόλου στο OFDM. Συνεπώς για N υποφέροντα το εύρος ζώνης που απαιτείται είναι $B \approx N \Delta f$. Στη συνέχεια ακολουθεί ένα φίλτρο και Μετατροπείας από Ψηφιακό σε Αναλογικό. Σε αυτήν την διπλωματική το σήμα θεωρείται μόνο ψηφιακό, και λαμβάνεται υπόψιν στην ουσία μόνο η τιμή κορυφής του παλμού.

Στον δέκτη εφαρμόζεται η αντίστροφη διαδικασία, ώστε να γίνει η αποδιαμόρφωση του σήματος. Εν συντομία ένας δέκτης OFDM αρχικά μετατρέπει το σειριακό σήμα σε παράλληλο και αφαιρούνται τα πρώτα N_g δείγματα. Έπειτα εφαρμόζεται ο FFT (γρήγορος μετασχηματισμός Fourier) στα λαμβανόμενα δείγματα,



Σχήμα 6: Φασματική πυκνότητα ισχύος OFDM σήματος: Είναι Εμφανές στα 5 υποφέροντα πως ο μηδενισμός ενός συμπίπτει με την κορυφή ενός άλλου

ώστε να ανακατασκευαστεί το σήμα στο πεδίο της συχνότητας και να λάβει χώρα η ισοστάθμιση (equalization). Τέλος ακολουθεί η αποδιαμόρφωση των M-PSK/M-QAM σημάτων. Το Σχήμα 7 παρουσιάζει μια γενική εικόνα ενός συστήματος το οποίο χρησιμοποιεί σχήμα διαμόρφωσης OFDM.



Σχήμα 7: Μπλοκ διάγραμμα πομπού-δέκτη OFDM

Το σήμα στον δέκτη, δεδομένου ότι η δειγματοληψία έχει γίνει πριν τον FFT, κάνοντάς το διακριτού χρόνου μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$X_k = \sum_n \hat{r}(n) \exp\left(\frac{-2i\pi kn}{N}\right) \quad (8)$$

Όπου με \hat{r} η εκτίμηση του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη. Είναι φανερό λοιπόν πως το OFDM παρέχει ένα πλούθος πλεονεκτημάτων με μικρό κόστος στην επεξεργασία σήματος.

3.3 PAPR

Το *Peak to Average Power Ratio* αποτελεί την κύρια αιτία όπου το OFDM προτιμήθηκε ως τεχνική διαμόρφωσης για το downlink, έναντι του SC-FDMA. Η μετάδοση του OFDM στο πεδίο των συχνοτήτων γίνεται με πολλά παράλληλα υποφέροντα το οποίο στο πεδίο του χρόνου μεταφράζεται ως πολλά ημιτονοειδή κύματα με διαφορετικές συχνότητες. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η περιβάλλουσα του σήματος να έχει ισχυρές διακυμάνσεις στην ισχύ.

Σε ένα κυψελωτό σύστημα επικοινωνιών οι ενισχυτές πρέπει να λειτουργούν με τη μέγιστη αποδοτικότητα ώστε να επιτευχθεί η ελάχιστη κατανάλωση ενέργειας. Ο ενισχυτής πρέπει να παραμένει στην γραμμική περιοχή για να αποφευχθούν τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης, λειτουργία που επιτυγχάνεται με τη χρήση back-off. Στα κινητά τερματικά υπάρχουν περιορισμοί στην εκπεμπόμενη ισχύ, καθώς με τη χρήση back-off είτε θα μειωθεί η κάλυψη στο uplink, είτε η μπαταρία του κινητού θα εξαντληθεί πολύ γρήγορα. Για αυτούς τους λόγους το κομμάτι του συστήματος που χρησιμοποιείται το OFDM είναι το downlink, καθώς οι σταθμοί βάσης γνωρίζουν μικρότερους περιορισμούς στην ισχύ απ'ότι τα κινητά τερματικά. [10]

3.4 Ανασκόπηση

Το σχήμα διαμόρφωσης OFDM προσφέρει το σημαντικό πλεονέκτημα ότι τα υποφέροντα είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Το γεγονός αυτό, σε συνδυασμό με το ότι ο δίαυλος γίνεται στενής ζώνης για κάθε υποφέρον, καταστύβει την τεχνική αυτή ελκιστική για συστήματα που απαιτούν μεγάλες χωρητικότητες και ρυθμούς. Κύριο μειονέκτημα του OFDM είναι το υψηλό PAPR, γεγονός που καταστά τη χρήση του ασύμφορη σε κινητά τερματικά και το περιορίζει να χρησιμοποιείται στο σταθμό βάσης. Το OFDM σε MU-MIMO αναλύεται στο κεφάλαιο 6

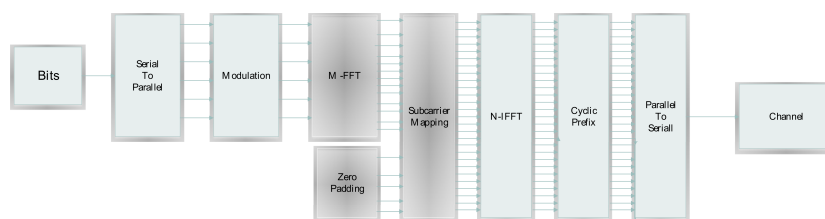
4 SC-FDMA

Το σχήμα διαμόρφωσης SC-FDMA έχει ενεργό ρόλο στα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας, καθώς έχει υιοθετηθεί από το 3GPP για την επικοινωνία του κινητού με το σταθμό βάσης, και έχει γίνει standard για το LTE. Λόγω της απλής επεξεργασίας σήματος που προσφέρει αλλά και του χαμηλού peak-to-average , θεωρείται μια αποδοτική επιλογή για την ανω ζεύξη. Στο παρακάτω κεφάλαιο θα αναλυθούν οι βασικές αρχές λειτουργίας του SC-FDMA, αλλά και ο τρόπος χαρτογράφησης των σημάτων στα φέροντα.

4.1 Βασική ιδέα

Το *Single Carrier Frequency Division Multiple Access* πρόκειται για μια τροποποιημένη έκδοση του OFDM. Είναι δηλαδή ένα σχήμα διαμόρφωσης το οποίο χρησιμοποιεί ορθογώνια υποφέροντα για τη μετάδοση ενός block συμβόλων. Αυτό που γίνεται στην πραγματικότητα είναι ένα υποφέρον να εμπεριέχει πάνω από ένα σύμβολα, ανάλογα με ένα παράγοντα εξάπλωσης. Κύρια διαφορά από το OFDM, όπως τονίστηκε και παραπάνω είναι το χαμηλό PAPR, για αυτό το SC-FDMA χρησιμοποιείται στο uplink, ώστε τα κινητά τερματικά να είναι περισσότερο αποδοτικά. Επιπλέον στο SC-FDMA, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει ο τρόπος με τον οποίον "χαρτογραφούνται" τα σύμβολα στα υποφέροντα, όπως θα αναλυθεί σε παρακάτω υποενότητα.

4.2 Πομποδέκτης SC-FDMA



Σχήμα 8: Μπλοκ διάγραμμα πομπού-δέκτη SC-FDMA

Το Σχήμα 8 παρουσιάζει έναν πομπό SC-FDMA. Το γραμμοσκιασμένο τμήμα του Σχήματος 8 παρουσιάζει τη βασική διαφορά μεταξύ ενός πομπού OFDM και

SC-FDMA. Ο FFT-M σημείων παράγει M σύμβολα στο πεδίο της συχνότητας, και διαμορφώνει M από τα N διαθέσιμα υποφέροντα. Συνεπώς στο SC-FDMA "απλώνονται" (spread) M σύμβολα σε N υποφέροντα. Ο παράγοντας εξάπλωσης στο φάσμα, SP ορίζεται ως :

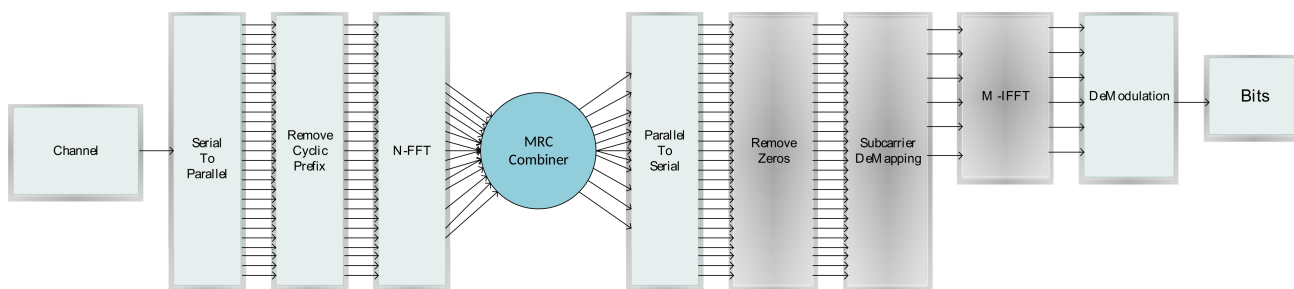
$$SP = \frac{M}{N} \quad (9)$$

Το μπλοκ που αναφέρεται ως subcarrier mapping είναι το σημείο στο οποίο τα M σύμβολα απλώνονται στα N υποφέροντα. Αυτή η διαδικασία μπορεί να θεωρηθεί κατά κάποιο τρόπο scheduling. Τα τερματικά είναι χωρικά διασκορπισμένα με αποτέλεσμα να προκύπτουν χωρικά ανεξάρτητα κανάλια, για κάθε τερματικό. Αυτό δίνει την δυνατότητα σε ένα SC-FDMA (αλλά και σε ένα OFDM) σύστημα, το scheduling να γίνεται με βάση το κανάλι.

Πέρα από το spread των M συμβόλων στο φάσμα, ο πομπός δεν έχει άλλες διαφορές από έναν OFDM πομπό. Το Cyclic Prefix προστίθεται και εδώ, χρησιμοποιώντας πάλι τα τελευταία δείγματα από τα υποφέροντα. Οι λόγοι που απαιτείται Cyclic Prefix δεν διαφέρουν και πολύ από αυτούς του OFDM. Βοηθάει στην αποφυγή του ISI, το οποίο ISI στην περίπτωση αυτή ονομάζεται IBI (inter-block-interference), όπως ακριβώς και στο OFDM. Επίσης το Cyclic Prefix μετατρέπει την γραμμική συνέλιξη διακριτού χρόνου μεταξύ καναλιού και σήματος σε κυκλική συνέλιξη διακριτού χρόνου, κάτι το οποίο διευκολύνει πολύ την προσομοίωση της συνέλιξης του καναλιού με το σήμα, καθώς η διαδικασία περιγράφεται τώρα από την κυκλική συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης του καναλιού με το block πληροφορίας που μεταδόθηκε. Αυτό φέρνει σαν αποτέλεσμα, στο πεδίο των συχνοτήτων να γίνεται απλά ένας πολλαπλασιασμός σημείο προς σημείο στα δείγματα του FFT και της διακριτής συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού.

Στο κομμάτι του δέκτη τώρα, όπως ήταν αναμενόμενο ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία από αυτή του πομπού, ώστε να ανακτηθεί το σήμα. Στο Σχήμα 9 παρουσιάζεται αναλυτικότερα η δομή του δέκτη καθώς και οι διαδικασίες που ακολουθούνται.

Όταν το σήμα λαμβάνεται στο δέκτη μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλο, ώστε να μετασχηματιστεί σε λαμβανόμενα μπλοκ πληροφορίας, και αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα. Έπειτα γίνεται ένας γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (FFT) N σημείων, για να μεταβούν τα μπλοκ σε στο πεδίο της συχνότητας. Έτσι θεωρώντας το κανάλι γνωστό, μπορεί να εφαρμοστεί ο MRC, συνδυάζοντας όλα τα λαμβανόμενα μπλοκ πληροφορίας από κάθε χρήση. Το σήμα μετατρέπεται



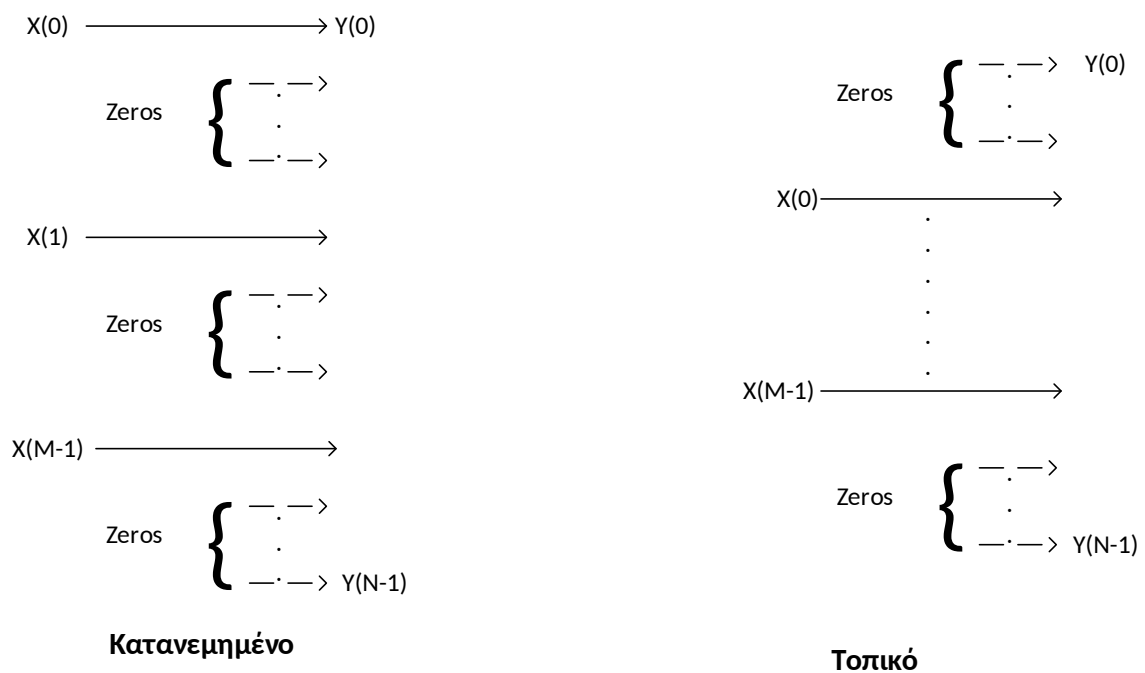
Σχήμα 9: Μπλοκ διάγραμμα δέκτη SC-FDMA

σε σειριακό ξανά, καθώς πρέπει να αφαιρεθούν τα περιττά στοιχεία, τα οποία προστέθηκαν στον δέκτη για να απλωθούν τα M δείγματα στα N υποφέροντα. Κατά την αποχαρτογράφηση απομονώνονται τα M συχνοτικά δείγματα. Λόγω του ότι το SC-FDMA χρησιμοποιεί σχήμα διαμόρφωσης μονής φέρουσας, δημιουργείται γραμμική παραμόρφωση, η οποία εκφράζεται σαν διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Όμως η παραμόρφωση αυτή ακυρώνεται από τη χρήση του εκάστοτε equalizer, σε αυτήν την περίπτωση MRC. Τέλος με έναν αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier (IFFT), τα M δείγματα επιστρέφουν στο πεδίο του χρόνου και μπορούν να ανασυσταθούν τα M εκπεμπόμενα σύμβολα.

