



ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
“ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ & ΔΙΚΤΥΑ”

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ -ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΕΛΕΤΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΒΕΛΤΙΣΤΩΝ
ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΣΤΟ ΠΟΜΠΟ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ-ΕΞΟΔΩΝ

Δημαρτίκας Ν. Ιωάννης

Α.Μ.: ΜΕ/07045

Επιβλέπων : Αθανάσιος Γ. Κανάτας

Αναπληρωτής Καθηγητής Πανεπιστημίου Πειραιώς

ΠΕΙΡΑΙΑΣ
ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2011

Copyright © Δημαρτίκας Ν. Ιωάννης 2011

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 φέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

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 Πανεπιστημίου Πειραιώς.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα συστήματα πολλαπλών εισόδων-εξόδων (MIMO) με πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, εκτιμάται ότι στο μέλλον θα έχουν ευρεία εφαρμογή στα ασύρματα δίκτυα, εξαιτίας του μεγάλου εύρου ζώνης που μπορούν να προσφέρουν. Προκειμένου να προστατέψουμε τα εκπεμπόμενα δεδομένα από κάποια τυχαία αλλοίωση του καναλιού, είναι επιθυμητό να προσαρμόσουμε το κανάλι μας, τόσο, όσον αφορά το ρυθμό κωδικοποίησης, όσο και στην εκπεμπόμενη ισχύ, με άμεσο σκοπό να βελτιώσουμε την απόδοση του συστήματος, παρέχοντας εγγυημένα καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών. Προφανώς, τα προβλήματα τόσο της προσαρμογής του καναλιού όσο και της επιλογής βέλτιστης κεραιάς εκπομπής-λήψης είναι αλληλοσχετιζόμενα μεταξύ τους, καθώς δεν αρκεί μόνο να επιλεγεί το κατάλληλο υποσύνολο στοιχειοκεραιών, αλλά να κωδικοποιηθεί και να σταλεί το εκπεμπόμενο σήμα με κατάλληλη ισχύ.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, ο κύριος χώρος μελέτης εστιάζεται γύρω από τους διάφορους αλγόριθμους επιλογής στοιχειοκεραιών που έχουν αναπτυχθεί κατά καιρούς για MIMO συστήματα. Βασικός σκοπός της δημιουργίας αυτών των αλγόριθμων είναι όχι μόνο η βέλτιστη επιλογή αλλά και η ταυτόχρονη δραστική μείωση της πολυπλοκότητας του MIMO συστήματος.

Πιο αναλυτικά, γίνεται μια σύντομη περιγραφή των συστημάτων πολλαπλών εισόδων-εξόδων (MIMO) αναφέροντας τα κύρια χαρακτηριστικά τους και στο επόμενο κεφάλαιο παρουσιάζονται διάφορες τεχνικές υλοποίησης ενός MIMO συστήματος. Εν συνεχεία αναλύουμε τα δεδομένα του συστήματος που θα γίνει η μελέτη (τύπος καναλιού, ψηφιακή διαμόρφωση, τύπος δέκτη) και περιγράφουμε τους αλγόριθμους που θα χρησιμοποιήσουμε. Πιο συγκεκριμένα παραθέτουμε κάποιους αποδοτικούς αλγόριθμους οι οποίοι όχι μόνο απλοποιούν την πολυπλοκότητα των προβλημάτων που περιγράψαμε αρχικά, αλλά προσφέρουν και βέλτιστες λύσεις. Οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι επαληθεύονται μέσω αριθμητικών αποτελεσμάτων, καταδεικνύοντας αξιοσημείωτα οφέλη πάνω στα παραδοσιακά MIMO συστήματα, ενώ είναι εφικτή και η πρακτική τους εφαρμογή.

Λέξεις κλειδιά : MIMO, Diversity, Beamforming, Spatial multiplexing, Space-time coding, Rice, Rayleigh, ZF, MMSE, VBLAST, incremental and decremental algorithm.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ	8
-----------------------	---

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ-ΕΞΟΔΩΝ

2.1 Ιστορική αναδρομή	10
2.2 MIMO-Smart Antennas	11
2.3 Διαφορές MIMO-Smart Antennas	12
2.4 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO	13
2.5 Μοντελοποίηση συστημάτων MIMO	15

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ MIMO ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

3.1 Χωρική Πολυπλεξία	17
3.1.1 Ανάλυση Χωρικής Πολυπλεξίας	18
3.2 Τεχνικές Διαφορισμού	20
3.2.1 Ανάλυση Χωρικού διαφορισμού κεραιών	21
3.3 Beamforming	25
3.3.1 Ανάλυση Beamforming	25
3.4 Διαφορισιμότητα-Beamforming	27
3.5 Διαφορισιμότητα-Χωρική Πολυπλεξία	28
3.6 Χωροχρονική Κωδικοποίηση	29
3.6.1 Κώδικας Alamouti	29
3.6.2 Χωροχρονικοί μπλοκ κώδικες	32

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

4.1 MIMO σύστημα με επιλογή κεραιών στο πομπό.....	35
4.2 Υλοποίηση MIMO καναλιού.....	35
4.2.1 Rayleigh κανάλι.....	36
4.2.2 Rician κανάλι.....	39
4.3 Δέκτες συστήματος.....	40
4.3.1 Zero Force δέκτης.....	40
4.3.2 Minimum Mean-Square Error δέκτης.....	41
4.3.3 VBLAST δέκτης.....	41
4.4 Επιλογή ψηφιακής διαμόρφωσης.....	42

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΚΕΡΑΙΩΝ

5.1 Εισαγωγή.....	45
5.2 Προτεινόμενοι Αλγόριθμοι Επιλογής Κεραιών.....	47
5.2.1 Αλγόριθμος αύξουσας επιλογής.....	47
5.2.2 Αλγόριθμος φθίνουσας επιλογής.....	49

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

6.1 MIMO Antenna Selection Tool.....	51
6.2 MIMO σύστημα σε Rayleigh κανάλι και ασυσχέτιστα υποκανάλια.....	53
6.2.1 Επιλογή Κεραιών με Zero Force δέκτη.....	53
6.2.2 Επιλογή Κεραιών με Zero Force δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	54
6.2.3 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη.....	55

6.2.4 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	55
6.2.5 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-ZF δέκτη.....	56
6.2.6 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-ZF δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	57
6.2.7 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη.....	58
6.2.8 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	59
6.3 MIMO σύστημα σε Rician κανάλι και ασυσχέτιστα υποκανάλια.....	60
6.3.1 Επιλογή Κεραιών με Zero Force δέκτη.....	60
6.3.2 Επιλογή Κεραιών με Zero Force δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	61
6.3.3 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη.....	61
6.3.4 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	62
6.3.5 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-ZF δέκτη.....	62
6.3.6 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-ZF δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	63
6.3.7 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη.....	63
6.3.8 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.....	64

ΕΠΙΛΟΓΟΣ.....	65
----------------------	-----------

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 2.1: Τυπική απεικόνιση συστήματος MIMO.....	11
Σχήμα 2.2: Γενική Περιγραφή Συστήματος MIMO.....	12
Σχήμα 2.3: Block διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος MIMO.....	15
Σχήμα 3.1: Αρχή λειτουργίας ενός MIMO συστήματος με χωρική πολυπλεξία.....	17
Σχήμα 3.2: Συνάρτηση χωρητικότητας για σύστημα χωρικής πολυπλεξίας με $N_t=3$, $N_r=8$, $SNR=20dB$ και $L_r=2,3,4,\dots,8$	19
Σχήμα 3.3: Block διάγραμμα συστήματος χωρικού διαφορισμού, MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη.....	21
Σχήμα 3.4: Block διάγραμμα συστήματος χωρικού διαφορισμού, H-S/MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη.....	22
Σχήμα 3.5: Συνάρτηση κατανομής χωρητικότητας ενός συστήματος MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη με $SNR=20db$, $N_t=2$ και $N_r=1,2,3,\dots,8$	24
Σχήμα 3.6: Συνάρτηση κατανομής χωρητικότητας ενός συστήματος H-S/MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη με $SNR=20dB$, $N_t=8$, $N_r=2$ και $L_r=1,2,3,\dots,8$	24
Σχήμα 3.7: Διαφορά diversity – beamforming. Διαφορισμότητα: στατιστική ανεξαρτησία των κεραιών. Beamforming: συσχέτιση μεταξύ των κεραιών.....	28
Σχήμα 3.8: Επεξεργασία εκπομπής για τον κώδικα Alamouti.....	29
Σχήμα 3.9: Επεξεργασία λήψης για τον κώδικα Alamouti.....	31
Σχήμα 3.10: Επεξεργασία εκπομπής για STBC.....	34
Σχήμα 4.1: Υλοποίηση MIMO καναλιού.....	35
Σχήμα 4.2: Κατανομή Rayleigh.....	38
Σχήμα 4.3: Κατανομή Rice.....	39
Σχήμα 5.1: Συνάρτηση κατανομής της χωρητικότητας ενός συστήματος με $N_t=3$ και $N_r=8$. Κοινή απεικόνιση για επιλογή κεραιών με το κριτήριο της ισχύος και το κριτήριο της χωρητικότητας.....	46

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στο πομπό όσο και στο δέκτη, αποτελεί μια αναδυόμενη τεχνολογία στα ασύρματα δίκτυα που καθιστά εφικτή την ανταλλαγή πληροφοριών σε πολύ υψηλές ταχύτητες. Η εκπομπή ανεξάρτητων ροών δεδομένων ταυτόχρονα από διαφορετικές κεραιές μέσω της χωρικής πολυπλεξίας, επιταχύνει την υψηλή φασματική απόδοση που υπόσχονται τα MIMO συστήματα, αλλά αφήνει τα στοιχεία εκπομπής απροστάτευτα από την τυχαία αλλοίωση του καναλιού. Για αυτό το λόγο είναι επιθυμητό να προσαρμόσουμε το κανάλι μας με σκοπό να βελτιώσουμε την απόδοση του συστήματος, παρέχοντας εγγυημένα καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών. Η προσαρμογή αυτή μπορεί να γίνει είτε στο ρυθμό κωδικοποίησης των δεδομένων είτε στην ισχύ εκπομπής, είτε και στα δυο μαζί που συμβαίνει και τις περισσότερες φορές.

Ένα από τα μειονεκτήματα των MIMO συστημάτων είναι η αυξανόμενη πολυπλοκότητα τους, καθώς επίσης και το υψηλό κόστος υλικού, εξαιτίας των ακριβών ραδιοσυχνοτικών αλυσίδων που απαιτεί κάθε ενεργή κεραία. Για αυτό το λόγο το επίκεντρο της έρευνας στα MIMO συστήματα έχει εστιαστεί στην εύρεση ενός καλού κανόνα επιλογής κεραιών που να μειώνει το κόστος χωρίς να μειώνει σε μεγάλο βαθμό την απόδοση του συστήματος. Γενικά, υπάρχουν δυο στόχοι που πρέπει να επιτευχθούν κατά τη διάρκεια της επιλογής του υποσυνόλου κεραιών στα MIMO συστήματα. Ο ένας στοχεύει στην μεγιστοποίηση της χωρητικότητας του συστήματος και ο άλλος στην ελαχιστοποίηση του ρυθμού αποστολής λανθασμένων bit (bit error rate – BER).

Στο πραγματικό περιβάλλον διάδοσης, η χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος μπορεί να είναι μικρότερη από αυτή που εκτιμήθηκε αρχικά σε θεωρητικό επίπεδο, εξαιτίας της σχετικής σκέδασης. Ακόμη, η προσαρμογή καναλιού καθώς επίσης και η επιλογή υποσυνόλου κεραιών αναμένεται να έχουν περισσότερα κέρδη στα συσχετιζόμενα κανάλια, εξαιτίας των περισσότερων υποκαναλιών που προκύπτουν. Επιπλέον, η σχετική πληροφορία σκέδασης μεταβάλλεται πολύ πιο αργά, συνεπώς, είναι πιο εφικτό και συμφέρον να εφαρμοστούν τεχνικές επιλογής κεραιών και προσαρμογής καναλιού μόνο στις συσχετιζόμενες πληροφορίες και όχι στις στιγμιαίες πληροφορίες του καναλιού.

Σε αυτή την έρευνα, θεωρήσαμε το πρόβλημα της επιλογής κεραιών για ένα μη κωδικοποιημένο χωρικά περιπλεγμένο σύστημα του οποίου τα κανάλια είναι ασυσχέτιστα. Για την εξαγωγή συγκριτικών αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων χρησιμοποιήσαμε διάφορους τύπους δέκτη όπως ZF, MMSE και VBLAST, καθώς επίσης και διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης τόσο με Rayleigh όσο και με Rician σκέδαση. Στόχος μας είναι να ελαχιστοποιήσουμε όσο περισσότερο γίνεται το BER,

για δεδομένα περιορισμένη ισχύ και συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Χρησιμοποιούμε όλους τους διαθέσιμους φυσικούς πόρους, συμπεριλαμβανομένου του αριθμού των ενεργών κεραιών μετάδοσης, της ψηφιακής διαμόρφωσης και της ισχύς εκπομπής, προσαρμοσμένη δυναμικά στις συνθήκες τους καναλιού και ίδια για όλες τις κεραιές στο σύστημα μας. Τα αποτελέσματα της έρευνας συνοψίζονται παρακάτω:

Προτείνονται δυο αλγόριθμοι, ένας με κανόνες αύξουσας και ένας με κανόνες φθίνουσας επιλογής κεραιών. Και στις δυο περιπτώσεις οι κανόνες υλοποιούνται με επαναλαμβανόμενους αλγόριθμους, ούτως ώστε να μειωθεί σε μεγάλο βαθμό η μαθηματική και υπολογιστική πολυπλοκότητα του συστήματος, και να γίνει εφικτή η πρακτική εφαρμογή του. Αν θέλουμε να είμαστε αρκετά αυστηροί, μπορούμε να πούμε ότι κανένας από τους δυο αλγόριθμους δεν παράγει τη βέλτιστη δυνατή λύση για το σύστημα μας, όμως η διαφορά στην απόδοση θεωρείται αμελητέα.

Επιγραμματικά αναφέρουμε παρακάτω τα κύρια ζητήματα που θα μας απασχολήσουν σε κάθε μια από τις ενότητες που θα δούμε στη συνέχεια. Στην δεύτερη ενότητα αναφέρουμε μερικά στοιχεία για τα MIMO συστήματα, αναλύοντας τα βασικά τους χαρακτηριστικά. Παράλληλα, γίνεται μια εισαγωγή στα MIMO συστήματα, αναλύοντας τόσο την ανάγκη για επιλογή ενός υποσυνόλου κεραιών από το σύνολο των διαθέσιμων κεραιών, καθώς επίσης, και την ανάγκη για προσαρμογή του καναλιού. Στην τρίτη ενότητα αναφέρουμε μερικές τεχνικές υλοποίησης ενός MIMO συστήματος και στην τέταρτη ενότητα παρουσιάζεται το MIMO σύστημα που χρησιμοποιήσαμε για να κάνουμε τις μετρήσεις μας. Στο επόμενο κεφάλαιο προτείνονται οι δυο αλγόριθμοι που αναφέραμε και προηγουμένως για την επιλογή του βέλτιστου υποσυνόλου κεραιών. Τέλος, στην έκτη ενότητα παρουσιάζονται και αναλύονται τα αποτελέσματα μας, με τη βοήθεια ενός προγράμματος MIMO Tool που υλοποιήσαμε σε Matlab, προκειμένου να εξάγουμε τα συμπεράσματα μας μέσω της διαδικασίας σύγκρισης γραφικών παραστάσεων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

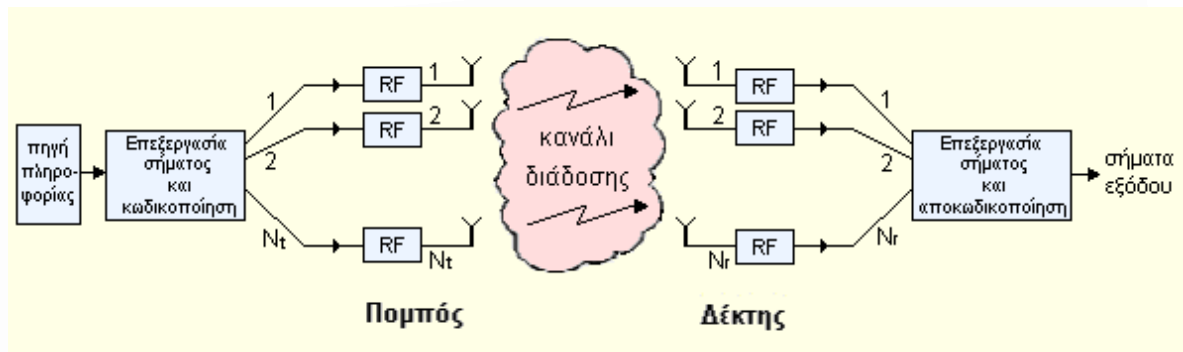
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ-ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)

2.1 Ιστορική Αναδρομή

Από το 1861 που ο Maxwell απέδειξε την ύπαρξη των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και πρότεινε την εφαρμογή τους στις ασύρματες επικοινωνίες, οι έρευνες των επιστημόνων σε αυτό τον τομέα υπήρξαν όχι απλά αμείωτες, αλλά συνεχώς πιο επιτακτικές για μεγαλύτερο φάσμα εφαρμογής και καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών. Και ενώ τα επιτεύγματα, κατά τη διάρκεια όλων αυτών των ετών, υπήρξαν θεαματικά, ωστόσο μέχρι τη δεκαετία του '80, δηλαδή 100 περίπου χρόνια μετά το 1885 και την πρώτη επίσημη ασύρματη μετάδοση από το Guglielmo Marconi, η πολύοδη διάδοση (multipath fading) σε περιβάλλοντα με έντονες ανακλάσεις, παρεμβολές και διαλείψεις αποτελούσε ανυπέρβλητο εμπόδιο για τους επιστήμονες.

Στο πρόβλημα αυτό, μια πρώτη λύση δόθηκε με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών. Ως “έξυπνες κεραιές” αναφέρονται εκείνα τα συστήματα που χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραιές στο ένα από τα δύο άκρα του καναλιού καθώς και επιπλέον διατάξεις για επεξεργασία σήματος. Στην περίπτωση που οι πολλαπλές κεραιές βρίσκονται στην πλευρά του πομπού, το σύστημα ονομάζεται MISO (Multiple Input-Single Output), ενώ όταν βρίσκονται στην πλευρά του δέκτη, το σύστημα ονομάζεται SIMO (Single Input-Multiple Output). Με τις έξυπνες κεραιές επιτυγχάνεται ικανοποιητική μετάδοση δεδομένων σε περιβάλλοντα πολύοδης διάδοσης, λόγω της αύξησης του βαθμού κατευθυντικότητας και του κέρδους της κεραιάς. Ωστόσο η συνεχής αύξηση του αριθμού των χρηστών και η απαίτηση μεγαλύτερου εύρους ζώνης για τις νέες εφαρμογές, δυσχεραίνουν την ποιότητα των συστημάτων αυτών και τα καθιστούν ανεπαρκή. Για το λόγο αυτό προτάθηκαν τα συστήματα MIMO, τα οποία παρουσιάζουν όλα τα πλεονεκτήματα των έξυπνων κεραιών, αλλά παρέχουν και δυνατότητες που ξεπερνούν τα προβλήματα των τελευταίων.

Τα συστήματα MIMO (Multiple Input-Multiple Output) είναι ασύρματα συστήματα επικοινωνιών τα οποία διαθέτουν πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και το δέκτη. Επίσης, εκτός από τις πολλαπλές κεραιές, διαθέτουν και κατάλληλες διατάξεις επεξεργασίας σήματος και στα δύο άκρα του καναλιού. Μία τυπική σχηματική απεικόνιση ενός συστήματος MIMO φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.1: Τυπική απεικόνιση συστήματος MIMO [1]

Η λειτουργία των συστημάτων MIMO βασίζεται στην εκμετάλλευση των χωρικών ιδιοτήτων του καναλιού πολύοδης διάδοσης, προσφέροντας έτσι μία νέα διάσταση που μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την επίδοση των τηλεπικοινωνιών. Οι πολλαπλές κεραιές μπορούν να χρησιμοποιηθούν με τέτοιο τρόπο ώστε να βελτιωθεί η χωρητικότητα του διαύλου ή η ποιότητα των μεταδιδόμενων σημάτων. Συνεπώς οι τεχνικές MIMO συνδέονται με τη γενικότερη κατηγορία των έξυπνων κεραιών, με τη διαφορά όμως ότι παρέχουν ευρύτερη κάλυψη, αυξημένη αξιοπιστία και μεγαλύτερες χωρητικότητες, δηλαδή υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων, και μάλιστα χωρίς να απαιτούν μεγαλύτερο φάσμα συχνοτήτων.

Για πρώτη φορά, διάταξη με πολλαπλές κεραιές σχεδιάστηκε το 1984 από τον Jack Winters των Bell Laboratories. Ένα χρόνο αργότερα, το 1985, ο Jack Salz από τα ίδια εργαστήρια δημοσίευσε ένα άρθρο σχετικό με τις κεραιές MIMO. Τη δεκαετία που ακολούθησε, ο Winters και πολλά άλλα μέλη της επιστημονικής κοινότητας δημοσίευσαν άρθρα με τις μελέτες τους στο σχετικό θέμα, ενώ το 1996 ο Greg Rayleigh και ο Gerard Foschini επινόησαν μία νέα προσέγγιση των συστημάτων MIMO που έμελλε να βελτιώσει την αποδοτικότητά τους.

Ιδιαίτερα στις μέρες μας, τα συστήματα MIMO αποτελούν σημαντικό πεδίο της ιδιωτικής και ακαδημαϊκής έρευνας. Χαρακτηριστικότερο δείγμα αποτελεί η μελλοντική χρήση των συστημάτων MIMO στο πρότυπο IEEE802.11n για ασύρματα τοπικά δίκτυα που θα χαρακτηρίζονται από υψηλή διέλευση (throughput). Το πρότυπο 802.11n αναμένεται να ολοκληρωθεί έως τα μέσα του 2007 και να παρέχει 8 φορές μεγαλύτερη κάλυψη και 6 φορές μεγαλύτερη ταχύτητα από το πρότυπο 802.11g που χρησιμοποιείται προς το παρόν.[1]

2.2 MIMO-Smart Antennas

Τα συστήματα MIMO μπορούν να θεωρηθούν ως εξέλιξη της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών (smart - adaptive antennas), ιδιαίτερα δημοφιλή στις σύγχρονες

επικοινωνίες εδώ και αρκετές δεκαετίες. Οι έξυπνες κεραιές αντικατέστησαν τις ομοιοκατευθυντικές κεραιές, οι οποίες εκπέμπουν την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία ομοιόμορφα προς όλες τις κατευθύνσεις. Κατά αυτόν τον τρόπο, μόνο ένα μικρό ποσοστό της εκπεμπόμενης ενέργειας λαμβάνεται από τον επιθυμητό χρήστη, ενώ η υπόλοιπη ισχύς προκαλεί ανεπιθύμητες παρεμβολές σε άλλους χρήστες. Η ομοιοκατευθυντική ακτινοβολία κρίνεται συνεπώς ασύμφορη, τόσο από πλευράς κατανάλωσης ισχύος όσο και από πλευράς χωρητικότητας. Λογικότερη προσέγγιση θα ήταν, λοιπόν, η μείωση της ακτινοβολούμενης ισχύς μέσω κατευθυντικής εκπομπής, πιθανόν σε συνδυασμό με κατευθυντική λήψη από το κινητό τερματικό. Οι έξυπνες κεραιές έχουν την δυνατότητα να προσαρμόζουν τον κύριο λοβό ακτινοβολίας τους, κατευθύνοντας τον προς την επιθυμητή κατεύθυνση, καταπιέζοντας παράλληλα τους πλευρικούς λοβούς, ώστε να εκμηδενίσουν τις παρεμβολές. Έτσι, χρησιμοποιούν αποδοτικότερα την ισχύ και το εύρος ζώνης, αυξάνοντας τον σηματοθορυβικό λόγο (Signal – to – Noise – Ratio SNR) αλλά και τον λόγο σήματος προς παρεμβολή (Signal – to – Interference – Ratio SIR) στον δέκτη. Οι έξυπνες κεραιές λειτουργούν με στόχο να περιορίσουν την καταστροφική επενέργεια του φαινομένου των πολλαπλών οδεύσεων (multipath propagation), λαμβάνοντας σήματα που προέρχονται από συγκεκριμένες μόνο διευθύνσεις. Εκεί ακριβώς βρίσκεται και η καινοτομία των συστημάτων MIMO, με τα οποία το άκρως επιβλαβές για τις ασύρματες επικοινωνίες φαινόμενο των πολλαπλών οδεύσεων λειτουργεί ευεργετικά για την ζεύξη. Η τεχνολογία MIMO, με την χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης, χρησιμοποιεί προς όφελος της τις τυχαίες διαλείψεις και την εξάπλωση των σημάτων λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης, πολλαπλασιάζοντας τους ρυθμούς μετάδοσης και προσφέροντας παράλληλα υψηλής τάξης διαφορισιμότητα (diversity order) και κατά συνέπεια χαμηλότερο ρυθμό λαθών. Μία ακόμα σημαντική εξέλιξη των MIMO, συγκριτικά με την τεχνολογία των έξυπνων κεραιών, είναι η χρήση πολλαπλών κεραιών (antenna arrays) όχι μόνο στον δέκτη, όπου συνηθίζονται να συνδυάζονται οι έξυπνες κεραιές αλλά και στον πομπό. Χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές στον πομπό, σε συνδυασμό με κατάλληλη κωδικοποίηση πετυχαίνουμε καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά την χωρητικότητα και την διαφορισιμότητα που προσφέρει το ασύρματο κανάλι.[3]

2.3 Διαφορές MIMO-Smart Antennas

Τα MIMO συστήματα στηρίχτηκαν αρχικά στην τεχνολογία που αναπτύχθηκε για τις έξυπνες κεραιές, αποτελούν όμως σήμερα ένα καινούριο πεδίο μελέτης που διαφοροποιείται σε αρκετά κρίσιμα σημεία.

Η σχεδίαση των συστημάτων ευφών κεραιών απαιτεί κεραιά πολλαπλών στοιχείων και γενικά πολύπλοκα συστήματα επεξεργασίας μόνο στη μεριά του σταθμού βάσης, περιορίζοντας στο ελάχιστο την πολυπλοκότητα του κινητού τερματικού. Τα MIMO συστήματα εν αντιθέσει, προϋποθέτουν στοιχειοκεραίες και στα δύο άκρα, καθώς και αλγόριθμους επεξεργασίας σε software και hardware.