4.3 Χαρτογράφηση Υποφερόντων

Ένα ενδιαφέρον ζήτημα που προκύπτει στο σχήμα διαμόρφωσης SC-FDMA είναι ο τρόπος με τον οποίον θα χαρτογραφηθούν τα M σύμβολα σε N υποφέροντα. Υπάρχουν δύο τύπου χαρτογραφήσεις. Η πρώτη είναι η τοπική χαρτογράφηση φερόντων (localized subcarrier mapping) και η δεύτερη η κατανεμημένη χαρτογράφηση φερόντων (distributed subcarrier mapping). Στην τοπική χαρτογράφηση, τα M σύμβολα κατανέμονται σε ομάδα N γειτονικών υποφερόντων, γεμίζοντας το υπόλοιπο φάσμα μέσω του IFFT με σήματα μηδενικού πλάτους. Αντιθέτως στην κατανεμημένη χαρτογράφηση τα M σύμβολα μοιράζονται εξίσου σε N υποφέροντα σε ίση φασματική απόσταση σε όλο το φάσμα. Τα υπόλοιπα $N-M$ υποφέροντα γεμίζουν και σε αυτήν την περίπτωση με σήματα μηδενικού πλάτους από τον IFFT. Γενικά στην βιβλιογραφία αυτές οι δύο χαρτογραφήσεις του SC-FDMA ονομάζονται LFDMA για την τοπική και DFDMA για την κατανεμημένη.

Αξίζει να αναφερθεί και η ειδική περίπτωση όπου ο παράγοντας εξάπλωσης Q είναι ακέραιο πολλαπλάσιο των φερόντων, N και των συμβόλων M , δηλαδή $N = Q \times M$. Αυτή η χαρτογράφηση ονομάζεται χαρτογράφηση διεμπλοκής (interleaved).



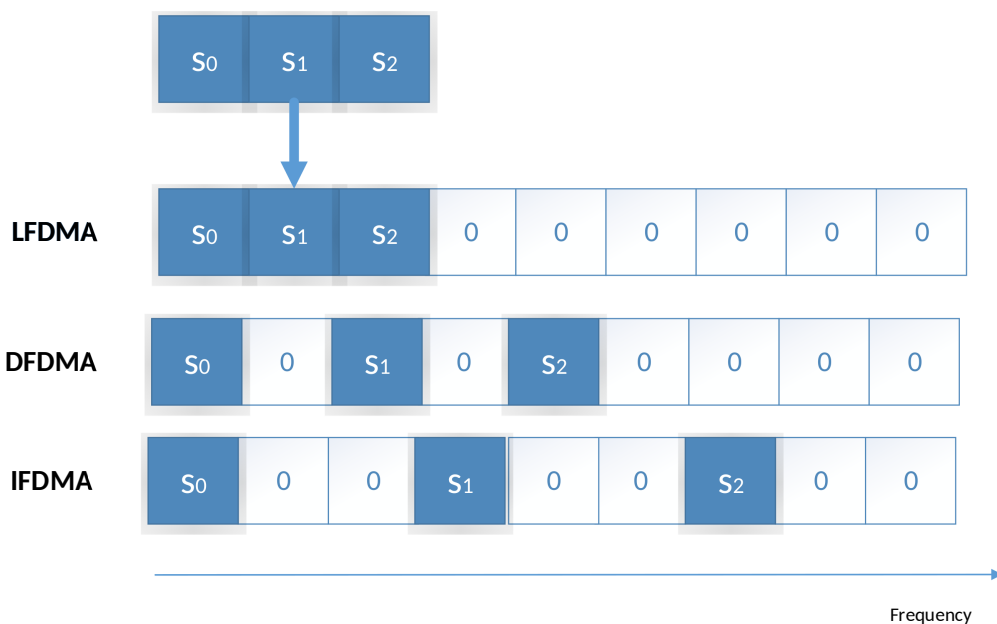
Σχήμα 10: Διαφορετικές περιπτώσεις Mapping για το SC-FMDA

Είναι μια αρκετά αποδοτική περίπτωση καθώς το σήμα μπορεί να μεταδοθεί απευθείας στο πεδίο του χρόνου και να παραλειφθεί η χρήση του IFFT στον πομπό αλλά και του IFF στον δέκτη και επίσης προσφέρει το μικρότερο PARP σε σχέση με τις δύο προαναφερθέντες τεχνικές.

Το Σχήμα 11 παρουσιάζει τους τρεις τύπους χαρτογράφησης που αναφέρθηκαν. Αυτές οι διαδικασίες μπορούν να αναπαρασταθούν σαν γραμμικοί μετασχηματισμοί των σειρών των εκπεμπόμενων συμβόλων. Συνεπώς κάθε στοιχείο εξόδου του IFFT είναι τα στοιχεία εισόδου πολλαπλασιασμένα με ένα βάρος, το οποίο είναι ένας μιγαδικός αριθμός. Στην περίπτωση του IFDMA αυτό δεν ισχύει καθώς δεν χρησιμοποιείται ο IFFT, και τα βάρη είναι μηδενικά.

4.4 Ανασκόπηση

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύθηκε η βασική αρχή του SC-FDMA. Παρουσιάστηκε η βασική επεξεργασία σήματος που απαιτείται, αλλά και τα μπλοκ διαγράμματα πομπού και δέκτη. Επίσης εξετάστηκαν οι τρόποι εξάπλωσης των συμβόλων στα υποφέροντα. Η αναφορά για τη χρήση SC-FDMA σε MU-MIMO γίνεται στο κεφάλαιο 7.3.



Σχήμα 11: Οι τρεις διαφορετικοί τύποι Mapping

5 MIMO

Τα MIMO συστήματα είναι ένα μεγάλο ερευνητικό θέμα με αρκετές πολυκλαδικές συνιστώσες. Κύρια μέρηνα αυτού του κεφαλαίου είναι να παρουσιαστούν οι βασικές έννοιες οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν στην μοντελοποίηση ενός MU-MIMO συστήματος, παρά να αναλυθούν διεξοδικά οι συνιστώσες αυτές, καθώς το τελευταίο θα ήταν αδύνατο στα πλαίσια μιας διπλωματικής εργασίας. Αναφέρεται η βασική αρχή λειτουργίας, ο τρόπος υπολογισμού της χωρητικότητας αλλά και δύο τύποι δεκτών ανάμεσα σε πολλούς.

5.1 Σύντομη ιστορική αναδρομή

Οι κύριες ιστορικές εργασίες που συντέλεσαν στην δημιουργία των συστημάτων MIMO μπορούν να συνοψιστούν ως εξής

- Το 1975-1976, δημιουργούνται οι πρώτες ιδέες στον τομέα από τους D.A George και W. van Etten.
- Το 1984-1986, ο Jack Winters και ο Jack Salz στα Bell Labs δημοσιεύουν πολλά άρθρα σχετικά με τις εφαρμογές του beamforming.
- Το 1993, οι Arogyaswami Paulraj και Thomas Kailath προτείνουν την έννοια της χωρικής πολυπλεξίας με χρήση MIMO.

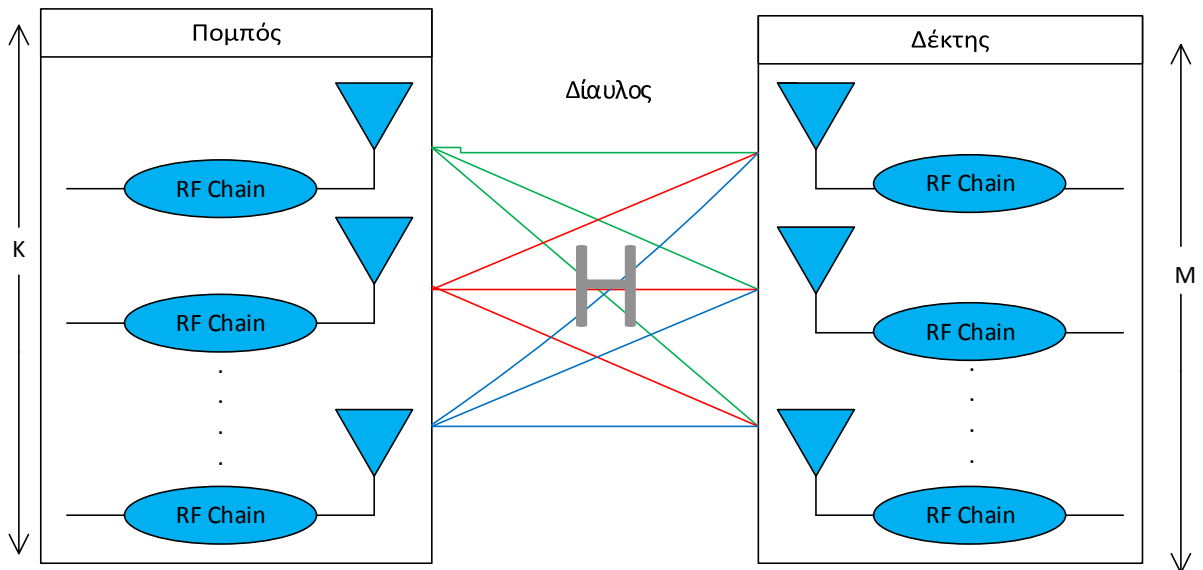
- Το 1996, οι Greg Raleigh και Gerard J. Foschini επινοούν νέες προσεγγίσεις για τεχνολογίες MIMO. Οι προσεγγίσεις αυτές αποδείχθηκε ότι βελτιώνουν τη φασματική απόδοση των συστημάτων MIMO.
- Το 1998, τα Bell Labs είναι τα πρώτα που επιδεικνύουν ένα εργαστηριακό πρωτότυπο για χωρική πολυπλεξία.
- Το 1998, ο S.M.Alamouti παρουσίασε σε άρθρο του την απλούστερη χωρο-χρονική κωδικοποίηση για MIMO σύστημα 2×2 , γνωστή και ως κωδικοποίηση Alamouti.
- Το 1999, οι Thomas L. Marzetta και Bertrand M. Hochwald δημοσίευσαν ένα άρθρο που παρέχει μία εμπειριστατωμένη μελέτη πάνω στις διαλείψεις Rayleigh μία ζεύξης MIMO, λαμβάνοντας υπόψη πτυχές της θεωρίας της πληροφορίας.
- Το 2001, στην εμπορική σκηνή, η Iospan Wireless Inc. ανέπτυξε το πρώτο εμπορικό σύστημα που χρησιμοποιούσε τεχνολογία MIMO-OFDMA.
- Το 2006, πολλές εταιρίες όπως οι Beceem Communications, Samsung και Runcorn Technologies, είχαν αναπτύξει λύσεις βασισμένες στο MIMO-OFDMA για το πρότυπο κινητής IEEE 802.16e Wimax.
- Επίσης το 2006, πολλές εταιρίες (Broadcom, Intel, κλπ) θέσπισαν μία τεχνική επικοινωνίας που βασίζεται στην τεχνολογία MIMO που βελτιώνει τις επιδόσεις των συστημάτων ασύρματων τοπικών δικτύων (WLAN). Το νέο πρότυπο συστημάτων WLAN, ονομάζεται IEEE 802.11n.

5.2 Βασική ιδέα

Τα συστήματα MIMO έχουν τραβήξει αρκετή προσοχή τα τελευταία χρόνια, λόγω των μεγάλων οφελών των οποίων προσφέρουν. Οι τεχνικές που υιοθετούνται από ένα MIMO σύστημα προσφέρουν αυξημένη χωρητικότητα στο σύστημα αλλά και αξιοπιστία στη ζεύξη. Όπως εξηγήθηκε και παραπάνω, βασική ιδέα ενός τέτοιου συστήματος είναι η ταυτόχρονη επικοινωνία μεταξύ κεραιών πομπού και δέκτη, με ανεξάρτητα streams πληροφορίας απο κεραία πομπού σε κεραία δέκτη. Πιο συγκεκριμένα τα κέρδη ενός MIMO συστήματος μπορούν να συνοψιστούν σαν:

- *Κέρδος Συστοιχίας* (array gain ή power gain). Είναι το κέρδος το οποίο προκύπτει από τον αριθμό των κεραιών λήψης και τον συνδυασμό των πολλών διαφορετικών εκδόσεων του σήματος, με αποτέλεσμα να αυξάνεται ο σηματοθορυβικός λόγος.

- *Κέρδος Χωρικού Διαχωρισμού*(spatial diversity gain). Λόγω των πολλών διαφορετικών ανεξάρτητων διαδρομών που ακολουθεί ένα σήμα μεταξύ των κεραιών του πομπού και του δέκτη, οι συνιστώσες του σήματος μπορούν να θεωρηθούν ασυσχέτιστες, (ανάλογα της τάξης του πίνακα του διάυλου), και ανεξάρτητες. Σαν αποτέλεσμα καταφθάνουν στον δέκτη πολλά αντίγραφα του ίδιου σήματος σε διαφορετικές κεραιές, τα οποία μπορούν να συνδυαστούν με τεχνικές των οποίων στην ουσία βασική αρχή είναι η συμβολή, και να δημιουργήσουν μια ενισχυμένη εκδοχή του αρχικού σήματος. Έτσι εμφανίζεται το κέρδος χωρικού διαχωρισμού, από τις κεραιές πομπού και δέκτη, που είναι φυσικά διαχωρισμένες η μία από την άλλη.
- *Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας*(spatial multiplexing gain). Αυξάνεται γραμμικά η χωρητικότητά του συστήματος, χωρίς περαιτέρω αύξηση του φάσματος ή της εκπεμπόμενης ισχύς με την εκπομπή διαφορετικών streams από κάθε κεραία. [11]



Σχήμα 12: Σύστημα MIMO

Είναι προφανές πως τα MIMO συστήματα εκμεταλλεύονται τον χώρο ως μια επιπλέον διάσταση, ώστε να βελτιώσουν το σύστημα. Ανάλογα την σχεδίαση του συστήματος αυτά τα κέρδη χρησιμοποιούνται ανάλογα με τις απαιτήσεις. Όταν το ζητούμενο είναι η αύξηση του ρυθμού, δίνεται βάρος στη χωρική πολυπλεξία, και αξιοποιώντας κατάλληλα τη δομή του πίνακα του διαύλου, αποκτούνται ανεξάρτητες διαδρομές, οι οποίες χρησιμοποιούνται για να σταλθούν ανεξάρτητες ροές δεδομένων. Στην σχεδίαση, όπου πρωταρχικό μέλημα είναι η αξιοπιστία του συστήματος χρησιμοποιείται ο χωρικός διαχωρισμός, ώστε να αντιμετωπίζονται αποτελεσματικά τα αρνητικά φαινόμενα διάλειψης.

5.3 Μοντέλο συστήματος

Έστω ένα σύστημα MIMO με M κεραιές στο πομπό και K κεραιές στον δέκτη. Ο διάυλος κάθε κεραιάς δέκτη με κάθε κεραιά του πομπού θα έχει κρουστική απόκριση $h_{mk}(\tau; t)$, με τ να δηλώνεται το πεδίο της καθυστέρησης και t ο χρόνος. Συνεπώς ο πίνακας $H(\tau; t)$ που χαρακτηρίζει το τυχαίο χρονομεταβλητό δίυλο έχει την εξής μορφή:

$$\mathbf{H}(\tau; t) = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau; t) & h_{12}(\tau; t) & \cdots & h_{1M}(\tau; t) \\ h_{21}(\tau; t) & h_{22}(\tau; t) & \cdots & h_{2M}(\tau; t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{K1}(\tau; t) & h_{K2}(\tau; t) & \cdots & h_{KM}(\tau; t) \end{bmatrix}$$

Εάν το εκπεμπόμενο σύμβολο από την m -οστή κεραιά πομπού είναι $s_m(t)$, στην k -οστή κεραιά δέκτη το λαμβανόμενο $r_k(t)$ θα ήταν της μορφής:

$$\begin{aligned} r_k(t) &= \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} h_{m,k}(\tau; t) s_m(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{m=1}^M h_{m,k}(\tau; t) * s_m(\tau) \end{aligned} \quad (10)$$

με $*$ να συμβολίζεται η διαδικασία της συνέλιξης

Για μη συχνοεπιλεκτικά κανάλια, στα οποία η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταβάλετε πολύ αργά σε σχέση με ένα χρονικό διάστημα $0 < t < T$, όπου ο χρόνος συνοχής, το χρονικό διάστημα δηλαδή όπου το κανάλι θεωρείται σχεδόν σταθερό για την μετάδοση ενός frame:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{K1} & h_{K2} & \cdots & h_{KM} \end{bmatrix}$$

Οπότε σε αυτήν την περίπτωση το διάνυσμα του λαμβανόμενου σήματος \mathbf{r} έχει την εξής αλγεβρική μορφή

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} \quad (11)$$

Όπου το λαμβανόμενο \mathbf{r} είναι διάστασης $K \times 1$ το εκπεμπόμενο \mathbf{s} είναι διάστασης $M \times 1$ και ο πίνακας του καναλιού \mathbf{H} είναι $K \times M$. Βέβαια η παραπάνω θεώρηση δεν είναι ολοκληρωμένη καθώς δεν έχει συνυπολογιστεί και ο θόρυβος. Έστω \mathbf{n} το διάνυσμα λευκού προσθετικού Γκαουσιανού θορύβου με μηδενική μέση τιμή (AWGN), το οποίο έχει διάσταση ίση με το λαμβανόμενο δηλαδή $K \times 1$. Το μοντέλο συστήματος για μη συχνοεπιλεκτικό δίαυλο είναι:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (12)$$

5.4 Χωρητικότητα συστημάτων MIMO

Έστω σαν μοντέλο συστήματος η (12), και δίαυλο $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M,K}$ γνωστό στο δέκτη και τον πομπό. Τα κανάλια του δίαυλου είναι Γκαουσιανά, οπότε μετασχηματίζοντας γραμμικά τον \mathbf{H} με τη σύνθεση ενός πίνακα περιστροφής, ενός πίνακα πλάτους, και ενός πίνακα ακόμη μιας περιστροφής, ή απλούστερα χρησιμοποιώντας SVD (singular value decomposition), γίνεται να υπολογιστεί η χωρητικότητα, από τα διανύσματα παράλληλων και ανεξάρτητων καναλιών που προκύπτουν. Οπότε ο \mathbf{H} μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^* \quad (13)$$

Όπου οι πίνακες $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{K,K}$, $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M,M}$ είναι ορθομοναδιαίοι, με τις στήλες και γραμμές τους να αποτελούν ορθοκανονική βάση στους χώρους \mathbb{C}^K , \mathbb{C}^M , και $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{M,K}$ περιέχει διατεταγμένες κατά φθίνουσα σειρά της ιδιόμορφες τιμές του πίνακα \mathbf{H} , όπου το πλήθος τους είναι ίσο με $\min(M,K)$. Συνεπώς η (12) με τους παρακάτω μετασχηματισμούς

$$\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{U}^* \mathbf{r} \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{V}^* \mathbf{s} \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^* \mathbf{n} \quad (16)$$

$$(17)$$

μπορεί να ξαναγραφτεί ως

$$\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{\Lambda}\hat{\mathbf{s}} + \hat{\mathbf{n}} \quad (18)$$

Η ενέργεια παραμένει σταθερή με πρίν καθώς οι πίνακες U, V , είναι απλά πίνακες περιστροφής, οπότε $\|\hat{s}\|^2 = \|s\|^2, \|\hat{r}\|^2 = \|r\|^2$, και ο μετασχηματισμένος θόρυβος \hat{n} ακολουθεί την ίδια κατανομή με τον n λόγω του κεντρικού οριακού θεωρήματος.

Ο πίνακας Λ είναι διαγώνιος, και αυτό σημαίνει πως κάθε σήμα εξόδου συνδέεται με ένα και μόνο σήμα εισόδου. Η τάξη του πίνακα Λ αλλά και του \mathbf{H} είναι το πολύ ίση και ορίζεται σαν $R_H \geq \min(M, K)$. Η ενέργεια διατηρείται και άρα κάθε σήμα έχει μια ισοδύναμη αναπαράσταση σε κάθε υποκανάλι, η οποία μπορεί να εκφραστεί ως

$$\hat{r}_i = \lambda_i \hat{s}_i + \hat{n}_i \quad i = 1, 2, \dots, R_H \quad (19)$$

Χρησιμοποιώντας τα παραπάνω, γίνεται να υπολογιστεί η χωρητικότητα του δι-αυλου MIMO, σαν το άθροισμα των χωρητικότητων των επιμέρους παράλληλων υποκαναλιών

$$C = B \sum_{i=1}^{R_H} \log\left(1 + \frac{\lambda_i^2 P_i}{\sigma_n^2}\right) \quad \text{bits} \setminus \text{sec} \setminus \text{Hz} \quad (20)$$

Όπου με σ_n συμβολίζεται η τυπική απόκλιση του θορύβου και P_i η ισχύς η οποία κατανέμεται σε κάθε υποδιάυλο. Το θέμα της κατανομής της ισχύος στους υποδιάυλους είναι πολύ μεγάλο και ξεφεύγει από τα πλαίσια της διπλωματικής, παρόλα αυτά αξίζει να αναφερθεί πως η βέλτιστη λύση είναι να δίνεται ισχύς μόνο στους υποδιαύλους που παρουσιάζουν ευνοϊκότερα χαρακτηριστικά. Οπότε για υψηλό σηματοθορυβικό λόγο διαμοιράζεται ίση ισχύ σε κάθε κεραία, ενώ για χαμηλό σηματοθορυβικό λόγο όλη η ισχύς δίνεται στον υποδιάυλο με την μεγαλύτερη ιδιοτιμή.

Παρατηρώντας την (20), προκύπτει το συμπέρασμα ότι αυξανόμενης της τάξης του πίνακα R_H αυξάνεται και η χωρητικότητά του συστήματος, και αυτός ακριβώς είναι ο λόγος που προκύπτει το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας.

5.5 Δέκτης MRC

Ο δέκτης MRC αποτελεί μια απο τις πρώτες εργασίες πάνω στις τεχνικές διαφορισμού. Η εργασία του Brennan [12] βασιζόμενη σε αυτή του Kahn [13] μας έδωσε αυτό που αποκαλούμε σήμερα Maximal Ratio Combining (MRC). Αυτή η τεχνική διαφορισμού επιτυγχάνει να μεγιστοποιήσει τον σηματοθορυβικό λόγο σε κάθε κεραία λήψης, θεωρώντας την παρεμβολή μεταξύ των κεραιών λήψης σαν θόρυβο. Πρόκειται δηλαδή για έναν γραμμικό συνδυασμό των σημάτων λήψης, θεωρώντας οτι κάθε σήμα λήψης έχει υποστεί ανεξάρτητες διαλείψεις. Η

μεγιστοποίηση πραγματοποιείται με τον πολλαπλασιασμό κάθε σήματος λήψης με κατάλληλα βάρη τα οποία είναι ανάλογα του σήματος που λαμβάνεται, και η φάση ευθυγραμμίζεται σε όλες τις κεραιές λήψης. Θεωρώντας ότι ο διάυλος είναι γνωστός, και ότι το μοντέλο συστήματος είναι αυτό της (12) το λαμβανόμενο σήμα μετά τον MRC θα είναι

$$\begin{aligned} r_{MRC,m} &= h^H r \\ &= \|h_m\|^2 s_m + \sum_{i \neq m}^M h_m^H h_i s_i + n_m h_m^H \end{aligned} \quad (21)$$

Το μεγάλο πλεονέκτημα του MRC έγκειται στην πολύ απλή επεξεργασία σήματος που είναι απαραίτητη, αφού η μόνη απαίτηση που υπάρχει είναι η γνώση του πίνακα του καναλιού, ώστε να πολλαπλασιαστεί το σήμα με τον αναστροφοςυζυγή του, με αποτέλεσμα η πολυπλοκότητα στον δέκτη να είναι πολύ μικρή. Είναι συνεπώς μια αρκετά φθηνή και αποδοτική λύση για σενάρια τα οποία δεν έχουν περιορισμούς όσον αφορά την παρεμβολή μεταξύ των κεραιών του δέκτη.

5.6 Δέκτης ZF

Σε αντίθεση με τον MRC, ο δέκτης Zero Forcing (ZF) καταφέρνει να μηδενίσει την παρεμβολή από τις κεραιές λήψης, αλλά χωρίς να λαμβάνει υπόψιν τον θόρυβο. Κάθε λαμβανόμενο σήμα προβάλλεται σε χώρο ορθογώνιο σε σχέση με τον χώρο των παρεμβολών, και σαν συνέπεια μηδενίζονται οι παρεμβολές. Αυτό μαθηματικά μπορεί να εκφραστεί ως ο πολλαπλασιασμός του λαμβανόμενου σήματος με τον αναστροφοςυζυγή πίνακα του διαύλου.

$$r_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H} r = s + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} n \quad (22)$$

Το μεγάλο πλεονέκτημα του ZF βρίσκεται μαζί με το μεγάλο μειονέκτημα, τον υπολογισμό του ψευδοαναστροφου πίνακα του καναλιού. Παρόλο που δίνει το λαμβανόμενο σήμα μηδενίζοντας πλήρως την παρεμβολή, η πολυπλοκότητα που απαιτείται για την εύρεση του είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με αυτήν του MRC. Επιπλέον προϋποθέτει, υψηλό σηματοθορυβικό λόγο για να αποδώσει επαρκώς, οπότε δεν συστήνεται να χρησιμοποιηθεί σε σενάρια τα οποία περιορίζονται από το θόρυβο.

5.7 Ανασκόπηση

Αυτό το κεφάλαιο παρουσίασε το μοντέλο συστήματος για ένα MIMO σύστημα, καθώς και το κανάλι που δημιουργείται μεταξύ κεραιών πομπού και δέκτη. Σχολιάστηκε η αύξηση χωρητικότητας που προσφέρει ένα MIMO σύστημα

καθώς και δύο βασικοί δέκτες. Με το τέλος αυτού του κεφαλαίου ολοκληρώνονται τα κεφάλαια που ήταν απαραίτητα για να αναλυθεί ένα σύστημα massive MIMO.

6 Σύστημα MU-MIMO

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή τα massive MIMO ή MU-MIMO συστήματα δεν είναι τίποτα άλλο πέρα από μια επέκταση των συμβατικών MIMO συστημάτων με την διαφορά ότι στον σταθμό βάσης ο αριθμός των κεραιών είναι σαφώς μεγαλύτερος από τον αριθμό των τερματικών που εξυπηρετεί, γεγονός το οποίο προσφέρει κάποια πλεονεκτήματα αλλά και ορισμένες προκλήσεις. Σκοπός του κεφαλαίου είναι να παρουσιαστεί το μοντέλο συστήματος ενός MU-MIMO, να αναλυθούν τα πλεονεκτήματα του, δίνοντας έμφαση στην ενεργειακή αποδοτικότητα, αλλά και στην αύξηση χωρητικότητας ενός τέτοιου συστήματος αλλά και να αξιολογηθούν οι περιορισμοί που δημιουργούνται.

6.1 Πλεονεκτήματα συστημάτων MU-MIMO

Στην εισαγωγή έγινε μια σύντομη παρουσίαση των πλεονεκτημάτων ενός MU-MIMO συστήματος. Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια πιο εκτεταμένη αναφορά τους αλλά και θα παρουσιαστούν αναλυτικότερα τα κύρια οφέλη που αποκομίζει ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών αυξάνοντας δραματικά τον αριθμό των κεραιών στο σταθμό βάσης.

- *Αύξηση Χωρητικότητας*

Κύριο πλεονέκτημα είναι η αύξηση της χωρητικότητας. Παρακάτω θα αναφερθούν αναλυτικότερα οι λόγοι που οδηγούν σε τέτοια μεγάλη αύξηση χωρητικότητας, κάνοντας το σύστημα ελκυστικό ενώ η αποδοτικότητα του συστήματος στην εκπομπή ενέργειας βελτιώνεται ταυτόχρονα.

- *Φθηνή Υλοποίηση*

Ένας ακόμη λόγος για τον οποίον τα MU-MIMO είναι ανατρεπτική τεχνολογία, είναι ό τι μπορούν να κατασκευαστούν με πολλά φτηνά και χαμηλής ισχύος εξαρτήματα. Οι υπεργραμμικοί ενισχυτές, της τάξης των 50 Watt, που χρησιμοποιούνται σήμερα μπορούν να αντικατασταθούν από πολλούς φτηνούς ενισχυτές της τάξης των mWatt. Αυτές οι ξεχωριστές RF αλυσίδες προσφέρουν μειωμένες απαιτήσεις στην γραμμικότητα, καθώς αυτό που σε τελική ανάλυση έχει σημασία είναι η συνδυαστική λειτουργία τους. Ακόμα αξίζει να αναφερθεί ότι ο αριθμός των κεραιών καθιστά το σύστημα ανθεκτικό στις βλάβες και οικονομικό στην επισκευή, καθώς η πιθανότητα να χαλάσουν πολλές οι κεραιές ταυτόχρονα, είναι ελάχιστη, και το

κόστος επισκευής μικρό.

- *Βαθμοί ελευθερίας*

Τα massive MIMO συστήματα προσφέρουν πλεονάζον αριθμό βαθμών ελευθερίας. Οι βαθμοί ελευθερίας, οι οποίοι ορίζονται ως ο ελάχιστος αριθμός μεταξύ των κεραιών λήψης και εκπομπής, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για καλύτερη επεξεργασία σήματος, για παράδειγμα τα εκπεμπόμενα σήματα να έχουν χαμηλό PAPR.

- *Μειωμένη σηματοδοσία*

Επίσης μειώνεται και η σηματοδοσία στο φυσικό επίπεδο, καθώς το φάσμα δίνεται σε κάθε τερματικό ολόκληρο, κάνοντας το μεγάλο πλήθος σηματοδοσίας περιττό. Με τη χρήση OFDM σε massive MIMO, κάθε υποφέρον θα έχει περίπου το ίδιο κέρδος καναλιού. Ο λόγος είναι ο μεγάλος αριθμός των κεραιών, γεγονός που κάνει το σύστημα αποδοτικό σε μία υλοποίηση που περιλαμβάνει διάθεση ολόκληρου του φάσματος σε κάθε τερματικό ξεχωριστά. Το κανάλι του massive MIMO γίνεται περισσότερο προβλέψιμο, λόγω του κεντρικού οριακού θεωρήματος, με αποτέλεσμα η ανάθεση συγκεκριμένων συχνοτήτων σε κάθε τερματικό να παύει να αποδίδει.

- *Μειωμένη καθυστέρηση*

Τέλος, τα massive MIMO συστήματα εξαλείφουν τους περιορισμούς καθυστέρησης που οφείλονται στις διαλείψεις. Σε ένα ασύρματο περιβάλλον αποτελεί πρόβλημα και η καθυστέρηση του σήματος από τον πομπό στον δέκτη. Ο λόγος είναι ότι κάποια σήματα μπορεί να ληφθούν με μικρό πλάτος, λόγω της καταστρεπτικής συμβολής μεταξύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του ίδιου σήματος. Αυτός ο τύπος διάλειψης είναι που προκαλεί την καθυστέρηση, καθώς ένα τερματικό που βρίσκεται στην δυσμενή κατάσταση μιας τέτοιας διάλειψης πρέπει να περιμένει ωστόσο το κανάλι διάδοσης να αλλάξει, και να ξαναλάβει πληροφορία. Σαν αποτέλεσμα δημιουργείται αισθητή καθυστέρηση μεταξύ πομπού και τερματικού. Με ένα massive MIMO σύστημα η καθυστέρηση λόγω διαλείψεων παύει να είναι περιορισμός καθώς το σύστημα λόγω των πολλών κεραιών αλλά και των πολλών διαύλων που δημιουργούνται μεταξύ πομπού-τερματικού καταπολεμά τα φαινόμενα διάλειψης αποδοτικά.