Οι αλγόριθμοι που έχουν σχεδιαστεί για τα συστήματα ευφύων κεραιών, σκοπό έχουν συνήθως να εξαλείψουν φαινόμενα όπως την πολύοδη διάδοση (multipath fading) και το delay spread. Αντίθετα τα συστήματα MIMO εξαρτούν την επιτυχημένη λειτουργία τους στην έντονη παρουσία αυτών των φαινομένων. Εκμεταλλεύονται δηλαδή φαινόμενα όπως το multipath fading και το delay spread, τα οποία είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία ανεξάρτητων μονοπατιών διάδοσης του σήματος. Στηρίζονται έτσι στην ανεξαρτησία τέτοιων καναλιών μεταξύ πομπού και δέκτη.[2]

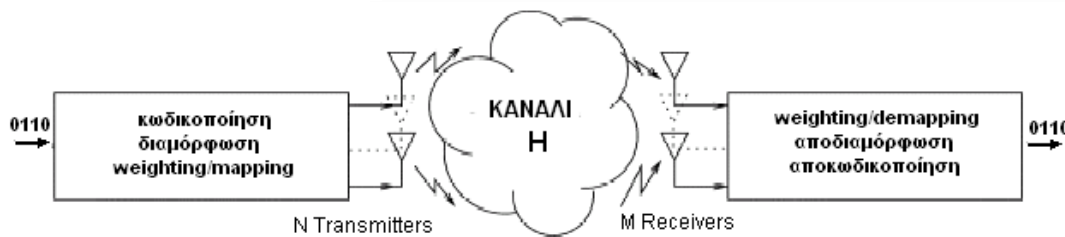
2.4 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO

Τα συστήματα MIMO (Multiple input multiple output) μπορούμε να πούμε ότι θα αποτελέσουν απαίτηση του μέλλοντος όσον αφορά τις τηλεπικοινωνίες. Το διαθέσιμο φάσμα έχει ήδη κατανεμηθεί στους τηλεπικοινωνιακούς φορείς και στο άμεσο μέλλον αυτό δε θα επαρκεί για την κάλυψη των ολοένα αυξανόμενων εφαρμογών ευρείας ζώνης. Ήδη τα κινητά τρίτης γενιάς υποχρεούνται να διαθέτουν εφαρμογές πρόσβασης στο Internet, video on demand κ.λ.π. γεγονός που δηλώνει την απαίτηση για χωρητικότητες της τάξης των Mbps.

Το πρώτο βήμα στην εξέλιξη των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων πραγματοποιήθηκε με τις στοιχειοκεραίες οι οποίες επιτρέπουν μερική εκμετάλλευση της χωρικής διάστασης. Η προσπάθεια συνεχίστηκε με την είσοδο των συστημάτων έξυπνων κεραιών με δυναμικά μεταβαλλόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, ωστόσο η αύξηση των χρηστών αλλά και απαιτητικές σε εύρος ζώνης εφαρμογές δυσχεραίνουν ολοένα και περισσότερο την ποιότητα (QoS) που προσφέρουν τα συστήματα αυτά

Τα συστήματα MIMO τα οποία βρίσκονται ακόμα σε ερευνητικό στάδιο βασίζονται στις έξυπνες κεραιές. Ένα σύστημα MIMO μπορούμε να πούμε ότι αποτελείται από ένα πομπό, ένα δέκτη και ένα ραδιοκανάλι το οποίο όμως διαθέτει πολλαπλές εισόδους και εξόδους. Οι πολλαπλές αυτές εισοδοί και εξοδοί υλοποιούνται με κεραιές πολλαπλών στοιχείων τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Κάθε bit stream που πρόκειται να εκπεμφθεί από τον πομπό υπόκειται σε μια διαδικασία κωδικοποίησης, διαμόρφωσης και διαχωρισμού. Κάθε τμήμα του αρχικού bit stream πολλαπλασιάζεται με ένα κατάλληλο συντελεστή βάρους και αποδίδεται στο κατάλληλο στοιχείο της κεραίας του πομπού. Ακριβώς η αντίστροφη διαδικασία πραγματοποιείται στο δέκτη ώστε να προκύψει το αρχικό bit stream.

Πρωταρχικής σημασίας στα συστήματα MIMO είναι η κατάλληλη επιλογή όλων των διεργασιών που προηγούνται της εκπομπής και έπονται της λήψης. Ποιοι δηλαδή είναι οι κατάλληλοι αλγόριθμοι κωδικοποίησης, διαμόρφωσης και ανάθεσης έτσι ώστε να βελτιστοποιηθεί η απόδοση της ασύρματης ζεύξης [6]. Μια διαγραμματική απεικόνιση ενός MIMO συστήματος φαίνεται στο σχήμα 2.2



Σχήμα 2.2: Γενική Περιγραφή Συστήματος MIMO [2]

Η απόδοση μιας ζεύξης συνίσταται κυρίως στη βελτιστοποίηση της χωρητικότητας (Bit Rate), της αξιοπιστίας (reliability), η οποία εκφράζεται κυρίως από το μέσο ρυθμό λαθών (average BER), και της πολυπλοκότητας (complexity) του συστήματος πομπού και δέκτη. Έτσι ο σχεδιασμός των λειτουργιών που προηγούνται της εκπομπής και έπονται της λήψης σε ένα MIMO σύστημα (όπως φαίνονται στο σχήμα 2.2) γίνεται με σκοπό να βελτιστοποιηθεί η απόδοση της ασύρματης ζεύξης.

Όσον αφορά στο **Bit Rate**, ο σκοπός είναι επιτευχθεί ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης συμβόλων ανά Herz. Το κριτήριο αυτό καλείται διαφορετικά και φασματική απόδοση του συστήματος. Η μέγιστη θεωρητική τιμή του bit rate υπολογίζεται υπό συνθήκες λευκού θορύβου ενώ δίδεται από τον τύπο του Shannon.

Δεύτερο κριτήριο για τη απόδοση μιας ζεύξης είναι η **αξιοπιστία** της. Εκφράζεται με το μέσο ρυθμό λαθών και αποτελεί ένα δείκτη για τη συμπεριφορά του συστήματος απέναντι στις διαλείψεις του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού.

Τρίτο και τελευταίο κριτήριο για την απόδοση μιας ζεύξης είναι η **πολυπλοκότητα**. Συγκεκριμένα για την πολυπλοκότητα επειδή αυτή μεταφράζεται κυρίως με κατανάλωση ισχύος, επιθυμητό είναι να ισχύει μια μη συμμετρικότητα στην πολυπλοκότητα πομπού-δέκτη. Δηλαδή χαμηλή πολυπλοκότητα στη μεριά του κινητού το οποίο τροφοδοτείται με μπαταρία και αυξημένης πολυπλοκότητας λειτουργίες στη μεριά του σταθμού βάσης. Η ταυτόχρονη ωστόσο βελτιστοποίηση των τριών παραπάνω μεγεθών είναι σχεδόν πάντα αδύνατη με αποτέλεσμα να οδηγούμαστε σε ένα αναγκαστικό tradeoff ανάμεσά τους κατά τη σχεδίαση του MIMO συστήματος.

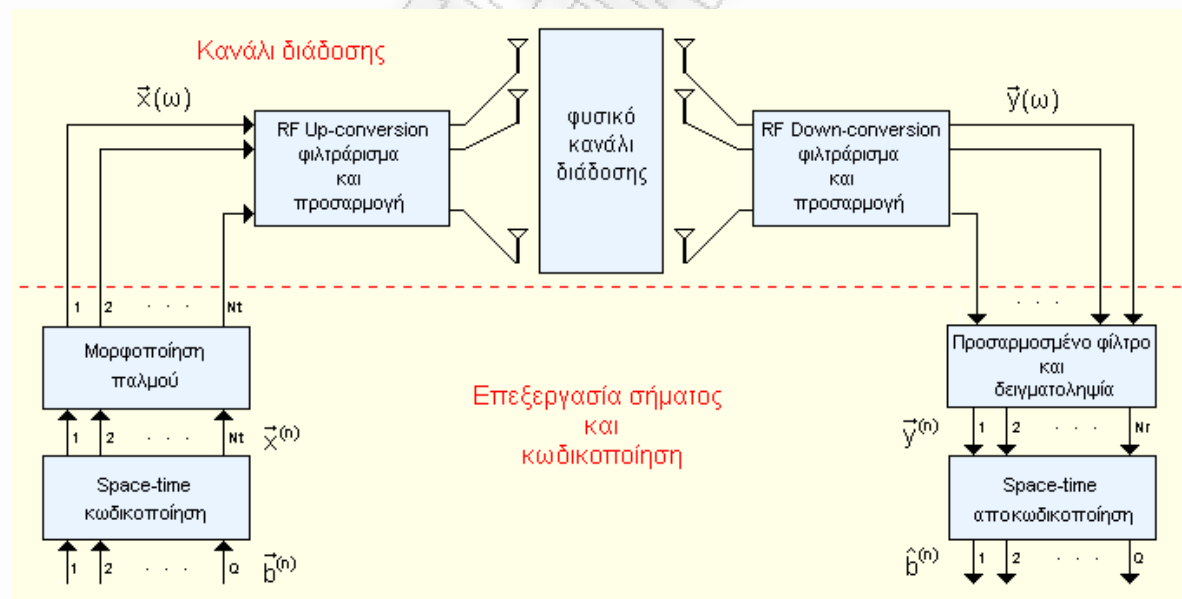
Η σχεδίαση των συστημάτων MIMO μπορεί να γίνει με δύο διαφορετικούς τρόπους. Στον πρώτο τρόπο ο πομπός γνωρίζει το κανάλι ενώ στο δεύτερο όχι. Για να γνωρίζει το κανάλι ο πομπός σε κάθε μετάδοση πρέπει να υπάρχει ένα κανάλι ανάδρασης που θα του παρέχει την πληροφορία. Αν και η γνώση του καναλιού στον πομπό έχει ως αποτέλεσμα την πιο αξιόπιστη μετάδοση, το κανάλι ανάδρασης καταναλώνει μέρος από το διαθέσιμο εύρος του συστήματος.

Συνοψίζοντας τη διαδικασία που ακολουθείται κατά την εκπομπή και τη λήψη μιας ακολουθίας bit (bit stream) σε ένα σύστημα MIMO μπορούμε να πούμε τα εξής: όπως

φαίνεται και στο σχήμα 2.2 μια ακολουθία από bits τροφοδοτεί ένα τμήμα του πομπού που περιλαμβάνει απλοποιημένες διεργασίες εκπομπής. Συγκεκριμένα, περιλαμβάνει διεργασίες κωδικοποίησης για τον έλεγχο και τη διόρθωση λαθών, διεργασίες αντιστοίχισης των bit πληροφορίας στα κατάλληλα διανύσματα σήματος τα οποία εν συνεχεία διαμορφώνονται σύμφωνα με τη διαδικασία διαμόρφωση που έχει επιλεγεί (QPSK, M-QAM, κ.λ.π). Κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας παράγονται N ακολουθίες συμβόλων με κυμαινόμενο βαθμό ανεξαρτησίας μεταξύ τους, ακολουθίες πλήρως ασυσχέτιστες μεταξύ τους έως τελείως συσχετισμένες, κάθε μια από τις οποίες οδηγείται σε ένα στοιχείο της στοιχειοκεραίας του πομπού. Αν ο πομπός γνωρίζει το κανάλι τότε κάθε μια από τις ακολουθίες αυτές πολλαπλασιάζεται και με ένα γραμμικό συντελεστή που προκύπτει ύστερα από επεξεργασία της πληροφορίας που έχει ο πομπός για το κανάλι. Κάθε μια από τις ακολουθίες, ξεχωριστά, υπόκειται σε άνω μετατροπή συχνότητας, φιλτράρισμα και ενίσχυση και τελικά εκπέμπεται στο ασύρματο μέσο.[2]

2.5 Μοντελοποίηση συστημάτων MIMO

Ένα γενικό μοντέλο συστήματος MIMO φαίνεται στο σχήμα 2.3 που ακολουθεί. Για απλότητα, το κανάλι υποτίθεται ότι είναι αναλλοίωτο ως προς το χρόνο.



Σχήμα 2.3: Block διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος MIMO [1]

Στο παραπάνω σχήμα διακρίνουμε: (α) τις διατάξεις επεξεργασίας σήματος και κωδικοποίησης και (β) το κανάλι. Τα στοιχεία RF (radio frequency) συμπεριλαμβάνονται στο κανάλι, γιατί επηρεάζουν τη συνάρτηση μεταφοράς.

Στον πομπό αυτού του συστήματος, ένα σύνολο από Q ανεξάρτητες ροές δεδομένων, οι οποίες αναπαρίστανται από το διάνυσμα συμβόλων $\vec{b}^{(n)}$ (n είναι ένας χρονικός δείκτης), κωδικοποιούνται σε N_t διακριτές -ως προς το χρόνο- ροές βασικής ζώνης, οι οποίες αναπαρίστανται από το διάνυσμα συμβόλων $\vec{x}^{(n)}$. Η κωδικοποίηση μπορεί να καταναίμει τα εισερχόμενα σύμβολα στις N_t εξόδους (χωρική κατανομή) ή/και σε χρονικά δείγματα (χρονική κατανομή). Στη συνέχεια, ο μορφοποιητής παλμού (pulse shaper) μετατρέπει τα δείγματα διακριτού χρόνου σε συνεχείς κυματομορφές βασικής ζώνης, οι οποίες συμβολίζονται με $\vec{x}(\omega)$, όπου ω η συχνότητα. Οι κυματομορφές αυτές διοχετεύονται στις N_t εισόδους του καναλιού, δηλαδή στις αλυσίδες RF και τις κεραίες του πομπού. Το κανάλι $\vec{H}(\omega)$ συνδυάζει τα εισερχόμενα σήματα, ώστε να δημιουργηθούν οι N_r κυματομορφές λήψης από το δέκτη, οι οποίες αναπαρίστανται με το διάνυσμα $\vec{y}(\omega)$. Το προσαρμοσμένο φίλτρο παράγει τα δείγματα $\vec{y}^{(n)}$ διακριτού χρόνου και ο χωρο-χρονικός αποκωδικοποιητής (space-time decoder) δημιουργεί Q εκτιμήσεις των μεταδιδόμενων ροών $\hat{b}^{(n)}$.

Η σχέση εισόδου-εξόδου του καναλιού, μπορεί λοιπόν να διατυπωθεί ως εξής:

$$\vec{y}(\omega) = \vec{H}(\omega) \vec{x}(\omega) + \vec{n}(\omega)$$

$N_r \times 1$ $N_r \times N_t$ $N_t \times 1$ $N_r \times 1$

όπου $\vec{n}(\omega)$ είναι το διάνυσμα του προσθετικού θορύβου που παράγεται στο κανάλι από τις παρεμβολές, καθώς και από τις αλυσίδες RF.

Κάθε στοιχείο $H_{ij}(\omega)$ αναπαριστά τη συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της j -οστής κεραίας του πομπού και της i -οστής κεραίας του δέκτη. Εφόσον το διάνυσμα $\vec{x}(\omega)$ των εκπεμπόμενων σημάτων πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα $\vec{H}(\omega)$ του καναλιού, είναι λογικό ότι ο αριθμός των ανεξάρτητων ροών δεδομένων που μπορεί να υποστηρίξει το σύστημα είναι το πολύ ίσος με την τάξη του πίνακα $\vec{H}(\omega)$. Γενικότερα, οι ιδιότητες του πίνακα $\vec{H}(\omega)$, όπως η κατανομή των ιδιοτιμών του, προσδιορίζουν τη δυναμική της επίδοσης των συστημάτων MIMO. Οι ιδιότητες αυτές επηρεάζονται άμεσα από άλλους παράγοντες, όπως: το μέγεθος της διάταξης των κεραιών, το διάγραμμα ακτινοβολίας, την πόλωση, τις αμοιβαίες αντιστάσεις και την προσαρμογή σύνθετων αντιστάσεων των κεραιών, καθώς και τα χαρακτηριστικά πολύοδης διάδοσης του καναλιού. Άρα, ένας κακός σχεδιασμός των στοιχείων του συστήματος ή μία εσφαλμένη εκτίμηση του καναλιού διάδοσης, μπορούν να οδηγήσουν σε δραματική μείωση της επίδοσης του συστήματος. [1]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

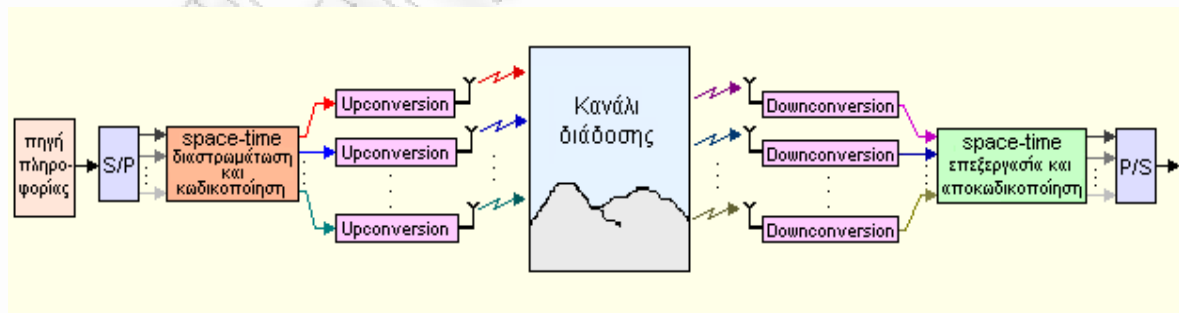
ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ MIMO ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Ένα σύστημα MIMO μπορεί να υλοποιηθεί με έναν από τους παρακάτω τρόπους [8]:

3.1 Χωρική Πολυπλεξία

Η χωρική πολυπλεξία μεταφράζεται κυρίως σε αύξηση του ρυθμού εκπομπής. Απλοποιώντας τη διαδικασία μπορούμε να πούμε ότι η λογική που ακολουθεί η χωρική πολυπλεξία είναι να διασπά τη προς μετάδοση ροή συμβόλων σε χαμηλότερου ρυθμού υποροές. Αυτό γίνεται διότι κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας μπορεί να λειτουργεί μέχρι ένα μέγιστο ρυθμό μετάδοσης (μέγιστο εύρος ζώνης). Οι προκύπτουσες υποροές επεξεργάζονται κατάλληλα και μεταδίδονται ταυτόχρονα από τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Με τον τρόπο αυτό ο τελικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι ανάλογος με τα ζεύγη των στοιχείων των στοιχειοκεραιών σε πομπό και δέκτη.

Το αρχικό δiάνυσμα αποστολής μπορεί να ληφθεί από το δέκτη με διάφορες μεθόδους. Μια μέθοδος είναι το zero-forcing (ZF) equalization κατά την οποία το λαμβανόμενο δiάνυσμα από το δέκτη πολλαπλασιάζεται με τον ψευδοαντίστροφο του πίνακα του καναλιού (H). Η μέθοδος αυτή έχει το μειονέκτημα ότι ενισχύει το θόρυβο με αποτέλεσμα να δυσχεραίνεται η ανίχνευση του σήματος. Ωστόσο υπάρχουν και πιο αποτελεσματικές λύσεις όπως ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος MMSE. Ο τρόπος υλοποίησης αυτός δεν απαιτεί τη γνώση του καναλιού από τον πομπό.



Σχήμα 3.1: Αρχή λειτουργίας ενός MIMO συστήματος με χωρική πολυπλεξία [1]

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι το σήμα από την πηγή πληροφορίας διαιρείται σε πολλές, διαφορετικές ροές δεδομένων (data stream), οι οποίες διαμορφώνονται και μεταδίδονται παράλληλα από τις πολλαπλές κεραίες του πομπού, χρησιμοποιώντας την ίδια συχνότητα. Η κάθε μία από τις πολλαπλές κεραίες του

δέκτη λαμβάνει μία ροή δεδομένων που αποτελεί γραμμικό συνδυασμό των μεταδιδόμενων σημάτων, λόγω της πολύοδης διάδοσης και των ανακλάσεων. Έτσι, έχουμε N_r συνδυασμούς των N_t μεταδιδόμενων σημάτων, οι οποίοι χωρίζονται στο δέκτη βάσει αλγορίθμων. Αν το κανάλι εμφανίζει καλή συμπεριφορά, έτσι ώστε τα N_r λαμβανόμενα σήματα να αναπαριστούν γραμμικά ανεξάρτητους συνδυασμούς των αρχικών σημάτων και επιπλέον το πλήθος των κεραιών του πομπού είναι μικρότερο ή ίσο του πλήθους των κεραιών του δέκτη, δηλαδή $N_t \leq N_r$, τότε μπορούμε να ανακτήσουμε στο δέκτη τα μεταδιδόμενα σήματα. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι ο ρυθμός δεδομένων (data rate) μπορεί να αυξηθεί κατά έναν παράγοντα N_t , ίσο δηλαδή με τον αριθμό των εκπεμπόμενων ροών δεδομένων, χωρίς να απαιτείται περισσότερο φάσμα.

3.1.1 Ανάλυση Χωρικής Πολυπλεξίας

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, στην περίπτωση χωρικής πολυπλεξίας, διαφορετικές ροές δεδομένων μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις διαφορετικές κεραιές του πομπού. Στη συνέχεια θεωρούμε ένα σύστημα, όπου ο πομπός, ο οποίος δεν έχει γνώση του καναλιού, χρησιμοποιεί όλες τις διαθέσιμες κεραιές, ενώ ο δέκτης εφαρμόζει επιλογή κεραιών.

Σε αυτή την περίπτωση, τα μιγαδικά βάρη u και w μπορούν να παραλειφθούν. Ουσιαστικά, τίθενται ίσα με τη μονάδα. Αυτό συμβαίνει γιατί έχει γίνει η υπόθεση ότι η επεξεργασία στον space-time κωδικοποιητή/αποκωδικοποιητή είναι ιδανική, επομένως δε χρειάζεται να τα λάβουμε υπόψη.

Κάθε διαφορετικός συνδυασμός κεραιών οδηγεί σε διαφορετική μήτρα διάδοσης \bar{H} . Οπότε, ορίζουμε ως \tilde{H} τους πίνακες που προκύπτουν αν σβήσουμε τις $(N_r - L_r)$ γραμμές από τη μήτρα διάδοσης \bar{H} και $S(\tilde{H})$ το σύνολο που περιλαμβάνει όλους τους πιθανούς πίνακες \tilde{H} . Η ποσότητα που μας ενδιαφέρει είναι η χωρητικότητα, η οποία περιγράφεται μαθηματικά από την εξής σχέση:

$$C_{H-S/MIMO} = \max_{S(\tilde{H})} \left[\log_2 \left(\det \left(\bar{I}_{N_r} + \frac{\bar{\Gamma}}{N_t} \tilde{H} \tilde{H}^+ \right) \right) \right]$$

όπου \bar{I}_{N_r} είναι μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $N_r \times N_r$

Είναι φανερό ότι οι παράλληλες ροές δεδομένων που επρόκειτο να μεταδοθούν μέσω ενός συστήματος H-S/MIMO δεν μπορούν να είναι περισσότερες από τον αριθμό των κεραιών εκπομπής. Από την άλλη μεριά, στο δέκτη πρέπει να υπάρχουν τουλάχιστον τόσες κεραιές λήψης όσες είναι και οι μεταδιδόμενες ροές δεδομένων, ώστε να μπορούμε να τις ξεχωρίσουμε και να τις αποδιαμορφώσουμε. Επομένως, η

χωρητικότητα είναι γραμμικώς ανάλογη του $\min(N_t, N_r)$. Περαιτέρω αύξηση του N_t ή του N_r , διατηρώντας παράλληλα την τιμή του άλλου σταθερή, αυξάνει τη δυνατότητα του συστήματος για χωρικό διαφορισμό κεραιών και συνεπώς οδηγεί σε μία λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας. Έχουμε δει όμως ότι η προσέγγιση υβριδικής επιλογής κεραιών παρέχει καλό χωρικό διαφορισμό. Μπορούμε λοιπόν να προβλέψουμε ότι ένα υβριδικό σχήμα με $N_t \leq L_r \leq N_r$, θα έχει καλή επίδοση.

Στην περίπτωση που $L_r \leq N_t$, ένα άνω όριο της χωρητικότητας είναι το εξής:

$$C_{H-S/MIMO} \leq \sum_{i=1}^{L_r} \left[\log_2 \left(1 + \frac{\bar{\Gamma}}{N_t} \gamma_{(i)} \right) \right]$$

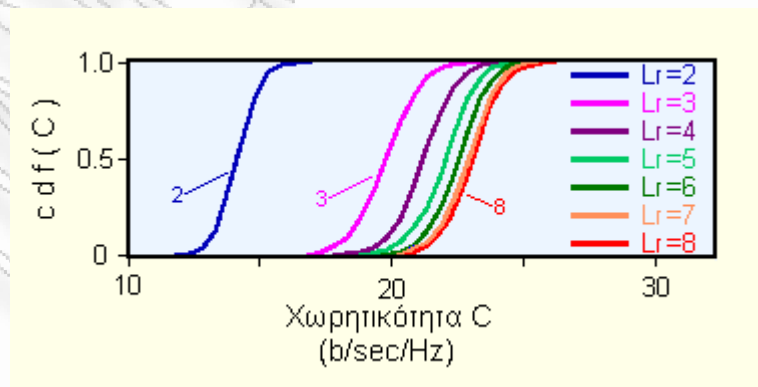
όπου τα $\gamma_{(i)}$ επιτυγχάνονται αν ταξινομήσουμε ένα σύνολο από N_t ανεξάρτητες και όμοια κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές με $2N_t$ βαθμούς ελευθερίας.

Αν έχουμε $L_r > N_t$, τότε το άνω όριο είναι μικρότερο και ίσο με:

$$C_{H-S/MIMO} \leq \sum_{j=1}^{N_t} \left[\log_2 \left(1 + \frac{\bar{\Gamma}}{N_t} \sum_{i=1}^{L_r} \gamma_{(i)} \right) \right]$$

όπου τα $\gamma_{(i)}$ επιτυγχάνονται αν ταξινομήσουμε ένα σύνολο από N_t ανεξάρτητες και όμοια κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές με 2 βαθμούς ελευθερίας.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω στοιχεία, μπορούμε τώρα να εξετάσουμε μία συγκεκριμένη εφαρμογή ενός συστήματος H-S/MIMO με $N_t=3$, $N_r=8$, $SNR=20dB$ και διαφορετικές τιμές L_r . Η συνάρτηση κατανομής της χωρητικότητας για αυτό το σύστημα και για $L_r=2,3,4,\dots,8$ φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.2: Συνάρτηση χωρητικότητας για σύστημα χωρικής πολυπλεξίας με $N_t=3$, $N_r=8$, $SNR=20dB$ και $L_r=2,3,4,\dots,8$ [1]

Από το παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι καθώς ο αριθμός των επιλεγμένων κεραιών στο δέκτη μειώνεται σταδιακά από 8 σε 2, μείωση σημειώνεται και στη χωρητικότητα. Πιο συγκεκριμένα, η μείωση της χωρητικότητας που παρατηρείται καθώς πηγαίνουμε από $L_r=8$ σε $L_r=3$ είναι σχετικά μικρή, ενώ για $L_r=2$ η χωρητικότητα μειώνεται σημαντικά. Αυτό συμβαίνει γιατί αν επιλεγούν $L_r=2$ κεραιές στο δέκτη, δεν είναι πλέον επαρκείς να πολυπλέξουν χωρικά τα $N_t=3$ ανεξάρτητα κανάλια διάδοσης, μιας και $L_r < N_t$.