6.2 Περιορισμοί συστημάτων MU-MIMO

- *Μόλυνση Πιλότων*

Ιδανικά σε ένα MU-MIMO σύστημα σε κάθε τερματικό ανατίθεται μια ορθογώνια σειρά, η οποία εκπέμπεται στον σταθμό και με τη βοήθεια της μπορεί να γίνει η εκτίμηση του καναλιού. Όμως όταν τα τερματικά υπερβαίνουν σε αριθμό, τις διαθέσιμες ορθογώνιες σειρές, τότε επαναχρησιμοποιούνται κάποιες από αυτές με αποτέλεσμα να υπάρχει η μόλυνση πιλότων. Ο αριθμός των ορθογώνιων σειρών δεν μπορεί να υπερβεί το χρόνο συνοχής δια την καθυστέρηση του καναλιού (delay spread). Στην προσομοίωση που αναπτύχθηκε, όπου ο χρόνος συνοχής ορίζεται με τα standards του LTE και είναι 1 millisecond, και το delay spread είναι της τάξης των 5 microsecond ο αριθμός των σειρών δεν ξεπερνά τις 200.

Το πρόβλημα της μόλυνσης πιλότων γίνεται εμφανές περισσότερο σε πολυκυψελικό σύστημα, όταν δηλαδή επαναχρησιμοποιούνται όμοιες σειρές σε διπλανές κυψέλες. Συγκεκριμένα αν μια σειρά χρησιμοποιείται από ένα τερματικό, ο σταθμός βάσης υπολογίζει την εκτίμηση καναλιού με βάση αυτή τη σειρά, οπότε αν κάποιο άλλο τερματικό την μοιραστεί, ο σταθμός βάσης θα δώσει σαν εκτίμηση καναλιού και για τα δύο τερματικά γραμμικούς συνδυασμούς των διαφορετικών καναλιών που βλέπει κάθε τερματικό.

Για να αντιμετωπιστεί αυτό το φαινόμενο έχουν προταθεί διάφορες μέθοδοι. Η μέθοδος που αναφέρεται στον [14] προτείνει την βελτιστοποίηση του διαμοιρασμού των ορθογώνιων σειρών. Ο προτεινόμενος τρόπος εδώ είναι να επαναχρησιμοποιούνται αραιότερα οι ορθογώνιες σειρές, και να επιβαρύνεται το payload. Έτσι οι κυψέλες που έχουν όμοια σήματα το πιλότους απομακρύνονται μεταξύ τους και μπορούν να συντονιστούν τα σήματα πιλότων σε συγκεκριμένα τερματικών, ανάλογα με κάποιες παραμέτρους. Κοινώς όταν εκπέμπει ο πιλότος από ένα τερματικό το άλλο σιωπά.

Μια άλλη μέθοδος [16] προτείνει την εξάλειψη των σημάτων πιλότων. Εδώ το κανάλι εκτιμάται με έναν αλγόριθμο, ο οποίος χρησιμοποιεί τυφλή μέθοδο εκτίμησης μέσω EVD (Eigen Value Decomposition), στον πίνακα του καναλιού. Υπολογίζοντας τον πίνακα συνδιακύμανσης των λαμβανόμενων σημάτων αλλά και χρησιμοποιώντας τους πλεονάζων βαθμούς ελευθερίας που προσφέρει ένα MU-MIMO σύστημα, καθώς και το γεγονός ότι τα κανάλια τείνουν να είναι ορθογώνια όσο ο αριθμός των κεραιών μεγαλώνει, μπορεί να βρεθεί μια ικανοποιητική εκτίμηση του καναλιού.

- *Ορθογωνιότητα Αποκρίσεων Καναλιού*

Το πρόβλημα της έλλειψης ορθογωνιότητας των αποκρίσεων του καναλιού παρουσιάζεται όταν μεγάλος αριθμός των τερματικών εξυπηρετείται από τις κεραιές του σταθμού βάσης. Με άλλα λόγια όταν τα κανάλια μεταξύ των τερματικών δέν διαφέρουν αρκετά. Το σύστημα επηρεάζεται κυρίως όταν χρησιμοποιείται MRC/MRT. Σύμφωνα με μελέτη που παρουσιάζεται [17], ένα σύστημα massive MIMO μπορεί να παρουσιάσει σε διαφορετικά κανάλια για διαφορετικά τερματικά, το λεγόμενο "favorable propagation", όταν ο αριθμός των τερματικών είναι 10 φορές μικρότερος από τον αριθμό των κεραιών στον δέκτη, και να αντεπεξέλθει σε αρκετά δυσμενείς συνθήκες διάδοσης.

6.3 Μοντέλο συστήματος

Έστω ένα σύστημα MU-MIMO με το εξής μοντέλο συστήματος:

$$\mathbf{r} = \sqrt{pu}\mathbf{G}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (23)$$

Με \mathbf{r} συμβολίζεται το διάνυσμα στο δέκτη $M \times 1$ διάστασης, με pu η μέση εκπεμπόμενη ισχύ, με \mathbf{G} ο διάυλος από το τερματικό στην δέκτη διάστασης $M \times K$, με \mathbf{s} το εκπεμπόμενο σήμα από τα τερματικά διάστασης $K \times 1$ και τέλος, με \mathbf{n} το διάνυσμα του λευκού Γκαουσιανού προσθετικού θορύβου. Κάθε χρήστης εκπέμπει μια ορθογώνια σειρά μήκους t ώστε να γίνει η εκτίμηση του καναλιού. Το συγκεκριμένο μοντέλο αντιστοιχεί στην κάτω ζεύξη. Στην άνω ζεύξη οι διαστάσεις των πινάκων θα αντιστρέφονταν.

Όπως αποδείχθηκε πρόσφατα [8], η φασματική αποδοτικότητα ενός τέτοιου συστήματος στο uplink, για εκτίμηση του καναλιού και δέκτη MRC(τον οποίον πραγματεύεται η διπλωματική), δίνεται από την παρακάτω εξίσωση

$$R_{MRC} = \frac{T-t}{T} M \log_2 \left(1 + \frac{t(K-1)pu^2}{t(M-1)pu^2 + (M+t)pu + 1} \right) \quad (24)$$

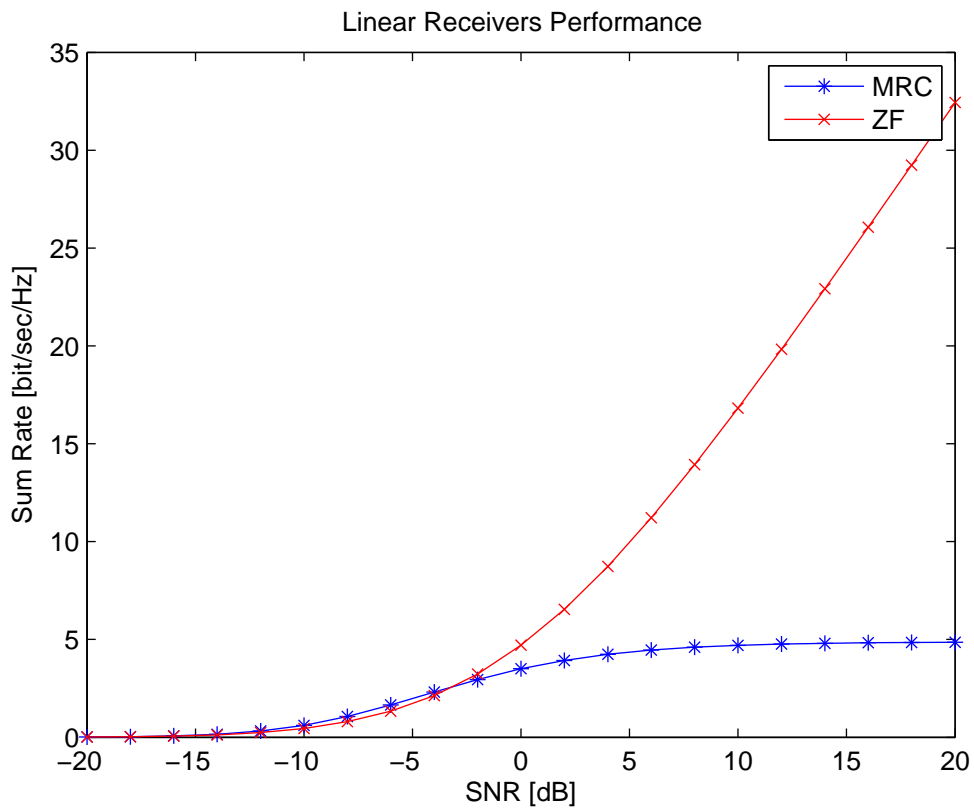
Όπου T ο χρόνος συνοχής. Η ενεργειακή αποδοτικότητα σε σχέση με την φασματική απόδοση δίνεται απο:

$$\eta_{MRC} = R_{MRC}/pu \quad (25)$$

Ομοίως για δέκτη ZF η φασματική απόδοση δίνεται ως:

$$R_{ZF} = \frac{T-t}{T} M \log_2 \left(1 + \frac{t(K-1)pu^2}{t(M-1)pu + 1} \right) \quad (26)$$

$$\eta_{ZF} = R_{ZF}/pu \quad (27)$$



Σχήμα 13: Απόδοση γραμμικών δεκτών σε MU-MIMO σύστημα για 5 χρήστες και 5 κεραίες

Ο δέκτης Zero Forcing σε γενικές γραμμές λειτουργεί καλύτερα απ'ότι ένας MRC σε ένα σύστημα massive MIMO. Το γεγονός αυτό καταδεικνύεται και απο το Σχήμα 6.3, όπου είναι προφανές πως για σηματοθορυβικό λόγο μεγαλύτερο των

0dB ο ZF είναι σαφώς ανώτερος απο τον MRC. Το σχήμα αναπαράχθηκε με βάση τις εξισώσεις (24) και (26). Παρόλα αυτά ο MRC προτιμάται σε ένα massive MIMO σύστημα, λόγω του ότι οι αποκρίσεις καναλιού διαφορετικών τερματικών τείνουν να είναι ορθογώνιες όταν ο αριθμός των κεραιών στο σταθμό βάσης είναι μεγάλος, γεγονός που επιτρέπει πολύ απλή επεξεργασία σήματος, μικρή πολυπλοκότητα στον δέκτη αλλά και μεγαλύτερη (όπως θα δειχθεί και παρακάτω) αποδοτικότητα στην εκπεμπόμενη ενέργεια. Με βάση σε αυτό το κριτήριο ο δέκτης για την διπλωματική επιλέχθηκε να είναι MRC/MRT.

6.4 Διάδοση

Ο πίνακας διαύλου \mathbf{G} από που αναφέρεται στην (23) μοντελοποιεί τους ανεξάρτητους παράγοντες της γρήγορης διάλωσης, των απωλειών, αλλά και της λογαριθμοκανονικής σκίασης. Ένα στοιχείο του πίνακα \mathbf{G} , απο τη σκοπιά της άνω ζεύξης, μπορεί να γραφτεί ως:

$$g_{mk} = h_{mk} \sqrt{d_k} \quad m = 1 \dots M \quad (28)$$

Όπου h_{mk} είναι ο παράγοντας γρήγορης διάλωσης απο το k -οστό τερματικό στην m -οστή κεραία, και d_k είναι ο παράγοντας που αφορά την σκίαση και τις απώλειες διάδοσης κάθε τερματικού. Ο παράγοντας d_k παραμένει ανεξάρτητος απο τις κεραιές, αφού αφορά τη θέση τερματικού στο χώρο, και θεωρείται γνωστός και σταθερός στο χρόνο συνοχής, στο δέκτη. Αυτή η υπόθεση πραγματοποιείται λόγω του ότι το d_k αλλάζει αργά στο χρόνο, αλλά και λόγω του ότι οι αποστάσεις μεταξύ των τερματικών με τις κεραιές είναι πολύ μεγαλύτερες, απ'οτι η απόσταση των κεραιών μεταξύ τους. Συνεπώς ο πίνακας \mathbf{G} μπορεί να μετασχηματιστεί ως εξής:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H} \mathbf{D}^{\frac{1}{2}} \quad (29)$$

Με τον πίνακα \mathbf{H} διάστασης $M \times K$ να περιέχει όλους τους παράγοντες γρήγορης διάλωσης, και τον παράγοντα

Η εκτίμηση διαύλου παίζει μεγάλο ρόλο σε ένα MU-MIMO σύστημα. Η ακρίβεια της εκτίμησης καθορίζει σε μεγάλο ποσοστό την ποιότητα της ζεύξης, μεταξύ κεραιών και τερματικού αλλά και την επίτευξη της καλύτερης δυνατής διάδοσης. Στο [8] αποδείχθηκε πως με πλήρη γνώση του διαύλου η εκπεμπόμενη ισχύς απο κάθε τερματικό μπορεί να μειωθεί αντιστρόφως ανάλογα σε σχέση με τον αριθμό των κεραιών στον δέκτη, χωρίς να επιφέρεται μείωση στην αποδοτικότητα του συστήματος.

Ο συνηθέστερος τρόπος για την εκτίμηση του καναλιού ακολουθεί την προσέγγιση των σημάτων πιλότων. Ένα κομμάτι του εύρους συνοχής χρησιμοποιείται για να σταλθούν σήματα πιλότοι, ταυτόχρονα απο όλα τα τερματικά σε όλες τις κεραίες, και με τη χρήση της απόκρισής τους υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου για κάθε τερματικό. Τα σήματα πιλότοι δεν μπορούν να εκμεταλλευτούν τον μεγάλο αριθμό των κεραιών, και κάθε εκτίμησή γίνεται ανά κεραία ξεχωριστά.

Πρόσφατα προτάθηκε[16] μέθοδος τυφλής εκτίμησης του διαύλου για MU-MIMO σύστημα. Η μέθοδος αυτή εκμεταλλεύεται τους βαθμούς ελευθερίας του συστήματος και την ορθογωνιότητα των καναλιών και μέσω της αυτοσυσχέτισης των λαμβανόμενων σημάτων μπορεί να υπολογιστεί η εκτίμηση του καναλιού. Η τυφλή προσέγγιση έχει το πλεονέκτημα ότι απαλείφει εντελώς τα σήματα πιλότους, οπότε και το φαινόμενο της μόλυνσης πιλότων. Παρόλα αυτά απαιτείται μεγαλύτερη επεξεργασία στο δέκτη για τον υπολογισμό του EVD και την εκτέλεση του αλγορίθμου που προτείνεται.

Για την εκτίμηση του διαύλου σε αυτήν την εργασία χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος εκτίμησης διαύλου με σήματα πιλότους. Σε κάθε τερματικό ανατίθεται μια ορθογώνια μοναδική ορθογώνια σειρά. Η σειρά που επιλέχθηκε να σάν σήμα πιλότος είναι η Zadoff Chu και εκφράζεται ως εξής

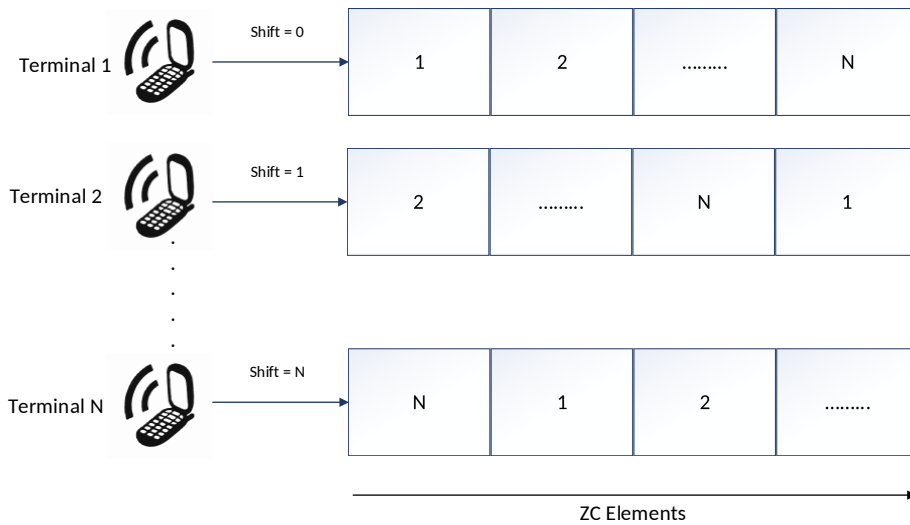
$$x_{ZF}(m+1) = \exp(-j\pi Rm(\frac{m+1}{N_l})) \quad m = 0, \dots, N-1 \quad (30)$$

Όπου R είναι η R -οστή ρίζα της σειράς και N_l το μήκος της σειράς. Για να είναι η σειρά ορθογώνια η ρίζα R πρέπει να είναι πρώτος αριθμός σε σχέση με το μήκος της σειράς N_l . Η σειρά έχει ένα πλήθος πλεονεκτήματα και χρησιμοποιείται στο LTE στα κανάλια συγχρονισμού και σηματοδοσίας. Συνοπτικά προσφέρει

- Σταθερό πλάτος
- Σταθερή διαφορά φάσης
- Μηδενική κυκλική αυτοσυσχέτιση
- Σταθερό πλάτος όταν το $R \in \mathbb{P}$
- Η κυκλική ετεροσυσχέτιση μεταξύ δυο σειρών με ρίζες R_1, R_2 είναι μικρή, και ίση με $\frac{1}{\sqrt{N}}$ όταν $R_1 - R_2$ είναι πρώτος αριθμός σε σχέση με το N_l

Για αυτούς τους λόγους, και κυρίως για τη μηδενική κυκλική αυτοσυσχέτιση, η Zadoff Chu προτιμήθηκε σαν σήμα πιλότος για αυτήν την εργασία

Για να χρησιμοποιηθεί στην περίπτωση του MU-MIMO συστήματος, δίνεται μια ρίζα στην Zadoff Chu, και το μήκος της ορίζεται από τον πρώτο πρωτο αριθμό που είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των τερματικών. Κάθε τερματικό έχει μια έκδοση της σειράς μετατοπισμένη κατά μία θέση. Έτσι διατηρείται η ορθογωνιότητα των πιλότων μεταξύ των τερματικών. Επίσης με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η μόλυνση πιλότων καθώς θα υπάρχουν τουλάχιστον ίσος αριθμός σειρών με τον αριθμό των τερματικών.



Σχήμα 14: Τρόπος ανάθεσης σημάτων πιλότων σε κάθε τερματικό

Τα σήματα πιλότοι στέλνονται από τα τερματικά στον σταθμό βάσης πριν ξεκινήσει η μετάδοση των συμβόλων, στο πεδίο του χρόνου. Ο διάυλος εκτιμάται μέσω των λαμβανόμενων πιλότων.

Έστω η σειρά Zadoff Chu \mathbf{s}_{ZF} μεγέθους $K \times 1$ που ανατίθεται στα τερματικά, με K τον αριθμό των τερματικών. Το λαμβανόμενο σήμα \mathbf{r}_{ZF} μεγέθους $M \times 1$ σε όλες τις κεραίες είναι

$$\mathbf{r}_{ZF} = \mathbf{G} * \mathbf{s}_{ZF} + \mathbf{n} \quad (31)$$

Θεωρώντας ότι είναι γνωστό ποια σειρά έχει ανατεθεί σε κάθε τερματικό και υπολογίζοντας τον μετασχηματισμό Fourier των λαμβανόμενων και των εκπεμπόμενων σειρών, δηλαδή $\mathbb{F}\{\mathbf{s}_{ZF}\} = \mathbf{S}_{ZF}$, και $\mathbb{F}\{\mathbf{r}_{ZF}\} = \mathbf{R}_{ZF}$ η εκτίμηση του διαύλου

\mathbf{G} στο πεδίο της συχνότητας δίνεται από:

$$\hat{\mathbf{G}}^T = R_{ZF} S_{ZF}^T = \mathbf{G} S_{ZF} S_{ZF}^T + n S_{ZF}^T = \mathbf{G} + w \quad (32)$$

Οπου w είναι πίνακας με στοιχεία i.i.d. με στοιχεία $\sim \mathcal{CN}(0, 1)$

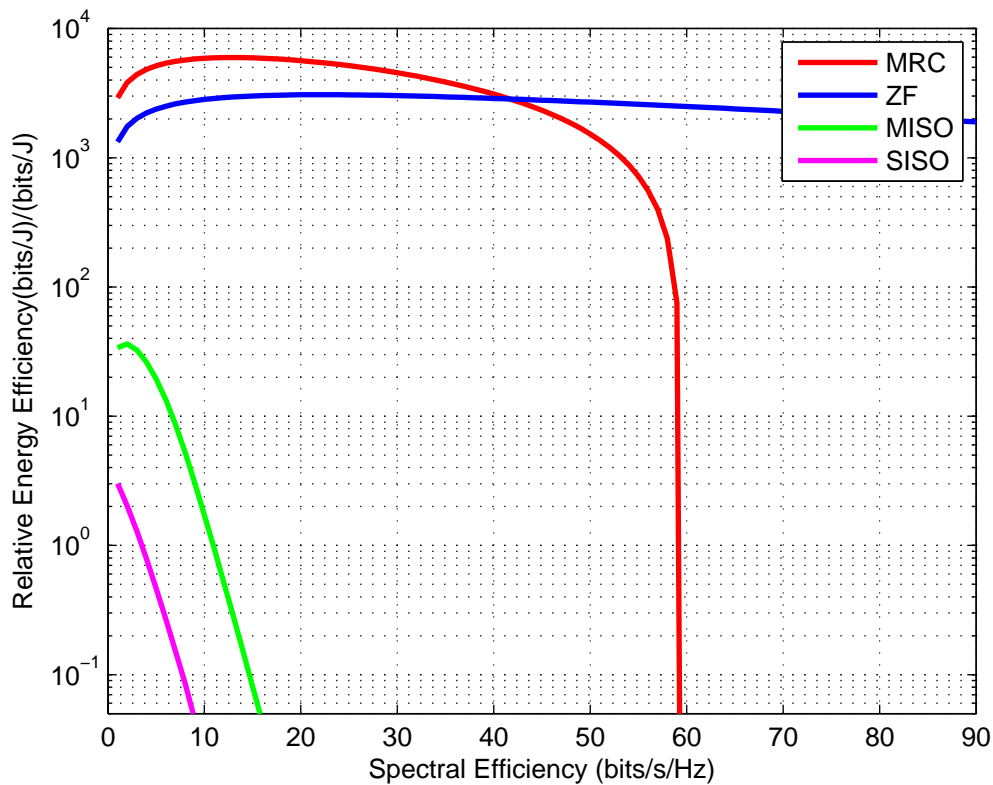
6.5 Ενεργειακή vs Φασματική αποδοτικότητα

Από τις παραπάνω εξισώσεις, με μία σχετική παρατηρητικότητα φαίνεται πως όταν αυξάνεται το pu , αυξάνεται η ενεργειακή αποδοτικότητα. Οι εξισώσεις (25) και (27) εμπεριέχουν το pu και στα δύο μέρη του κλάσματος. Αν θεωρηθεί ο ρυθμός σταθερός, και αυξηθεί το pu , τότε η ενεργειακή αποδοτικότητα μειώνεται. Όμως καθώς ο ρυθμός εμπεριέχει το pu και ο ρυθμός για σταθερό αριθμό τερματικών και κεραιών αυξάνεται όσο αυξάνεται το pu , τότε μέχρι μια συγκεκριμένη τιμή του pu , η ενεργειακή αποδοτικότητα θα αυξάνεται και έπειτα θα μειώνεται. Εφόσον $\frac{R_{MRC}}{pu}, \forall pu > 0$, για χαμηλό pu , (οπότε και χαμηλό R_{MRC}) αυξάνεται η απόδοση ενέργειας, και για υψηλό pu ισχύει το αντίστροφο.

Τα massive MIMO αυξάνουν τη χωρητικότητά ως και μία τάξη μεγέθους ενώ ταυτόχρονα αυξάνει και την αποδοτικότητα της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας κατά μία τάξη μεγέθους. Για την αύξηση της χωρητικότητας ευθύνεται η μεγάλη τάξη χωρικής πολυπλεξίας που προκύπτει από τον αριθμό των κεραιών του massive MIMO. Η βασική αρχή που επιτρέπει αυξημένη ενεργειακή αποδοτικότητα, είναι ότι λόγω του αριθμού των κεραιών μπορεί να συγκεντρωθεί η ακτινοβολία σε πολύ μικρές περιοχές του χώρου.

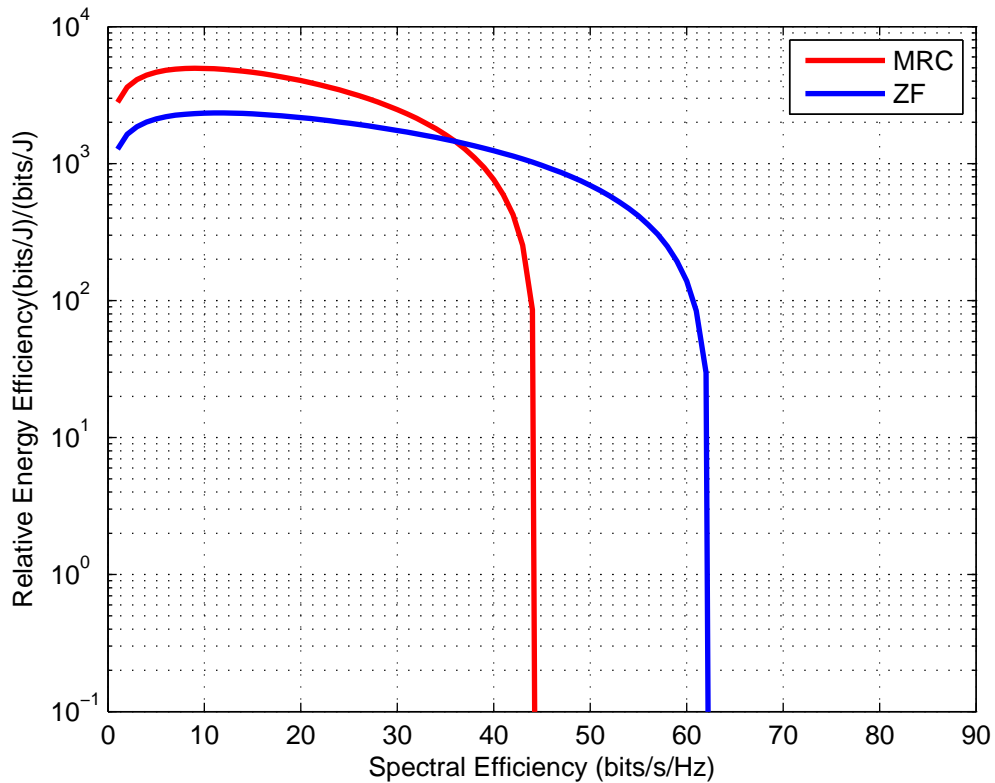
Το Σχήμα 15 απεικονίζει το ισοζύγιο μεταξύ ενεργειακής και φασματικής αποδοτικότητας. Η λειτουργία αναφοράς είναι αυτή ενός τερματικού με $pu = 10dBW$, να επικοινωνεί με σταθμό βάσης με μία κεραία, ένα σύστημα SISO δηλαδή, και το σχήμα παρουσιάζει το trade off σε μια μόνο κυψέλη

Για να παραχθεί το Σχήμα 15 έγινε βελτιστοποίηση της ενεργειακής αποδοτικότητας, με παραμέτρους τον αριθμό των χρηστών, τον αριθμό των σημάτων πιλότων αλλά και της ισχύς. Οι κεραιές στο δέκτη θεωρούνται γνωστές, $= 100$ εδώ, και ο χρόνος συνοχής $T = 196$, είναι αυτό που προτείνουν τα standards του LTE. Οι τιμές οι οποίες είναι βέλτιστες χρησιμοποιούνται στην προσομοίωσή του συστήματος, που παρουσιάζεται στα παρακάτω κεφάλαια, ώστε να επιτυγχάνεται η μέγιστη απόδοση ενέργειας και φάσματος.



Σχήμα 15: Energy Efficiency -Spectral Efficiency

Πιο συγκεκριμένα το Σχήμα 15 παρουσιάζει το ισοζύγιο ανάμεσα στην ενεργειακή αποδοτικότητα που εκφράζεται με τον αριθμό των bits, τα οποία εκπέμπονται ανα Joule, δια την ενέργεια που καταναλώνεται ανά τερματικό δέκτη. Η φασματική αποδοτικότητα εκφράζεται με τον αριθμό των bits που εκπέμπονται ανα μονάδα φάσματος που δεσμεύεται. Παρουσιάζονται με κόκκινο χρώμα η λειτουργία αναφοράς, με πράσινο χρώμα ένα συμβατικό MIMO σύστημα με 100 κεραίες στον πομπό, το οποίο εξυπηρετεί ένα μόνο τερματικό με beamforming, και τέλος με μπλε και μαύρο παρουσιάζονται τα συστήματα massive MIMO, όπου εδώ 100 κεραίες εξυπηρετούν περίπου 40 τερματικά.

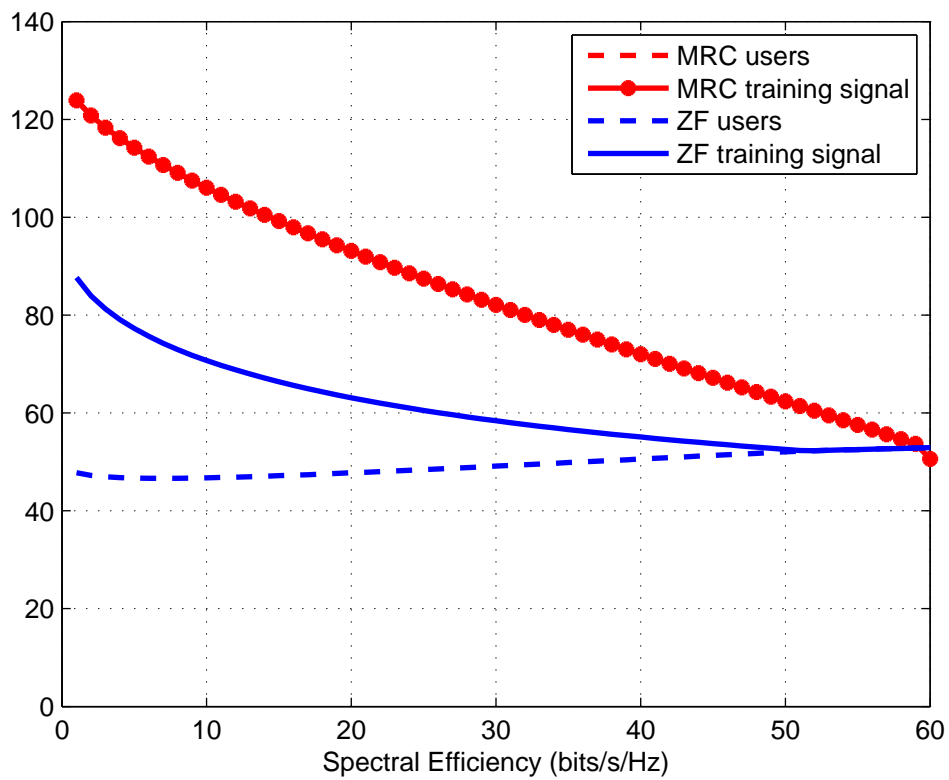


Σχήμα 16: Energy Efficiency -Spectral Efficiency για 7 κυψέλες

Το Σχήμα 16 παρουσιάζει όμοιο σενάριο με πριν αλλά για περισσότερες απο μία κυψέλες. Συγκεκριμένα το σχήμα αναφέρεται σε 7 κυψέλες. Συγκεκριμένα για υψηλή ενεργειακή απόδοση ο MRC αποδίδει καλύτερα από τον ZF.