Θα πρέπει να αναφέρουμε σε αυτό το σημείο ότι ο απλούστερος δέκτης για συστήματα χωρικής πολυπλεξίας είναι ένας γραμμικός δέκτης που αναστρέφει τον πίνακα διάδοσης \bar{H} . Βέβαια ένα τέτοιο σχήμα αποκλίνει από τη βέλτιστη συμπεριφορά, αλλά παρουσιάζει το σημαντικό πλεονέκτημα της απλότητας και της εύκολης μαθηματικής ανάλυσης.[1]

3.2 Τεχνικές Διαφορισμού

Χωρικός διαφορισμός κεραιών (antenna diversity) ονομάζεται η τεχνική σύμφωνα με την οποία πολλαπλά αντίγραφα της ίδιας πληροφορίας μεταδίδονται μέσω διαφορετικών μονοπατιών διάδοσης. Αυτό πετυχαίνεται χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές στο δέκτη ή/και τον πομπό. Ακόμη και στην περίπτωση που η κάθε κεραία-στοιχείο ξεχωριστά δεν είναι μεγαλύτερη από το $\frac{1}{4}$ του μήκους κύματος, το κέρδος της συνολικής στοιχειοκεραίας είναι αρκετά αυξημένο. Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι περιορίζονται αισθητά τα ανεπιθύμητα αποτελέσματα της εξασθένησης με συνέπεια τη βελτίωση της αξιοπιστίας του συστήματος. Αυτό συμβαίνει γιατί εάν διαθέτουμε πολλαπλά, ανεξάρτητα αντίγραφα του ίδιου σήματος, τότε μπορούμε να τα συνδυάσουμε σε ένα σήμα υψηλής ποιότητας, ακόμη και αν ορισμένα από τα αντίγραφα παρουσιάζουν χαμηλή ποιότητα.

Η έννοια του χωρικού διαφορισμού κεραιών στο δέκτη (diversity reception) είναι ήδη πολύ γνωστή και μελετάται για περισσότερα από 50 χρόνια. Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, τα διαφορετικά αντίγραφα του σήματος συνδυάζονται μεταξύ τους με γραμμικό τρόπο, δηλαδή πολλαπλασιάζονται με διαφορετικά βάρη το καθένα και στη συνέχεια προστίθενται. Αυτή η διαδικασία λαμβάνει χώρα στον combiner του δέκτη. Το σήμα που προκύπτει τελικά στην έξοδο του combiner αποδιαμορφώνεται και αποκωδικοποιείται με το συνηθισμένο τρόπο. Τα βέλτιστα βάρη είναι αυτά που προσαρμόζονται στο ασύρματο κανάλι (Maximum Ratio Combining-MRC) για αυτό τον συνδυασμό. Αν το πλήθος των κεραιών στο δέκτη είναι N_r , τότε ο βαθμός χωρικού διαφορισμού (diversity order), που αποτελεί μέτρο της αποτελεσματικότητας στην αποφυγή βαθέων διαλείψεων, είναι ίσος με N_r . Δηλαδή ο βαθμός χωρικού διαφορισμού στο δέκτη συνδέεται άμεσα με το σηματοθορυβικό λόγο SNR (signal-to noise ratio) στην έξοδο του combiner. Η ύπαρξη των πολλαπλών κεραιών επίσης αυξάνει τον μέσο SNR στην έξοδο του combiner.

Η μελέτη του διαφορισμού στον πομπό (transmit diversity) είναι πολύ πιο πρόσφατη, ξεκινώντας μόλις τη δεκαετία του '90. Σε αυτή την περίπτωση, διακρίνουμε δύο καταστάσεις, ανάλογα με το αν το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό ή όχι. Όπως έχουμε αναφέρει ήδη, «το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό» σημαίνει ότι ο πίνακας διάδοσης από τον πομπό στο δέκτη είναι πλήρως προσδιορισμένος.

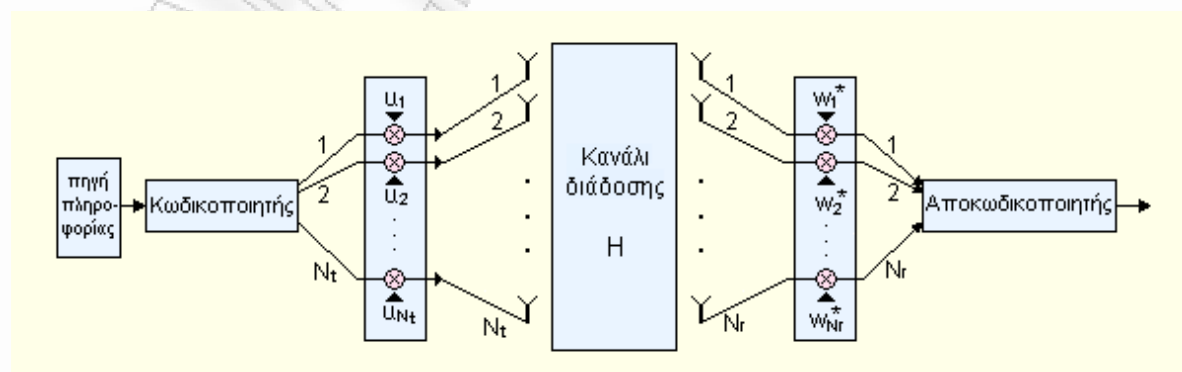
Στην περίπτωση που το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό, μπορούμε να προσαρμόσουμε σε αυτό τα πολλαπλά μεταδιδόμενα αντίγραφα σήματος, όπως με τον χωρικό διαφορισμό κεραιών στο δέκτη, και να καταλήξουμε στα ίδια κέρδη με αυτήν.

Αν το κανάλι είναι άγνωστο στον πομπό, τότε πρέπει να χρησιμοποιηθούν κάποιες άλλες στρατηγικές. Πάντως, σε αυτήν την περίπτωση, είναι δυνατό να επιτευχθεί υψηλός βαθμός χωρικού διαφορισμού, αλλά όχι βελτίωση του μέσου SNR.

Τέλος η περίπτωση χωρικού διαφορισμού τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη αποτελεί το επόμενο λογικό βήμα των προηγούμενων καταστάσεων και οδηγεί σε ένα σύστημα ιδιαίτερα υψηλής αξιοπιστίας. Συγκεκριμένα, έχει αποδειχτεί ότι αν το σύστημα διαθέτει N_t κεραιές στον πομπό και N_r κεραιές στο δέκτη, τότε μπορεί να επιτευχθεί βαθμός διαφορικού χωρισμού ίσος με $N_t N_r$. Αυτό σημαίνει ότι ένα τέτοιο σύστημα MIMO μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μετάδοση σήματος υψηλής ποιότητας ακόμη και στα πιο προκλητικά περιβάλλοντα.

3.2.1 Ανάλυση Χωρικού διαφορισμού κεραιών

Θεωρούμε ένα σύστημα MIMO που χρησιμοποιεί την τεχνική του χωρικού διαφορισμού και ο πομπός γνωρίζει πλήρως το κανάλι. Σε πρώτη φάση, θεωρούμε ότι το σύστημα είναι πλήρους πολυπλοκότητας, δηλαδή MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη. Ένα τέτοιο σύστημα φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



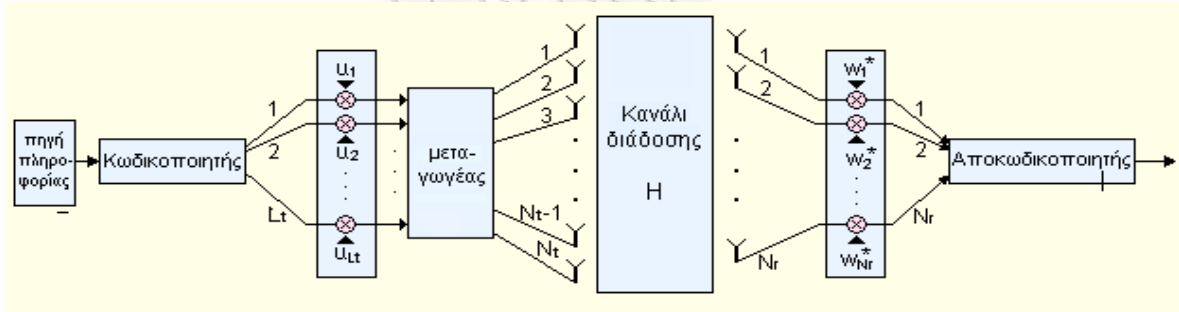
Σχήμα 3.3: Block διάγραμμα συστήματος χωρικού διαφορισμού κεραιών, MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη [1]

Ο κωδικοποιητής εξάγει μία κλιμακωτή ακολουθία συμβόλων s . Τα σύμβολα s πολλαπλασιάζονται με το διάνυσμα των μιγαδικών βαρών $\bar{\mathbf{u}}$ για να μας δώσουν τα μιγαδικά σήματα $\bar{\mathbf{x}}$ των διαφορετικών κεραιών του πομπού. Όμοια στο δέκτη, το διάνυσμα των λαμβανόμενων σημάτων $\bar{\mathbf{y}}$ πολλαπλασιάζεται με το διάνυσμα των μιγαδικών βαρών $\bar{\mathbf{w}}$ και έτσι λαμβάνουμε μία εκτίμηση των συμβόλων \hat{r} . Αυτά τα σύμβολα στη συνέχεια αποδιαμορφώνονται και αποκωδικοποιούνται.

Είναι γνωστό ότι κάθε τέτοιο σύστημα πλήρους πολυπλοκότητας με καλό CSI, δηλαδή πλήρη γνώση του καναλιού από την πλευρά του πομπού, είναι δυνατό να επιτύχει αποδοτικό SNR στην έξοδο, ίσο με το τετράγωνο της μεγαλύτερης διάστασης της μήτρας διάδοσης H του καναλιού. Δηλαδή:

$$\gamma_{\text{MRC}} = \lfloor \max(N_t, N_r) \rfloor^2$$

Θεωρούμε τώρα το αντίστοιχο σύστημα που εφαρμόζει επιλογή κεραιών στον πομπό ενώ χρησιμοποιεί όλες τις διαθέσιμες κεραιές του δέκτη, δηλαδή λειτουργεί ως H-S/MRT από την πλευρά του πομπού και ως MRC από την πλευρά του δέκτη. Ένα τέτοιο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 3.4



Σχήμα 3.4: Block διάγραμμα συστήματος χωρικού διαφορισμού, H-S/MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη [1]

Σε αυτή την περίπτωση, θα πρέπει να θεωρήσουμε όλους τους πιθανούς συνδυασμούς των κεραιών του πομπού. Κάθε σύνολο επιλεγμένων κεραιών οδηγεί σε διαφορετική μήτρα διάδοσης του καναλιού και συνεπώς σε διαφορετικό SNR στην έξοδο. Το μοντέλο επιλογής κεραιών τελικά διαλέγει εκείνο το σύνολο κεραιών που παρέχουν το καλύτερο SNR.

Μαθηματικά, το πρόβλημα αυτό μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής: ορίζουμε τους πίνακες \tilde{H} , οι οποίοι δημιουργούνται σβήνοντας τις $(N_t - L_t)$ στήλες από τη μήτρα

διάδοσης \bar{H} του καναλιού, και στη συνέχεια δημιουργούμε ένα σύνολο $S(\tilde{H})$, το οποίο περιλαμβάνει όλους τους πιθανούς πίνακες \tilde{H} . Ο SNR που επιτυγχάνεται σε αυτή την περίπτωση και για δεδομένη πραγματοποίηση καναλιού, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\gamma_{H-S/MRC} = \bar{\Gamma} \max_{S(\tilde{H})} \left(\max_i (\tilde{\lambda}_i)^2 \right)$$

όπου $\tilde{\lambda}_i$ είναι οι ιδιοτιμές του κάθε πίνακα \tilde{H} .

Ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος $E\{\gamma\}$ όλων των πραγματοποιήσεων καναλιών, υπολογίζεται από τον τύπο:

$$E\{\gamma\} = \bar{\Gamma} \sum_{i=0}^{L-1} X_i$$

με

$$X_i = \frac{N_t!}{(i-1)!(N_t-i)!(N_r-1)!} \sum_{r=0}^{i-1} (-1)^r \binom{i-1}{r} \times \sum_{s=0}^{(N_r-1)\xi} \alpha_\xi \frac{\Gamma(1+N_r+s)}{(\xi+1)^{1+N_r+s}}$$

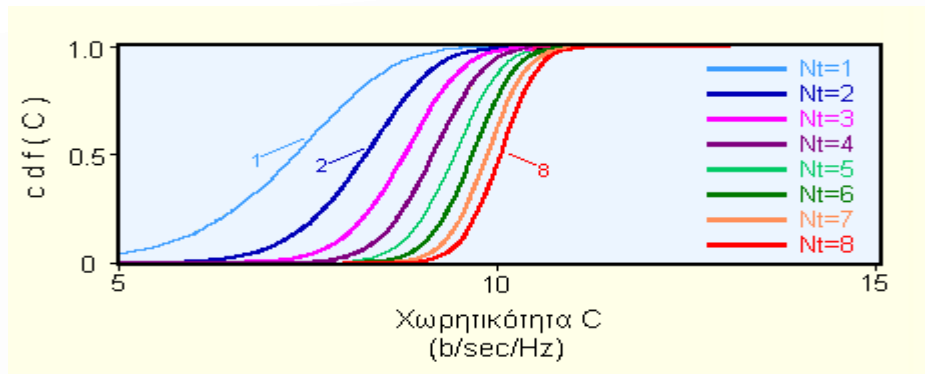
όπου $\xi = N_t - i + r$ και α_ξ ο συντελεστής του x^s στο ανάπτυγμα της σειράς:

$$\sum_{k=0}^{N_r-1} \left(\frac{x^k}{k!} \right)^\xi$$

Σε αυτό το σημείο οφείλουμε να αναφέρουμε ότι ο σηματοθορυβικός λόγος ενός συστήματος που υιοθετεί την τεχνική του χωρικού διαφορισμού συνδέεται με τη χωρητικότητα σύμφωνα με την εξής σχέση:

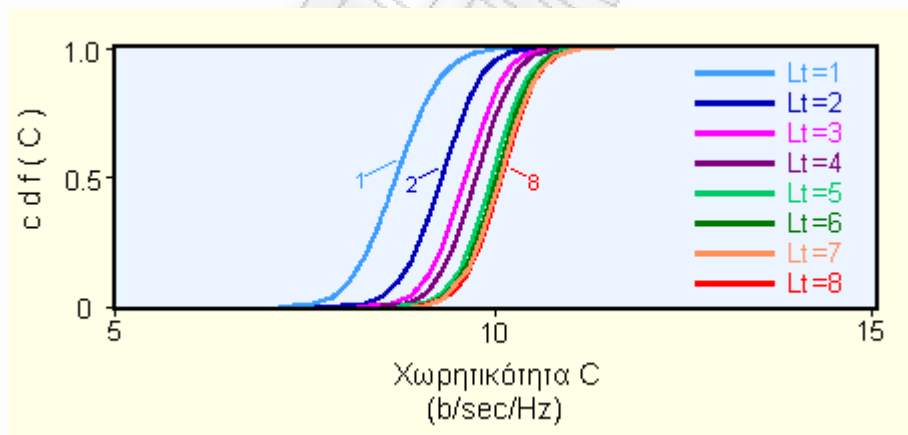
$$C = \log_2(1 + \gamma) \rightarrow C = \log_2(1 + \text{SNR})$$

Βασιζόμενοι στα στοιχεία που προέκυψαν από την παραπάνω ανάλυση, μπορούμε τώρα να εξετάσουμε μία συγκεκριμένη εφαρμογή. Θεωρούμε ένα σύστημα πλήρους πολυπλοκότητας, δηλαδή MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη, με $N_r=2$ κεραιές λήψης και σηματοθορυβικό λόγο ίσο με $\text{SNR}=20\text{dB}$. Η συνάρτηση κατανομής της χωρητικότητας για αυτό το σύστημα και για διάφορες τιμές του πλήθους N_t των κεραιών εκπομπής, με $N_t=\{1,2,3,\dots,8\}$ φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.5: Συνάρτηση κατανομής χωρητικότητας ενός συστήματος MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη με $SNR=20db$, $N_r=2$ και $N_t=1,2,3,\dots,8$ [1]

Θεωρούμε τώρα ένα σύστημα με $N_t=8$ κεραιές εκπομπής, $N_r=2$ κεραιές λήψης και σηματοθορυβικό λόγο $SNR=20dB$. Το σύστημα είναι πλήρους πολυπλοκότητας στο δέκτη, ενώ στον πομπό εφαρμόζεται επιλογή κεραιών. Δηλαδή το σύστημα είναι H-S/MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη. Η συνάρτηση κατανομής της χωρητικότητας για διάφορες τιμές των κεραιών L_t του πομπού δίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.6: Συνάρτηση κατανομής χωρητικότητας ενός συστήματος H-S/MRT στον πομπό και MRC στο δέκτη με $SNR=20dB$, $N_t=8$, $N_r=2$ και $L_t=1,2,3,\dots,8$ [1]

Η μεγαλύτερη χωρητικότητα που παρατηρείται στο παραπάνω διάγραμμα, αντιστοιχεί σε σύστημα πλήρους πολυπλοκότητας. Ωστόσο, οι αποκλίσεις από τις υπόλοιπες καμπύλες είναι πολύ μικρές. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα που επιτυγχάνεται ήδη με $L_t=3$ κεραιές στον πομπό, πλησιάζει αρκετά αυτή του συστήματος πλήρους πολυπλοκότητας. Τα συστήματα που εμφανίζουν τις μεγαλύτερες αποκλίσεις είναι αυτά που χρησιμοποιούν μόνο μία ή δύο κεραιές στον πομπό και συνεπώς η βελτίωση που σημειώνεται καθώς πηγαίνουμε από μία σε τρεις κεραιές, είναι μεγαλύτερη από όταν πηγαίνουμε από τρεις σε οχτώ.

Συγκρίνοντας τα σχήματα 3.3 και 3.4, δηλαδή την κατανομή της χωρητικότητας για συστήματα MRT και H-S/MRT αντίστοιχα, επαληθεύεται ότι η χωρητικότητα που επιτυγχάνεται για $N_t=8$ και $L_t=8$ είναι ακριβώς η ίδια. Από τις υπόλοιπες καμπύλες παρατηρούμε ότι, για τον ίδιο αριθμό κεραιών, το σύστημα H-S/MRT δίνει μεγαλύτερες χωρητικότητες από το MRT. Όπως έχουμε αναφέρει ήδη, το MRT απαιτεί N_t αλυσίδες RF, ενώ το H-S/MRT απαιτεί L_t αλυσίδες RF. Άρα, το βασικό συμπέρασμα που προκύπτει, είναι πως το σύστημα H-S/MRT είναι πιο αποδοτικό από το αντίστοιχο MRT και μάλιστα για μικρότερο αριθμό αλυσίδων RF.

Η ανάλυση αυτής της παραγράφου βασίστηκε σε ένα σύστημα που υιοθετεί την τεχνική χωρικού διαφορισμού που εφαρμόζει επιλογή κεραιών στον πομπό, ενώ στο δέκτη χρησιμοποιεί όλες τις διαθέσιμες κεραιές. Τα ίδια αποτελέσματα όμως προκύπτουν και για την περίπτωση που ο πομπός χρησιμοποιεί όλες τις κεραιές του, ενώ ο δέκτης εκτελεί επιλογή κεραιών.[1]

3.3 Beamforming

Σε αυτόν τον τρόπο υλοποίησης είναι απαραίτητη η γνώση του καναλιού (πίνακας H) τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό. Άρα είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός καναλιού ανάδρασης από το δέκτη στο πομπό. Η μέθοδος αυτή προσφέρει και χωρικό διαφορισμό αλλά και επιπλέον κέρδος κεραιάς. Το διάνυσμα των σημάτων στον πομπό και στο δέκτη πολλαπλασιάζεται με τα αντίστοιχα διανύσματα βάρους, τα οποία εξάγονται από τον πίνακα H που περιγράφει το κανάλι. Η μέθοδος αυτή οδηγεί σε υψηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, αλλά σχετικά μειωμένες τιμές χωρητικότητας.

3.3.1 Ανάλυση Beamforming

Θεωρούμε τώρα την περίπτωση όπου ο πομπός και ο δέκτης έχουν πλήρη γνώση του καναλιού διάδοσης, δηλαδή ο πίνακας \bar{H} του καναλιού είναι πλήρως προσδιορισμένος. Χρησιμοποιώντας τη μέθοδο διαχωρισμού των ιδιοτιμών (singular value decomposition SVD) στον πίνακα \bar{H} , προκύπτει:

$$\bar{H} = \bar{U}\bar{S}\bar{V}^H$$

όπου \bar{U} , \bar{V} είναι ορθομοναδιαίοι πίνακες, \bar{S} είναι διαγώνιος πίνακας με στοιχεία τις ιδιοτιμές του πίνακα \bar{H} και ο συμβολισμός $\{\cdot\}^H$ δηλώνει αναστροφосуζυγή πίνακα.

Συμβολίζουμε με \bar{x}' το διάνυσμα των N_t εκπεμπόμενων σημάτων πριν την κωδικοποίηση και \bar{y}' το διάνυσμα των N_r λαμβανόμενων σημάτων μετά την αποκωδικοποίηση. Αν κωδικοποιήσουμε το διάνυσμα \bar{x}' των μεταδιδόμενων σημάτων με τον εξής τρόπο:

$$\bar{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{V}}\bar{\mathbf{x}}'$$

τότε μπορούμε να θεωρήσουμε ότι κάθε στήλη του πίνακα $\bar{\mathbf{V}}$ λειτουργεί ως κάποιο διάνυσμα βαρών, με το οποίο πολλαπλασιάζεται κάθε εκπεμπόμενη ροή δεδομένων. Αντίστοιχα στο δέκτη, αν υποθέσουμε ότι εκτελείται η εξής διεργασία για αποκωδικοποίηση:

$$\bar{\mathbf{y}}' = \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{y}}$$

τότε μπορούμε να θεωρήσουμε ότι κάθε γραμμή του πίνακα $\bar{\mathbf{U}}^H$ (ή κάθε στήλη του πίνακα $\bar{\mathbf{U}}^*$) αναπαριστά το διάνυσμα βαρών με το οποίο πολλαπλασιάζεται κάθε ροή δεδομένων λήψης.

Κάνοντας διαδοχικές αντικαταστάσεις στην τελευταία σχέση και γνωρίζοντας ότι οι πίνακες $\bar{\mathbf{U}}, \bar{\mathbf{V}}$ είναι ορθομοναδιαίοι, δηλαδή ισχύει $\bar{\mathbf{U}}^H = \bar{\mathbf{U}}^{-1}$ και $\bar{\mathbf{V}}^H = \bar{\mathbf{V}}^{-1}$, προκύπτει:

$$\bar{\mathbf{y}}' = \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{U}}^H (\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{n}}) = \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{U}}\bar{\mathbf{S}}\bar{\mathbf{V}}^H \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{n}}' \rightarrow$$

$$\bar{\mathbf{y}}' = \bar{\mathbf{S}}\bar{\mathbf{x}}' + \bar{\mathbf{n}}'$$

όπου $\bar{\mathbf{n}}' = \bar{\mathbf{U}}^H \bar{\mathbf{n}}$.

Αφού ο πίνακας $\bar{\mathbf{S}}$ των ιδιοτιμών είναι διαγώνιος, η παραπάνω σχέση αποδεικνύει ότι το διάνυσμα $\bar{\mathbf{y}}'$ των λαμβανόμενων σημάτων είναι μία βαθμωτή εκδοχή του διανύσματος $\bar{\mathbf{x}}'$ των εκπεμπόμενων σημάτων, συνοδευόμενη από προσθετικό θόρυβο. Δηλαδή τελικά, επιλέγοντας τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα $\bar{\mathbf{H}}$ ως βάρη με τα οποία πολλαπλασιάζονται τα σήματα ακριβώς πριν την εκπομπή ή μετά τη λήψη, η τεχνική beamforming δημιουργεί ανεξάρτητα, παράλληλα υποκανάλια επικοινωνίας μέσα στο ίδιο περιβάλλον πολύοδης διάδοσης.

Η χρήση της κωδικοποίησης/αποκωδικοποίησης SVD, όπως αυτή παρουσιάστηκε παραπάνω, σε συνδυασμό με βέλτιστη παραχώρηση ισχύος σε όλα τα υποκανάλια, οδηγεί σε σύστημα με βέλτιστη επίδοση. Ωστόσο, μία πιο απλή στρατηγική, η οποία συχνά παρέχει εξαιρετικά καλή επίδοση, είναι η χρησιμοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας κάθε στοιχείου για μία μόνο ροή δεδομένων. Αυτό ικανοποιείται όταν κάθε στοιχείο του διανύσματος $\bar{\mathbf{x}}'$ εφαρμόζεται απευθείας σε κάθε κεραία του πομπού, δηλαδή θεωρώντας ιδανική κωδικοποίηση στον πομπό και θέτοντας τα βάρη ίσα με τη μονάδα. Αν ο αριθμός των κεραιών του δέκτη είναι τουλάχιστον ίσος με τον αριθμό των κεραιών του πομπού, δηλαδή $N_r \geq N_t$, τότε μπορούμε να επιτύχουμε στο δέκτη μία καλή εκτίμηση του διανύσματος $\bar{\mathbf{x}}'$ των μεταδιδόμενων σημάτων, εκτελώντας την εξής διεργασία:

$$\hat{\mathbf{x}}' = \overline{\mathbf{H}}^+ \vec{\mathbf{y}}$$

όπου $\overline{\mathbf{H}}^+$ είναι ο ψευδο-αντίστροφος πίνακας του πίνακα διάδοσης $\overline{\mathbf{H}}$.

Αυτή η προσέγγιση είναι αρκετά ενδιαφέρουσα, μιας και δεν απαιτεί τη γνώση του καναλιού από την πλευρά του πομπού, δηλαδή τυπικά δεν απαιτεί ανατροφοδότηση από το δέκτη, όπου λαμβάνει χώρα η εκτίμηση του καναλιού. Ωστόσο, υπάρχει ένα βασικό μειονέκτημα: αν το περιβάλλον διάδοσης δημιουργεί πίνακα $\overline{\mathbf{H}}$, ο οποίος δεν είναι πλήρους τάξης (full-rank), τότε το μοντέλο αυτό αποδεικνύεται ελλιπές και η επίδοση του συστήματος μειώνεται σημαντικά.[1]

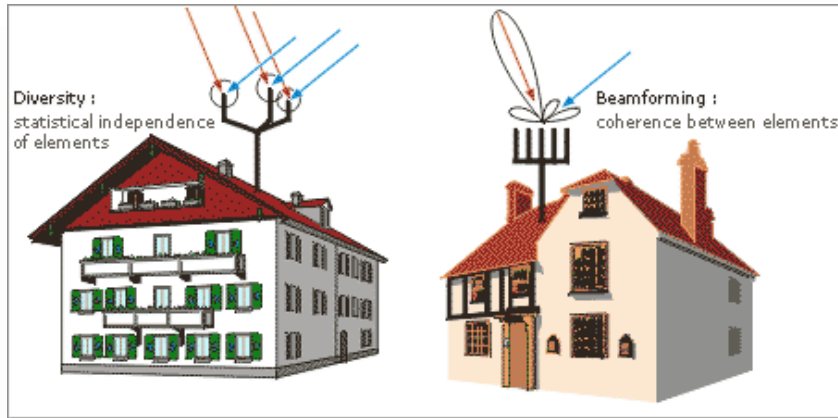
3.4 Διαφορισιμότητα – Beamforming

Μία σημαντική διάφορα των συστημάτων MIMO, σε σύγκριση με τα είδη υπάρχοντα συστήματα πολλαπλών έξυπνων κεραιών, είναι ότι τα πρώτα αξιοποιούν κυρίως την έννοια της διαφορισιμότητας, σε αντίθεση με τα δεύτερα που υιοθετούν την τεχνική του beamforming.