Όπως δείχνει και το σχήμα 17 ο βέλτιστος αριθμός σημάτων πιλότων είναι ίσος με τον αριθμό των χρηστών, ενώ στο ZF ο βέλτιστος αριθμός πιλότων είναι μικρότερος από τους χρήστες. Να σημειωθεί ότι τα σήματα πιλότοι δεν εκμεταλλεύονται το μεγάλο αριθμό των κεραιών, και η επεξεργασία για την απόκτηση

της εκτίμησης γίνεται σε κάθε κεραία ξεχωριστά. Για τη δημιουργία του σχήματος 17, βελτιστοποιήθηκαν οι εξισώσεις (25) και (27) ως προς τον αριθμό των σειρών πιλότων τον αριθμό τερματικών αλλά και την ισχύ, θεωρώντας τον αριθμό των κεραιών στο σταθμό βάσης σταθερό



Σχήμα 17: Πιλότοι και αριθμός χρηστών-φασματική απόδοση

6.6 Ανασκόπηση

Σε αυτό το κεφάλαιο ολοκληρώνεται η θεωρητική προσέγγιση της διπλωματικής εργασίας. Αναλύθηκαν τα συστήματα MU-MIMO και παρουσιάστηκαν τα οφέλη του αλλά και οι προκλήσεις που έχουν ακόμα να αντιμετωπιστούν. Κυριότερα θετικά σημεία ήταν αυτά της αύξησης χωρητικότητας, και η αντιμετώπιση των διαλείψεων. Μελετήθηκε το μοντέλο συστήματος και ο διάυλος που δημιουργείται μεταξύ τερματικών και σταθμού βάσης, αλλά και η ανταλλαγή μεταξύ ενεργειακής με φασματικής αποδοτικότητας. Τέλος έγινε μια αναφορά στον τρόπο εκτίμησης του διαύλου.

7 Ανάλυση προσομοίωσης

Η παρακάτω ενότητα θα παρουσιάσει προσομοίωση ενός MU-MIMO συστήματος που υλοποιήθηκε σε περιβάλλον MATLAB. Η προσομοίωση χωρίζεται νοητικά σε δύο υποενότητες, και σε δύο διαφορετικά σέτ κώδικα, στην άνω ζεύξη και στην κάτω ζεύξη. Κοινά σημεία και στις δύο υποενότητες αποτελούν η δημιουργία του διαύλου και η εκτίμηση του διαύλου, και για αυτό το λόγο θα αναφερθούν ξεχωριστά για εξοικονόμηση χώρου. Συνεπώς θα παρουσιαστεί αρχικά η υλοποίησή του διαύλου και η υλοποίηση του εκτιμητή του διαύλου. Έπειτα θα παρουσιαστούν ο πομπός και δέκτης για την άνω ζεύξη, και στη συνέχεια για την κάτω ζεύξη.

Το σενάριο της προσομοίωσης αφορά μονοκυψελικό σύστημα ασύρματων κινητών επικοινωνιών, με εξαγωνική κυψέλη ακτίνας $1km$. Οι χρήστες είναι τυχαία και ομοιόμορφα κατανομημένοι μέσα στα όρια της κυψέλης με ελάχιστη απόσταση από το σταθμό βάσης $100m$. Το σήμα είναι ψηφιακό και θεωρούνται τα σχήματα διαμόρφωσης OFDM και SC-FDMA, με χρόνο συνοχής $T = 196$. Σαν ζώνες φύλαξης χρησιμοποιούνται τα 4 πρώτα και 4 τελευταία υποφέροντα. Ο αριθμός των κεραιών είναι $M = 100$ και των τερματικών $K = 53$. Και στις δύο περιπτώσεις ο δέκτης είναι MRC.

Η μέθοδος που ακολουθήθηκε για την υλοποίηση της προσομοίωσης είναι γνωστή σαν Monte Carlo. Μέσω αυτής της μεθόδου, μπορεί να μελετηθεί στατιστικά ένα MU-MIMO σύστημα, και να εξαχθεί ένα αποτέλεσμα που εμπεριέχει έναν ικανοποιητικό μέσο όρο. Κάθε επανάληψη της προσομοίωσης δίνεται ένα τυχαίο SNR σε dB και παράγεται ένας τυχαίος πίνακας διαύλου μεταξύ των χρηστών και του σταθμού βάσης. Οι τιμές του SNR κυμαίνονται από $-10dB$ έως $30dB$. Σαν αποτέλεσμα παράγεται ένα σχήμα BER vs SNR που περιέχει όλες τις υλοποιήσεις που έγιναν για όλα τα τυχαία SNR και όλους τους τυχαίους διαύλους.

Σχετικά με τις κανονικοποιήσεις να αναφερθεί πώς σε όλους μετασχηματισμούς Fourier ακολουθείται η εξής κανονικοποίηση: $\frac{N_{sc}}{\sqrt{N_{sc}}}$, με N_{sc} το μέγεθος του FFT/IFFT. Ο θόρυβος κανονικοποιείται ως προς τη μονάδα. Οι σειρές των σημάτων πιλότων δεν στέλνονται με την ισχύ του υπόλοιπου σήματος, οπότε δεν ακολουθούν κάποιο κανόνα κανονικοποίησης.

7.1 Δίαυλος

Για την υλοποίηση της προσομοίωσης δημιουργείται σε κάθε επανάληψη ο πίνακας δίαυλου $\mathbf{g}(\tau; t)$ ακολουθώντας το μοντέλο που παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.2. Ο πίνακας δίαυλου \mathbf{g} δημιουργείται στο πεδίο του χρόνου σαν συνδυα-

σμός των πινάκων \mathbf{H} και \mathbf{D} όπως αναφέρθηκε στην (29). Ο πίνακας \mathbf{H} περιέχει τους συντελεστές των γρήγορων διαλείψεων, και είναι ίσων διαστάσεων με τον \mathbf{g} . Ο πίνακας \mathbf{D} περιέχει τους συντελεστές αργών διαλείψεων και απωλειών διάδοσης και είναι διαγώνιος και ίσος με τον αριθμό των τερματικών. Ο \mathbf{g} είναι μεγέθους $M \times K \times S$ όπου οι διαστάσεις $M \times K$ περιέχουν μιγαδικά πλάτη, και η τρίτη διάσταση S περιέχει τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες που λαμβάνονται στο δέκτη. Στην προσομοίωση, ο μέγιστος παράγοντας εξάπλωσης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι ίσος με $p = 5$, δηλαδή φτάνουν 5 διακριτά αθροίσματα πολυδιαδρομικών συνιστωσών στο δέκτη. Το multipath ακολουθεί την εκθετική κατανομή και προσομοιώνεται με την συνάρτηση mp.m.

Οι κατανομές που χρησιμοποιήθηκαν για να μοντελοποιηθούν τα μιγαδικά πλάτη του καναλιού ήταν οι 3 που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 2. Είναι οι κατανομές Rayleigh, Rice και Weibull. Γίνεται λοιπόν να παραχθούν κανάλια που ανήκουν σε μία από αυτές τις 3 κατανομές με την αλλαγή της μεταβλητής chantype. Η συνάρτηση channel.m εξάγει τον διάλογο \mathbf{g} στο πεδίο χρόνου, αλλά και τον δυικό ανάλογο \mathbf{G} , διαστάσεων $M \times K \times N_{sc}$ στο πεδίο των συχνοτήτων, με N_{sc} να είναι ο αριθμός υποφερόντων που χρησιμοποιούνται από το δέκτη

7.2 Εκτίμηση διαύλου

Για την εκτίμηση διαύλου η διαδικασία δεν διαφέρει ιδιαίτερα από αυτήν που περιγράφηκε στην ενότητα 6.4. Χρησιμοποιείται η σειρά Zaddof Chu σαν σήμα πιλότος, για την ενδέκατη ($R = 11$) ρίζα και μήκος ίσο με αυτό που δίνεται από τη βελτιστοποίηση της συνάρτησης (25). Βασική υπόθεση για την εκτίμηση του διαύλου είναι ότι ο δέκτης γνωρίζει ποια έκδοση της σειράς χρησιμοποιεί κάθε τερματικό, για παράδειγμα ότι είναι γνωστό πως το τερματικό με id=4 χρησιμοποιεί τη σειρά με shift=19. Από τη συνάρτηση trainseq.m παράγεται ένας πίνακας \mathbf{x}_{ZF} ο οποίος είναι διάστασης $tt \times N_l$, με tt το πλήθος των σειρών και N_l το μήκος των σειρών, και αντιπροσωπεύει τις σειρές στο πεδίο του χρόνου, αλλά και ο πίνακας \mathbf{X}_{ZF} που αντιπροσωπεύει τις σειρές στο πεδίο των συχνοτήτων. Το διάνυσμα \mathbf{x}_{ZF} κατά τη λήψη του στον δέκτη πραγματοποιεί τη διαδικασία της συνέλιξης με το κανάλι και το λαμβανόμενο σήμα είναι της μορφής \mathbf{y}_{ZF} . Ένα στοιχείο του πίνακα \mathbf{y}_{ZF} δίνεται ως εξής

$$y_{k,m,\nu} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^p x_k[i] g_{km}[\nu - i] \quad (33)$$

Συνεπώς ο πίνακας \mathbf{y}_{ZF} στο δέκτη είναι διάστασης $M \times K \times N_l + p - 1$. Ο θόρυβος \mathbf{n} είναι AWGN και κανονικοποιημένος στη μονάδα, με είναι διάσταση $K \times N + p - 1$. Η έλλειψη της διάστασης M συμβαίνει λόγω του ότι κάθε κεραία έχει μία τιμή

θερμικού θορύβου για κάθε χρήστη. Συνεπώς ο πίνακας \mathbf{n} δεν είναι τίποτα άλλο από την επανάληψη της πρώτης γραμμής K φορές.

Για να αναγνωριστεί ποια σειρά ανήκει σε ποιο δέκτη, γίνεται εκμετάλλευση των πολύ βολικών ιδιοτήτων των σειρών Zaddof Chu. Κάθε σειρά που λαμβάνεται στο πεδίο του χρόνου πολλαπλασιάζεται με τον αναστροφοσυζηγή όλων των άλλων που λήφθηκαν. Όταν το γινόμενο μιας σειράς με μίας άλλης είναι ίσο με το μήκος της σειράς, τότε αναγνωρίζεται πιο τερματικό έστειλε τη συγκεκριμένη σειρά. Πιο απλά όταν $\alpha_k = N_l$ τότε η θέση αυτή είναι ίση με το id του τερματικού. Στην ουσία χρησιμοποιείται η ιδιότητα της ορθογωνιότητας μεταξύ των διαφορετικών μετατοπισμένων εκδόσεων των σειρών. Το α υπολογίζεται ως:

$$\alpha_k = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \mathbf{y}_k \mathbf{y}_{km}^H \quad (34)$$

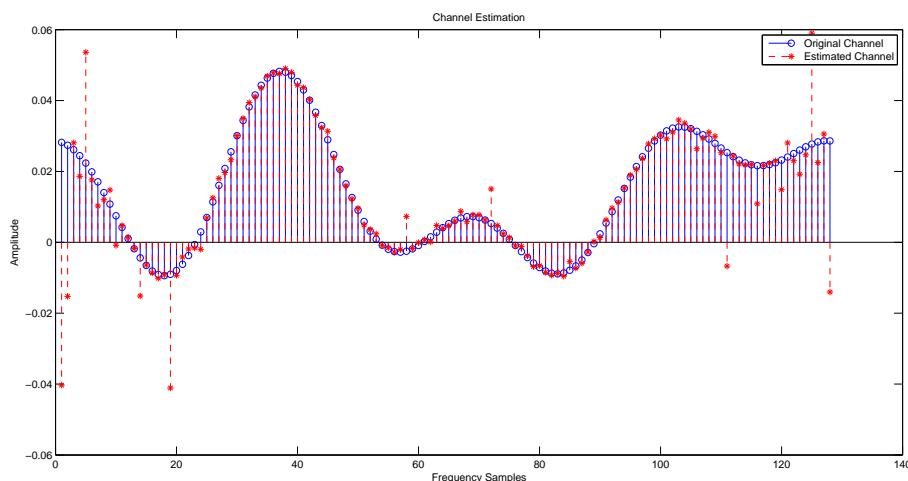
Λαμβάνοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier N_{sc} σημείων για κάθε διακριτό σύμβολο της σειράς \mathbf{y}_{ZF} μπορεί να ληφθεί το δυικό ανάλογο της στο πεδίο των συχνοτήτων. Μέσω του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier τα στοιχεία του \mathbf{Y}_{ZF} δίνονται ως εξής:

$$\mathbf{Y}_{kmn,ZF} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{j=0}^N s_{c} y_{k,m,j} \exp\left(\frac{-2i\pi(j-1)(N-1)}{N}\right) \quad (35)$$

Είναι απλό τώρα να υπολογιστεί η συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ του \mathbf{X}_{ZF} και \mathbf{Y}_{ZF} στο πεδίο των συχνοτήτων, και στην ουσία να δοθεί μια εκτίμηση του πίνακα του διαύλου \mathbf{G} στην συχνότητα. Έχοντας γνωστό ποια σειρά αντιστοιχεί σε κάθε τερματικό μπορούν να βρεθούν τα στοιχεία του πίνακα της εκτίμησης διαύλου $\hat{\mathbf{G}}$.

$$\hat{\mathbf{G}}_{kmn} = \frac{\mathbf{Y}_{kmn,ZF}}{\mathbf{X}_{kn,ZF}} \quad (36)$$

Η εξίσωση αυτή στην πραγματικότητα δεν έχει καμία διαφορά με την (32). Η εκτίμηση του διαύλου δεν γίνεται για όλα τα υποφέροντα, αλλά μόνο για την πρώτη ομάδα υποφέροντων που στέλνονται απο όλες τις κεραιές σε όλους τους χρήστες. Για τα υπόλοιπα μπλόκ χρησιμοποιείται η πρώτη εκτίμηση. Αυτή η υπόθεση βοηθάει στην υπολογιστική απλότητα του προγράμματος



Σχήμα 18: Ο διάυλος \mathbf{G} και η εκτίμησή του $\hat{\mathbf{G}}$ για ένα τερματικό σε μία κεραία

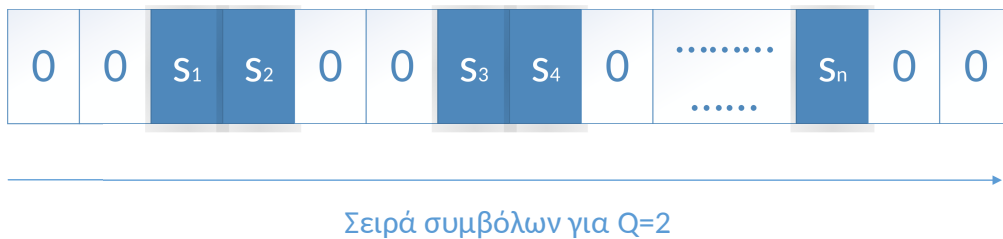
7.3 Άνω ζεύξη

Για τον υπολογισμό των παραμέτρων της άνω ζεύξης χρησιμοποιούνται η βέλτιστη τιμή ισχύος του σήματος και ο βέλτιστος αριθμός σειρών για σήματα πιλότους με βάση τον αριθμό των χρηστών του συστήματος. Αυτές οι τιμές λαμβάνονται με τη βελτιστοποίηση της (25), με βάση την ενεργειακή αποδοτικότητα.

7.3.1 Πομπός

Το σενάριο λειτουργίας περιλαμβάνει 53 τερματικά να επικοινωνούν ταυτόχρονα με τις 100 κεραίες του σταθμού βάσης. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται είναι BPSK. Στην άνω ζεύξη χρησιμοποιείται σχήμα διαμόρφωσης SC-FDMA. Αυτό σημαίνει πως κάθε τερματικό χρησιμοποιεί μόνο έναν υποφέροντα για να μεταδώσει την πληροφορία στον σταθμό βάσης, και τα υπόλοιπα υποφέροντα έχουν μηδενικό πλάτος. Στην προσομοίωση χρησιμοποιείται παράγοντας εξάπλωσης $Q = M_{sc}/K$, όπου K ο αριθμός των τερματικών και M_{sc} το μέγεθος του FFT που θα απλώσει τα σύμβολα στα υποφέροντα. Στην συγκεκριμένη περίπτωση το μέγεθος του FFT είναι το μισό του IFFT που θα σχηματίσει τα υποφέροντα, δηλαδή $N_{sc} = 2M_{sc}$. Οπότε για $K = 53$ χρήστες και $M_{sc} = 128$, ο παράγοντας εξάπλωσης $Q = 2$, όπως ήταν αναμενόμενο. Χρησιμοποιώντας έναν FFT στα σύμβολα κάθε τερματικού και αφού έχουν δεσμευθεί τα πρώτα και τα τελευταία 4 υποφέροντα ως ζώνες φύλαξης, παράγονται τα υποφέροντα που είναι προς μετάδοση.

Για να επιτευχθεί η ταυτόχρονη μετάδοση, πρέπει κάθε τερματικό να μεταδίδει τα υποφέροντα που φέρουν σύμβολα, όταν τα υπόλοιπα τερματικά μεταδίδουν τα υποφέροντα με μηδενικό πλάτος. Δηλαδή είναι απαραίτητο για την ταυτόχρονη μετάδοση το κάθε τερματικό να εκπέμπει σε ζώνη υποφερόντων μόνο του, και τα υπόλοιπα τερματικά να μην εκπέμπουν τίποτα σε αυτή τη ζώνη υποφερόντων. Με τη συνάρτηση `zeroinsertion.m`, προσθέτονται μηδενικά σύμβολα ανά Q σύμβολα, όπως δείχνει και το Σχήμα 19.



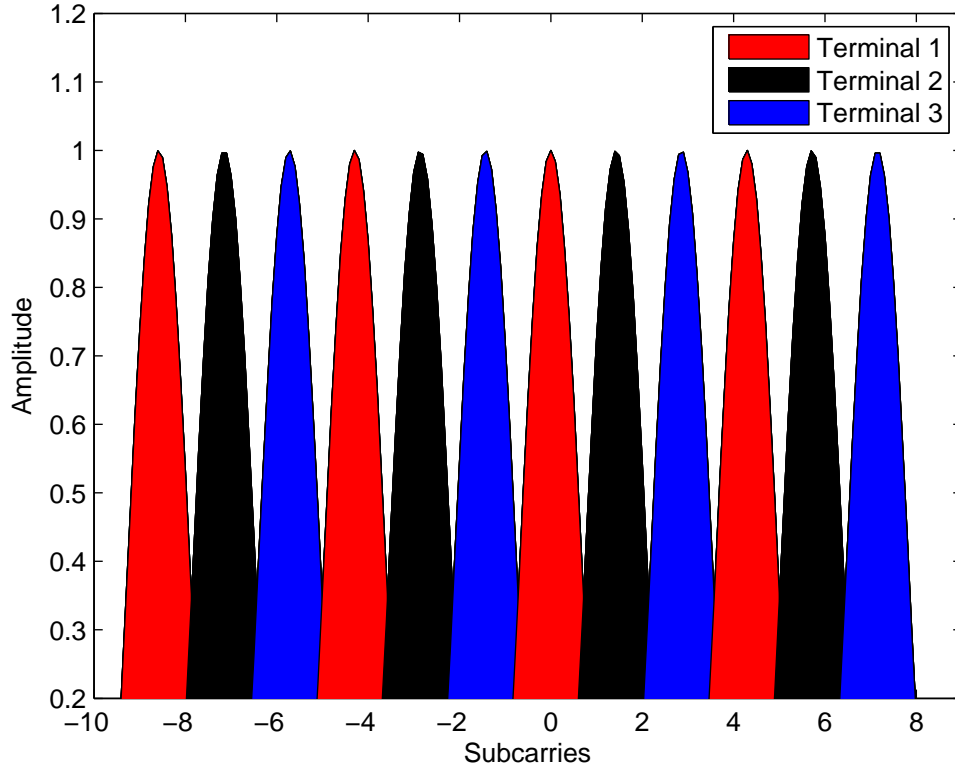
Σχήμα 19: Σύμβολα από έναν χρήστη για παράγοντα εξάπλωσης $Q = 2$

Στη συνέχεια τα σύμβολα κάθε τερματικού μετατοπίζονται δεξιά ώστε όταν εκπέμπει το ένα τερματικό, τα υπόλοιπα να εκπέμπουν σήματα μηδενικού πλάτους. Στη συνέχεια, αφού τα σύμβολα ομαδοποιηθούν σε ακέραια πολλαπλάσια του μήκους του $\text{IFFT}-N_{sc}$ σημείων, δημιουργούνται τα υποφέροντα με τον IFFT και τα σύμβολα μεταδίδονται στα υποφέροντα που έχουν χαρτογραφηθεί. Έπειτα από τον IFFT, προστίθεται στην αρχή κάθε μπλοκ κυκλικό πρόθεμα, το οποίο είναι τα τελευταία 16 χρονικά δείγματα, και τα συχνοτικά δείγματα πλέον, σειριοποιούνται και μεταδίδονται στον δέκτη. Σχήμα 20 παρουσιάζει σαν παράδειγμα 3 διαφορετικά υποφέροντα για 3 τερματικά.

Οι διαδικασίες που περιγράφηκαν έως εδώ αφορούν την κομμάτι του πομπού και μοντελοποιούνται με την συνάρτηση `scfdmamod.m`

7.3.2 Διάδοση

Το σήμα όλων των τερματικών προς όλες τις κεραιές, ακολουθεί τη διαδικασία της συνέλιξης με το κανάλι. Έστω ο πίνακας σημάτων \mathbf{s} που περιέχει όλα τα υποφέροντα που στέλνονται από όλα τα τερματικά σε όλους τους δέκτες. Όταν το \mathbf{s} διέρχεται από το κανάλι \mathbf{g} και πριν το δέκτη, κάθε στοιχείο του λαμβανόμενου



Σχήμα 20: 3 υποφέροντα για 3 τερματικά

πίνακα είναι

$$r_{m,k,\nu} = \sqrt{p_u} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^p s_k(i) g_{km}(\nu - i) + n_m(\nu) \quad (37)$$

7.3.3 Δέκτης

Ο πίνακας σήματος που φτάνει στο δέκτη \mathbf{r} έχει διαστάσεις $M \times K \times +p - 1$ Ο θόρυβος που προστίθεται είναι λευκός προσθετικός Γκαουσιανός Θόρυβος, AWGN, \mathbf{n} και είναι σταθερός για κάθε κεραία, και διαφορετικός για κάθε υποφέρον που λαμβάνεται. Οι διαστάσεις του είναι $M \times +p - 1$

Όταν πίνακας του σήματος \mathbf{r} φτάσει στο δέκτη, μπορούν αφαιρεθούν τα περιττά χρονικά δείγματα, με την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος. Έπειτα το σήμα με-

τατρέπεται ξανά σε απο σειριακό σε παράλληλο, και σε κάθε μπλοκ υποφώντων εφαρμόζεται ένας FFT N_{sc} σημείων ώστε το σήμα να επανέλθει στο πεδίο της συχνότητας.

Ο δέκτης που χρησιμοποιείται είναι ο MRC. Τα βάρη που θα πολλαπλασιάσουν το λαμβανόμενο σήμα βρίσκονται με βάση την εκτίμηση του καναλιού. Το βάρος για μία κεραία, και για όλα τα υποφώντα που φτάνουν από όλους τους χρήστες είναι:

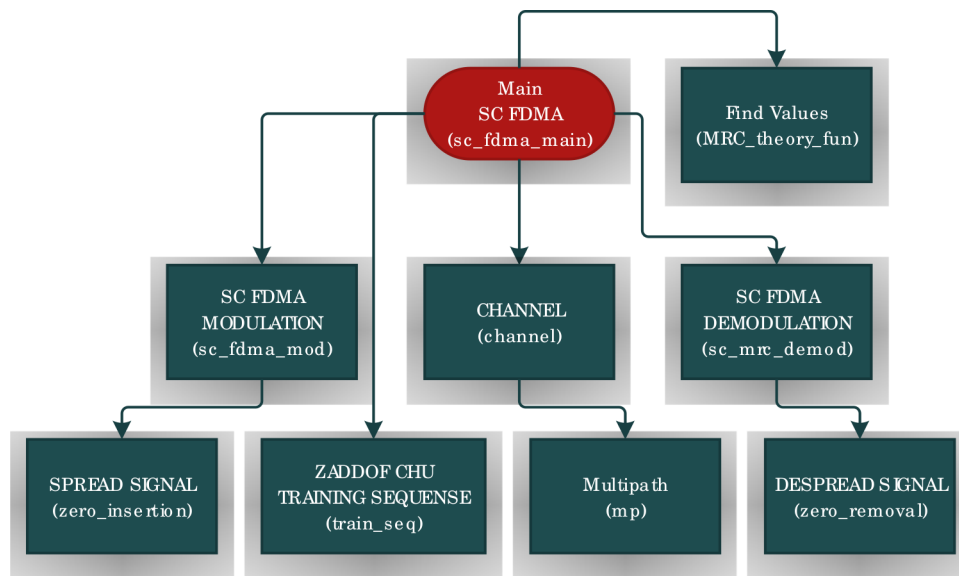
$$\mathbf{w} = \sum_{k=1}^K \sum_{n_{sc}=0}^{N_{sc}-1} G_{k,m,n}^H \sum_{m=1}^M |G_{k,m,n}^T|^2 \quad (38)$$

Όπου \mathbf{w} , πίνακας με διαστάσεις $K \times N_{sc}$ και περιέχει τα κατάλληλα βάρη για κάθε υποφών, για να προκύψει μεγιστοποίηση του SNR. Οπότε τα συνολικά σήματα σε όλες τις κεραίες δεν είναι τίποτα άλλο παρά το άθροισμα όλων των σημάτων επί το βάρος που υπολογίζεται σε κάθε κεραία. Πιο απλά

$$r_{MRC} = \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m^T \mathbf{r}_m \quad (39)$$

Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται για όλα τα μπλοκ πληροφορίας που στάλθηκαν. Έπειτα το σήμα μετατρέπεται πάλι σε σειριακό ώστε να γίνει απαλοιφή της εξάπλωσης των συμβόλων και να ανασυσταθεί η πληροφορία. Πραγματοποιούνται πάλι μετατοπίσεις στα σύμβολα προς τα αριστερά, και έπειτα αφαιρούνται τα σήματα μηδενικού πλάτους με τη χρήση της συνάρτησης `zeroremoval.m`. Τέλος εφαρμόζεται IFFT- M_{sc} σημείων για να αντιστραφεί η εξάπλωση των συμβόλων. Σε αυτό το σημείο τα BPSK σήματα μπορούν να αποδιαμορφωθούν, αφού αφαιρεθούν οι ζώνες φύλαξης, και να υπολογιστεί το BER για το τυχαίο SNR που δόθηκε. Οι διαδικασίες που αναφέρθηκαν, αφορούν το κομμάτι του δέκτη και μοντελοποιούνται με τη συνάρτηση `scmrcdemod.m`

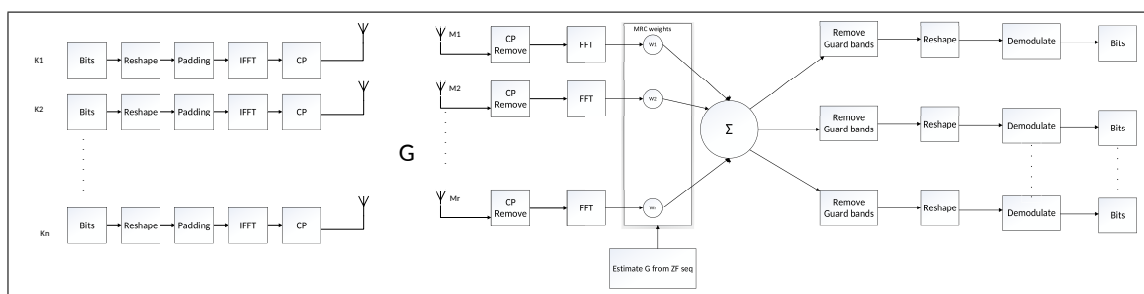
Για την διευκόλυνση της ανάγνωσης του κώδικα της άνω ζεύξης, δημιουργήθηκε το Σχήμα 21, το οποίο παρουσιάζει τον τρόπο διάρθρωσης των συναρτήσεων που πραγματοποιήθηκαν για την προσομοίωση ενός συστήματος SC-FDMA MU-MIMO.



Σχήμα 21: Διάγραμμα διάρθρωσης συναρτήσεων για κώδικα άνω ζεύξης

7.4 Κάτω ζεύξη

Για τον υπολογισμό των παραμέτρων της κάτω ζεύξης λαμβάνονται υπόψιν οι παράμετροι της άνω ζεύξης, ώστε να υπάρχει η μέγιστη αποδοτικότητα στην ενέργεια και στο φάσμα για τα τεμαχικά. Η μέθοδος υλοποίησης της κάτω ζεύξης είναι παρόμοια με της άνω ζεύξης, με τη μόνη διαφορά ότι ο αριθμός των υποφέρωντων είναι μικρότερος. Στο σχήμα 22 παρουσιάζει το μπλοκ διάγραμμα που περιγράφει το μοντέλο συστήματος που χρησιμοποιήθηκε στον κώδικα



Σχήμα 22: Μοντέλο συστήματος OFDM

7.4.1 Πομπός

Το σενάριο λειτουργίας και εδώ περιλαμβάνει 53 τερματικά που επικοινωνούν ταυτόχρονα με 100 κεραιές. Η διαμόρφωση συμβόλων είναι BPSK. Στην κάτω ζεύξη χρησιμοποιείται σχήμα διαμόρφωσης OFDM, στο οποίο κάθε υποφέρων φέρει ένα σύμβολο. Ο IFFT είναι μεγέθους $N_{sc} = 128$. Έχοντας λυθεί υπόψιν εδώ οι παράμετροι του LTE, ο χρόνος συνοχής είναι $T = 196$, και τα υποφέροντα που δημιουργούνται χωρίζονται σε 14 ομάδες ή 14 σύμβολα OFDM. Συνεπώς προσομοίωση μοντελοποιεί την αποστολή ενός πακέτου. Λόγω του MRC δέκτη ο αριθμός των σημάτων πιλότων είναι ίσος με αυτών των τερματικών, όπως δείχτηκε και στο Σχήμα 17.