Στην περίπτωση της διαφορισιμότητας, βασιζόμαστε στην στατιστική ανεξαρτησία των σημάτων που καταφθάνουν στις κεραιές του δέκτη. Εκμεταλλευόμαστε το γεγονός, πως είναι εξαιρετικά απίθανο όλα τα λαμβανόμενα σήματα σε όλες τις κεραιές να υφίστανται ταυτόχρονα ισχυρές διαλείψεις. Επιλέγοντας, έτσι, την κεραιά με το ισχυρότερο σήμα, μεγιστοποιούμε το σηματοθορυβικό λόγο στον δέκτη. Στη διαφορισιμότητα είναι, λοιπόν, επιθυμητή η μη - συσχέτιση (decorrelation) των σημάτων.

Από την άλλη πλευρά, με την τεχνική beamforming, αξιοποιούμε το γεγονός, ότι οι κεραιές που χρησιμοποιούμε είναι αρκετά κοντά μεταξύ τους, ώστε να έχουμε επιθυμητή συσχέτιση μεταξύ των σημάτων. Η τοποθέτηση των κεραιών σε μικρή σχετικά απόσταση μεταξύ τους, επιτρέπει την διαμόρφωση μιας και μόνο δέσμης (single beam), η οποία ενισχύει το επιθυμητό σήμα, καταπιέζοντας τις παρεμβολές. Στην περίπτωση, λοιπόν, αυτή είναι αναγκαία η μερική συσχέτιση (correlation) των σημάτων που καταφθάνουν στις κεραιές.

Συνοψίζοντας, οι δύο τεχνικές, διαφορισιμότητα και beamforming, διαφέρουν στο ότι με την μεν πρώτη επιχειρούμε να επωφεληθούμε από την πολυδιαδρομική διάδοση, εκμεταλλευόμενοι το ότι τα διαφορετικά μονοπάτια υφίστανται στατιστικά ανεξάρτητες διαλείψεις, με την μεν δεύτερη προσπαθούμε να περιορίσουμε την αρνητική επίδραση της. Διαμορφώνοντας έναν συνολικό λοβό για όλη την συστοιχία των κεραιών διοχετεύουμε μέσα σε αυτόν την εκπεμπόμενη ενέργεια, στρέφοντας τον προς την επιθυμητή διεύθυνση.



Σχήμα 3.7: Διαφορά diversity – beamforming. Διαφορισιμότητα: στατιστική ανεξαρτησία των κεραιών. Beamforming: συσχέτιση μεταξύ των κεραιών [3]

3.5 Διαφορισιμότητα-Χωρική πολυπλεξία

Συγκρίνοντας το σύστημα που εφαρμόζει η τεχνική του χωρικού διαφορισμού με αυτό που εφαρμόζει η χωρική πολυπλεξία, παρατηρούμε ότι στην περίπτωση της χωρικής πολυπλεξίας η χωρητικότητα που επιτυγχάνεται είναι σαφώς μεγαλύτερη. Στο συμπέρασμα αυτό μπορούμε να καταλήξουμε και από τα γραφήματα των συναρτήσεων κατανομής της χωρητικότητας.

Ωστόσο, πρέπει να αναφέρουμε μία περίπτωση στην οποία ο χωρικός διαφορισμός κεραιών παρέχει καλύτερη χωρητικότητα από τη χωρική πολυπλεξία. Αυτό συμβαίνει σε συστήματα που εφαρμόζουν επιλογή κεραιών και έχουν μικρούς σηματοθορυβικούς λόγους. Για μικρούς SNR, η χωρητικότητα συστήματος χωρικής πολυπλεξίας δίνεται από την προσεγγιστική σχέση:

$$C_{\text{H-S/MIMO}} \approx \frac{\gamma}{N_t \ln(2)} \sum_{i=1}^{L_r} \sum_{j=1}^{L_t} |\tilde{\mathbf{H}}_{ij}|^2$$

Η αντίστοιχη ποσότητα για τον χωρικό διαφορισμό κεραιών είναι:

$$C_{\text{H-S/MRC}} \approx \frac{\gamma}{N_t \ln(2)} \sum_{i=1}^{L_r} \left| \sum_{j=1}^{L_t} \tilde{\mathbf{H}}_{ij} \right|^2$$

Με κατάλληλη επιλογή κεραιών, είναι δυνατόν η χωρητικότητα που παρέχεται από σύστημα H-S/MRC να είναι μεγαλύτερη από το αντίστοιχο H-S/MIMO.

Επίσης παρόμοια αποτελέσματα προκύπτουν και στην περίπτωση ισχυρών παρεμβολών, όπου όταν εφαρμόζεται επιλογή κεραιών, δεν είναι βέβαιο ότι η χωρική πολυπλεξία θα μεγιστοποιήσει τη χωρητικότητα.

3.6 Χωροχρονική Κωδικοποίηση

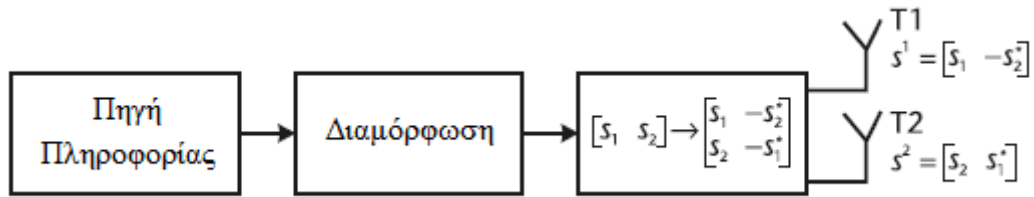
Η χωροχρονική κωδικοποίηση (space time coding) είναι μια απλή αλλά συνάμα ευφυής τεχνική που χρησιμοποιείται στα MIMO συστήματα, ώστε να αυξηθεί το κέρδος διαφορισμού. Αυτός ο τρόπος υλοποίησης ενέχει μια χωροχρονική συσχέτιση των σημάτων που μεταδίδονται από τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του πομπού. Διαθέτει πολύ καλή συμπεριφορά απέναντι στα λάθη, αλλά δεν είναι τόσο αποδοτικός από άποψη χωρητικότητας, ενώ παράλληλα δεν απαιτεί γνώση του καναλιού από τον πομπό.

3.6.1 Κώδικας Alamouti

Ο Alamouti πρότεινε [9] ένα απλό σχήμα για ένα 2 x 1 MIMO σύστημα (με δύο κεραιές στον πομπό και μία στο δέκτη), με το οποίο επιτυγχάνεται πλήρες κέρδος διαφορισμού, χρησιμοποιώντας έναν απλό αλγόριθμο αποκωδικοποίησης μέγιστης πιθανοφάνειας στο δέκτη. Στο σχήμα 3.8 βλέπουμε πως τα bits πληροφορίας αρχικά υφίστανται διαμόρφωση, ενώ στη συνέχεια ο κωδικοποιητής παίρνει μια ομάδα δύο διαμορφωμένων συμβόλων s_1 και s_2 σε κάθε φάση κωδικοποίησης και τα δίνει στις κεραιές εκπομπής, σύμφωνα με τη μήτρα S του κώδικα Alamouti:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Στη μήτρα S της σχέσης 3.1, η πρώτη στήλη αντιστοιχεί στην πρώτη περίοδο μετάδοσης και η δεύτερη στήλη στη δεύτερη περίοδο μετάδοσης, ενώ η πρώτη και η δεύτερη γραμμή αντιστοιχούν στα σύμβολα που εκπέμπονται από την πρώτη και τη δεύτερη κεραία εκπομπής. Δηλαδή κατά τη διάρκεια της πρώτης περιόδου, η πρώτη κεραία εκπέμπει το σύμβολο s_1 και η δεύτερη το s_2 , ενώ κατά τη διάρκεια της δεύτερης περιόδου, η πρώτη κεραία εκπέμπει το $-s_2^*$ και η δεύτερη κεραία το s_1^* .



Σχήμα 3.8: Επεξεργασία εκπομπής για τον κώδικα Alamouti [5]

Επειδή γίνεται εκπομπή και ως προς το χώρο (δύο κεραιές εκπομπής) αλλά και ως το χρόνο (δύο διαστήματα μετάδοσης), λέμε πως έχουμε χωροχρονική κωδικοποίηση. Κοιτώντας τις εξισώσεις

$$\begin{aligned} s^1 &= [s_1, -s_2^*] \\ s^2 &= [s_2, s_1^*] \end{aligned} \quad (3.2)$$

όπου s^1 και s^2 είναι οι αλληλουχίες πληροφορίας που εκπέμπονται από την πρώτη και τη δεύτερη κεραιά αντίστοιχα, παρατηρούμε ότι οι αλληλουχίες αυτές είναι ορθογώνιες, δηλαδή το εσωτερικό τους γινόμενο είναι ίσο με μηδέν:

$$\langle s^1, s^2 \rangle = s_1 \cdot s_2^* - s_2^* \cdot s_1 = 0 \quad (5.3)$$

Δεχόμενοι πως υπάρχει μία κεραιά λήψης (2 x 1 MIMO σύστημα), τα ληφθέντα σήματα στο δέκτη υπολογίζονται ως ακολούθως, σύμφωνα με το σχήμα 3.8.

Οι συντελεστές εξασθένισης για διάδοση από τις κεραιές T1 και T2 προς τον δέκτη ορίζονται ως $h_1(t)$ και $h_2(t)$ αντίστοιχα. Εφόσον γίνει δεκτό ότι αυτοί οι συντελεστές παραμένουν σταθεροί μεταξύ δύο διαδοχικών διαστημάτων εκπομπής (T η διάρκεια του συμβόλου), τότε ισχύει:

$$\begin{aligned} h_{1, t} &= h_1, t + T = h_1 = |h_1|e^{j\theta_1} \\ h_{2, t} &= h_2, t + T = h_2 = |h_2|e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

όπου $|h_i|$ και θ_i , $i = 1, 2$ είναι το κέρδος πλάτους και η μετατόπιση φάσης για το μονοπάτι διάδοσης από την κεραιά T_i μέχρι το δέκτη. Τα ληφθέντα από το δέκτη σήματα δίνονται από τις σχέσεις

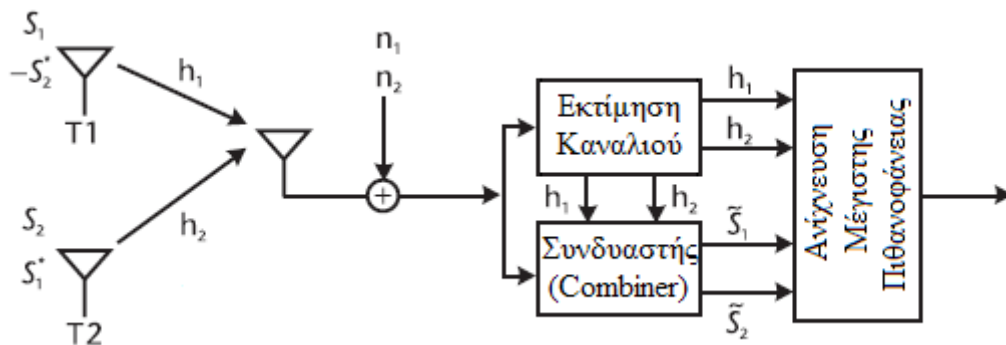
$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 \cdot s_2^* + h_2 \cdot s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

όπου n_1 και n_2 είναι ανεξάρτητες μιγαδικές μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία μεταβλητότητα που αντιπροσωπεύουν δείγματα προσθετικού λευκού γκαουσιανού θορύβου τις χρονικές στιγμές t και $t + T$ αντίστοιχα.

Εφόσον είναι δυνατή η πλήρης ανάκτηση των συντελεστών εξασθένισης h_1 και h_2 στο δέκτη, τότε τα ληφθέντα σήματα συνδυάζονται ως εξής [10]:

$$\begin{aligned} s_1 &= h_1^* \cdot r_1 + h_2 \cdot r_2^* \\ s_2 &= h_2^* \cdot r_1 - h_1 \cdot r_2^* \end{aligned} \quad (3.6)$$

και εν συνεχεία αποστέλλονται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας.



Σχήμα 3.9: Επεξεργασία λήψης για τον κώδικα Alamouti [5]

Όπως ειπώθηκε και προηγουμένως, οι μεταδόσεις των δύο κεραιών εκπομπής στο σχήμα Alamouti είναι πάντα μεταξύ τους ορθογώνιες. Αυτό σημαίνει πως ο δέκτης λαμβάνει δύο πλήρως ορθογώνιους συρμούς δεδομένων, επομένως το κέρδος διαφορισμού εκπομπής (transmit diversity gain) είναι ίσο με 2. Αν υποθεθεί πως υπάρχουν δύο ξεχωριστές προς εκπομπή ακολουθίες S και \hat{S} , με διαφορετικά μεταξύ τους σύμβολα, τότε η μήτρα διαφοράς λέξης του κώδικα (code word difference matrix) θα δίνεται από τη σχέση

$$\text{Dif } S, \hat{S} = \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & -s_2^* + \hat{s}_2^* \\ s_2 - \hat{s}_2 & s_1^* - \hat{s}_1^* \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Εφόσον οι γραμμές της μήτρας του κώδικα Alamouti είναι ορθογώνιες, τότε και οι γραμμές της μήτρας διαφοράς λέξης του κώδικα θα είναι ορθογώνιες. Η μήτρα απόστασης λέξης του κώδικα (code word distance matrix) προκύπτει ως εξής:

$$\text{Dis } S, \hat{S} = \text{Dif } S, \hat{S} \cdot \text{Dif}^H S, \hat{S} \Rightarrow$$

$$\text{Dis } S, \hat{S} = \begin{bmatrix} |s_1 - \hat{s}_1|^2 + |s_2 - \hat{s}_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1 - \hat{s}_1|^2 + |s_2 - \hat{s}_2|^2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Εφόσον οι προς εκπομπή ακολουθίες S και \hat{S} έχουν διαφορετικά μεταξύ τους σύμβολα, τότε

$$s_1, s_2 \neq \hat{s}_1, \hat{s}_2 \quad (3.9)$$

Επομένως, είναι προφανές πως οι μήτρες απόστασης για οποιοδήποτε ζεύγος ξεχωριστών προς εκπομπή ακολουθιών S και \hat{S} είναι πλήρους βαθμού 2 κι άρα αποδεικνύεται ότι το σχήμα Alamouti προσφέρει όντως κέρδος διαφορισμού εκπομπής ίσο με $M_T = 2$. Όπως είναι αναμενόμενο, η ορίζουσα της μήτρας Dis θα δίνεται από τη σχέση

$$\det \text{Dis } S, \hat{S} = |s_1 - \hat{s}_1|^2 + |s_2 - \hat{s}_2|^2 \quad (3.10)$$

κι επομένως η μήτρα Dis έχει δύο ταυτόσημες ιδιοτιμές, το οποίο σημαίνει πως το κέρδος κωδικοποίησης (coding gain) είναι ίσο με 1. Για τον κώδικα Alamouti (και κατ' επέκταση για όλους τους STBCs) αυτό είναι ένα σαφές μειονέκτημα σε σχέση με τους χωροχρονικούς trellis κώδικες (STTCs), αφού επιτυγχάνει μεν πλήρες κέρδος διαφορισμού εκπομπής χωρίς γνώση της κατάστασης του καναλιού (CSI – channel state information) από τη μεριά του πομπού, όχι όμως και κέρδος κωδικοποίησης (εκτός βέβαια αν ο πομπός κατέχει γνώση του καναλιού).

Ο Alamouti στη συνέχεια επέκτεινε το απλό σχήμα για το 2 x 1 MIMO σύστημα στη γενική περίπτωση όπου έχουμε 2 κεραίες εκπομπής και M_R κεραίες λήψης κι έδειξε πως το σχήμα τότε προσφέρει κέρδος διαφορισμού της τάξης του $2M_R$. Γενικά, τα χαρακτηριστικά/πλεονεκτήματα του σχήματος Alamouti είναι ότι:

Δεν απαιτείται ανάδραση από το δέκτη στον πομπό, γιατί μπορεί να επιτευχθεί πλήρες κέρδος διαφορισμού εκπομπής χωρίς να χρειάζεται γνώση της κατάστασης του καναλιού από τη μεριά του πομπού.

Δεν επεκτείνεται το εύρος ζώνης, επειδή ο υπάρχων στον κώδικα πλεονασμός εφαρμόζεται στο πεδίο του χώρου και όχι στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας.

Δε χρειάστηκε ολοκληρωτικός ανασχεδιασμός των ήδη υπάρχοντων συστημάτων ώστε να γίνει η ενσωμάτωση. Για αυτό το λόγο συχνά επιλέγεται αυτή η λύση ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα της ζεύξης χωρίς να λάβουν χώρα σημαντικές αλλαγές.

Η πολυπλοκότητα των κωδικοποιητών/αποκωδικοποιητών είναι ιδιαίτερος χαμηλή.

3.2.2 Χωροχρονικοί μπλοκ κώδικες

Ο κώδικας Alamouti όπως είπαμε επιτυγχάνει πλήρες κέρδος διαφορισμού εκπομπής ίσο με $M_T = 2$ (δύο κεραιές εκπομπής), ενώ χρησιμοποιώντας στο δέκτη έναν πολύ απλό αλγόριθμο αποκωδικοποίησης μέγιστης πιθανοφάνειας προσφέρει επιπρόσθετα πλήρες κέρδος διαφορισμού λήψης της τάξης του M_R . Επομένως μπορεί να εγγυηθεί ένα συνολικό κέρδος διαφορισμού ίσο με $2M_R$ χωρίς γνώση του καναλιού στον πομπό. Αυτό συμβαίνει γιατί οι ακολουθίες που παράγονται από τις δύο κεραιές εκπομπής είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Βάσει αυτού, το σχήμα Alamouti γενικεύτηκε για αυθαίρετο πλήθος κεραιών εκπομπής χρησιμοποιώντας ορθογώνια σχεδίαση. Τα γενικευμένα σχήματα που προέκυψαν αναφέρονται ως χωροχρονικοί μπλοκ κώδικες (STBCs) [11] και μπορούν να επιτύχουν πλήρες κέρδος διαφορισμού της τάξεως του $M_T M_R$, χρησιμοποιώντας έναν αλγόριθμο αποκωδικοποίησης μέγιστης πιθανοφάνειας βασισμένο μόνο σε γραμμική επεξεργασία των ληφθέντων σημάτων [12].

Έστω M_T το πλήθος των κεραιών εκπομπής και p ο αριθμός των χρονικών περιόδων εκπομπής για κάθε μπλοκ κωδικοποιημένων συμβόλων. Σε κάθε κύκλο κωδικοποίησης ένας συρμός $k m$ bits πληροφορίας υφίσταται διαμόρφωση (ο σηματικός αστερισμός του σχήματος διαμόρφωσης αποτελείται από 2^m σημεία) με αποτέλεσμα κάθε ομάδα m bits να αντιστοιχίζεται σε κάποιο εκ των k διαμορφωμένων συμβόλων s_1, s_2, \dots, s_k . Αυτά τα σύμβολα επεξεργάζονται ακολούθως από έναν χωροχρονικό μπλοκ κωδικοποιητή και με αυτό τον τρόπο δημιουργούνται M_T παράλληλες ακολουθίες σημάτων μήκους p , όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9 Έτσι γεννάται η μήτρα εκπομπής S διαστάσεων $M_T \times p$. Αυτές οι ακολουθίες εκπέμπονται από τις M_T κεραιές εκπομπής ταυτόχρονα σε p χρονικές περιόδους. Είναι προφανές πως ο κωδικοποιητής δέχεται ως είσοδο σε κάθε κύκλο λειτουργίας k το πλήθος σύμβολα και πως χρειάζονται p χρονικές περιόδοι για να γίνει πλήρης εκπομπή της μήτρας συμβόλων S . Ως ρυθμός (rate) του χωροχρονικού μπλοκ κώδικα ορίζεται [10] ο λόγος του πλήθους των συμβόλων που δέχεται ως είσοδο ο κωδικοποιητής προς το πλήθος των κωδικοποιημένων συμβόλων που εκπέμπονται από κάθε κεραία, επομένως ο ρυθμός δίνεται από τη σχέση

$$R = \frac{k}{p} \quad (3.11)$$

Η φασματική ικανότητα (spectral efficiency) του χωροχρονικού μπλοκ κώδικα υπολογίζεται [10] μέσω της σχέσης

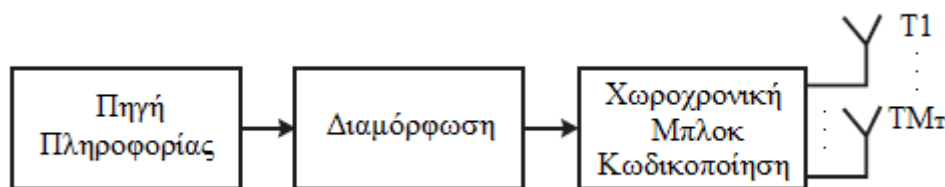
$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s \cdot m \cdot R}{r_s} = \frac{k \cdot m}{p} = R \cdot m \text{ bits/s/Hz} \quad (3.12)$$

όπου B το εύρος ζώνης και r_b, r_s οι ρυθμοί μετάδοσης bits και συμβόλων αντίστοιχα.

Τα στοιχεία της μήτρας S είναι γραμμικοί συνδυασμοί των k διαμορφωμένων σημάτων s_i , $i = 1, \dots, k$ ή και των συζυγών τους, ενώ η μήτρα S κατασκευάζεται σύμφωνα με ορθογώνια σχεδίαση ούτως ώστε να ισχύει [11]

$$S \cdot S^H = c \cdot |s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_k|^2 \cdot I_{M_T} \quad (3.13)$$

όπου c μια σταθερά, M_T το πλήθος των κεραιών εκπομπής, S^H ο ερμιτιανός του S και I_{M_T} ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $M_T \times M_T$. Αυτή η προσέγγιση αποδίδει κέρδος διαφορισμού λήψης M_T . Οι μήτρες που ικανοποιούν τη σχέση 3.13 είναι με τέτοιο τρόπο κατασκευασμένες ούτως ώστε οι γραμμές και οι στήλες να είναι μεταξύ τους ορθογώνιες (δηλαδή το εσωτερικό γινόμενο μεταξύ δύο οποιωνδήποτε γραμμών καθώς και μεταξύ δύο οποιωνδήποτε στηλών να είναι ίσο με μηδέν). Υπενθυμίζεται πως όταν οι γραμμές είναι ορθογώνιες τότε είναι και ανεξάρτητες κι επομένως η κάθε μία γραμμή προσφέρει και από μία ιδιοτιμή, άρα η μήτρα είναι πλήρους βαθμού. Ο ρυθμός R του κάθε κώδικα εξαρτάται όμως από τον τρόπο που είναι κατασκευασμένη η αντίστοιχη μήτρα. Σύμφωνα με τη σχέση 3.11 μπορούμε να έχουμε $R = 1$, δηλαδή πλήρη ρυθμό. Στην περίπτωση αυτή δεν επεκτείνεται το εύρος ζώνης, ενώ αντιθέτως όταν ισχύει $R < 1$, τότε το εύρος ζώνης επεκτείνεται κατά $1/R$. Σύμφωνα με την ανάλυση που θα ακολουθήσει στις επόμενες ενότητες, είναι σχετικά εύκολο να επιτευχθεί μοναδιαίος ρυθμός για πραγματικές μήτρες, κάτι το οποίο δε συμβαίνει για μιγαδικές μήτρες. Όμως σημειώνεται πως εφόσον ισχύει η σχέση 3.13, επιτυγχάνεται πάντα πλήρες κέρδος διαφορισμού λόγω της υπάρχουσας ορθογωνιότητας, ανεξαρτήτως του ρυθμού.



Σχήμα 3.10: Επεξεργασία εκπομπής για STBC[5]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΑΝΑΛΥΣΗ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΟΣ

4.1 MIMO σύστημα με επιλογή κεραιών στο πομπό

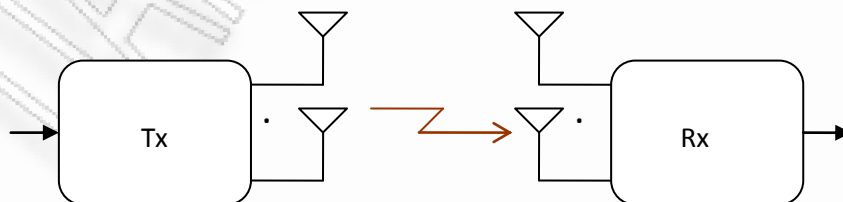
Θωρούμε ένα MIMO σύστημα χωρικά περιπλεγμένο περιορισμένου εύρους, με συνολικό αριθμό πομπών K_t και συνολικό αριθμό δεκτών N_r , όπου το κανάλι που σχηματίζεται μεταξύ τους αναφέρεται ως H . Στην έρευνα μας, η επιλογή κεραιών γίνεται στη πλευρά του πομπού μόνο, και διαπιστώνεται εύκολα ότι η καλύτερη επίδοση στο σύστημα μας επιτυγχάνεται όταν είναι ενεργές όλες οι κεραιές στο δέκτη [13]. Με N_t να είναι το υποσύνολο κεραιών που διαλέγεται από το σύνολο K_t , ονομάζουμε $H(\rho)$ το πίνακα-κανάλι που δημιουργείται μεταξύ των N_t στον πομπό και N_r στον δέκτη. Οι στήλες του πίνακα $H(\rho)$ υποδηλώνουν τις κεραιές που επιλέχθηκαν και συνεπώς τα λαμβανόμενα σήματα δίνονται από τον παρακάτω τύπο:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}(\rho)\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

όπου $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_t})^T$ είναι το εκπεμπόμενο σήμα, $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_{N_r})^T$ είναι το λαμβανόμενο σήμα και $\mathbf{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_r})^T$ θεωρείται ο λευκός Gaussian θόρυβος με διακύμανση σ_n^2 . Για λόγους ευκολίας εισάγουμε το δείκτη ρ στην εξίσωση (4.1) και θεωρούμε ότι $N_r \geq N_t$.

4.2 Υλοποίηση MIMO καναλιού

Τα συστήματα αυτά προϋποθέτουν στοιχειοκεραίες και στην πλευρά του πομπού και στην πλευρά του δέκτη όπως στο σχήμα 4.1.



Σχήμα 4.1: Υλοποίηση MIMO καναλιού [20]

Υποθέτουμε N_T τα στοιχεία του πομπού και N_R τον αριθμό των στοιχείων του δέκτη. Ο πομπός στέλνει N_T σήματα ταυτόχρονα, τα οποία λαμβάνονται από κάθε ένα στοιχείο της κεραίας του δέκτη, άρα ο δέκτης λαμβάνει συνολικά $N_T * N_R$ σήματα προς μετέπειτα επεξεργασία.

Το κανάλι σε αυτήν την περίπτωση δίδεται από τον $N_R \times N_T$ πίνακα \mathbf{H}

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,3}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H} είναι μιγαδικοί που αντιπροσωπεύουν την εξασθένιση και της ολίσθηση φάσης που εισάγει το κανάλι στο σήμα που φτάνει στο δέκτη με καθυστέρηση τ . Το στοιχείο $h_{i,j}$ του πίνακα αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς από το j -οστό στοιχείο του πομπού στο i -οστό στοιχείο του δέκτη, ενώ ταυτόχρονα θεωρείται και ένα υποκανάλι διάδοσης από τα $N_T * N_R$ που υπάρχουν συνολικά. Έτσι το λαμβανόμενο από το δέκτη σήμα θα είναι:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\tau, t) \otimes \mathbf{s}(t) \quad (4.3)$$

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

Στην έρευνα μας θεωρήσαμε δυο διαφορετικούς τύπους καναλιών Rayleigh και Rician αντίστοιχα, έτσι ώστε να ελέγξουμε πιο εκτεταμένα τη συμπεριφορά των αλγόριθμων που προτείνονται στην επόμενη ενότητα, με σκοπό να επιτύχουμε πιο ασφαλή συμπεράσματα [6]. Επίσης θεωρήσαμε ότι τα διάφορα υποκανάλια του εκάστοτε \mathbf{H} είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους.

4.2.1 Rayleigh κανάλι

Το συνηθέστερο μοντέλο περιγραφής για το ραδιοκανάλι στις ασύρματες επικοινωνίες είναι το μοντέλο Rayleigh. Για να θεωρήσουμε πως το κανάλι διάδοσης είναι τύπου Rayleigh πρέπει να υφίστανται συνθήκες πολυδιαδρομικής διάδοσης και πιο συγκεκριμένα, πρέπει το πλήθος των προσπιπτόντων κυμάτων να είναι αρκούντως μεγάλο και να μην υπάρχει ισχυρή συνιστώσα προερχόμενη από διάδοση οπτικής επαφής. Η ύπαρξη αυτών των συνθηκών είναι απαραίτητη ώστε να ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα [16] και να μπορεί να μοντελοποιηθεί η λαμβανόμενη

μιαδική περιβάλλουσα ως τυχαία μιγαδική γκαουσιανή μεταβλητή [7]. Οι συνθήκες αυτές είναι πράγματι κυρίαρχες στα αστικά κέντρα που χαρακτηρίζονται από ιδιαίτερα έντονο περιβάλλον σκέδασης και επομένως εξηγούν την ευρεία χρήση του μοντέλου Rayleigh.

Αν το εκπεμπόμενο σήμα $x(t)$ είναι ζωνοπερατό και επιπρόσθετα στενής ζώνης, τότε εκφράζεται μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$x(t) = \text{Re} \{ \tilde{u}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (4.4)$$

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

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

$$s(t) = \text{Re} \{ \tilde{r}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (4.5)$$

όπου $A_i(t)$, $\tau_i(t)$ και $\phi_i(t)$ είναι το πλάτος, η καθυστέρηση και η φάση της συνιστώσας που μεταδίδεται μέσω της i -οστής διαδρομής, ενώ $\tilde{r}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος.

Εφόσον έγινε δεκτό πως το εκπεμπόμενο σήμα είναι ζωνοπερατό στενής ζώνης, η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της συμμασσικής και της ορθογωνικής συνιστώσας του $s(t)$, οπότε

$$\tilde{r}(t) = s_c(t) + js_s(t) \quad (4.6)$$

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

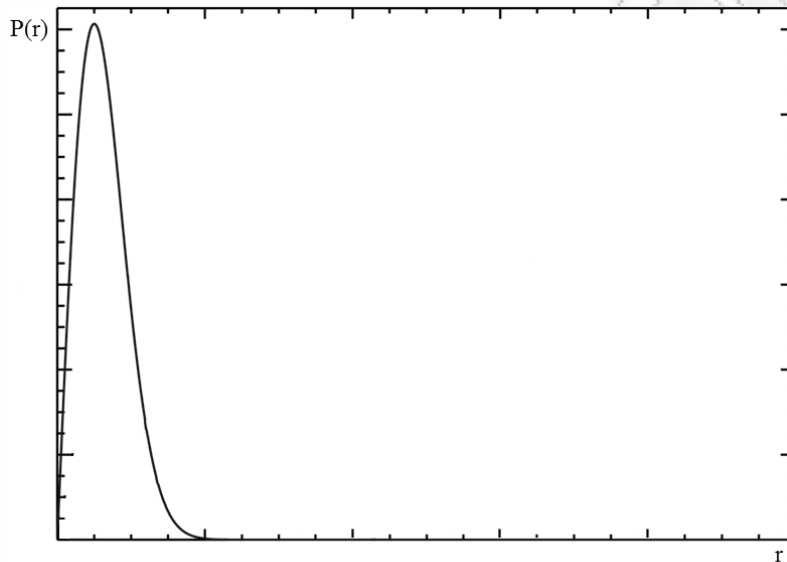
$$r(t) = \sqrt{s_c^2(t) + s_s^2(t)} \quad (4.7)$$

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης, ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος τα οποία θεωρούνται ως τυχαίες μεταβλητές ανεξάρτητες μεταξύ τους. Επομένως, για μεγάλο αριθμό πολλαπλών διαδρομών N (ώστε να ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα), η μιγαδική περιβάλλουσα του ληφθέντος σήματος που προκύπτει από την άθροιση μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss. Όταν δεν υπάρχει διάδοση οπτικής επαφής, οι συνιστώσες $s_c(t)$ και $s_s(t)$ έχουν μηδενική μέση τιμή, ενώ για τις μέσες τετραγωνικές τους τιμές ισχύει

$$E[s_c^2(t)] = E[s_s^2(t)] = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N A_i^2 = \sigma^2 \quad (4.8)$$

Επειδή η $r(t)$ είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δύο συναρτήσεων Gauss, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητάς της είναι Rayleigh και εκφράζεται από τη σχέση που ακολουθεί, ενώ η γραφική της παράσταση απεικονίζεται στο σχήμα 4.2.

$$p_r = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.9)$$



Σχήμα 4.2: Κατανομή Rayleigh [5]

Επομένως, η μέση ισχύς του σήματος του οποίου η περιβάλλουσα ακολουθεί κατανομή Rayleigh είναι

$$P_o = E[r^2] = E[s_c^2] + E[s_s^2] = 2\sigma^2 \quad (4.10)$$

και άρα η σχέση 2.25 λαμβάνει τη μορφή

$$p_r = \frac{2r}{P_o} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{P_o}\right) \quad (4.11)$$

Όπως προαναφέρθηκε, για να είναι αντιπροσωπευτικό το μοντέλο Rayleigh, πρέπει να συντρέχουν ορισμένες προϋποθέσεις σχετικά με την πολυδιαδρομική διάδοση. Σε αντίθετη περίπτωση, η χρήση του συγκεκριμένου μοντέλου δεν είναι ορθή και σε περιπτώσεις όπως αυτές που περιγράφονται ακολούθως [7], δεν παριστάνει ιδιαίτερος ικανοποιητικά τις μεταβολές του σήματος:

- Όταν ο αριθμός N των διαδρομών δεν είναι αρκούντως μεγάλος, ώστε να ισχύει η προσέγγιση του κεντρικού οριακού θεωρήματος.
- Όταν λόγω της διάταξης του ασύρματου περιβάλλοντος δημιουργούνται στάσιμα κύματα από συνδυασμό προσπιπτόντων και ανακλώμενων κυμάτων.

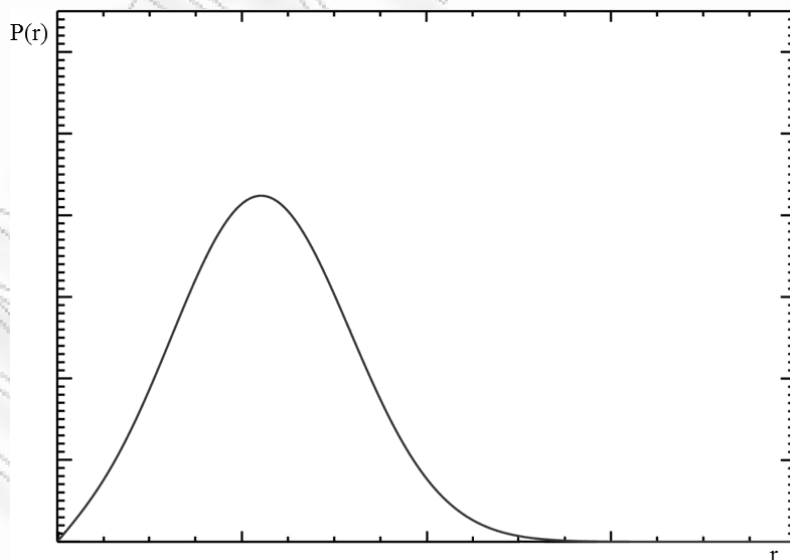
- Όταν υπάρχει μεταδιδόμενη συνιστώσα οπτικής επαφής ή επικρατούσα διαδρομή διάδοσης. Σε αυτή την περίπτωση όπως θα δούμε και σε επόμενη ενότητα, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας γίνεται Rice (της οποίας οριακή περίπτωση είναι η Rayleigh, με την κύρια ή την επικρατέστερη συνιστώσα ίση με μηδέν).

4.2.2 Rician κανάλι

Όταν η διάδοση χαρακτηρίζεται από ύπαρξη οπτικής επαφής ή όταν ο δέκτης λαμβάνει επικρατούσα συνιστώσα που προκύπτει από τη συμβολή ισχυρών ανακλώμενων κυμάτων, τότε το μοντέλο Rayleigh είναι ακατάλληλο προς χρήση. Σε αυτή την περίπτωση η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος δεν έχει μηδενική μέση τιμή και περιγράφεται με τη βοήθεια της κατανομής Rice της οποίας η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας εκφράζεται από την ακόλουθη σχέση [17], ενώ η γραφική της παράσταση απεικονίζεται στο σχήμα 4.3.

$$p_r = \frac{2r}{P_o} \cdot \exp\left(-\frac{r^2 + A_o^2}{P_o}\right) \cdot I_0\left(\frac{2rA_o}{P_o}\right) \cdot u_r \quad (4.12)$$

όπου $I_0(x)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους, P_o η μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος (όπως και στην περίπτωση του μοντέλου Rayleigh) και A_o η, μη μηδενική όταν οι συνθήκες διάδοσης επιβάλλουν τη χρήση του μοντέλου Rice, μέση τιμή του πλάτους της περιβάλλουσας του σήματος.



Σχήμα 4.3: Κατανομή Rice [5]

Ο παράγοντας K της Rice κατανομής εκφράζει το πηλίκο της ισχύος της επικρατούσας συνιστώσας προς την ισχύ των λοιπών ασθενών συνιστωσών και δίνεται μέσω της σχέσης

$$K = \frac{\left[\frac{A_0}{\sqrt{2}} \right]^2}{P_0} \Rightarrow K = \frac{A_0^2}{2P_0} \quad (4.13)$$

Προφανώς, όταν δεν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής ή επικρατούσα συνιστώσα (δηλαδή όταν η μέση τιμή του πλάτους της περιβάλλουσας είναι μηδέν), ο παράγοντας K λαμβάνει μηδενική τιμή κι επομένως το κανάλι είναι Rayleigh. Όταν $A_0 = 0$, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της Rice κατανομής ταυτίζεται με την αντίστοιχη της Rayleigh, ενώ αντίθετα, όταν ο παράγοντας K λαμβάνει πολύ μεγάλη τιμή, τότε εμπίπτουμε στην περίπτωση στην οποία δεν έχουμε διαλείψεις λόγω πολυόδης διάδοσης.

4.3 Δέκτες συστήματος

Σε αυτήν την υποενότητα θα περιγράψουμε μερικούς διαφορετικούς τύπους δεκτών που χρησιμοποιήσαμε στην έρευνα μας ώστε να συγκρίνουμε την απόδοση των αλγορίθμων μας σε διάφορα συστήματα.

4.3.1 Zero Force δέκτης

Ο ZF δέκτης χρησιμοποιείται ευρέως για την ανίχνευση MIMO συστημάτων και μπορεί εύκολα να ερμηνευθεί με τη χρήση της QR αποσύνθεσης. Με $H = QR$, όπου Q είναι ένας μοναδιαίος πίνακας και R είναι ένας άνω τριγωνικός πίνακας, μπορούμε να εφαρμόσουμε το Q^H στο λαμβανόμενο διάνυσμα-σήμα για να παράγουμε τη σχέση που περιγράφεται ακολούθως:

$$\tilde{Y} = Q^H y = Rx + \tilde{n}$$

$$\begin{array}{ccccccc} \tilde{Y}_1 & & r_{1,1} & r_{1,2} & \dots & r_{1,N_t} & x_1 & \tilde{n}_1 \\ \tilde{Y}_2 & & 0 & r_{2,2} & \dots & r_{2,N_t} & x_2 & \tilde{n}_2 \\ \vdots & = & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{Y}_{N_t} & & 0 & 0 & \dots & r_{N_t,N_t} & x_{N_t} & \tilde{n}_{N_t} \end{array} \quad (4.14)$$

από την οποία, τα εκπεμπόμενα σύμβολα $x_{N_t}, x_{N_t-1}, \dots, x_1$ μπορούν να ανιχνευτούν επιτυχώς. Η QR αποσύνθεση μετατρέπει έναν $N_r \times N_t$ MIMO πίνακα-κανάλι H σε N_t υποκανάλια, καθένα από τα οποία έχει μέτρο $|r_{i,i}|$ που περιγράφει το κέρδος κάθε υποκαναλιού.

Ο Zero Force δέκτης διαχωρίζει τέλεια τα σήματα των υποκαναλιών και λειτουργεί καλά όταν έχουμε υψηλό SNR, ενώ όταν έχουμε χαμηλό SNR έχουμε σημαντική ενίσχυση θορύβου.

4.3.2 Minimum Mean-Square Error δέκτης

Ο Zero Force δέκτης πετυχαίνει τέλει διαχωρισμό των σημάτων υποκαναλιών με κόστος την ενίσχυση του θορύβου. Ένας εναλλακτικός γραμμικός λήπτης είναι ο Minimum Mean-Square Error (MMSE) δέκτης, ο οποίος μειώνει το συνολικό λάθος εξ αιτίας του θορύβου και της αμοιβαίας παρεμβολής μεταξύ των σημάτων υποκαναλιών. Σε αυτή την περίπτωση μια εκτίμηση του s δίνεται από:

$$\tilde{Y} = \frac{P}{N_T} H^H \left(\sigma_n^2 I_{N_R} + \frac{P}{N_T} H H^H \right)^{-1} r \quad (4.15)$$

όπου υποθέτουμε ότι $E \{ \mathbf{s} \mathbf{s}^H \} = \frac{P}{N_T} I_{N_T}$ και $E \{ \mathbf{n} \mathbf{n}^H \} = \sigma_n^2 I_{N_R}$ (4.16).

Ο MMSE δέκτης είναι λιγότερο ευαίσθητος στο θόρυβο με κόστος την μειωμένη ποιότητα διαχωρισμού σήματος. Με άλλα λόγια ο MMSE δέκτης δεν διαχωρίζει τέλεια τα σήματα των υποκαναλιών. Όταν έχουμε υψηλό SNR ο δέκτης MMSE τείνει στον δέκτη ZF.

4.3.3 V-BLAST δέκτης

Μια ελκυστική εναλλακτική πρόταση απέναντι στο ZF και MMSE δέκτη, είναι ο V-BLAST δέκτης [18],[15], ο οποίος έχει καλύτερη απόδοση με αντίκτυπο όμως την αυξημένη πολυπλοκότητα. Στο V-BLAST δέκτη αντί να αποκωδικοποιούμε όλα μαζί τα μεταδιδόμενα σήματα πρώτα αποκωδικοποιούμε το ισχυρότερο σήμα μετά αφαιρούμε αυτό από το λαμβανόμενο σήμα και τέλος αποκωδικοποιούμε το ισχυρότερο σήμα από τα υπόλοιπα σήματα που μένουν και ούτω καθ' εξής. Η γενική τακτική ανίχνευσης είναι από το ισχυρότερο στο ασθενέστερο σήμα. Υποθέτοντας ότι το κανάλι H είναι πλήρως γνωστό στον δέκτη τα βασικά βήματα του V-BLAST αλγόριθμου μπορούν να περιγραφούν περιληπτικά ως ακολούθως [14].

Nulling: Μια εκτίμηση του ισχυρότερου σήματος μετάδοσης εξασφαλίζεται με το μηδενισμό των υπόλοιπων ασθενέστερων σημάτων μετάδοσης.

Slicing: Το εκτιμώμενο σήμα ανιχνεύεται για τη λήψη των bits δεδομένων.

Cancellation: Αυτά τα bits δεδομένων ξαναδιαμορφώνονται και το κανάλι χρησιμοποιείται για να εκτιμήσει το διάνυσμα σήματος στον λήπτη. Το προκύπτον διάνυσμα αφαιρείται από το λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος και ο αλγόριθμος επιστρέφει στο βήμα του μηδενισμού μέχρι να αποκωδικοποιηθούν όλα τα σήματα που έχουν μεταδοθεί.

4.4 Επιλογή Ψηφιακής Διαμόρφωσης

Στην έρευνα μας, θα θεωρήσουμε διάφορες ψηφιακές διαμορφώσεις ώστε να εξάγουμε πιο ασφαλή συμπεράσματα. Στην περίπτωση της QAM ψηφιακής διαμόρφωσης για ισχύ γ , η ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση d δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$d = \frac{\sqrt{6\gamma}}{M-1} \quad (4.17)$$

Θεωρώντας ότι υπάρχουν N_t ενεργές κεραιές, για κάθε υποκανάλι με κέρδος $|r_{i,i}|$, το τετράγωνο της ελάχιστης ευκλείδεια απόστασης της δοθείσας ψηφιακής διαμόρφωσης θα δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$d_{i,out}^2 = \frac{6|r_{i,i}|^2\gamma_i}{M_i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (4.18)$$

όπου γ_i και M_i είναι η ισχύς και το μέγεθος της ψηφιακής διαμόρφωσης αντίστοιχα για το κάθε υποκανάλι. Όπως και σε άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα πολλαπλών καναλιών έτσι και εδώ, η απόδοση του χωρικά περιπλεγμένου συστήματος συνήθως περιορίζεται από το ασθενέστερο κανάλι. Δεδομένης της παραπάνω συνθήκης, το πρόβλημα μας μπορεί να διατυπωθεί ως εξής:

$$(N_t, p, b_i, \gamma_i) : \max_{i=1}^{N_t} b_i = b_r, \quad \min_{i \in \{1, \dots, N_t\}} \gamma_i = \gamma_r, \quad d_{i,out}^2 \quad (4.19)$$

όπου $b_i = \log_2 M_i$ είναι ο αριθμός των απεσταλμένων bit κάθε καναλιού, και b_r και γ_r είναι ο ρυθμός μετάδοσης και οι ενεργειακοί περιορισμοί αντίστοιχα, που επιβάλλονται στο σύστημα.

Από την (4.19), θέλουμε να βρούμε ένα βέλτιστο υποσύνολο κεραιών, του οποίου το βέλτιστο bit και ο ενεργειακός καταμερισμός, θα αντιστοιχούν στο συνολικό έργο και τους ενεργειακούς περιορισμούς αντίστοιχα. Ο αριθμός των ενεργών κεραιών N_t μπορεί να θεωρηθεί ως μια επιπρόσθετη παράμετρος βελτιστοποίησης, περιπλέκοντας ακόμη περισσότερο το πρόβλημα μας. Γνωρίζουμε εμπειρικά ότι, η εύρεση της καλύτερης λύσης είναι συνήθως κάτι που μπορεί να βελτιώνεται συνεχώς και τυπικά χρειάζεται να γίνει μια τεράστια έρευνα προκειμένου να συγκεκριμενοποιηθεί κάπως, γεγονός που είναι αδύνατο λόγω των υπολογιστικών

περιπλοκών. Για αυτό το λόγο, διεξάγουμε κάποια αποτελεσματικά βήματα, που αναλύουν το πρόβλημα μας, σε μερικά υποδεέστερα, τα οποία μας βοηθάνε να παράγουμε σχεδόν άριστη απόδοση.

Αρχικά, θεωρούμε ότι το υποσύνολο των ενεργών κεραιών και η σχετική διανομή των bit δίνονται. Έτσι, καθώς η απόδοση του συστήματος περιορίζεται, από το υποκανάλι με τη χειρότερη απόδοση, προκειμένου να μεγιστοποιήσουμε την απόδοση, θέλουμε να διανέμουμε την ενέργεια, έτσι ώστε να επιτύχουμε τις ίδιες ελάχιστες Ευκλείδειες αποστάσεις για όλα τα υποκανάλια. Για παράδειγμα:

$$d_{i,out}^2 = \dots = d_{N_1,out}^2 = d_{(e)}^2, \text{ όπου το } d_{(e)}^2 \text{ δίνεται από τον παρακάτω τύπο (4.20),}$$

$$\begin{aligned} d_e^2 &= \frac{\gamma_T}{\prod_{i=1}^{N_t} r_{j,j}^2 \times \frac{6}{M_j - 1} - 1} \\ &= \frac{6\gamma_T}{\prod_{i=1}^{N_t} r_{j,j}^2 \times M_j - 1} \end{aligned}$$

Συνεπώς, ο στόχος απλοποιείται ως εξής:

$$\prod_{i=1}^{N_t} r_{j,j}^2 \times M_j - 1 = \min_{g_{N_t}, m_{N_t}} g_{N_t}, m_{N_t}, 1 \leq N_t \leq K_t \text{ και}$$

$$b_T = \log_2 M_1 + \log_2 M_1 + \dots + \log_2 M_{N_t} \quad (4.21),$$

όπου, $g_{N_t} = (r_{1,1}^{-2}, \dots, r_{N_t, N_t}^{-2})^T$ είναι το διάνυσμα που δίνει το κέρδος της κεραίας, $m_{N_t} = (M_1 - 1, \dots, M_{N_t} - 1)^T$, ονομάζεται το διάνυσμα που δίνει τη διανομή των bit, και οι αγκύλες \cdot υποδηλώνουν το εσωτερικό παραγόμενο αποτέλεσμα μεταξύ αυτών. Ο στόχος μας είναι να βρούμε στη μια περίπτωση, ένα βέλτιστο ζευγάρι g_{N_t}, m_{N_t} για δοθέντα αριθμό N_t , και στην άλλη περίπτωση να επιλέξουμε το καλύτερο ζευγάρι ανάμεσα $1 \leq N_t \leq K_t$ χωρίς να γνωρίζουμε το N_t .

Στην πρώτη περίπτωση, για δοθέντα N_t , το βέλτιστο ζευγάρι g_{N_t}, m_{N_t} μπορεί να βρεθεί μέσω μιας εκτεταμένης έρευνας, η οποία δεν είναι εφικτή όταν τα N_t και K_t είναι μεγάλα σε αριθμό. Για αυτό το λόγο, απλοποιούμε το πρόβλημα της επιλογής κεραιών καθώς και της διανομής των bit, εξάγοντας, ένα ξεχωριστό και πεπερασμένο αλφάβητο βασισμένο στο φυσικό τρόπο που καταμερίζονται τα bit στο διάνυσμα m_{N_t} . Όταν το συνολικό έργο και οι παράμετροι τροποποίησης του συστήματος μας δίνονται, οι πιθανές επιλογές διανομής των bit, μπορούν να καθοριστούν σε μεγάλο βαθμό από έναν άνω πίνακα. Για να ελαχιστοποιήσουμε την εξίσωση (4.21), μόνο ένας συνδυασμός των στοιχείων στο διάνυσμα κατανομής των bit, χρειάζεται να θεωρηθεί για κάθε δυνατό συνδυασμό. Με τη βοήθεια αυτής της απλοποίησης το πρόβλημα πλέον της βελτιστοποίησης, προσεγγίζεται ως πρόβλημα επιλογής

κεραιών, με σκοπό να επιλέξουμε ένα κατάλληλο ζευγάρι g, N_t, m, N_t . Στην επόμενη ενότητα, προτείνονται μερικοί απλοί επαναλαμβανόμενοι αλγόριθμοι, με σκοπό την αποφυγή της εξονυχιστικής έρευνας που απαιτείται για την επιλογή κατάλληλου υποσυνόλου κεραιών. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την μερική πτώση της απόδοσης του συστήματος, σε βαθμό όμως που να επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό.

Τέλος, πρέπει να σημειώσουμε ότι οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι μπορούν εύκολα να προσαρμοστούν και σε άλλες ψηφιακές διαμορφώσεις, όπως για παράδειγμα η PSK, στην περίπτωση της οποίας η ελάχιστη Ευκλείδεια απόσταση δίνεται από τον εξής τύπο: $d = \sqrt{2 \sin^2((\pi/M))\gamma}$, όπου γ είναι η ισχύς. Αντίστοιχα η (4.21) ελαχιστοποιείται με τους ίδιους περιορισμούς [6],

$$\min_{j=1}^{N_t} \mathbf{r}_{j,j}^{-2} \times \csc^2((\pi/M_j))$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΚΕΡΑΙΩΝ

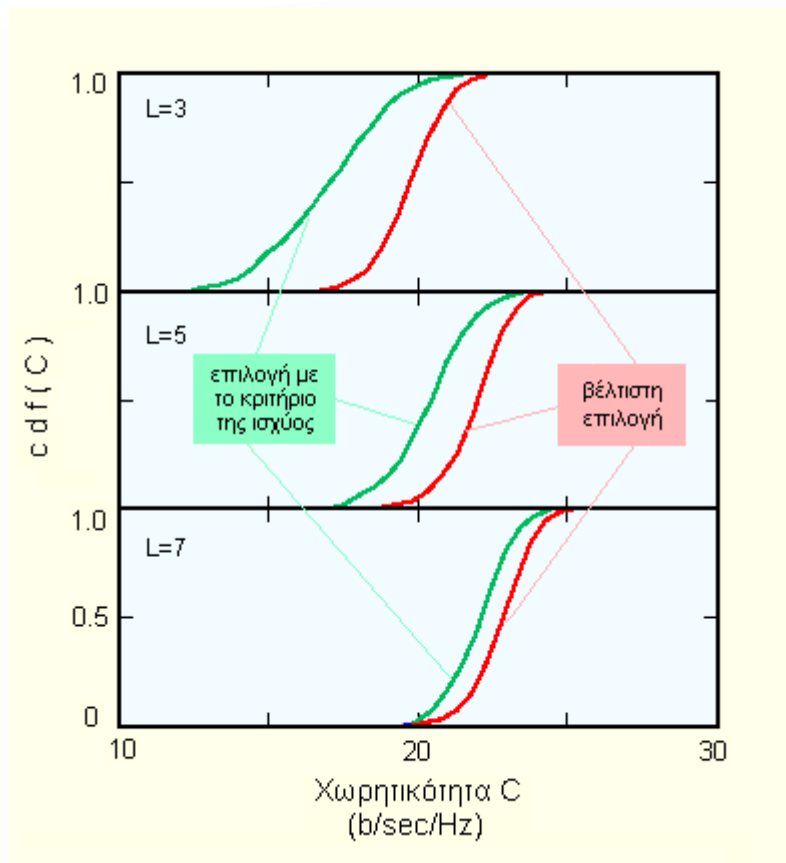
5.1 Εισαγωγή

Ο μόνος τρόπος για μία πραγματικά βέλτιστη επιλογή κεραιών είναι η αναζήτηση όλων των πιθανών συνδυασμών των κεραιών και η επιλογή εκείνου του συνδυασμού που παρέχει τον καλύτερο σηματοθορυβικό λόγο (για τον χωρικό διαφορισμό κεραιών) ή τη μεγαλύτερη χωρητικότητα (για χωρική πολυπλεξία). Όμως αυτός ο μηχανισμός στην πραγματικότητα δεν είναι καθόλου πρακτικός, αφού απαιτεί να γίνουνται $\binom{N_t}{L_t} \binom{N_r}{L_r}$ υπολογισμοί των οριζουσών, σε κάθε πραγματοποίηση καναλιού.