Κάθε τερματικό έχει έναν αριθμό απο bits προς εκπομπή. Κατόπιν της διαμόρφωσης τους προστίθενται οι ζώνες φύλαξης, οι οποίες είναι στο 4 σήματα μηδενικού πλάτους πριν και μετά το σήμα πληροφορίας. Στη συνέχεια χρησιμοποιείται ένας IFFT μήκους $N_{sc} = 128$ σημείων για να δημιουργήσει τα υποφέροντα. Σε κάθε υποφέρων ανατίθεται ένα σύμβολο. Στα χρονικά δείγματα προστίθεται πριν τη μετάδοση και το κυκλικό πρόθεμα, επαναλαμβάνοντας στην αρχή των δειγμάτων τα τελευταία 16 χρονικά δείγματα. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται για όλα τα OFDM σύμβολα. Τέλος τα σύμβολα OFDM, σειριοποιούνται και μεταδίδονται απο κάθε τερματικό σε όλες τις κεραιές ταυτόχρονα. Οι διαδικασίες αυτές του πομπού μοντελοποιούνται με τη συνάρτηση `ofdmmodulation.m`

7.4.2 Διάδοση

Το σήμα όλων των τερματικών προς όλες τις κεραιές, ακολουθεί τη διαδικασία της συνέλιξης με το κανάλι. Το σειριακό σήμα από όλους τους χρήστες μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ένας πίνακας \mathbf{s} με διαστάσεις $K \times N_{sc}Packs$. Όταν το \mathbf{s} διέρχεται από το κανάλι \mathbf{g} και πριν το δέκτη, κάθε στοιχείο του λαμβανόμενου πίνακα είναι

$$r_{m,k,\nu} = \sqrt{p}u \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^p s_k(i)g_{km}(\nu - i) + n_m(\nu) \quad (40)$$

Ο θόρυβος είναι παρόμοιος με αυτόν που περιγράφηκε στην παραπάνω υποενότητα.

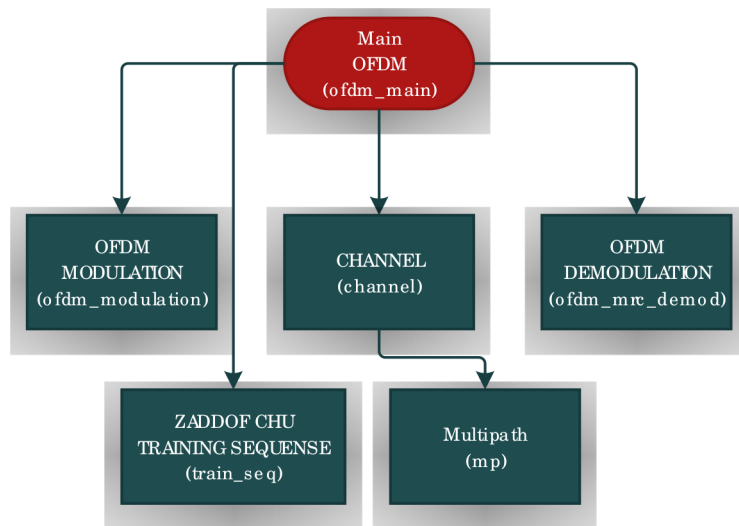
7.4.3 Δέκτης

Ο πίνακας σήματος \mathbf{r} που φτάνει στον δέκτη έχει συνολικό μέγεθος $M \times K \times N_{sc}Packs + p - 1$. Στον δέκτη αφαιρούνται αρχικά τα χρονικά δείγματα που αντι-

στοιχούν στο κυκλικό πρόθεμα και το σήμα παραλληλοποιείται ώστε να ξαναδημιουργηθούν τα OFDM σύμβολα. Εφαρμόζεται FFT $N_{sc} = 128$ σε κάθε OFDM σύμβολο, ώστε τα σύμβολα BPSK να επανέλθουν στο αρχικό πεδίο των συχνοτήτων. Έπειτα γίνεται χρήση του δέκτη MRC. Υπολογίζεται το κατάλληλο βάρος για κάθε σύμβολο της πρώτης ομάδας που καταφθάνει σε κάθε κεραία από κάθε τερματικό, με τη βοήθεια της εκτίμησης του διαύλου. Έπειτα το βάρος πολλαπλασιάζεται με όλα τα λαμβανόμενα σήματα, και τα παραγόμενα σήματα αθροίζονται για όλες τις κεραίες δέκτη, μεγιστοποιώντας τον σηματοθορυβικό λόγο. Συνεπώς οι εξισώσεις

refwet-39 ισχύουν και σε αυτήν την περίπτωση. Τέλος αφαιρούνται οι ζώνες φύλαξης και αποδιαμορφώνονται τα BPSK σύμβολα. Αυτή η διαδικασία που αφορά το κομμάτι του δέκτη μοντελοποιείται με τη συνάρτηση `ofdm_mrc_demod.m`.

Για την ευκολότερη ανάγνωση του κώδικα της κάτω ζεύξης δημιουργήθηκε το Σχήμα 23 το οποίο παρουσιάζει την διάρθρωση των συναρτήσεων

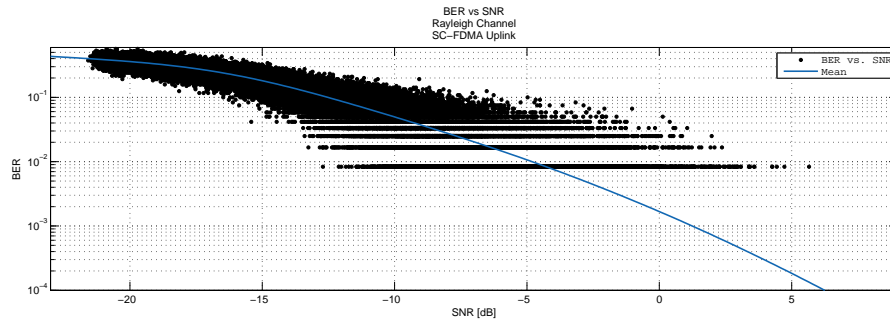


Σχήμα 23: Διάγραμμα διάρθρωσης συναρτήσεων για κώδικα κάτω ζεύξης

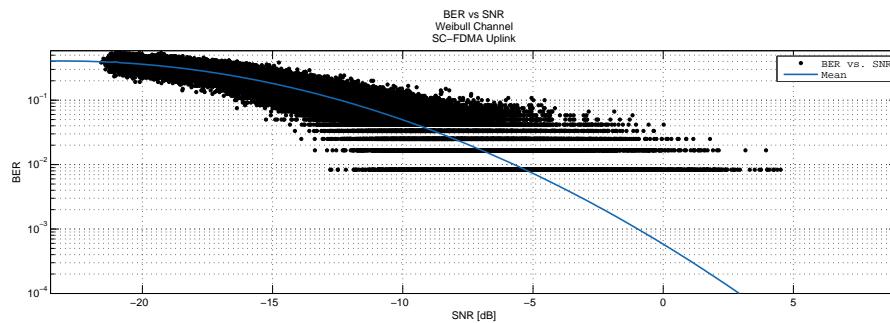
7.5 Καμπύλες BER vs SNR

Έπειτα από την παραγωγή πολλών διαφορετικών SNR και τον υπολογισμό του BER κάθε φορά, μπορούν να εξαχθούν διαγράμματα BER-vs-SNR. Παρακάτω παρουσιάζονται 4 καμπύλες BER-vs-SNR για τα σχήμα διαμόρφωσης OFDM αλλά και SC-FDMA. Τα BER vs SNR υπολογίστηκαν σαν σημεία σε ημιλογαριθμικό διάγραμμα. Η καμπύλη στα διαγράμματα αποτελεί το μέσο όρο που προ-

κύπτει απο τις στατιστικές τιμές που παράχθηκαν μέσω του Monte Carlo. Χρησιμοποιήθηκαν 2 απο τα 3 είδη διαφορετικών διαύλων που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 2.Οι διάυλοι που υλοποιήθηκαν είναι Rayleigh, και Weibull, ώστε να μελετηθεί ένα σενάριο με τις συνήθεις διαλείψεις Rayleigh, και σενάριο που χαρακτηρίζεται από την δριμύτητα των διαλείψεων Weibull.

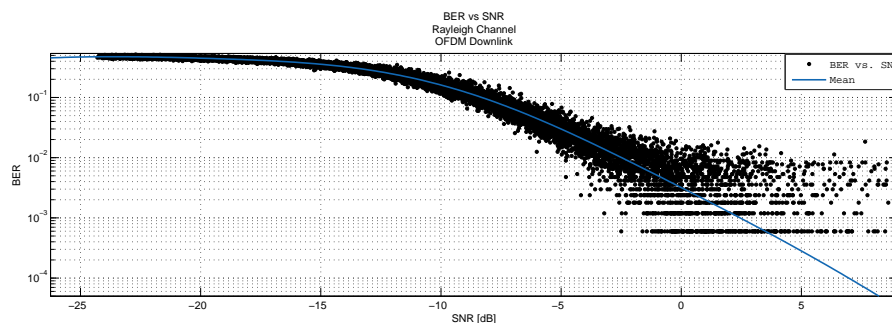


Σχήμα 24: SC-FDMA Ber vs SNR στην άνω ζεύξη. $K=53, M=100$. Το διάγραμμα παρουσιάζει το μέσο BER vs SNR για την άνω ζεύξη με διάυλο Rayleigh .

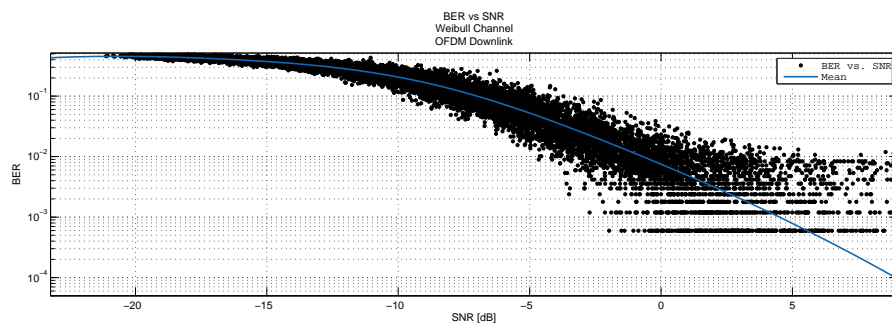


Σχήμα 25: SC-FDMA Ber vs SNR στην άνω ζεύξη. $K=53, M=100$. Το διάγραμμα παρουσιάζει το μέσο BER vs SNR για την άνω ζεύξη με διάυλο Weibull.

Τα σχήματα έχουν το SNR ανά κεραία λήψης, για όλους τους χρήστες σε όλες τις κεραίες και στις δύο ζεύξεις. Το σύστημα έχει την ίδια απόδοση και στις δύο ζεύξεις και με τους δύο τύπους διαύλου που υλοποιήθηκαν. Οι περιοχές όπου φαινομενικά δεν υπάρχει συνέχεια στα διαγράμματα οφείλονται στην στατιστική φύση του μοντέλου Monte Carlo. Με έναν μεγαλύτερο αριθμό επαναλήψεων θα εξαλείφονταν. Για τον ίδιο ακριβός λόγο, τον αριθμό των επαναλήψεων υπάρχει φαινο-



Σχήμα 26: OFDM Ber vs SNR στην κάτω ζεύξη. $K=53, M=100$. Το διάγραμμα παρουσιάζει το συνολικό BER vs SNR για ένα τερματικό, με διάυλο Rayleigh



Σχήμα 27: OFDM Ber vs SNR στην κάτω ζεύξη. $K=53, M=100$. Το διάγραμμα παρουσιάζει το συνολικό BER vs SNR για ένα τερματικό, με διάυλο Weibull

μενικά καλύτερη απόδοση στην άνω ζεύξη. Τα σενάρια της άνω ζεύξης υλοποιήθηκαν για πάνω από 2000 φορές, ενώ της κάτω ζεύξης, λόγω της πολυπλοκότητας του κώδικα, οι υλοποιήσεις περιορίστηκαν στις 200.

Σε γενικές γενικές γραμμές το σχήμα διαμόρφωσης OFDM επιτυγχάνει όμοιες επιδόσεις με το SC-FDMA. Αξίζει να αναφερθεί πώς στην προσομοίωση αγνοήθηκαν τα φαινόμενα του offset στο δέκτη, αλλά και η εύρεση του σημείου συγχρονισμού, το οποίο υποδεικνύει την αρχή του σήματος

8 Επίλογος

Τα συστήματα Massive MIMO αποτελούν μία αξιόλογη επιλογή για το μέλλον των κινητών επικοινωνιών πέρα από το 4G. Προφέρουν μεγάλα οφέλη σε όρους ενεργειακής αποδοτικότητας, αξιοπιστίας, και ανθεκτικότητας στις διαλείψεις. Επιπλέον προσφέρει και οικονομικά οφέλη καθώς, οι λίγες ακριβές και ενεργειακά ασύμφορες κεραιές αντικαθίστανται με μεγάλο αριθμό χαμηλού κόστους κεραιές, οι οποίες λειτουργούν συνδυαστικά. Υπάρχουν ακόμα πλήθος προκλήσεων μέχρι να γίνουν αντιληπτές οι δυνατότητες του συστήματος, όπως ο συγχρονισμός των κεραιών και η υπολογιστική πολυπλοκότητα, αυτές όμως δίνουν στους ερευνητές μια ολοκαίνουργια περιοχή ενασχόλησης, η οποία μπορεί να πάρει την επιστήμη ένα μικρό βήμα πιο πέρα.

Αναφορές

- [1] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Salzer, *Shifting the MIMO paradigm*, IEEE Signal Process. Mag, vol. 24, no. 5, pp. 3646, Sep. 2007.
- [2] M. Kobayashi, N. Jindal, and G. Caire, *Training and feedback optimization for multiuser MIMO downlink*, IEEE Trans. Commun., vol. 59, no. 8, pp. 2228-2240, Aug. 2011.
- [3] V. Stankovic and M. Haardt, *Generalized design of multiuser MIMO precoding matrices*, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7, pp. 953-961, Mar. 2008.
- [4] P. Viswanath and D. N. C. Tse, *Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality*, IEEE Trans. Inf.Theory, vol. 49, no. 8, pp. 1912-1921, Aug. 2003.
- [5] T. Yoo and A. Goldsmith, *On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming*, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 24, no. 3, pp. 528-541, Mar. 2006.
- [6] Κωνσταντίνου Φ. Κανάτας Α. Πάντος Γ, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου.
- [7] John G. Proakis, Masoud Salehi *Digital communications 5th edition*, McGraw-Hill.
- [8] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, *Uplink power efficiency of multiuser MIMO with very large antenna arrays*, in Proc. 49th Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, 2011.
- [9] Gordon Stüber (auth.), Ye Li, Gordon L. Stüber (eds.), *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*, Springer US (2006).
- [10] Harri Holma, Antti Toskala, *LTE for UMTS-OFDMA and SC-FDMA based radio access*, John Wiley Sons Ltd (2009)
- [11] Emre Telatar, *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*, Euro.Trans.Telecommun., pp.585-96 Nov 1999.
- [12] D G Brennan, *On the maximum signal-to-noise ratio realization from several noisy signals*, In the Proceedings of IRE, Vol. 43, pp. 1530, Oct 1955.

- [13] L Kahn, *Ratio squarer*, In the Proceedings of IRE, Vol. 42, pp. 1704, Nov 1954.
- [14] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou, and Y. Liu, *A coordinated approach to channel estimation* IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 31, no. 2, pp. 264–273, Feb. 2013.
- [15] T. L. Marzetta, *Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas*, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [16] Hien Quoc Ngo and Erik G. Larsson, *EVD-based Channel Estimations for Multicell Multiuser MIMO with Very Large Antenna Arrays*, in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'12), Kyoto, Japan, 2012, pp. 32493252.
- [17] Erik G. Larsson, Ove Edfors, Fredrik Tufvesson, Thomas L. Marzetta, *Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems*, in IEEE Communications Magazine, Vol. 52, No. 2, pp. 186-195, Feb. 2014