Για το λόγο αυτό, έχουν προταθεί διάφοροι απλοποιημένοι αλγόριθμοι. Ορισμένοι από αυτούς ισχύουν μόνο για συστήματα που εφαρμόζουν επιλογή κεραιών μόνο στο ένα άκρο της σύνδεσης.

Ο απλούστερος αλγόριθμος επιλογής είναι αυτός που βασίζεται στην ισχύ των λαμβανόμενων σημάτων. Στην περίπτωση του χωρικού διαφορισμού, αυτός ο αλγόριθμος είναι αρκετά αποδοτικός, ενώ για συστήματα χωρικής πολυπλεξίας είναι ανεπαρκής. Συγκεκριμένα, μόνο για το 50% όλων των πραγματοποιήσεων καναλιών, ο αλγόριθμος αυτός δίνει τα ίδια αποτελέσματα με το κριτήριο της χωρητικότητας. Η φυσική ερμηνεία αυτού του γεγονότος είναι η εξής: σκοπός του δέκτη στη χωρική πολυπλεξία είναι να ξεχωρίσει τις διαφορετικές ροές δεδομένων και συνεπώς δεν είναι καλό να χρησιμοποιεί τα σήματα δύο κεραιών που εμφανίζουν υψηλή συσχέτιση μεταξύ τους, ακόμη και αν ο σηματοθορυβικός λόγος και των δύο είναι πολύ μεγάλος.

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η συνάρτηση κατανομής της χωρητικότητας ενός συστήματος με $N_t=3$ και $N_r=8$, το οποίο εφαρμόζει επιλογή κεραιών βασισμένη στο κριτήριο της ισχύος. Στο ίδιο γράφημα, γίνεται η απεικόνιση των χωρητικοτήτων του ίδιου συστήματος και για επιλογή κεραιών που βασίζεται στο κριτήριο της χωρητικότητας.



Σχήμα 5.1: Συνάρτηση κατανομής της χωρητικότητας ενός συστήματος με $N_t=3$ και $N_r=8$. Κοινή απεικόνιση για επιλογή κεραιών με το κριτήριο της ισχύος και το κριτήριο της χωρητικότητας [1]

Παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα που προκύπτουν από το κριτήριο της ισχύος εμφανίζουν κάποια απόκλιση από τα αντίστοιχα του κριτηρίου της χωρητικότητας. Καθώς όμως ο αριθμός των επιλεγμένων κεραιών αυξάνεται, η απόκλιση μεταξύ των δύο καμπυλών μικραίνει.

Ένας εναλλακτικός αλγόριθμος έχει προταθεί από τους Choi, Molisch, Win και Winters. Υποθέτουμε ότι υπάρχουν δύο γραμμές της μήτρας διάδοσης H , οι οποίες είναι όμοιες. Αυτό σημαίνει ότι αυτές οι δύο γραμμές μεταφέρουν την ίδια πληροφορία, οπότε μπορούμε να σβήσουμε οποιαδήποτε από τις δύο. Αν επιπλέον έχουν διαφορετικές ισχύεις, τότε σβήνουμε τη γραμμή με τη μικρότερη ισχύ. Όταν δεν υπάρχουν όμοιες γραμμές, αναζητάμε δύο γραμμές που να εμφανίζουν την υψηλότερη συσχέτιση μεταξύ τους και διαγράφουμε αυτή με τη χαμηλότερη ισχύ. Με αυτόν τον τρόπο, μπορούμε να εξάγουμε μία μήτρα διάδοσης, της οποίας οι γραμμές έχουν τη χαμηλότερη δυνατή συσχέτιση και τις υψηλότερες ισχύεις.

5.2 Προτεινόμενοι Αλγόριθμοι Επιλογής Κεραιών

Σε αυτή την υποενότητα προτείνονται δυο επαναλαμβανόμενοι αλγόριθμοι, οι οποίοι έχουν σκοπό να διαλέξουν το επιθυμητό διάνυσμα $g \in \mathbb{N}_t$, με το κατάλληλο κέρδος κεραίας. Στην μια περίπτωση, ο ένας αλγόριθμος λειτουργεί με τη διαδικασία της αύξησης, όπου σε ένα άδειο αρχικά υποσύνολο ενεργών κεραιών, προστίθενται συνεχώς επιθυμητές κεραίες, ενώ στην δεύτερη περίπτωση, ο αλγόριθμος λειτουργεί με τη διαδικασία της μείωσης, δηλαδή αφαιρεί τις ανεπιθύμητες κεραίες από το σύνολο των ενεργών κεραιών. Όταν ο αριθμός των ενεργών κεραιών του πομπού είναι πολύ μικρότερος από το συνολικό αριθμό των κεραιών στον πομπό $N_t \ll K_t$, τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο αυξητικός αλγόριθμος που περιγράφεται στο πρώτο μέρος της πέμπτης ενότητας, ενώ στην αντίθετη περίπτωση όπου το N_t είναι πολύ κοντά στο K_t , χρησιμοποιούμε το δεύτερο αλγόριθμο που περιγράφεται στο δεύτερο μέρος της πέμπτης ενότητας. Στην πραγματικότητα, σε ένα πρόβλημα προσαρμογής καναλιού προκειμένου να βρούμε τη βέλτιστη λύση πρέπει να ψάξουμε όλες τις περιπτώσεις μεταξύ $1 \leq N_t \leq K_t$. Για αυτό το λόγο επιλέγουμε κάθε φορά τον αλγόριθμο που ικανοποιεί καλύτερα τις παραπάνω σχέσεις προκειμένου να μειώνουμε την πολυπλοκότητα του συστήματος και να εξάγουμε πιο γρήγορα τα αποτελέσματα.

5.2.1 Αλγόριθμος αύξουσας επιλογής

Θεωρητικά, θέλουμε το συνολικό κέρδος ($|r_{1,1}|, |r_{2,2}|, \dots, |r_{N_t, N_t}|$) να είναι όσο μεγαλύτερο γίνεται. Υπό αυτές τις συνθήκες ο αλγόριθμος αύξουσας επιλογής, λειτουργεί ως εξής: ξεκινώντας από μια στήλη του πίνακα $H \in \mathbb{N}_t \times K_t$ καταλήγει σε ένα μέγιστο $|r_{1,1}|$, το οποίο αντιστοιχεί στο μέγιστο πομπ του διανύσματος, επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο να διαλέξει από τις εναπομείνουσες στήλες του πίνακα H , αυτήν της οποίας το κέρδος του επόμενου υποκαναλιού, μεγιστοποιείται. Το κέρδος κάθε υποκαναλιού νέας κεραίας που προστίθενται στο πίνακα μας μπορεί να υπολογιστεί από μια μέθοδο που περιγράφεται στη δεύτερη ενότητα 2.α του παραρτήματος [20].

Η μέθοδος αυτή: θεωρεί ότι η QR αποσύνθεση του πίνακα $H^{(k)}$ με k ανεξάρτητες στήλες δίνεται από τον τύπο $H^{(k)} = Q(k) R(k)$. Συνεπώς, ο επαυξημένος πίνακας $H^{(k+1)} = [H^{(k)} h]$ με αποσύνθεση $H^{(k+1)} = Q(k+1) R(k+1)$, θα υπολογίζει τα $(k+1)$ στοιχεία του πίνακα R από τον παρακάτω τύπο $\overline{h^H h - h^H Q(k) Q(k)^H h}$, δεδομένου ότι τα πρώτα k διαγώνια στοιχεία του πίνακα $R(k+1)$ είναι τα ίδια με εκείνα του πίνακα $R(k)$. Ομοίως, τα πρώτα k διανύσματα του $Q(k+1)$ παραμένουν τα ίδια με του πίνακα $Q(k)$, ενώ τα $k+1$ θα δίνονται από τον παρακάτω τύπο:

$$Q(:, k+1) = h - \sum_{l=1}^k Q(:, l) \frac{h^H h - h^H Q(:, l) Q(:, l)^H h}{\|h - \sum_{l=1}^k Q(:, l) Q(:, l)^H h\|}$$

Σύμφωνα, με την απόδειξη 2.α του παραρτήματος [20], θεωρούμε ότι στο k βήμα, ο $H(k)$ αποθηκεύει τις k επιλεγμένες στήλες του H και η QR αποσύνθεση του $H(k)$ είναι $Q(k)R(k)$, ενώ στο $k+1$ βήμα, διαλέγουμε τη στήλη-διάνυσμα h από τη διαίρεση των $H/H^{(k)}$ (που αντιπροσωπεύει τις εναπομένουσες στήλες του H), με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να μεγιστοποιείται ο παρακάτω τύπος:
 $r_{k+1,k+1} = \overline{h^H h - h^H Q_k Q(k)^H h}$. Επιπλέον μπορεί να αποδειχθεί, ότι τα παραγόμενα κέρδη κεραιών ταξινομούνται παράλληλα επιτυχώς.

Η απόδειξη 2.β παραρτήματος [20] δείχνει ότι τα στοιχεία του επιλεγμένου διανύσματος $g_{N_t} = (|r_{1,1}|^{-2}, |r_{2,2}|^{-2}, \dots, |r_{N_t, N_t}|^{-2})^T$ βρίσκονται ήδη ταξινομημένα με αύξουσα σειρά. Για αυτό το λόγο, χρειάζεται μόνο να ταξινομήσουμε τα στοιχεία των υπόλοιπων υποψήφιων διανυσμάτων $m(N_t)$ σε φθίνουσα σειρά στον άνω πίνακα σύμφωνα με την απόδειξη 1 του παραρτήματος, έτσι ώστε να εξοικονομήσουμε χώρο και να αυξήσουμε την ταχύτητα της εξίσωσης (7) στον αλγόριθμο. Επίσης, θεωρούμε ότι το διάνυσμα $m(N_t)$ είναι το βέλτιστο διάνυσμα διανομής των bit, το οποίο ελαχιστοποιεί το g_{N_t}, m_{N_t} για δεδομένο $g(N_t)$.

Ο αλγόριθμος αύξουσας επιλογής με προσαρμογή καναλιού για ασυσχέτιστα MIMO συστήματα συνοψίζεται παρακάτω:

```

Έστω  $I = \{1, 2, 3, \dots, k\}$  και  $p = \Phi$  (άδειο σύνολο),  $g = \Phi$  (άδειο σύνολο),
 $Q = \Phi$  (άδειο σύνολο)
for  $i=1$  to  $K_t$ 
 $A_i = \|H(:, i)\|^2$ ;
end
 $p(I) = \arg \max_{a_i, 1 \leq i \leq K_t} a_i, r_{1,1}^2 = \max_{a_i, 1 \leq i \leq K_t} a_i, g(1) = 1/r_{1,1}^2,$ 
 $Q(:, 1) = H(:, p(1)) / \|H(:, p(1))\|$ ;
 $I = I - p(1)$ ;
For  $k=2$  to  $N_t$ 
Update  $a_i = a_i - \|H(:, i)^H Q(:, k-1)\|^2$ , για όλα  $i \in I$ 
 $p(k) = \arg \max_{a_i; i \in I} a_i$ 
 $r_{k,k}^2 = \max_{a_i; i \in I} a_i$ 
 $g(k) = 1/r_{k,k}^2$ 
 $Q(:, k) = H(:, p(k)) - \sum_{l=1}^{k-1} Q(:, l) H(:, p(k)) Q(:, l)^H$ ;
 $Q(:, k) = Q(:, k) / \|Q(:, k)\|$ ;
 $I = I - p(k)$ ;
End
Θεωρούμε  $m(N_t) = \arg \min_{g_{N_t}, m_{N_t}}$  ;
Return  $p(1:N_t)$  and  $m(N_t)$ 

```


Συμπερασματικά, δυο παρατηρήσεις μπορούν να γίνουν πάνω στον αλγόριθμο που αναλύσαμε προηγουμένως: α) εξαιτίας των αποδείξεων 2.α και 2.β του παραρτήματος[6], το πρόβλημα της επιλογής κεραιών και της προσαρμογής του καναλιού επιταχύνεται, β) εξαιτίας της επαναλαμβανόμενης φύσης του αλγόριθμου να ψάχνει ένα βέλτιστο N_t για ένα γενικό πρόβλημα προσαρμογής καναλιού, αυτό δεν σημαίνει ότι χρειάζονται K_t προσπάθειες για να επιτευχθεί αυτό (ο υπολογισμός του N_{t+1} βρίσκεται ένα βήμα μακρύτερα από το ήδη υπολογισμένο N_t , γεγονός που απλοποιεί τη διαδικασία). Μόνο στην χειρότερη περίπτωση όπου όλες οι κεραιές πρέπει να αξιοποιηθούν, χρειάζονται K_t προσπάθειες. Για αυτό, σε αυτή την περίπτωση, παρέχουμε στη συνέχεια έναν αλγόριθμο φθίνουσας επιλογής, ο οποίος μας βοηθάει να βρούμε βέλτιστη λύση, όταν το N_t πλησιάζει κοντά στο K_t .

5.2.2 Αλγόριθμος φθίνουσας επιλογής

Ο αλγόριθμος που προτείνουμε σε αυτή την ενότητα σχετίζεται σε αρκετά μεγάλο βαθμό με τον VBLAST αλγόριθμο ταξινόμησης, ο οποίος επιλέγει επιτυχώς την κεραιά (ανάμεσα από αυτές που δεν έχουν ήδη επιλεγεί), η οποία μεγιστοποιεί το SNR με την προϋπόθεση ότι έχουμε άριστη γνώση του καναλιού και του δέκτη. Αντίστοιχα, αφαιρεί τις κεραιές (από το σύνολο των μη επιλεγμένων) που ελαχιστοποιούν το SNR. Κατά τη διάρκεια της απαλοιφής αυτής, γίνεται συνεχή αναστροφή του πίνακα, η οποία μπορεί να περιπλέξει ακόμα περισσότερο τον υπολογισμό, καθιστώντας τη διαδικασία χρονοβόρα και ασταθής. Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούμε τον αλγόριθμο τετραγωνικής ρίζας, ο οποίος μας βοηθά να αποφύγουμε ακριβώς αυτή την επαναλαμβανόμενη αναστροφή του πίνακα. Ο αλγόριθμος φθίνουσας επιλογής με προσαρμογή καναλιού για ασυσχέτιστα MIMO κανάλια παρουσιάζεται αναλυτικά παρακάτω:

Έστω $\mathbf{H}^{(k)} = \mathbf{H}$;

Χρησιμοποιούμε την [19] για την εύρεση της τετραγωνικής ρίζας του παρακάτω γινομένου $(\mathbf{H}^{K_t} \mathbf{H}^{K_t})^{-1}$, θεωρώντας ότι $\mathbf{P}^{(K_t)} = (\mathbf{H}^{K_t} \mathbf{H}^{K_t})^{-1/2}$;

Θεωρούμε $\hat{\mathbf{i}} = \arg \min_{1 \leq l \leq K_t} \|\mathbf{P}^{(K_t)}(\mathbf{l}, :)\|$ ($\|\mathbf{P}(\mathbf{l}, :)\|$), που σημαίνει ότι το μήκος της \mathbf{l} γραμμής απορρίπτει την \mathbf{l} στήλη του πίνακα $\mathbf{H}^{(K_t)}$, και έτσι προκύπτει ο αποπληθωρισμένος πίνακας $\mathbf{H}^{(K_t-1)}$;

Για $K=1$ έως $K_t - (N_t + 1)$

Χρησιμοποιούμε την [19] για την εύρεση της τετραγωνικής ρίζας του παρακάτω γινομένου, $\mathbf{P}^{(K_t-K)} = (\mathbf{H}^{K_t-K} \mathbf{H}^{K_t-K})^{-1/2}$;

Εξαλείφουμε την \mathbf{l} στήλη του πίνακα $\mathbf{H}^{(K_t-k)}$, όπου $\hat{\mathbf{i}} = \arg \min_{1 \leq l \leq K} \|\mathbf{P}^{(k)}(\mathbf{l}, :)\|$, θεωρώντας τον αποπληθωρισμένο πίνακα $\mathbf{H}^{(K_t-k-1)}$;

End

Υπολογίζουμε το κέρδος κεραιάς από το διάνυσμα $\mathbf{g}(N_t)$ για $\mathbf{H}^{(N_t)}$;

Θεωρώντας $\mathbf{m}(N_t) = \arg \min_{\mathbf{m}(N_t)} \mathbf{g}(N_t)$, $\mathbf{m}(N_t)$;

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

Σε αυτήν την ενότητα θα μελετήσουμε την συμπεριφορά των αλγορίθμων επιλογής βέλτιστων κεραιών που προτάθηκαν προηγουμένως σε διάφορα MIMO συστήματα με διαφορετικούς δέκτες και ασύρματα κανάλια διάδοσης, με σκοπό να πιστοποιήσουμε την αποδοτικότητα τους και να καταστήσουμε σαφές το πόσο εύκολο είναι να εφαρμοστούν στην πράξη.

Για την εξαγωγή ασφαλή συμπερασμάτων με τη βοήθεια γραφικών παραστάσεων, αναπτύξαμε ένα πρόγραμμα λογισμικού σε περιβάλλον MatLab, το οποίο ονομάσαμε MIMO Antenna Selection Tool και το οποίο παρουσιάζεται στην επόμενη υποενότητα.

Για την υλοποίηση του εν λόγω προγράμματος αναπτύχθηκαν τα εξής αρχεία:

MIMO.m: Αποτελεί την διεπαφή του χρήστη με το πρόγραμμα και είναι υπεύθυνο για την εισαγωγή των δεδομένων.

MIMO.f: Αποτελεί την κύρια συνάρτηση του προγράμματος που καλείται από την διεπαφή ώστε να εξάγει την γραφική παράσταση των αποτελεσμάτων μας.

RicianChannel.m: Είναι συνάρτηση που καλείται από την MIMO.f για να δημιουργήσει κανάλι με rician fading μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη.

RandomSelection.m: Είναι συνάρτηση που επιλέγει τυχαία τις κεραιές στον πομπό

incremental1.m: Είναι συνάρτηση που επιλέγει τις κεραιές στον πομπό με τη βοήθεια του αλγορίθμου αύξουσας επιλογής.

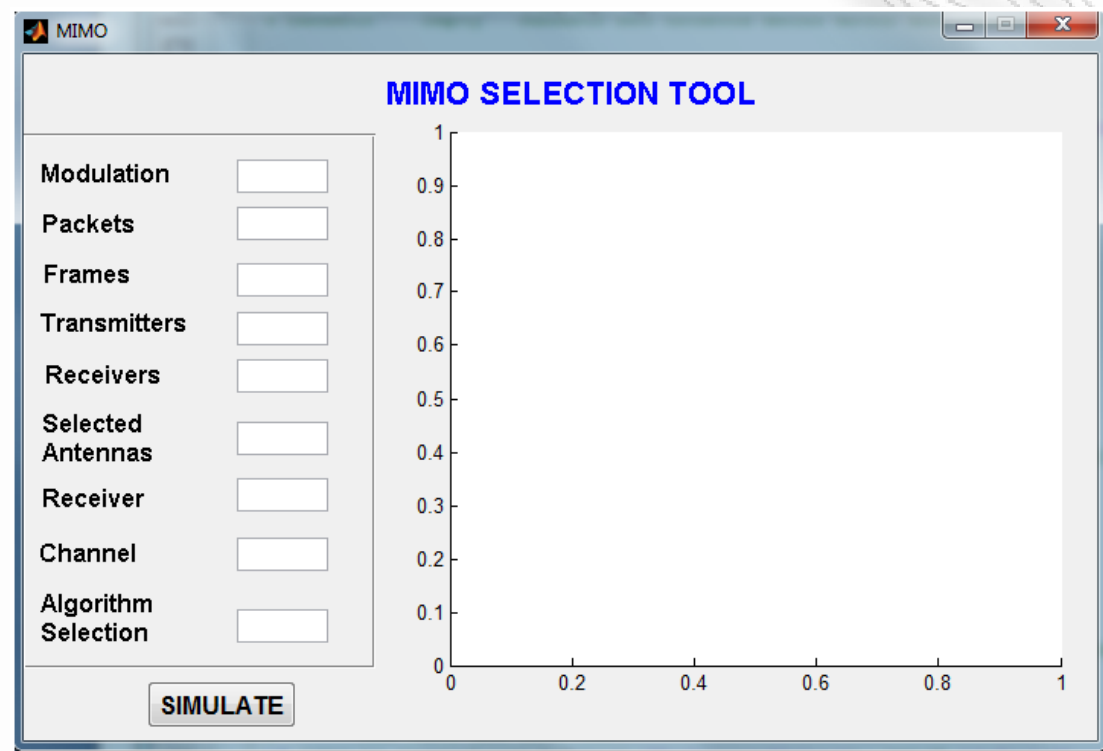
decremental1.m: Είναι συνάρτηση που επιλέγει τις κεραιές στον πομπό με τη βοήθεια του αλγορίθμου φθίνουσας επιλογής

VBlastReceiverZF.m: Είναι συνάρτηση που υλοποιεί τον VBlast αλγόριθμο στον δέκτη με zero force δέκτες.

VBlastReceiverMMSE.m: Είναι συνάρτηση που υλοποιεί τον VBlast αλγόριθμο στον δέκτη με MMSE δέκτες.

6.1 MIMO Antenna Selection Tool

Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η εικόνα του προγράμματος έπειτα από την εκτέλεση. Όπως παρατηρούμε αριστερά εισάγουμε τιμές στα πεδία των μεταβλητών του προγράμματος και δεξιά εμφανίζεται η γραφική μας παράσταση.



Αναλυτικά

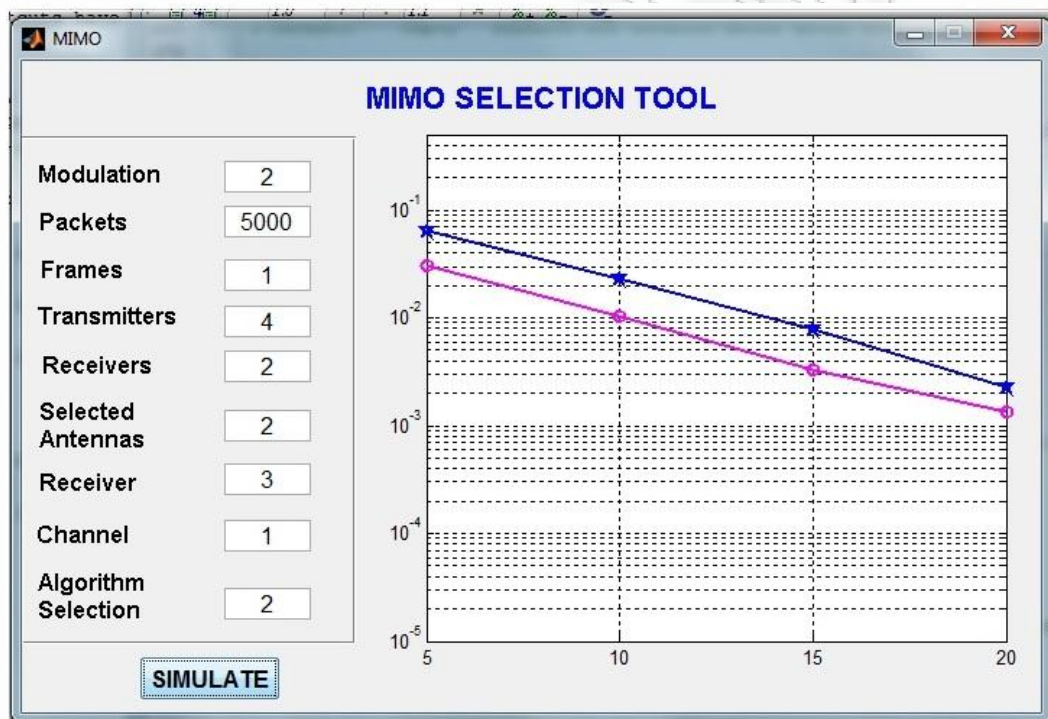
1. Το πεδίο **Modulation** αναφέρεται στο είδος της ψηφιακής διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιήσουμε και δέχεται τις τιμές BPSK→2, QPSK→4, 16-QAM→16, 64-QAM→64, 256-QAM→256.
2. Το πεδίο **Packets** αναφέρεται στον αριθμό των πακέτων που θέλουμε να στείλουμε στο δέκτη μας.
3. Το πεδίο **Frames** αναφέρεται στον αριθμό των κομματιών που χωρίζεται κάθε πακέτο.
4. Το πεδίο **Transmitters** αναφέρεται στον αριθμό των κεραιών στο πομπό.
5. Το πεδίο **Receivers** αναφέρεται στον αριθμό των κεραιών στο δέκτη.
6. Το πεδίο **Selected Antennas** αναφέρεται στον αριθμό των κεραιών που επιλέγονται στο πομπό για να στείλουν τα δεδομένα μας στο δέκτη.

7. Το πεδίο **Receiver** αναφέρεται στο είδος του δέκτη και δέχεται τις τιμές Zero Force Receiver→1, MMSE→3, VBlas-ZF→3, VBlas-MMSE→4.

8. Το πεδίο **Channel** αναφέρεται στο είδος του καναλιού που δημιουργείται μεταξύ πομπού και δέκτη και δέχεται τις τιμές Rayleigh→1 και Rician→2.

9. Το πεδίο **Algorithm Selection** αναφέρεται στον τρόπο επιλογής των κεραιών στον πομπό και δέχεται τις τιμές: NoSelection→1 για καμία επιλογή κεραιών, RandomSelection→2 για τυχαία επιλογή κεραιών, IncrementalSelection→3 για επιλογή κεραιών με τη βοήθεια του αλγορίθμου αύξουσας επιλογής, DecrementalSelection→4 για επιλογή κεραιών με τη βοήθεια του αλγορίθμου φθίνουσας επιλογής.

Παρακάτω ακολουθεί ένα παράδειγμα του προγράμματος με διάφορες καμπύλες



Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειώσουμε ότι κάθε φορά που εκτελούμε το πρόγραμμα με νέα δεδομένα η προηγούμενη καμπύλη δεν σβήνεται προκειμένου να μπορούμε να συγκρίνουμε τα αποτελέσματά μας και να εξάγουμε συμπεράσματα για διάφορες καμπύλες.

Παρακάτω ακολουθεί μια γενική περιγραφή του χρώματος κάθε καμπύλης:

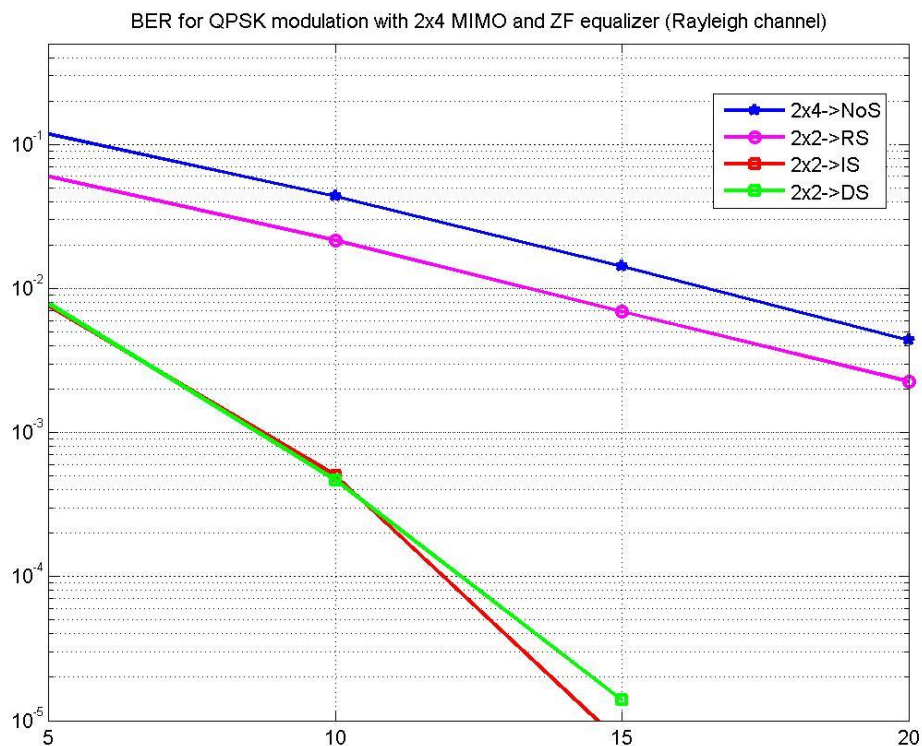
1. Με **μπλε** απεικονίζεται η καμπύλη προσομοίωσης για καμία επιλογή κεραιών.

2. Με **μοβ** απεικονίζεται η καμπύλη προσομοίωσης για τυχαία επιλογή κεραιών
3. Με **κόκκινο** απεικονίζεται η καμπύλη προσομοίωσης για αύξουσα επιλογή κεραιών
4. Με **πράσινο** απεικονίζεται η καμπύλη προσομοίωσης για φθίνουσα επιλογή κεραιών

6.2 MIMO σύστημα σε Rayleigh κανάλι και ασυσχέτιστα υποκανάλια

6.2.1 Επιλογή Κεραιών με ZeroForce δέκτη

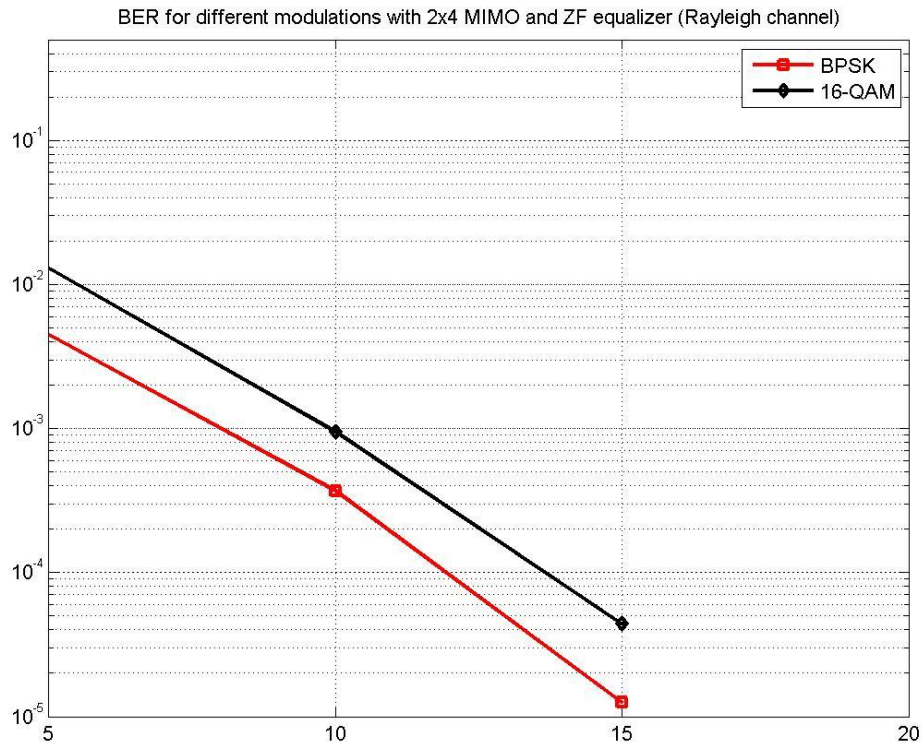
2x4 MIMO με QPSK



Στην παραπάνω γραφική παράσταση έχουμε ένα σύστημα 2x4 με ZF δέκτη και QPSK ψηφιακή διαμόρφωση σε περιβάλλον διάδοσης Rayleigh. Όπως παρατηρούμε στο σχήμα, η μπλε καμπύλη εμφανίζει το BER για καθόλου επιλογή κεραιών, η μοβ για τυχαία επιλογή κεραιών, η κόκκινη για επιλογή κεραιών με βάση τον αυξητικό αλγόριθμο και η πράσινη για επιλογή κεραιών με βάση τον φθίνων αλγόριθμο. Εύκολα μπορεί να διακρίνει κανείς ότι η μείωση του BER είναι αρκετά σημαντική με τη χρήση του αλγορίθμου αύξουσας επιλογής. Ομοίως συμβαίνει και για τον αλγόριθμο φθίνουσας επιλογής.

6.2.2 Επιλογή Κεραιών με ZeroForce δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection

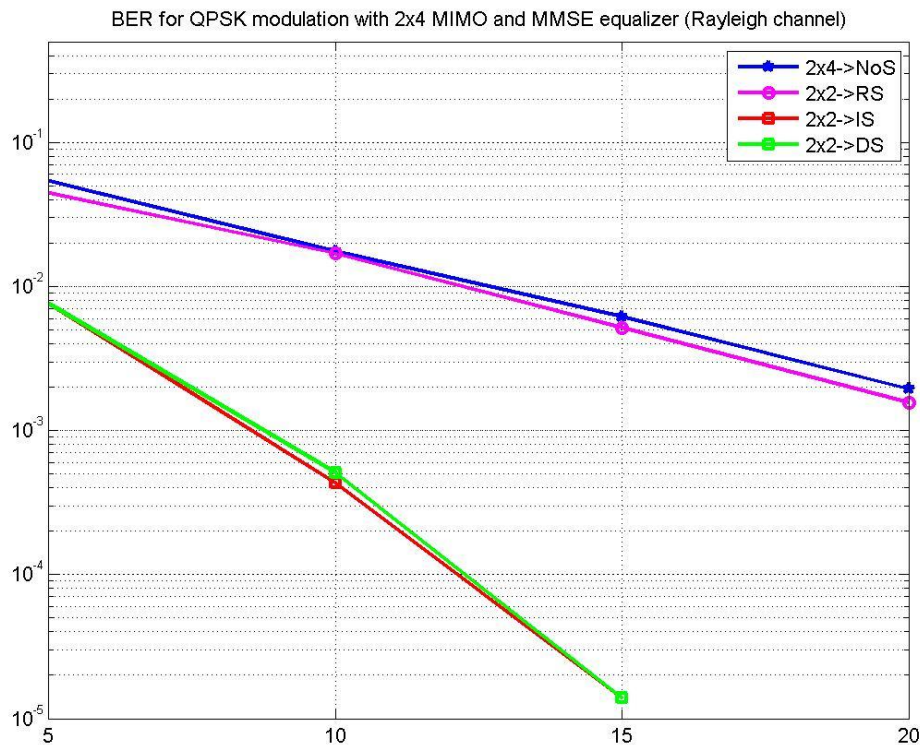


Όπως παρατηρήσαμε στην προηγούμενη γραφική παράσταση οι δυο προτεινόμενοι αλγόριθμοι είχαν ίδια συμπεριφορά. Για αυτό το λόγο επιλέξαμε ένα από τους δυο αλγόριθμους έτσι ώστε να ελέγξουμε την απόδοση του για διάφορες ψηφιακές διαμορφώσεις. Στην προκειμένη περίπτωση επιλέξαμε τον αλγόριθμο αύξουσας επιλογής κεραιών.

Έτσι διατηρήσαμε το ίδιο σύστημα με το προηγούμενο παράδειγμα και εκτελέσαμε το πρόγραμμα μας στην περίπτωση της κόκκινης καμπύλης για ψηφιακή διαμόρφωση BPSK και στην περίπτωση της μαύρης καμπύλης για ψηφιακή διαμόρφωση 16-QAM. Όπως παρατηρούμε με μικρότερη ψηφιακή διαμόρφωση επιτυγχάνουμε καλύτερο BER, γεγονός που είναι γνωστό και από τις θεωρητικές καμπύλες των ψηφιακών διαμορφώσεων.

6.2.3 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη

2x4 MIMO με QPSK

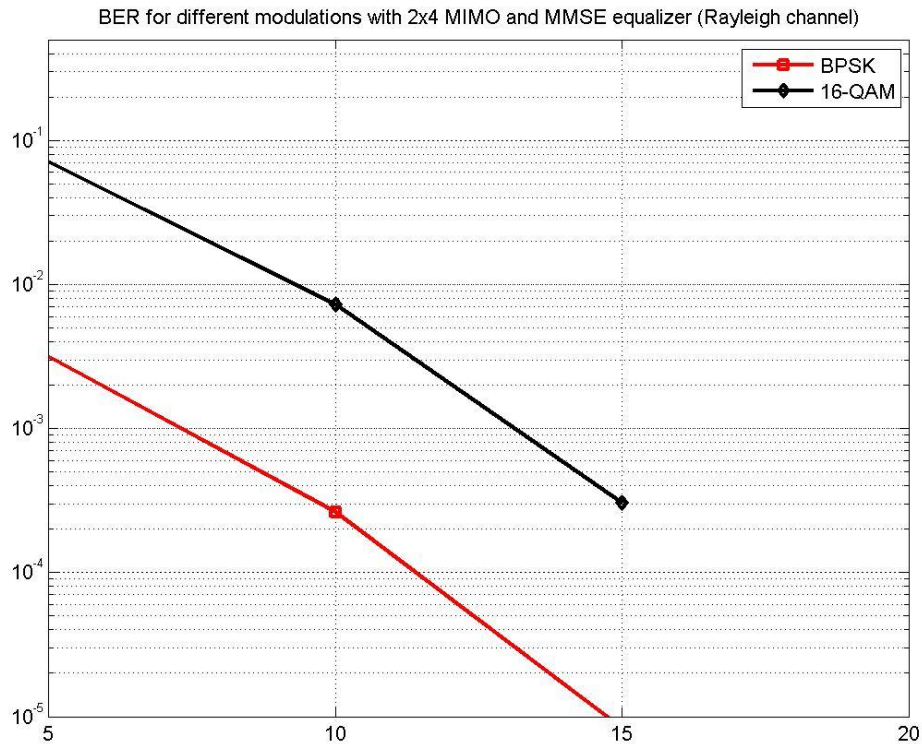


Στο συγκεκριμένο παράδειγμα διατηρήσαμε τις ίδιες συνθήκες με το παράδειγμα 6.2.1 αλλάζοντας τον δέκτη μας από ZF σε MMSE. Τα αποτελέσματα αποτυπώνουν στην γραφική μας παράσταση τα ίδια συμπεράσματα όπως και προηγουμένως

6.2.4 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection

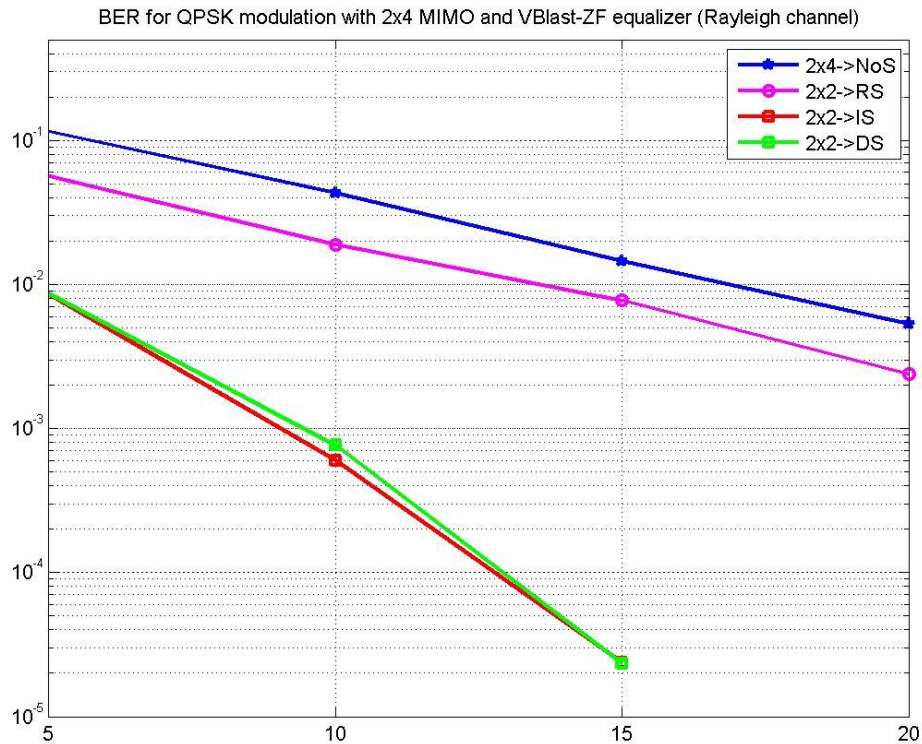
Όπως και πριν έτσι και τώρα διατηρούμε το ίδιο σύστημα ελέγχοντας για ακόμη μια φορά τον αλγόριθμο αύξουσας επιλογής για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις και δέκτη MMSE αυτή τη φορά. Όπως παρατηρούμε στην περίπτωση του MMSE δέκτη η επιλογή κατάλληλης ψηφιακής διαμόρφωσης αποτελεί ζήτημα εξέχουσας σημασίας καθώς όσο πιο μικρή είναι η ψηφιακή διαμόρφωση τόσο μεγαλύτερη είναι η μείωση στο BER.



6.2.5 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-ZF δέκτη

2x4 MIMO με QPSK

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα υλοποιήσαμε τον αλγόριθμο VBLAST στην πλευρά του δέκτη χρησιμοποιώντας γραμμικούς δέκτες ZF. Έτσι διατηρώντας τις ίδιες συνθήκες στο σύστημα μας ελέγχουμε την απόδοση των αλγορίθμων μας σε έναν ακόμα διαφορετικό δέκτη. Τα αποτελέσματα δείχνουν και σε αυτήν την περίπτωση όπως και στις προηγούμενες δυο, την αξιοσημείωτη μείωση του BER τόσο για τον αλγόριθμο φθίνουσας επιλογής όσο και για τον αλγόριθμο αύξουσας επιλογής.

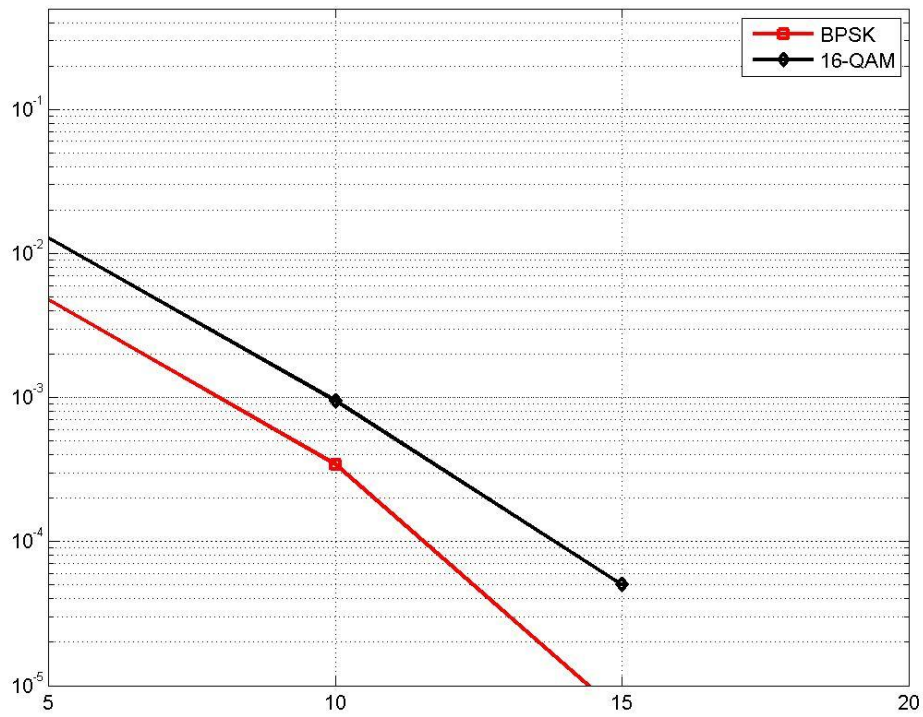


6.2.6 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-ZF δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection

Όπως και στα προηγούμενα παραδείγματα ελέγξαμε τους αλγορίθμους με διάφορους τύπους δεκτών και διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις, έτσι και σε αυτήν την περίπτωση ακολουθούμε την ίδια μέθοδο. Τα αποτελέσματα σε ακόμα μια περίπτωση πιστοποιούν την αποδοτικότητα των αλγορίθμων καθιστώντας πλέον σαφές ότι εγγυώνται ταυτόχρονα τόσο τη μείωση της πολυπλοκότητας του συστήματος όσο και τη μείωση του προσδοκώμενου BER.

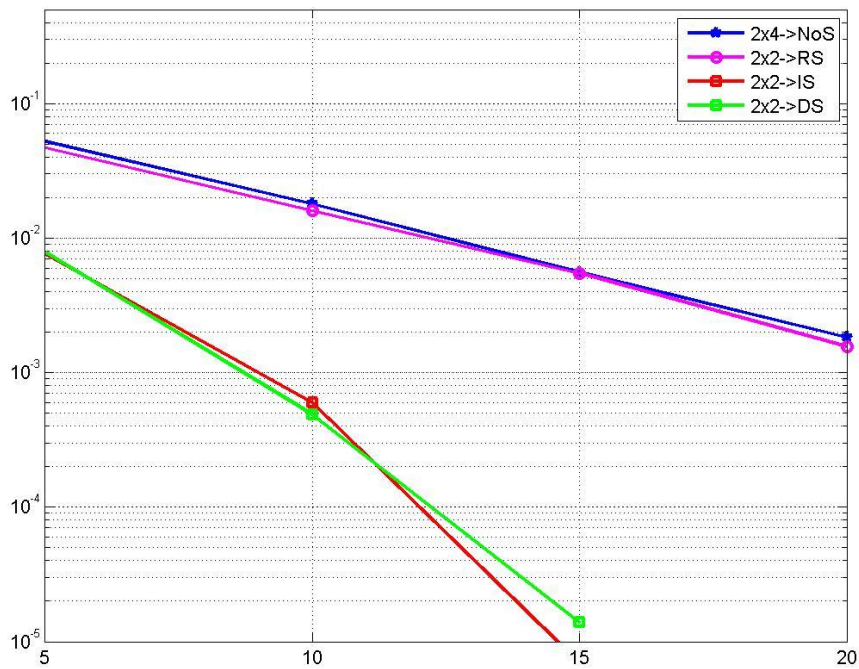
BER for different modulations with 2x4 MIMO and VBLAST-ZF equalizer (Rayleigh channel)



6.2.7 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη

2x4 MIMO με QPSK

BER for QPSK modulation with 2x4 MIMO and VBLAST-MMSE equalizer (Rayleigh channel)

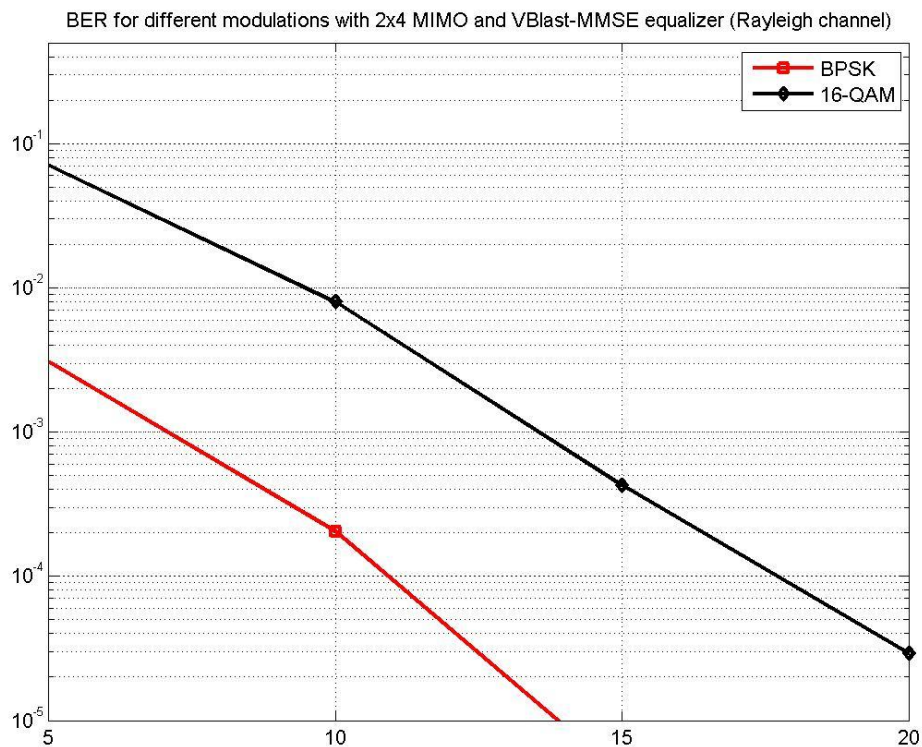


Ομοίως όπως και στα προηγούμενα τρία παραδείγματα διατηρούμε τις ίδιες συνθήκες στο σύστημα μας αλλάζοντας τον δέκτη, αυτή τη φορά σε VBLAST-MMSE. Οι καμπύλες του παραπάνω σχήματος αποδεικνύουν όπως και πριν την χρησιμότητα των προτεινόμενων αλγορίθμων.

6.2.8 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection

Σε δεύτερη φάση, ακολουθεί ο VBLAST-MMSE με διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις.



Έτσι και εδώ, όπως και στην περίπτωση του απλού MMSE, διαπιστώνεται η αναγκαιότητα κατάλληλης ψηφιακής διαμόρφωσης έτσι ώστε να πετύχουμε βέλτιστη απόδοση και ταυτόχρονα βέλτιστο BER.

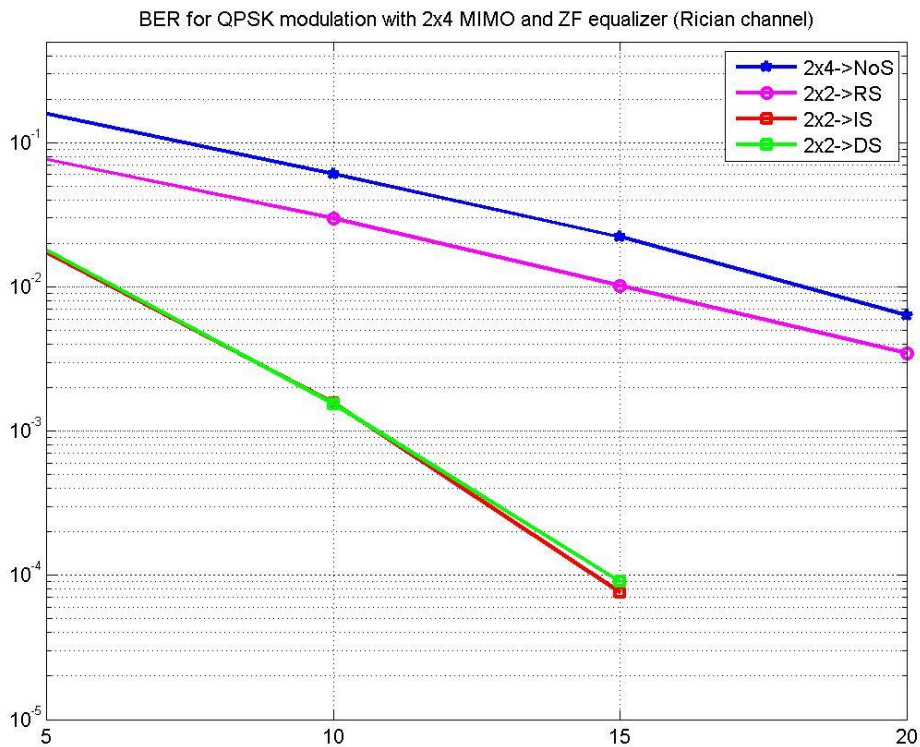
6.3 MIMO σύστημα σε Rician κανάλι και ασυσχέτιστα υποκανάλια

Στη προηγούμενη ενότητα πειραματιστήκαμε πάνω σε διάφορα συστήματα με διαφορετικούς δέκτες και ψηφιακές διαμορφώσεις χρησιμοποιώντας πάντα το ίδιο τύπου καναλιού διάδοσης της πληροφορίας μας. Σε αυτήν την υποενότητα θα εκτελέσουμε το πρόγραμμα μας πάλι για τους ίδιους δέκτες και ψηφιακές διαμορφώσεις αλλάζοντας όμως αυτή τη φορά το κανάλι διάδοσης από Rayleigh σε Rician.

Όπως θα διαπιστώσουμε και στα επόμενα παραδείγματα, παρόλο που αλλάζουμε το μέσο διάδοσης τα αποτελέσματα συνεχίζουν να πιστοποιούν την αποδοτικότητα των αλγορίθμων μας. Μια μικρή αύξηση στο συνολικό BER οφείλεται στον παράγοντα k -factor που υιοθετεί το κανάλι Rician και στο σύστημα μας το θέσαμε k -factor=10.

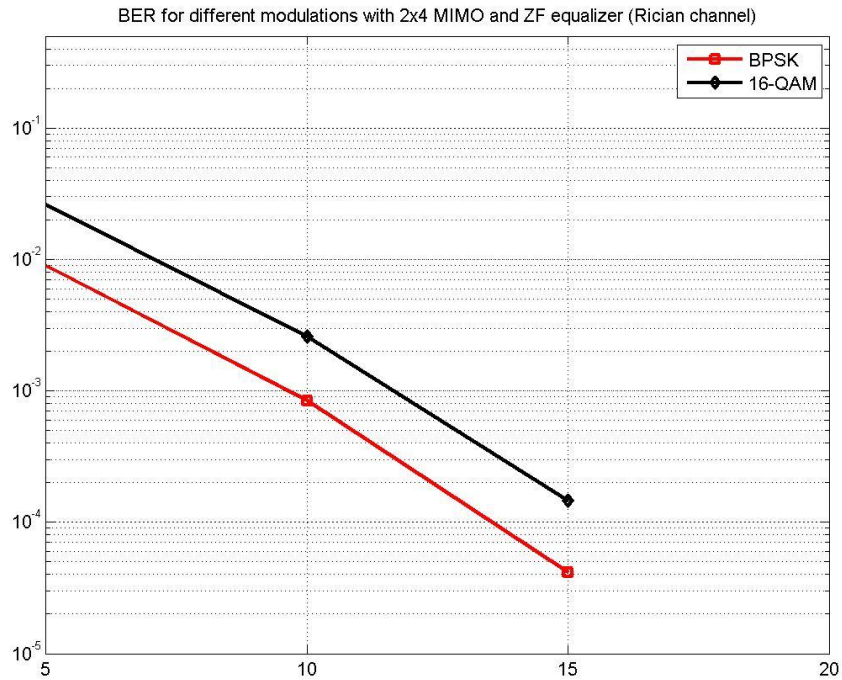
6.3.1 Επιλογή Κεραιών με ZeroForce δέκτη

2x4 MIMO με QPSK



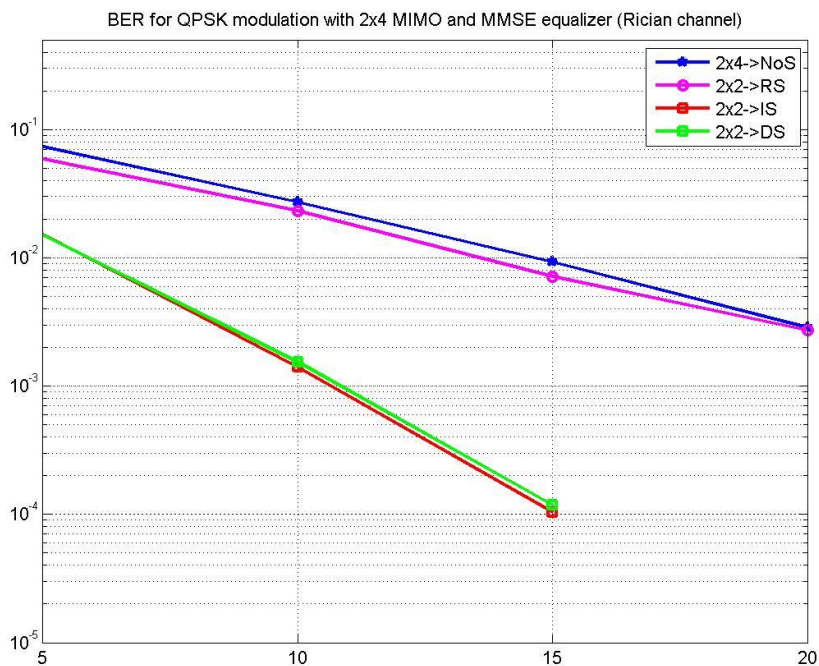
6.3.2 Επιλογή Κεραιών με ZeroForce δέκτη και για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection



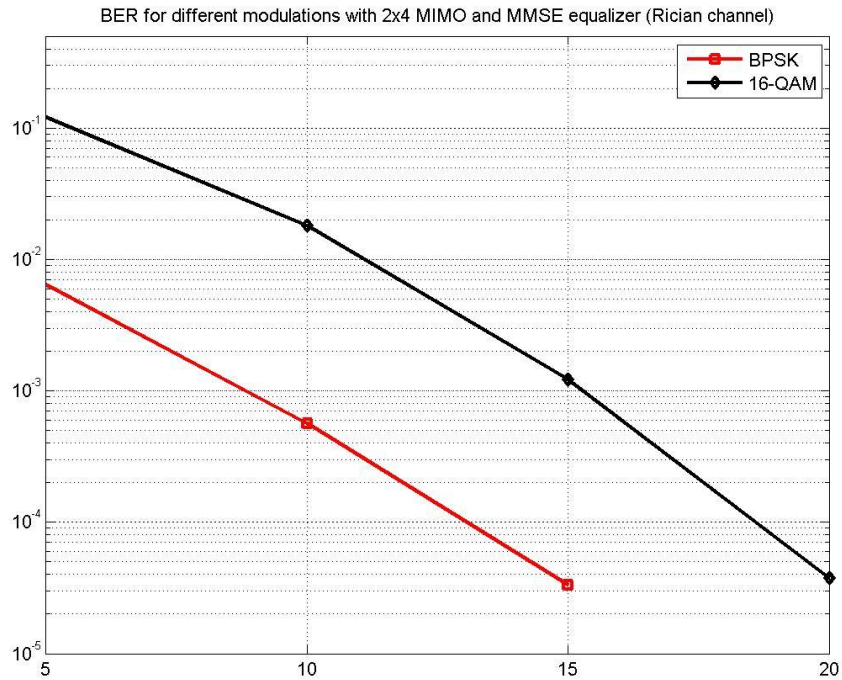
6.3.3 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη

2x4 MIMO με QPSK



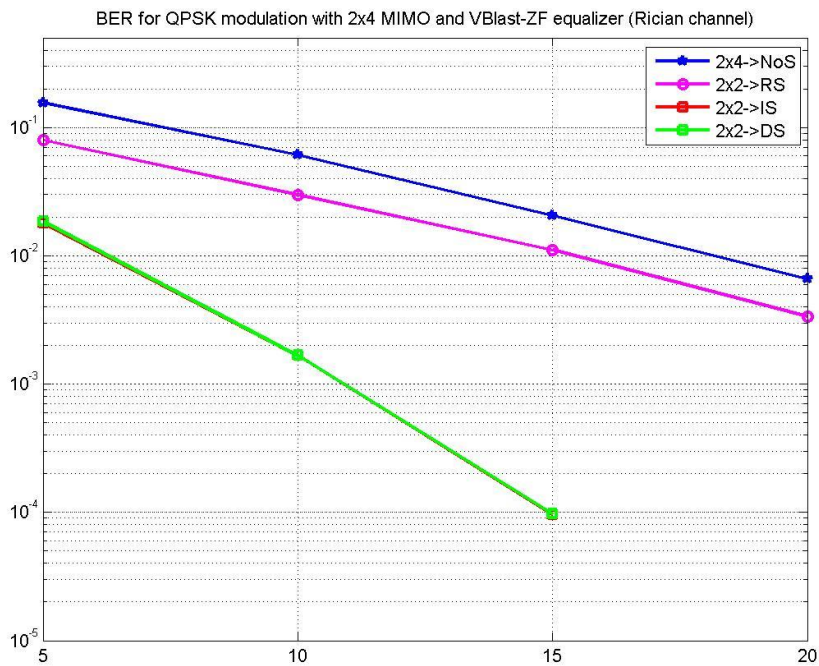
6.3.4 Επιλογή Κεραιών με MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection



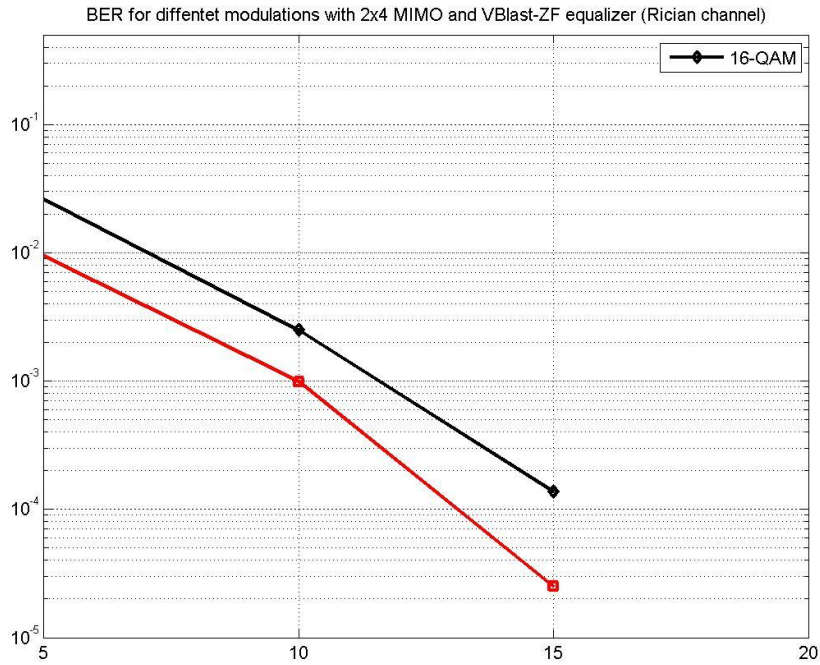
6.3.5 Επιλογή Κεραιών με VBLAST -ZF δέκτη

2x4 MIMO με QPSK



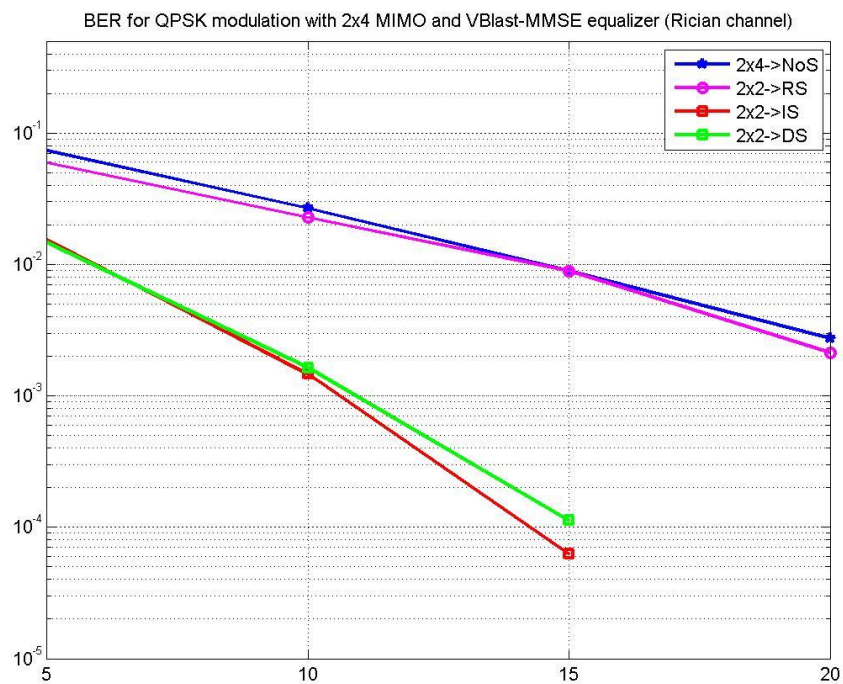
6.3.6 Επιλογή Κεραιών με VBLAST -ZF δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection



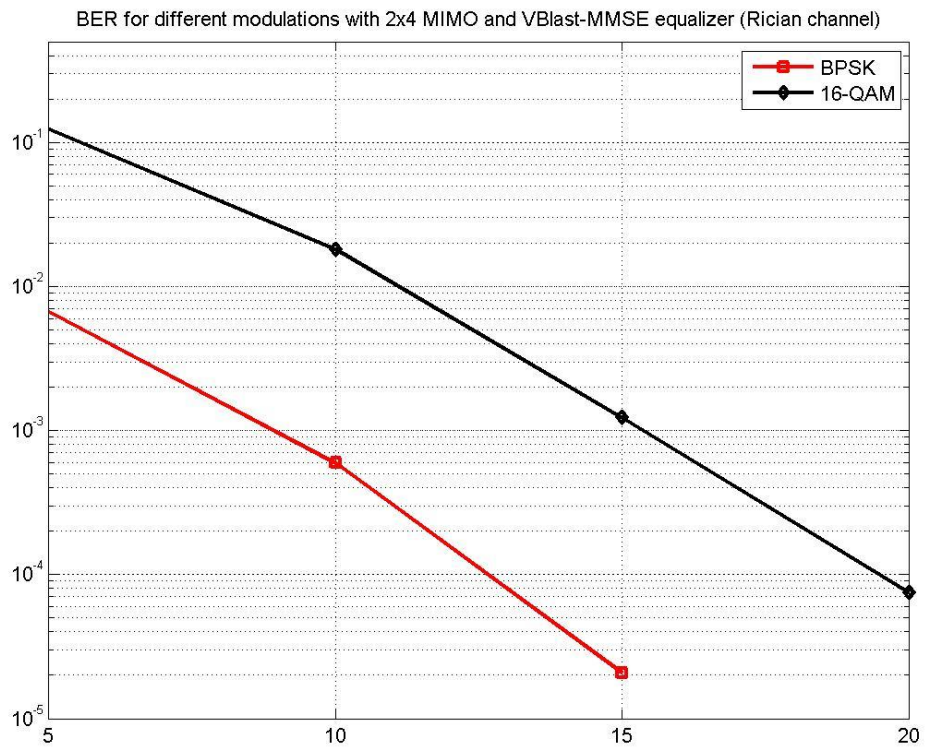
6.3.7 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη

2x4 MIMO με QPSK



6.3.8 Επιλογή Κεραιών με VBLAST-MMSE δέκτη για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις

Incremental Selection



ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία έγινε μια εκτενή αναφορά στα χαρακτηριστικά των MIMO συστημάτων, καθιστώντας παράλληλα εμφανή την ανάγκη για επιλογή κεραιών στο σύστημα μας. Έπειτα από την ολοκλήρωση της έρευνας μας, αποδεικνύεται τουλάχιστον θεωρητικά η χρησιμότητα των δυο αλγορίθμων που περιγράψαμε, οι οποίοι είναι άμεσα εφαρμόσιμοι και συνάμα εξόχως αποδοτικοί. Όπως παρατηρήσαμε το BER μειώνεται δραματικά σε όλες τις περιπτώσεις χρησιμοποιώντας τους αλγόριθμους που υλοποιήσαμε, ενώ ο ρόλος της ψηφιακής διαμόρφωσης είναι λιγότερο σημαντικός αφού δεν παρουσιάζονται εντυπωσιακές αλλαγές στην τιμή του BER εκτός της περίπτωσης του MMSE δέκτη. Συγκριτικά, ανάμεσα στους δυο αλγόριθμους επιλογής κεραιών δεν μπορούμε να διαπιστώσουμε κάποια εμφανή διαφορά, καθώς η απόδοση τους είναι ισάξια. Αυτό που μπορεί να ειπωθεί, είναι ότι ο αλγόριθμος φθίνουσας επιλογής είναι κατάλληλος όταν ο επιλεγόμενος αριθμός ενεργών κεραιών είναι πιο κοντά στον συνολικό αριθμό των κεραιών του πομπού λόγω της αφαιρετικής μεθόδου που υιοθετεί, ενώ ο αλγόριθμος αύξουσας επιλογής είναι πιο αποδοτικός όσον αφορά το χρόνο επιλογής του σετ ενεργών κεραιών όταν το N_t (αριθμός ενεργών κεραιών) είναι μικρό.

Τέλος αξίζει να σημειωθεί ότι μια πιθανόν μελλοντική μελέτη, θα μπορούσε να αφορά την υλοποίηση αυτών των αλγορίθμων στην πράξη, παραθέτοντας μια πιο εκτενή ανάλυση πάνω στην υπολογιστική πολυπλοκότητα που εμπεριέχουν οι αλγόριθμοι αυτοί. Η διαφορά μεταξύ θεωρητικού και πρακτικού επίπεδου είναι δεδομένη και μένει να αποδειχθεί στην πράξη το πόσο απέχουν στην πραγματικότητα οι θεωρητικές μελέτες από την ίδια την εφαρμογή τους σε κανονικό περιβάλλον.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

MIMO.m

```
function varargout = MIMO(varargin)

gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn',  @MIMO_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @MIMO_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',   [], ...
                  'gui_Callback',    []);

if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

function MIMO_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;
guidata(hObject, handles);

function varargout = MIMO_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
varargout{1} = handles.output;

function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)

M=str2num(get(handles.edit31, 'String'));
packets=str2num(get(handles.edit30, 'String'));
frames=str2num(get(handles.edit29, 'String'));
Tx_n=str2num(get(handles.edit28, 'String'));
Rx_n=str2num(get(handles.edit27, 'String'));
kt=str2num(get(handles.edit26, 'String'));
Channel=str2num(get(handles.edit32, 'String'));
ASelection=str2num(get(handles.edit21, 'String'));
Receiver=str2num(get(handles.edit25, 'String'));
simBer =
MIMOof(Tx_n, Rx_n, kt, M, packets, frames, Channel, ASelection, Receiver);

function edit21_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit21_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'),
get(0, 'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

function edit25_Callback(hObject, eventdata, handles)
```

```
function edit25_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
function edit26_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit26_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
function edit27_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit27_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
function edit28_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit28_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
function edit29_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit29_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
function edit30_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit30_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
function edit31_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit31_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
End
```

```
function edit32_Callback(hObject, eventdata, handles)
function edit32_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

MIMO.f

```

function [simBer] =
MIMOof(Tx_n,Rx_n,kt,M,packets,frames,Channel,ASelection,Receiver)

Eb_N0_dB = [5:5:20];

for k=1:length(Eb_N0_dB)

    PErrors=0;

    for j=1:packets
        Errors=0;
        switch Channel
            case 1 %Rayleigh
                Hn = 1/sqrt(2)*[randn(Rx_n,Tx_n) + 1i*randn(Rx_n,Tx_n)];
            case 2 %Rician
                Hn = RicianChannel(Rx_n,Tx_n);
        end

        switch ASelection
            case 1
                H1=Hn;
                kt=Tx_n;
            case 2
                H1 = RandomSelection(Hn,kt,Tx_n);
            case 3
                H1=incremental1(Hn,Rx_n,Tx_n,kt);
            case 4
                H1 = decremental1(Hn,Tx_n,kt);
        end

        for z=1:frames

            H=H1;

            source = randi([0 M-1],Rx_n,kt);
            if M<3
                D=pskmod(source,M);
            end
            if M>3
                D=qammod(source,M);
            end

            n = 1/sqrt(2)*[randn(Rx_n,kt) + 1i*randn(Rx_n,kt)];
            y1=H*D+10^(-Eb_N0_dB(k)/20)*n;

            switch Receiver
                case 1 %ZF Receiver

```

```

        G=pinv(H);
        a=G*y1;
        case 2 %MMSE Receiver
            G=inv(ctranspose(H)*H + 10^(-
Eb_N0_dB(k)/10)*eye(kt,Rx_n))*ctranspose(H);
            a=G*y1;
        case 3 %V-BLAST with ZF Receiver
            a = VBlastReceiverZF(H,y1,kt,Rx_n);
        case 4 %V-BLAST with MMSE Receiver
            Q=Eb_N0_dB(k);
            a = VBlastReceiverMMSE(H,y1,kt,Rx_n,Q);
        end

    if M<3
        sink=pskdemod(a,M);
    end
    if M>3
        sink=qamdemod(a,M);
    end

    [Num,Ber]=biterr(sink,source);

    Errors=Errors+Num;
    end
    PErrors=PErrors+Errors;
end
TErrors(k)=PErrors;
end

disp(TErrors)
simBer=TErrors/(packets*frames*Tx_n*Rx_n);

%figure
hold on
if ASelection==1
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'bp','LineWidth',2);
end
if ASelection==2
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'mo-','LineWidth',2);
end
if ASelection==3
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'rs-','LineWidth',2);
end
if ASelection==4
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'gs-','LineWidth',2);
end

hold on
axis([5 20 10^-5 0.5])
grid on

end

```

RicianChannel.m

```
function [Hn] = RicianChannel(Rx_n,Tx_n)

    K_factor = 8;
    Power_k = 10^(0.1*K_factor);
    Direct_p = 1;
    Scatter_p = Direct_p/Power_k;
    Hn = ((Scatter_p + randn(Rx_n,Tx_n))+1i*randn(Rx_n,Tx_n)
)/sqrt( 3.0 );

end
```

RandomSelection.m

```
function [H] = RandomSelection(Hn,kt,Tx_n)

a=randperm(Tx_n);
for k=1:kt
H(:,k)=Hn(:,a(k));
end
```

incremental1.m

```
function [H2] = incremental1(H,Rr,Tr,kt)

clear c g r p Hn SQ
c=[];
g=[];
B=zeros(Rr,Tr);
r=[];
p=[];
SQL=zeros(Rr,Tr);
SQ=zeros(Rr,Tr);
Hn=zeros(Rr,kt);

for i=1:Tr
    a=(norm(H(:,i),2));
    c(i)=a;
end
%disp(c)
[~, p(1)]=max(c);
r(1)=max(c);
g(1)=1/r(1);

B(:,1)=H(:,p(1))/norm(H(:,p(1)));
Hn(:,1)=H(:,p(1));
H(:,p(1))=[];
Tr=Tr-1;
c(p(1))=[];
for k=2:kt

    for i=1:Tr
        c(i)=c(i)-(norm(H(:,i)'+(B(:,k-1)),2));
    end
    %disp(c)
```

```

[~, p(k)] = max(c);
r(k) = max(c);
g(k) = 1/r(k);

clear SQL
for l=1:k-1
    SQL(:,l) = B(:,l)' * H(:,p(k)) * B(:,l);
end

for i=1:Rr
    SQ(i,1) = sum(SQL(i,:));
end

B(:,k) = H(:,p(k)) - SQ(:,1);
B(:,k) = B(:,k) / norm(B(:,k));

Hn(:,k) = H(:,p(k));
H(:,p(k)) = [];
Tr = Tr - 1;
c(p(k)) = [];
end
clear a
for i=1:kt
    a(i) = norm(Hn(:,i), 2);
end

clear p1
for z=1:kt
    [~, p1(z)] = max(a);
    a(p1(z)) = 0;
end
clear H2
for z=1:kt
    H2(:,z) = Hn(:,p1(z));
end

```

decremental1.m

```

function [Hn] = decremental1(H, Tr, kt)

clear E P c
for k=1:Tr-kt
    E = sqrt(H' * H);
    P = power(E, -1);

    for i=1:Tr
        c(i) = norm(P(i,:), inf);
    end
    [~, p(k)] = max(c);
    Tr = Tr - 1;
end

```

```

clear A
for i=1:kt
    A(i)=norm(H(:,i));
end

for z1=1:kt
    [~, T(z1)]=max(A);
    A(T(z1))=0;
end

clear Hn
for z2=1:kt
    Hn(:,z2)=H(:,T(z2));
end

```

VBlastReceiverZF.m

```
function [a] = VBlastReceiverZF(H,y1,kt,Rx_n,M)
```

```

G=pinv(H);
[~, k0]=min(sum(abs(G).^2,2));
clear w a akk1
for m=1:kt

    k1(m)=k0;
    w(m,:)=G(k1(m),:);
    y=w(m,:)*y1;
    %disp(y)
    if M<3
        akk1=pskdemod(y,M);
        akk=pskmod(akk1,M);
    end
    if M>3
        akk1=qamdemod(y,M);
        akk=qammod(akk1,M);
    end
    a(k1(m),:)=akk;
    y1 = y1 -H(:, k1(m))*akk;
    H(:,k0)=zeros(Rx_n,1);
    G=pinv(H);
    for t=1:m
        G(k1(t),:)=inf;
    end
    [~, k0]=min(sum(abs(G).^2,2));
end

```

```
end
```

VBlastReceiverMMSE.m

```
function [a] = VBlastReceiverMMSE(H,y1,kt,Rx_n,Q,M)
```



```

G=(H'*H + 10^(-Q/10)*eye(Rx_n))\H';
[~, k0]=min(sum(abs(G).^2,2));
clear w an akk1
for m=1:kt

    k1(m)=k0;
    w(m,:)=G(k1(m),:);
    y=w(m,:)*y1;
    if M<3
        akk1=pskdemod(y,M);
        akk=pskmod(akk1,M);
    end
    if M>3
        akk1=qamdemod(y,M);
        akk=qammod(akk1,M);
    end
    a(k1(m),:)=akk;
    y1 = y1 -H(:, k1(m))*akk;
    H(:,k0)=zeros(Rx_n,1);
    G=(H'*H + 10^(-Q/10)*eye(Rx_n))\H';
    for t=1:m
        G(k1(t),:)=inf;
    end
    [~, k0]=min(sum(abs(G).^2,2));
end

end

```

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Ανάλυση κεραιών MIMO, Διπλωματική Εργασία Αδαμαντία Μπερίτση, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, URL: artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/.../DT2006-0117.doc
- [2] Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (multiple input multiple output) – πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό, σε διαφορετικά περιβάλλοντα ασύρματης επικοινωνίας, Διπλωματική Εργασία Δήμητρα Α. Ζαρμπούτη, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο URL: artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/.../DT2004-0164.doc
- [3] Θεωρητική μελέτη και ανάλυση ασύρματων συστημάτων Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων (MIMO – Multiple Input – Multiple Output) Διαφοριστικότητα στο πεδίο του χώρου και του χρόνου, Διπλωματική Εργασία Γεωργιάς Κ. Αντωνίου, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, URL: artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/.../DT2005-0122.doc
- [4] Μελέτη της Μεταβολής της Χωρητικότητας των Συστημάτων Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων με Χρήση της Πρότυπης Γεωμετρίας του Κύβου MIMO, Διπλωματική Εργασία Τσαγκάρη Χρίστου, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης URL: vivliothmmy.ee.auth.gr/314/1/Τσαγκάρης_Χρίστος.pdf
- [5] Μελέτη Τεχνικών Κωδικοποίησης στα συστήματα MIMO, Διπλωματική Εργασία Νικόλαου Γ. Τάραμας, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/.../DT2007-0063.doc
- [6] Joint Antenna Selection and Link Adaptation for MIMO Systems VT-2004-00348, Quan Zhou and Huaiyu Dai, IEEE, URL: www4.ncsu.edu/~hdai/VT_QZ-2005.pdf
- [7] Μ.Ε. Θεολόγου, “Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις ΕΜΠ, Μάρτιος 2002.
- [8] M. Wennström, “On MIMO System and Adaptive Arrays for Wireless Communications: Analysis and Practical Aspects”, thesis, Uppsala 2002. URL: publications.uu.se/uu/fulltext/nbn_se_uu_diva-2604.pdf
- [9] S. Alamouti, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications” IEEE Journal Select. Areas Commun., Vol. 16, No. 8, October 1998, pp. 1451–1458.
- [10] Mohinder Jankiraman, “Space-Time Codes and MIMO Systems”, Artech House, Inc., 2004.
- [11] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space–Time Block Codes from Orthogonal Designs,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, No. 5, July 1999, pp. 1456–1467.

- [12] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless: Performance Results" *IEEE Journal Select. Areas Commun.*, Vol. 17, No. 3, March 1999, pp. 451–460.
- [13] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar and H. Bolcskei, "An overview of MIMO communications-A key to gigabit wireless," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp.198-218, Feb.2004.
- [14] artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/.../DT2003-0189.doc
- [15] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-antenna arrays" vol. 17, no. 11, pp.1841~1852, 1999
- [16] Γ. Κοκολάκης, Ι. Σπηλιώτης, "Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική", Εκδόσεις Συμεών, 1999.
- [17] Π.Γ. Κωττής, "Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων", Εκδόσεις Τζιόλα, 2003
- [18] Golden G.D et al, "Detection Algorithm and initial Laboratory results using V-BLAST space time communication architecture", *Electronics Letters*, Vol 35, No1, pp.14~15, Jan99
- [19] B.Hassibi, "An efficient square-root algorithm for BLAST," in *Proc. 2000 IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'00)*, vol. 2, Istanbul, Turkey, pp. II737–II740.
- [20] Joint Antenna Selection and Link Adaptation for MIMO Systems, Quan Zhou, *Student Member, IEEE*, and Huaiyu Dai, *Member, IEEE*, *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, VOL. 55, NO. 1, JANUARY 2006